



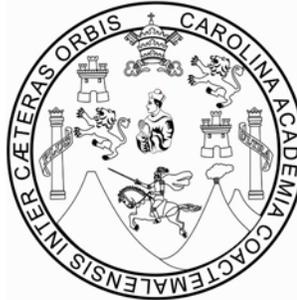
Universidad de San Carlos de Guatemala
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica

**INCIDENCIAS ELECTROMECÁNICAS EN MOTORES POLIFÁSICOS DE
INDUCCIÓN, ALIMENTADOS POR VARIADORES DE FRECUENCIA**

Hugo Vinicio Zamora Jiménez
Asesorado por el Ing. Carlos Alberto Quijivix

Guatemala, mayo de 2008

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

**INCIDENCIAS ELECTROMECÁNICAS EN MOTORES POLIFÁSICOS DE
INDUCCIÓN, ALIMENTADOS POR VARIADORES DE FRECUENCIA**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

PRESENTADO A JUNTA DIRECTIVA DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA

POR:

HUGO VINICIO ZAMORA JIMÉNEZ

ASESORADO POR EL INGENIERO CARLOS ALBERTO QUIJIVIX
AL CONFERÍRSELE EL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA

GUATEMALA, MAYO DE 2008

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA
FACULTAD DE INGENIERÍA



NÓMINA DE JUNTA DIRECTIVA

DECANO	Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos
VOCAL I	Inga. Glenda Patricia García Soria
VOCAL II	Inga. Alba Maritza Guerrero de López
VOCAL III	Ing. Miguel Angel Dávila Calderón
VOCAL IV	Br. Kenneth Issur Estrada Ruiz
VOCAL V	
SECRETARIA	Inga. Marcia Ivónne Véliz Vargas

TRIBUNAL QUE PRACTICÓ EL EXAMEN GENERAL PRIVADO

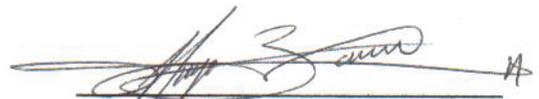
DECANO	Ing. Sydney Alexander Samuels Milson
EXAMINADOR	Ing. Francisco Javier González López
EXAMINADOR	Ing. Gustavo Benigno Orozco Godínez
EXAMINADOR	Inga. Ingrid Salomé Rodríguez de Loukota
SECRETARIO	Ing. Pedro Antonio Aguilar Polanco

HONORABLE TRIBUNAL EXAMINADOR

Cumpliendo con los preceptos que establece la ley de la Universidad de San Carlos de Guatemala, presento a su consideración mi trabajo de graduación titulado:

**INCIDENCIAS ELECTROMECÁNICAS EN MOTORES POLIFÁSICOS DE
INDUCCIÓN, ALIMENTADOS POR VARIADORES DE FRECUENCIA,**

tema que me fuera asignado por la Dirección de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, con fecha 21 de abril de 2004.



Hugo Vinicio Zamora Jiménez

Guatemala, 28 de junio de 2006

Ingeniero
Francisco Javier González López
Coordinador del Área de Electrotecnia
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica

Estimado Ingeniero González:

Después de haber realizado la asesoría del trabajo de graduación titulado: **Incidencias Electromecánicas en Motores Polifásicos de Inducción Alimentados por Variadores de Frecuencia**, desarrollado por el estudiante **Hugo Vinicio Zamora Jiménez** y llenado este los objetivos trazados, extendiendo la aprobación del mismo.

Por lo tanto, el autor de este trabajo de graduación y, yo, como su asesor, nos hacemos responsables por el contenido y conclusiones del mismo.

Atentamente,



Ing. Carlos Alberto Quijivix
Asesor
Ingeniería Eléctrica

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS
DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERIA

Ref. EIME 62. 2004.
21 de abril de 2004.

Estudiante
Hugo Vinicio Zamora Jiménez
No. Carné 97-12614
Presente.

Estimado Señor Zamora:

Me permito hacer de su conocimiento que, la Dirección de Escuela ha aprobado su protocolo de Tesis titulado: **Incidencias Electromecánicas en Motores Polifásicos de Inducción alimentados por variadores de frecuencia.** Asimismo se aprobó que este trabajo sea asesorado por el Ingeniero Carlos Alberto Quijivix.

Sin otro particular, aprovecho la oportunidad para saludarle.

Atentamente,

ID Y ENSEÑAD A TODOS



Ing. Enrique Edmundo Ruiz Carballo
Director
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica

EERC/mro
cc.archivo



Guatemala, 20 de SEPTIEMBRE 2007.

Señor Director
Ing. Mario Renato Escobedo Martínez
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica
Facultad de Ingeniería, USAC.

Señor Director:

Me permito dar aprobación al trabajo de Graduación titulado: **Incidencias Electromecánicas en Motores Polifásicos de Inducción Alimentados por Variadores de Frecuencia**, desarrollado por el estudiante; Hugo Vinicio Zamora Jiménez, por considerar que cumple con los requisitos establecidos para tal fin.

Sin otro particular, aprovecho la oportunidad para saludarle.

Atentamente,

ID Y ENSEÑAD A TODOS

Ing. Francisco Javier González López
Coordinador Área de Electrotécnica

FJGL/sro



UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS
DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

El Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, después de conocer el dictamen del Asesor, con el Visto Bueno del Coordinador de Área, al trabajo de Graduación del estudiante; Hugo Vinicio Zamora Jiménez titulado: **Incidencias Electromecánicas en Motores Polifásicos de Inducción Alimentados por Variadores de Frecuencia**, procede a la autorización del mismo.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'Mario Escobedo Martínez', written over a horizontal line.

Ing. Mario Renato Escobedo Martínez

DIRECTOR

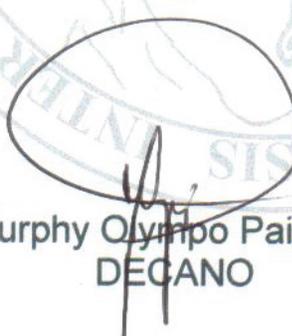


GUATEMALA, 27 DE SEPTIEMBRE 2,007.



El Decano de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de San Carlos de Guatemala, luego de conocer la aprobación por parte del Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, al trabajo de graduación titulado: **INCIDENCIAS ELECTROMECÁNICAS EN MOTORES POLIFÁSICOS DE INDUCCIÓN, ALIMENTADOS POR VARIADORES DE FRECUENCIA**, presentado por el estudiante universitario **Hugo Vinicio Zamora Jiménez**, autoriza la impresión del mismo.

IMPRÍMASE.


Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos
DECANO



Guatemala, mayo de 2008

/cc

c.c. archivo.

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES	V
GLOSARIO	IX
RESUMEN	XI
OBJETIVOS	XIII
INTRODUCCIÓN	XV
1. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LOS VARIADORES DE FRECUENCIA	1
1.1. Control de velocidad de los motores de inducción.....	1
1.2. Dispositivos electrónicos de conmutación.....	4
1.2.1. Interruptor controlado por compuerta GTO.....	4
1.2.2. Rectificador controlado de silicio SCR.....	4
1.2.3. Transistor bipolar de juntura BJT.....	5
1.2.4. Transistor bipolar de compuerta aislada IGBT.....	6
1.3. Diagrama en bloques del variador de frecuencia.....	9
1.3.1. Circuito de rectificado y filtrado.....	9
1.3.2. Circuito inversor.....	12
1.3.3. Modulación de la forma de onda.....	14
1.4. Generación de voltajes de modo común causados por sistemas de velocidad ajustable.....	18
2. MECANISMOS DE VOLTAJES INDUCIDOS EN LA FLECHA DEL MOTOR Y PRODUCCIÓN DE CORRIENTES EN COJINETES	23
2.1. Estructura de los cojinetes.....	24
2.2. Voltajes inducidos en la flecha del motor debido a asimetría en el campo magnético del motor de inducción.....	27

2.2.1. Anillo de flujo magnético que pasa por la flecha.....	28
2.2.2. Flujo magnético entre estator, rotor y flecha.....	30
2.2.3. Voltajes electroestáticos.....	32
2.2.4. Otras causas de voltaje en la flecha	33
2.3. Impedancia en los cojinetes.....	33
2.3.1. Variables mecánicas que influyen en la impedancia de los cojinetes.....	36
2.3.2. Propiedades dieléctricas de los lubricantes.....	37
2.4. Efectos de los variadores de frecuencia en la producción de corrientes en los cojinetes.....	38
2.4.1. Fuentes y rutas de las corrientes en los cojinetes.....	38
2.4.2. Corriente de descarga del capacitor del entrehierro.....	41
2.4.3. Corriente de flecha aterrizada.....	42
2.4.4. Corriente circulante.....	44

3. MODELO MATEMÁTICO DEL FENÓMENO DE LAS CORRIENTES EN LOS COJINETES.....

3.1. Excitación de modo común.....	49
3.2. Modelo de capacitancia desde el bobinado al estator del motor z_{be}	51
3.3. Modelo de capacitancia del bobinado al rotor del motor z_{be}	55
3.4. Métodos de mitigación de la corriente en cojinetes.....	59
3.4.1. Instalación eléctrica.....	60
3.4.2. Instalación de un escudo o jaula de Faraday.....	63
3.4.3. Uso de cojinetes aislados.....	66
3.4.4. Instalación de un sistema de aterrizaje a la flecha.....	69
3.4.5. Aplicación de lubricación conductora.....	70
3.4.6. Método de modificación de la forma de onda.....	71
3.4.7. Modificación de la frecuencia de switcheo o conmutación.....	72

4. ONDA REFLEJADA Y SUS EFECTOS EN LOS SISTEMAS DE AISLAMIENTO EN LOS MOTORES ELÉCTRICOS.....	73
4.1. Sistemas de aislamiento en motores eléctricos de inducción.....	73
4.2. Tipos de fallas en el sistema de aislamiento de los motores eléctricos.....	76
4.3. Teoría de línea de transmisión aplicada al motor, variador y cable....	77
4.3.1. Coeficiente de reflexión.....	81
4.3.2. Distancia crítica del cable.....	84
4.4. Estrés eléctrico en los sistemas de aislamiento.....	86
4.4.1. Sobrecalentamiento.....	86
4.4.2. Contaminación.....	87
4.4.3. Estrés mecánico.....	88
4.4.4. Voltaje o dieléctrico.....	88
4.4.5. Frecuencia del variador.....	89
4.5. Mecanismos de falla en los sistemas de aislamiento.....	90
4.6. Mitigación del fenómeno de onda reflejada.....	94
4.6.1. Reactores trifásicos de carga.....	95
4.6.2. Atenuadores RC.....	98
4.6.3. Filtro LC.....	98
4.6.4. Filtro LC con capacitor aislado.....	99
5. DESCARGAS PARCIALES.....	101
5.1. Teoría de las descargas parciales.....	101
5.1.1. Modelo del sistema de aislamiento.....	103
5.1.2. Modelo de descarga parcial dentro del sistema de aislamiento.....	104
5.1.3. Conceptos de descargas parciales.....	107
5.1.4. Factores en el voltaje umbral de descargas parciales.....	112

5.1.5. Degradación del aislamiento debido a descargas parciales.....	114
5.2. Sobrecalentamiento de motores operados con variadores de frecuencia.....	115
5.2.1. Vida útil y calentamiento de los aislamientos.....	120
5.2.2. Elevación de temperatura del motor.....	122
CONCLUSIONES.....	127
RECOMENDACIONES.....	129
BIBLIOGRAFÍA.....	131

