



Departamento de Ingeniería Eléctrica
Trabajo Final para la obtención del título de grado de Ingeniero Electromecánico

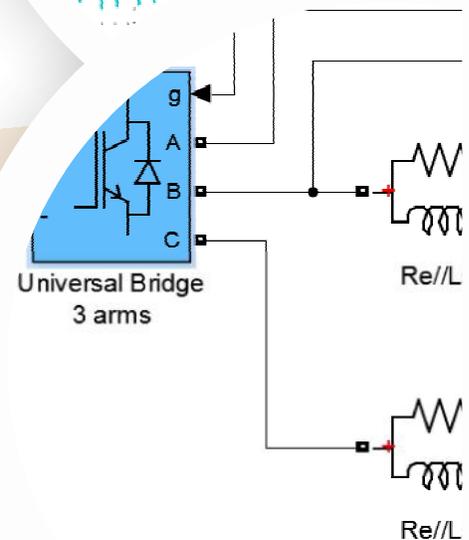
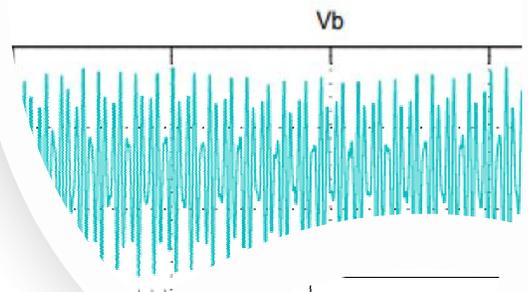
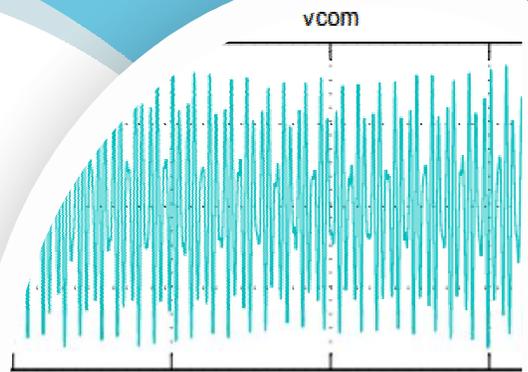
Corrientes en Cojinetes de Motores Trifásicos Accionados por Inversores

Autor del Proyecto:

Lisandro Nicolás Brisuela Blume

Director de Proyecto:

Dr. Ing. Mario Guillermo Macri



Comisión Evaluadora:

Ing. Eduardo Garín
Ing. Juan C. Stecca
Ing. José Faggiani

Mar del Pata, Junio 2015



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-
NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).



Dedicatorias:

A mi familia y amigos, quienes me han brindado su apoyo en los momentos difíciles de mi vida.

Agradecimientos:

A todas aquellas personas que bregan por una educación universitaria pública, gratuita y de calidad. Y en especial al Dr. Ing. Mario Guillermo Macri, por su apoyo dedicación y paciencia en la elaboración de este proyecto final.



Índice

Introducción

Resumen del Trabajo Final.....	6
Abreviaturas.....	7
Introducción.....	8
Consideraciones generales.....	8
Antecedentes y Motivación	8
Planteamiento del problema.....	8
Objetivos de este proyecto:.....	9
Principales referencias del Trabajo Final	10

Capítulo 1: Elementos que intervienen en el fenómeno

1.1 Motor de inducción	12
1.1.1 Características generales del motor de inducción	12
1.1.2 Velocidad de un motor asíncrono.....	13
1.2 El variador de velocidad	14
1.2.1 Funcionamiento del variador de velocidad	14
1.2.2 Modulación por ancho de pulso PWM.....	15
1.2.3 Aplicaciones de los variadores de velocidad	16
1.3 Corrientes en los cojinetes, interrelación entre el motor y el variador.....	17
1.4 Referencias del capítulo.....	20

Capítulo 2: Física de las corrientes en los cojinetes

2.1 Introducción	22
2.2 Comportamiento resistivo y capacitivo de un rodamiento	22
2.3 Sistemas de tensión	23
2.3.1 Tensión de línea a tierra:.....	23
2.3.2 Tensión de línea a línea:	24
2.3.3 Tensión de modo común:.....	25
2.3.4 Tensión del cojinete:.....	25
2.3.5 Tensión en el eje de extremo a extremo:	26
2.3 Las capacitancias del motor y la proporción de la tensión de cojinete.	26
2.3.1 Capacitancia del devanado del estator a la carcasa	27



2.3.2 Capacitancia de fase a fase:.....	27
2.3.3 Capacitancia del devanado del estator al rotor.....	27
2.3.4 Capacitancia del rotor a la carcasa	28
2.3.5 Capacitancia del cojinete	28
2.3.6 Cociente de tensión de cojinete (BVR).....	28
2.4 Corrientes de cojinetes “clásicas”	29
2.5 Origen de las corrientes en cojinetes de motores trifásicos accionados por inversores.....	30
2.5.1 Reflejo de la tensión de modo común del devanado del estator sobre el cojinete	32
2.5.2 Corrientes de cojinetes de circulación de alta frecuencia	32
2.6 Clasificación de las corrientes en cojinetes de motores trifásicos accionados por inversores	34
2.6.1 Corrientes de cojinetes capacitivas.....	34
2.6.2 Corrientes de cojinetes de electroerosión	35
2.6.3 Corrientes de cojinetes de circulación	41
2.6.4 Corrientes a tierra del rotor	43
2.7 Referencias del capítulo.....	44

Capítulo 3: Introducción al modelado y la simulación

3.1 Acerca del modelado en general	47
3.2 Modelando sistemas de potencia.....	49
3.3 Software empleado	49
3.3.1 Introducción al MATLAB	49
3.3.2 Simulink.....	50
3.3.3 Toolbox SimPowerSystems	50
3.4 Referencias del capítulo.....	50

Capítulo 4: Modelando tensiones y corrientes de cojinetes

4.1 Introducción	52
4.2 Mediciones de las corrientes y tensiones de modo común y de cojinete....	52
4.3 Cálculo de la aproximación de la corriente de modo común y la tensión de cojinete	54
4.3.1 Cálculo de la corriente de modo común	54
4.3.2 Cálculo de la tensión de cojinete.....	56



4.3.3	Análisis del cociente de tensión de cojinete BVR.....	59
4.4	Modelo de la impedancia del cojinete para la corriente de electroerosión	60
4.5	Intervalos de ocurrencia y duración de descargas en los cojinetes	61
4.6	Referencias del capítulo.....	64
Capítulo 5: Parámetros del modelo		
5.1	Introducción	66
5.2	Inductancia del bobinado del estator L_s :	66
5.3	Resistencia por corrientes parásitas de Foucault R_e :	67
5.4	Capacitancia del devanado del estator a la carcasa	68
5.5	Capacitancia rotor carcasa	70
5.6	Capacitancia del devanado del estator al rotor	72
5.7	Impedancia del cojinete	73
5.7.1	El cojinete como Impedancia Eléctrica	73
5.7.2	Capacitancia del cojinete	75
5.8	Valores de los parámetros simulados	77
5.9	Referencias del capítulo.....	79
Capítulo 6: Simulación de la tensión de modo común, y la tensión y corriente en los cojinetes		
6.1	Introducción	81
6.2	Modelo en Simulink	83
6.3	Simulaciones para el motor M2,2	85
6.4	Simulaciones para el motor M7	87
6.5	Simulaciones para el motor M110a.....	89
6.6	Simulaciones para el motor M500b	91
Capítulo 7: Simulación de la tensión de modo común, y la tensión y corriente en los cojinetes, con inversores de 3 niveles		
7.1	Introducción	94
7.2	Modelo en Simulink	97
7.3	Simulaciones para el motor M2,2	99
7.4	Simulaciones para el motor M7	101
7.5	Simulaciones para el motor M110a.....	103



7.6 Simulaciones para el motor M500b	105
Capítulo 8: Técnicas de mitigación	
8.1 Influencia de las técnicas de mitigación en corrientes de los cojinetes...	108
8.1.1 Técnicas en el lado del inversor	108
8.1.2 Técnicas dentro o en el motor	108
8.2 Referencias del capítulo.....	114
Capítulo 9: Análisis del impacto económico y ambiental	
9.1 Disminución de la vida útil de un rodamiento	116
9.2 Vida nominal de un rodamiento.....	119
9.3 Duración de vida modificada	119
9.4 Comparación de la vida útil de un cojinete utilizando inversores de 2 y 3 niveles de tensión.....	120
9.5 Referencias del capítulo.....	121
Conclusión	
Consideraciones generales.....	123
Consideraciones específicas	124
Consideraciones finales.....	124
Anexos	
A.1 Datos de los motores estudiados	126
A.1.1 Motor de inducción M2,2.....	126
A.1.2 Motor de inducción M7,5.....	126
A.1.3 Motor de inducción M11a.....	126
A.1.4 Motores de inducción M11b	127
A.1.5 Motores de inducción M110a.....	127
A.1.6 Motor de inducción M110b.....	127
A.1.7 Motor de inducción M240.....	128
A.1.8 Motor de inducción M500a.....	128
A.1.9 Motor de inducción M500b.....	129
A.2 Conceptos de los IGBT y de la tecnología PWM	130
A.3 Programa para el cálculo de valores eficaces y BVR en Matlab	136
A.4 Programas y bloques en Simulink.....	136



Resumen del Trabajo Final

En el presente trabajo se realiza en el Capítulo 1 una breve descripción a cerca de los motores de inducción trifásicos, los variadores de velocidad y su interrelación, que tienen como resultado corrientes dañinas en los cojinetes.

En el Capítulo 2 se habla a cerca de las corrientes en los cojinetes, como así también se describen corrientes y tensiones características que posteriormente serán simuladas en este trabajo

En el Capítulo 3 se describe al modelado en general, al modelado de potencia y al programa computacional utilizado en la simulación.

En el Capítulo 4 se presenta un modelo para simular la tensión de modo común y las corrientes y tensiones en los cojinetes, en base a los modelos actuales de la bibliografía existente.

En el Capítulo 5 se detallan exhaustivamente los parámetros del modelo presentado en el capítulo anterior, tanto su justificación teórica como sus valores prácticos los cuales fueron extraídos de trabajos de mediciones realizadas por distintos investigadores del campo internacional.

En el Capítulo 6 se simula la tensión de modo común y la corriente y tensión en el cojinete, para cuatro motores distintos, en el entorno Matlab-Simulink, de acuerdo a los parámetros establecidos en el capítulo anterior.

En el Capítulo 7 se simula la tensión de modo común y la corriente y tensión en el cojinete, en el entorno Matlab-Simulink, pero con inversores de 3 niveles de tensión.

En el Capítulo 8 se detallan diversas técnicas de mitigación de las corrientes en los cojinetes en una tabla comparativa.

En el Capítulo 9 se estiman los beneficios económicos y ambientales que se pueden obtener considerando el fenómeno el cual es tema de este proyecto. Se muestran las ventajas de utilizar inversores de 3 niveles con respecto de 2 niveles de tensión.



Abreviaturas

BVR: Cociente de tensión de cojinete

CA: Corriente alterna

CC: Corriente continua.

i_b : Corriente de cojinete

IGBT: Transistor bipolar de puerta aislada

f_c : Frecuencia de conmutación

f_s : Frecuencia de salida

MIT: Motor de inducción trifásico

PWM: Modulación por ancho de pulso

RMS: valor cuadrático medio

RMS,CA: valor cuadrático medio de la componente de corriente alterna

THD: Distorsión armónica total

v_b : Tensión de cojinete

v_{com} : Tensión de modo común



Introducción

Consideraciones generales

En este trabajo se detalla el fenómeno que puede causar corrientes dañinas en los cojinetes debido a las tensiones producidas por los inversores de los variadores de velocidad.

Se presenta un modelo de circuito adecuado para el análisis de este fenómeno, el cual se desprende de un estudio de diversas publicaciones científicas modernas, entre las más destacadas podemos citar [1]-[4], modelos que fueron corroborados experimentalmente por sus autores.

El modelo empleado fue implementado en el entorno Matlab-Simulink, para motores de 2,2 kW a 500kW. Se obtienen por simulación los valores de la tensión de modo común (v_{com}), la corriente de cojinete (i_b) y la tensión de cojinete (v_b). Se analiza posteriormente los mismos motores empleando técnicas de mitigación de las corrientes de cojinete.

Antecedentes y Motivación

Los fenómenos de corrientes de los cojinetes adicionales en sistemas de accionamiento de velocidad variable mediante inversores de tensión se han reportado durante más de una década (por ejemplo, [1] - [4]). En este trabajo se realiza un análisis exhaustivo de la importancia cualitativa y cuantitativa de los diferentes parámetros en el fenómeno actual que lleva a cabo en los motores de hasta 500 kW. Con respecto a la comprensión profunda de la puesta en peligro de los cojinetes, aún queda mucho por trabajar en el campo de investigación internacional. Pero las conclusiones realizadas en este trabajo nos permiten identificar áreas de operación y configuraciones simples para proteger el rodamiento sin pagar el costo de dispositivos innecesarios.

Planteamiento del problema

La esencia de los variadores de velocidad radica en la modificación de la frecuencia del campo rotante del estator, lo cual puede hacerse mediante la variación de la frecuencia de excitación. Los variadores de velocidad regulan la velocidad de un motor mediante la conversión de la línea sinusoidal de tensión de CA a tensión de CC, luego, por intermedio de una modulación por ancho de pulsos (PWM), se obtiene una tensión de CA de frecuencia variable. La frecuencia de conmutación se extiende 2 kHz a 20 kHz y se conoce como la frecuencia portadora, generando en principio, un tren de pulsos que tiene una frecuencia tal. La relación de los cambios de la dv / dt crea una descarga de la capacitancia parásita situada entre el estator del motor y el rotor, que induce un voltaje en el eje del rotor. Esta tensión se denomina tensión del eje o tensión de modo común. Si esta tensión alcanza un nivel suficiente, puede descargarse a tierra a



través de los cojinetes. Las corrientes que encuentran su camino a tierra a través de los cojinetes del motor se denominan "corriente de cojinetes". Se ha encontrado que el propio inversor es un generador de voltaje de modo común. La tensión de modo común es la tensión entre tierra y neutro, y esto se debe a que a la salida del inversor PWM, la suma instantánea de las tres tensiones de fase es distinta de cero.

Las capacidades de las máquinas eléctricas no suelen ser de influencia con una línea de alimentación trifásica sinusoidal. Sin embargo entran en vigor, cuando la máquina es sometida a una tensión de modo común que contiene componentes de alta frecuencia. Dichas capacidades son estudiadas y descritas exhaustivamente en este trabajo, para luego ser empleadas en el modelo del circuito equivalente de la tensión de modo común (v_{com}), que permitirá la simulación la corriente de cojinete (i_b) y la tensión de cojinete (v_b).

Objetivos de este proyecto:

- En primera instancia se presentan los fenómenos que produce la tecnología PWM en los rodamientos de los motores eléctricos.
- Se presenta el modelo matemático y el circuito eléctrico equivalente, basados en publicaciones y trabajos en la materia.
- Se presentan los programas computacionales, y posteriormente se implementan en el entorno Matlab para realizar las simulaciones.
- Se analiza la tensión de modo común y corrientes en cojinetes ante distintos parámetros del circuito equivalente
- Finalmente se presentan las conclusiones



Principales referencias del Trabajo Final

[1] A. Muetze, “Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors,”. *Disertación doctoral Enero 2004.*

[2] D. Busse, J. Erdman, R. Kerkman, D. Schlegel, and G. Skibinski, “System electrical parameters and their effect on bearing currents”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Abril 1997.

[3] O. Magdun and A. Binder. “High-Frequency Induction Machine Modeling for Common Mode Current and Bearing Voltage Calculation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, VOL. 50, NO. 3, Junio 2014.

[4] Mahesh Swamy, “ Influence of PWM Inverters on Bearing Currents”. *Publicado por Yaskawa Electric America, 2009*

Capítulo 1

Elementos que intervienen en el fenómeno



Resumen

En este capítulo se describen brevemente algunas características del motor de inducción y del variador de velocidad. El variador de velocidad, no provee una réplica exacta de la forma de onda de entrada de CA sinusoidal en los bornes del motor. En vez de ello, provee pulsos de tensión de magnitud constante. La causa principal del paso de corriente eléctrica a través de los cojinetes proviene de los pulsos de tensión creados por la conmutación de alta frecuencia (2-20kHz,) de los dispositivos semiconductores IGBTs en el variador de velocidad.

1.1 Motor de inducción

1.1.1 Características generales del motor de inducción

Un motor eléctrico transforma energía eléctrica en energía mecánica, debido a la interacción de conductores con corriente en presencia un campo magnético, que generan un par electromagnético.

El motor de inducción de corriente alterna, Fig. (1.1), es el motor más ampliamente usado en la industria. Su uso ha sido preferido por su sencillez, bajo costo y eficiencia, así como su facilidad de mantenimiento.

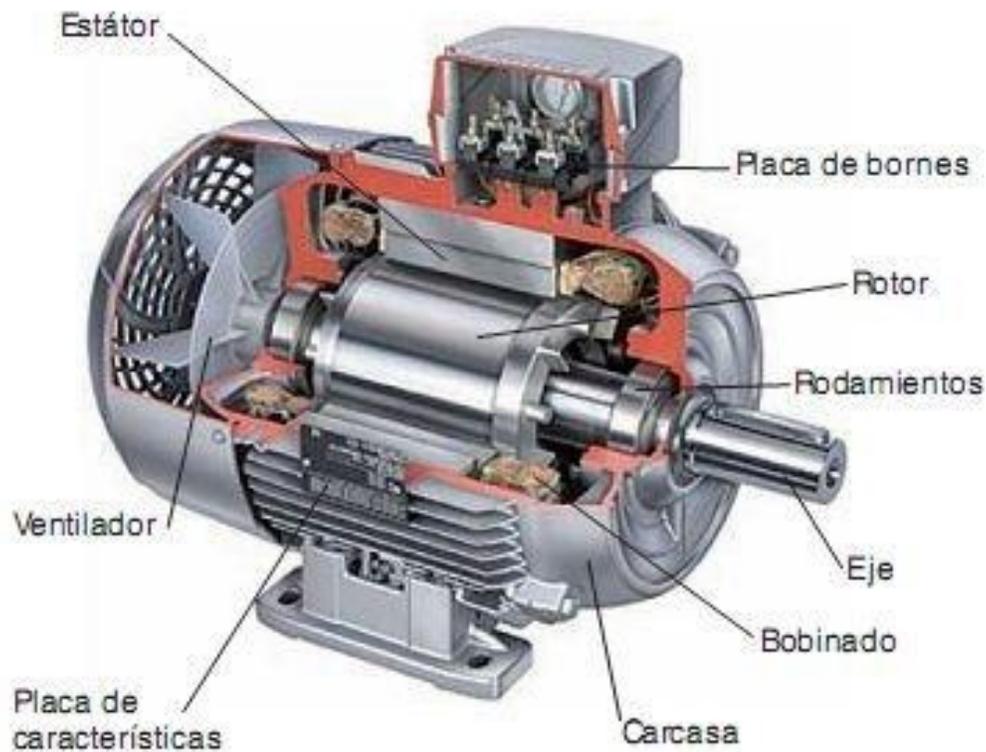


Fig. (1.1). Partes constitutivas de un motor de inducción.

El motor de jaula de ardilla consta de un rotor constituido por una serie de conductores metálicos (normalmente de aluminio) dispuestos paralelamente unos a otros, y cortocircuitados en sus extremos por unos anillos metálicos, esto es lo que forma la llamada jaula de ardilla por su similitud gráfica con una jaula de ardilla. Esta 'jaula' se rellena de material, normalmente chapa apilada. De esta manera, se consigue un sistema n-fásico de conductores (siendo n el número de conductores, comúnmente 3)



situado en el interior del campo magnético giratorio creado por el estator, con lo cual se tiene un sistema físico muy eficaz, simple, y muy robusto (básicamente, no requiere mantenimiento al carecer de escobillas).

El motor de rotor bobinado tiene un rotor constituido, en vez de por una jaula, por una serie de conductores bobinados sobre él en una serie de ranuras situadas sobre su superficie. De esta forma se tiene un bobinado en el interior del campo magnético del estator, del mismo número de polos (ha de ser construido con mucho cuidado), y en movimiento. Este rotor es mucho más complicado de fabricar y mantener que el de jaula de ardilla, pero permite el acceso al mismo desde el exterior a través de unos anillos que son los que cortocircuitan los bobinados. Esto tiene ventajas, normalmente es como la posibilidad de utilizar un reóstato de arranque que permite modificar la velocidad y el par de arranque, así como el reducir la corriente de arranque.

En cualquiera de los dos casos, el campo magnético giratorio producido por las bobinas inductoras del estator genera unas corrientes inducidas en el rotor, que son las que producen el movimiento.

1.1.2 Velocidad de un motor asíncrono.

El motor asíncrono funciona según el principio de inducción mutua de Faraday. Al aplicar corriente alterna trifásica a las bobinas inductoras, se produce un campo magnético giratorio, conocido como campo rotante, cuya frecuencia será igual a la de la corriente alterna con la que se alimenta al motor. Este campo al girar alrededor del rotor en estado de reposo, inducirá corrientes en el mismo, que producirán a su vez un campo magnético que seguirá el movimiento del campo estático, produciendo una cupla o par motor que hace que el rotor gire (principio de inducción mutua). No obstante, como la inducción en el rotor sólo se produce si hay una diferencia en las velocidades relativas del campo estático y el rotórico, la velocidad del rotor nunca alcanza a la del campo rotante. De lo contrario, si ambas velocidades fuesen iguales, no habría inducción y el rotor no produciría cupla. A esta diferencia de velocidad se la denomina "deslizamiento" y se mide en términos porcentuales, por lo que ésta es la razón por la cual a los motores de inducción se los denomina asíncronos, ya que la velocidad rotórica difiere levemente de la del campo rotante. El deslizamiento difiere con la carga mecánica aplicada al rotor, siendo máximo con la máxima carga aplicada al mismo. Sin embargo, a pesar de esto, el motor varía poco su velocidad, pero el par motor o cupla aumenta (y con ello la intensidad de corriente consumida) por lo que se puede deducir que son motores de velocidad constante.

La velocidad del motor de inducción de CA responde a las ecuaciones:

$$w_s = \frac{120f_1}{p} \quad (1-1)$$



$$w_r = w_s(1 - s) \quad (1-2)$$

$$s = \frac{w_s - w_r}{w_s} \quad (1-3)$$

Donde:

f_l es la frecuencia de la tensión estatórica

p el número de polos del mismo

w_s velocidad del campo rotante

w_r velocidad del rotor

s deslizamiento

La ecuación (1-1), muestra que es posible ajustar la velocidad de un motor de inducción de CA cambiando la frecuencia aplicada al motor. También es posible ajustar la velocidad del motor variando el número de polos, lo cual implica un cambio físico en el motor, que requiere una construcción especial y no brinda una amplia gama de velocidades.

En este trabajo, nos enfocaremos sobre la posibilidad de variar la velocidad cambiando la frecuencia de la tensión estatórica, para lo cual es necesario utilizar un elemento conocido comúnmente en el mercado como variador de velocidad.

1.2 El variador de velocidad

1.2.1 Funcionamiento del variador de velocidad

Un variador de velocidad es un dispositivo utilizado para controlar la velocidad de rotación de un motor de inducción.

Además de cambiar la frecuencia, el variador también varía la tensión aplicada al motor para asegurar que existe el par necesario en el eje del motor sin que surjan problemas de sobrecalentamiento.

Su funcionamiento típico consiste en primera instancia en una conversión o rectificación de la señal de potencia de CA de entrada a una señal CC usando un puente rectificador (por lo general se utilizan puentes trifásicos de diodos). La potencia intermedia de CC se convierte entonces en una señal de potencia de CA cuasisinusoidal usando un circuito inversor, siendo el transistor bipolar de puerta aislada IGBT, el dispositivo más utilizado en la mayoría de variadores de frecuencia Fig. (1.2).

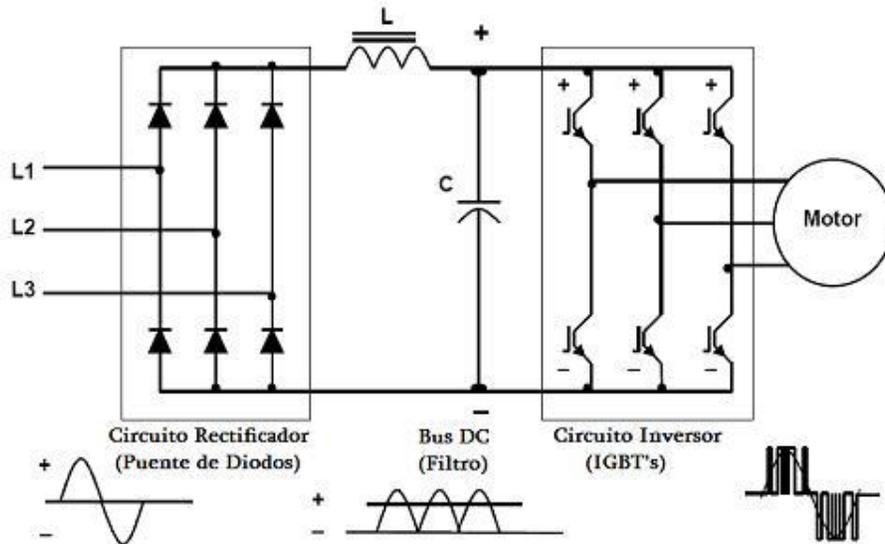


Fig. (1.2) Dispositivo de Frecuencia Variable tipo PWM

1.2.2 Modulación por ancho de pulso PWM

El método más común de lograr la variación de tensión y frecuencia se conoce como modulación por ancho de pulso PWM. Con el control de tensión PWM, los disparos del inversor se usan para construir una onda de salida cuasi-sinusoidal formada por una serie de pulsos angostos de tensión con duraciones del pulso sinusoidal variables.

Los inversores modernos utilizan dispositivos de potencia llamados transistores bipolares de puerta aislada IGBT para generar los disparos de encendido y apagado en los bornes en los intervalos especificados, de esta manera, el inversor genera una salida variable de tensión y frecuencia de CA. La salida del dispositivo no provee una réplica exacta de la forma de onda de entrada de CA sinusoidal, en vez de ello, provee pulsos de tensión de magnitud constante. Fig.(1.3).

El controlador del variador de frecuencia, guía los disparos de los dispositivos de potencia para que entren en la mitad positiva o negativa de la forma de onda. Este cambio alternativo entre disparos positivos y negativos recrea la salida trifásica.

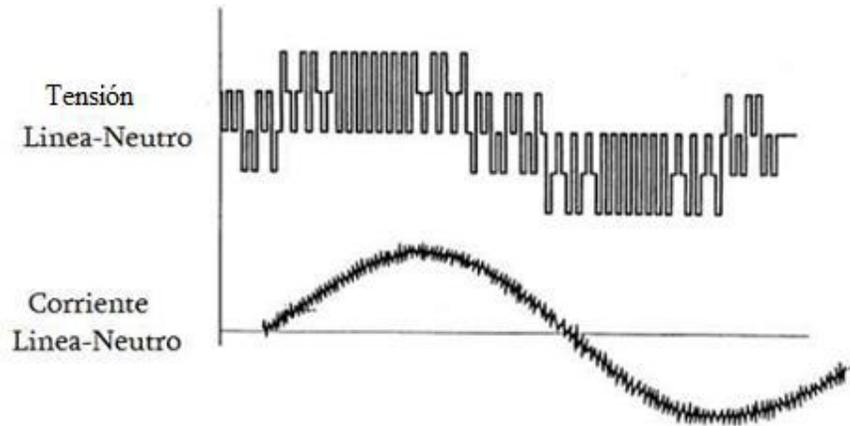


Fig. (1.3) Forma de Onda de la salida PWM (Tensión y Corriente)

La velocidad a la que los dispositivos de potencia alternan entre encendido y apagado se conoce como frecuencia de conmutación, frecuencia portadora o frecuencia de disparo. A mayor frecuencia de disparo se tendrá mayor resolución de cada pulso contenido en el PWM.

Las frecuencias portadoras bajas pueden producir ruido audible en los motores. Las frecuencias portadoras entre 2.5 kHz y 5 kHz causan menos problemas en los rodamientos del motor que los causados por frecuencias portadoras de 20 kHz.

1.2.3 Aplicaciones de los variadores de velocidad

Los variadores de velocidad tienen sus principales aplicaciones en los siguientes tipos de máquinas:

- **Transportadoras.** Controlan y sincronizan la velocidad de producción de acuerdo al tipo de producto que se transporta, para dosificar, para evitar ruidos y golpes en transporte de botellas y envases, para arrancar suavemente y evitar la caída del producto que se transporta, etc.

- **Bombas y ventiladores centrífugos.** Controlan el caudal, uso en sistemas de presión constante y volumen variable. En este caso se obtiene un gran ahorro de energía porque el consumo varía con el cubo de la velocidad, o sea que para la mitad de la velocidad, el consumo es la octava parte de la nominal.

- **Bombas de desplazamiento positivo.** Control de caudal y dosificación con precisión, controlando la velocidad. Por ejemplo en bombas de tornillo, bombas de engranajes. Para transporte de pulpa de fruta, pasta, concentrados mineros, aditivos químicos, chocolates, miel, barro, etc.

- **Ascensores y elevadores.** Para arranque y parada suaves manteniendo la cupla del motor constante, y diferentes velocidades para aplicaciones distintas.



- **Extrusoras.** Se obtiene una gran variación de velocidades y control total de de la cupla del motor.

- **Centrifugas.** Se consigue un arranque suave evitando picos de corriente y velocidades de resonancia.

- **Prensas mecánicas y balancines.** Se consiguen arranques suaves y mediante velocidades bajas en el inicio de la tarea, se evitan los desperdicios de materiales.

- **Máquinas textiles.** Para distintos tipos de materiales, inclusive para telas que no tienen un tejido simétrico se pueden obtener velocidades del tipo random para conseguir telas especiales.

- **Compresores de aire.** Se obtienen arranques suaves con máxima cupla y menor consumo de energía en el arranque.

- **Pozos petrolíferos.** Se usan para bombas de extracción con velocidades de acuerdo a las necesidades del pozo.

1.3 Introducción a las corrientes en los cojinetes

La causa principal del paso de corriente eléctrica a través de los rodamientos proviene de los pulsos de tensión creados por la conmutación de alta frecuencia (2-20kHz) de los dispositivos semiconductores IGBTs en el variador de velocidad. En el Anexo 2 de este trabajo, se detallan con mayor profundidad los conceptos de los IGBT y de la tecnología PWM.

La tensión eléctrica en el cojinete se incrementa en el rotor hasta que éste excede la rigidez dieléctrica del lubricante del rodamiento, luego, se produce un corto pulso de descarga de tensión a tierra a través del rodamiento. Después de esta descarga, la tensión se acumula de nuevo en el cojinete y el ciclo se repite de nuevo.

Estas descargas frecuentes tienen un efecto de electroerosión, un proceso similar a la soldadura eléctrica, en la que se producen temperaturas localizadas muy altas, causando picaduras en los elementos rodantes y las pistas de rodadura. Inicialmente, estas descargas crean un efecto “escarcha” y usualmente el primer síntoma de daño por paso de corriente es el ruido audible creado por los elementos rodantes al pasar sobre los agujeros en las pistas del rodamiento. Con el tiempo, este deterioro produce patrones ranurados en la pista del rodamiento, conocidos como “estrías” el cual es señal de daño severo. Eventualmente, este deterioro lleva la destrucción del rodamiento.

La Fig. (1.4) muestra las estrías de un anillo de un rodamiento que fue causado por las corrientes de cojinetes inducidas por un inversor.

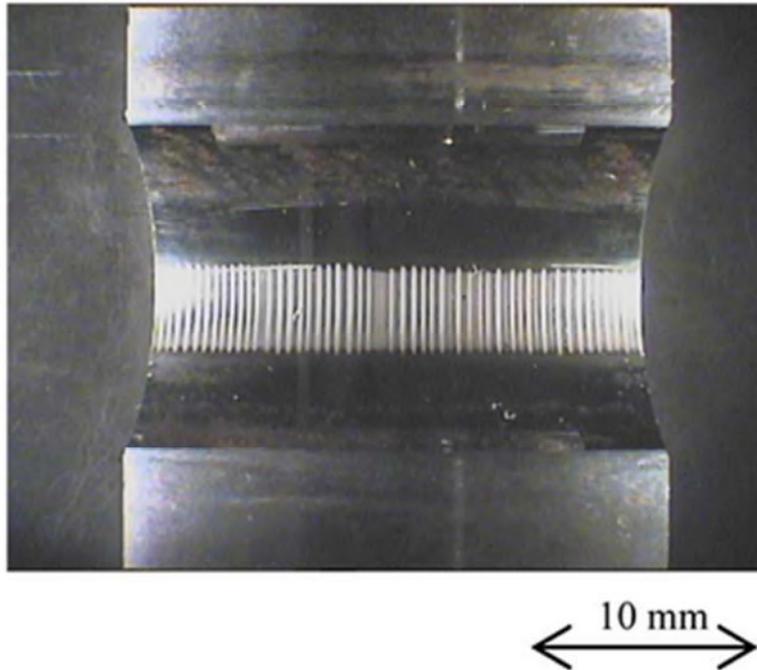


Fig. (1.4). Estrias de una pista de cojinete como resultado de corrientes de cojinetes inducidas por inversor, el tiempo de operación de 1.275 h, densidad de corriente de cojinete aparente $J_b \leq 2.0 \text{ A / mm}^2$, frecuencia de conmutación $f_s = 10 \text{ kHz}$, motor de inducción de jaula de ardilla con 11 kW y el cojinete tipo 6209 C3. [3].

En la Fig.(1.5), en la Fig.(1.6) y en la Fig.(1.7) se observan fallas en rodamiento debido al paso de corriente eléctrica, con el clásico patrón que las caracteriza.



Fig (1.5). Rodamiento del lado acople SKF 6313-2Z [1]

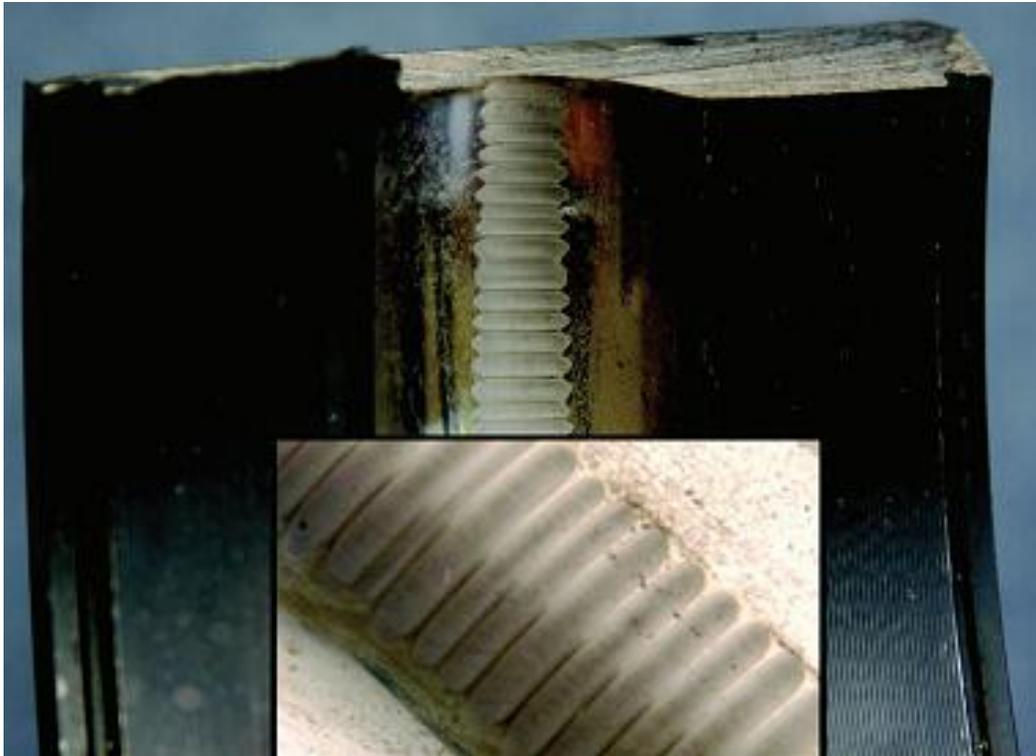


Fig. (1.6) Falla en el rodamiento, sobre la figura se puede apreciar el patrón de “estrías” ampliado [4]



Fig. (1.7) Detección de corrientes de descargas en un motor con rodamientos cilíndricos.[1]



1.4 Referencias del capítulo

[1] J. Calderón Sierra. “Análisis de las fallas causadas por accionamientos de frecuencia variable en los rodamientos de motores de inducción”. Trabajo de grado Facultad de Ingeniería de Santiago de Cali, año 2009

[2] Mario Guillermo Macri. “Apuntes de cátedra de máquinas eléctricas”. Última Actualización: Enero 2014

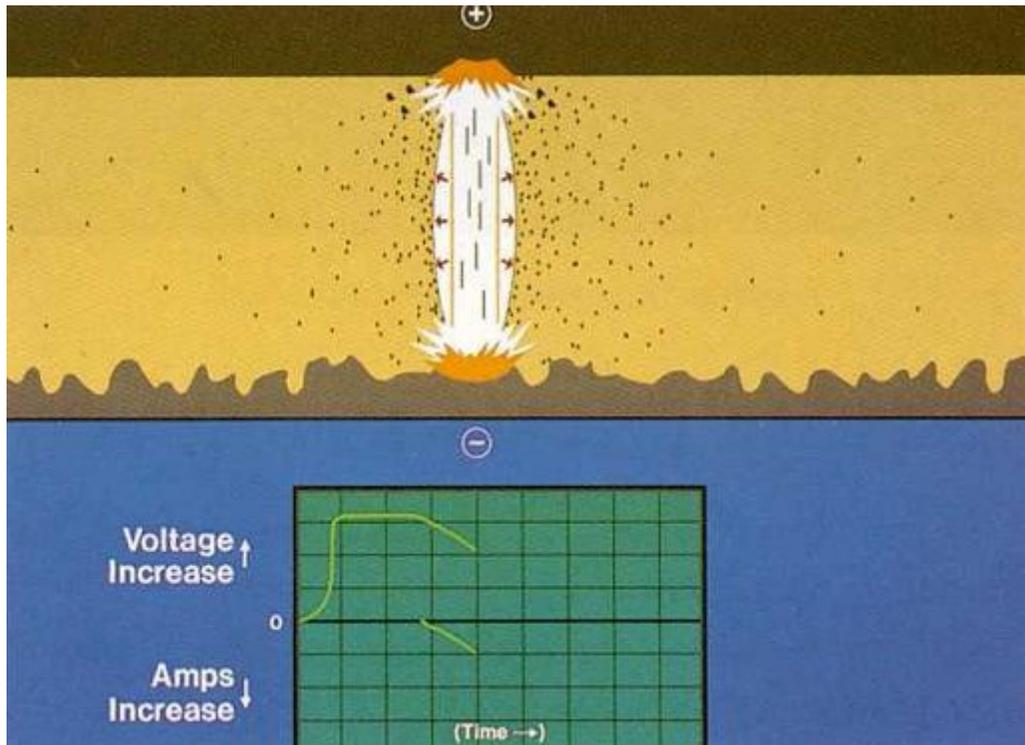
[3] A. Muetze, y A. Binder, “Practical Rules for Assessment of Inverter-Induced Bearing Currents in Inverter-Fed AC Motors up to 500 kW”. IEEE, vol. 54, NO. 3, Junio 2007

[4] H. William y A. Willwerth. “Shaft Grounding A Solution to Motor Bearing Currents”. publicado en ASHRAE en 2008.



Capítulo 2

Física de las corrientes en los cojinetes



Resumen del capítulo:

El propósito de este capítulo es investigar el fenómeno de corrientes de los cojinetes, la teoría detrás del problema y la definición de algunos parámetros del motor eléctrico en alta frecuencia. Las corrientes en los cojinetes es un término para las corrientes no deseadas que fluyen a través del cojinete causando daño en el tiempo.



2.1 Introducción

Las corrientes de los cojinetes han sido un problema desde que el motor eléctrico se inventó, (Sección 2.4), pero el daño que causan se ha incrementado durante los últimos años. Esto se debe a los variadores de velocidad modernos utilizan un rápido aumento de impulsos de tensión, y altas frecuencias de conmutación para controlar la velocidad del motor, (Sección 2.5). Estos impulsos de tensión de alta frecuencia pueden causar pulsos de corriente a través de los cojinetes, cuya descarga repetida puede erosionar gradualmente los anillos de rodadura.

2.2 Comportamiento resistivo y capacitivo de un rodamiento

La Fig. (2.1) muestra un esquema de un cojinete de bolas, consiste del anillo exterior e interior del cojinete y los elementos rodantes (aquí bolas). El vector de carga y la velocidad de rotación de los diferentes elementos también son mostrados. En cuanto a las características eléctricas el cojinete es una impedancia compleja, no lineal en el circuito equivalente del motor. Esto es detallado en el (Capítulo 5).

Desde un punto de vista simplificado, son dos los rangos de operación que se pueden distinguir para comprender los mecanismos de corrientes de los cojinetes adicionales por la alimentación del convertidor:

Parado y a baja velocidad del motor (típicamente $n \leq 100$ /min), la película de lubricación en la zona de carga del cojinete es sólo algunos nm de espesor. Si se aplica tensión a través de esta distancia, este puede ser fácilmente atravesado por los electrones de conducción debido al efecto túnel de la mecánica cuántica.

A velocidad elevada del motor (típicamente $n > 100$ / min), debido a efectos hidrodinámicos, la película de lubricante del cojinete es más de 100 veces más gruesa que en reposo, típicamente (0,1 ... 2) μm . Esta película lubricante tiene propiedades aislantes, y el cojinete actúa como un capacitor. Este parámetro es profundizado en el capítulo 5.