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

FIGURAS

1.	Curvas de velocidad torque en el motor de inducción.....	3
2.	Operación del transistor bipolar.....	5
3.	Transistor Darlington de tres etapas.....	6
4.	Circuito equivalente del transistor IGBT.....	7
5.	Tensión, corriente, pérdidas de energía del colector del transistor de conmutación.....	7
6.	Diagrama de bloques del variador de frecuencia.....	9
7.	Circuito de rectificación y filtrado de un variador de frecuencia.....	10
8.	Conmutaciones electrónicas y formas de onda del inversor.....	12
9.	Tensiones y corriente de línea y fase para un Inversor de onda casi cuadrada.....	14
10.	Modulación senoidal.....	15
11.	Forma de onda de la corriente del motor como resultado de la modulación senoidal.....	16
12.	Generación de voltajes de modo común.....	19
13.	Modo diferencial del variador de frecuencia.....	20
14.	Voltaje y corriente de modo común.....	21
15.	Medición de los voltajes de modo común.....	21
16.	Voltaje de modo común en el motor.....	22
17.	Componentes del cojinete.....	25
18.	Sección transversal de un motor de inducción de 4 polos líneas de campo magnético en caso ideal.....	27
19.	Flujo magnético asimétrico en motor de inducción.....	29
20.	Voltajes inducidos en la flecha y ruta de las corrientes en los cojinetes.....	30

21.	Variación de la permeancia del circuito magnético.....	31
22.	Suma de corrientes en el cojinete.....	31
23.	Área de contacto en un cojinete.....	34
24.	Gráfica de la Resistencia del cojinete vrs. velocidad.....	35
25.	Capacitancias parásitas en el motor.....	40
26.	Circuito equivalente para la corriente de descarga.....	41
27.	Trayecto de la corriente de flecha aterrizada.....	42
28.	Circuito equivalente de flecha aterrizada.....	43
29.	Corte transversal de un motor, trayecto de la corriente circulante.....	45
30.	Circuito equivalente de la corriente circulante.....	46
31.	Representación de la conexión entre el motor y variador con parámetros distribuidos.....	48
32.	Representación de la carga y excitación de modo común.....	49
33.	Circuito simplificado de la excitación de modo común.....	51
34.	Circuito de impedancia distribuida desde el bobinado al estator.....	52
35.	Circuito equivalente de parámetros concentrados.....	53
36.	Circuito simplificado utilizando la excitación de modo común.....	53
37.	Circuito de capacitancia del bobinado al rotor del motor.....	55
38.	Simplificación del circuito capacitancia del bobinado al rotor del motor.....	56
39.	Simplificación del circuito capacitancia del bobinado al rotor del motor incluyendo al cojinete.....	57
40.	Aplicación del circuito de la excitación de modo común a circuito de capacitancia del bobinado al rotor incluyendo al cojinete.....	57
41.	Densidad de corriente vrs. vida del cojinete.....	59
42.	Escudo o jaula de Faraday.....	63
43.	Instalación del escudo de Faraday por medio de cinta de cobre.....	65
44.	Capa de aislante en el cojinete.....	67
45.	Traslado de la corriente de flecha a otros cojinetes.....	68

46.	Sistema de aterrizaje de la flecha.....	69
47.	Componentes de un sistema de aislamiento.....	76
48.	Representación del cable como línea de transmisión.....	77
49.	Forma de onda de un variador, voltaje de línea a línea.....	78
50.	Representación de la línea de transmisión con parámetros concentrados.....	78
51.	Variación de la impedancia con la potencia.....	83
52.	Tiempo de aumento del frente de onda del variador.....	85
53.	Variación de la vida del aislamiento contra la temperatura.....	87
54.	Vida del aislamiento vrs. longitud del cable y frecuencia de switcheo.....	89
55.	Voltaje distribuido a través del devanado.....	90
56.	Tipos de bobinados en los motores de inducción.....	91
57.	Voltaje entre espiras adyacentes.....	92
58.	Colocación de reactores trifásicos.....	97
59.	Reactores trifásicos a la salida del variador.....	97
60.	Atenuadores RC.....	98
61.	Filtro LC.....	99
62.	Localización de huecos o vacíos dentro del sistema de aislamiento.....	102
63.	Descarga parcial en la superficie del aislamiento.....	102
64.	Modelo del sistema de aislamiento para descargas parciales.....	103
65.	Modelo de descargas parciales dentro del sistema de aislamiento.....	104
66.	Intensidad de descargas parciales vrs. deterioro del aislamiento.....	106
67.	Modelo completo de descargas parciales en el sistema de aislamiento.....	107
68.	Pulsos de polaridad positiva y negativa.....	108

69.	Relación entre pulsos positivo y negativo y el aislamiento actuando como cátodo.....	110
70.	Variación del flujo de aire vrs. velocidad del motor.....	116
71.	Vida del aislamiento vrs. temperatura de operación del motor.....	121
72.	Variación de la resistencia con la temperatura.....	123

TABLAS

I.	Sobreniveles de voltaje.....	94
II.	Reducción de la velocidad del motor a plena carga.....	117
III.	Aumento de temperatura con un torque disminuido.....	118
IV.	Aumento de la temperatura.....	119
V.	Aumento de la temperatura con sobrecarga.....	120
VI.	Diferencias de temperatura con el punto más caliente.....	124
VII.	Determinación de la temperatura del punto mas caliente.....	125

GLOSARIO

Voltaje de modo Común	Voltaje producido por el variador de frecuencia, el cual tiene una magnitud igual al bus de continua y frecuencia igual a la de los dispositivos de interrupción.
Efecto corona	Es la ionización del aire alrededor de un conductor debido al campo eléctrico producido por el voltaje y corriente de este.
Bus de CD	Voltaje de corriente continua que se utiliza en el circuito inversor para producir los pulsos de voltaje para generar una modulación de ancho de pulso.
NEMA	Nacional <i>electrical manufacturers Association</i> (asociación nacional de fabricantes de equipos eléctricos).
Motor de jaula de ardilla	Motor cuyo circuito secundario es un devanado de jaula de ardilla situado en las ranuras en el núcleo de hierro.
dv/dt	En términos de cálculo significa la derivada del voltaje con respecto al tiempo o la razón de cambio instantáneo del voltaje con respecto al tiempo.
Resistencia dieléctrica	Medida de la capacidad de un material aislante a resistir estrés eléctrico.

Distancia crítica del cable	Es aquella en la cual la amplificación de voltaje no ocurre. Es la longitud a la cual la suma de la onda de voltaje incidente y reflejada es igual al valor de la onda incidente.
El tiempo de aumento del frente de onda	Producido por el variador (t_{fo}), se define como el tiempo que toma la salida de ir del 10% hasta el 90% del valor pico de la salida.
Excentricidad de los rotores	Se llama así a rotores de las máquinas de inducción no giran exactamente sobre su centro, dando lugar a que se produzca una variación en la permeancia del circuito magnético.

RESUMEN

El capítulo uno describe el funcionamiento de los variadores de frecuencia, explicando cada una de sus etapas y la evolución de la tecnología de los semiconductores en el desempeño de estos. También se explican las causas por las cuales son generados los voltajes de modo común.

Se presentan los conceptos básicos acerca de la estructura de los cojinetes y los mecanismos de voltaje inducidos en la flecha del motor. Además, se describen los tres tipos de capacitancias parásitas que se encuentran en el motor y como estas contribuyen a la producción de corriente a través de los rodamientos. (Véase capítulo dos)

En el capítulo tres, se analiza el modelo matemático del fenómeno de corrientes en los cojinetes, el cual está basado en la teoría de líneas de transmisión, para llegar a determinar la densidad de corriente en la cual se reduce la vida útil de los rodamientos. También se clasifican y exponen los métodos de mitigación utilizados comúnmente.

Se muestran los componentes que forman el sistema de aislamiento en los motores de inducción y se explica la variación de la impedancia del motor con respecto a la potencia y la distancia crítica del cable para que se produzca estrés eléctrico, se detallan los mecanismos de falla en el sistema de aislamiento dando a conocer los diferentes métodos de mitigación que existen. (Véase capítulo cuatro)

En el capítulo cinco, se definen los conceptos básicos de descargas parciales y como estos intensificados por la acción del variador de frecuencia degradan el

sistema de aislamiento de los motores de inducción. También se describe el deterioro que sufren los aislamientos provocado por la reducción de enfriamiento cuando los motores operan con velocidades menores a las de su diseño.

OBJETIVOS

General

Analizar las causas y los mecanismos de producción de corrientes en los rodamientos y la onda reflejada, que causan la falla prematura de los sistemas de aislamiento y cojinetes en los motores de inducción alimentados por variadores de frecuencia.

Específicos

1. Analizar los principios básicos de operación de los variadores de frecuencia.
2. Estudiar los sistemas de aislamiento usados en la actualidad en los motores de inducción.
3. Analizar los mecanismos de producción de los voltajes de modo común.
4. Determinar las características eléctricas de los lubricantes y su relación en los valores de capacitancia en los cojinetes.
5. Exponer un modelo matemático para determinar los valores de corriente en los rodamientos.
6. Dar a conocer los métodos de mitigación para estos fenómenos.

INTRODUCCIÓN

Los modernos sistemas que proveen el control en motores han tenido grandes avances en su funcionamiento. La gran velocidad de operación de los nuevos dispositivos semiconductores de potencia ha incrementado el desempeño de los sistemas de frecuencia variable, pero esto con algunas desventajas, una de ellas es el voltaje inducido que se produce en la flecha del motor, dando como resultado, corrientes en los rodamientos en el motor que producen un rápido deterioro mecánico de estos acortando su vida útil drásticamente.

Otra de las desventajas del uso de los variadores de frecuencia son los picos de voltaje debidos al fenómeno de la onda reflejada, el cual se presenta cuando la impedancia característica del cable que alimenta al motor es diferente a la impedancia del motor, ocurriendo así una reflexión de voltaje. Estos picos de voltaje se pueden medir en las terminales del motor y pueden causar condiciones destructivas en el sistema de aislamiento del motor lo que conlleva una falla prematura. Además de estas desventajas, también se observan otras tales como el sobrecalentamiento de los motores cuando funcionan a baja velocidad y el fenómeno de descargas parciales en el sistema de aislamiento

En el presente trabajo se analizarán los fenómenos de ondas reflejadas corrientes en cojinetes, descargas parciales y sobrecalentamiento del motor como causantes de fallas eléctricas y mecánicas. Se identificarán las condiciones y parámetros eléctricos que provocan que estos problemas se produzcan, y se establecerán formas de modelación que ayuden a la comprensión de estos. Finalmente, se darán a conocer los distintos métodos que existen para la mitigación de estos fenómenos.

1. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LOS VARIADORES DE FRECUENCIA

1.1 Control de velocidad de los motores de inducción

Los motores asíncronos o también llamados de inducción, son máquinas construidas para funcionar a una velocidad constante. Sin embargo, en muchas de las aplicaciones de la industria, hogar, etc., se necesitan de varias velocidades, o en algunas ocasiones de un rango de velocidades ajustables. La velocidad de un motor de inducción es controlada por el número de polos, la frecuencia de alimentación a la red en que esté conectado, el voltaje de línea y en algunos casos especiales por medio de la resistencia del rotor. De estas opciones las más utilizadas son, el cambio de número de polos y el control de la frecuencia por medio de dispositivos electrónicos de potencia.

La ecuación de la velocidad sincrónica de un motor de inducción es:

$$n = \frac{120f}{P} - S$$

En donde:

n = velocidad del motor en revoluciones por minuto

f = frecuencia de alimentación del motor en Hertz

p = número de polos en el estator

s = deslizamiento del motor en revoluciones por minuto.

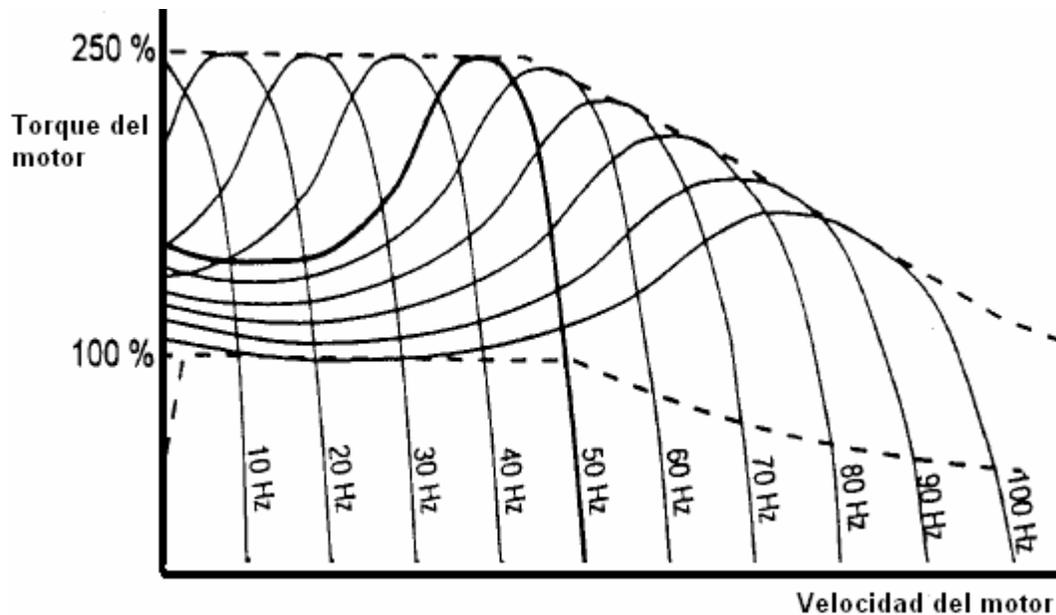
En la ecuación se puede observar cuáles son las variables de las que depende la velocidad del motor.

El cambio de número de polos se puede hacer de dos maneras, la primera es que un motor contenga dos o más bobinados independientes, los cuales proveen cada uno de una velocidad de operación. La segunda forma es que el devanado del motor mediante conexiones se puedan cambiar los polos en relación 2:1, de esta forma se puede seleccionar una de dos velocidades sincrónicas. Nótese que la velocidad en ambos casos no es continuamente variable. Por ejemplo, un motor de 2 y 4 polos conectado a voltaje nominal y frecuencia de 60 Hz tiene dos velocidades sincrónicas 3600 y 1800 RPM.

Cambio en el valor del deslizamiento: esto se puede realizar por medio del ajuste del valor de voltaje, que se aplica al motor. Este cambio de voltaje causa que en la gráfica de torque vrs. velocidad se vuelva menos abrupta, causando así más deslizamiento a medida que la carga del motor aumenta. La reducción del torque es proporcional al cuadrado de la reducción de la velocidad. Para trabajar con este método se requiere una carga que aumente con el tiempo. Cualquier variación en el torque de la carga causará una variación en la velocidad del motor.

En la actualidad el control por medio de la frecuencia es el método más utilizado. Este se efectúa por medio de los variadores de frecuencia. Esto genera un gran número de curvas torque vrs. velocidad, cada una con una velocidad de sincronismo correspondiente a la frecuencia suministrada al motor en cualquier instante. Véase en la figura 1.

Figura 1. Curvas de velocidad torque en el motor de inducción.



Este método provee de algunas ventajas entre las que se pueden mencionar:

- Se mantiene una alta eficiencia a través del rango de velocidades
- Se dispone de control variable de velocidad continuo. Este puede ser controlado electrónicamente, mediante, por ejemplo, una señal de control de 0-10 V o 4-20 mA. Esto convierte al controlador de motor de frecuencia variable ideal para automatización de proceso.
- El torque del motor disponible es mantenido, aún a bajas velocidades. Así, es adecuado para el uso con cargas de cualquier característica de torque.
- Se pueden lograr velocidades mayores que la velocidad nominal, aunque con el costo de una reducción del torque total disponible.

1.2 Dispositivos electrónicos de conmutación

Los dispositivos electrónicos de conmutación utilizados en los inversores han sido: rectificadores controlados de silicio (SCRs) transistores bipolares, transistores bipolares de compuerta aislada (IGBTs).

1.2.1 Interruptor controlado por compuerta GTO: *gate turn-off switch*

Es un dispositivo que tiene sólo tres terminales externas y entre sus características están que puede conducir o cortarse aplicando el pulso apropiado en la compuerta cátodo (sin la compuerta ánodo y los circuitos asociados que requiere el interruptor controlado de silicio) una consecuencia de esta capacidad de apagado es un aumento en la magnitud de la corriente de compuerta que se requiera para el disparo. La corriente de apagado de un GTO es ligeramente mayor que la corriente de disparo requerida. Los valores nominales de corriente rms y disipación máximos de los GTO fabricados en la actualidad, están limitados a cerca de 3 A y 20 W, respectivamente, los GTO tienen una característica de conmutación que se asemeja a la de los SCR que oscila en el rango de $1\mu\text{s}$ y el tiempo de apagado es aproximadamente de la misma duración. Por el tiempo de encendido y apagado del GTO un inversor fabricado con este dispositivo generaría una pobre salida senoidal causando así, la baja eficiencia del motor.

1.2.2 Rectificador controlado de silicio (SCR)

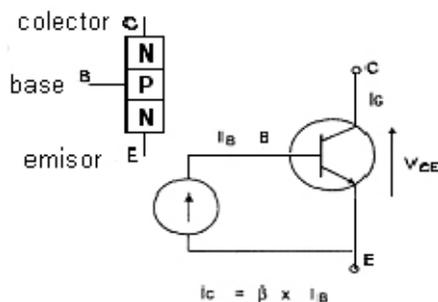
Es un dispositivo de cuatro estratos PNP, el uso de SCR como conmutadores del inversor fue común en los años 70. Sin embargo su uso es más raro estos días, la fabricación de variadores compuestos de SCR de

calidad, es muy costoso y no se fabrican más en la actualidad. Un SCR es normalmente cortado (conmutado) forzando la corriente del ánodo a cero, mediante la aplicación de tensión inversa por un mínimo período de tiempo. Esto le permite al SCR retornar a su estado de bloqueo en directa. Para lograr esta conmutación cortada son requeridos componentes externos. Estos son típicamente inductores, capacitores y semiconductores auxiliares, son caros y voluminosos. La frecuencia de conmutación máxima de un circuito inversor de SCR es alrededor de 750 Hz, por las altas pérdidas de conmutación. A frecuencias de conmutación más altas la eficiencia del inversor se reduce marcadamente. Esto significa que la calidad de la salida senoidal es pobre, causando así el calentamiento del motor.

1.2.3 Transistor bipolar de juntura (BJT)

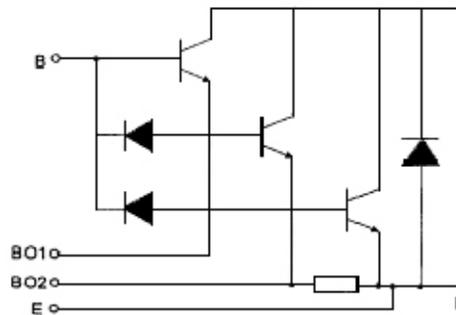
Dispositivo de tres estratos NPN (o PNP). Refiérase a la Figura 2.

Figura 2. Operación del transistor bipolar.



Si es suministrada una corriente de base I_B entre la base y el emisor (B y E), fluirá una corriente de colector I_C . La relación I_C/I_B es llamada ganancia de corriente, β . Para transistores de alta corriente esta ganancia puede ser 10 o menos. La ganancia puede ser incrementada si la corriente de base es suministrada por otro transistor usando una conexión Darlington. Refiérase a la Figura 3.

Figura 3. Transistor Darlington de tres etapas.



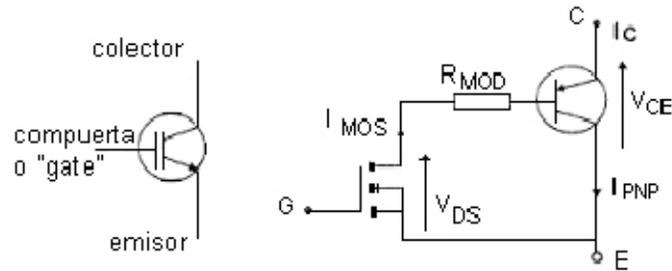
Para el diagrama de circuito de un típico transistor Darlington de tres etapas “Fuji” usado en la etapa inversora de un Controlador de Velocidad de Motor de CA. La ganancia total es aproximadamente el producto de las ganancias individuales de cada etapa.

En práctica el transistor de potencia es operado como un contacto. En el caso de un transistor bipolar, para energizar el contacto es suministrada una corriente de base suficiente para mantener V_{CE} baja – 3 V típicamente. Esto es llamado saturación. Cuando el contacto es cortado, debe ser rápidamente para reducir pérdidas de desenergización. Una rápida desenergización se logra invirtiendo rápidamente la corriente de la base. Esto permite que las cargas almacenadas en la base sean removidas, permitiendo así una rápida inversión al estado de bloqueo.

1.2.4 El transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT)

Es el último dispositivo disponible. Este es un dispositivo controlado por tensión, donde la conmutación es lograda controlando con una tensión el terminal *gate*. La etapa de manejo de la corriente principal es un transistor bipolar. El efecto puede ser modelado considerando un transistor MOSFET controlando un transistor PNP, como muestra la Figura 4.

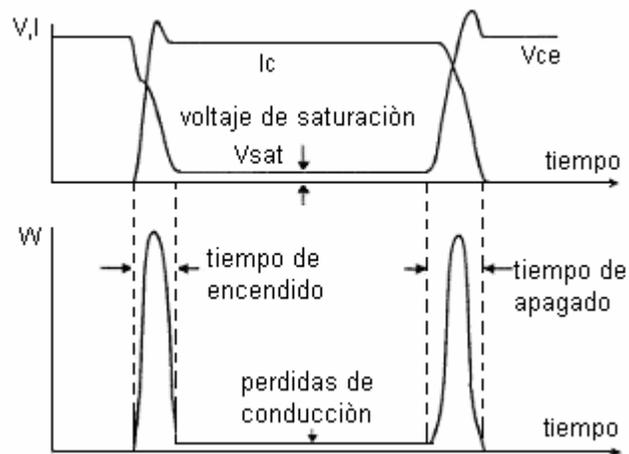
Figura 4. Circuito equivalente del IGBT.



El IGBT es saturado llevando el *gate* a una tensión positiva (+15V). Es rápidamente cortado llevando el *gate* a una tensión negativa (-5V). El IGBT tiene algunas ventajas de desempeño sobre un bipolar Darlington, como son una menor tensión de saturación, velocidades de conmutación más altas, más alta capacidad de sobrecarga, y menores requerimientos de potencia del circuito controlador.

La pérdida total en un transistor de conmutación es la suma de las pérdidas de energización, conducción y desenergización. Refiérase a la Figura 5.