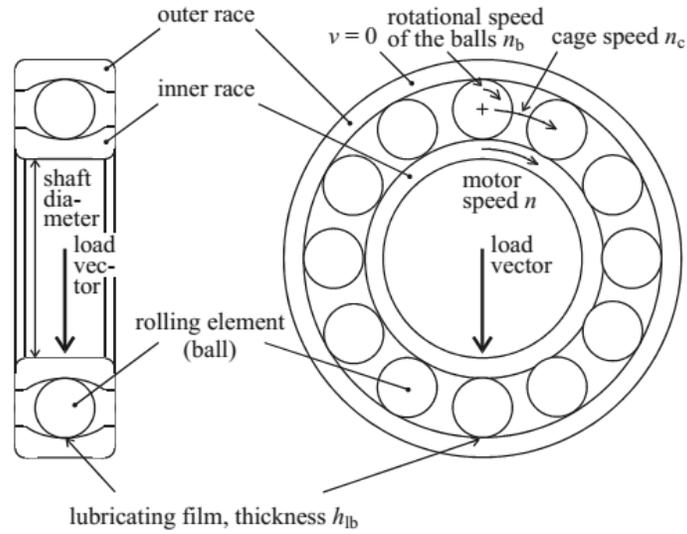


Fig. (2.1): Esquema de un cojinete de bola. [1]

2.3 Sistemas de tensión

La Fig. (2.2) muestra diferentes tensiones de un sistema de accionamiento trifásico Fig. (2.2a), y un motor de inducción Fig. (2.2b). En detalle las tensiones se indican como sigue:

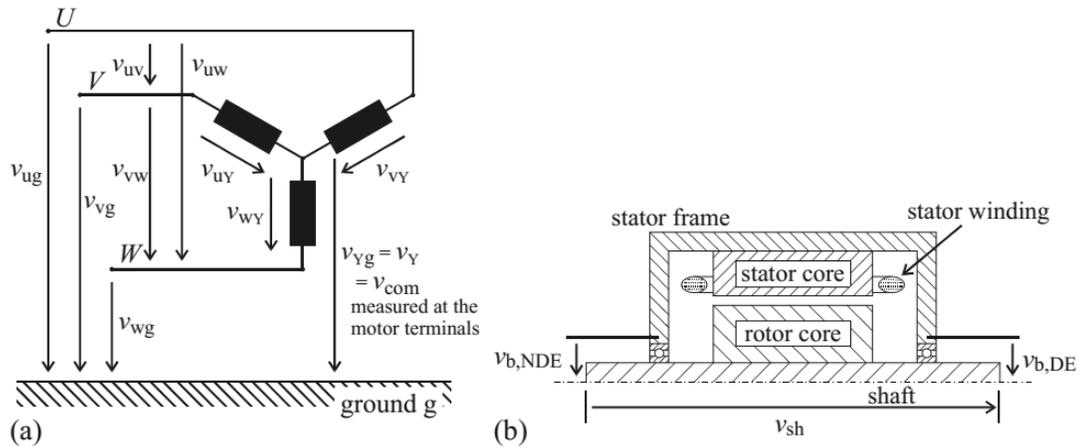


Fig. (2.2a) y (2.2b): Definición de los sistemas de tensiones. [1]

2.3.1 Tensión de línea a tierra:

La tensión de línea a tierra (“Line-to-ground” o “line-to-earth voltage” voltage) v_{Lg} , es la diferencia de potencial entre una fase individual y la tierra. Por lo tanto un sistema trifásico contiene tres tensiones de línea a tierra v_{ug} , v_{vg} and v_{wg} . En este trabajo, este voltaje se refiere a la tensión medida entre el terminal de las fases individuales del



inversor o el motor y la conexión de puesta a tierra del inversor o el motor, respectivamente.

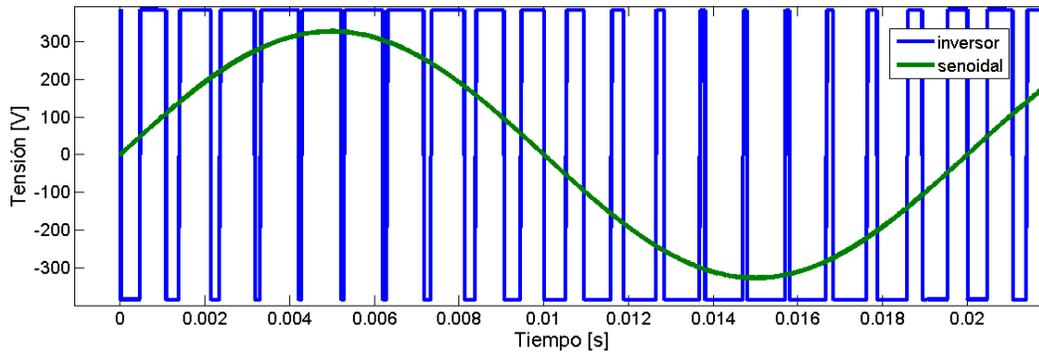


Fig. (2.3): Comparación entre tensiones de línea a tierra

La Fig. (2.3), muestra una simulación realizada con Matlab-Simulink (Capítulo 6), que compara dos tensiones de fase de 230V, entre una tensión senoidal (verde) y una tensión a la salida de un inversor para un inversor de dos niveles (azul). Se utiliza una frecuencia de conmutación del inversor más baja de lo normal, de 1kHz, para poder apreciar mejor los pulsos de los IGBTs.

2.3.2 Tensión de línea a línea:

La tensión línea a línea (“Line-to-line”) v_{LL} , es la diferencia de potencial entre dos fases de un sistema polifásico. Por lo tanto un sistema trifásico contiene tres tensiones de línea v_{uv} , v_{vw} y v_{wu} . Aquí, este voltaje se refiere a la tensión medida entre los bornes.

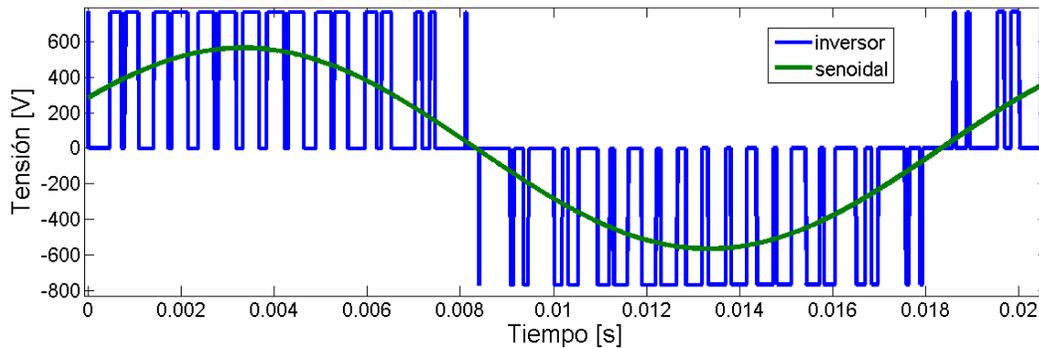


Fig. (2.4): Comparación entre tensiones de línea

La Fig. (2.4), muestra una simulación realizada con Matlab-Simulink (Capítulo 6) que compara dos tensiones de línea de 400V, entre una tensión senoidal (verde) y una tensión a la salida de un inversor (azul) para un inversor de dos niveles con una frecuencia de conmutación del inversor de 1kHz.



2.3.3 Tensión de modo común:

La Tensión de modo común (“Common mode voltage”) v_{com} , puede interpretarse como tensión medida entre tierra y neutro, y que es distinta de cero para los circuitos alimentados por un inversor.

v_{com} es la tensión de modo común entre el punto neutro (n) y tierra (g) dada por [18], como:

$$v_{com} = \frac{v_{u,g} + v_{v,g} + v_{w,g}}{3} - \frac{v_{u,n} + v_{v,n} + v_{w,n}}{3} \quad (2-1)$$

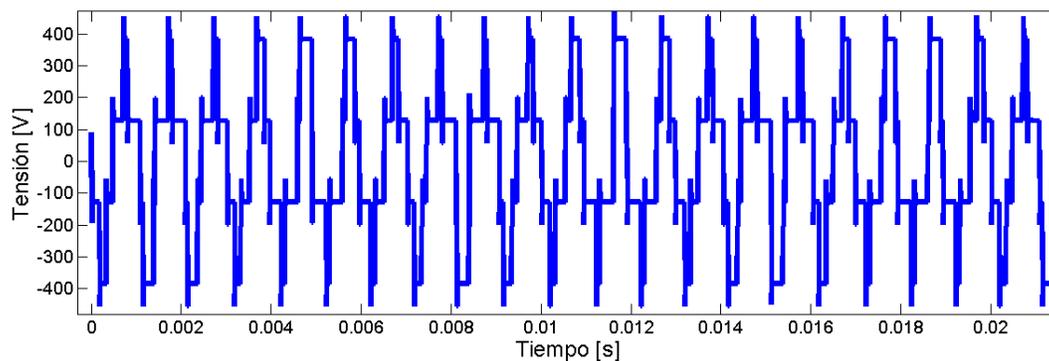


Fig. (2.5): Tensión de modo común

La Fig. (2.4), muestra una simulación realizada con Matlab-Simulink (Capítulo 6), de v_{com} para tensiones de línea de 400V, y para un inversor de dos niveles con una frecuencia de conmutación del inversor de 1kHz.

2.3.4 Tensión eléctrica del cojinete:

La diferencia de potencial entre la pista interior y exterior de un rodamiento se denomina tensión de cojinete, (“Bearing voltage”) v_b [1].

Un motor estándar posee cojinetes en sus dos extremos -del lado del acople “drive end (DE)” y del lado opuesto “non drive end (NDE)”-. Por lo tanto dos tensiones de cojinete son definidas, $v_{b,DE}$ y $v_{b,NDE}$. En la operación de inversión, cuando la tensión de modo común contiene componentes de alta frecuencia, la película lubricante del cojinete actúa como dieléctrico de un capacitor. La tensión del cojinete refleja por intermedio de un divisor de tensión capacitivo, la tensión de modo común en los terminales del motor.

En este trabajo la diferencial de potencial en ambos cojinetes es idéntica, por lo tanto $v_{b,DE} = v_{b,NDE} = v_b$, lo cual es correcto para máquinas eléctricas de pequeña y mediana envergadura. Teniendo en cuenta esta simplificación, necesaria para



implementar el modelo propuesto en (Capítulo 4). En la (Sección 2.3.6), se presenta la ecuación (2-3), que relaciona v_b con v_{com}

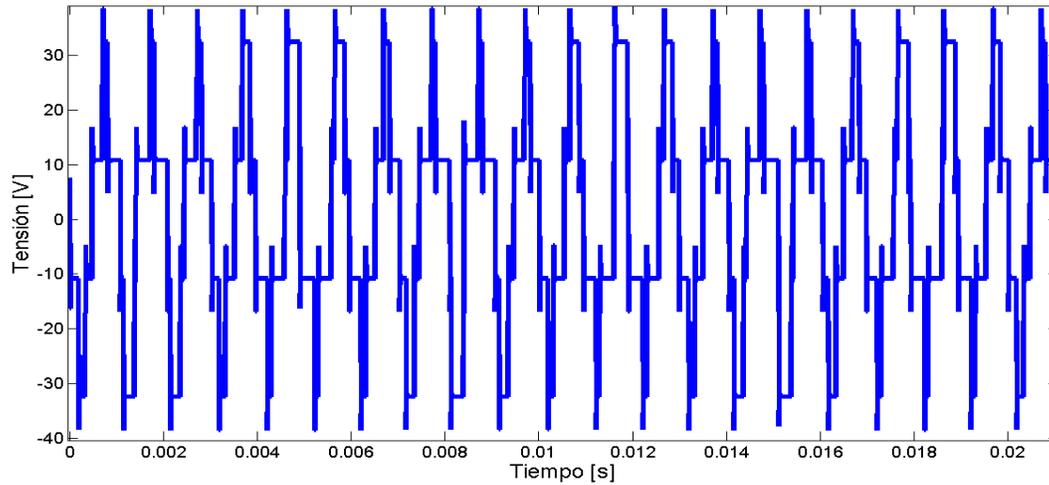


Fig. (2.6): Tensión eléctrica del cojinete

La Fig. (2.4), muestra una simulación realizada con Matlab-Simulink en (Capítulo 6), de v_b para tensiones de línea de 400V, y para un inversor de dos niveles con una frecuencia de conmutación del inversor de 1kHz.

2.3.5 Tensión en el eje de extremo a extremo:

La tensión en el eje de extremo a extremo, (“Shaft voltaje”) v_{sh} de un motor se mide entre los dos extremos del eje del motor, no confundir con la tensión definida anteriormente, que también es denominada tensión del eje en algunas publicaciones. Según [2] la diferencia entre v_{NDE} y v_{DE} proporciona la tensión de extremo a extremo del eje v_{shaft} , es decir:

$$v_{shaft} = v_{NDE} - v_{DE}. \quad (2-2)$$

El modelo desarrollado en este trabajo desprecia dicha diferencia de potencial, lo cual es correcto para máquinas eléctricas de pequeña y mediana envergadura.

2.3 Las capacitancias del motor y la proporción de la tensión de cojinete.

Las capacidades de las máquinas eléctricas no suelen ser de influencia en la línea de operación normal.

Estas entran en vigor, cuando la máquina es sometida a una tensión de modo común que contiene componentes de alta frecuencia. Dichos parámetros son detallados



en el capítulo 5. Las cinco capacitancias más importantes son dadas por las siguientes partes de un motor Fig. (2.7):

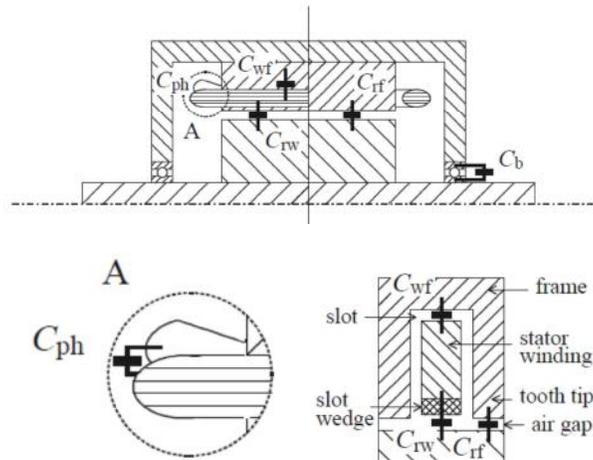


Fig. (2.7): Principales capacidades de una máquina de inducción o un generador sincrónico de imanes permanentes que son importantes a altas frecuencias [1].

2.3.1 Capacitancia del devanado del estator a la carcasa

La capacitancia del devanado del estator a la carcasa C_{wf} (“Stator winding-to-frame capacitance”) es la capacitancia entre el devanado del estator a alta tensión y el hierro del estator a potencial de tierra. Los diferentes niveles de tensión están separados por un aislamiento eléctrico entre la bobina de cobre y las chapas de hierro del estator. En este trabajo, C_{wf} es definido como capacitancia del devanado del estator a la carcasa por fase.

2.3.2 Capacitancia de fase a fase:

Las capacitancias de fase a fase C_{ph} (“Phase-to-phase capacitances”) están formadas principalmente por las partes de devanado de las diferentes fases U, V y W en la cabeza del devanado, donde son separados solamente por papel aislante especial, el llamado "de separación de fases".

2.3.3 Capacitancia del devanado del estator al rotor

La capacitancia del devanado del estator al rotor C_{wr} (“Stator winding-to-rotor capacitance”), está dada por la distancia de separación entre la superficie de rotor y el bobinado del estator, están separadas por la aislación del bobinado, porciones de muescas y brechas de aire. En este trabajo, C_{wr} es definido como la capacitancia del devanado del estator al rotor todas las tres fases en paralelo.



2.3.4 Capacitancia del rotor a la carcasa

La capacitancia del rotor a la carcasa C_{rf} (“Rotor-to-frame capacitance”) es principalmente determinada por la superficie del rotor y la superficie de chapa de hierro del estator en el espacio de aire, sobre todo las puntas de los dientes del estator.

2.3.5 Capacitancia del cojinete

La Capacitancia del cojinete (“Bearing capacitance”) C_b . Es conocida debido al efecto de la película de lubricante que tiene propiedades aislantes, por lo que el cojinete actúa como un capacitor con la capacitancia C_b .

2.3.6 Cociente de tensión de cojinete (BVR)

El cociente de tensión de cojinete (BVR) “Bearing Voltage Ratio” es un divisor de tensión capacitivo, que determina el porcentaje de tensión, entre el voltaje de modo común devanado del estator v_{com} sobre la tensión de cojinete v_b .

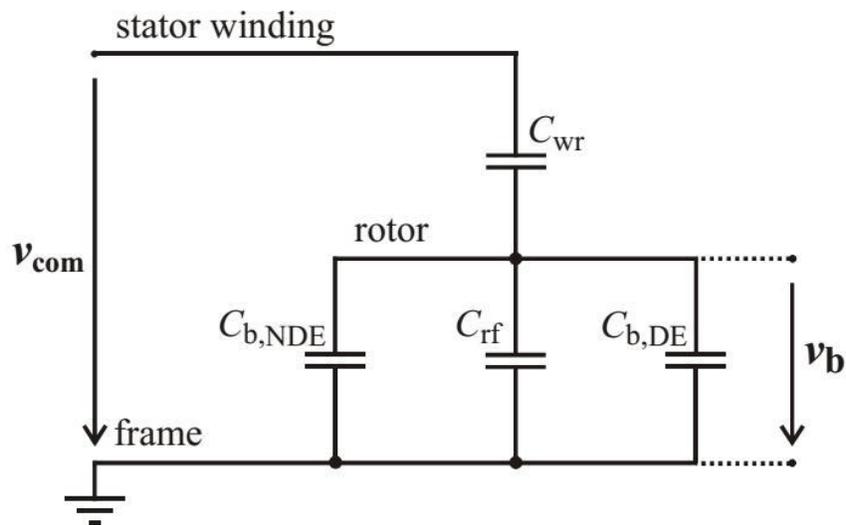


Fig. (2.8): Circuito equivalente de los principales capacitancias de un motor de inducción que son importante a altas frecuencias.

Las capacitancias de cojinetes C_{wr} , C_{rf} y $C_{b,NDE} \approx C_{b,DE} \approx C_b$ forman un divisor de tensión capacitivo Fig. (2.8) [16]. El voltaje de modo común de alta frecuencia en los terminales del motor v_{com} se refleja sobre el cojinete por este divisor de tensión, causando la tensión de cojinete v_b .

La relación entre la tensión de cojinete v_b y la tensión de modo común en los terminales del motor v_{com} es definido por (2-3) [11]

$$BVR = \frac{v_b}{v_{com}} = \frac{C_{wr}}{C_{wr} + C_{rf} + 2 \cdot C_b} \quad (2-3)$$



Tabla (2-1) BVR de los motores investigados en este trabajo

Motor	Cb [pF]	Cwr [nF]	Crf [nF]	BVR %
M2,2	200	0,10	1,10	6,25
M7,5	270	0,15	1,50	6,85
M11a	40	0,04	1,15	3,15
M11b	47	0,15	1,53	8,46
M110a	60	0,23	2,53	7,99
M110b	60	0,19	2,81	6,09
M240	150	0,50	3,00	13,16
M500a	41	0,22	4,89	4,24
M500b	41	0,14	1,38	8,74

2.4 Corrientes de cojinetes “clásicas”

El fenómeno de corrientes de cojinetes de motores eléctricos operados con tensión de línea, también son referidas como corrientes de cojinetes “clásicas”, se conoce desde hace décadas y fue investigado a fondo por [13] y [14].

Estas corrientes son un efecto parásito y son principalmente causadas por asimetrías magnéticas en el motor. Estas asimetrías son la razón de un flujo magnético alterno parásito vinculado en el circuito “carcasa del estator, cojinete del lado del acople, eje del motor, cojinete del lado opuesto al acople”, que induce una tensión en ese circuito. Así, la tensión alterna en el eje v_{sh} puede ser medida entre los dos extremos del eje como parte del circuito Fig. (2.8) [1].

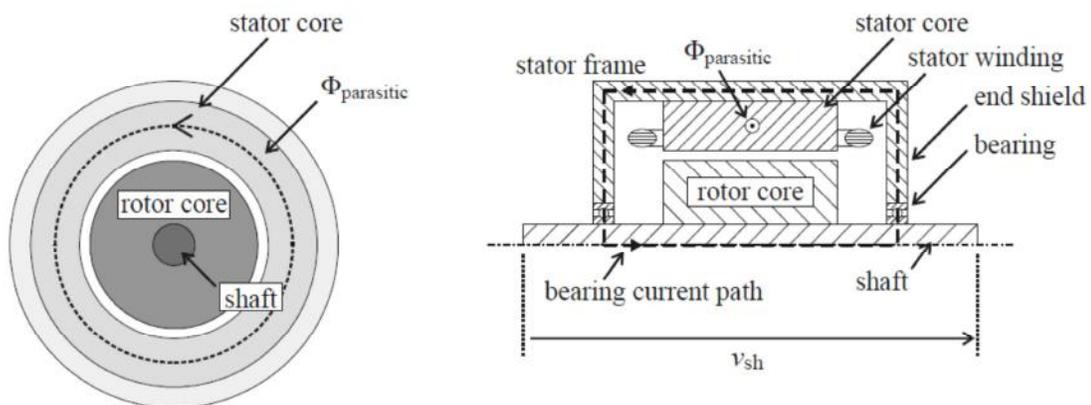


Fig. (2.8): Flujo y corrientes de cojinetes “clásicas”.

La tensión inducida puede causar una corriente de circulación en los cojinetes en el circuito arriba mencionado. La corriente solo puede circular si la tensión inducida supera un cierto umbral para romper la película aislante de lubricante del rodamiento. El



umbral para que esta corriente ocurra es típicamente $v_{sh,rms} \approx 350mV$, respectivamente $\hat{v}_{sh} \approx 500mV$ (fig 1.2). Estándares europeos y americanos dan límites de $\hat{v}_{sh} \approx 500mV$, respectivamente $\hat{v}_{sh} \approx 1 V$, para la tensión inducida en el eje no sea peligrosa con motores de baja tensión [1].

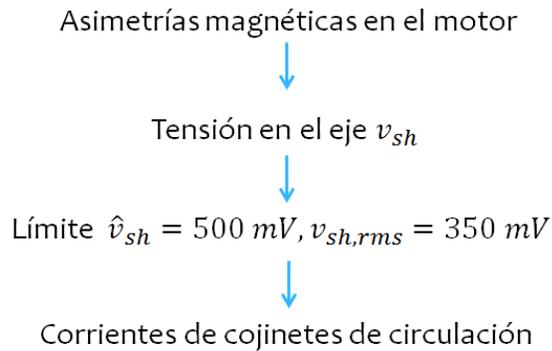


Fig. (2.9): Generación de corrientes de los cojinetes “clásicas”[1].

Con el incremento del tamaño del motor, estas corrientes de cojinetes “clásicas” son más probables que ocurran porque el flujo parásito vinculado aumenta. Motores de inducción a red eléctrica con dos polos muestran el alto flujo por polo para una cierta altura del eje por lo tanto también están creando un mayor enlace de flujo parásito.

Por el aislante por ejemplo, el cojinete del lado opuesto al acople, esta corriente de cojinete de circulación se puede suprimir. En general los motores de tamaños de más de 500mm de altura son investigados durante los ensayos finales después de la fabricación por medición de la tensión del eje v_{sh} para decidir si una adaptación adicional es necesaria. Los motores grandes (típicamente $P_r \geq 1 MW$) son equipados como solución, con rodamientos aislados como diseño estándar.

Este fenómeno también se ha detectado en grandes generadores sincrónicos. Sin embargo este tipo de corrientes de cojinetes no son el enfoque de este trabajo.

2.5 Origen de las corrientes en cojinetes de motores trifásicos accionados por inversores

El fenómeno de corrientes de cojinetes adicionales en sistemas de accionamiento de velocidad variable debido a conmutación rápida de inversores IGBT han sido reportados por diversos autores desde hace más de 10 años [1], [2], [4], [7], [11], [12], [13], [15], [16], [17].

El origen de esas corrientes de cojinetes es la tensión de modo común v_{com} , el tiempo t_r de los IGBTs (alrededor de 100ns), y la alta dv/dt (2...10) kV/ μs . Los componentes de alta frecuencia de esta tensión interactúan con capacitancias del motor como se discutió anteriormente.



Se pueden distinguir cuatro tipos de corrientes de cojinetes. Las dos primeras están relacionadas con la influencia de la tensión de modo común v_{com} en la tensión del cojinete v_b , y las dos últimas son causadas por las corrientes de tierra que resultan de la interacción de la tensión de modo común v_{com} con altas dv/dt y las capacitancias entre el devanado del estator y la carcasa del motor C_{wf} [3].

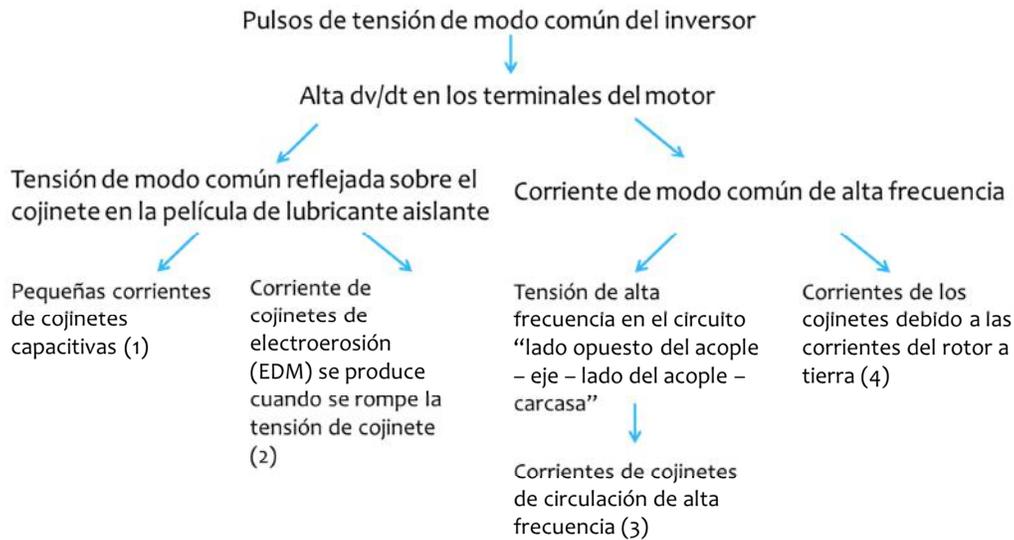


Fig. (2.10): Causa-efecto de las corrientes de cojinetes inducida por inversor [3].

De acuerdo con [1] y [3], las diferentes corrientes de cojinetes inducidas por el inversor que se han observado y reportado en se pueden clasificar de la siguiente manera:

- Pequeñas corrientes de cojinetes capacitivas (por lo general no se consideran peligrosas para el motor);
- Corrientes de cojinetes de electroerosión (EDM);
- Corrientes de cojinetes de circulación de alta frecuencia;
- Corrientes de los cojinetes debido a las corrientes del rotor a tierra.

Los dos primeros tipos de corrientes de cojinetes están relacionados con la influencia de la tensión de modo común v_{com} a través de la tensión en el cojinete v_b , y las dos últimas son causadas por corrientes de cojinetes de alta frecuencia i_{com} que resultan de la interacción de la v_{com} con la alta dv/dt y la capacitancia entre devanado del estator y la carcasa del motor C_{wf} . La figura Fig. (2.10) muestra una vista general de las correlaciones entre v_{com} , i_{com} , v_b , y i_b . A continuación se revisa brevemente dos aspectos de estos cuatro tipos corrientes de cojinetes:

- el reflejo de la tensión de modo común del devanado del estator sobre el cojinete (Sección 2.5.1), que es la causa de las corrientes de cojinetes descarga,



- las explicaciones físicas y el modelado de las corrientes de circulación de alta frecuencia (Sección II-C).

Para más explicaciones físicas de causa y efecto y técnicas de modelado, nos referimos a las publicaciones científicas, por ejemplo, [1] - [15]

2.5.1 Reflejo de la tensión de modo común del devanado del estator sobre el cojinete

Se ha identificado que un inversor de tensión presenta una tensión de alta frecuencia en un circuito de modo común si no se aplican medidas adicionales (como filtros o sistemas de control especiales). La tensión de modo común de alta frecuencia del inversor provoca una tensión de modo común de alta frecuencia en los terminales del estator v_{com} . Cuando la película lubricante del cojinete tiene propiedades de aislante eléctrico, el voltaje a través del cojinete refleja la tensión de modo común del devanado del estator; (Fig. 2.11).

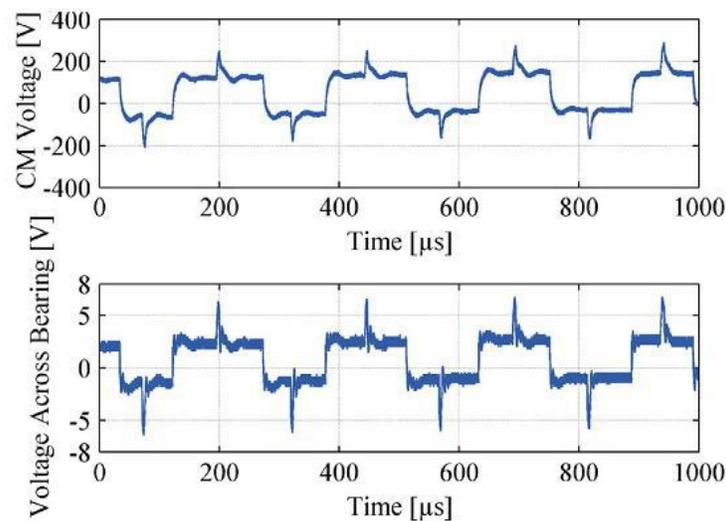


Fig. (2.11). El voltaje a través del cojinete refleja la tensión de modo común del devanado del estator [11]

Este fenómeno es proporcional a la BVR – que ya se ha definido en la (Sección 2.3.4)-. Dicha relación en este trabajo se mencionará con frecuencia, sobre todo en el contexto de las corrientes de cojinetes de descarga. En la Fig. (2.11), se muestra en la parte superior la tensión de modo común v_{com} y en la inferior la tensión a través del cojinete v_b . En un motor de inducción de 4 polos operado sin carga, 50 Hz, 15 kW, y $f_s = 4$ kHz, $BVR \approx 2\%$.

2.5.2 Corrientes de cojinetes de circulación de alta frecuencia

La alta dv / dt de la tensión de modo común de alta frecuencia v_{com} provoca, principalmente debido a su interacción con la capacitancia entre el devanado del motor



y la carcasa c_{wf} , una corriente de alta frecuencia de modo común i_{com} adicional con frecuencias de aproximadamente 100 kHz hasta varios megahercios [17]. Esta corriente excita un flujo magnético circunferencial ("flujo de modo común" o "flujo anillo") alrededor del eje del motor que induce una tensión en el eje de alta frecuencia en el circuito de " extremo del lado del acople– eje – extremo del lado opuesto del acople– carcasa del motor", es decir, v_{sh} . Si v_{sh} es lo suficientemente grande como para destruir las propiedades aislantes del cojinete, una corriente de cojinete de circulación de alta frecuencia i_b que refleja la corriente de alta frecuencia i_{com} fluye en este circuito (Figs. (2.12) y (2.13)).

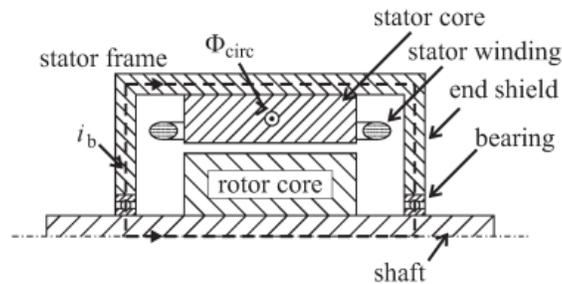


Fig. (2.12). Camino de la corriente de cojinete de circulación [15].

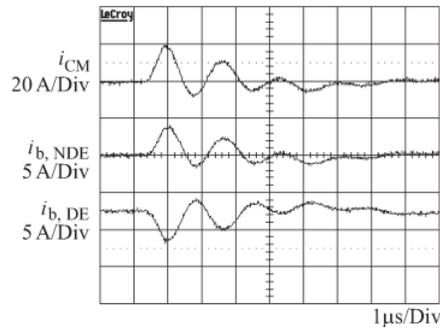


Fig. (2.13). Corrientes de cojinetes de circulación, de un motor de inducción tipo de jaula de ardilla, carcasa de tamaño 400 mm, la velocidad del motor 15 r / min, 400 V de tensión nominal, 500 kW de potencia nominal, la temperatura del rodamiento $\approx 70^{\circ}\text{C}$ [15].

2.6 Clasificación de las corrientes en cojinetes de motores trifásicos accionados por inversores

2.6.1 Corrientes de cojinetes capacitivas

En las corrientes de cojinetes capacitivas “Capacitive bearing currents”, el voltaje de modo común v_{com} en los devanados del estator provoca, (debido al divisor de tensión de las capacitancias de la máquina), una caída de tensión v_b a través del cojinete entre las pistas interior y exterior.

A baja temperatura de los cojinetes ($\theta \approx 25^{\circ}\text{C}$) y velocidades del motor $n \geq 100$ /min se empieza a formar una capacitancia entre la película aislante lubricante y las bolas y pistas del cojinete.

La dv/dt sobre el cojinete hace junto con la capacitancia del cojinete C_b pequeñas corrientes capacitivas en el rango de $\hat{i}_b = (5 \dots 10)$ mA (2-4), (Fig. 2.14).

$$i_b = C_b \cdot \frac{dv_b}{dt} \quad (2-4)$$

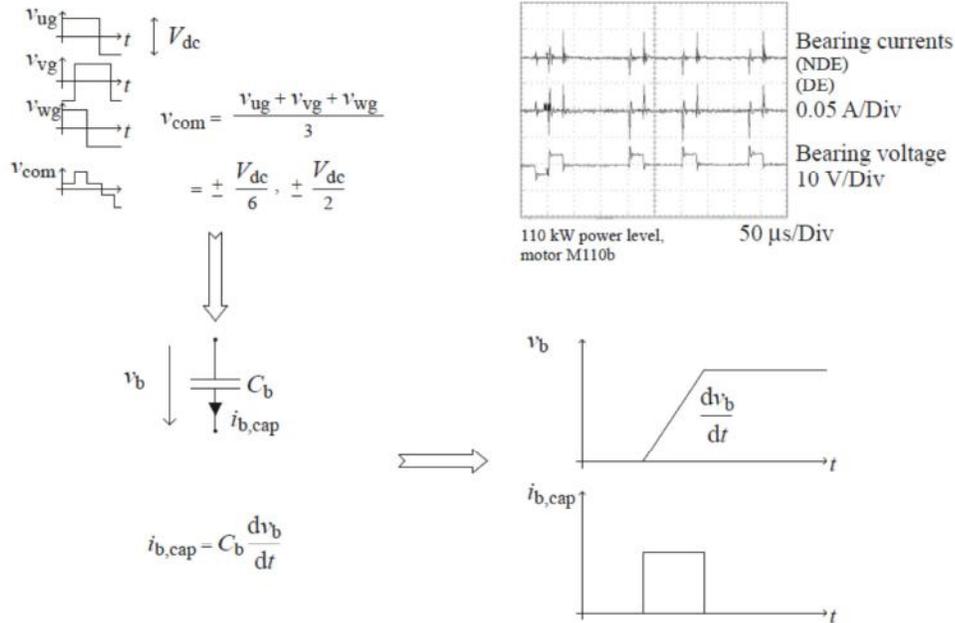


Fig. (2.14): corrientes de cojinete capacitiva (caracterizados por pequeñas amplitudes de $\hat{i}_b = (5 \dots 10) \text{ mA}$)

Una temperatura típica de operación de carga $\theta_b \approx (70 \dots 90^\circ\text{C})$, y a velocidades de motor bajas $n \leq 100 / \text{min}$, la película de lubricación del cojinete puede ser superada por el contacto metálico y no tiene propiedades de aislante. Entonces, el cojinete es una resistencia óhmica. La tensión provoca pequeñas corrientes de cojinetes con amplitudes de $\hat{i}_b \leq 200 \text{ mA}$.

Según las normas estándares actuales, este tipo de corrientes de cojinete no es perjudicial para el cojinete, ya que es demasiado pequeña.

2.6.2 Corrientes de cojinetes de electroerosión

Las corrientes de cojinetes de electroerosión del inglés “Electrostatic discharge currents” (EDM), también son conocidas como corrientes de cojinetes de descarga [1].

A medida que aparece la tensión del rotor, cualquiera de las corrientes de los cojinetes están limitadas por la impedancia efectiva del cojinete. Este es un valor complejo dependiendo de un número de factores, incluyendo el tipo de lubricante, de la velocidad de rotación y el cojinete de tamaño / diseño, etc. Generalmente impedancia de cojinete (resistiva) es baja a baja velocidad y alta (capacitivo) a alta velocidad. Al aumentar la velocidad, la bola se mueve sobre la película más gruesa de lubricante, que forma una barrera entre la carrera y el balón a excepción de punto de contacto instantánea de rugosidad. La película de grasa o aceite actúa como un dieléctrico que se cobra por la tensión de rotor. Cuando la tensión supera el voltaje de ruptura de la película o elemento de rodadura se conecta con la pista, una descarga de corrientes de



alta frecuencia destructiva se produce, picando el cojinete. Esto se refiere a menudo como electroerosión [4].

Las imperfecciones en las superficies de apoyo de vez en cuando perforan la película de aceite y descargan el rotor. A mejor calidad del cojinete, menos frecuente se producen estas descargas de bajo nivel, permitiendo que el rotor permanezca con carga eléctrica por períodos de tiempo más largos y por lo tanto alcanzar niveles de tensión más altos. Típicamente, rodamientos de alta calidad disminuyen cerca del 80% su vida útil debido a la película de aceite uniforme. En cambio, sobre los rodamientos de baja calidad su vida útil no disminuye tanto debido al contacto de metal a metal. Si la tensión del rotor excede la tensión de umbral de la película de aceite entre los rodillos o bolas y las pistas del rodamiento, la resistencia dieléctrica de la película de aceite es superada y se producen un arco generando las corrientes electroerosión [4].

Las siguientes ilustraciones muestran paso a paso lo que sucede es durante un ciclo de EDM. [4]

El campo eléctrico es más fuerte en el punto donde la distancia entre la pista y el rodillo o bola es menos importante, Fig. (2.15). Normalmente, en este punto la tensión sigue aumentando, pero la corriente es cero.

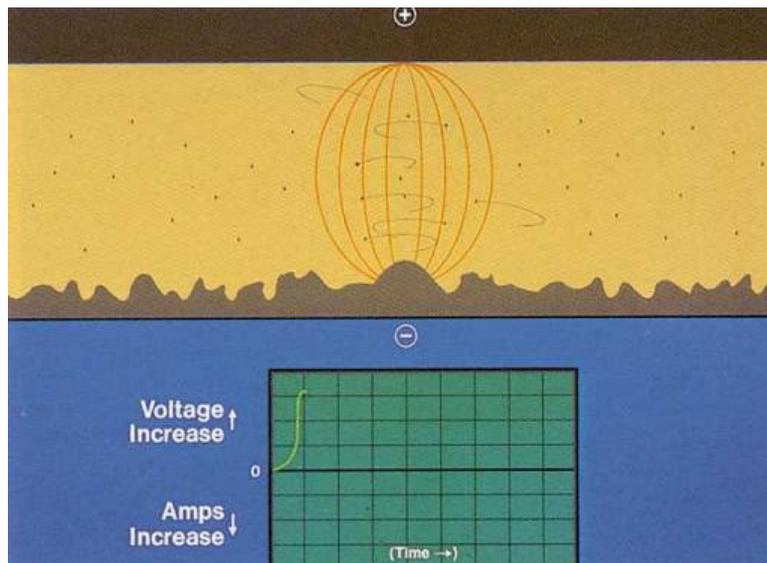


Fig. (2.15) Distribución de campo eléctrico [5]

Como el número de partículas cargadas aumenta, las propiedades aislantes del aceite comienzan a disminuir a lo largo de un canal estrecho centrado en la parte más fuerte del campo. Allí la tensión ha alcanzado su punto máximo, pero la corriente sigue siendo cero. Fig. (2.16).

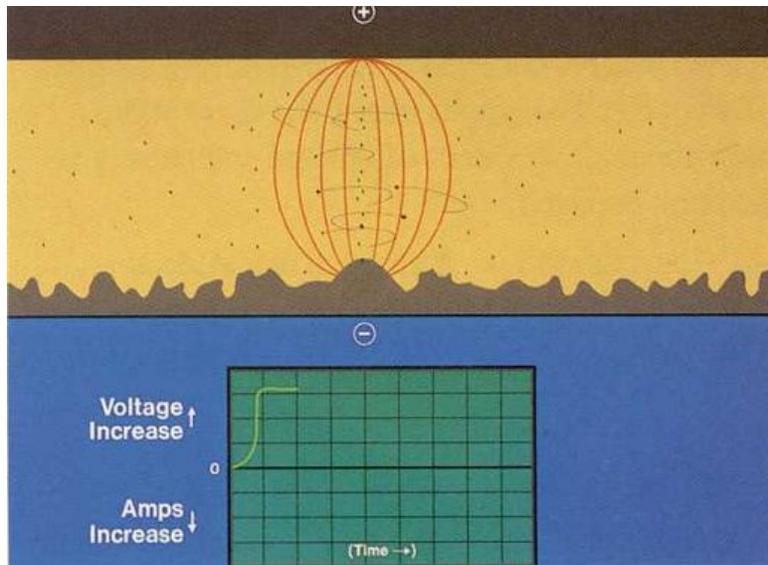


Fig. (2.16) Las partículas cargadas concentración aumenta [5]

Luego una corriente se establece, Fig. (2.17) , ya que el aceite se hace menos aislante. La tensión comienza a disminuir.