Figura 5. Tensión, corriente, pérdidas de energía del colector del transistor de conmutación



Las pérdidas de conducción pueden ser reducidas polarizando el transistor de forma de reducir VCE. Sin embargo esto causa un incremento en el tiempo de desenergización, aumentando así las pérdidas de desenergización. Cuanto más alta la frecuencia de operación, más altas las pérdidas de conmutación (energización, desenergización). Una frecuencia de operación máxima típica es 4 kHz.

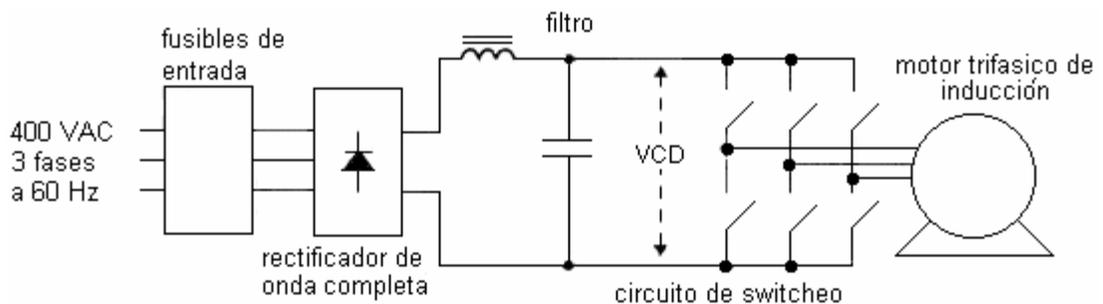
Se puede obtener control de la velocidad para motores de inducción mediante control de la frecuencia y voltaje. El empleo de dispositivos electrónicos de estado sólido para implementar estas técnicas en los sistemas de impulsión de motores de CA ha conducido al mayor uso de las máquinas de inducción en casos donde se necesita controlar la velocidad. Hasta hace algunos años los motores de corriente directa dominaban el campo de control con velocidad ajustable. Los variadores de frecuencia ajustan la velocidad de la flecha del motor a la velocidad seleccionada por un operador o por un dispositivo automático de selección de velocidad. Estos dispositivos automáticos pueden ser señales de referencia generadas por otros dispositivos, controladores de procesos, controladores programables etc.

Además de cambiar la velocidad de una máquina, los variadores de frecuencia son también usados para mantener la velocidad de una máquina sin importar la carga, con pequeñas tolerancias aproximadamente de 0.1%, esto es más exacto comparado con la regulación convencional de los motores de AC, la cual puede variar hasta 3% cuando los motores operan sin carga hasta plena carga.

1.3 Diagrama en bloques del variador de frecuencia

En la Figura 6: se muestra un diagrama en bloques simplificado de un variador de frecuencia. Una red de trifásica alimenta la entrada. Aquí es rectificadas a corriente continua y filtrada por un filtro L-C. Este “Bus de corriente continua” alimenta un puente inversor de tres fases, donde es convertida nuevamente a una forma de onda de CA de tres fases, pero a la tensión y frecuencia necesarias para funcionar el motor a la velocidad deseada.

Figura 6. Diagrama de bloques del variador de frecuencia

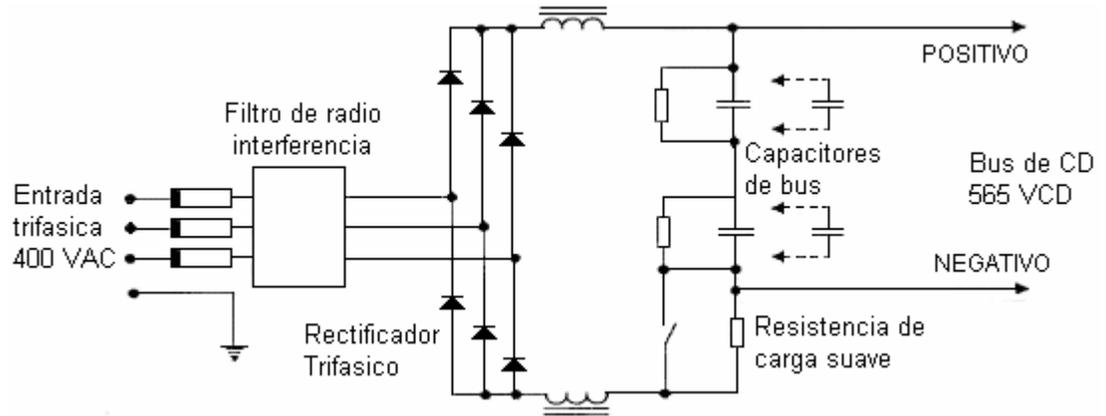


1.3.1 Circuito de rectificado y filtrado

La Figura 7: muestra un circuito de rectificado y filtrado típico de un variador de frecuencia. Hay detalles que difieren de acuerdo al tipo de variador, pero los principios son operación de los variadores son los mismos.

Una red de tres fases es rectificadas por un puente rectificador de 6 diodos estándar, y es filtrada por un inductor en cada salida del rectificador, y por un banco de capacitores electrolíticos es decir un circuito LC, el cual produce una onda de corriente continua filtrada como su nombre lo indica.

Figura 7. Circuito de rectificación y filtrado de un variador de frecuencia



Del circuito de rectificación y filtrado se puede notar: en algunos variadores de frecuencia hay instalados filtros de interferencia de radio frecuencia en ambos extremos de la red. Esto es para suprimir cualquier Interferencia de radio frecuencia generada por el circuito del inversor, y prevenir de conducirlo de vuelta a la línea.

En otros tipos de variadores, el filtro de CC está dividido en dos, como está ilustrado, con uno en el extremo positivo, y otro en el extremo negativo. Esto también ayuda a suprimir la interferencia de radio frecuencia.

Los capacitores de filtro están siempre en grupos de dos en serie. Esto es porque la tensión en el bus de corriente continua es aproximadamente 565 Vcc, donde la tensión nominal de los capacitores en el mercado es típicamente 400 Vcc. Los resistores están localizados sobre los capacitores para asegurar el compartimiento de tensión, y para proveer un camino de descarga en el apagado.

Es incorporado un circuito de “carga suave”. Esto asegura que cuando se enciende por primera vez, los capacitores se carguen mediante una resistencia de carga suave. Durante la carga, un contactor se cierra, cortocircuitando así el resistor. Esta técnica evita volar fusibles debido a la irrupción de corriente en el encendido.

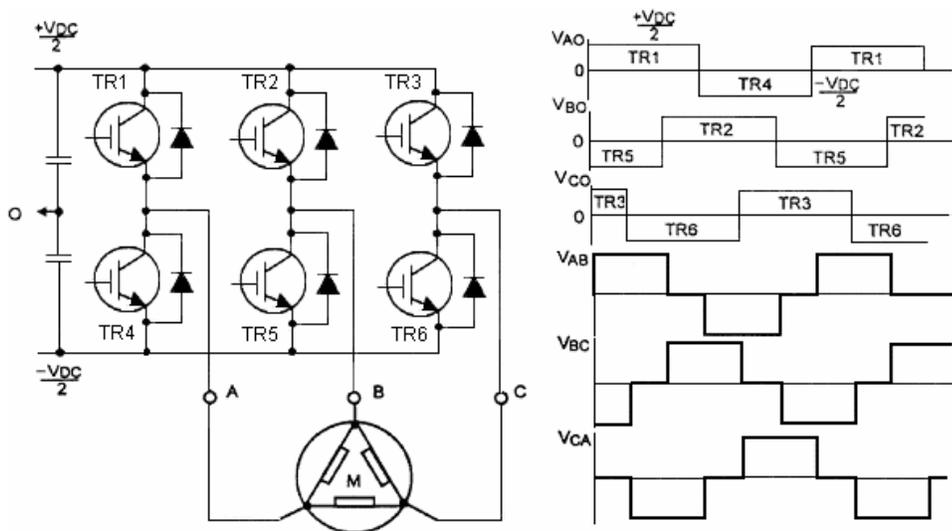
Los fusibles de entrada son seleccionados de manera de proveer protección al rectificador de entrada. De esta manera, es importante que no sean reemplazados por fusibles de valores más altos.

Algunos variadores de modelos recientes usan un filtro en cada una de las tres líneas de CA para realizar el filtrado de corriente continua y la supresión de interferencia de radio frecuencia. Estas máquinas también emplean un rectificador semi-controlado (3 SCRs y 3 diodos). Los tres SCR's son de fase controlada al encendido para limitar las corrientes de irrupción. Esto reemplaza al resistor y al contactor de carga suave.

1.3.2 Circuito inversor

En la Figura 8 se muestran seis contactos electrónicos emplazados en configuración de puente de tres fases.

Figura 8. Conmutaciones electrónicas y formas de onda del inversor



Estos contactos son dispositivos electrónicos de alta potencia. Ellos originalmente fueron SCR's de alta velocidad con componentes de conmutación. Estos fueron reemplazados por transistores bipolares Darlington. Los últimos dispositivos que se utilizan son los transistores bipolares de compuerta aislada (IGBTs). La conmutación de los transistores está arreglada de manera tal que cuando el transistor superior de cada rama (o fase) es saturado, el inferior no lo está, y viceversa. Entonces, si se observa el punto central de cada fase, conmuta periódicamente entre los polos positivo y negativo del bus de corriente continua.

Si cada una de las tres fases son conmutadas de esta manera, pero con la conmutación de cada fase retrasado 120 grados eléctricos de la fase previa, las tres formas de onda de los puntos centrales (V_{AC} , V_{BO} , V_{CO}) son como las mostradas en la Figura 6. Si se mide la diferencia de tensión entre dos fases cualquiera, (V_{ab} en la figura), el resultado es una onda de seis pasos o casi-cuadrada. V_{bc} y V_{ca} son las mismas excepto que están desplazadas las fases 120 grados una de otra. Así, las salidas del puente inversor de tres fases es una forma de onda de tres fases.

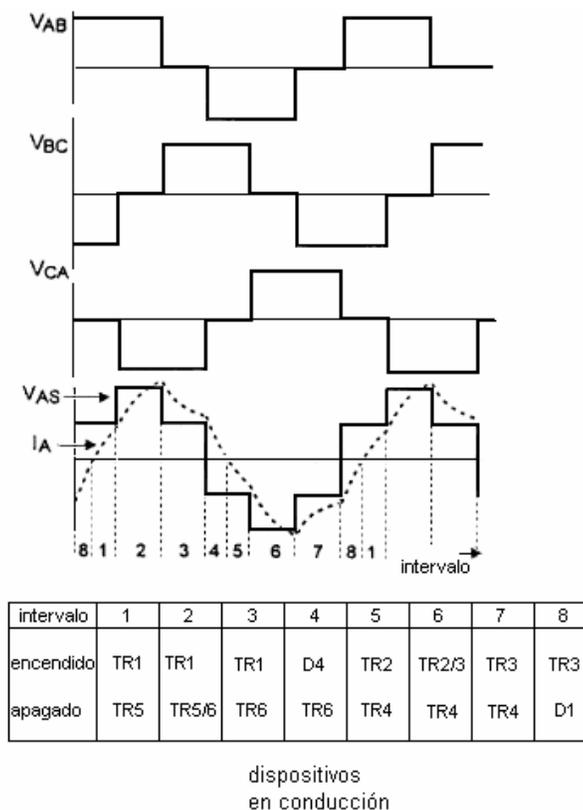
Se debe considerar la corriente del motor cuando estas formas de onda de tensión son aplicadas al motor. Se refiere la Figura 7. Para facilitar el análisis, el motor es cableado en configuración estrella. V_{AS} representa la tensión entre el terminal A y el punto estrella del motor. V_{BS} , V_{CS} serán similares pero están desplazadas en fase 120 grados una de otra.

i_a representa la corriente fluyendo en la fase A del motor. Note que la inductancia del motor suaviza esta forma de onda de manera tal que la corriente del motor es aproximadamente sinusoidal. En la forma de onda de la corriente, se dan referencias para indicar los dispositivos del puente inversor en conducción durante tal intervalo de tiempo. Note que en los intervalos donde la tensión de fase se revierte pero antes que la corriente caiga a cero, la corriente circula a través de un transistor y un diodo de rueda libre en otra rama del puente inversor. Esto ilustra el propósito del diodo de rueda libre en proveer un camino de circulación para la corriente de caída del bobinado y evitar el daño de los transistores debido a fuerza contraelectromotriz.

1.3.3 Modulación de la forma de onda

La Figura 9 muestra la simple generación de una forma de onda. Cada contacto es conmutado a la frecuencia de salida requerida. Note que la forma de onda de la corriente se desvía de ser una onda senoidal, esto es, tiene un alto contenido armónico. Esta distorsión armónica no es deseable porque puede causar calentamiento excesivo en los bobinados del motor, y las pulsaciones de flujo acompañantes en el motor pueden causar ruido magnético en las laminaciones y bobinados.

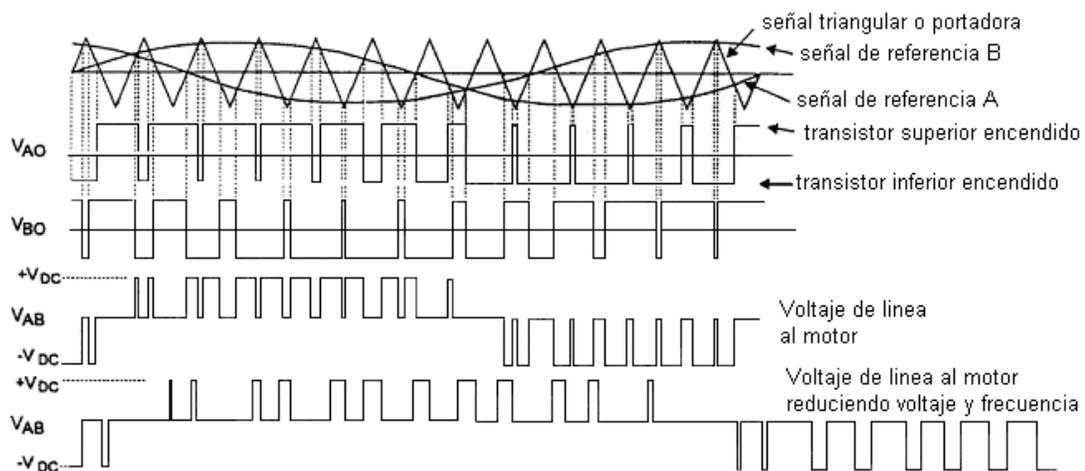
Figura 9. Tensiones y corriente de línea y fase para un inversor de onda casi- cuadrada.



En práctica, la forma de onda es un ancho de pulso modulado con “altibajos”. Estos altibajos son de tamaño variable. El propósito es doble: hacer las corrientes de salida del inversor más cercanas a parecer una onda senoidal, y permitir el ajuste de la tensión de salida eficaz (RMS).

Un método de modulación usado a menudo es “modulación sinusoidal”.
Figura 10.

Figura 10. Modulación sinusoidal.

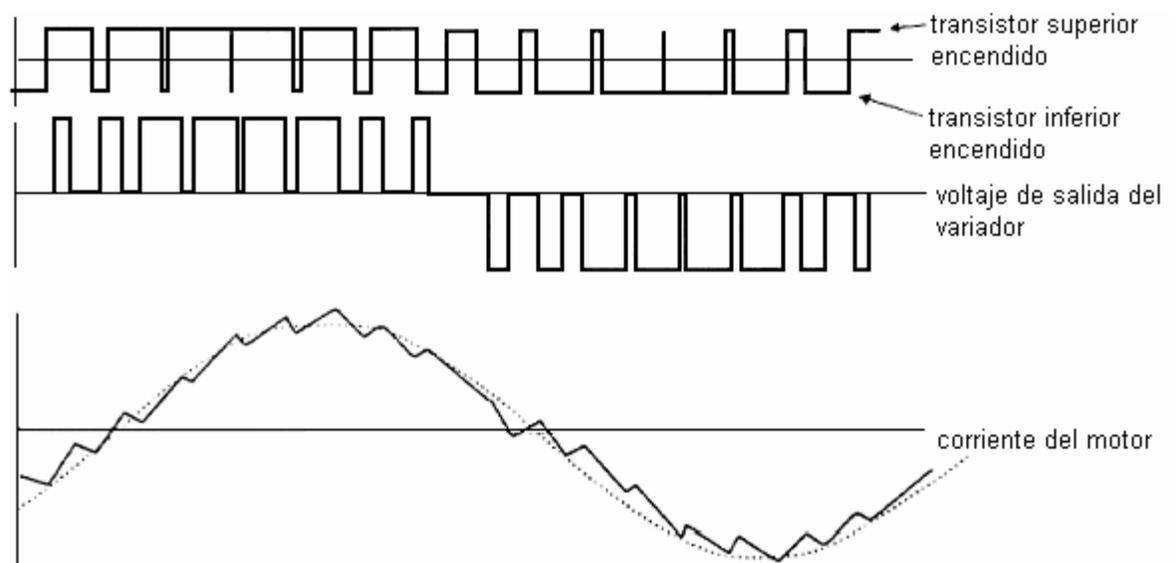


Una forma de onda triangular es comparada con una forma de onda senoidal. Cuando la onda senoidal excede la onda triangular, el contacto superior de la fase del inversor es energizado. Cuando la onda triangular excede la onda senoidal, el contacto inferior es energizado. La forma de onda de la corriente resultante en el motor es cercanamente una sinusoidal con muy poca distorsión.

Un análisis armónico de la forma de onda de la corriente del motor muestra un componente fundamental a la misma frecuencia que la señal de referencia

senoidal. Existe también un componente armónico en la frecuencia de portadora. Una forma de onda típica de corriente es mostrada en la Figura 11.

Figura 11. Forma de onda de la corriente del motor como resultado de la modulación sinusoidal



Cuanto más alta la frecuencia de portadora, más baja la magnitud de esta componente armónica, y menor el calentamiento y el ruido magnético del motor. Para una modulación exitosa, la frecuencia de portadora debería ser al menos 20 veces la frecuencia de salida, y un múltiplo de tres veces la frecuencia de salida para asegurar la simetría de tres fases. La frecuencia de modulación máxima está limitada por las pérdidas de conmutación de los dispositivos de conmutación.

El ancho y número de altibajos son ajustados electrónicamente para reducir la tensión de salida del inversor con frecuencia reducida. Esto también es

mostrado en la Figura 8. La forma de onda es derivada reduciendo la magnitud y frecuencia de las señales senoidales de referencia.

En resumen la forma de operación de los variadores de frecuencia es la siguiente. Los convertidores de frecuencia deben alimentar los devanados del motor con tensiones alternas de amplitud y frecuencia variable. Para ello, estos convertidores tienen una primera etapa que rectifica la tensión alterna de la red y carga un gran condensador electrolítico formando lo que se conoce como el bus de tensión continua. Este condensador pasa ahora a jugar el papel de generador o fuente de energía eléctrica en forma de tensión continua. A continuación, la etapa inversora formada por tres ramas de interruptores IGBT en serie genera la tensión alterna de amplitud y frecuencia variable. Para crear esta tensión alterna, los interruptores conmutan aplicando alternativamente a la fase de salida el nivel de tensión del bus de continua en un sentido o en sentido contrario. La tensión alterna de salida se sintetiza mediante una técnica conocida como modulación vectorial espacial de ancho de pulso. La componente fundamental de la onda de salida es de la frecuencia y amplitud deseada, junto con una elevada componente armónica de la frecuencia de conmutación. Para que la corriente que circule por el motor sea lo más senoidal posible, la conmutación de los interruptores se hace a alta frecuencia, de 2 a 20 kHz, de forma que la propia inductancia del motor atenúa las componentes armónicas de las corrientes, y de esta forma, la corriente que circula por el motor es senoidal con un pequeño rizado de alta frecuencia, generando un par motor constante y sin vibraciones, al igual que cuando es alimentado directamente por el sistema trifásico senoidal de la red eléctrica.

1.4 Generación de voltajes de modo común causados por sistemas de velocidad ajustable

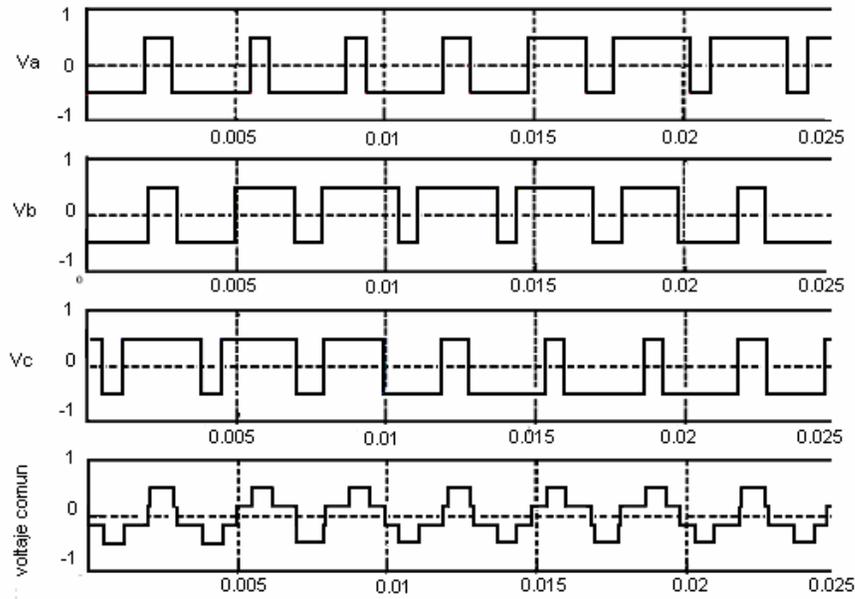
Un sistema trifásico de tensiones senoidales es normalmente simétrico y equilibrado, de forma que la suma instantánea de las tensiones de sus fases es siempre igual a cero y, por lo tanto, su punto neutro está siempre a cero voltios respecto a la conexión de toma de tierra de seguridad de la instalación eléctrica donde está conectado. No ocurre lo mismo cuando este motor está alimentado a partir de un convertidor de frecuencia. Las tensiones a la salida del convertidor no son senoidales, sino que conmutan a alta frecuencia entre dos niveles de tensión continua y, por lo tanto, en valor instantáneo, la suma de las tensiones de las tres fases no puede ser nunca cero y, por consiguiente, en el neutro aparece una tensión, respecto a tierra de seguridad, de la misma frecuencia de los interruptores y de magnitud igual al bus de corriente continua. Esta tensión de neutro común a las tres fases se conoce como tensión de modo común y también como componente homopolar. Su frecuencia es la misma que la de conmutación de los interruptores y su amplitud es elevada y del orden de la tensión del condensador del bus de continua. El voltaje de modo común se puede determinar a partir de la siguiente fórmula:

$$VMC = \frac{(V_{ao} + V_{bo} + V_{co})}{3}$$

Donde VMC = voltaje de modo común

En la Figura 12 se puede apreciar, la generación de voltajes de modo común y como la suma de los 3 vectores no es igual a cero.