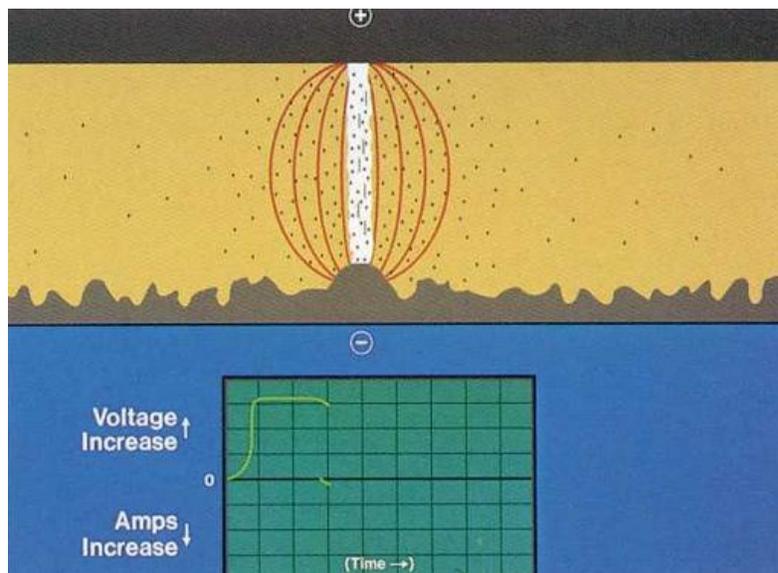


Fig. (2.17) Voltaje comienza a disminuir, ya que el aceite se convierte en menos aislante y la corriente fluye. [5]

Como la corriente aumenta, el calor se acumula muy rápido, y la tensión continúa disminuyendo. El calor vaporiza algo del fluido, y un canal de descarga comienza a formarse entre la pista y el rodillo o bola.

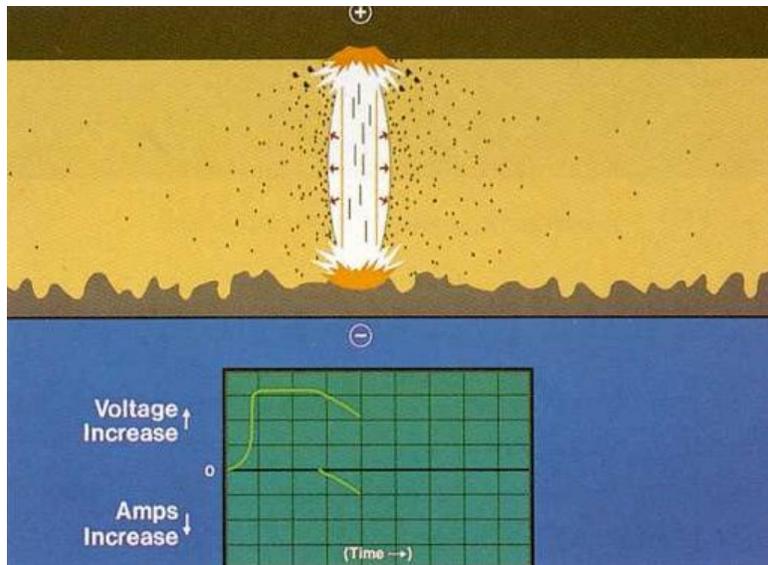


Fig. (2.17) El canal de descarga comienza a formarse entre la pista y el rodillo[5]

Una burbuja de vapor intenta expandirse, Fig. (2.18), pero su expansión se ve limitada por la presencia de alrededor hacia el canal de descarga. El campo electromagnético extremadamente alto que se ha acumulado atrae estos iones. La corriente sigue aumentando, las caídas de tensión.

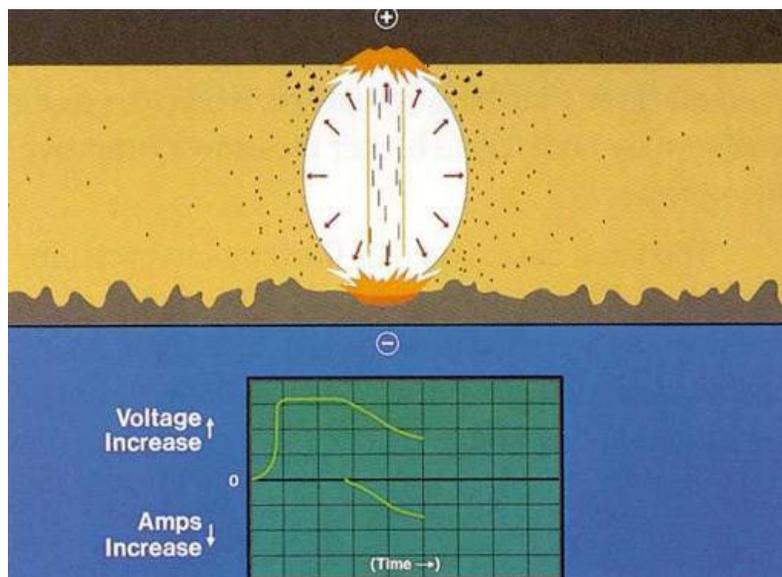


Fig.(2.18) Las corrientes y las caídas de tensión siguen aumentando [5]

Después de un tiempo, la intensidad y la diferencia de potencial tienden a cero. La temperatura disminuye rápidamente. El colapso de la burbuja de vapor hace que el metal fundido sea expulsado de la superficie del rodamiento y la pista.

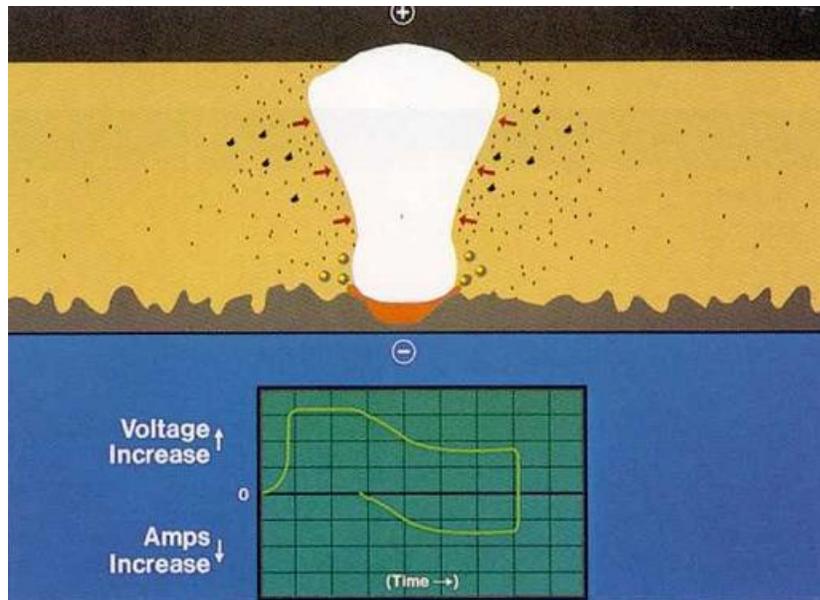


Fig. (2.19) Las caídas de tensión y corriente [5]

El fluido dieléctrico fresco cambia al contaminado debido a la diferencia de velocidad de las pistas y rodillos, llevando lejos a las partículas conductoras y enfriando la superficie de la pista. El metal fundido se solidifica y forma una nueva capa.

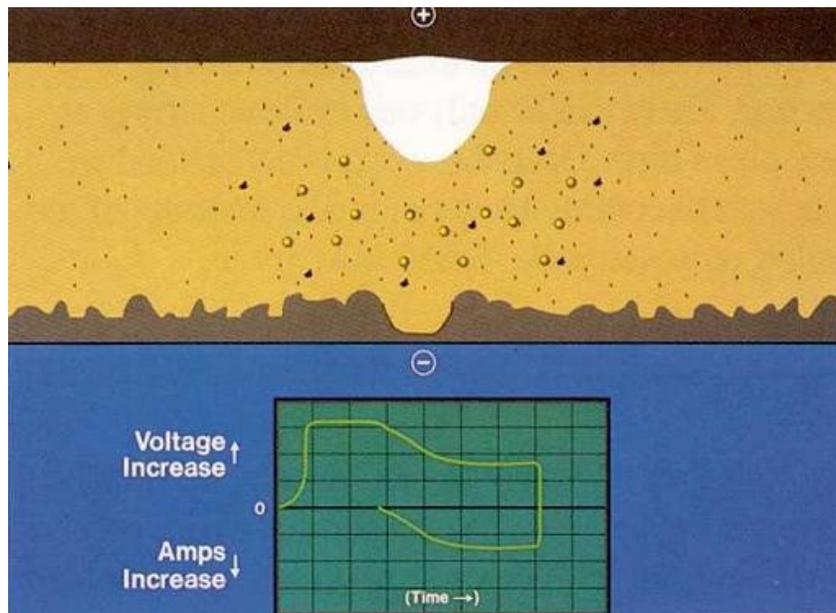


Fig. (2.20) El metal fundido se solidifica [5]

El metal extraído forma pequeñas esferas dispersadas en el aceite dieléctrico. El vapor restante asciende a la superficie. Sin suficiente tiempo libre, las partículas conductoras podrían estallar de forma inestable.

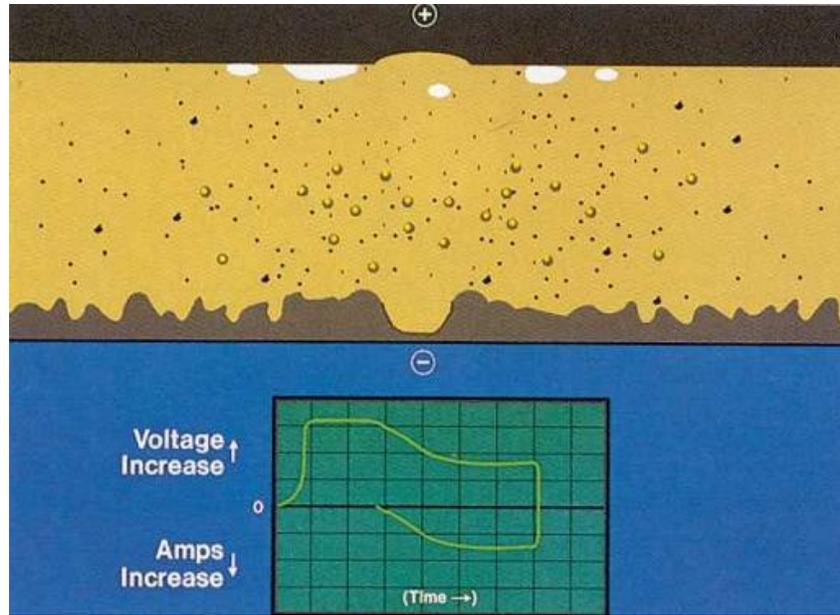


Fig.(2.21) El metal extraído disperso en el aceite dieléctrico. [5]

De acuerdo con [4], estima que este fenómeno sucede 500 veces por segundo en la mayoría de los cojinetes instalados en motores accionados por variador de velocidad.

La tensión de cojinete v_b refleja la tensión de modo común en los terminales del estator v_{com} como se describió (Sección 2.5.1). Por lo tanto, la tensión de cojinete V_b se determina a través de BVR por el voltaje de modo común de los devanados del estator v_{com} (2-5).

$$v_b = BVR. v_{com} = \frac{C_{WR}}{C_{WR} + C_{RF} + 2C_b} \cdot v_{com} \quad (2-5)$$

La película de lubricante cargada eléctricamente entre las bolas y la superficie de rodadura se rompe cuando la tensión umbral de la película es sobrepasada ($v_{b,th} \approx (5...30) V$ a una temperatura de cojinetes $\theta_b \approx 20^\circ C$). Las descargas de la película de lubricación, provocan un pulso de corriente de electroerosión. Estas averías ocurren estadísticamente.

A una temperatura de cojinete en operación de carga, $\theta_b \approx (70...90)^\circ C$, el cojinete ya no refleja v_{com} . La película de lubricante acumula tensión reiteradamente y descargas en $v_b \approx (5...15) V$, que es un valor inferior a la temperatura de cojinete $\theta_b \approx 20^\circ C$ (Fig. 2.22) [1].

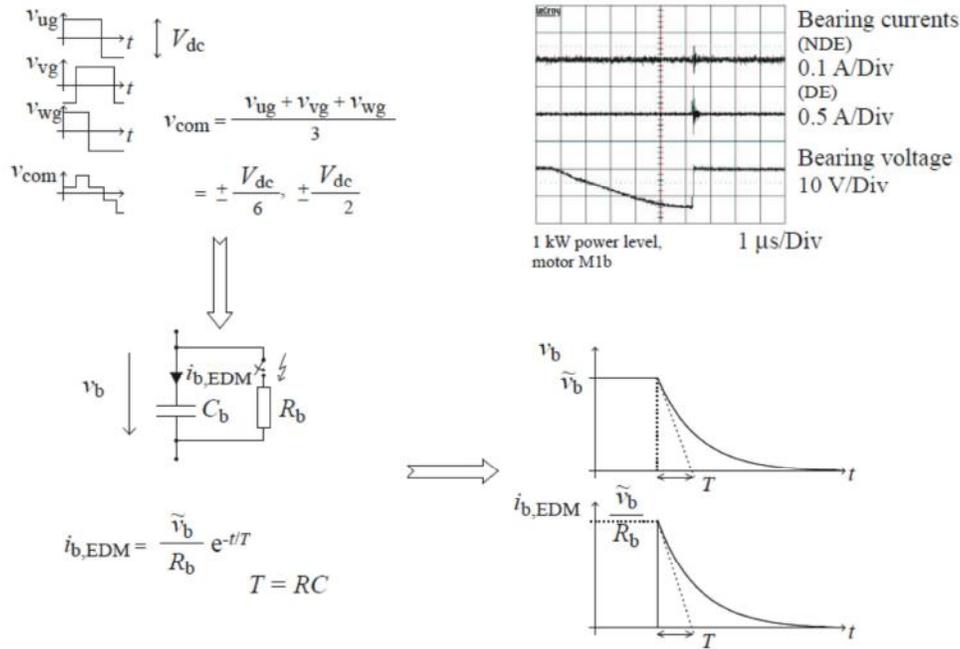


Fig. (2.22): Corrientes de cojinete de electroerosión (caracterizados por amplitudes pico de modo común $\hat{i}_b = (0,5 \dots 3) \text{ A}$)

La ruptura de la película lubricante está influenciada por partículas metálicas debido al desgaste en la grasa. Por lo tanto, los impulsos de tensión de eje se producen por momentos en que sólo unas pocas partículas logran pasar. No es posible ampliar la duración de estas tensiones, ya que estadísticamente el desgaste metálico conducirá a la rotura.

Por lo tanto, para tensiones de cojinete v_b de corta duración es posible hasta $\hat{v}_b = 30 \text{ V}$. Mientras que con corriente continua o alterna 50/60 Hz son observados sólo alrededor $\hat{v}_b = 0,5 \text{ V}$. Debido a una gran dv/dt con inversores IGBT de rápida conmutación es posible una tensión $\hat{v}_b \approx 30 \text{ V}$ [1].

Se encuentran amplitudes de corriente pico $\hat{i}_b \approx (0.5 \dots 3) \text{ A}$. Este efecto es especialmente perjudicial para pequeños motores [1].

2.6.3 Corrientes de cojinetes de circulación

Las corrientes de cojinete de circulación, “Circulating bearing currents”, están incluidas en el segundo grupo de la clasificación de corrientes de cojinetes de este trabajo, y se originan de acuerdo al fenómeno descrito en la (Sección 2.5.2).

La alta dv/dt en los terminales del motor causa (principalmente debido a la capacitancia del devanado del estator a la estructura C_{wf}) una corriente de corriente de tierra adicional i_g . Las frecuencias de este rango de corrientes van desde $f(i_g) \approx 100 \text{ kHz}$ hasta $f(i_g) \approx$ varios MHz.



La corriente de tierra i_g excita un flujo magnético circular alrededor del eje del motor. Este flujo induce una tensión en el eje v_{sh} a lo largo del eje del motor. Si v_{sh} es lo suficientemente grande como para perforar la película de lubricante del cojinete y destruir sus propiedades aislantes, esto causa una corriente de cojinete i_b que circula a lo largo del circuito “carcaza del estator – lado opuesto del acople – eje – lado del acople” (Fig. 2.24). Este tipo de corriente de cojinete se debe al acoplamiento inductivo y refleja la corriente de tierra. Por lo que las corrientes de cojinete son de dirección opuesta en los dos cojinetes. Fig. (2.23).

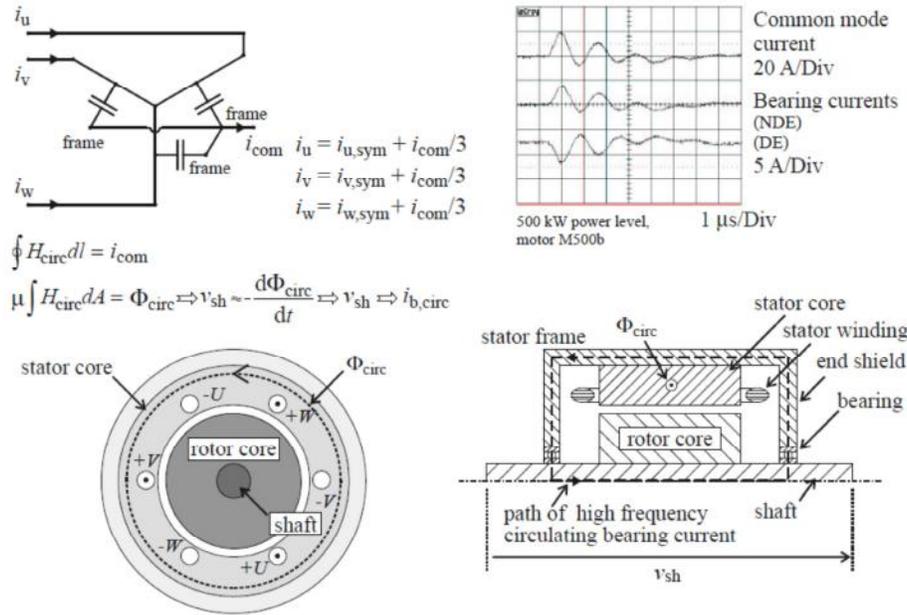


Fig. (2.23): Corrientes de cojinete de circulación de alta frecuencia [1]

Las amplitudes pico de las corrientes de cojinete varían –dependiendo del tamaño del motor- $\hat{i}_b \approx (0.5...20)$ A (potencia nominal de hasta $P_r = 500$ kW).

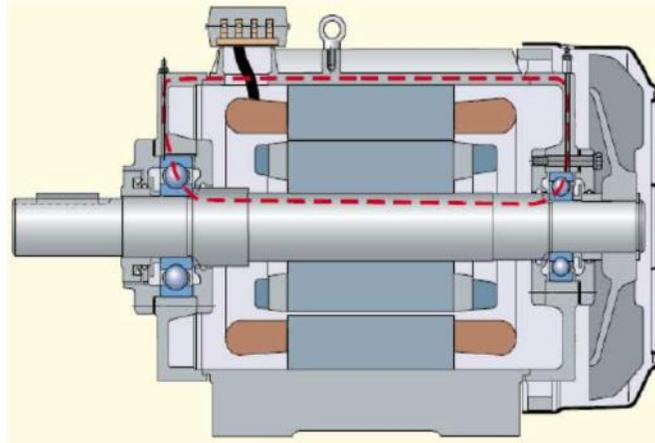


Fig. (2.24): Camino de circulación de las corrientes de alta frecuencia [10]

2.6.4 Corrientes a tierra del rotor

Las corrientes a tierra del rotor, “rotor ground currents”, están incluidas en el segundo grupo de la clasificación de corrientes de cojinetes de este trabajo, y se originan de acuerdo al fenómeno descrito en la (Sección 2.5.2). Pero a diferencia de las descritas en la (Sección 2.6.3) solo se producen si el motor está conectado a tierra a través de la carga accionada.

Si el motor está conectado a tierra a través de la carga accionada, parte del conjunto de la corriente de tierra, puede pasar como corriente de tierra del rotor i_{rg} . Dependiendo de las impedancias de alta frecuencia de tierra de la carcasa del estator y del rotor, i_{rg} puede alcanzar magnitudes considerables con el aumento del tamaño del motor [1].

Como i_{rg} pasa casi totalmente a través del cojinete del motor y – de paso por la unión conductiva- a través del cojinete de la carga accionada, puede ser especialmente perjudicial para los cojinetes y destruir los motores en un tiempo de operación corto. (Fig. 2.25).

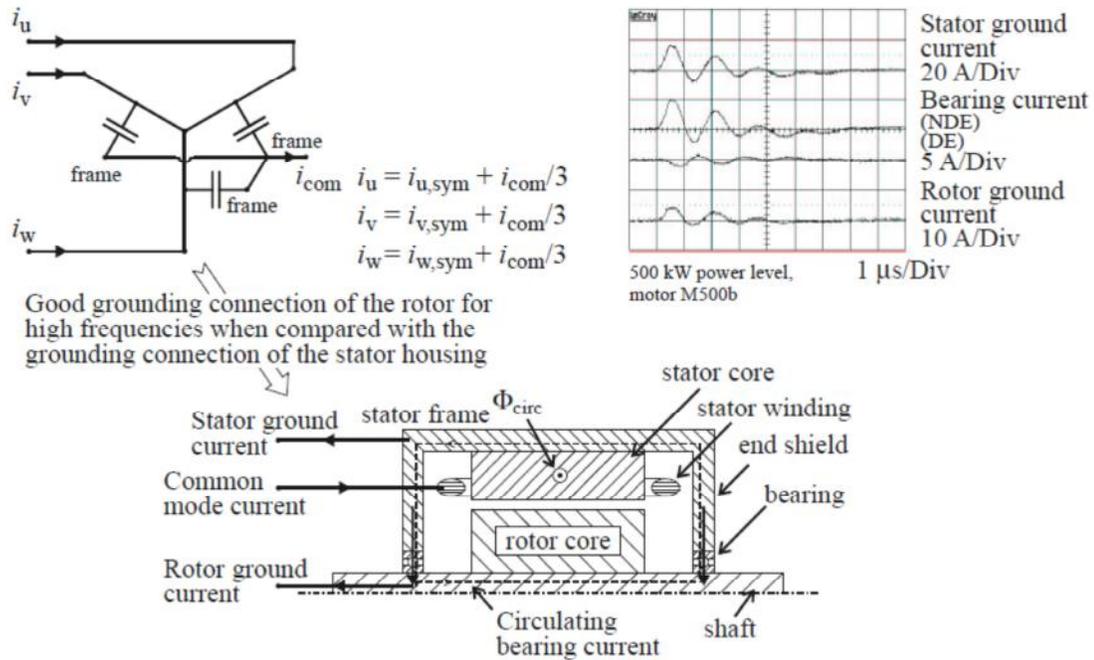


Fig. (2.25): Corrientes a tierra del rotor (caracterizadas por modo común, grandes amplitudes de varios A (dependiendo del tamaño del motor) y frecuencia de oscilación de varios 100 kHz)

2.7 Referencias del capítulo

- [1] A. Muetze, "Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors,". *Disertación doctoral* Enero 2004.
- [2] U. T. Shami, Hi. Akag. "Identification and Discussion of the Origin of Shaft End-to-End Voltage in an Inverter-Driven Motor", *publicación IEEE* junio 2010.
- [3] A. Muetze. "On a New Type of Inverter-Induced Bearing Current in Large Drives with One Journal Bearing". 2008
- [4] P. Marinov y M. Rahman. "Measuring bearing currents". *Master Thesis*
- [5] Figura cortesía EDM Tech. Manual, Poco graphite Inc.
- [6] "Modulation of three phase voltage source inverters," in *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. Wiley-IEEE Press, 2003, pp. 215–258.
- [7] B. K. Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives, Technology and Applications". 445 Hoes Lane, P.O. Box 1331, Piscataway, NJ 08855-1331: IEEE Press, 1997.
- [8] A. Binder and A. Muetze, "Scaling effects of inverter-induced bearing currents in ac machines," *IE EE Trans . Ind . Apl.*, vol. 44, no. 3, pp. 769–776, May/Jun. 2008.

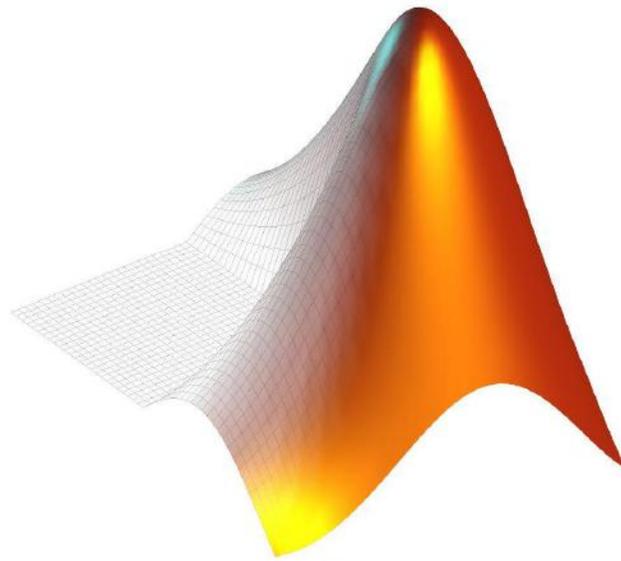


- [9] J. Adabi, F. Zare, G. Ledwich, A. Ghosh, R. D. Lorenz, "Bearing Damage Analysis by Calculation of Capacitive Coupling between Inner and Outer Races of a Ball Bearing", *E.P.E. – P.E.M.C.* 2008
- [10] PREISINGER, Gerwin y GRÖSCHL, Martin. "Prevention of electric erosion in bearings". *Revista Evolution*. 16 May 2001.
- [11] A.Muetze, J.Tamminen, J. Ahola. "Influence of Motor Operating Parameters on Discharge Bearing Current Activity". *Publicación IEEE*, agosto 2011.
- [12] O. Magdun, Y. Gemeinder, A. Binder. "Investigation of Influence of Bearing Load and Bearing Temperature on EDM Bearing Currents". *Publicación IEEE*, 2010
- [13] J. Boyd and H.N. Kaufman, "The causes and the control of electrical currents in bearings", *Journal of the Society of Lubrication Engineers*, pp. 28–34, 1959.
- [14] C. Ammann, K. Reichert, R. Joho, and Z. Posedel, "Shaft voltages in generators with static excitation systems - problems and solutions", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 3, pp. 409–419, 1988.
- [15] A. Muetze, *Bearing Currents in Inverter-Fed AC Motors*. Aachen, Germany: Shaker Verlag, 2004.
- [16] A. Muetzel, A. Binder, "Calculation of Motor Capacitances for Prediction of Discharge Bearing Currents in Machines of Inverter-Based Drive Systems", *Publicación IEEE*, 2005
- [17] S. Ogasawara and H. Akagi, "Modeling and damping of high-frequency leakage currents in PWM inverter-fed AC motor drive systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1105–1114, Sep./Oct. 1996.
- [18] Oliver Magdun and Andreas Binder, "High-Frequency Induction Machine Modeling for Common Mode Current and Bearing Voltage Calculation" *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, NO. 3, Junio 2014



Capítulo 3

Introducción al modelado y la simulación



Resumen del capítulo:

Las simulaciones pueden ser especialmente útiles para obtener resultados de iteraciones y comportamientos dinámicos que a menudo no aparecen al leer los conceptos teóricos. Además de experimentar en sistemas reales, los ingenieros eligen las simulaciones para estudiar comportamientos transitorios y de control, o para probar diseños conceptuales. Su uso en la enseñanza también está creciendo, debido a la reducción de costos y aumento de potencia de las computadoras personales con capacidades de simulación antes sólo disponibles en sitios especializados. En este capítulo se habla acerca del modelado en general, y la simulación por los entornos computacionales utilizados en este proyecto.



3.1 Acerca del modelado en general

Una teoría es casi siempre un enunciado general de un principio abstracto fruto de la observación; un modelo es una representación de la teoría que puede ser usado para predicción y control. Para ser útil, un modelo debe ser realista pero simple de entender y manipular. Estos requerimientos se oponen entre sí; los modelos realistas son rara vez simples, y los modelos simples son rara vez realistas. A menudo el alcance del modelo está determinado por lo que se considera relevante. Las características o comportamientos que son pertinentes deben ser incluidos en el modelo, y aquellos que no lo son pueden ser ignorados.

El modelado aquí se refiere al proceso de análisis y síntesis para llegar a una descripción matemática confortable que muestre las características dinámicas relevantes del componente, preferentemente en términos de parámetros que puedan ser fácilmente obtenidos en la práctica.

En el modelado matemático, se trata de establecer relaciones funcionales entre las entidades que nos son de interés. Un modelo supuestamente imita o reproduce ciertas características o condiciones esenciales del sistema real, generalmente en una escala diferente. Puede tomar varias formas: física, como en modelos a escala y analogías eléctricas de sistemas mecánicos; mentales, como en heurística o conocimiento intuitivo; y simbólica, como en representaciones matemáticas, lingüísticas, gráficas y esquemáticas.

La simulación puede ser muy útil en muchos estudios científicos en los cuales se procede como sigue:

1. Observar al sistema físico
2. Formular una hipótesis o modelo matemático para explicar la observación
3. Predecir el comportamiento del sistema desde soluciones o propiedades del modelo matemático
4. Probar la validez de la hipótesis o el modelo matemático

Las definiciones del modelado y la simulación variarán dependiendo de la naturaleza del sistema físico real y del propósito de la simulación. La simulación es una técnica que involucra la puesta a punto del modelo de la situación real y luego llevar a cabo experimentos con dicho modelo. Aquí se definirán las simulaciones para ser experimentados con modelos lógicos y matemáticos, especialmente representaciones matemáticas de naturaleza dinámica, que son caracterizadas por ecuaciones algebraicas y diferenciales. Los modelos matemáticos pueden ser clasificados de muchas maneras, algunas de las cuales se mencionan a continuación:

- Lineales o no lineales: los modelos pueden ser descriptos simplemente por relaciones matemáticas lineales, las cuales obedecen el principio de superposición. Los modelos no lineales, por otro lado, poseen relaciones matemáticas que no son lineales.

- Con parámetros distribuidos o concentrados: los modelos con parámetros concentrados son descriptos por ecuaciones diferenciales ordinarias con sólo una variable independiente. Los modelos con parámetros distribuidos se describen por medio de ecuaciones diferenciales parciales, usualmente con el tiempo y una o más coordenadas espaciales como variables independientes.
- Estáticos o dinámicos: los modelos estáticos no tienen en cuenta las variaciones del tiempo, mientras que los modelos dinámicos tienen en cuenta interacciones y características que varían con el tiempo,
- Continuos o discretos: los modelos en tiempo continuo se describen con ecuaciones diferenciales en las cuales las variables dependientes son continuas en el tiempo. Los modelos de tiempo discreto son descriptos por ecuaciones cuyas variables dependientes son definidas sólo en instantes determinados,
- Determinísticos o estocásticos: un modelo es determinístico si no posee factores que varíen al azar, y estocástico en el caso de que los posea.

El procedimiento para desarrollar un modelo es a menudo iterativo. El ciclo comienza con la identificación del propósito del modelo y sus restricciones, como así también los tipos de simplificación a asumir o las omisiones que pueden realizarse, determinando los medios para obtener los parámetros del modelo, y definiendo los recursos de computación disponibles. Tanto un entendimiento como una profundización en la disciplina son esenciales para hacer asunciones simplificativas apropiadas. Mientras que el exceso de simplificación y omisiones puede conducir a una pérdida inaceptable de precisión, un modelo muy detallado puede ser engorroso para usar. Puede haber más de un modelo para el mismo sistema físico, difiriendo en precisión, alcance y aspecto.

Todo modelo posee parámetros que deben ser estimados. El modelo debe prestarse a sí mismo a métodos por los cuales estos parámetros puedan ser determinados experimentalmente, de otra forma el modelo estará incompleto.

El modelo desarrollado debe ser verificado y validado. La verificación involucra chequear la consistencia de las matemáticas, el procedimiento de solución y las asunciones tomadas. La validación es la determinación de cuán adecuadamente el modelo refleja los aspectos pertinentes al sistema real que son representados por él. Cuando una discrepancia es inaceptablemente grande, el modelo debe ser revisado y el ciclo se repite.

El modelado y la simulación tienen usos apropiados. Son especialmente beneficiosos en situaciones en las cuales el sistema real no existe o es muy caro, lleva mucho tiempo para construir o es muy peligroso para desarrollar, o cuando la experimentación con el sistema real puede causar interrupciones inaceptables. El cambiar los valores de los parámetros, o el explorar un nuevo concepto de estrategia de operación puede ser realizado más rápido en la simulación que al conducir una serie de estudios experimentales en sistemas reales. La simulación también puede ser una ayuda de



entrenamiento muy útil; es una técnica con la cual los estudiantes pueden aprender más y ganar mayor profundidad y entendimiento acerca de lo que están estudiando.

Una pregunta frecuente acerca de la simulación es su validez. ¿Los resultados de la simulación reflejan a aquellos del sistema real en las condiciones simuladas? Aún con componentes de modelos válidos, el uso de ellos en grandes simulaciones debe hacerse con mucho cuidado, con consistencia y objetivos bien definidos en mente; de otra manera, los resultados pueden carecer de sentido. Finalmente, al interpretar los resultados no debemos menospreciar las simplificaciones y asunciones hechas al diseñar el modelo.

3.2 Modelando sistemas de potencia

La experimentación real en sistemas de potencia puede ser cara y consumir demasiado tiempo. Para muchos, la simulación ofrece un medio rápido y económico por medio del cual conducir estudios para aprender más acerca de esos componentes. Los componentes de potencia deben ser designados para soportar fatigas esperadas causadas por sobretensiones temporales, incrementos de carga o fallas.

Ya que las fatigas extremas usualmente ocurren durante condiciones de funcionamientos anormales y transitorios, el diseño de estos componentes es a menudo dictado por condiciones transitorias. Han sido desarrollados modelos matemáticos de varios grados de complejidad de sistemas de potencia para determinadas situaciones. Hay que tener en cuenta, entonces, los propósitos originales de estos modelos. El uso indiscriminado de modelos muy elaborados para cualquier circunstancia no solo resultará engorroso, sino que también comprometerá la precisión de la simulación, si los parámetros para estos modelos estén en duda.

3.3 Software empleado

3.3.1 Introducción al MATLAB

El programa utilizado para realizar todas las simulaciones de este trabajo es el MATLAB, el nombre proviene de la abreviatura de "MATrix LABoratory" y es un programa de cálculo técnico y científico. Es especialmente indicado para realizar cálculos numéricos con vectores y matrices, además de poder trabajar con números escalares, tanto reales como complejos, con cadenas de caracteres y con otras estructuras de información más complejas, como puede ser una adquisición de datos externa. Una de las capacidades más atractivas es la de realizar una amplia variedad de gráficos en dos y tres dimensiones. Además posee un lenguaje de programación propio.

MATLAB dispone de un código básico y de varias librerías especializadas denominadas toolboxes. La toolbox que se ha utilizado para realizar las simulaciones, a



través de los diagramas en bloques se llama "Simulink". Su funcionamiento está basado en diagramas de bloque. Cada bloque tiene asociado una función. Con algunos de ellos se puede interactuar directamente con MATLAB. La versión de MATLAB que se utilizará para implementar fas modelos matemáticos será la R2014a.

3.3.2 Simulink

Simulink es un software que permite modelar, simular, y analizar sistemas dinámicos. Soporta sistemas lineales y no lineales, modelados en tiempo continuo o bien en tiempo discreto.

Para el modelado Simulink cuenta con una interfaz gráfica para el usuario, la cual permite crear los modelos en diagramas de bloques; además incluye Toolboxes para una gran variedad de disciplinas, los cuales a la vez tienen diversas librerías en las cuales hay una gran variedad de bloques, entre ellos están: señales, fuentes, componentes lineales y no lineales, conectores, etc. Después de definir el modelo, se puede simular escogiendo una de las varias opciones de integración, además se puede visualizar el resultado de la simulación mientras ésta se está ejecutando. Por último Simulink cuenta con herramientas de análisis las cuales permiten estudiar los resultados obtenidos en la simulación y con ello sacar las conclusiones del caso.

3.3.3 Toolbox SimPowerSystems

SimPowerSystems es una moderna herramienta de diseño que permite a científicos e ingenieros construir modelos para simular los sistemas de potencia. Dado que esta herramienta usa el ambiente Simulink, también permite interacciones con otras disciplinas entre ellas: mecánica, termodinámica, y control.

Las librerías de SimPowerSystems contienen modelos típicos de equipos eléctricos de potencia como lo son transformadores, líneas de transmisión, motores, y electrónica de potencia. Estos modelos provienen de las demostraciones de los libros de texto, y su validez es basada en la experiencia del Laboratorio de Pruebas y Simulación de Sistemas de Potencia de Hydro Québec, el cual está ubicado en Canadá.

3.4 Referencias del capítulo

[1] Mario Macri "Apuntes de dinámica de máquinas eléctricas"

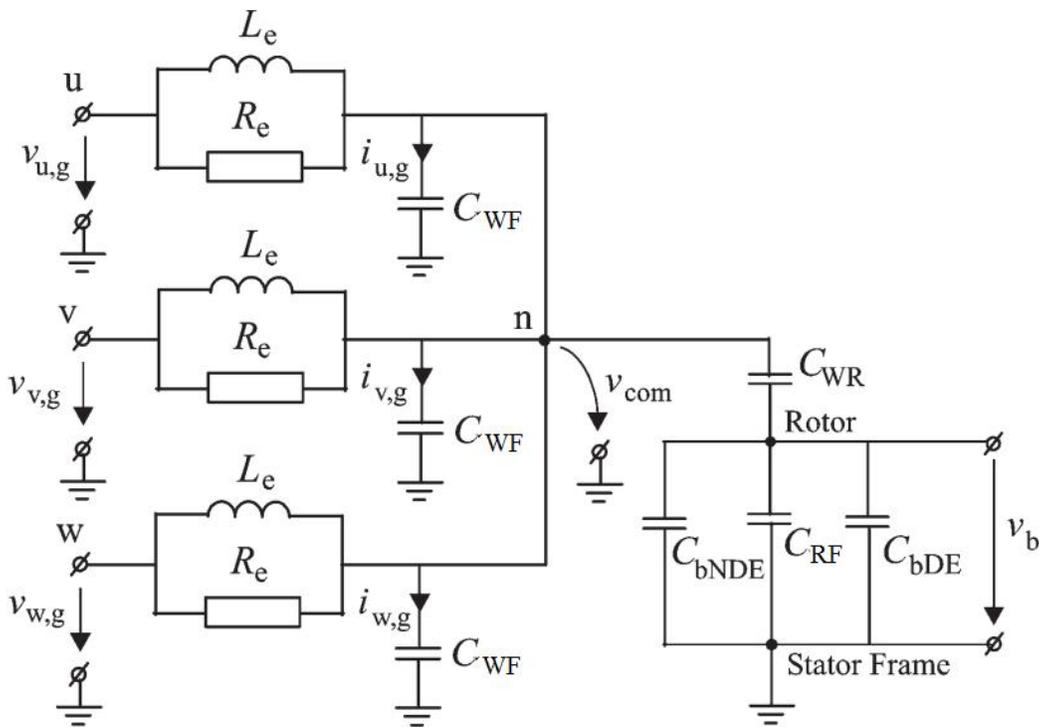
[2] A. Araki, A. Ortolani, "Modelado y simulación de motores de inducción trifásicos en el entorno de Matlab-Simulink", proyecto final 2004.

[3] Cuadro de diálogo de ayuda de Matlab, 1994-2014 The MathWorks, Inc.



Capítulo 4

Modelando tensiones y corrientes de cojinetes



Resumen

En este capítulo, el orden de magnitud de corrientes de los cojinetes se predice mediante cálculos. La experiencia de mediciones de ensayos de diversos autores se introdujo para el modelado simple. Se describen los circuitos eléctricos equivalentes que luego en capítulos posteriores serán empleados en la simulación.



4.1 Introducción

Las publicaciones científicas de los últimos 20 años han tratado a los fenómenos del daño de los cojinetes y han dado una explicación física de los efectos parásitos a alta frecuencia. Varios métodos para mitigar la tensión de modo común y las corrientes de los cojinetes han sido investigados. Topologías de convertidores especiales, técnicas de modulación moderna, o filtros, que pueden cancelar la tensión de modo común y la tensión de cojinete, pueden suprimir dichas corrientes. En general, son caros, y por lo tanto, tienen que ser escogidos selectivamente para cada tipo de sistema de accionamientos. En este contexto, es necesario el cálculo exacto de la corriente y la tensión del cojinete. Por lo que, pueden ser utilizados modelos de máquinas en alta frecuencia, que se han propuesto para el estudio de los efectos parásitos en máquinas de corriente alterna con alimentación de alta frecuencia por un inversor. Diversos autores han propuesto diversos modelos, dependiendo del número de parámetros del modelo de circuito equivalente utilizado. Sin embargo, cuando un gran número de parámetros se utilizan para el modelado de la máquina de alta frecuencia, los parámetros del modelo pueden no tener ningún significado físico, y las conexiones con los datos de diseño no pueden ser establecidos. El objetivo de este capítulo es encontrar un modelo de máquina de alta frecuencia, con un número reducido de parámetros y una parametrización fácil desde el punto de vista de tanto el diseñador del motor y el diseñador del inversor, que puede ser utilizado para calcular la tensión de modo común y la tensión de cojinete en los motores de inducción alimentados con un inversor. Ejemplos de cálculo se dan para diferentes máquinas de inducción de jaula con potencias nominales de 2,2 a 500 kW. Además, los parámetros más significativos del modelo de máquina en alta frecuencia se representan como una función del diámetro exterior del estator de la máquina.

4.2 Mediciones de las corrientes y tensiones de modo común y de cojinete

No es el objetivo de este trabajo detallar las diversas técnicas de medición de corrientes y tensiones en los cojinetes, pero se describirán brevemente el circuito y los elementos empleados para tales mediciones.

Como ejemplo se utiliza un motor de cuatro polos de inducción tipo jaula de 240 kW con un estator bobinado conectado en estrella, alimentado por un inversor de tensión PWM con la tensión del circuito intermedio $V_{DC} = 560$ V y una frecuencia de conmutación $f_{sw} = 4$ kHz, Fig. (4.1). La corriente de modo común se mide con una sonda de corriente, acoplada directamente en el conductor de tierra. Otras vías de corriente parásitas adicionales se previenen mediante el aislamiento de la carcasa del estator de la tierra Fig. (4.1a). Se mide la tensión de cojinete entre el eje y la carcasa del estator en el extremo del lado del acople (DE), con la ayuda de una escobilla montada en el eje Fig. (4.1b). El término de tensión de cojinete se utiliza aquí para definir la



diferencia de potencial entre el eje de la máquina y la carcasa, que se produce en los cojinetes de la máquina a través de las capacitancias del motor. La tensión en el eje "de extremo a extremo", que es inducida por el flujo magnético de modo común circunferencial en las máquinas de potencia más grandes, no se trata aquí.

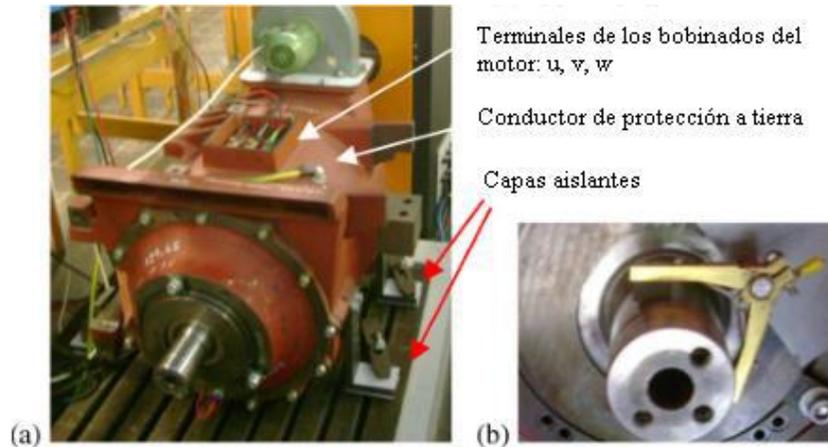


Fig. (4.1). (a) Banco de prueba de un motor cuatro de inducción de jaula de 4 polos de 240 kW. (b) Para la medición de la tensión de cojinete vb, una escobilla de carbono se monta en el eje de la máquina. [1]

Las Figs. (4.2) y (4.3), detallan esquemáticamente, los circuitos medición de las corrientes de modo común y de electroerosión en un motor de inducción.

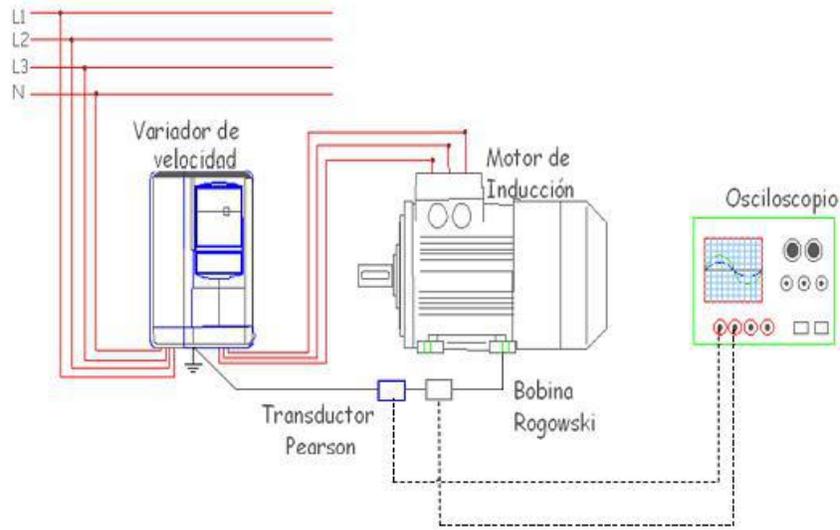


Fig. (4.2) Diagrama de medición de las corrientes de modo común en un motor de inducción [6]

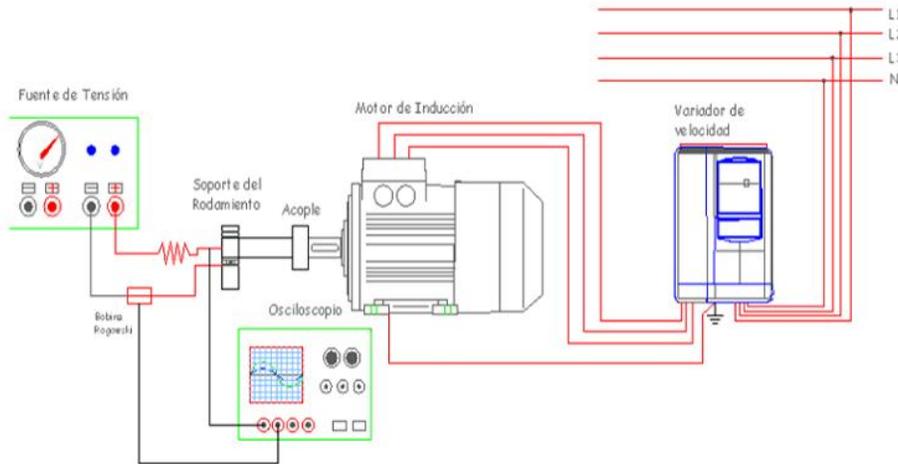


Fig. (4.3) Circuito para medir corriente de electroerosión en rodamiento externo [6]

4.3 Cálculo de la aproximación de la corriente de modo común y la tensión de cojinete

4.3.1 Cálculo de la corriente de modo común

En cada paso de tensión de línea a tierra, entre $\pm (V_{DC} / 2)$ con una tensión de paso $V = V_{DC}$, causada por la conmutación de voltaje de salida del inversor, se genera un impulso de corriente de modo común i_{com} Fig. (4.4). La corriente de modo común



está constituida por una suma de impulsos i_{com} como una superposición lineal de los impulsos $i_{u,g}$, $i_{v,g}$, y $i_{w,g}$, que se generan por las tensiones de línea a tierra $v_{u,g}$, $v_{v,g}$, y $v_{w,g}$ en cada instante de conmutación de tensión. Para la máquina de inducción 240 kW de la Fig. (4.4), un impulso de corriente de modo común cae desde un valor máximo a cero después de algunos oscilaciones dentro de los 30 ms, que es más corto que el intervalo de tiempo más pequeño t_Q entre dos instantes de conmutación de la tensión de línea a tierra ($t_Q \sim 40$ ms). Por lo tanto, su variación puede ser descrita simplemente de acuerdo con un circuito RLC en serie Fig. (4.5a) con los parámetros R_1 , L_1 , y C_1 [2]

$$i_{com}(t) \cong \frac{V}{Z_{o1}} \cdot e^{-\xi_1 \cdot \omega_1 \cdot t} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \quad (4-1)$$

Donde $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ es la frecuencia angular natural, $\xi_1 = (R_1/2) \cdot \sqrt{C_1/L_1}$ es el factor de amortiguamiento, y $Z_{o1} = \sqrt{L_1 C_1}$ es la impedancia característica. No existe un método para calcular los parámetros R_1 , L_1 y C_1 a partir de los parámetros de diseño de la máquina. Ellos sólo se pueden determinar experimentalmente, por ejemplo, $C_1 = 8.1$ nF, $R_1 = 55 \Omega$, y $L_1 = 0.16$ mH, del más adecuado de las formas de onda de las corrientes de modo común medidas y calculadas de la Fig. (4.4b).

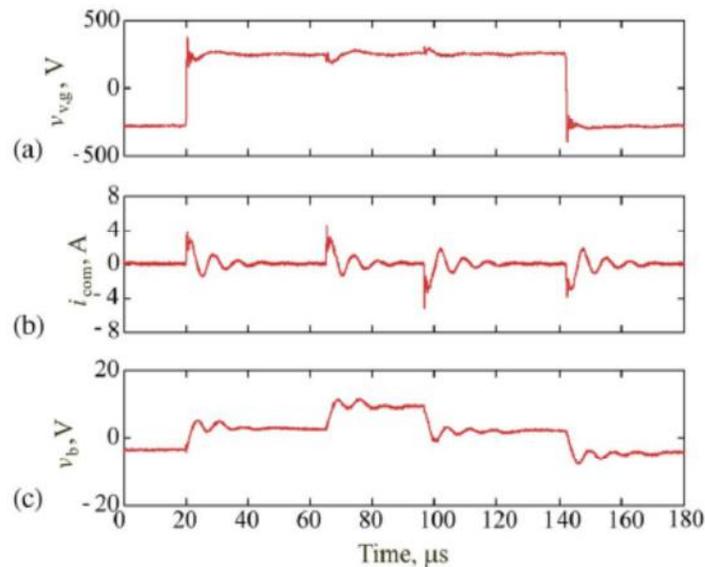


Fig. 4.4. Las mediciones se efectúan en un motor de inducción de 240 kW de la Fig. (4.1a), (a) tensión medida de línea a tierra (fase del motor $v: v_{l,g} = v_{v,g}$) operación con 2 m de cable de motor apantallado, Tensión dc link de 560 V, y una frecuencia de conmutación de 4 kHz. (b) corriente CM Medida i_{com} . (c) Tensión de cojinete medida v_b . [1]

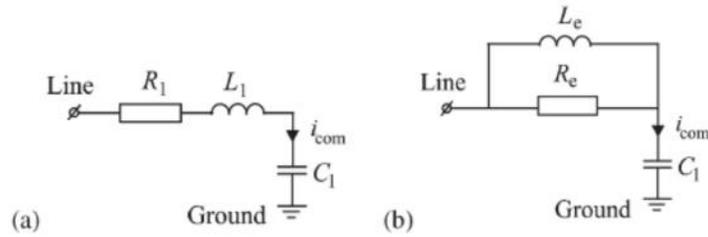


Fig. 4.5. Circuitos equivalentes simples para describir el comportamiento de la corriente de modo común. (a) una combinación RL serie. (b) una combinación RL paralelo. [1]

Además, pueden estar asociadas con la capacitancia de la carcasa del estator al bobinado del estator $C_{wf} = C_1$, la resistencia del bobinado del estator $R_s = R_1$, y el estator bobinado inductancia de fuga $L_s = L_1$ para la frecuencia ω_1 . Una representación alternativa a la combinación RL serie de la Fig. (4.5a) es la combinación de RL paralelo de la Fig. (4.5b). Entonces, los parámetros del modelo se determinan de la forma siguiente [1]:

$$\begin{aligned} R_e &= R_1 \cdot (1 + k^2) \\ L_e &= L_1 \cdot (1 + (1/k^2)) \\ k &= \omega_1(L_1/R_1). \end{aligned} \tag{4-2}$$

Si $\omega_1 L_1 > R_1$, como un ejemplo para la máquina de 240 kW de la Fig. (4.1) con $k = \omega_1 L_1 / R_1 = 2,55$, las inductancias de los modelos de circuito equivalente de las Figs. (4.5) (a) y (b) son casi los mismos $L_s \approx L_e = 0.18$ mH. La resistencia del modelo de la Fig. (4.5b), calculada por [2], es $R_e = 414,2 \Omega$. La combinación de RL paralelo de la Fig. (4.5b) es más sensible a los cambios rápidos de la tensión de línea a tierra. Cuando se utiliza la tensión de línea a tierra como fuente de entrada, la corriente de modo común calculada con el circuito de la Fig. (4.5b) está más cerca de las mediciones que la calculada con el circuito de la Fig. (4.5a).

4.3.2 Cálculo de la tensión de cojinete

Generalmente, a una velocidad mayor que 300 r / min, la película lubricante en el cojinete es completa y aísla los elementos de rodillo de la pista de cojinete y, por lo tanto, al eje del rotor de la carcasa del estator. Una vez que las fases de las bobinas del estator se conmutan por el control del inversor entre los dos niveles $\pm V_{DC} / 2$ y la carcasa del estator está conectado a tierra. Se forma el cociente de tensión de cojinete BVR descrito en (Sección 2.3.5). En la (4-3) recordamos su expresión.

$$BVR = \frac{v_b}{v_{com}} = \frac{C_{WR}}{C_{WR} + C_{RF} + C_{bDE} + C_{bNDE}} \tag{4-3}$$



En (4-3), v_b es la tensión de cojinete, y v_{com} es la tensión de modo común entre el punto neutro (n) y tierra (g) dada por [1], como:

$$v_{com} = \frac{v_{u,g} + v_{v,g} + v_{w,g}}{3} - \frac{v_{u,n} + v_{v,n} + v_{w,n}}{3} \tag{4-4}$$

$$= \frac{1}{3C_{WF}} [\int i_{u,g} dt + \int i_{v,g} dt + \int i_{w,g} dt]$$

Donde C_{WF} es la capacitancia del bobinado del estator a la carcasa del estator por fase, que proporciona el camino de retorno para la corriente de modo común. Las tensiones $v_{u,n}$, $v_{v,n}$, y $v_{w,n}$ son la caída de tensión en las resistencias e inductancias de los bobinados de la máquina, causado por el flujo de corriente de como una superposición de impulsos de corriente de modo común $i_{u,g}$, $i_{v,g}$, y $i_{w,g}$. Las capacitancias de modo común parasitarias del motor se pueden medir o son calculados por métodos de elementos finitos. Algunos autores [4] la dan en dependencia de la potencia nominal de la máquina.

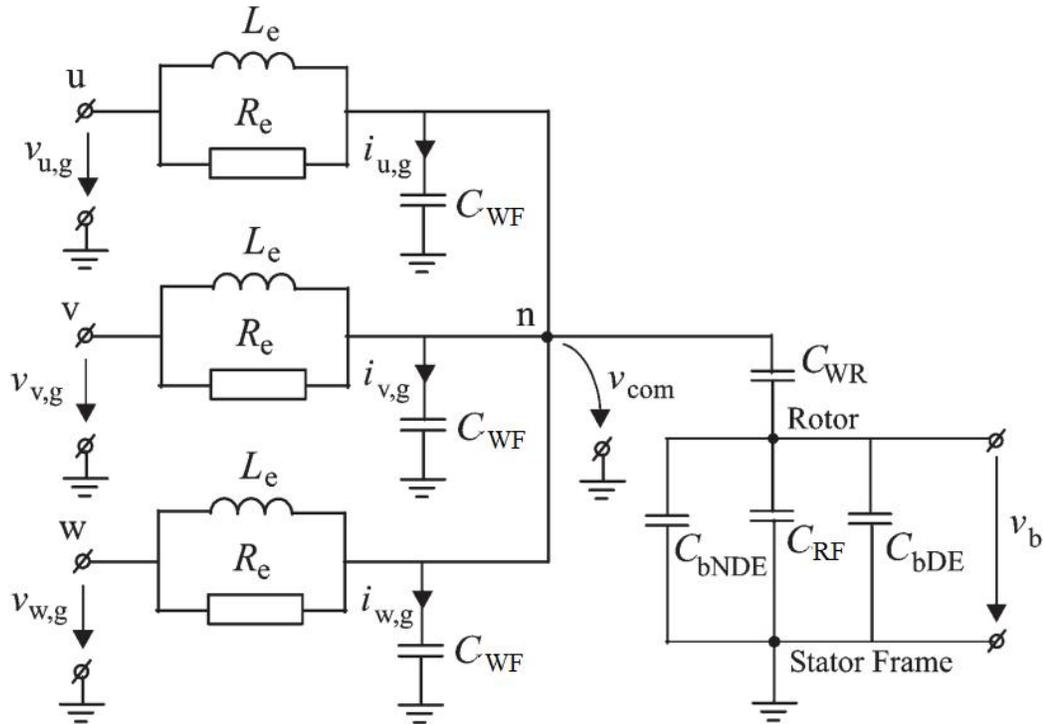


Fig. 4.6 Circuito equivalente para describir el caso de tensión del cojinete. [1],[3],[4]

Cuando, por ejemplo, la tensión de línea a tierra, $v_{v,g}$ Fig. (4.4) conmuta entre dos niveles de la tensión del inversor dc link $\pm(1/2)V_{DC}$, la corriente de modo común es dado como $i_{com} = i_{v,g}$ debido a $i_{u,g} = 0$ and $i_{w,g} = 0$. A partir de las ecuaciones (4-3) y (4-4), obtenemos:



$$v_b = \frac{1}{3 C_{WF}} \int i_{com} dt \quad (4-5)$$

Mediante la sustitución de la expresión de corriente de modo común de (4-1) en (4-5), la tensión de cojinete puede ser calculada como:

$$v_b(t) \cong - \frac{BVR}{3 \cdot C_{WF}} \cdot \frac{V}{Z_{01} \cdot \omega_1} \cdot \frac{e^{-\varepsilon_1 \cdot \omega_1 \cdot t}}{\varepsilon_1^2 + 1} \cdot [\cos(\omega_1 \cdot t) + \varepsilon_1 \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t)] \quad (4-6)$$

La constante de integración se omitió en (4-6) por simplicidad. Si la tensión de modo común puede ser medida en el punto neutro, la tensión de cojinete se puede calcular directamente por (4-3). De lo contrario, la corriente de modo común se puede utilizar para calcular la tensión de cojinete. Para la máquina de 240 kW de la Fig.(4.1), las amplitudes medidas y calculadas de la tensión de cojinete son adecuadas (Fig. 4.6) para una tensión de cojinete relación BVR = 0,03. Si la tensión de modo común al punto neutro y la corriente de modo común se pueden medir, (4-4) se puede utilizar para calcular la capacitancia del bobinado del estator a la carcasa del estator por fase C_{WF} . Por lo tanto, obtenemos:

$$C_{WF} = \frac{1}{3 \cdot v_{com}} \int i_{u,g} dt \quad (4-7)$$

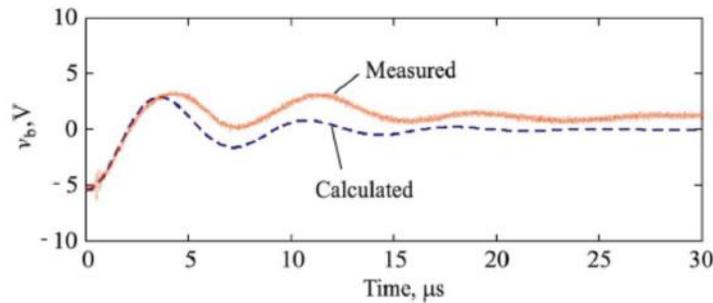


Fig. (4.6). Tensión de cojinete medida para la máquina de 240 kW de la Fig. (4.1) y la tensión de cojinete calculada para un escalón de tensión de línea a tierra pura de $V = V_{DC} [I]$

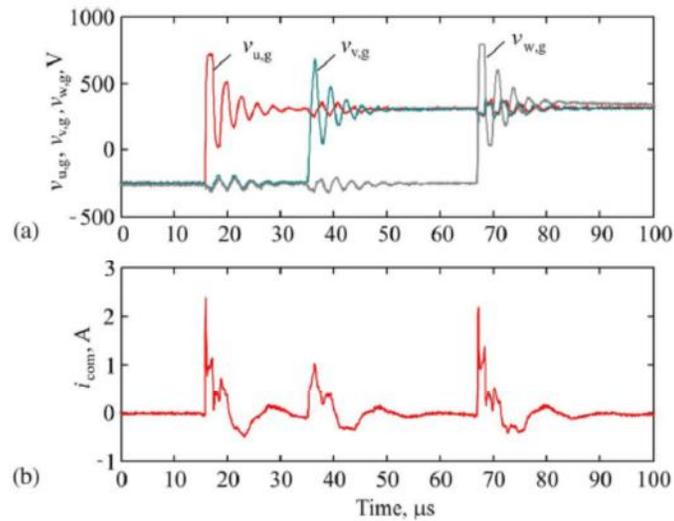


Fig. (4.7). Medidas efectuadas sobre un motor de inducción de 7,5 kW. (a) Tensiones medidas de línea a tierra $v_{u,g}$, $v_{v,g}$, y $v_{w,g}$ en operación con 100 m de cable de motor apantallado, tensión de link de 560V, y de 3 kHz frecuencia de conmutación. (b) Medición de corriente de modo común. [1]

4.3.3 Análisis del cociente de tensión de cojinete BVR

El cociente de tensión de cojinete BVR, fue definido en la (Sección 2.3.6). Un análisis minucioso [3], establece que la influencia de C_b en el BVR es pequeña. Además C_b con el cambio de la velocidad del motor debido al aumento de espesor de película lubricación es insignificante, debido a las relaciones de identificadas en [3]. Mientras la película de lubricación permite la acumulación de tensión sobre el cojinete, el BVR no se ve afectado notablemente.

La longitud l_c del cable del motor y el tipo - cable del motor blindado o sin blindaje - No afectan al BVR, porque el BVR es un parámetro que sólo se define por los parámetros de la máquina. Las mediciones realizadas por [3] muestran que, para el intervalo estudiado para longitudes de cable y tipos, la amplitud máxima del voltaje de modo común del devanado del estator en los terminales del motor v_{com} no se ve afectada por el cable del motor. Por lo tanto, la máxima tensión de cojinete v_b que pueda ocurrir no se ve influenciada.

Por eso, los parámetros del sistema no se ven influenciados por:

- la longitud del cable del motor l_c y
- tipo de cable del motor (cable del motor blindado contra sin blindaje) sobre la amplitud de las corrientes de cojinete EDM



La capacitancia de la capa aislante de un cojinete aislado (“revestido”) es aproximadamente diez veces mayor que la capacitancia cojinete C_b [3].

$$C_b^* = \frac{1}{\frac{1}{C_b} + \frac{1}{C_{ins}}} = \frac{C_b}{1 + \frac{1}{10}} = \frac{10}{11} C_b \approx C_b \quad (4-8)$$

Donde:

C_b^* = capacitancia resultante de cojinetes y cubierta de aislante,

C_{ins} = capacitancia de la capa aislante.

La capacitancia de un cojinete híbrido $C_{b,hybrid}$ es órdenes de magnitud más pequeñas que la capacitancia C_b de un cojinete ordinario, porque todo el diámetro de las bolas de cerámica representan la longitud de la brecha aislante entre los dos electrodos del capacitor del anillo interior y exterior del cojinete. Por lo tanto, el BVR de un motor con rodamientos híbridos se puede calcular con $C_b^* = 0$.

Por lo tanto, el BVR permanece prácticamente sin verse afectados por el uso de

- cojinetes aislados o recubiertos
- cojinetes híbridos

En [3] se corroboran las declaraciones antes enunciadas mediante la medición de los BVRs de los motores de prueba para diferentes combinaciones inversor motor, tanto en lado del acople y del lado opuesto al del acople de los motores, para una velocidad del motor $n = 900 / \text{min}$ y $n = 1500 / \text{min}$, con uso de cables de motor con diferente longitud l_c y tipo (blindados y no blindados), así como el uso de cojinetes aislados e híbridos.

4.4 Modelo de la impedancia del cojinete para la corriente de electroerosión

El cojinete es una impedancia compleja, no lineal en el circuito eléctrico equivalente del motor. Un rodamiento, con el uso de grasa de alta impedancia, actúa principalmente como una capacitancia, siempre y cuando la película lubricante sea aislante. En punto muerto, y después de la ruptura eléctrica de la película aislante, el cojinete se comporta principalmente óhmicamente y la resistencia depende la amplitud de la corriente que fluye a través del cojinete. En el instante en que el cojinete alcanza la tensión de ruptura de la película aislante, la impedancia del cojinete cambia su comportamiento, el modelo de dicha impedancia simplificada está representado por la fig. 4.7, los valores de R_b y C_b se discuten en la (Sección 5.7) de este trabajo.

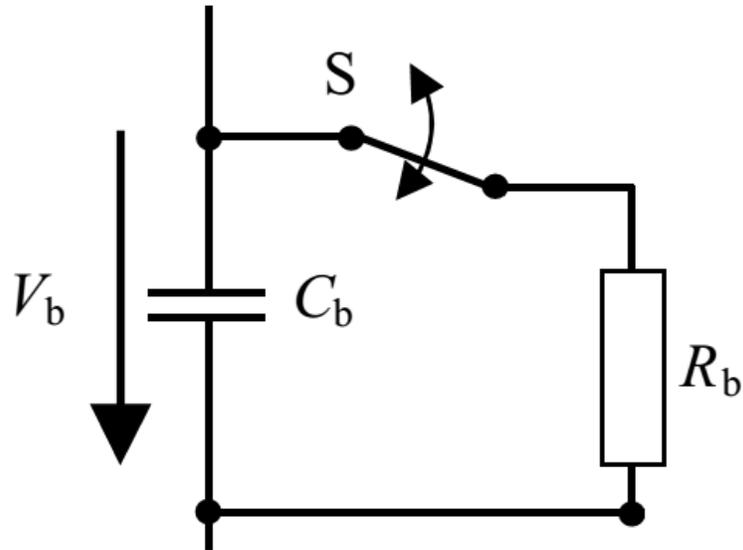


Fig. (4.7): Modelo de la impedancia del cojinete

4.5 Intervalos de ocurrencia y duración de descargas en los cojinetes

El fenómeno de la ruptura de la película aislante del cojinete se observa que es independiente de la dv / dt de la tensión aplicada. De acuerdo con [5], se concluye que:

Si la tensión del cojinete v_b es baja, incluso con alta dv / dt , no se produce ruptura en la película aislante del cojinete.

Si la tensión del cojinete v_b es alta, incluso con baja dv / dt , se produce ruptura en la película aislante del cojinete con facilidad.

Cuando la dv / dt de la tensión de onda cuadrada es inyectada externamente se cambia de 400 [ns] a 4 [ns] o más, la corriente del cojinete no se reduce por el mismo factor, al igual que la dv / dt . Esto muestra que la corriente de cojinete es también una función de la componente de corriente continua de la tensión aplicada.

En la Fig. (4.8), se aprecia una corriente de descarga (electroerosión) detectada por medición de radio frecuencia; para un motor de inducción 50 Hz, 15 kW, de 4 polos operado sin carga. [7].

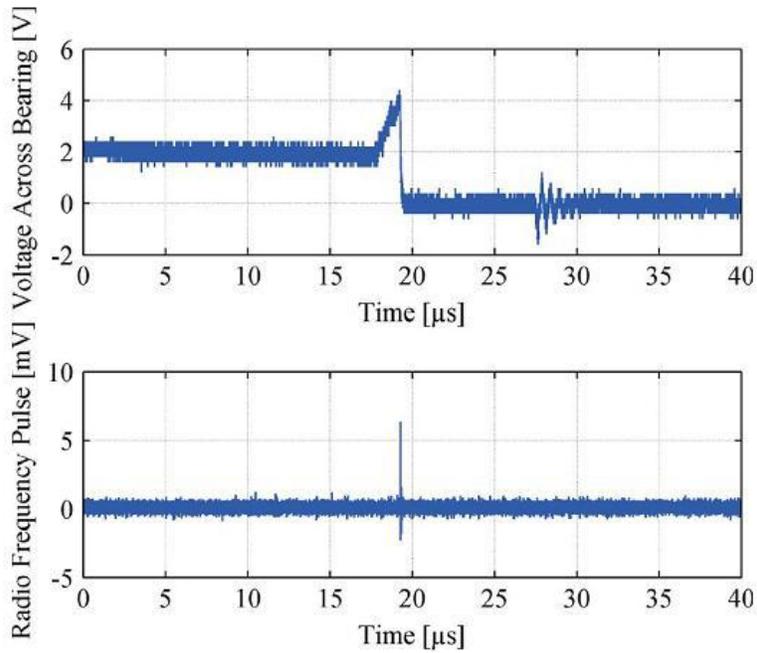


Fig. (4.8). Corriente de cojinete de descarga detectada por medición de radio frecuencia.

En cuanto a la Fig. (4.9) se aprecian las secuencias consecutivas de corriente de electroerosión de los cojinetes de la Tabla(4-2) con un valor de pico a pico mayor que 0,25 A, durante un tiempo de 36,5 segundos, para un motor de inducción de 1,5 kW de funcionamiento sin carga, 300 rpm, temperatura de cojinete de 40 ° C y una frecuencia de conmutación del convertidor de 4 kHz. [8]

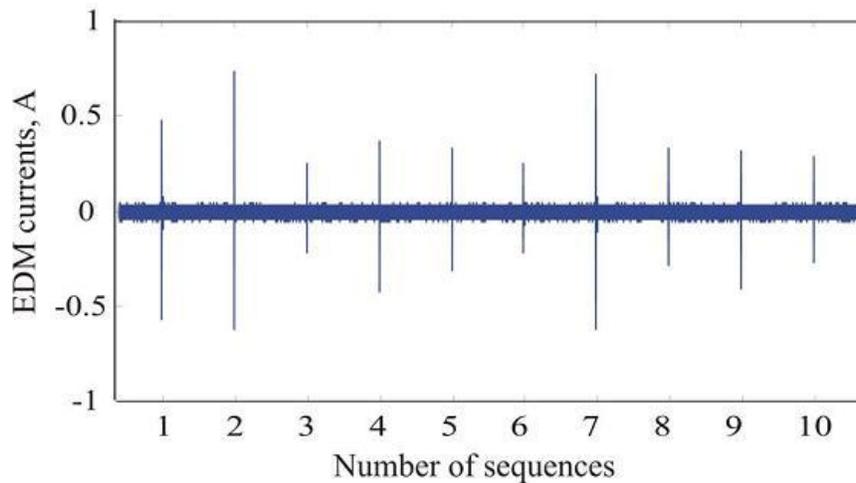


Fig. (4.9). Secuencias consecutivas de corriente de electroerosión



Tabla (4-2) Resultados de intervalos de tiempo entre dos valores pico consecutivos de corriente EDM mayores que 0,25 A. [8]

<i>Puncture Sequence</i>	<i>1 - 2</i>	<i>2 - 3</i>	<i>3 - 4</i>	<i>4 - 5</i>	<i>5 - 6</i>	<i>6 - 7</i>	<i>7 - 8</i>	<i>8 - 9</i>	<i>9 - 10</i>
Time, s	1.76	10.79	5.29	3.41	0.21	7.43	3.81	3.81	124 10 ⁻⁶



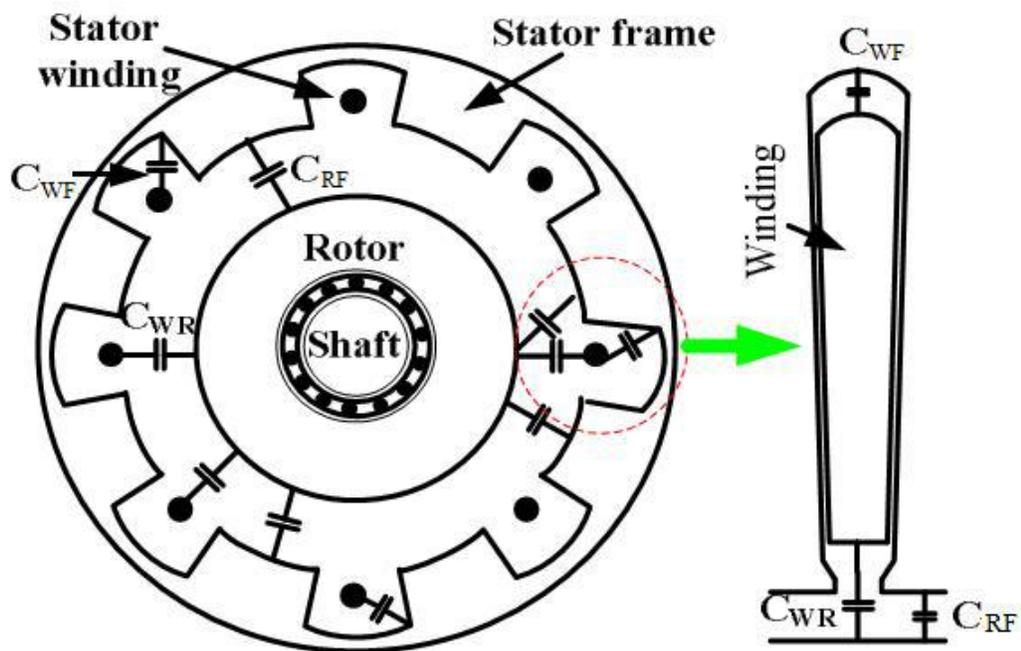
4.6 Referencias del capítulo

- [1] Oliver Magdun and Andreas Binder, “ High-Frequency Induction Machine Modeling for Common Mode Current and Bearing Voltage Calculation” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, NO. 3, Junio 2014
- [2] S. Ogasawara and H. Akagi, “Modeling and damping of high frequency leakage currents in PWM inverter-fed ac motor drive systems,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1105–1114, Sep./Oct. 1996.
- [3] A. Muetze, “Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors,” *Disertación doctoral Enero 2004*
- [4] D. Busse, J. Erdman, R. Kerkman, D. Schlegel, and G. Skibinski, “System electrical parameters and their effect on bearing currents”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, pp. 577–584, 1997.
- [5] Mahesh Swamy, “ Influence of PWM Inverters on Bearing Currents”. Publicado por Yaskawa Electric America, 2009
- [6] D. Raúl Quintero, W. Mejía, J. A. Rosero. “Good Practice for Electric Discharge Machining (EDM) Bearing Currents Measurement in the Induction Motor and Drives System”. *Publicación IEEE*, 2013.
- [7] A. Muetze, J. Tamminen, J. Ahola. “Influence of Motor Operating Parameters on Discharge Bearing Current Activity”. *Publicación IEEE*, agosto 2011.
- [8] O. Magdun, Y. Gemeinder, A. Binder. “Investigation of Influence of Bearing Load and Bearing Temperature on EDM Bearing Currents”. *Publicación IEEE*, 2010
- [9] William Mejía López, “Caracterización de corrientes de rodamientos en motores de inducción de Jaula de Ardilla alimentados por variadores de velocidad”, *Tesis de Maestría 2015*.



Capítulo 5

Parámetros del modelo



Resumen del capítulo:

En este capítulo, se detallan los parámetros que se utilizan en la simulación. Es decir los valores de resistencias inductancias y capacitancias del modelo. Se presentan parámetros medidos y calculados por diversos autores, así como también la relación de estos parámetros con el tamaño del motor.

5.1 Introducción

Las capacitancias de la máquina, la configuración de los bobinados del estator, el paquete de láminas de hierro del núcleo, y los conductores y conectores de alimentación interna tienen un efecto significativo no sólo en la amplitud de la corriente de modo común sino también de la frecuencia de oscilación y el tiempo de la caída de la corriente de modo común. Por lo tanto, los fallos de los rodamientos, causados por las corrientes de electroerosión (EDM) se pueden predecir por cálculos sencillos, y los métodos de mitigación se pueden seleccionar adecuadamente.

Estos circuitos equivalentes consistieron en un número mínimo de componentes. Los parámetros del circuito se determinaron a partir de mediciones de fases abiertas y en corto circuito devanado conectados en paralelo. Los parámetros del circuito se determinaron a partir de mediciones de fases abiertas y en corto circuito devanado conectados en paralelo.

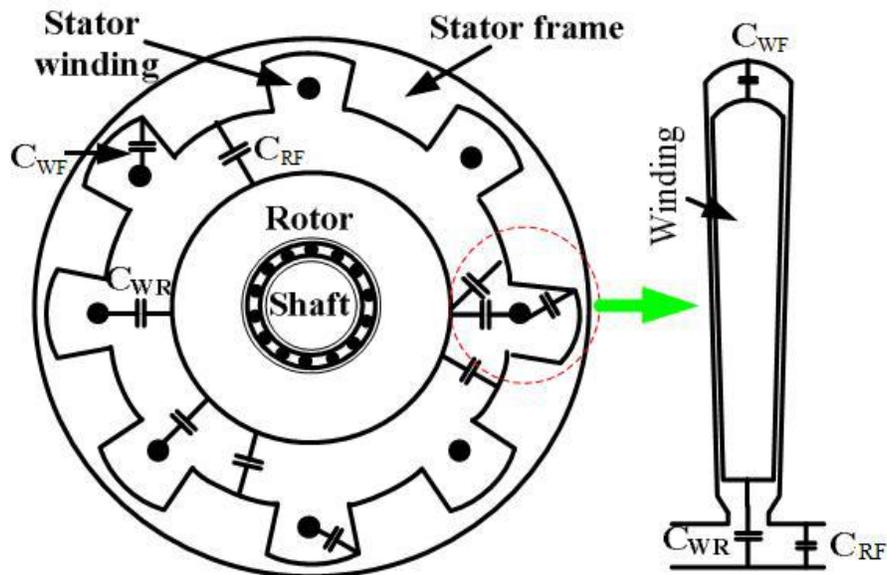


Fig. (5.1). Capacitancias de acoplamiento en un motor de inducción y vista de una ranura del estator [9].

5.2 Inductancia del bobinado del estator L_s :

Por lo general, teniendo en cuenta el efecto skin y los efectos de proximidad y las pérdidas en el hierro a alta frecuencia, los parámetros del bobinado del estator a alta frecuencia por fase, se modelan por seis ramas RL paralelas como circuitos de escalera [4], [6]. Con el fin de limitar la complejidad del modelo de HF, solamente una rama $L_s - R_e$ se utiliza en los modelos de la figura 4.5.

La inductancia de fuga L_s se atribuye principalmente al flujo de fuga del bobinado sobresaliente del estator. En altas frecuencias, el flujo de dispersión del bobinado sobresaliente del estator es significativamente más grande que en las ranuras del estator, que están fuertemente amortiguadas debido a las corrientes de desplazamiento en los conductores de ranura y aún más debido a las corrientes de Foucault en las láminas de hierro. Por lo tanto, es proporcional a la longitud del bobinado sobresaliente l_{ov} y al cuadrado del número de vueltas por fase N_s . Según [4]. Obtenemos:

$$L_s \cong L_{ov} \sim l_{ov} \cdot N_s^2 \sim \left(\frac{1}{l_{fe}^3} \right) \sim \left(\frac{1}{d_{se}^3} \right). \quad (5-1)$$

La inductancia medida L_s de las máquinas de la Tabla 5-1 sigue la relación

$$L_s [\text{mH}] = \frac{1}{25} \cdot \frac{1}{(d_{se} [\text{m}])^3} \quad (5-2)$$

5.3 Resistencia por corrientes parásitas de Foucault R_e :

La pérdida por corrientes parásitas de Foucault resistencia R_e depende de la potencia nominal, ya que es más grande para las máquinas más pequeñas y más pequeña para las máquinas más grandes Tabla (5-1). La resistencia R_e disminuye con el aumento de tamaño del motor y aumenta con el número de vueltas del bobinado estator N_s por fase creciente: $R_e \sim N_s \sim 1/d_{se}^2$. La dependencia según [4] es de

$$R_e [\Omega] = 125 \cdot \frac{1}{(d_{se} [\text{m}])^2} \quad (5-3)$$

La pérdida adicional de resistencia R_g : Las pérdidas en el laminado del estator y la carcasa y otras pérdidas adicionales de la tierra del estator de modo común camino actual está representado por la resistencia R_g .

La resistencia R_g se ajusta un poco a través de simulaciones iterativas hasta las impedancias de modo común simulados encajan bien con las impedancias de modo común medidos. Sin embargo, la resistencia R_g tiene una influencia muy pequeña en el pico de corriente de modo común.

De los parámetros de los motores simulados presentados en la Tabla (5-1). Se utilizan los valores de R_e y L_s medidos reportados por [4] para los motores M11a, M11b y M240. La dependencia $R_e [\Omega] = 125 \cdot (1/d_{se} [\text{m}])^2$ y $L_s [\text{mH}] = (1/25) \cdot (1/d_{se} [\text{m}])^3$, se emplean en el resto de los motores que se desconoce dicho parámetro.



5.4 Capacitancia del devanado del estator a la carcasa

La capacitancia del devanado del estator a la carcasa C_{wf} de un motor, se ha medido junto con las capacidades de fase a fase C_{ph} (ver sección 2.2). Se recuerda que, en este trabajo, la capacitancia C_{wf} es por definición, la capacitancia por fase.

Sin embargo, C_{ph} es casi un orden de magnitud menor que C_{wf} . Esta diferencia se atribuye a las diferentes partes de una máquina que forman las capacitancias. Los devanados del estator están incrustados en las ranuras del hierro del núcleo del estator, en el que el área de contacto es grande y la distancia pequeña en comparación con la zona y la distancia entre las fases en la cabeza de devanado. En consecuencia, C_{ph} es - en el contexto actual - insignificante. No se utiliza en ningún modelo de corrientes de cojinetes en el marco de la investigación presentada. Por lo tanto, se exime del cálculo analítico de C_{ph} .

El cálculo de C_{wf} es muy difícil debido a la disposición irregular de los hilos individuales dentro de la ranura y porque la distancia efectiva entre las dos "placas" de electrodos es decir, los cables y el hierro, es desconocido. Los espesores de la ranura aislante de los motores valores de $d_{slot} = (0.3...0.4...0.5)$ mm y los diámetros del cable $d_{wire} = (0.8...1.5...1.9)$ mm. Por lo tanto, la relación de los dos parámetros está cerca de uno, en particular para los motores del nivel de potencia de 11 kW. Esto da como resultado una gran incertidumbre en la capacitancia calculada porque la distancia efectiva de los cables puede variar en más de 100%. Por lo tanto, [7] afirma que el cálculo analítico de C_{wf} para máquinas con *bobinado aleatoriamente devanado* no es posible, sino que sólo puede ser una estimación aproximada.

Las capacitancias del devanado del estator a la carcasa difieren solamente del 20% por nivel de potencia [1], incluso si los parámetros de diseño de los devanados del estator y ranuras difieren notablemente.

La capacitancia del devanado del estator a la carcasa C_{wf} es modelada como un número de $Q_s / 3$ capacitores de placas paralelas. El devanado del estator de estos motores es un bobinado aleatoriamente devanado y no consiste en bobinas preformadas. El bobinado está aislado con cinta aislante multicapa delgado y se impregna con resina epoxy. En [1] y [4] se introduce un factor de corrección F_c para tener en cuenta la superficie irregular de las bobinas, por ejemplo según [4] es un factor de reducción cercano a 0,9 para los motores de bobinado de doble capa de perfil de cobre. El factor de forma F_c es función del espesor de la ranura de aislación d_{slot} y del diámetro del cable d_{wire} . Como resultado, C_{wf} está dada por la ec. (5-4). Para los motores presentados en este trabajo, F_c es del orden de $F_c = 0,8 \dots 0,9$ de acuerdo con [1]:



$$C_{wf} = F_c \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{Q_s U_{slot} l_{Fe}}{3 d_{slot}} \quad (5-4)$$

Donde:

F_c = Factor de forma de acuerdo con [1],

ε_r = permitividad relativa,

$\varepsilon_r \approx 3$ = valor típico para el material de aislación de las ranuras, derivado de los valores exactos que se obtuvieron de los fabricantes.

Q_s = número de ranuras del estator,

ε_0 = permitividad en el vacío = $8.8542 \cdot 10^{-12}$ As/Vm,

U_{slot} = circunferencia de la ranura del estator,

l_{Fe} = longitud de láminas del estator,

d_{slot} = espesor de la ranura de aislación.