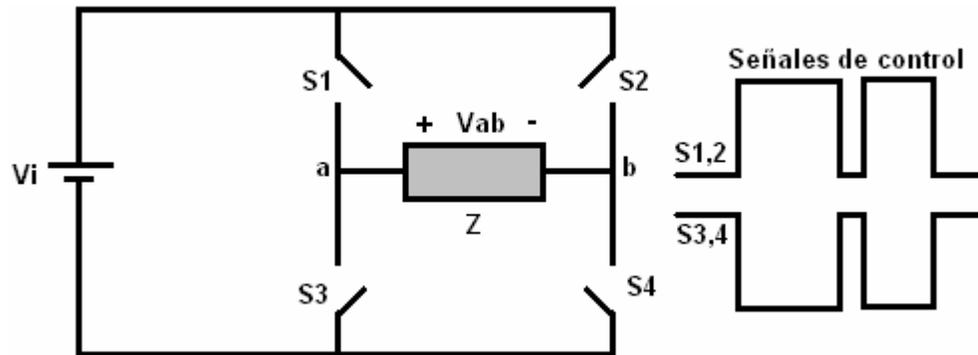
Figura 12. Generación de voltajes de modo común.



Otra forma de comprender como se forman los voltajes de modo común es con una analogía del bloque del circuito inversor. Para ello se usara un puente simple que convierte la corriente continua en alterna. El diseño de los variadores de frecuencia típicos esta basado en el modo de operación diferencial.

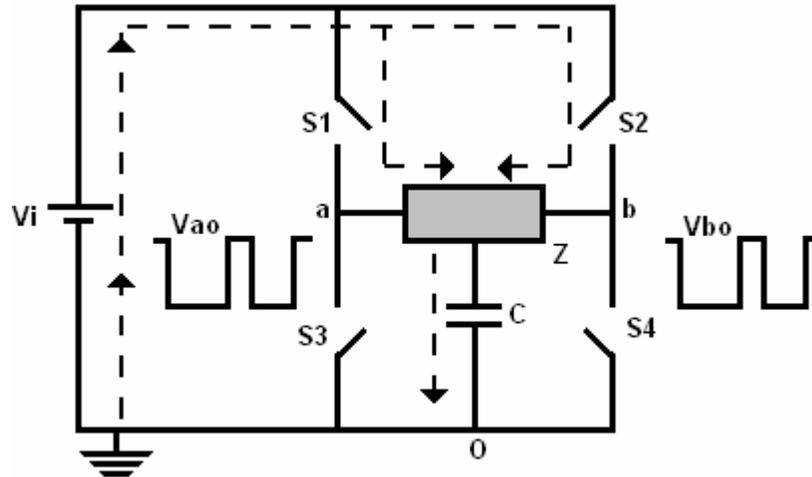
En circuito de la figura 13 si las señales que controlan los interruptores S1 y S2 hacen que estos permanezcan en la misma posición, y las señales de los que controlan los interruptores S3 y S4 sean inversas, no se generará una salida de voltaje entre las terminales A y B.

Figura 13. Modo diferencial del variador de frecuencia.



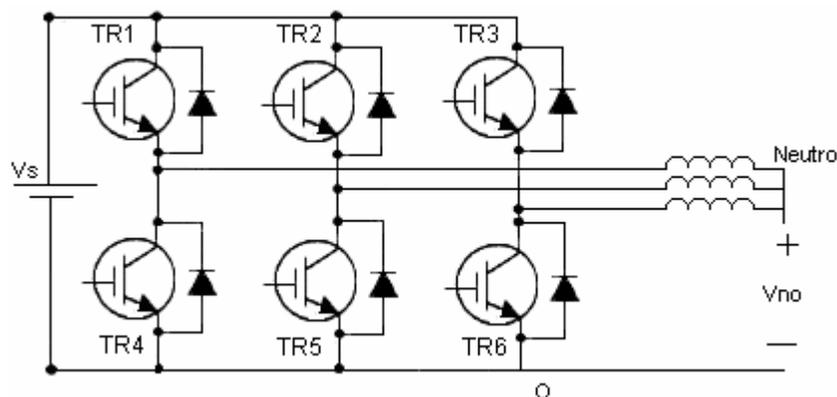
Este inversor figura 14 podría considerarse como inservible en términos de conversión de energía. Incluso en este caso en que la conversión de potencia es cero, existe sin embargo, una diferencia de potencial de las terminales A,B con relación al punto de referencia del circuito, esto evidencia que el convertidor esta generando pulsos entre los puntos A y B. Y si además en este circuito se asume que existe una capacitancia parásita entre el punto medio de la impedancia de carga y el punto de referencia, una corriente fluirá entre la carga y el capacitor como lo indican las flechas en el circuito. El voltaje entre las terminales A y B relativo al punto de referencia es lo que normalmente se conoce con el nombre de voltaje de modo común. La corriente que fluye a través del capacitor es llamada corriente de modo común.

Figura 14. Voltaje y corriente de modo común.



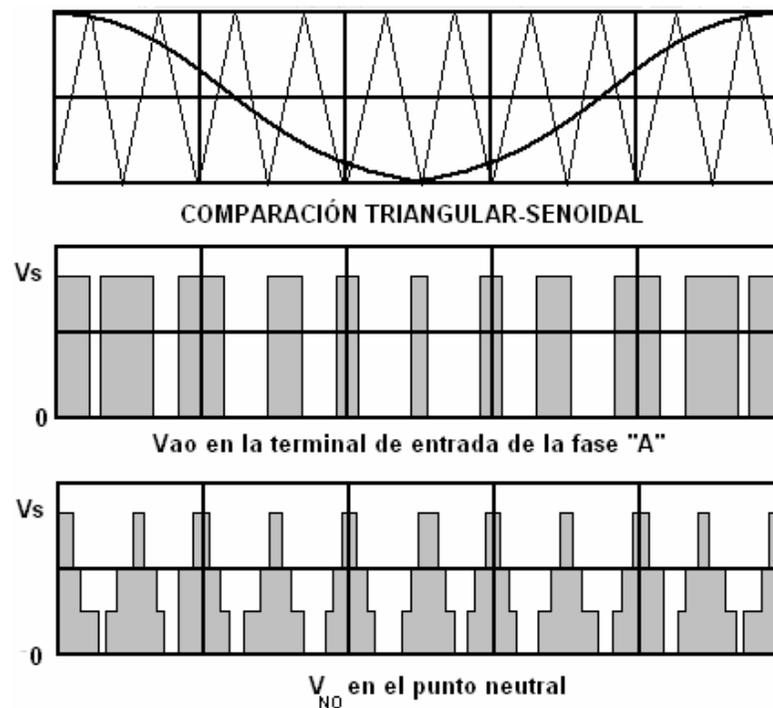
El resultado del voltaje de modo común puede ser definido como un voltaje relativo al punto común de referencia, usualmente el negativo del circuito. Las corrientes de modo común son el resultado de los voltajes de modo común. En un caso real el aterrizamiento del circuito de corriente continua como es ilustrado en la figura 15 no se permite. Sin embargo, es un punto conveniente para medir los voltajes de modo común.

Figura 15. Medición de los voltajes de modo común.



En la figura 16 se puede apreciar una gráfica de voltaje de modo común en el bobinado trifásico de un motor de inducción para una modulación de ancho de pulso.

Figura 16. Voltaje de modo común en el motor.



La gráfica evidencia que los voltajes de modo común de alta frecuencia existen en todos los puntos a través de los devanados del motor.

En el capítulo dos se estudia como estos voltajes de modo común contribuyen a la reducción de la vida útil de los cojinetes en el motor de inducción.

2. MECANISMOS DE VOLTAJES INDUCIDOS EN LA FLECHA DEL MOTOR Y PRODUCCIÓN DE CORRIENTES EN COJINETES

Los avances en metalurgia para cojinetes y tecnología de lubricación, añadido a esto métodos de producción innovadores empleados en la fabricación han elevado el desempeño del motor de inducción significativamente y virtualmente ha eliminado las incidencias de fallas en los cojinetes.

Para motores directamente alimentados por sistemas eléctricos, los requerimientos para desempeño, características de arranque, clasificaciones térmicas, protección mecánica, seguridad, niveles de aislamiento basado en pruebas eléctricas, etc., están establecidas internacionalmente en la serie de normas IEC 60034. Sin embargo, los aspectos de los cojinetes en los motores y la vida útil de estos solo están cubiertas por el British Standard, BS 5512: 1991.

Para máquinas alimentadas por variadores las normas que establecen los requerimientos de desempeño están: IEC 60034-17, NEMA MG1-1998, Partes 30 y 31 y "NEMA Guía de aplicación para sistemas de velocidad variable en corriente alterna" esta generalmente pone los requisitos básicos y proporciona una guía de aplicación para el uso los variadores de frecuencia.

La tecnología utilizada para la fabricación de cojinetes en conjunto con el uso de modernas grasas, han sido desarrolladas para dar una larga expectativa de vida reduciendo la incidencia de falla.

La expectativa de vida de los cojinetes para aplicaciones industriales dado por los fabricantes es aproximadamente de 40,000 a 60,000 horas, esto

dependiendo de la velocidad y la aplicación. Sin embargo factores externos, tales como sobrecargas, sobre velocidad, un mal programa de mantenimiento, anomalías en la fuente de voltaje, pueden reducir significativamente la vida útil de los estos.

Las fallas en los cojinetes de los motores eléctricos son atribuidas tradicionalmente a fallas mecánicas, fallas térmicas, velocidad de rotación anormal y corrientes en los cojinetes. Las fallas mecánicas son producidas por la excesiva vibración, esto ocurre cuando alguna de las piezas del motor sometidas a rotación está desbalanceada (Rotor, ventilador de enfriamiento, jaula de ardilla, flecha del motor o polea). Mientras que las fallas térmicas son el resultado de las sobrecargas a las cuales están sometidos los motores, estas incrementan la temperatura del cojinete y degradan el lubricante, llevando a este a una falla prematura.

Recientemente se han incrementado las fallas en los cojinetes debido a corrientes que circulan a través de ellos. Las dos causas principales que llevan a la generación de voltajes inducidos y corrientes en los rodamientos son:

- Asimetrías en el campo magnético dentro del motor y
- Efectos de la fuente de voltaje.

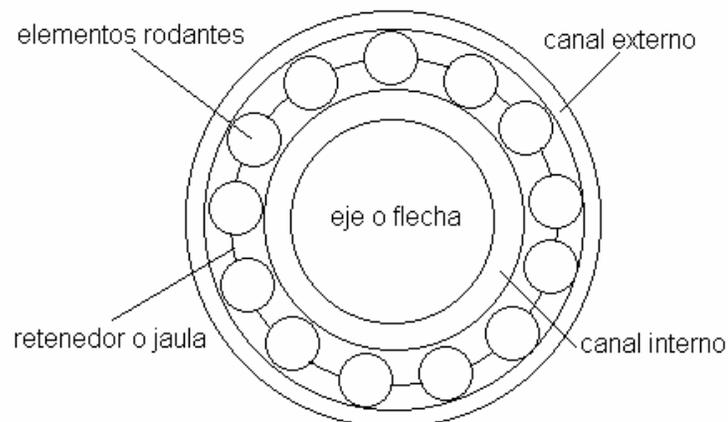
2.1 Estructura de los cojinetes

Los cojinetes se fabrican en dos formas básicas, un tipo es el llamado balero, el cual está conformado por bolas de acero y el segundo tipo es el de rodillos, cada tipo comprende una serie de diseños diversos que dependen de la velocidad de operación, temperatura de funcionamiento y la clase de cargas a las que serán sometidos. Existen otros tipos de cojinetes como ejemplo se puede mencionar al cojinete de deslizamiento o también llamado chumacera,

estos tienen muchas aplicaciones, pero en general este tipo de rodamiento no se utiliza dentro de los motores de inducción.