De la ecuación (5-4), observamos que la capacitancia C_{wf} aumenta

- linealmente con la longitud de láminas del estator y l_{Fe} y
- linealmente con la circunferencia de la ranura del estator U_{slot} .

Entonces la capacitancia por fase C_{wf} aumenta proporcionalmente con el cuadrado del diámetro exterior estator d_{se} : $C_{wf} \sim l_{Fe} \cdot u_Q \sim d_{se}^2$ [8]. Y se deduce la relación propuesta por [4]:

$$C_{WF}[nF] = 50 \cdot (d_{se}[m])^2 \quad (5-5)$$

Para el modelado y simulación se utilizan los valores de C_{wf} , reportados por los autores detallados en la Tabla 5-1. Se corrobora la concordancia entre los valores medidos reportados por los autores en [1], [2], [3] y [4], con la ecuación (5-5).

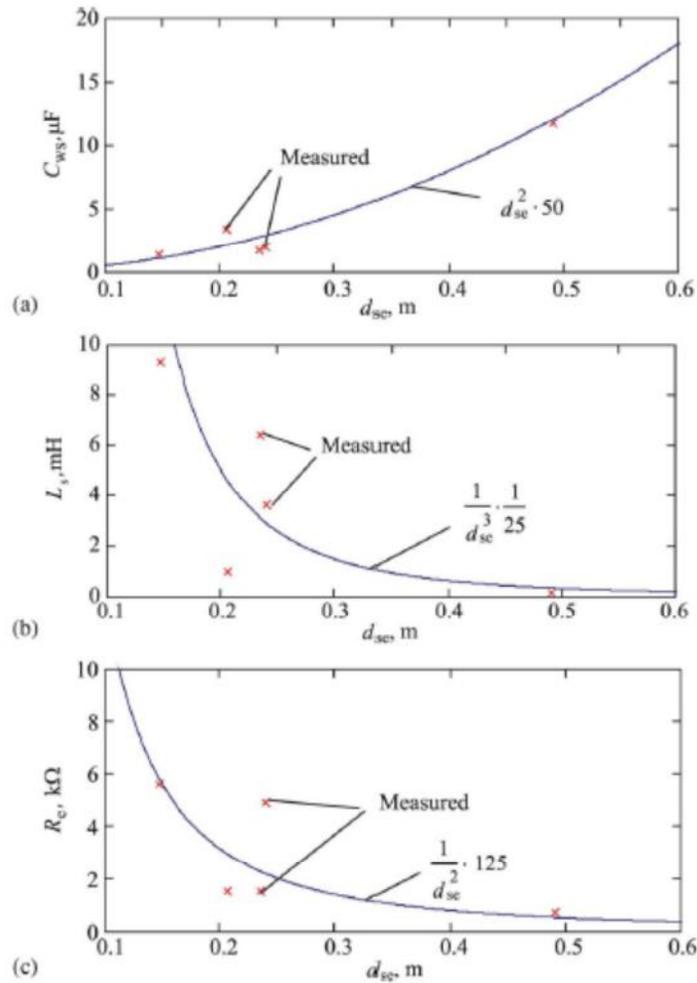


Fig. (5.2) (a) C_{ws} Capacitancia del bobinado del estator a la carcasa del estator, (b) L_s Inductancia de fuga del estator al bobinado, y (c) R_e resistencia por pérdidas de corriente de Foucault, en dependencia diámetro exterior del estator d_{se} .

5.5 Capacitancia rotor carcasa

El hierro se encuentra generalmente reducido estator, también llamado carcasa. Por lo tanto, el rotor y la carcasa de un motor están separados sólo por el espacio de aire y forman la capacitancia del rotor a la carcasa C_{rf} .

Para el cálculo analítico de C_{rf} , el estator y el rotor se consideran como un capacitor cilíndrico. El entrehierro δ es mucho más pequeño que el diámetro exterior d_{re} del rotor. Por lo tanto, el logaritmo natural del diámetro interior del laminado del estator d_{si} y el diámetro exterior del laminado del rotor d_{re} se puede aproximar de acuerdo con (5-6) [1]. La aproximación en (5-6) conduce a error máximo calculado de $<1\%$.

$$\ln \frac{d_{si}}{d_{re}} = \ln \frac{d_{re} + 2\delta}{d_{re}} = \ln \left(1 + \frac{2\delta}{d_{re}}\right) \approx \frac{2\delta}{d_{re}} \quad (5-6)$$

Donde:

d_{si} = diámetro interior del laminado del estator “stator lamination inner diameter”,

d_{re} = diámetro exterior del laminado del rotor “rotor lamination outer diameter”,

δ = entrehierro (mecánico)

En los cálculos magnetoestáticos de los motores, la reducción de la densidad de flujo en el entrehierro debido a las aberturas en las ranuras comúnmente es considerada por el factor de Carter k_c :

$$\delta_e = k_c \delta \quad (5-7)$$

de tal forma que

$$B_\delta = \frac{\hat{B}_\delta}{k_c} \quad (5-8)$$

Dónde:

k_c = factor de Carter,

δ = entrehierro (mecánico),

δ_e = entrehierro equivalente incluyendo el efecto de muescas,

B_δ = densidad de campo magnético promedio en el entrehierro a lo largo de la circunferencia,

\hat{B}_δ = densidad de campo magnético máxima en el entrehierro

Una situación análoga se puede dar por la influencia de aberturas en las ranuras sobre el campo electrostático en el entrehierro, debido al mismo tipo de reglas de ecuaciones diferenciales para el campo magnetostático y electrostático. El enfoque dado a continuación considera la reducción de la capacitancia C_{rf} - cuando se compara con un condensador cilíndrico sin aberturas de ranura - debido a la reducción de flujo por aberturas de las ranuras.

$$C_{rf} = \frac{Q_{rf}}{V_{rf}} \quad (5-9)$$

Dónde:

$Q_{rf} = D_{rf} A_{rf} = \epsilon_r \epsilon_0 E_{rf} A_{rf}$ = carga eléctrica en el rotor y la carcasa

V_{rf} = tensión entre el rotor y la carcasa,

D_{rf} = densidad de flujo eléctrico media entre el rotor y la carcasa a lo largo de la circunferencia,

A_{rf} = área entre el rotor y la carcasa con la suposición de las ranuras del estator cerradas,

E_{rf} = Intensidad de campo eléctrico medio entre el rotor y la carcasa a lo largo de la circunferencia.



Los orificios de las ranuras del rotor no son de influencia, como la jaula de aluminio está en el mismo potencial que hierro del rotor y la superficie del rotor es un cilindro de rotación liso [1].

$$Q_{rf} = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{V_{rf}}{\delta} l_{Fe} \pi d_{re} \quad (5-10)$$

Por lo tanto, el uso de las ecuaciones anteriores y $\epsilon_r = 1$ para el aire

$$C_{rf} = \epsilon_0 l_{Fe} \frac{\pi d_{re}}{k_c \delta} \quad (5-11)$$

Las capacitancias de C_{rf} para los distintos motores simulados se dan en la Tabla (5-1).

5.6 Capacitancia del devanado del estator al rotor

La capacitancia del devanado del estator al rotor C_{wr} es formada por los devanados del estator en las ranuras y la superficie del rotor. El valor de C_{wr} es pequeña en comparación con las otras capacitancias, debido a la distancia relativamente grande y área pequeña entre el bobinado del estator y el rotor. Sin embargo, es una causa fundamental para la tensión de cojinete v_b que refleja la tensión de modo común del devanado del estator v_y en la película de lubricante. La capacitancia del devanado del estator al rotor C_{wr} se modela como capacitores de placas paralelas Q_s . Cada capacitor de placas es una conexión en serie de la capacitancia del entrehierro y la altura de la abertura de la ranura con $\epsilon_r = 1$ (5-10) [1], y la capacitancia de la cuña de ranura y la parte superior de la aislación de ranuras con $\epsilon_r \approx 3$ (5-13), dando (5-14) [1].

$$C_{wr0} = Q_s \epsilon_0 b_o \frac{l_{Fe}}{\delta + h_o} \quad (5-12)$$

$$C_{wr1} = Q_s 3 \epsilon_0 b_o \frac{l_{Fe}}{h_{wedge+ins}} \quad (5-13)$$

$$C_{wr} = \frac{1}{\frac{1}{C_{wr0}} + \frac{1}{C_{wr1}}} \quad (5-14)$$

Donde:

C_{wr0} = capacitancia devanado del estator al rotor, parte del espacio de aire y la abertura de la ranura,

C_{wr1} = capacitancia devanado del estator al rotor, parte de cuña de ranura y aislamiento de ranuras,



b_o = Ancho de abertura de la ranura,

δ = entrehierro (mecánico)

h_o = altura de abertura de la ranura,

$h_{\text{wedge} + \text{ins}}$ = espesor de la cuña de ranura + espesor de aislamiento de ranuras.

Las capacitancias C_{wr} utilizadas en el modelado se presentan en la Tabla 5-1.

5.7 Impedancia del cojinete

5.7.1 El cojinete como Impedancia Eléctrica

El cojinete es una impedancia compleja, no lineal en el circuito eléctrico equivalente del motor. Las características dependen de las dimensiones geométricas del cojinete y propiedades del material, pero sobre todo en los parámetros de funcionamiento de la unidad.

Cada cojinete contiene un número N_b de elementos de rodadura entre el anillo interior y exterior. Estos elementos de rodadura giran con velocidad de rotación N_b alrededor de su propio eje de rotación, mientras que la rotación del anillo (interior) del propio cojinete gira con la velocidad del motor n .

La carga mecánica sobre el cojinete depende de la masa del rotor, el radio y al arrastre magnético debido a la excentricidad estática y dinámica y las fuerzas adicionales de la carga. Por lo general, en cada instante, aproximadamente 1/3 de los elementos rodantes llevan la carga, así se define la "zona de carga". Estos elementos se someten a deformación elástica, en un área total de contacto A . El área de contacto de los otros elementos es aproximadamente cero. Heinrich Hertz fue el primero en calcular esta área basada en la teoría de la elasticidad lineal [1]. Su enfoque es ampliamente utilizado para calcular el área de contacto. En este caso, el área se conoce como área de contacto de Hertz A_H .

En el funcionamiento del motor, la grasa de los rodamientos proporciona una fina película de lubricación, con el fin de evitar el contacto metálico. El espesor de la película está determinada por las leyes de la hidrodinámica, y depende de los parámetros de funcionamiento del motor y de las propiedades mecánicas de la grasa, que están influenciados por los parámetros de funcionamiento del motor. El espesor mínimo $h_{lb, \min}$ es calculado para la gama de rodamientos y parámetros operativos cubiertos dentro del marco de la investigación llevada a cabo por [1]. A una temperatura de cojinete de $\theta \approx 70^\circ\text{C}$ y una velocidad del motor de $n \leq 3000/\text{min}$, $h_{lb, \min}$ de los motores de prueba es menor que $1\mu\text{m}$. Para velocidad del motor de $n = 3000/\text{min}$, este es tan pequeño como $h_{lb, \min} < 0.5\mu\text{m}$.



Los numerosos estudios se han realizado sobre los mecanismos de la conducción de la corriente a través de la película lubricante [1], [2]. Diferentes rangos de operación se pueden distinguir:

- En punto muerto, sólo alrededor de 5 nm de $h_{lb,min}$ permanecen entre los elementos rodantes y la pista de rodamiento. Si se aplica tensión a través del cojinete, la conducción de electrones puede cruzar esta capa aislante muy delgada debido al efecto túnel de mecánica cuántica [1]. El cojinete actúa como una resistencia óhmica, la llamada "resistencia túnel", como las líneas de flujo de corriente tienen que atravesar el borde de los puntos de contacto metálico. Esta resistencia es casi cero. En este punto de operación, el área de contacto localizado es relativamente grande. Por lo tanto, los cojinetes en reposo pueden estar expuestos a corrientes relativamente grandes sin ser dañados.
- En movimiento, la película de lubricación de cojinetes es mucho más gruesa que la película de lubricación de cojinetes en parada. En general, con grasa de alta impedancia, que tiene propiedades aislantes, siempre y cuando no sea aplicada una tensión superior al determinado tensión de ruptura o tensión umbral ("threshold voltage") $v_{b,th}$. En la presencia de este modo, el cojinete actúa principalmente como una capacitancia. Debido a la rugosidad de la superficie y a las partículas metálicas resultantes del desgaste metálico, la película de lubricación se puede perforar de una manera estadística.
- Si existe un campo eléctrico de fuerza suficiente, esto puede llevar a una descarga de electroerosión, que está construido por un puente conductor de corriente. Las siguientes consideraciones son válidas para corriente continua y baja frecuencia de operación de alterna ($\approx(50...100)$ Hz). Tras el primer impulso de corriente, más puentes conductores son generados debido al aumento de la temperatura local debido al calentamiento de la pequeña zona conductora. La descarga se produce si la tensión de umbral del cojinete $v_{b,th}$ es superada. La tensión de umbral es fuertemente determinada por las propiedades de la grasa. Esta es de (0.5...0.8) V, para corriente continua o alterna a bajas frecuencias de operación. Una vez que $v_{b,th}$ es alcanzada, un pequeño aumento en la tensión resulta en un gran aumento de la corriente. La correlación es lineal con gradiente de menos de un Ω hasta algunos Ω . A veces, existe una segunda tensión de umbral. En esta tensión, resulta marcar un aumento adicional de la corriente donde antes el cojinete tiene característica óhmica.

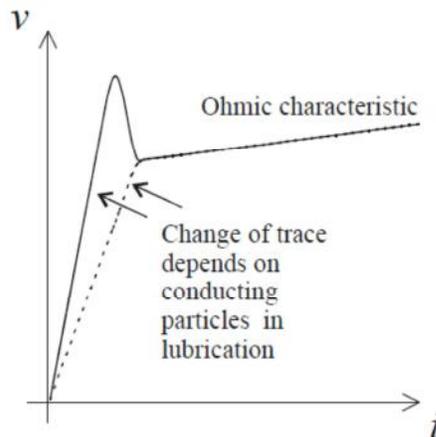


Fig. (5.3). Figura esquemática del flujo de corriente en un cojinete de rodadura

Por lo tanto, la resistencia de un rodamiento no es constante. Es en el rango de $M\Omega$ antes de la tensión de ruptura, y hasta unos pocos Ω después de la tensión de ruptura. Además, si el cojinete está en conducción, la resistencia disminuye con el aumento de la corriente, porque más puentes conductores de corriente se forman. Por ejemplo, los valores de medición de la resistencia de un rodamiento NU 330, para diferentes velocidades de revolución del cojinete, carga del cojinete y la amplitud de la corriente de paso fueron reportadas en [3]. Los siguientes valores se toman de los conjuntos de mediciones que se presentan en [3]: $R_b(i_b=40mA) \approx 12 \Omega$, $R_b(i_b=120mA) 5 \Omega$, $R_b(i_b > 1A) \approx 0,5$. Además, la acumulación y la reducción de los puentes no ocurren instantáneamente. Por lo tanto, el estado de equilibrio y la resistencia instantánea para una determinada corriente son diferentes. De acuerdo con [1], debido al difícil cálculo de R_b , se estiman en 10Ω para todas las máquinas, proporcionando resultados acordes en las simulaciones.

Además de las propiedades de la grasa, la tensión de umbral $v_{b,th}$, depende en gran medida de la forma de la excitación. Operando con PWM, con una alta frecuencia de conmutación (alta dv/dt), $v_{b,th}$ es mucho más alta que en corriente continua y alterna a bajas frecuencias (50 / 60 Hz). Con una intensidad de campo eléctrico de $15 V/\mu m$ [2] y una película de lubricación de espesor de $h_{lb,min} = (0.1...2) \mu m$, $v_{b,th}$ está en el rango de (1.5...30) V. Esto es debido al hecho, de que la ruptura estadística de la película se debe a las partículas en la película que permiten altas tensiones durante cortos intervalos de tiempo.

5.7.2 Capacitancia del cojinete

Si el rodamiento gira a una velocidad suficiente para la película de lubricante aislante para construir, y no hay tensión mayor que la tensión umbral $v_{b,th}$ es aplicada para producir a una descarga eléctrica, el cojinete actúa como un capacitor. El cálculo de la capacitancia es muy difícil, porque la estructura geométrica es bastante compleja. La capacitancia de un cojinete de bolas consta de dos capacitancias en serie, la



capacidad de la pista exterior del rodamiento de las bolas que están conectados a través de la jaula del rodamiento, y la capacitancia de las bolas a la pista interior del rodamiento. La capacitancia en paralelo entre el interior y el exterior del anillo de rodadura es mucho más pequeña, debido a la gran distancia entre los dos anillos de rodadura. Por lo tanto, se desprecia.

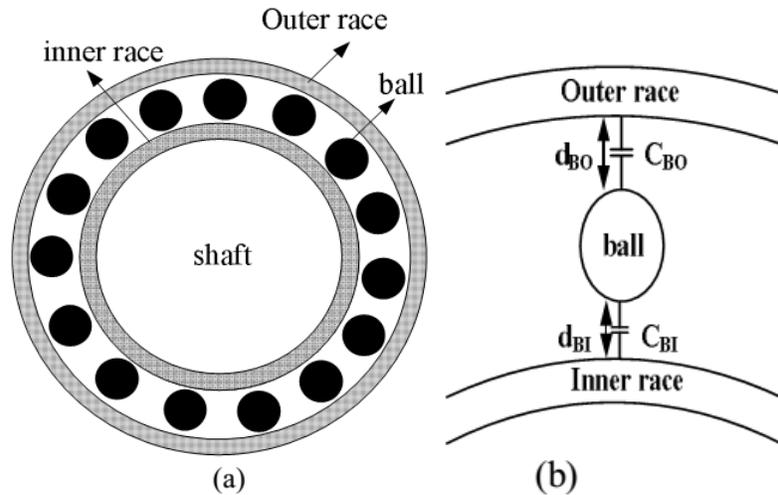


Fig. (5.4). (a) Estructura general de los rodamientos de bolas y el eje y pista exterior e interior de una máquina de CA (b) una vista de la bola, exterior y pistas interiores y acoplamientos capacitivos [9]

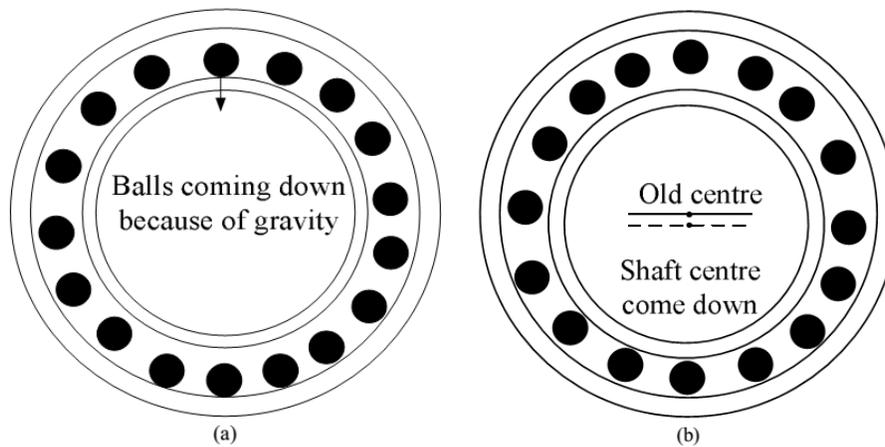


Fig. (5.5). Posición asimétrica: (a) posiciones de las bolas (b) la posición del eje. [9]

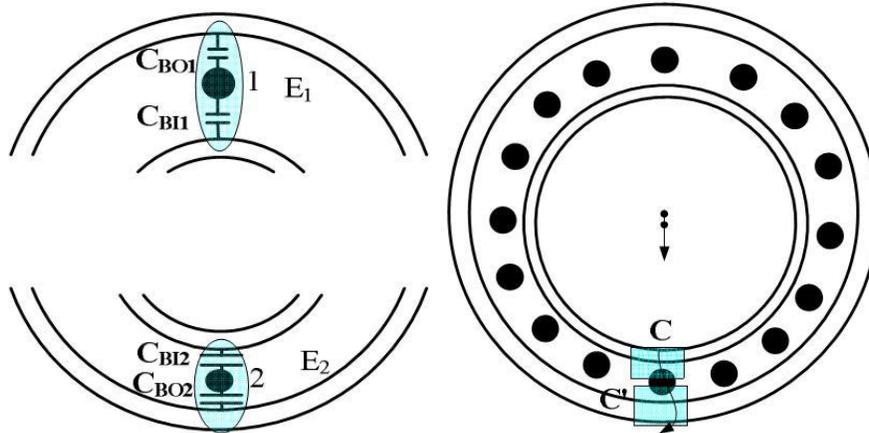


Fig. (5.6). (a) Términos acoplamiento capacitivo entre las bolas y las pistas superiores e inferiores para una posición del eje asimétrico. (b) Trayectoria de corriente de descarga estimado para una posición del eje asimétrico. [9]

El espesor mínimo de la película de lubricación del cojinete $h_{lb,min}$ es aproximadamente un orden de magnitud más pequeño que el juego radial del cojinete. Se trata de $1\mu m$ versus $10\mu m$ para los motores investigados. (Ver apéndice). Por lo tanto, la capacitancia se determina principalmente por esta parte del cojinete. El área de contacto de Hertz se toma como correspondiente área del electrodo. Las dos capacitancias C_{b1} y C_{b2} del cojinete se supone que son del mismo valor, por lo tanto, la capacitancia del cojinete es la mitad de la capacidad entre el anillo de rodadura y las bolas (7.14). Los valores calculados se dan en la Tabla 7.5.

$$C_b = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A_H}{h_{lb}} \quad (5-15)$$

Donde:

$\epsilon_r=3$,

A_H = área de contacto de Hertz,

$h_{lb,min}$ = película de lubricación de espesor mínima

5.8 Valores de los parámetros simulados

Diversas publicaciones de investigación científica, detallan los parámetros descritos con anterioridad para algún motor estudiado en particular, algunos de los parámetros pueden ser descritos con buena aproximación en función del diámetro exterior del estator como se detalla en las Secciones 5.2, 5.3 y 5.4 de este trabajo, también [2] ha desarrollado un gráfico en función de la potencia nominal de motores en base a mediciones realizadas, Fig. (5.7). En la Tabla 5-1 se detallan los parámetros de la máquina de alta frecuencia utilizados en el proyecto, con su respectiva fuente.

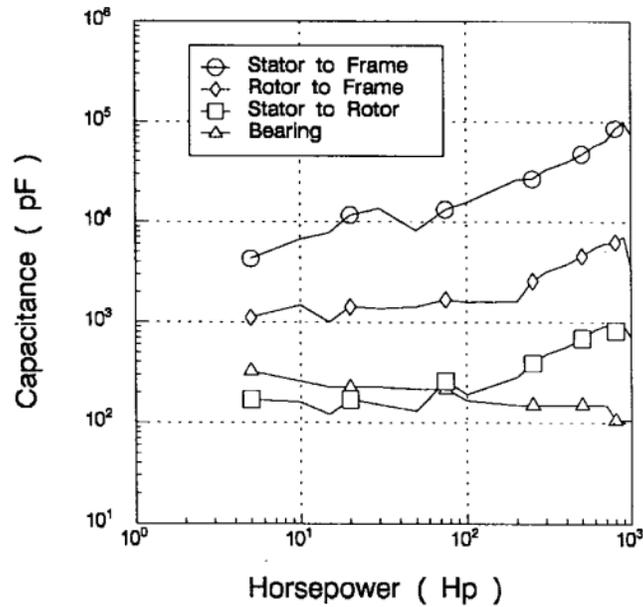


Fig. (5.7). Valores de capacidad de cojinetes y del motor calculados [2]

Tabla 5-1

Parámetros de los motores simulados

Motor [kW]	Ls [mH]	Re [kΩ]	Cwf [nF]	dse [m]	Cb [pF]	Cwr [nF]	Crf [nF]	Vlinea [V]	Fuente Autores
M2,2	6,42	3,69	3,60	0,184	200	0,10	1,10	440	Reddy/Basavaraja
M7,5	1,00	1,50	3,36	0,206	270	0,15	1,50	400	O. Magdun/Busse
M11a	3,60	4,90	1,96	0,240	40	0,04	1,15	690	A. Muetze/O. Magdun
M11b	6,40	1,50	1,67	0,235	47	0,15	1,53	400	A. Muetze/O. Magdun
M110a	0,41	0,59	12,10	0,460	60	0,23	2,53	690	A. Muetze
M110b	0,40	0,58	9,90	0,465	60	0,19	2,81	690	A. Muetze
M240	0,15	0,70	11,67	0,490	150	0,50	3,00	1315	O. Magdun/Busse
M500a	0,12	0,26	28,00	0,700	41	0,22	4,89	690	A. Muetze
M500b	0,13	0,27	23,00	0,680	41	0,14	1,38	690	A. Muetze



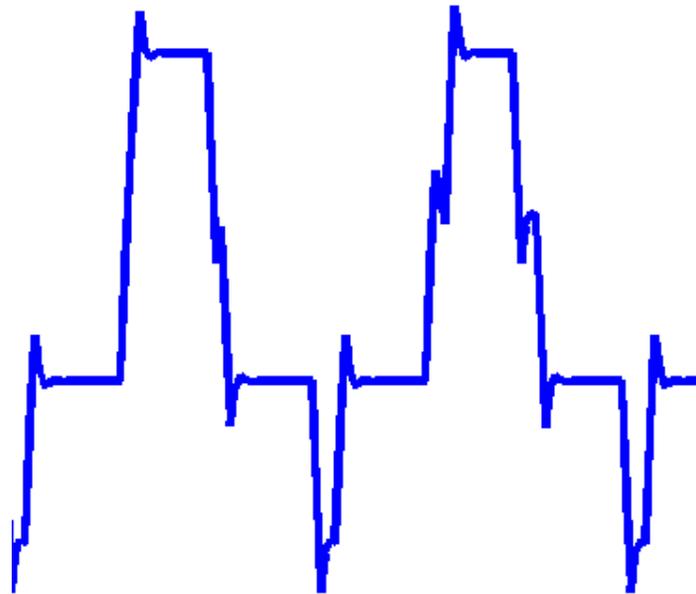
5.9 Referencias del capítulo

- [1] A. Muetze, “Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors,”. *Disertación doctoral Enero 2004*.
- [2] D. Busse, J. Erdman, R. Kerkman, D. Schlegel, and G. Skibinski, “System electrical parameters and their effect on bearing currents”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Abril 1997.
- [3] H. Prashad, “Effect of operating parameters on the threshold voltages and impedance response of non-insulated rolling element bearings under the action of electrical currents”, *IEEE Wear*, vol. 117, pp. 223-239, 1987.
- [4] Oliver Magdun and Andreas Binder. “High-Frequency Induction Machine Modeling for Common Mode Current and Bearing Voltage Calculation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, VOL. 50, NO. 3, Junio 2014.
- [5] Sharana Reddy, Basavaraja. B., “Modeling and Simulation Analysis of Bearing Current in Two-Level and Multilevel Inverter Fed Induction Motor Drive”. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering Vol. 1, Issue 5*, Noviembre de 2012
- [6] O. Magdun, Y. Gemeinder, A. Binder, and K. Reis, “Calculation of bearing and common-mode voltages for the prediction of bearing failures caused by EDM currents,” in *Proc. IEEE-SDEMPED Conf., Bologna, Italy, Sep. 5–8, 2011*, pp. 462–467
- [7] G. Grandi, D. Casadei, and A. Massarini, “High frequency lumped parameter model for AC motor windings”, *Trondheim, 1997, 7th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 2578-2583.
- [8] A. Binder and A. Muetze, “Scaling effects of inverter-induced bearing currents in ac machines,” *IE EE Trans . Ind . Apl.*, vol. 44, no. 3, pp. 769–776, May/Jun. 2008.
- [9] J. Adabi, F. Zare, G. Ledwich, A. Ghosh, R. D. Lorenz, “Bearing Damage Analysis by Calculation of Capacitive Coupling between Inner and Outer Races of a Ball Bearing”, *E.P.E. – P.E.M.C.* 2008
- [10] D. Raúl Quintero, W. Mejia, J. A. Rosero. “Good Practice for Electric Discharge Machining (EDM) Bearing Currents Measurement in the Induction Motor and Drives System”, *publicación IEEE*, 2013.



Capítulo 6

Simulación de la tensión de modo común, y la tensión y corriente en los cojinetes



Resumen

En este capítulo, se utilizan herramientas del entorno del programa Matlab, como lo son Simulink y SimPowerSystems, para simular la tensión de modo común, y la tensión y corriente en los cojinetes, para motores eléctricos de distintas potencias. Se describe detalladamente como fueron empleadas dichas herramientas y se presentan los gráficos de dichas simulaciones.



6.1 Introducción

En este capítulo se presenta la simulación de motor de inducción alimentado por inversor de 2 niveles usando software Matlab / Simulink. Las señales PWM se generan usando una onda triangular de alta frecuencia, llamada la onda portadora, se compara con una señal sinusoidal que representa la salida deseada, llamada la onda de referencia. La Fig. (6.1) muestra la topología de los inversores utilizados en este capítulo. La Tabla (6-1) representa la relación entre estados de conexión y la tensión de salida. Las Figs. (6.2a) y (6.2b), representan la tensión de línea a tierra para un inversor de 2 niveles con $v_{at(rms)} = 230 [V]$, $f_s = 50[Hz]$, $f_c = 3[kHz]$. Las Figs. (6.3a) y (6.3b), representan la tensión de línea a línea para un inversor de 2 niveles con $v_{ab(rms)} = 400 [V]$, $f_s = 50[Hz]$, $f_c = 3[kHz]$

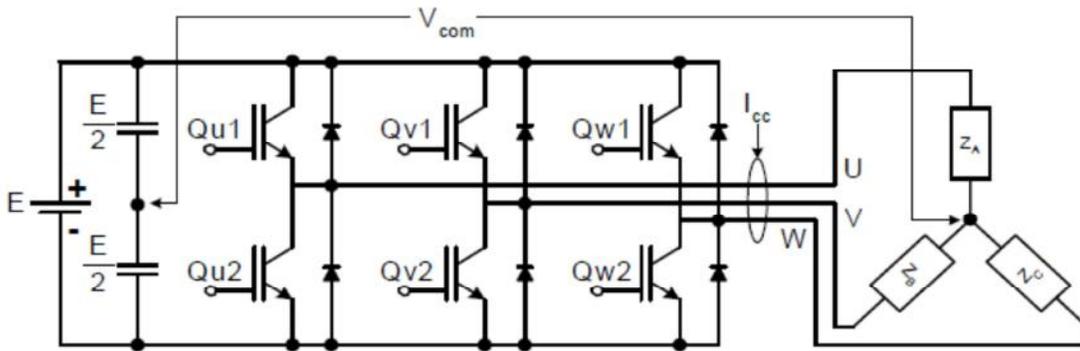


Fig. (6.1). Topología de inversores PWM de 2 niveles

Tabla (6-1). Relación entre estados de conexión y la tensión de salida

	Q_{u1}	Q_{u2}	V_u
Switching State	ON	OFF	+E/2
	OFF	ON	-E/2

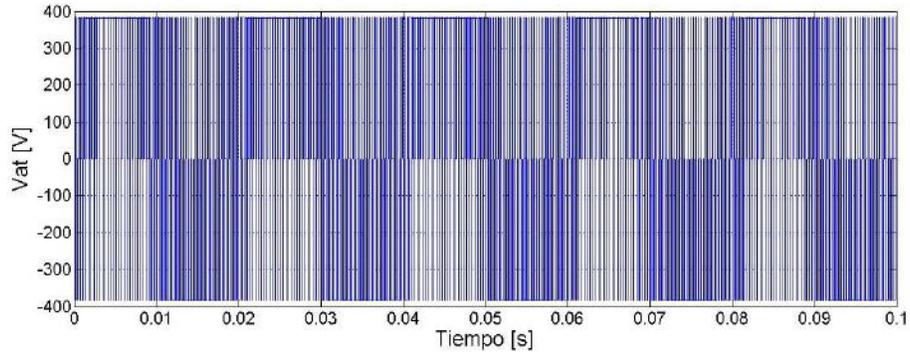


Fig. (6.2a). Tensión de línea a tierra inductor de 2 niveles

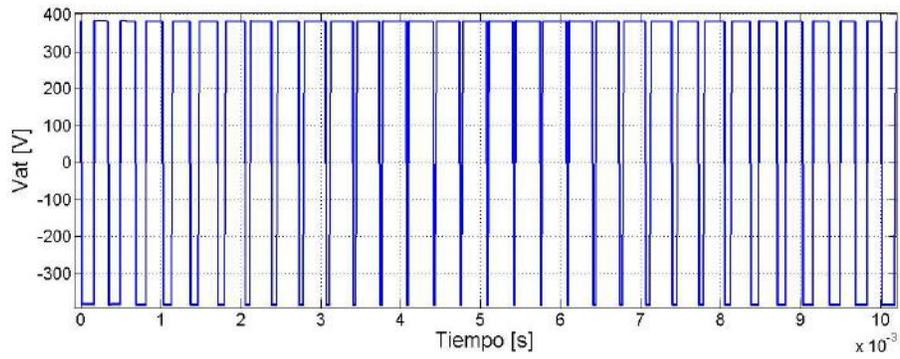


Fig.(6.2b). Ampliación. Tensión de línea a tierra inductor de 2 niveles

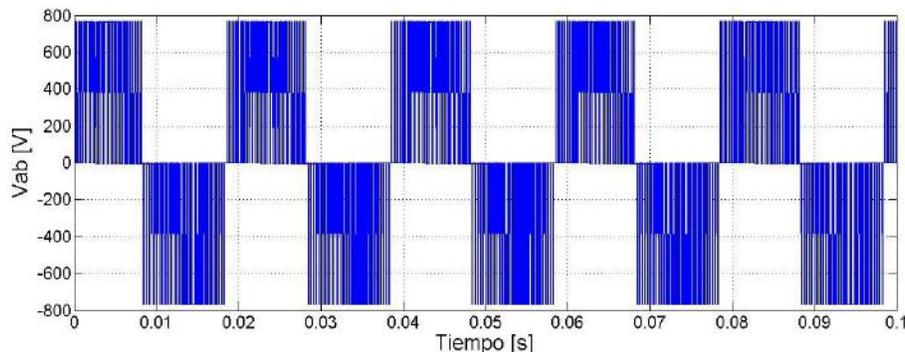


Fig. (6.3a). Tensión de línea a línea inversor de 2 niveles

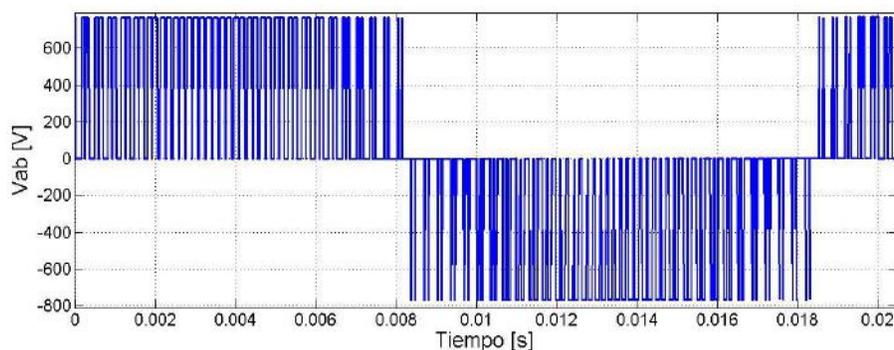


Fig.(6.3b). Ampliación. Tensión de línea a línea inversor de 2 niveles

6.2 Modelo en Simulink

La Fig. (6.4) muestra el modelo simplificado en Simulink para el circuito equivalente para un motor de inducción implementado utilizando MATLAB / Simulink, con un inversor de 2 niveles PWM extraído de las librerías de SimPowerSystems. La frecuencia de conmutación del inversor es de 3 kHz y la frecuencia de salida es de 50Hz, para las simulaciones en este capítulo. La tensión de alimentación es la nominal de cada motor.

El modelo en Simulink incluye el circuito de modo común equivalente para la simulación de la tensión de modo común, de línea a tierra, de línea a línea y de la tensión y la corriente de cojinete y el THD%, para la tensión de línea a línea. Los valores eficaces en la simulación de la tensión de modo común, la corriente y la tensión eléctrica del cojinete, y la relación de tensión del cojinete BVR son presentados en las conclusiones. En las conclusiones además son presentados los valores eficaces para el mismo modelo pero con una frecuencia de conmutación de 10kHz, para realizar una comparación. Los valores mencionados fueron calculados con el programa de Matlab expuesto en el Anexo 3.



Los parámetros del circuito equivalente fueron descritos en el Capítulo 5. El circuito completo en Simulink utilizado en este trabajo es detallado en el Anexo 4, como así también los bloques utilizados para su implementación. Para simular las corrientes de electroerosión se realizan dos descargas por simulación mediante una llave con resistencia $r_b = 10\Omega$ en paralelo con $C_{b,DE}$, la duración es de 20-25 $[\mu s]$.

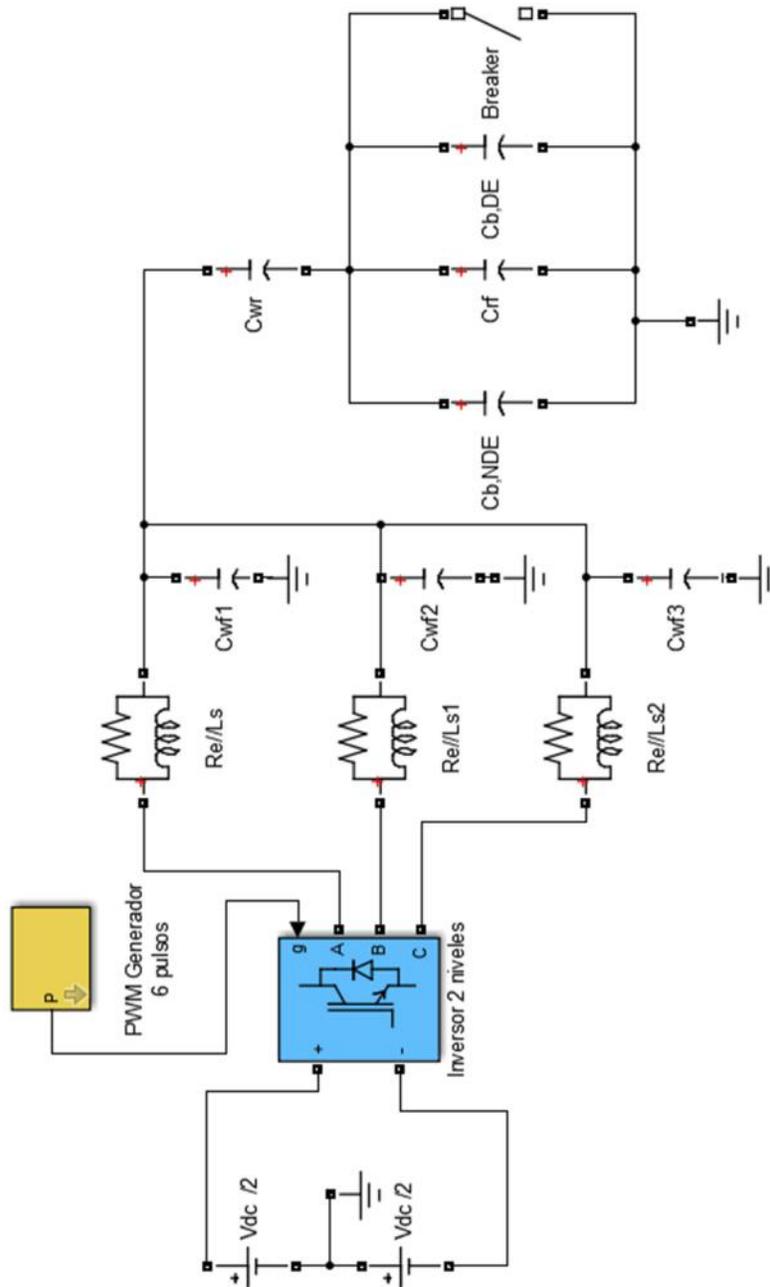


Fig. (6.4a). Esquema simplificado en Simulink



6.3 Simulaciones para el motor M2,2

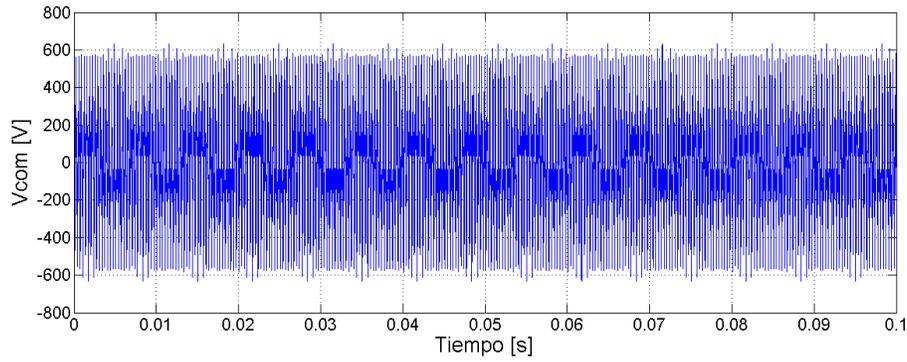


Fig.(6.5a) Tensión de modo común M2,2

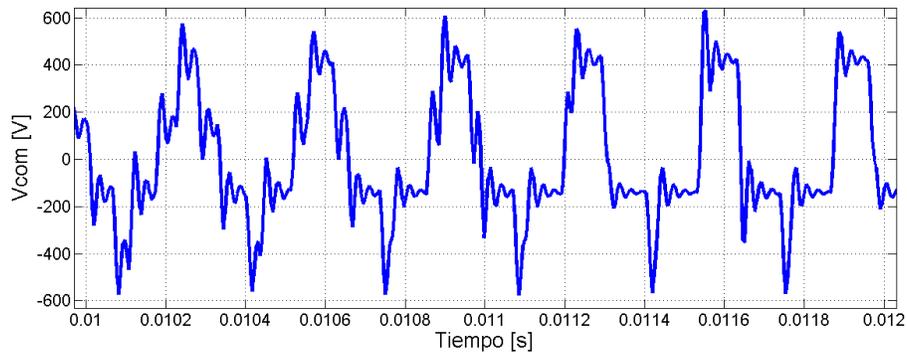


Fig.(6.5b) Ampliación. Tensión de modo común M2,2

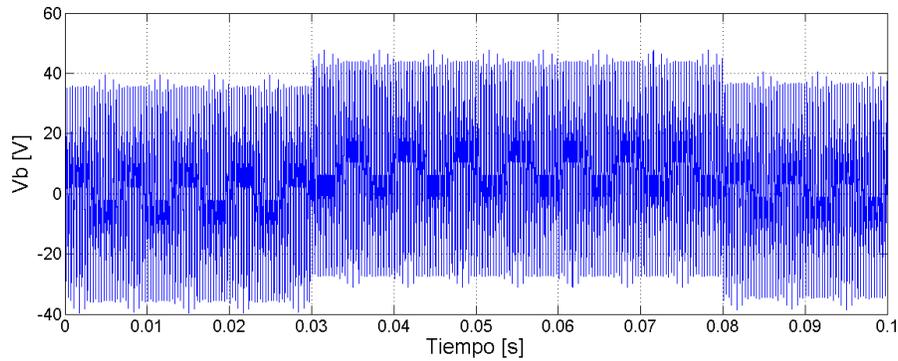


Fig.(6.6a) Tensión de cojinete M2,2

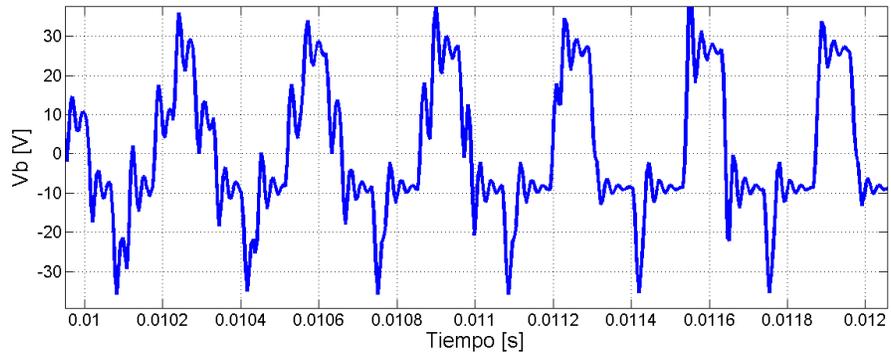


Fig.(6.6b) Ampliación. Tensión de cojinete M2,2

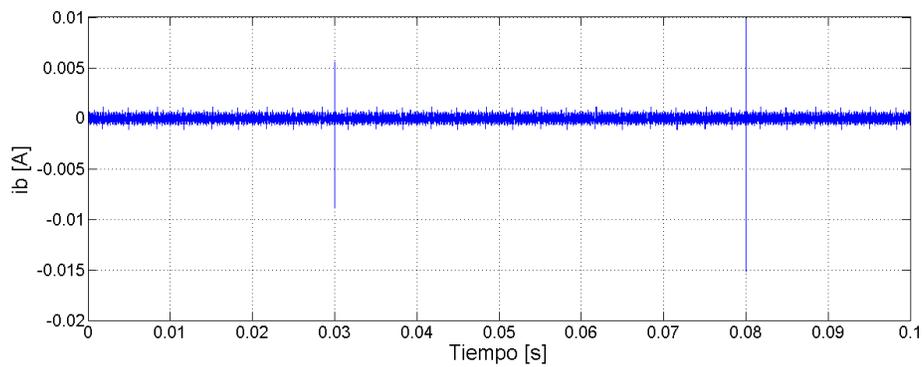


Fig.(6.7a) Corriente de cojinete M2,2

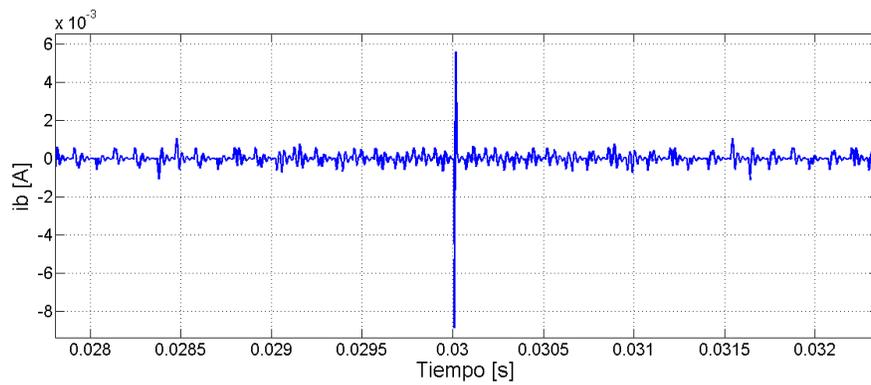


Fig.(6.7b) Ampliación. Corriente de cojinete M2,2



6.4 Simulaciones para el motor M7

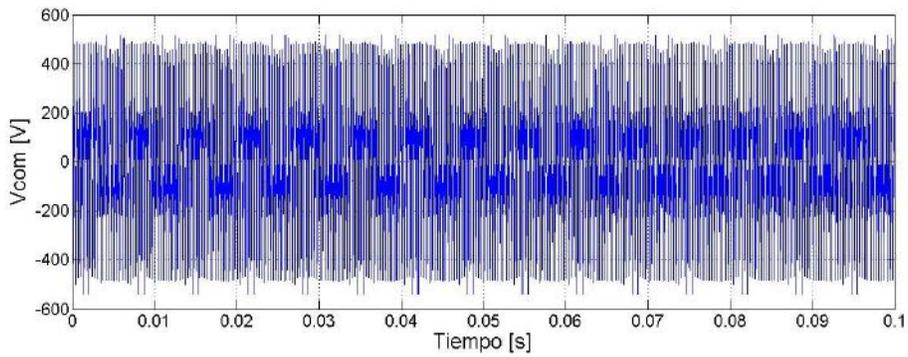


Fig.(6.8a) Tensión de modo común M7

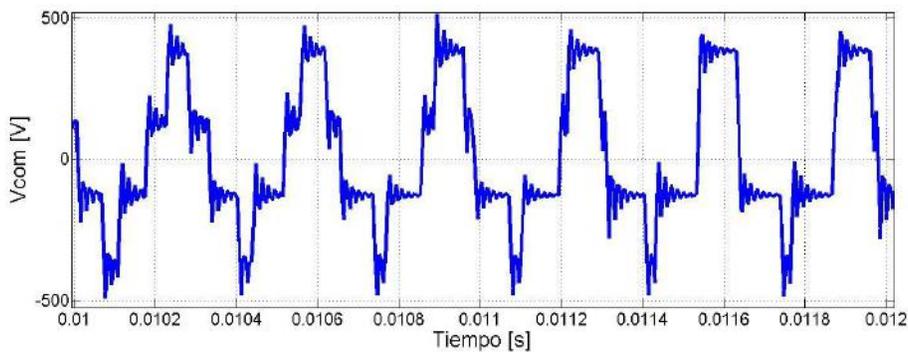


Fig.(6.8b). Ampliación. Tensión de modo común M7

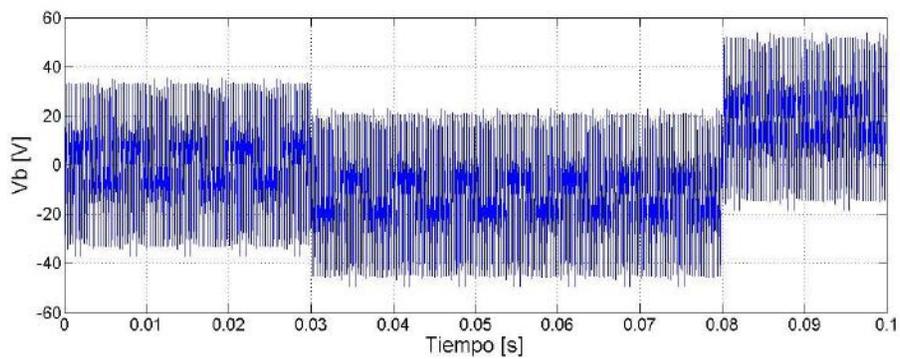


Fig.(6.9a). Tensión de cojinete M7

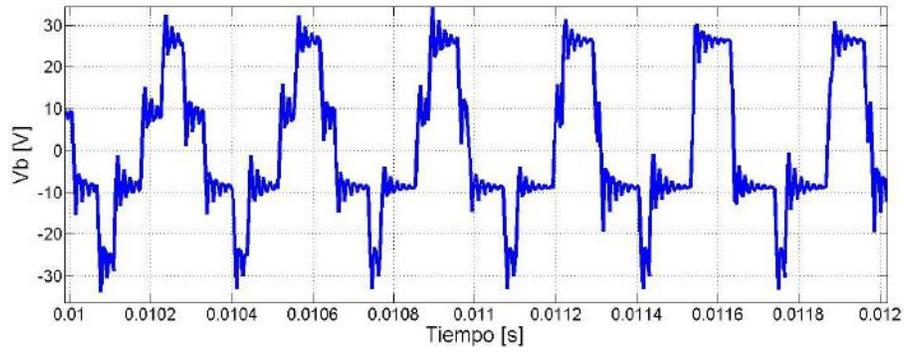


Fig.(6.9b). Ampliación. Tensión de cojinete M7

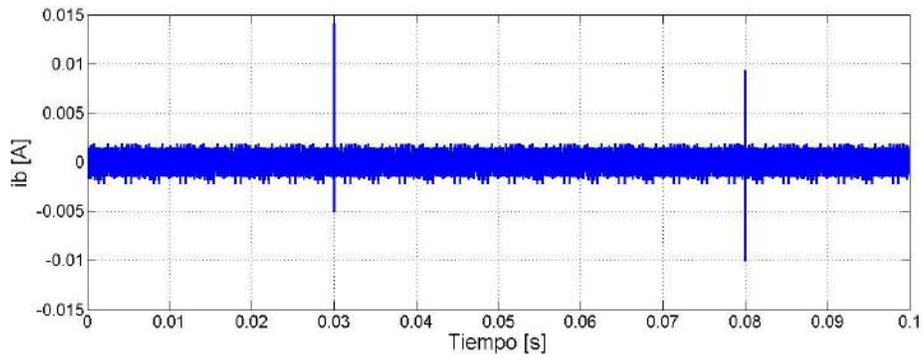


Fig.(6.10a). Corriente de cojinete M7

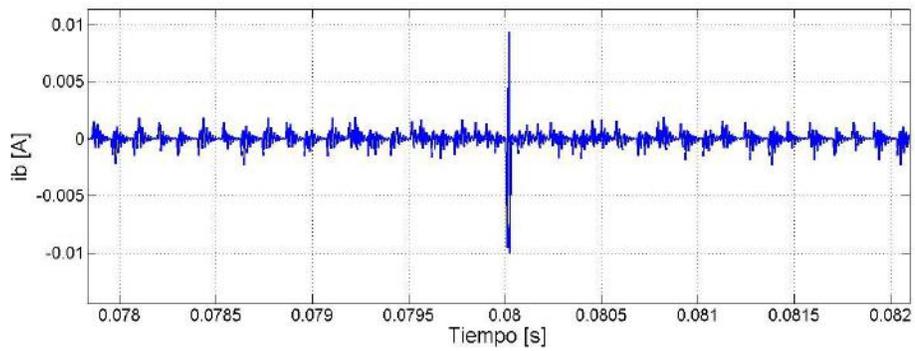


Fig.(6.10b). Ampliación. Corriente de cojinete M7



6.5 Simulaciones para el motor M110a

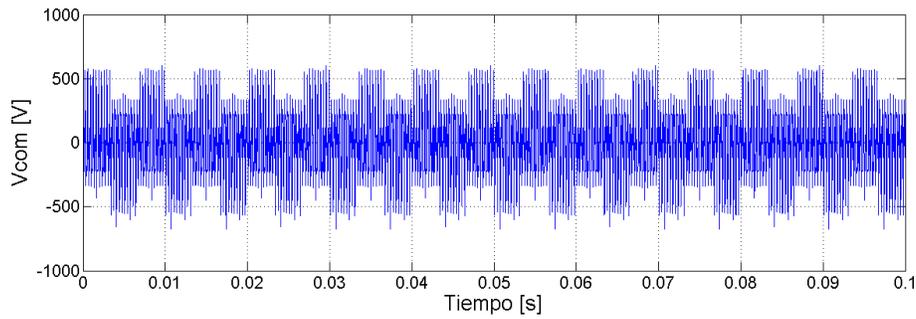


Fig.(6.11a) Tensión de modo común M110a

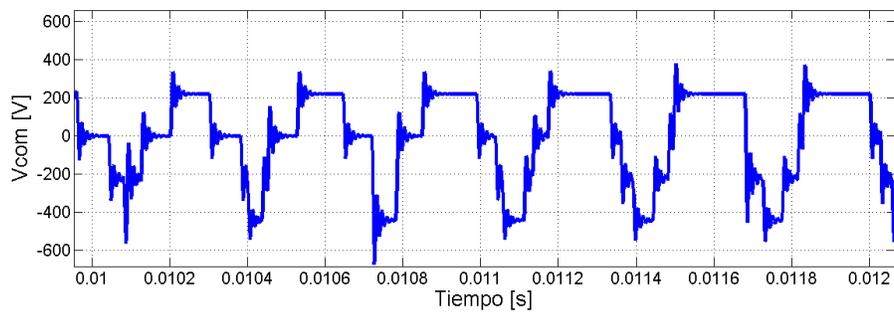


Fig.(6.11b). Ampliación. Tensión de modo común M110a

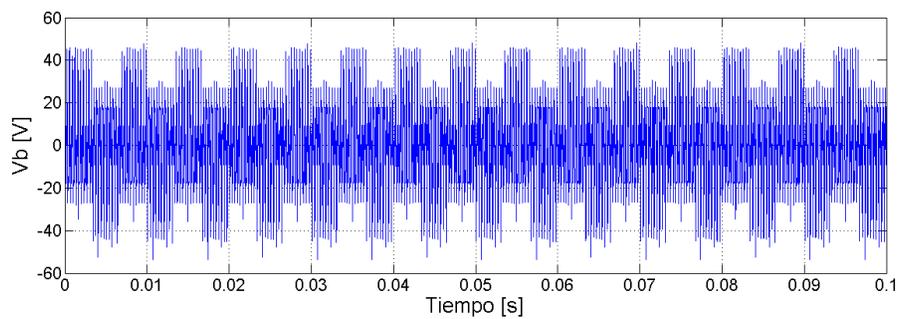


Fig.(6.12a). Tensión de cojinete M110a

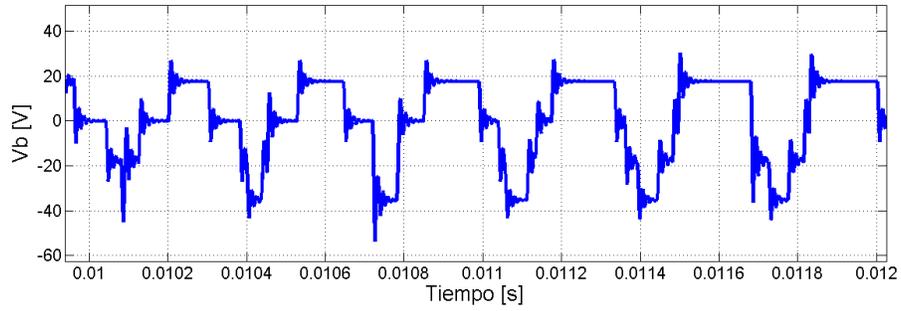


Fig.(6.12b). Ampliación. Tensión de cojinete M110a

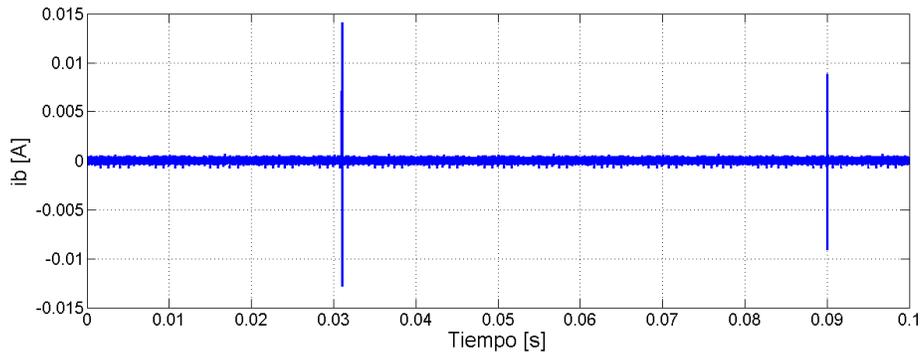


Fig.(6.13a). Corriente de cojinete M110a

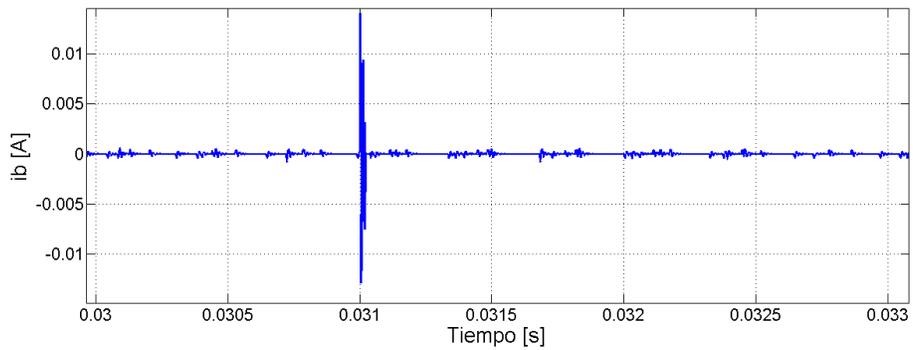


Fig.(6.13b). Ampliación. Corriente de cojinete M110b



6.6 Simulaciones para el motor M500b

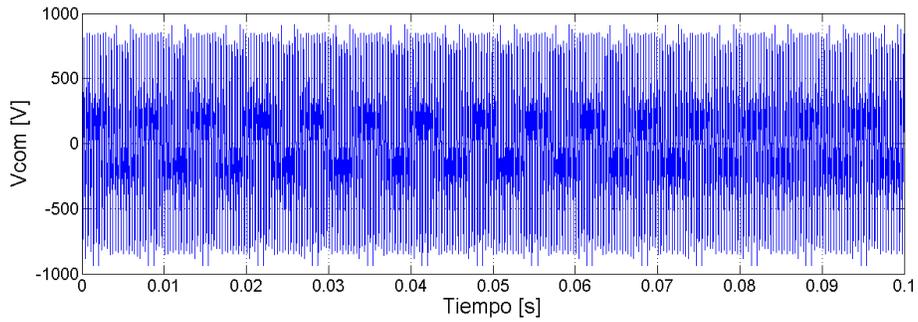


Fig.(6.14a) Tensión de modo común M500b

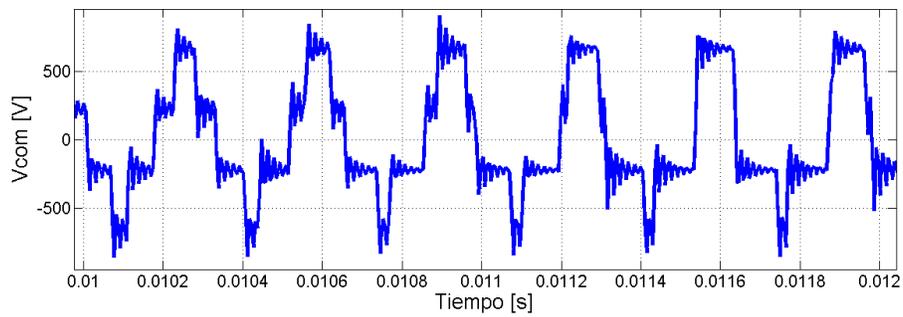


Fig.(6.14b). Ampliación. Tensión de modo común M500b

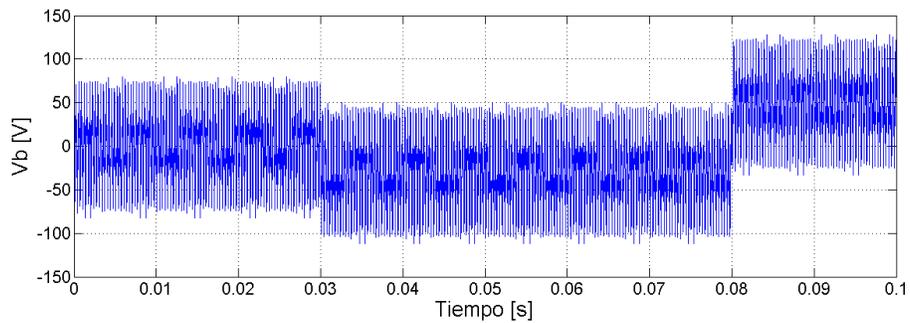


Fig.(6.15a). Tensión de cojinete M500b

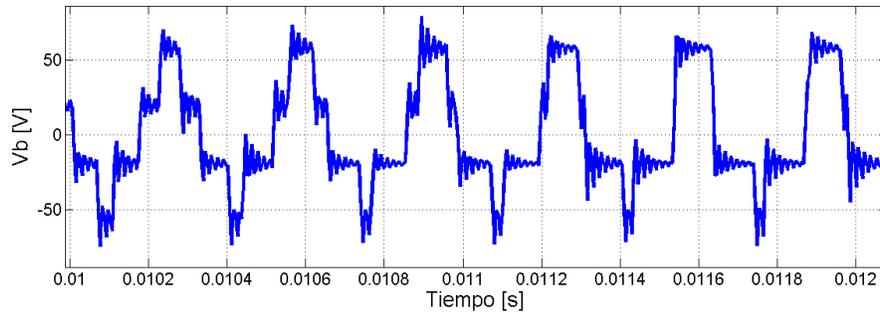


Fig.(6.15b). Ampliación. Tensión de cojinete M500b

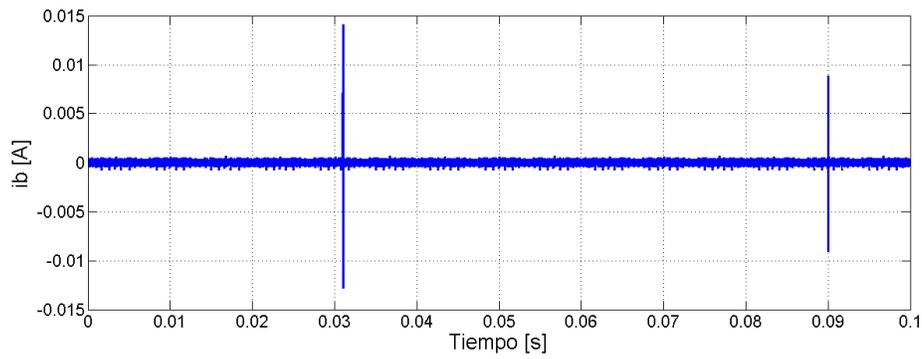


Fig.(6.16a). Corriente de cojinete M500b

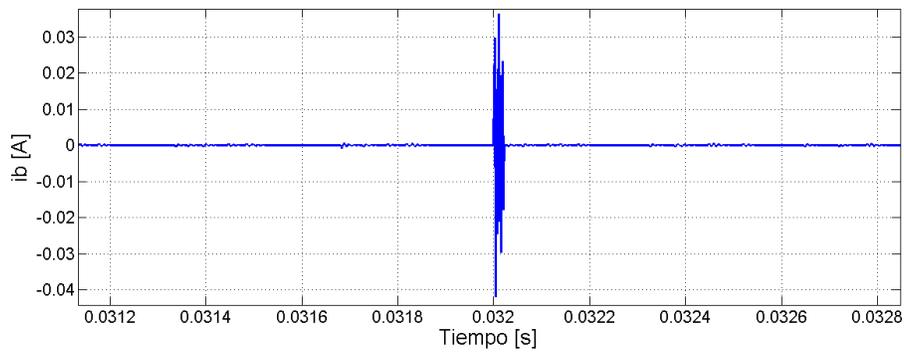
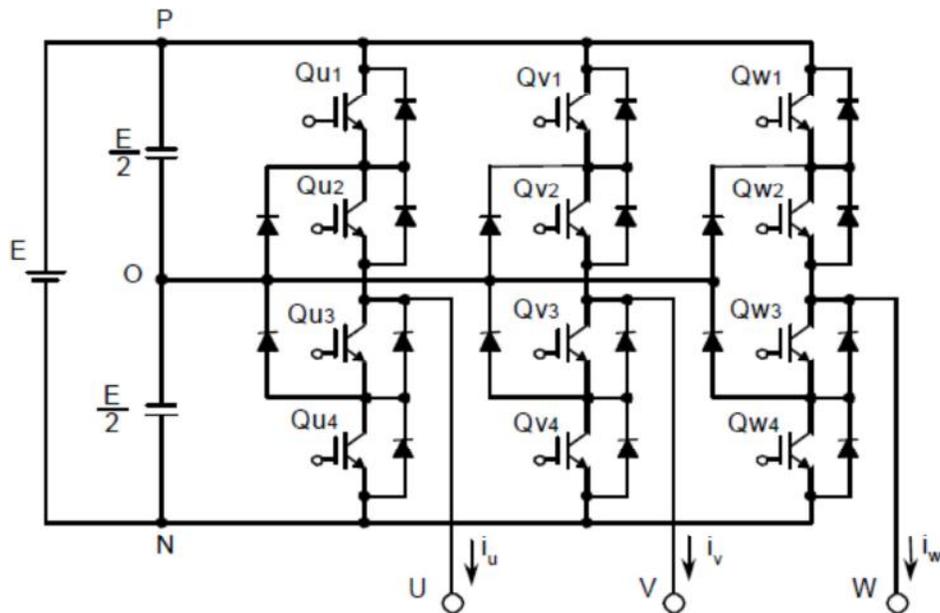


Fig.(6.16b). Ampliación. Corriente de cojinete M500b



Capítulo 7

Simulación de la tensión de modo común, y la tensión y corriente en los cojinetes, con inversores de 3 niveles



Resumen

En este capítulo, se utilizan herramientas del entorno del programa Matlab, como lo son Simulink y SimPowerSystems, para simular la tensión de modo común, y la tensión y corriente en los cojinetes, para motores eléctricos de distintas potencias, con inversores de 3 niveles.



7.1 Introducción

En este capítulo se presenta la simulación de motor de inducción alimentado por inversor de 3 niveles usando software Matlab / Simulink. Las señales PWM se generan usando una onda triangular de alta frecuencia, llamada la onda portadora, se compara con una señal sinusoidal que representa la salida deseada, llamada la onda de referencia. Las Figs. (7.1a) y (7.1b) muestran la topología de los inversores utilizados en este capítulo. La Tabla (7-1) representa la relación entre estados de conexión y la tensión de salida. Las Figs. (7.2a) y (7.2b), representan la tensión de línea a tierra para un inversor de 3 niveles con $v_{at(rms)} = 230 [V]$, $f_s = 50[Hz]$, $f_c = 3[kHz]$. Las Figs. (7.3a) y (7.3b), representan la tensión de línea a línea para un inversor de 2 niveles con $v_{ab(rms)} = 400 [V]$, $f_s = 50[Hz]$, $f_c = 3[kHz]$

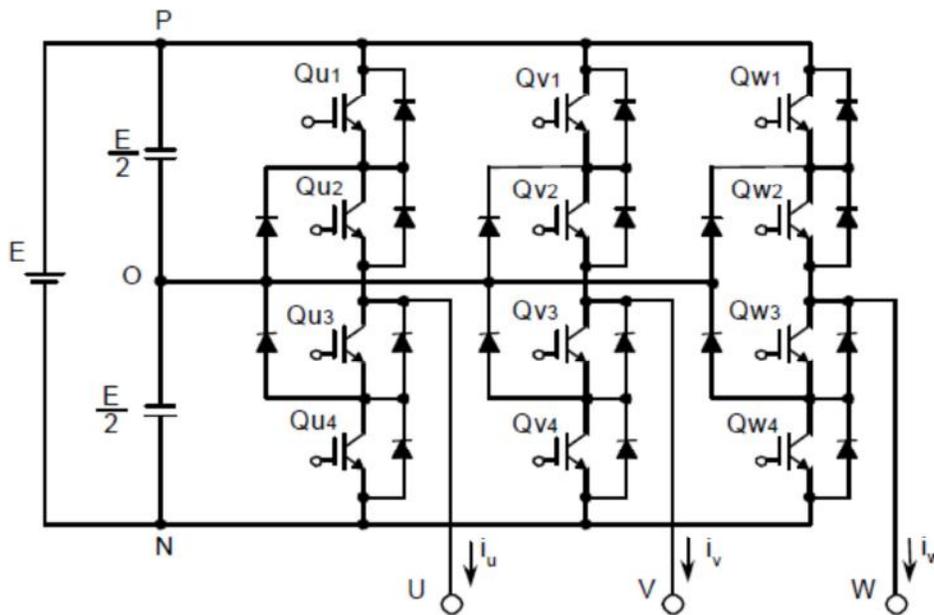


Fig. (7.1a). Topología de inversores PWM de 3 niveles

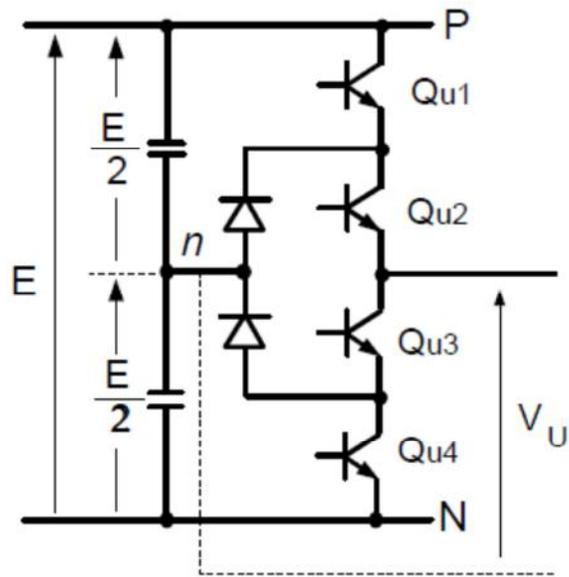


Fig. (7.1b). Estados de conmutación y tensión de salida

Tabla (7-1). Relación entre estados de conexión y voltaje de salida

Qu1	Qu2	Qu3	Qu4	Vu
ON	ON	OFF	OFF	+E/2
OFF	OFF	ON	ON	-E/2
OFF	ON	ON	OFF	0

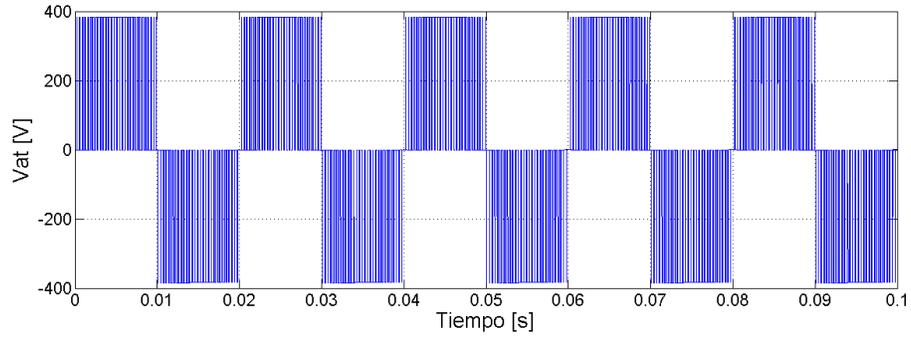


Fig. (7.2a). Tensión de línea a tierra inversor de 3 niveles

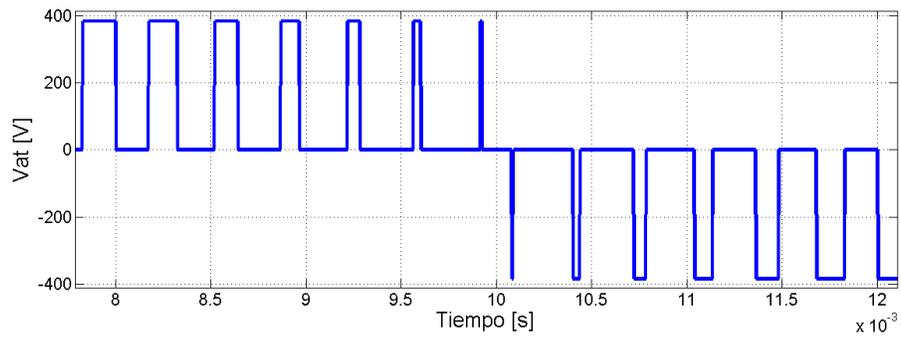


Fig.(7.2b). Ampliación. Tensión de línea a tierra inversor de 3 niveles

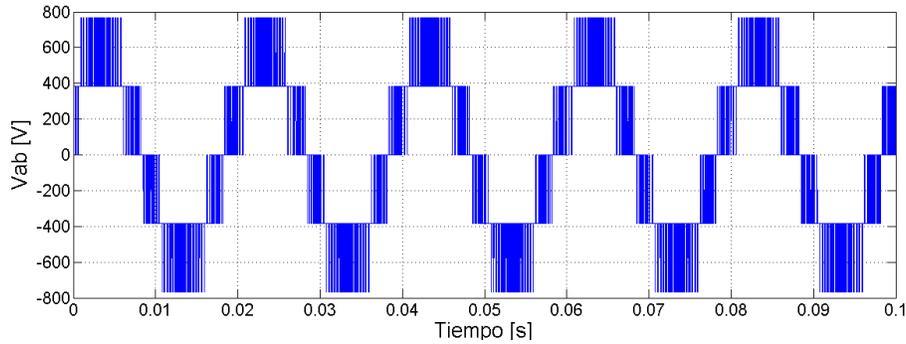


Fig. (7.3a). Tensión de línea a línea inversor de 3 niveles

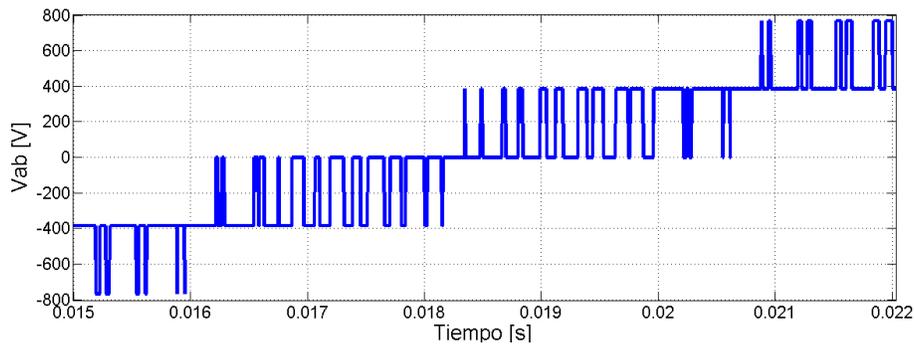


Fig. (7.3b). Ampliación. Tensión de línea a línea inversor de 3 niveles

7.2 Modelo en Simulink

La Fig. (7.4) muestra el modelo simplificado en Simulink para el circuito equivalente para un motor de inducción implementado utilizando MATLAB / Simulink, con un inversor de 3 niveles PWM extraído de las librerías de SimPowerSystems. La frecuencia de conmutación del inversor es de 3 kHz y la frecuencia de salida es de 50Hz, para las simulaciones en este capítulo. La tensión de alimentación es la nominal de cada motor.

El modelo en Simulink incluye el circuito de modo común equivalente para la simulación de la tensión de modo común, de línea a tierra, de línea a línea y de la tensión y la corriente de cojinete y el THD%, para la tensión de línea a línea. Los valores eficaces en la simulación de la tensión de modo común, la corriente y la tensión eléctrica del cojinete, y la relación de tensión del cojinete BVR son presentados en las conclusiones. Los valores mencionados fueron calculados con el programa de Matlab expuesto en el Anexo 3.

Los parámetros del circuito equivalente fueron descritos en el Capítulo 5. El circuito completo en Simulink utilizado en este trabajo es detallado en el Anexo 4, como así también los bloques utilizados para su implementación. Para simular las



corrientes de electroerosión se realizan dos descargas por simulación mediante una llave con resistencia $r_b = 10\Omega$ en paralelo con C_b, DE , la duración es de 20-25 $[\mu s]$.