Los rodamientos de bolas son los más comunes y se encuentran en casi cualquier tipo de motor. Estos proveen de una fricción muy pequeña, pueden funcionar a grandes velocidades, son versátiles en un amplio rango de temperaturas y la ventaja de estos es que son muy fáciles de conseguir a la hora de sustituirlos. En la figura 17 se puede observar los elementos básicos de los cojinetes.

Figura 17. Componentes del cojinete.



El arreglo común que se encuentra en los cojinetes está compuesto por:

- los elementos rodantes, como ya se mencionó estos pueden ser bolas o rodillos,
- el retenedor o jaula el cual tiene la función de mantener a los elementos rodantes en la misma posición.

- La pista o canal externo y la pista o canal interno, los cuales proveen superficies lisas en las cuales pueden rodar las bolas.
- El lubricante el cual reduce la fricción entre las partes fijas y móviles y ayuda a disipar el calor generado dentro del cojinete.
- En algunos cojinetes existe un sello, el cual tiene por objetivo mantener el lubricante libre de contaminantes, este sello puede ser de metal o de hule.

La selección de los cojinetes para uso en motores de inducción depende de la aplicación, si la transmisión del torque es a través de acople directo o indirecto, el tipo de carga externa, el tipo de montaje y el ambiente en el cual se va a utilizar.

Los lubricantes en los cojinetes son de gran importancia y se utilizan principalmente para reducir la fricción entre los elementos sometidos a movimiento, para ayudar a disipar el calor generado dentro de los cojinetes, para proteger las superficies altamente pulidas de los cojinetes de contaminantes, tales como polvo y humedad.

Las grasas son muy usadas en motores de voltajes pequeños, es usual el uso de ellas, en donde las temperaturas no sean excesivas y donde por el tipo de cojinete, no es posible el uso de aceite. El aceite generalmente considerado con mayor efectividad y es preferido para operar cuando la temperatura y la velocidad son grandes.

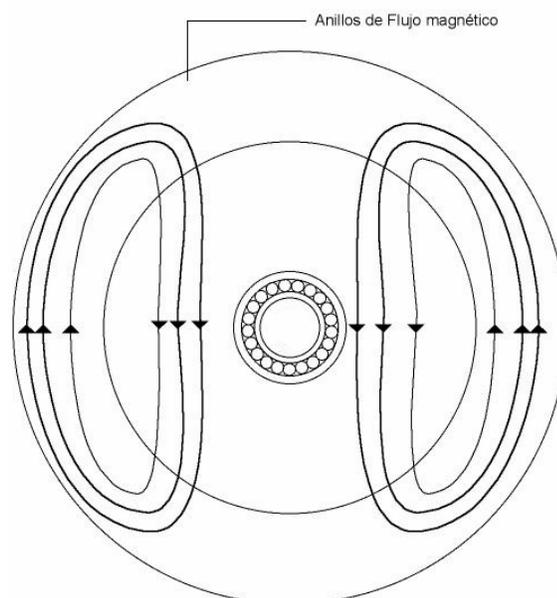
Existen grasas de uso general que pueden satisfacer los requerimientos de la mayor parte de aplicaciones, pero existen casos especiales que pueden requerir una grasa con mayor grado de penetración o mayor resistencia a la temperatura.

Se tienen siete grados de grasas, clasificadas conforme a su penetración para uso en rodamientos. Los grados van desde el 0 al 6.

2.2 Voltajes inducidos en la flecha del motor debidos a asimetrías en el campo magnético del motor de inducción

En la figura 18 se muestra la sección transversal de un motor de inducción jaula de ardilla. En la misma se puede apreciar las líneas equipotenciales de flujo magnético producido por una fuente trifásica balanceada y simétrica de voltaje que produce una corriente en el bobinado alojado en el estator del motor. En el ejemplo de la figura el motor consta con dos pares de polos y el número de ranuras por polo y por fase es de tres. En la figura se observa que los cuatro sectores tienen geometrías idénticas. Esto es en un caso ideal. El flujo que pasa por la flecha del motor es igual en los cuatro cuadrantes.

Figura 18. Sección transversal de un motor de inducción de 2 polos líneas de campo magnético en caso ideal.



En un caso real esto es muy difícil de conseguir, incluso en suministros de voltaje senoidal puro, las asimetrías en la construcción del motor pueden causar que algunas líneas de flujo pérdidas causen voltajes inducidos en el rotor y si estos voltajes están por encima de la rigidez dieléctrica natural de los cojinetes una corriente circulante se producirá.

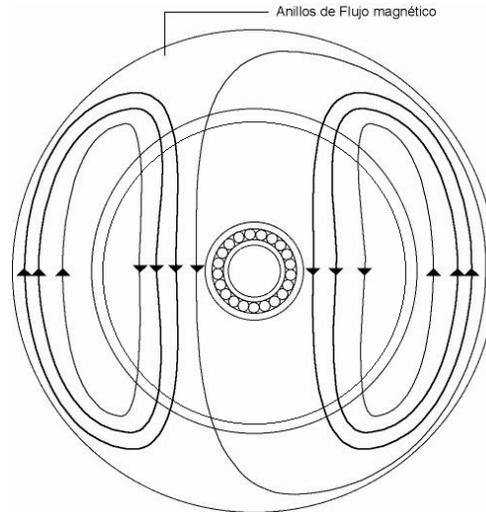
2.2.1 Anillo de flujo magnético que pasa por la flecha.

Una de las causas más importantes de los voltajes inducidos en la flecha del motor es el flujo magnético que lo atraviesa. Este flujo es perpendicular al eje de la flecha y pasa por el circuito magnético formado por el estator, entrehierro, rotor y la flecha. Como ya se mencionó, las asimetrías en el campo magnético en el motor son producto de la fabricación del motor y estas no se pueden evitar, las asimetrías son debidas principalmente inadecuada alineación entre el estator, flecha y rotor, entrehierros no uniformes o por el bobinado alojado en el estator el cual puede variar en su impedancia ya que en la fabricación de las bobinas no se puede conseguir que sean idénticas.

En un caso ideal el flujo magnético de cada polo cruza el entrehierro, y debido a que es simétrico, este se dividiría igualmente, una mitad en sentido horario y la otra mitad en sentido anti-horario.

Sin embargo en un caso real, si existe alguna diferencia en la reluctancia del circuito magnético producido por alguna de las causas expuestas anteriormente, habrá una división desigual del flujo magnético que atraviesa la flecha. Esto se muestra en la figura 19.

Figura 19. Flujo magnético asimétrico en motor de inducción.

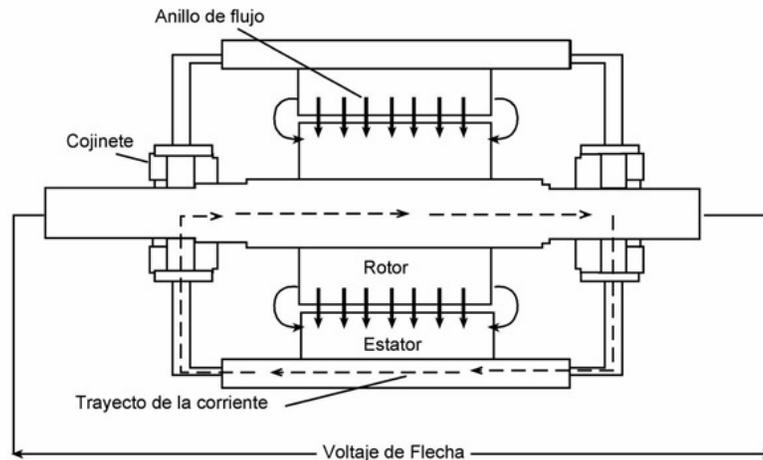


Esta división desigual de flujo establecerá una diferencia de potencial entre el principio y el final de la flecha. El flujo magnético asimétrico que se observa en la figura 19 es alterno debido a la naturaleza de la corriente que lo genera. Si esta diferencia de potencial es lo suficientemente grande para superar la rigidez dieléctrica de la fina película de lubricante que rodea al elemento rodante que tiene un espesor aproximadamente de $1\mu\text{m}$ a $20\text{ m}\mu$, ocurre un arco eléctrico entre los canales del cojinete y los elementos rodantes, resultando una descarga eléctrica.

Además factores externos como suciedad, partículas metálicas microscópicas pueden lograr que la película de lubricante que rodea al elemento rodante tenga una menor rigidez dieléctrica, bajo esta condición la impedancia del cojinete es menor lo cual logra que pequeñas diferencias de potencial causen significativas corrientes en los cojinetes.

En la figura 20 se puede apreciar la dirección de la corriente que circula por los cojinetes y los voltajes en la flecha del motor.

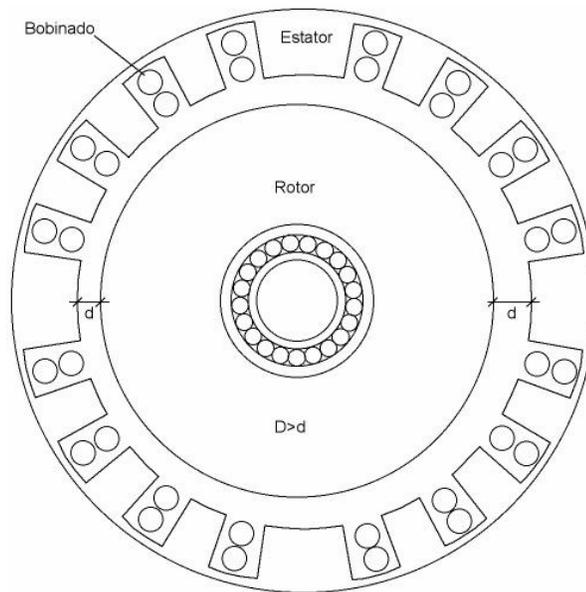
Figura 20. Voltajes inducidos en la flecha y ruta de las corrientes en los cojinetes



2.2.2 Flujo magnético entre estator, rotor y flecha.

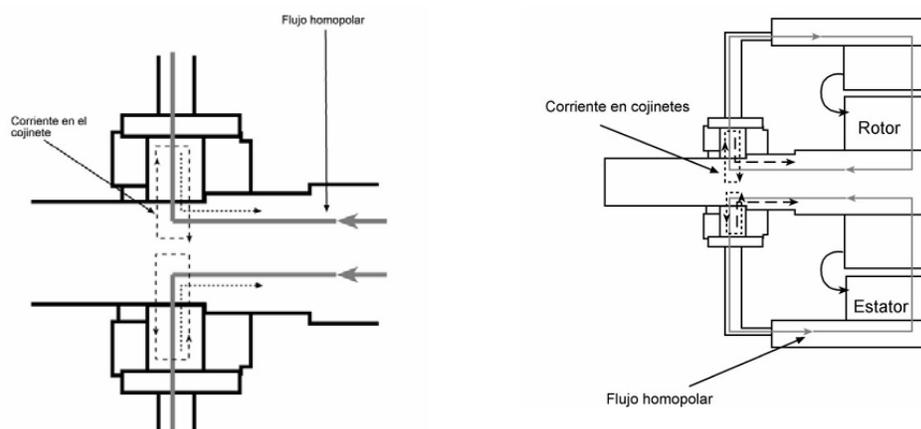
El efecto de corrientes locales entre los cojinetes y la flecha del motor, se da principalmente, en motores de inducción de gran tamaño. Esto es producto de la variación de los ampere-vueltas que rodean la flecha. La variación en los ampere-vueltas es debido a la excentricidad de los rotores, esto quiere decir que los rotores de las máquinas de inducción no giran exactamente sobre su centro, dando lugar a que se produzca una variación en la permeancia del circuito magnético. Esto se puede observar en la figura 21.