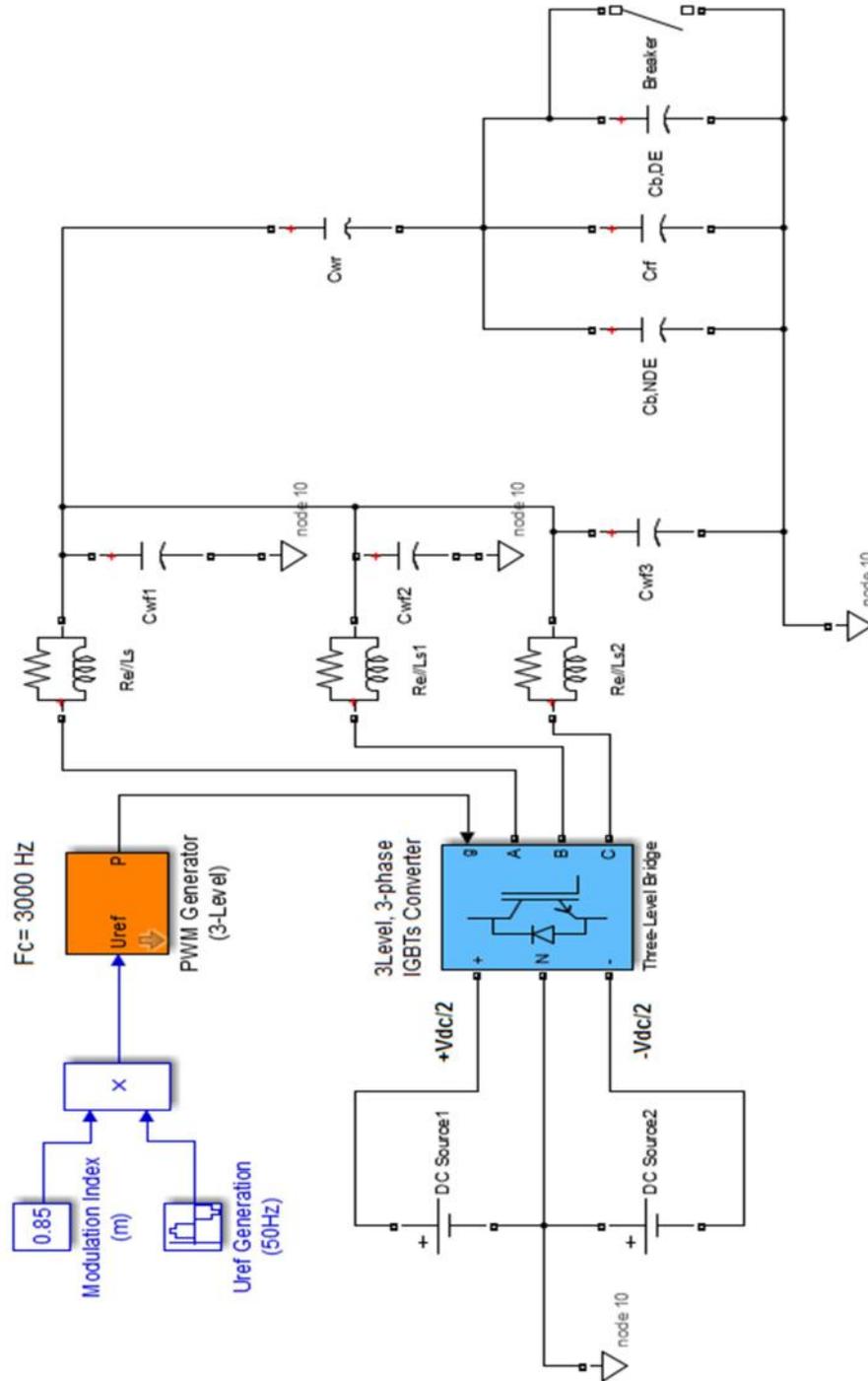


Fig. (7.4). Esquema simplificado en Simulink



7.3 Simulaciones para el motor M2,2

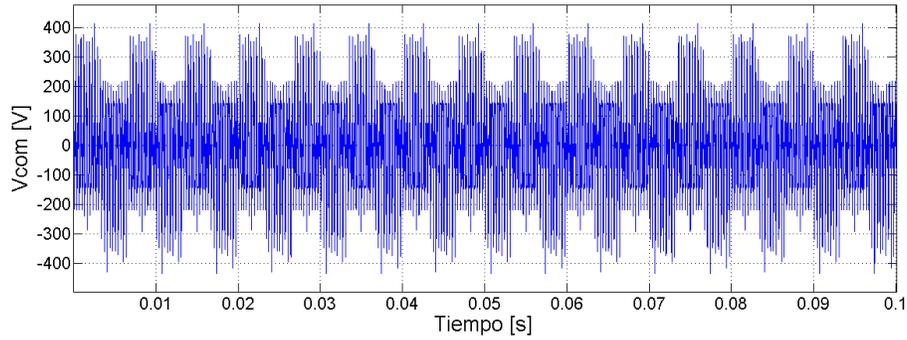


Fig.(7.5a) Tensión de modo común M2,2

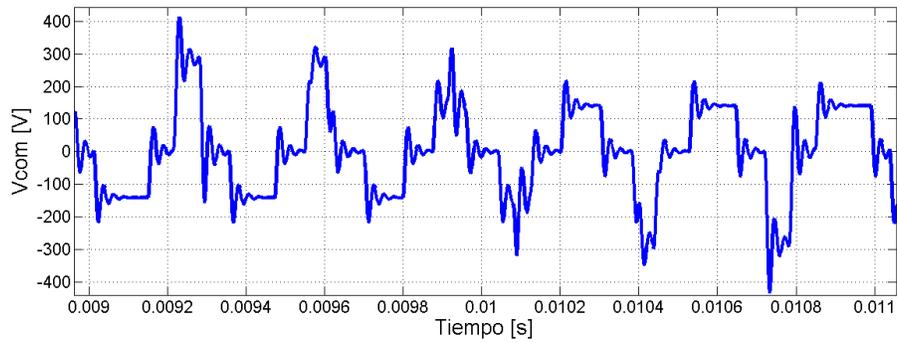


Fig.(7.5b) Ampliación. Tensión de modo común M2,2

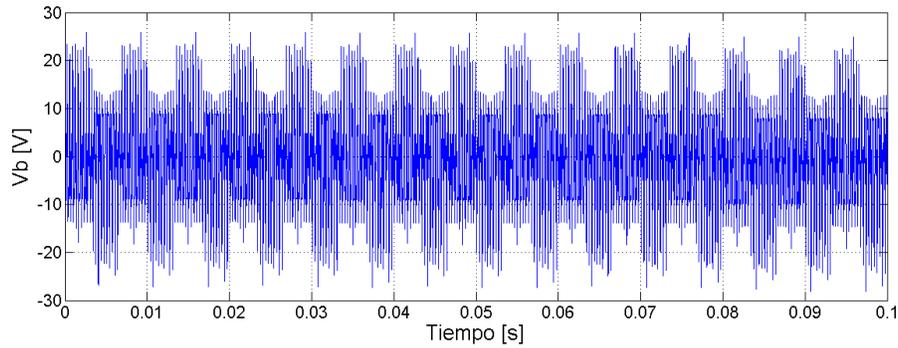


Fig.(7.6a) Tensión de cojinete M2,2

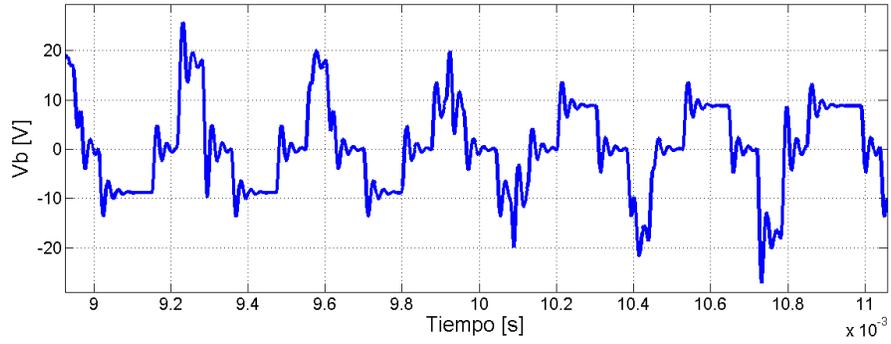


Fig.(7.6b) Ampliación. Tensión de cojinete M2,2

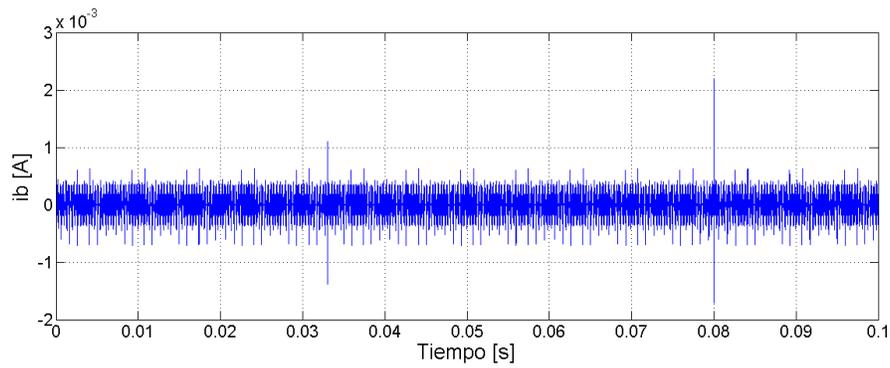


Fig.(7.7a) Corriente de cojinete M2,2

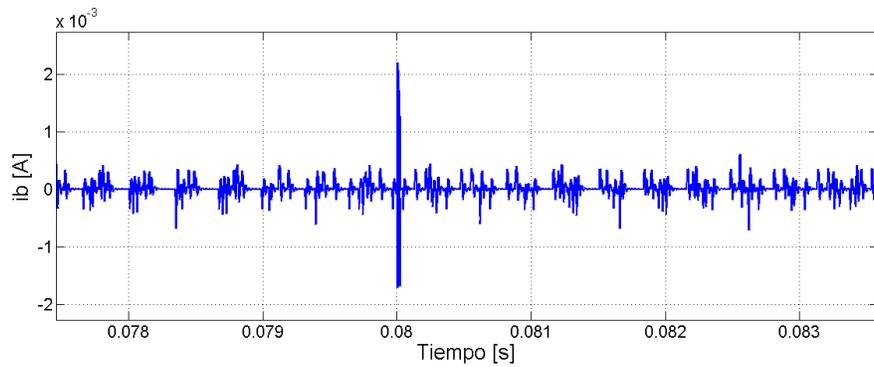


Fig.(7.7b) Ampliación. Corriente de cojinete M2,2



7.4 Simulaciones para el motor M7

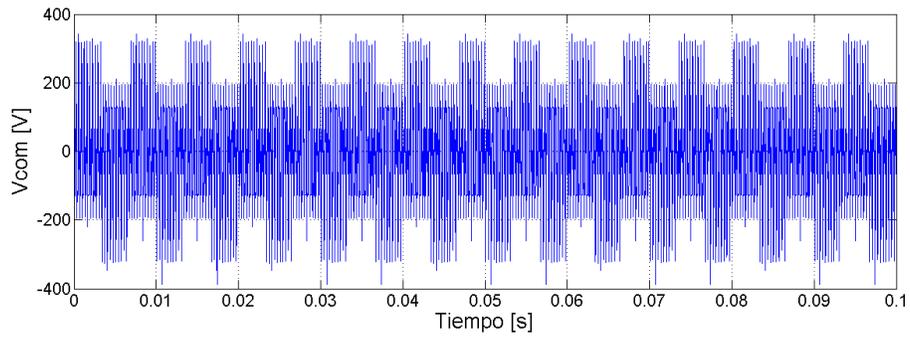


Fig.(7.8a) Tensión de modo común M7

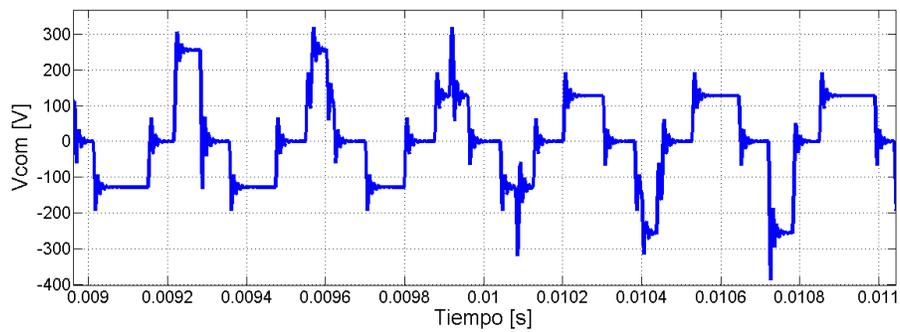


Fig.(7.8b). Ampliación. Tensión de modo común M7

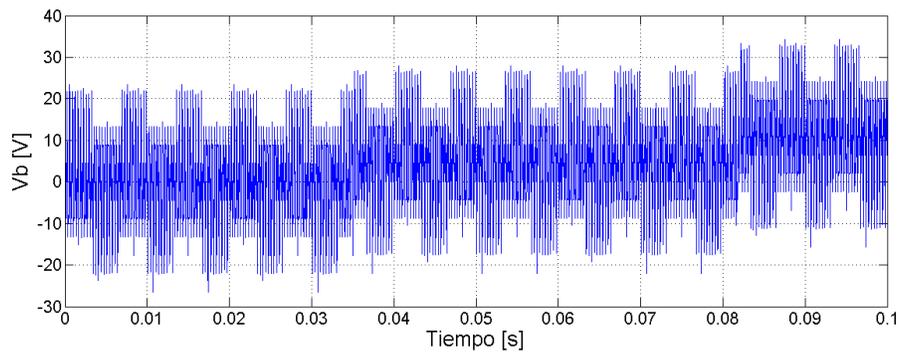


Fig.(7.9a). Tensión de cojinete M7

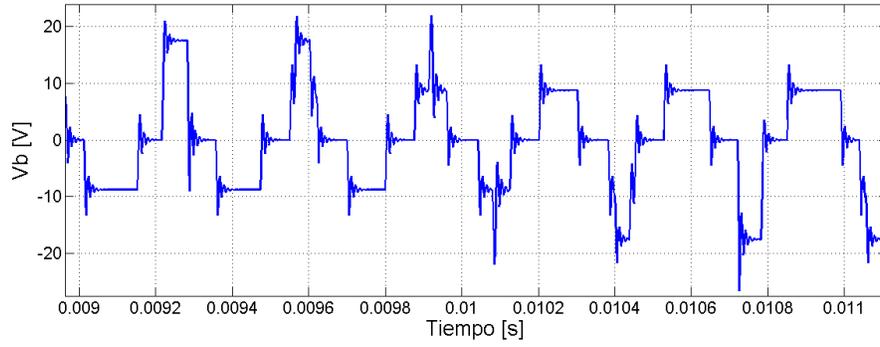


Fig.(7.9b). Ampliación. Tensión de cojinete M7

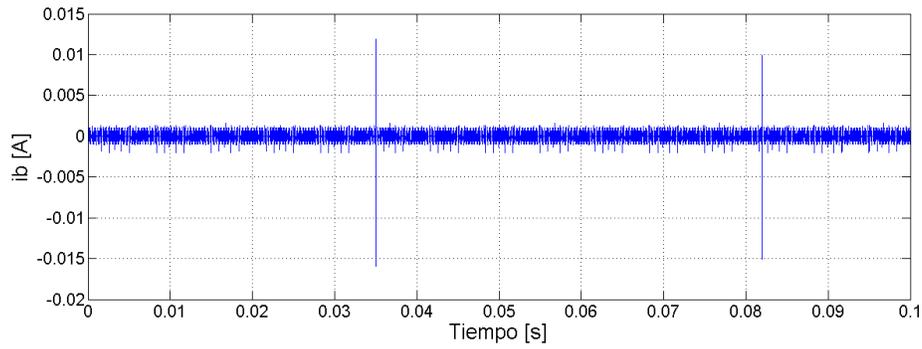


Fig.(7.10a). Corriente de cojinete M7

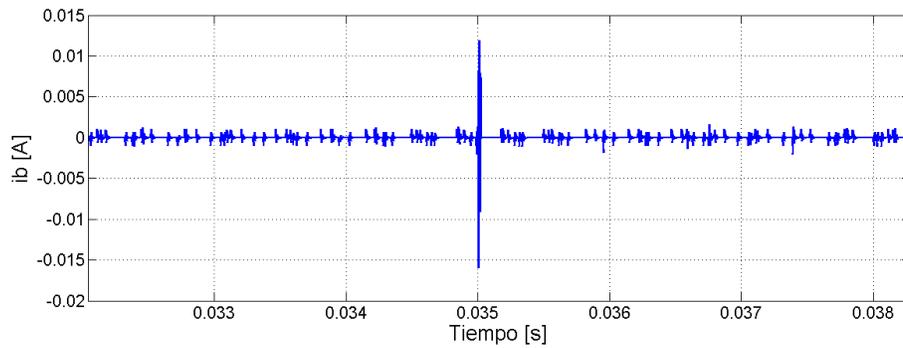


Fig.(7.10b). Ampliación. Corriente de cojinete M7



7.5 Simulaciones para el motor M110a

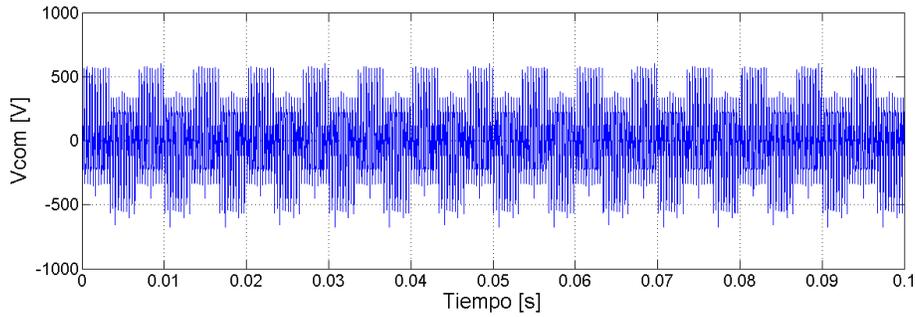


Fig.(7.11a) Tensión de modo común M110a

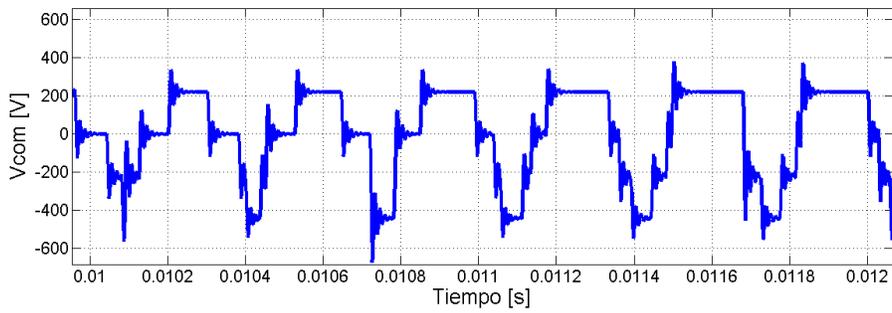


Fig.(7.11b). Ampliación. Tensión de modo común M110a

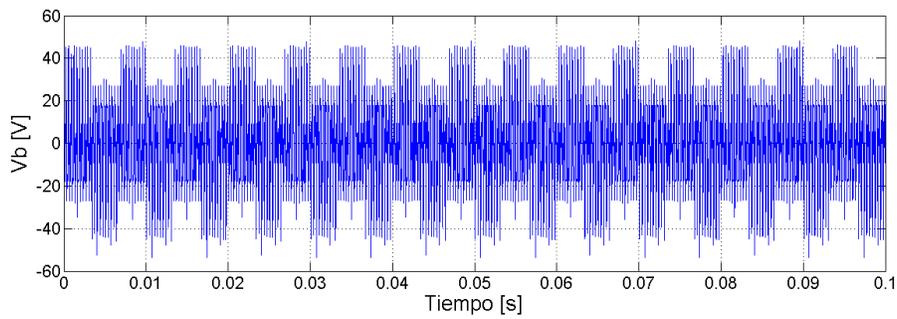


Fig.(7.12a). Tensión de cojinete M110a

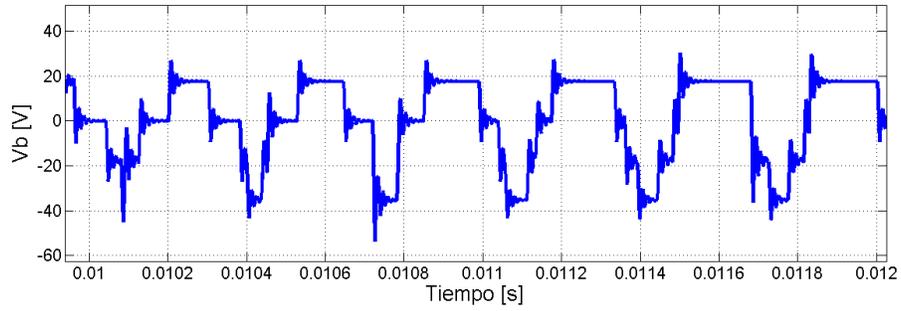


Fig.(7.12b). Ampliación. Tensión de cojinete M110a

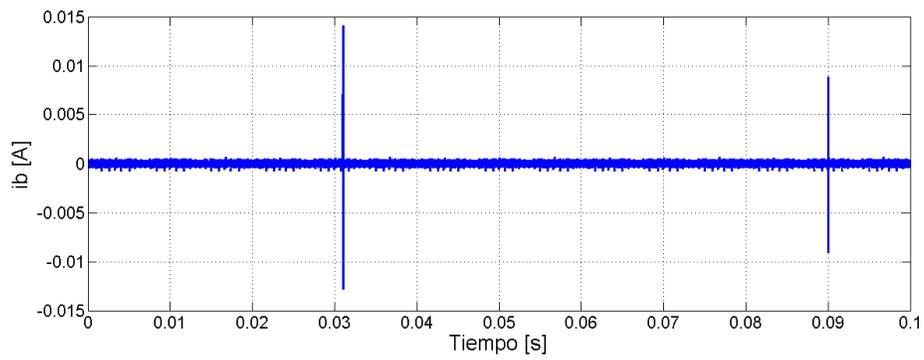


Fig.(7.13a). Corriente de cojinete M110a

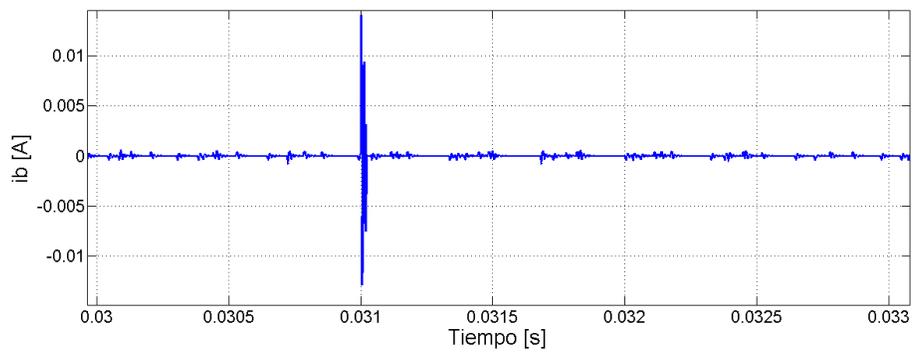


Fig.(7.13b). Ampliación. Corriente de cojinete M110b



7.6 Simulaciones para el motor M500b

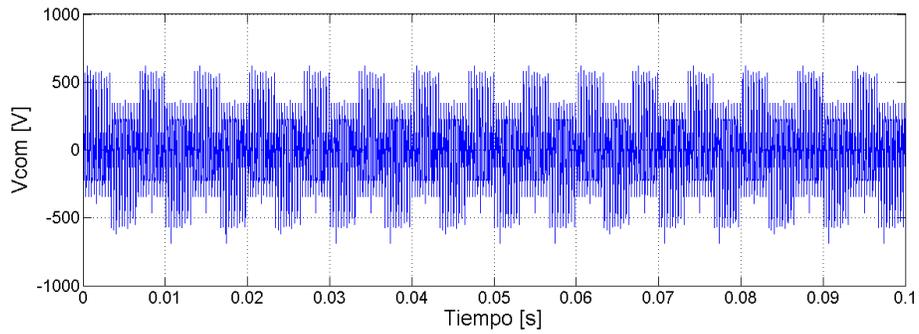


Fig.(7.14a) Tensión de modo común M500b

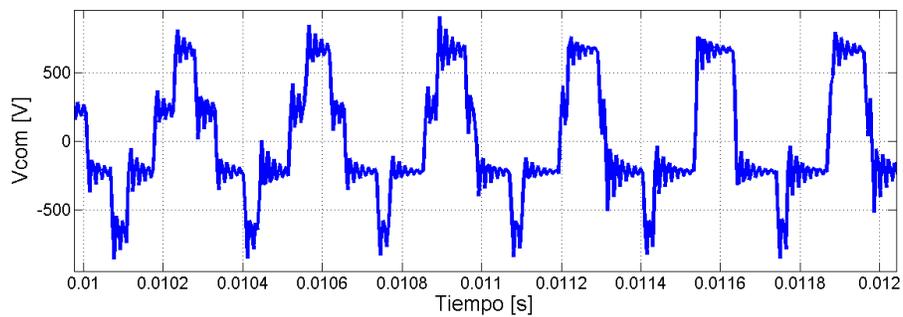


Fig.(7.14b). Ampliación. Tensión de modo común M500b

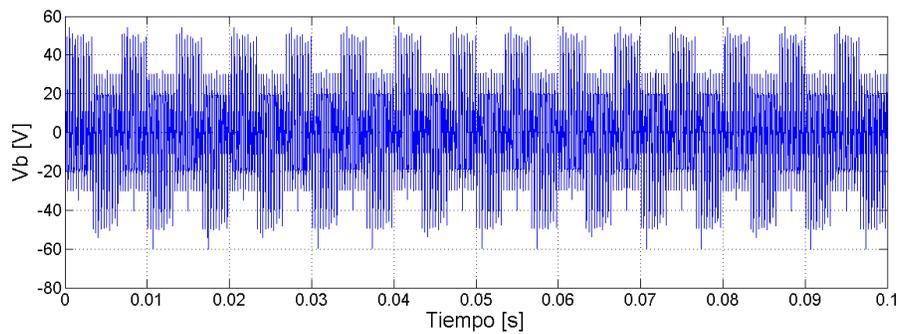


Fig.(7.15a). Tensión de cojinete M500b

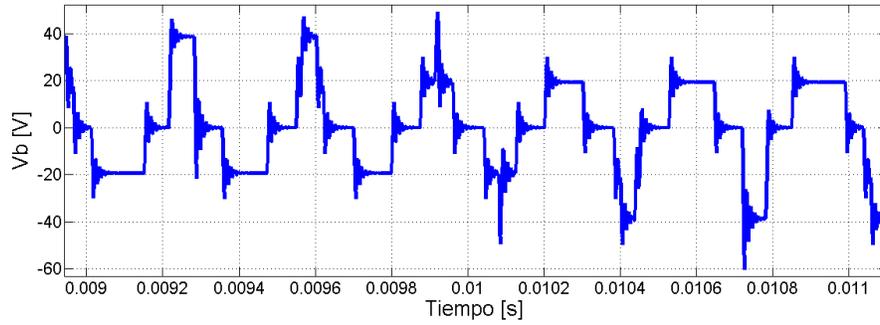


Fig.(7.15b). Ampliación. Tensión de cojinete M500b

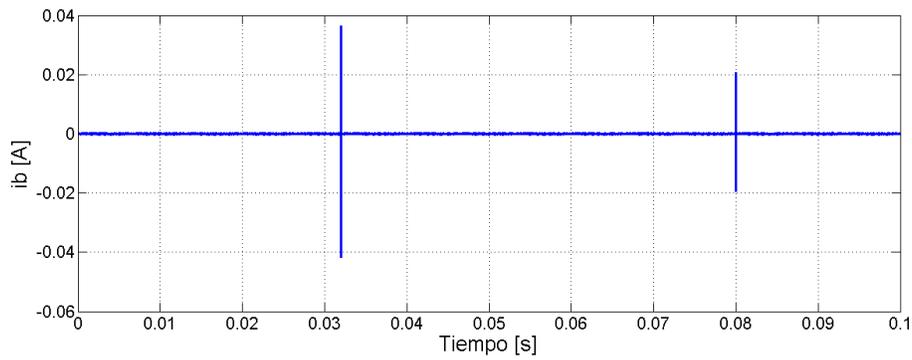


Fig.(7.16a). Corriente de cojinete M500b

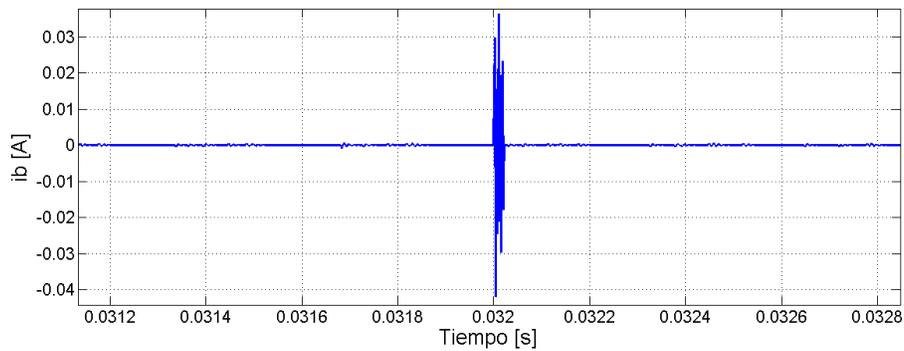
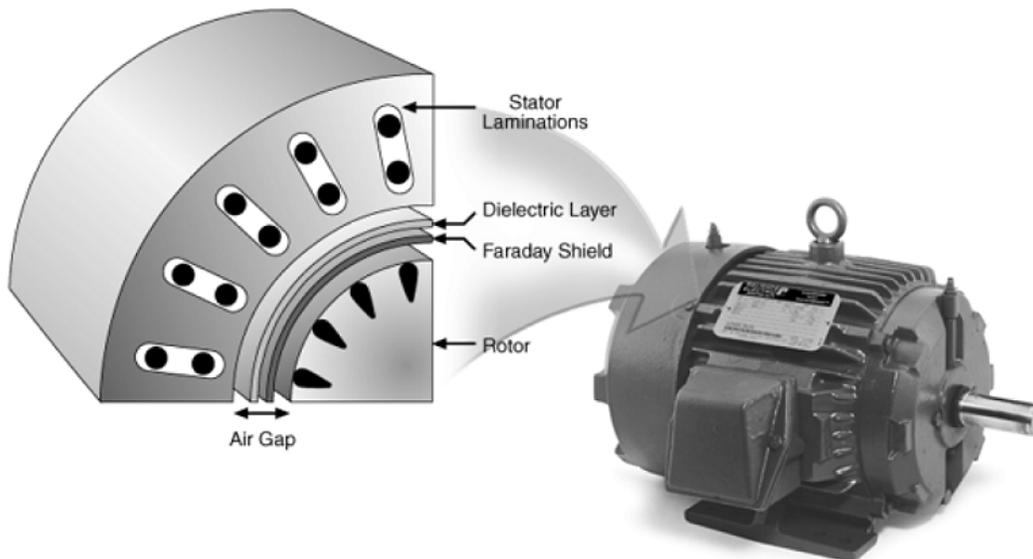


Fig.(7.16b). Ampliación. Corriente de cojinete M500b



Capítulo 8

Técnicas de mitigación



Resumen

En este capítulo, se describen brevemente las técnicas de mitigación de las corrientes de cojinetes, que básicamente se pueden clasificar en dos grupos: El primer grupo comprende las técnicas de mitigación en el lado inversor, el segundo grupo está formado por medidas contra las corrientes de los cojinetes hechas dentro o en el motor.



8.1 Influencia de las técnicas de mitigación en corrientes de los cojinetes

Se han propuesto diferentes técnicas de mitigación para eliminar las corrientes inducidas en los cojinetes del inversor. Se pueden dividir en dos grupos, dependiendo de su función:

8.1.1 Técnicas en el lado del inversor

El primer grupo comprende las técnicas de mitigación en el lado inversor. Estas técnicas de mitigación incluyen:

- Filtros de salida del inversor, como reactores dv / dt , filtros dv / dt , filtros sinusoidales y bobinas de modo común,
- Técnicas de modulación de voltaje especiales y filtros de modo común para reducir o eliminar la tensión de modo común.
- Cables especiales, cables apantallados

8.1.2 Técnicas dentro o en el motor

El segundo grupo está formado por medidas contra las corrientes de los cojinetes hechas dentro o en el motor. Estas medidas incluyen

- Rodamientos aislados ("rodamientos recubiertos"),
- Rodamientos de cerámica o híbridos,
- Acoplamientos aislados,
- Grasa de baja impedancia,
- Cepillos de rotor, y
- Rotor blindado electrostáticamente

La Tabla (8-1) resume las diferentes medidas y su eficacia en los diferentes tipos de corrientes de los cojinetes como se da en la literatura [1], incluyendo el estándar internacional IEC 60034-25:

Tabla (8-1). Técnicas de mitigación

<i>Medidas</i>	<i>Tipo de corriente de cojinete</i>			<i>Comentarios adicionales</i>
	<i>Corrientes de electroerosión</i>	<i>Corrientes de cojinetes de circulación</i>	<i>Corrientes a tierra del rotor</i>	
<i>Medidas del grupo 1</i>				
<i>Filtro dv/dt</i>	<i>No es Efectivo</i>	<i>Efectivo</i>	<i>Efectivo</i>	<i>Reduce también corrientes del cable capacitivas</i>
<i>Filtro de tensión de modo común</i>	<i>Efectivo</i>	<i>Efectivo: Reduce tensiones de alta frecuencia y disminuye corrientes de baja frecuencia</i>	<i>Efectivo</i>	<i>La reducción más grande de voltaje de modo común si el filtro instalado en la salida del convertidor.</i>
<i>Esquemas de modulación que reducen la tensión de modo común</i>	<i>Efectivo</i>	<i>Efectivo</i>	<i>Efectivo</i>	

Medidas del grupo 2				
<i>Un cojinete aislado, o con elementos rodantes de cerámica</i>	<i>No es Efectivo: Protege sólo un rodamiento.</i>	<i>Efectivo</i>	<i>No es Efectivo: Protege sólo un rodamiento.</i>	<i>Un cojinete aislado para evitar la necesidad de un acoplamiento aislado.</i>
<i>Ambos cojinetes aislados, o con elementos rodantes de cerámica</i>	<i>Efectivo: Puede requerir contacto de un cepillo adicional.</i>	<i>Efectivo: Una cojinete aislado es adecuado.</i>	<i>Efectivo</i>	<i>Más efectivo (especialmente para máquinas de mayor tamaño)</i>
<i>Uno de contactos de la escobilla, sin aislamiento de los cojinetes</i>	<i>Efectivo pero con el cuidado necesario para garantizar la impedancia de contacto de la escobilla baja.</i>	<i>No es efectivo: Protege sólo un rodamiento.</i>	<i>Efectivo, pero no protege los rodamientos de carga accionada.</i>	<i>Mantenimiento necesario.</i>
<i>Cojinete aislado del lado contrario del accionamiento, una escobilla de contacto del lado del accionamiento</i>	<i>Efectivo pero cuidado necesario para garantizar la impedancia de contacto de la escobilla baja.</i>	<i>Efectivo: El cepillo es innecesario para este tipo de corriente.</i>	<i>Efectivo, pero no protege los rodamientos de carga accionada.</i>	<i>El mantenimiento necesario. Lo más práctico para grandes tamaños de carcasa. Escobilla del lado del accionamiento se utiliza para evitar el acoplamiento aislado.</i>
<i>Dos contactos de escobilla, del lado del accionamiento y del lado opuesto al accionamiento, sin aislamiento de los cojinetes</i>	<i>Efectiva, pero la atención es necesaria para garantizar la impedancia de contacto de la escobilla baja</i>	<i>Efectiva, pero con el cuidado necesario para garantizar la impedancia de contacto de la escobilla baja.</i>	<i>Efectivo, pero no protege los rodamientos de carga accionada.</i>	<i>Mantenimiento necesario.</i>



<i>Lubricación de baja resistencia y sellos del cojinete relleno de carbono</i>	<i>Efectivo: Depende de la condición de los materiales.</i>	<i>pobre</i>	<i>pobre</i>	<i>Sin experiencia a largo plazo. La eficacia de lubricación reduce.</i>
<i>Rotor de jaula de Faraday (rotor blindado electrostáticamente)</i>	<i>Muy efectivo</i>	<i>Muy efectivo</i>	<i>no es efectivo</i>	<i>Problemas de convertidor generado por corrientes que normalmente sólo se producen en los motores más grandes de circulación.</i>
<i>Acoplamiento aislado</i>	<i>no es efectivo</i>	<i>no es efectivo</i>	<i>Muy efectivo</i>	<i>También evita posibles daños a la carga impulsada.</i>
<i>Carcasa para conexión carga accionada</i>	<i>no es efectivo</i>	<i>no es efectivo</i>	<i>efectivo</i>	<i>También evita posibles daños a la carga impulsada.</i>

Las figuras publicadas a continuación muestran algunas de las técnicas enunciadas en la Tabla (8-1):



Fig. (8.1) Escobillas en el eje[2]

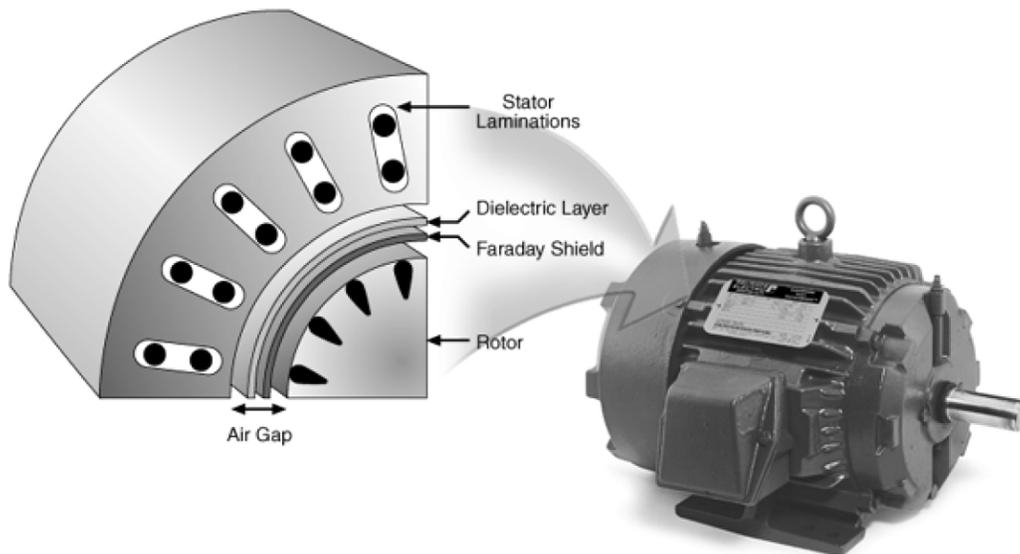


Fig (8.2) Jaula de Faraday [2]

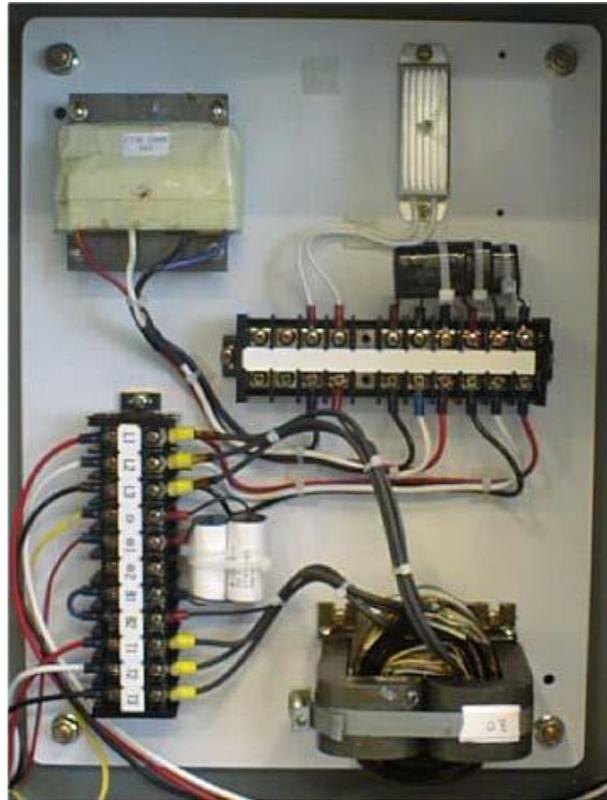


Fig. (8.3) Foto de filtro modo común [2]

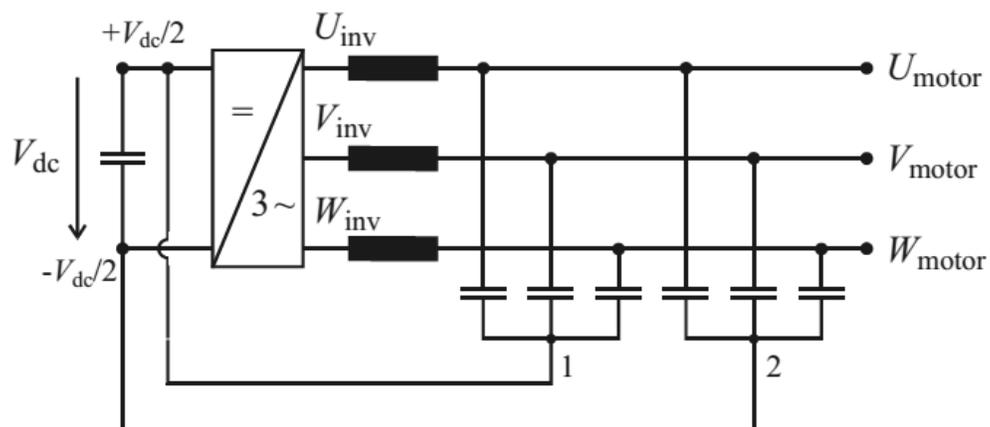


Fig. (8.4) Principal diseño de filtro de tensión de modo común. [1]



Fig. (8.5) Rodamiento aislado, fabricante NTN.

8.2 Referencias del capítulo

[1] A. Muetze, “Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors,”. *Disertación doctoral Enero 2004.*

[2] Mahesh Swamy, “Influence of PWM Inverters on Bearing Currents”. *Publicado por Yaskawa Electric America, 2009*



Capítulo 9

Análisis del impacto económico y ambiental



Resumen

Se considera desde el punto de vista económico y ambiental, que al detectar y mitigar las corrientes en los cojinetes, se produciría una menor cantidad de recambios y de desechos. Por lo tanto en este capítulo se enumeran las fallas ocasionadas por el fenómeno de corrientes en cojinetes y se presentan gráficas de estudios de vida útil de los cojinetes.



9.1 Disminución de la vida útil de un rodamiento

Si el rodamiento opera lo suficiente, con paso de las corrientes estudiadas en este trabajo, en primera instancia en los elementos rodantes se presenta una microcraterización: La superficie dañada se torna de color mate, en contraste al color brillante del material nuevo. Fig. (9.1).

Luego se formaran configuraciones como ranuras, conocidas como “estrías” que son marcas paralelas al eje que toman un color marrón y ocupan grandes partes del camino de rodadura o incluso todo el perímetro de este. La Fig. (9.2) muestra la falla en su forma característica. Estos patrones se forman como resultado de los efectos combinados de un flujo continuo de corriente eléctrica y de las propiedades vibracionales de los componentes del rodamiento. Cada vez que el elemento rodante entra en contacto con un cráter lo suficientemente grande, este es desplazado radialmente; el grado de desplazamiento dependerá de la geometría interna del rodamiento y la velocidad, así como en las cargas que actúan sobre el rodamiento. Toda la circunferencia de la pista de rodadura puede llegar a ser cubierta con este daño, el cual causa un aumento en la vibración y por último, conduce a la falla del rodamiento.

También las descargas de corrientes, hacen que el lubricante del rodamiento cambie su composición y se degrade con rapidez. La elevada temperatura hace que reaccionen los aditivos y el aceite base, lo cual puede provocar calcinación o carbonización del aceite base. Los aditivos se agotarán más rápidamente. De este modo, el lubricante se endurece y se ennegrece. Una descomposición rápida de la grasa es una avería típica resultante del paso de corriente. Fig. (9.3).



Fig. (9.1). Micro-craterización es el resultado de paso de la corriente eléctrica en los rodamientos. La superficie dañada parece mate y se caracteriza por pequeños cráteres de unos pocos micrones de diámetro.[1]

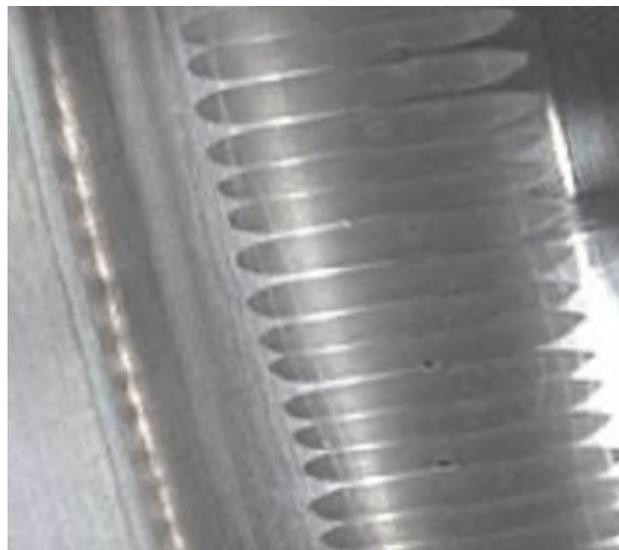


Fig. (9.2). Estrías o patrón tabla de lavar. Un patrón de líneas (estriás) a través de las pistas de rodadura puede ser una señal de que la corriente ha pasado a través del rodamiento. Las estrías no son el daño primario resultante de corrientes eléctricas parásitas pero es daño secundario que se hace visible a través del tiempo



Fig.(9.3). Ennegrecimiento de la grasa. Descargas eléctricas hacen que el aceite base en el lubricante se queme y endurezca creando una condición de lubricación deficiente



9.2 Vida nominal de un rodamiento

La base para el cálculo de la duración de vida, normalizada según ISO 281, es la teoría de la fatiga de Lundberg y Palmgren, que conduce siempre a la duración final de vida. [2]

La vida nominal de un rodamiento según la normativa ISO 281:2007 es:

$$L_{10} = \left(\frac{C}{P}\right)^p \quad (9-1)$$

Donde:

L_{10} = Vida nominal del rodamiento [Millones de revoluciones]

C = Capacidad de carga dinámica [kN]

P = Carga dinámica equivalente del rodamiento [kN]

p = Exponente de la ecuación de la vida (3 para los rodamientos de bolas, 10/3 para los rodamientos de rodillos.)

9.3 Duración de vida modificada

La duración de vida modificada L_{na} puede calcularse si, además de la carga y de la velocidad de giro, se conocen otros factores de influencia como:

- Las características particulares del material
- La lubricación
- O si se exige una probabilidad de supervivencia distinta del 90%

Este procedimiento de cálculo fue sustituido en ISO 281:2007 por el cálculo de la duración de vida modificada y ampliada :

$$L_{na} = a_1 \cdot a_2 \cdot a_3 \cdot L_{10} \quad (9-2)$$

Donde:

a_1 : Coeficiente de duración de vida para una probabilidad de supervivencia distinta del 90%. En ISO 281:2007 los valores para el coeficiente de duración de vida al fueron establecidos de nuevo

a_2 : Coeficiente de duración de vida para materiales con características especiales. Para aceros estándar para rodamientos: $a_2 = 1$

a_3 : Coeficiente de duración de vida para condiciones específicas de funcionamiento, especialmente para el estado de la lubricación



En particular en este trabajo analizaremos el Coeficiente a_3 , en cuyo gráfico Fig.(9.4), se identifican 3 zonas:

- 1) Buena limpieza y aditivos adecuados
- 2) Máxima limpieza y carga reducida
- 3) Impurezas en el lubricante

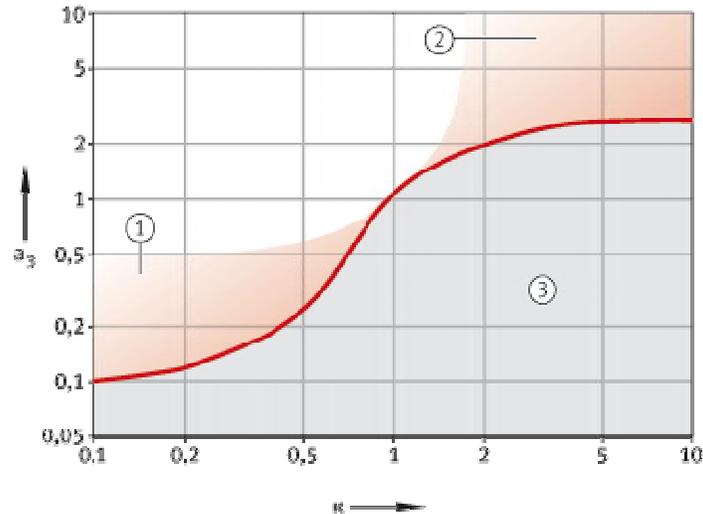


Fig. (9.4). Coeficiente de duración de vida a_3 [2]

Donde:

a_3 = coeficiente de duración de vida

κ = relación de viscosidades

En la actualidad no hay estudios certeros sobre factores de corrección de vida útil de cojinetes sometidos al fenómeno el cual es simulado en este trabajo, pero de acuerdo a lo descrito en la (Sección 9.1), se entiende que se debería considerar aplicar un factor de reducción. El cual se tiene en cuenta en la zona 3) de color gris de la Fig. (9.4), si se quisiera calcular la vida útil de un rodamiento.

9.4 Comparación de la vida útil de un cojinete utilizando inversores de 2 y 3 niveles de tensión.

El empleo de inversores de 3 niveles de tensión, aumenta considerablemente la duración de vida del cojinete, este método si bien no fue incluido entre las técnicas de mitigación en la Tabla (8-1), ya que utilizar este método implicaría cambiar el variador de velocidad. El uso de inversores de 3 niveles de tensión es una efectiva manera de disminuir la tensión y la corriente de cojinete y hacer frente a problemas comunes de la fuente de tensión de los inversores PWM. La Fig. (9.5) muestra el estado de vibración al soporte del lado de la carga en función de las horas, de la cual se puede concluir que utilizando inversores de 3 niveles mejora significativamente la esperanza de vida del



cojinete. Donde G es igual a 9,8 m/seg², y es una medida inglesa para medir vibraciones.

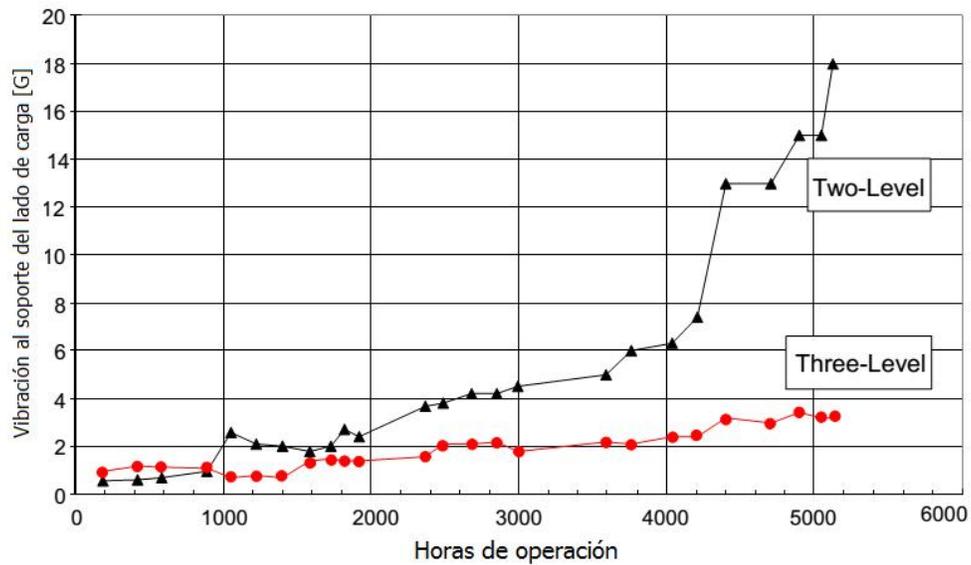


Fig. (9.5). Ensayo vibración del soporte en función de las horas de operación utilizando inversores de 2 y 3 niveles. [1]

9.5 Referencias del capítulo

[1] SKF Group; “Electrically insulated bearings from SKF”; Mayo 2006

[2] Schaeffler KG; “Cálculo ampliado de la duración de vida modificada”;

Conclusiones



"No creo que haya alguna emoción más intensa para un inventor que ver alguna de sus creaciones funcionando. Esa emoción hace que uno se olvide de comer, de dormir, de todo".

Consideraciones generales

En este trabajo se han presentado el análisis del modelado y simulación de la tensión de modo común, tensión de cojinete y corriente de cojinete con inversores PWM de 2 y 3 niveles del motor de inducción. Se observa a partir de resultados de la simulación que la tensión de modo común, la tensión del cojinete, la corriente en los cojinetes y el THD%, son reducidos empleando inversores de 3 niveles, en todos los casos. Esta conclusión es posible mediante las comparaciones de las gráficas entre los capítulos 6 y 7. La misma conclusión se obtiene de comparar los valores eficaces, de la tabla comparativa de los resultados de la simulación.

Además en la tabla comparativa de los resultados de la simulación, se añaden los resultados para una simulación con un inversor de 2 niveles funcionando a altas frecuencias de conmutación (10kHz), allí se aprecia un aumento de los valores eficaces de la tensión de modo común, tensión de cojinete y corriente de cojinete.

Tabla comparativa de los resultados de la simulación

Motor	M2,2			M7		
	2		3	2		3
Niveles inv.	2		3	2		3
f_c	3kHz	10kHz	3kHz	3kHz	10kHz	3kHz
Vab rms,ca [V]	440	440	440	400	400	400
THD% Vab [%]	85,99	85,18	40,72	85,99	85,2	40,72
Vcom rms [V]	270,99	296,87	152,03	239,9	250,08	134,99
Vb rms [V]	17,94	22,86	9,52	20,37	17,73	9,25
ib rms [mA]	0,31	0,53	0,14	0,62	1,10	0,31
BVR [%]	6,62	7,7	6,26	8,49	7,09	6,85

Motor	M110a			M500b		
	2		3	2		3
Niveles inv.	2		3	2		3
f_c	3kHz	10kHz	3kHz	3kHz	10kHz	3kHz
Vab rms,ca [V]	690	690	690	690	690	690
THD% Vab [%]	85,97	85,16	40,72	85,97	85,16	40,72
Vcom rms [V]	417,62	447,2	234,66	415,57	432,39	234,4
Vb rms [V]	35,39	35,95	18,74	47,24	38,6	20,49
ib rms [mA]	0,46	0,84	0,14	0,37	0,58	0,12
BVR [%]	8,47	8,04	7,99	11,37	8,93	8,74

La tabla comparativa, fue confeccionada mediante un programa en Matlab (Anexo 3) extrayendo las señales del modelo en Simulink (Anexo 4).

En cuanto a la pequeña diferencia en el porcentaje del cociente de tensión de cojinete (BVR) para un mismo motor, se debe a los instantes en los cuales se producen



las descargas de las corrientes de electroerosión. Por lo que el divisor de tensión capacitivo, durante algunos microsegundos, no funciona como tal, ya que la impedancia del cojinete pasa a ser por instantes resistiva.

Consideraciones específicas

Podemos concluir que una forma de disminuir la probabilidad de la rotura de un rodamiento por las corrientes de cojinetes en un motor accionado mediante un variador de velocidad, es disminuyendo la frecuencia de conmutación del inversor. Esto se puede realizar sin necesidad de la instalación de elementos físicos adicionales. La mayoría de los variadores de velocidad modernos, (incluso los de baja gama), nos permiten cambiar este parámetro en las configuraciones avanzadas del mismo. Disminuir la frecuencia de conmutación del inversor tiene como contrapartida una peor calidad de la señal con respecto al porcentaje de THD.

Consideraciones finales

Con respecto a los alcances generales y específicos, planteados al comienzo, se considera que fueron alcanzados a través de los distintos temas desarrollados en el trabajo. Sin duda este trabajo representa, al momento de ser presentado, la más completa guía sobre corrientes en los cojinetes escrito en la lengua española. Ha sido confeccionado consultando una gran cantidad de publicaciones científicas actuales, y sin duda es un tema que continuará investigándose en los próximos años.



Anexos

Anexo 1

A.1 Datos de los motores estudiados

A.1.1 Motor de inducción M2,2

Potencia: 2,2kW
 Alimentación: 440V/50Hz (Δ),
 Número de polos: 4,
 Corriente nominal: 5A ,
 Velocidad nominal: 1500 rpm.
 Diámetro exterior del estator: 0,184 [m]

Fuente: Sharana Reddy, Basavaraja. B., "Modeling and Simulation Analysis of Bearing Current in Two-Level and Multilevel Inverter Fed Induction Motor Drive". International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering Vol. 1, Issue 5, Noviembre de 2012

A.1.2 Motor de inducción M7,5

Potencia: 7,5 kW
 Alimentación: 400V/50Hz (Δ),
 Velocidad nominal: 1450 rpm.
 Diámetro exterior del estator: 0,206 [m]

Fuente: O. Magdun, Y. Gemeinder, A. Binder, and K. Reis, "Calculation of bearing and common-mode voltages for the prediction of bearing failures caused by EDM currents," in Proc. IEEE-SDEMPED Conf., Bologna, Italy, Sep. 5–8, 2011, pp. 462–467

A.1.3 Motor de inducción M11a

Potencia: 11 kW
 Rotor interior (aluminio-jaula), estator externo,
 Altura de eje 160 mm,
 690 V Y / 400 V Δ , 50 Hz, 4 polos,
 Clasificación térmica B, IC 44, IP 55,
 Número de ranuras del estator $Q_s = 48$, no. de ranuras del rotor $Q_r = 40$,
 Diámetro exterior del estator núcleo $d_{se} = 240$ mm, diámetro interior del estator núcleo $d_{si} = 158$ mm,
 Diámetro exterior del núcleo del rotor $d_{re} = 156,9$ mm, diámetro interior del núcleo del rotor $d_{ri} = 55$ mm,
 Longitud del Hierro $l_{Fe} = 145$ mm

P_r	n_r	η	$\cos\phi$	$I_r(400V)$	I_1/I_r	T_1/T_r	T_b/T_r
kW	rpm	%	-	A	-	-	-
11	1465	87,5	0,87	21	6,9	2,0	2,7

Fuente: A. Muetze, "Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors,". Disertación doctoral Enero 2004.

A.1.4 Motores de inducción M11b

Potencia: 11 kW

Rotor interior (jaula de aluminio), estator externo,

Altura de eje 160 mm,

400 V Y / 230 V Δ, 50 Hz, 4 polos,

Clase térmica B, IC 41, IP55,

Número de ranuras del estator $Q_s = 36$, no. de ranuras del rotor $Q_r = 28$,

Diámetro exterior del núcleo del estator $d_{se} = 235$ mm, diámetro interior del núcleo del estator $d_{si} = 150$ mm,

Diámetro exterior del núcleo del rotor $d_{re} = 149,24$ mm, diámetro interior del núcleo del rotor $d_{ri} = 56$ mm,

Longitud del Hierro $l_{Fe} = 140$ mm

P_r	n_r	H	$\cos\phi$	$I_r(400V)$	I_1/I_r	T_1/T_r	T_b/T_r
kW	rpm	%	-	A	-	-	-
11	1460	91,0	0,82	22	6,9	2,3	2,9

Fuente: A. Muetze, "Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors,". Disertación doctoral Enero 2004.

A.1.5 Motores de inducción M110a

Potencia: 110 kW

Rotor interior (jaula de aluminio), estator externo,

Altura de eje 280 mm,

690 V Y / 400 V Δ, 50 Hz, 4 polos,

Clase térmica B, IC 41, IP55,

Número de ranuras del estator $Q_s = 72$, no. de ranuras del rotor $Q_r = 56$,

Diámetro exterior del núcleo del estator $d_{se} = 460$ mm, diámetro interior del núcleo del estator $d_{si} = 295$ mm,

Diámetro exterior del núcleo del rotor $d_{re} = 293$ mm, diámetro interior del núcleo del rotor $d_{ri} = 100$ mm,

Longitud del Hierro $l_{Fe} = 310$ mm

P_r	n_r	η	$\cos\phi$	$I_r(400V)$	I_1/I_r	T_1/T_r	T_b/T_r
kW	rpm	%	-	A	-	-	-
110	1484	95,6	0,87	194	7,7	3,0	3,0

Fuente: A. Muetze, "Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors,". Disertación doctoral Enero 2004.

A.1.6 Motor de inducción M110b

Potencia: 110 kW



Rotor interior (jaula de aluminio), estator externo,
 Altura de eje 315 mm, pero las partes activas también podrían ser alojados dentro de la altura del eje de 280 mm,
 690 V Y / 400 V Δ , 50 Hz, 4 polos,
 Clase térmica B, IC 41, IP55,
 Número de ranuras del estator $Q_s = 60$, no. de ranuras del rotor $Q_r = 50$,
 Diámetro exterior del núcleo del estator $d_{se} = 465$ mm, diámetro interior del núcleo del estator $d_{si} = 295$ mm,
 Diámetro exterior del núcleo del rotor $d_{re} = 293$ mm, diámetro interior del núcleo del rotor $d_{ri} = 115$ mm,
 Longitud del Hierro $l_{Fe} = 345$ mm

P_r	n_r	η	$\cos\phi$	$I_r(400V)$	I_1/I_r	T_1/T_r	T_b/T_r
kW	rpm	%	-	A	-	-	-
110	1485	95,1	0,86	194	7,5	1,8	2,2

Fuente: A. Muetze, "Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors,". *Disertación doctoral Enero 2004.*

A.1.7 Motor de inducción M240

Potencia: 240 kW
 Alimentación: 1375V/50Hz (Δ),
 Velocidad nominal: 2000 rpm.
 Diámetro exterior del estator: 0,49 [m]

Fuente: O. Magdun, Y. Gemeinder, A. Binder, and K. Reis, "Calculation of bearing and common-mode voltages for the prediction of bearing failures caused by EDM currents," in *Proc. IEEE-SDEMPED Conf., Bologna, Italy, Sep. 5–8, 2011, pp. 462–467*

A.1.8 Motor de inducción M500a

Rotor interior (jaula de aluminio), estator externo,
 Altura de eje 400 mm,
 690 V Y / 400 V Δ , 50 Hz, 6 polos,
 Clase térmica B, IC 41, IP55,
 Número de ranuras del estator $Q_s = 72$, no. de ranuras del rotor $Q_r = 54$,
 Diámetro exterior del núcleo del estator $d_{se} = 700$ mm, diámetro interior del núcleo del estator $d_{si} = 500$ mm,
 Diámetro exterior del núcleo del rotor $d_{re} = 497$ mm, diámetro interior del núcleo del rotor $d_{ri} = 140$ mm,
 Longitud del Hierro $l_{Fe} = 530$ mm

P_r	n_r	η	$\cos\phi$	$I_r(690V)$	I_1/I_r	T_1/T_r	T_b/T_r
kW	Rpm	%	-	A	-	-	-
435	993	96,4	0,85	445	7,0	2,1	2,8



Fuente: A. Muetze, "Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors,". Disertación doctoral Enero 2004.

A.1.9 Motor de inducción M500b

Rotor interior (jaula de aluminio), estator externo,

Altura de eje 400 mm,

690 V Δ , 50 Hz, 2 polos,

Clase térmica B, IC 411, IP55,

Número de ranuras del estator $Q_s = 48$, no. de ranuras del rotor $Q_r = 40$,

Diámetro exterior del núcleo del estator $d_{se} = 680$ mm, diámetro interior del núcleo del estator $d_{si} = 360$ mm,

Diámetro exterior del núcleo del rotor $d_{re} = 353$ mm, diámetro interior del núcleo del rotor $d_{ri} = 150$ mm,

Longitud del Hierro $l_{Fe} = 490$ mm

P_r	n_r	η	$\cos\phi$	$I_r(690V)$	I_l/I_r	T_l/T_r	T_b/T_r
kW	Rpm	%	-	A	-	-	-
560	2983	97,0	0,91	530	6,2	0,85	2,7

Fuente: A. Muetze, "Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors,". Disertación doctoral Enero 2004.



Anexo 2

A.2 Conceptos de los IGBT y de la tecnología PWM

A.2.1 Modulación y frecuencia de conmutación

Antes de comenzar a hablar de los métodos de modulación, es necesario conocer algunos conceptos básicos. El primero es el de señal portadora, esta es de una frecuencia mucho mayor que la de la señal que se desea formar, tiene forma triangular y determina la frecuencia y parte de la forma del PWM.

El método que se utiliza en este trabajo es el basado en una señal portadora Sub-oscilación, se basa en la generación de un PWM mediante la comparación de dos señales, una referencia o modulante, y una portadora. Entonces, cada vez que se cruzan se producen anchos ascendente y descendentes de forma tal que se cree la señal del PWM. En la Fig. (A.2.1) se puede ver la señal sinusoidal modulante y la portadora triangular, donde en cada cruce se va cambiando el estado lógico formando el tren de pulsos.

Las amplitudes de las señales no necesariamente tienen que ser iguales, por lo que se define un índice de modulación de la amplitud $m_a = V_{\text{modulante}} / V_{\text{portadora}}$.

La frecuencia de la portadora suele ser mucho más grande que las de la modulante, por lo que se define el índice de modulación de la frecuencia $m_f = f_{\text{modulante}} / f_{\text{portadora}}$.

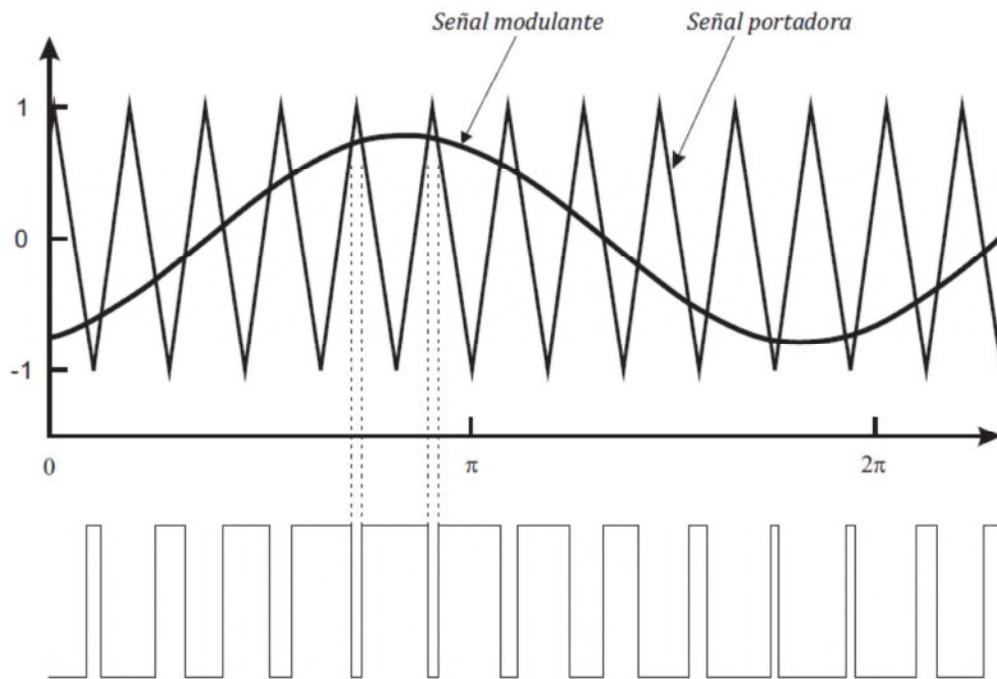


Fig.(A.2.1): Generación de PWM mediante comparación de una señal modulante con una portadora de mayor frecuencia.

Para el caso trifásico lo que se hace es comparar tres modulantes desfasadas 120° entre sí con una única señal portadora. En la Fig. (A.2.2) se muestran seis trenes de pulsos correspondientes a cada llave del inversor, producidos en el caso mencionado. La base del control mediante PWM es que a medida que la onda de referencia tiene más amplitud el ancho de los pulsos es mayor.

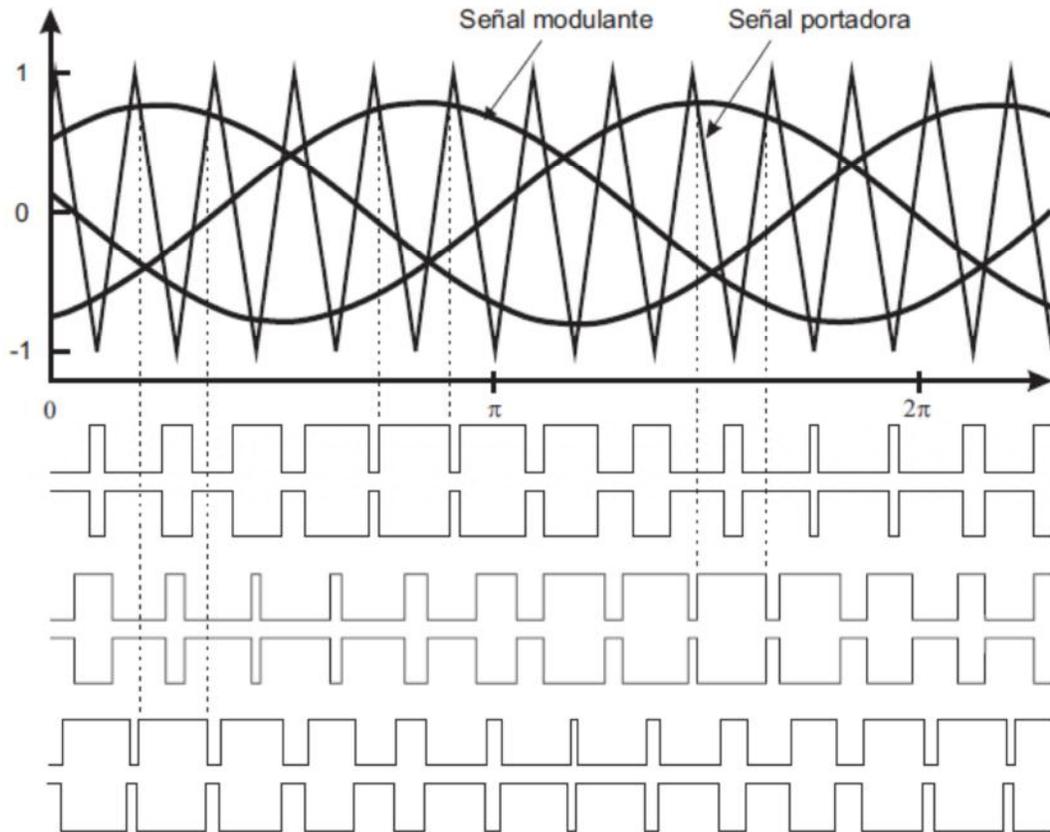


Fig.(A.2.2): Generación de seis PWM mediante comparación de tres señales modulantes sinodales con una portadora triangular de mayor frecuencia

La tensión pico fundamental entre el punto neutro del bus de continua del tren de pulsos formado por el método de sub-oscilación está dado por:

$$\hat{V}_{az} \Big|_{n=1} = m_a \cdot \frac{V_d}{2}$$

La cual, afectada por el factor $\sqrt{3}$ se convierte en la tensión compuesta aplicada a los bornes de la conexión estrella del motor:

$$\hat{V}_{ab} \Big|_{n=1} = \sqrt{3} \cdot \hat{V}_{az} \Big|_{n=1} = m_a \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot V_d}{2} \cong m_a \cdot 0,866 \cdot V_d$$

Si se observa la (2.2) se ve una limitación de este método, dicha limitación es que la tensión compuesta será como máximo $0,866V_d$ para un índice de modulación $m_a = 1$. Cabe recordar que una reducción de la tensión aplicada produce una reducción del par capaz de generar el MIT.



A.2.2 Frecuencia de conmutación o frecuencia de portadora.

Las ventajas de operación a alta frecuencia de conmutación son que el equipo es más pequeño y ligero (debido a que se pueden emplear condensadores e inductores más pequeños) y genera más potencia dentro del mismo factor de forma.

Las desventajas de operación a alta frecuencia de conmutación son: El aumento de las pérdidas de componentes de conmutación de las pérdidas en los semiconductores, pérdidas de RMS en condensadores, pérdidas en el cobre y el núcleo en inductores. El Aumento del costo de los componentes semiconductores más avanzados, componentes reactivos de más calidad, gestión térmica más cara, es más complicado el análisis de las interferencias electromagnéticas.

Los inversores IGBT se inventaron para aumentar el número de pulsos por segundo en las unidades de PWM. La razón era para simular más de cerca una onda sinusoidal y para reducir el calor y el ruido en el motor. La frecuencia de conmutación podría fijarse en algunas unidades, tan alta como 20 mil hertz. Esto no solo mueve el ruido por encima de la audición humana, sino que también impacta los bobinados con impulsos de tensión 10 veces mayores que a 2.000 hertz de operación, por lo que la aislación puede fallar en sólo una décima parte del tiempo.

En resumen la mejor frecuencia de operación es la frecuencia más baja compatible con los requisitos de la aplicación para el rendimiento y el costo. Se recomienda siempre de iniciar la configuración con la frecuencia más baja y dar un paso hacia arriba sólo hasta que el ruido ya no sea un problema.

A.2.3 Definición dv/dt

El término dv / dt viene de cálculo diferencial y significa la derivada de v (tensión) con respecto a t (tiempo) o la tasa instantánea de cambio en el voltaje con respecto al tiempo. Para ajustarse a la definición matemática, la dv / dt de un pulso de voltaje debe ser definida como una función que describe la tasa de cambio en el voltaje en cualquier momento durante la duración del pulso. En la mayoría de las discusiones de estrés de tensión de aislamiento del motor, el término dv / dt se aplica a la tasa promedio de cambio de voltaje, cuando el voltaje se eleva del 10% al 90% de la tensión pico.

La Fig. (A.2.3) muestra tres (3) ejemplos de una vista ampliada de un solo pulso de una forma de una típica onda de salida PWM. Tenga en cuenta que la tensión puede oscilar o haber o no exceso de tensión antes de volver a la altura normal de impulsos.

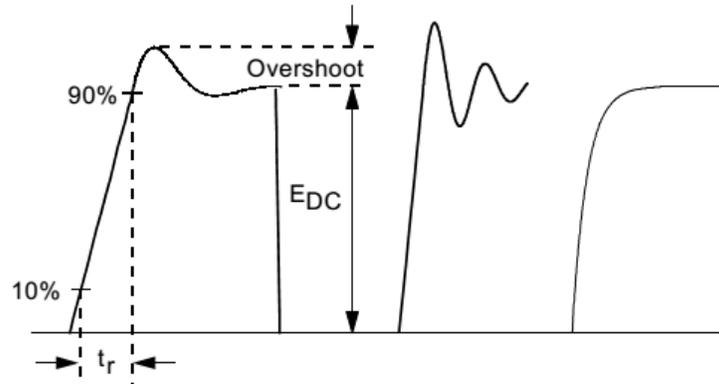


Fig. (A.2.3). Forma de pulsos de salida PWM típicos

A.2.4 Tiempo de subida, dv / dt y tensión pico

Tiempo de subida, que se muestra como t_r en la Fig. (A.2.3), se define generalmente como el tiempo requerido para la tensión aumente de 10% a 90% de la tensión de pico. La dv / dt es la pendiente de la subida de la tensión en voltios por microsegundo (μ). La dv / dt se puede aproximar como 80% de la tensión de pico dividido por el tiempo de subida.

$$dv/dt = \frac{\text{Peak Voltage} \times .8}{t_r}$$

O bien de acuerdo de acuerdo al standard internacional IEC 60034-17

$$t_r = t_{0.9\hat{v}} - t_{0.1\hat{v}}$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{0.9\hat{v} - 0.1\hat{v}}{t_{0.9\hat{v}} - t_{0.1\hat{v}}}$$

En el cálculo de dv / dt de un tiempo de subida indicado, es esencial saber qué definición se ha utilizado para determinar el tiempo de subida indicado. Varias discusiones sobre este tema pueden usar diferentes definiciones de tiempo de subida y dv / dt . A veces, el tiempo de subida se ha definido como el tiempo requerido para la tensión aumente de cero (0) a la tensión de pico y dv / dt se define como la tensión de pico dividido por el tiempo de subida. El tiempo de subida también se ha definido como el tiempo requerido para la tensión aumente de 10% a 90% de la tensión del bus de CC. En este trabajo se utiliza la definición de tiempo de subida del impulso dado en el Diccionario estándar IEEE de Términos Eléctricos y Electrónicos. El tiempo de subida está determinada principalmente por las características de conmutación de los dispositivos de conmutación del inversor (transistores Darlington, IGBT o GTO) y



componentes asociados. Otros factores que pueden influir en el tiempo de subida y la altura de la sobreoscilación, incluyen la corriente de carga y el diseño y la construcción de la circuitería inversora. Algunos aspectos importantes de la circuitería inversora son el diseño circuito amortiguador y la resistencia interna, la inductancia y la capacitancia de todos los componentes, cableado y elementos mecánicos de la circuitería.

Teniendo en cuenta diferentes marcas y modelos de unidad, el tiempo de subida es típicamente 0.1μ de unidades que utilizan IGBT de tercera generación. IGBT de primera generación tenían tiempos de subida de 0.25μ . Las unidades que utilizan transistores bipolares ordinarios suelen tener tiempos de subida en el 0.5μ a 1.5μ gama. Las unidades que utilizan transistores bipolares ordinarios suelen tener tiempos de subida en la gama de 0.5μ a 1.5μ . Las unidades que utilizan los GTO suelen tener tiempos de subida en el 15μ a 20μ gama. Las unidades que todavía utilizan rectificadores controlados de silicio (SCR) tienen tiempos de subida en el orden de 40μ a 100μ .

A.2.4 Bibliografía del Anexo 2

International Rectifier. "IGBT operating frequency", Julio 2013

Baldor. Manual Técnico. "Fundamentals of Inverter-Fed Motors", 2002



Anexo 3

A.3 Programa para el cálculo de valores eficaces y BVR en Matlab

```
% Programa en Matlab para el calculo de los valores
eficaces y el Calculo de BVR
% Se extraen los valores simulados en Simulink
% vb, vcom e ib son vectores
% vb: Tension de cojinete
% vcom: Tension de modo comun
% ib: corriente de cojinete

n = length(vb); % Numero de elementos de los
vectores
vbrms = norm(vb)/sqrt(n);% % Valor eficaz de la
tensión de cojinete
vcomrms = norm(vcom)/sqrt(n);% Valor eficaz de la
tensión de modo común
BVR= 100*vbrms/vcomrms; % Cociente de tensión de
cojinete en %
ibrms= norm(ib)/sqrt(n);% Valor eficaz de la corriente
de cojinete
```

Anexo 4

A.4.1 Programas realizados en Simulink

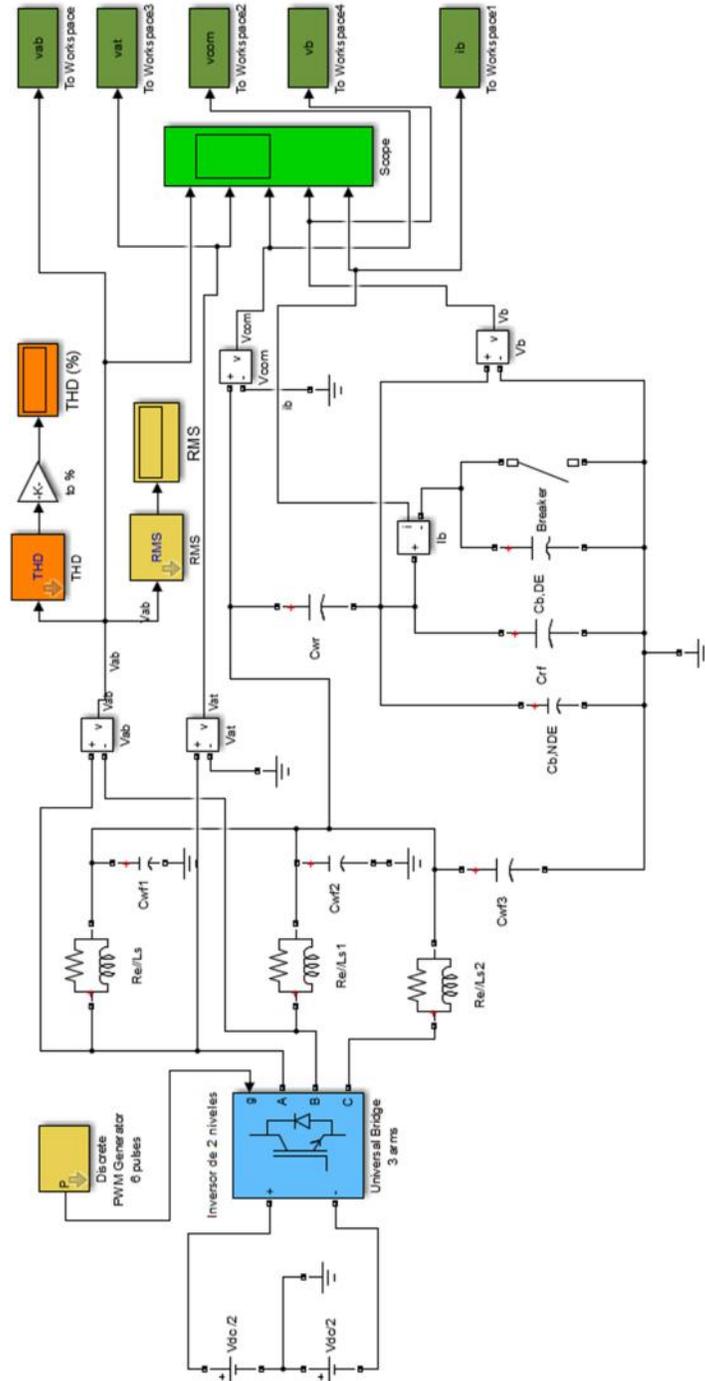


Fig. (A.4.1). Esquema de simulación con inversor de 2 niveles

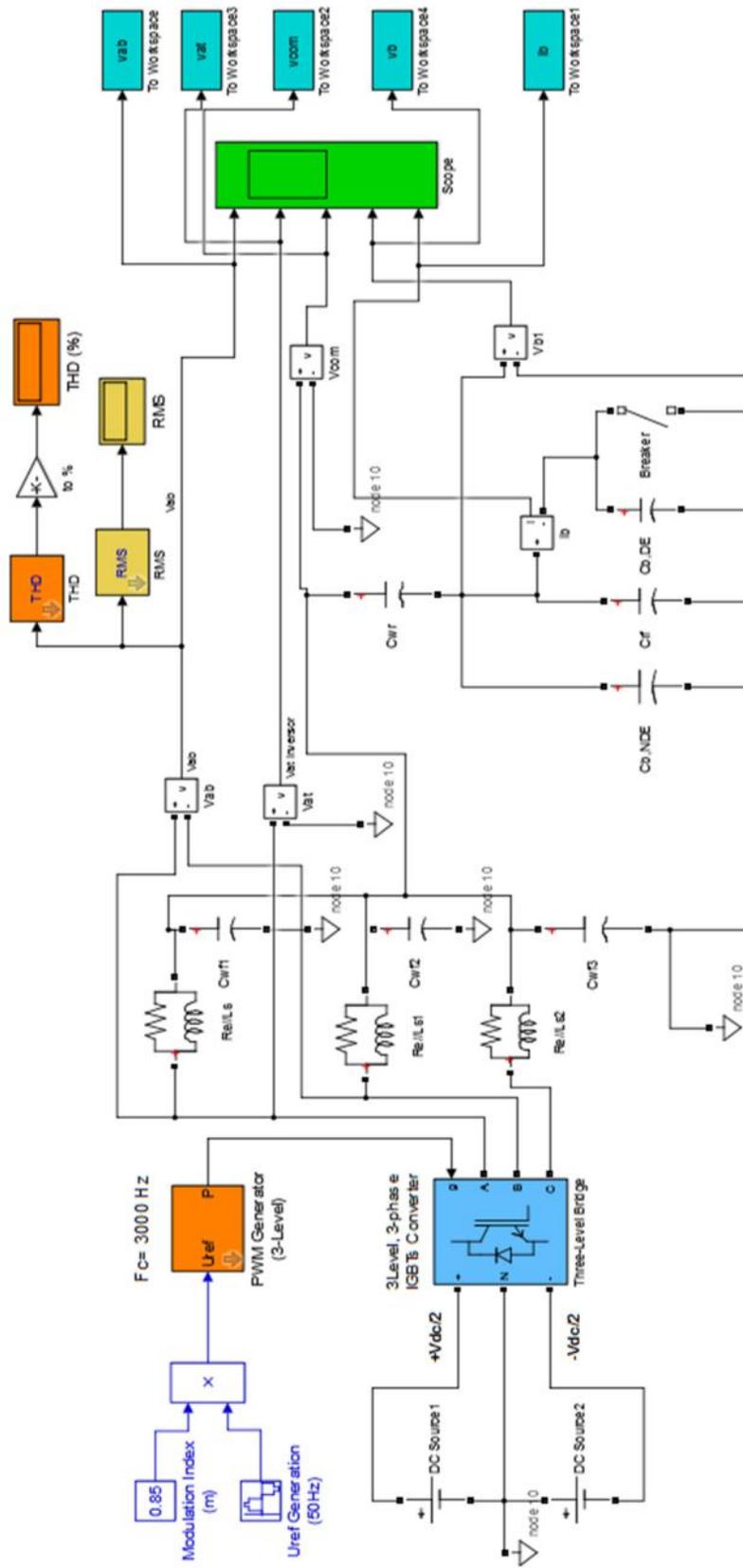
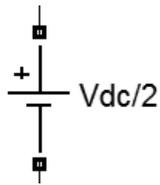


Fig.(A.4.2). Esquema de simulación con inversor de 3 niveles

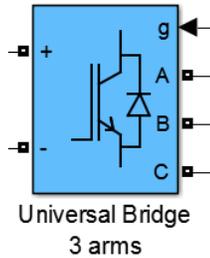


A.4.2 Descripción de los principales bloques empleados



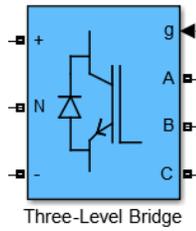
DC Voltage Source

El bloque DC Voltaje Fuente implementa una fuente de tensión continua ideal. El terminal positivo está representado por un signo (+). Se puede modificar el voltaje en cualquier momento durante la simulación.



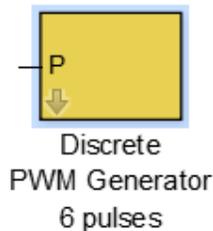
Universal Bridge

El bloque de puente universal implementa un convertidor de potencia trifásico universal que consta de hasta seis interruptores de alimentación conectados en una configuración de puente. El tipo de interruptor de alimentación y la configuración del convertidor se pueden seleccionar desde el cuadro de diálogo.



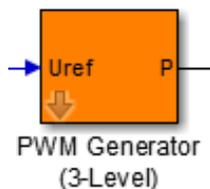
Three-Level Bridge

El bloque de puente de tres niveles implementa un convertidor de potencia de tres niveles que consta de uno, dos, o tres brazos de dispositivos de conmutación de potencia. Cada brazo consta de cuatro dispositivos de conmutación, junto con sus diodos antiparalelos y dos diodos de sujeción neutros



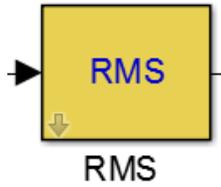
PWM Generator (2-Level)

El bloque PWM Generador (2-Niveles) genera impulsos para la modulación de ancho de pulso basada en la portadora (PWM) utilizando convertidores de topología de dos niveles. El bloque puede controlar los dispositivos de conmutación (FET, GTO o IGBT) de tres tipos diferentes de convertidor: monofásico medio puente (1 brazo), monofásica de puente completo (2 brazos) o puente trifásico (3 brazos). La tecnología de funcionamiento es descrita en el Anexo 2.



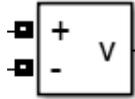
PWM Generator (3-Level).

El bloque PWM Generador (3-Nivel) genera impulsos de modulación (PWM) ídem anterior, pero utilizando topología de tres niveles. Ambos pueden ser modulados tanto por señal interna como externa al bloque.



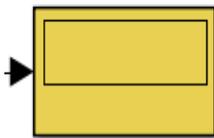
RMS

El bloque de RMS calcula el verdadero valor eficaz (RMS) de la señal de entrada. Debe especificarse la frecuencia fundamental. Por lo que en este trabajo solo se utiliza para la tensión de línea a línea.



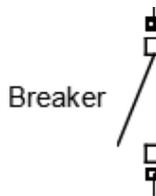
Voltage Measurement

El bloque de medición de voltaje mide la tensión instantánea entre dos nodos eléctricos. La salida proporciona una señal de Simulink® que puede ser utilizado por otros bloques de Simulink.



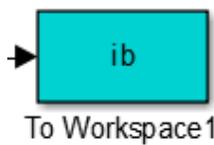
Display/ Scope

En este trabajo son empleados para obtener una visualización general de los valores mientras transcurre la simulación.



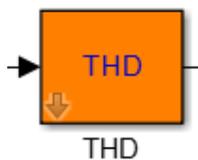
Breaker

El bloque interruptor implementa en este trabajo durante la simulación una apertura y cierre con temporizador de control interno que se acciona dos veces por cada simulación con una duración de (20-25 μ s), posee una resistencia interna, que simula el comportamiento resistivo del cojinete



To Workspace

El bloque introduce una señal y escribe los datos de la señal al espacio de trabajo de MATLAB. Durante la simulación, el bloque escribe datos en un buffer interno. El icono de bloque muestra el nombre de la matriz a la que se escriben los datos. Se guarda en el formato “timeseries”, para poder utilizar la herramienta “plot” y graficar las señales en función del tiempo. Luego se guarda en formato “array”, que es el que utiliza en programa de Matlab para el cálculo de los valores eficaces de v_b , i_b y v_{com} y el BVR. (Anexo 3).



THD

Computa la distorsión armónica total de la señal. El THD se define como la raíz cuadrada media (RMS) del valor de los armónicos totales de la señal, dividida por el valor RMS de la señal fundamental.