Figura 21. Variación de la permeancia del circuito magnético.



El flujo producido por un par de polos en un motor, en este caso no será el mismo, a esto se le conoce con el nombre de flujo homopolar. El flujo cruza el entrehierro en una dirección y lleva a que se produzcan corrientes locales en los cojinetes como se muestra en la figura 22.

Figura 22. Suma de corrientes en el cojinete.



El flujo homopolar que cruza el entrehierro genera un voltaje adicional, este causa que una corriente fluya a través de la flecha, cruzando el cojinete y regresa a través de la carcasa o marco del motor. En el interior de los cojinetes, la corriente local se une a la corriente de flecha. Por tanto, mayor corriente fluirá en esta región del cojinete, estas corrientes tendrán la misma frecuencia que el flujo homopolar.

No es posible utilizar ningún método para aislar los cojinetes contra los voltajes homopolares. Solo es posible reducir el flujo magnético por compensación, esto se consigue utilizando bobinas que estén dispuestas para formar un flujo opuesto, o por incrementar la reluctancia. Una reducción del flujo homopolar se puede lograr con un ajuste cuidadoso del entrehierro durante la construcción del motor. Para prevenir que esta corriente fluya hacia la carga del motor, se pueden utilizar acoples de material aislante. Este fenómeno es menos significativo cuando se alimentan los motores con voltajes senoidales puros, simétricos y balanceados.

2.2.3 Voltajes electrostáticos

Estos no son consecuencia del diseño o la construcción de la máquina, estos se dan raramente y solo se dan bajo circunstancias especiales, por ejemplo, ambientes donde exista baja humedad, o por la aplicación del motor, esto se puede dar cuando se tengan cargas movidas por poleas.

Cuando existen partes en fricción constante, como poleas y fajas, se establecerá un voltaje electrostático el cual seguirá aumentando hasta que se descargue por los cojinetes. Este tipo de efecto usualmente no es un problema de consideración y se puede evitar ajustando la tensión de la faja que mueve la polea o utilizando productos que ayuden a la adherencia entre la polea y la faja.

Otra causa de voltajes electrostáticos es debido al aire ionizado que pasa sobre las aspas del rotor o aire con gran velocidad pasa sobre las aspas del rotor.

2.2.4 Otras causas de voltajes en la flecha

Contactos irregulares, o accidentales entre partes del devanado del rotor con el núcleo o enchapado del rotor pueden llevar a que existan corrientes perdidas a través de la flecha y los cojinetes. Esto es el resultado del daño del aislamiento del rotor o el contacto intermitente de una barra de la jaula de ardilla con el rotor no aislado, en este caso extremadamente raro, el motor será inservible.

2.3 Impedancia de los cojinetes

Una de causas que hacen que la corriente que pasa a través de los cojinetes sea perjudicial es la impedancia del cojinete.

La impedancia del cojinete, por estar este fabricado enteramente con acero se creería que es cero, por el buen contacto metálico que existe entre las bolas y los canales interno y externo. Pero existe un área de contacto entre las bolas y los canales externo e interno, la cual depende de factores como: la velocidad, carga, vibración, método de instalación, viscosidad y temperatura del lubricante.

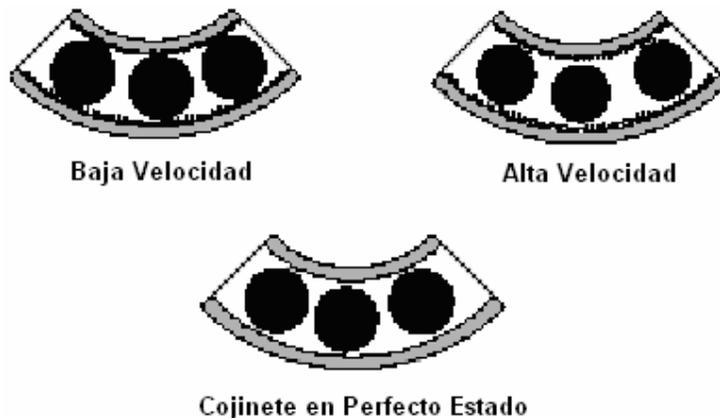
Es importante conocer la impedancia del cojinete bajo diferentes condiciones de carga para determinar la severidad del problema. El contacto en la superficie se hace en tres maneras: metal con metal, contactos casi metálicos de superficie y contacto de punto metálico a través de superficies

eléctricamente aisladas entre la aspereza de la superficie de la bola y la aspereza de los canales externos.

El área de contacto entre los componentes del cojinete a baja velocidad es grande y consiste en su mayor parte de contacto metal con metal. Es por esto que mediciones de la impedancia a baja velocidad dan lecturas de resistencia menores de 0.5Ω , esto es una indicación de que puede pasar una corriente relativamente grande sin provocar daño en los cojinetes.

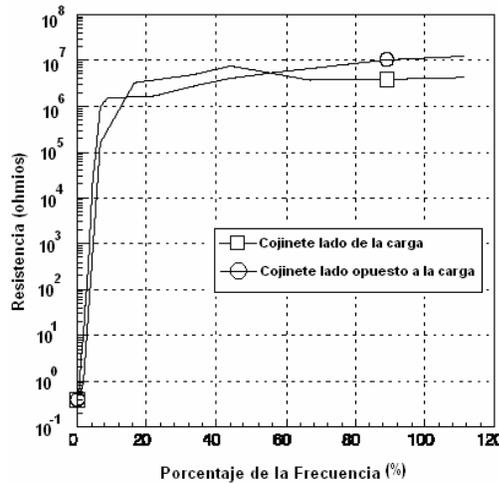
El área de contacto en un cojinete que gira es más pequeña y depende de la aspereza de la superficie del cojinete. El área de contacto comprende principalmente de la aspereza del punto de contacto de la bola de metal y el canal de metal esto se puede ver en la figura 23.

Figura 23. Áreas de contacto en un cojinete.



La duración del contacto por las asperezas en baja velocidad es típicamente de $100 \mu\text{s}$ mientras que en alta velocidad es de $33 \mu\text{s}$. el incremento de la resistencia del cojinete con la velocidad se muestra en la figura 24.

Figura 24. Resistencia del cojinete vrs. velocidad.



Esta gráfica da a entender que el lubricante del cojinete está introduciendo una película de aislamiento parcial entre la bola y los canales externo e interno a velocidades aproximadamente al 10% de la velocidad nominal.

Los cojinetes de buena calidad se asemejan a una impedancia resistiva el 80% del tiempo, con la película de aislante actuando como un capacitor listo para cargar al potencial de descarga. Un cojinete de baja calidad tiene baja resistencia y con la presencia de lubricantes de alta resistividad actúa los canales y la bola como un capacitor de unión el cual se carga solo aleatoriamente. La magnitud del voltaje de la flecha determinará la corriente presente en los cojinetes de baja calidad que tienen contactos por aspereza la mayoría del tiempo, o en cojinetes de alta calidad que usan lubricantes de baja resistividad. Un alto voltaje de flecha causa el aumento en la corriente y se forman hoyos o cráteres cuando la corriente cruza el rodamiento por diferentes puntos. El calentamiento puede ocurrir en el punto de contacto a tal grado que el material se derrite formando pequeños hoyos en los canales, los cuales liberan partículas de metal dentro del lubricante. Un voltaje de flecha bajo

produce una amplitud de corriente mas bajas pero esto causa aún la descomposición de la grasa por calentamiento.

El voltaje umbral al cual se supera la resistencia dieléctrica de la película aislante es de 0.4 voltios. El grosor típico de una película de aceite es de solo 0.2 micrómetros. En ocasiones el voltaje en la flecha supera los 0.4 voltios, y supera la rigidez dieléctrica del lubricante, debido a esto un impulso de corriente pasará por el capacitor formado por el cojinete y se descargará en tiempo de nanosegundos. La descarga producida en un tiempo pequeño hará que se genere una corriente de considerable magnitud la cual es la causante del daño en los cojinetes.

2.3.1 Variables mecánicas que influyen en la impedancia de los cojinetes

Entre las variables que influyen en la impedancia de los cojinetes, las más importantes son, la carga, velocidad, temperatura, velocidad del lubricante y los aditivos para grasa.

- Carga mecánica, a medida que se incrementa la carga a un motor, se produce un mayor contacto entre los canales y las bolas del cojinete, al existir un área mayor de contacto, la corriente que circula en los cojinetes se reduce.
- La velocidad afecta considerablemente la impedancia de los cojinetes, a baja velocidad los canales y las bolas del cojinete tienen un buen contacto eléctrico, pero a medida que se incrementa la velocidad se forma una película aislante de lubricante que incrementa la impedancia del cojinete.
- La temperatura del cojinete depende de la carga, velocidad, alineamiento mecánico y características del lubricante, la variación en la temperatura

afecta el grosor de la película de lubricante, variando así la impedancia del cojinete

- Otro factor que influye en la impedancia del cojinete es la viscosidad del lubricante, la cual depende de la temperatura de operación del cojinete. La viscosidad del lubricante es inversamente proporcional a la temperatura.
- Los aditivos de los lubricantes que se encuentran en el mercado, son complejas mezclas con ingredientes individuales, escogidos por sus respectivas cualidades para combatir la corrosión, fricción, uso, carga, u otro proceso de degradación del cojinete. La composición de estos aditivos y su concentración afectan la formación de la película aislante o el espesor de esta, variando con ello la impedancia del cojinete.

2.3.2 Propiedades dieléctricas de los lubricantes.

Tradicionalmente la resistencia dieléctrica de los lubricantes está asociada con transformadores. Las propiedades aislantes de cualquier material son dependientes de su resistencia dieléctrica y la capacidad que estos tengan para resistir una diferencia de potencial sin sufrir daño alguno. La resistencia dieléctrica de los lubricantes es medida por la “*American Society of Testing and Measurements*” (ATSM), esta es determinada por una prueba en la cual se coloca el lubricante entre dos placas de material conductor separadas 2.5 milímetros y se aplica un voltaje senoidal a través de las placas y es elevado a razón de 3 KV por segundo hasta alcanzar el punto donde una corriente es medida. El promedio de la resistencia dieléctrica de los lubricantes oscila entre los 15 KVolt/mm.

Con una película de lubricante en el orden de 0.2 a 2.0 micrómetros, voltajes en la flecha del motor que superen los 2 Voltios pueden provocar corrientes a través de los cojinetes

2.4 Efectos de los variadores de frecuencia en la producción de corrientes en los cojinetes.

2.4.1 Fuentes y rutas de las corrientes en los cojinetes.

En el primer capítulo se dio a conocer como los variadores de frecuencia generan los voltajes de modo común, los cuales están presentes en todos los puntos del devanado de un motor de inducción. Estos voltajes de modo común tienden a alimentar a las capacitancias parásitas que se encuentran en el sistema comprendido por el variador, cable y motor.

La rapidez de cambio de la forma de onda, causa que pulsos de corriente fluyan a través de las capacitancias parásitas en cada transición de voltaje.

Las capacitancias mas importantes en términos de corriente en los cojinetes están en el interior del motor, y estas son:

- C_{be} = capacitancia del devanado alojado en las ranuras del motor hacia el núcleo del estator y por lo tanto hacia la carcasa del motor.
- C_{br} = capacitancia del devanado del estator al rotor.
- C_{re} = capacitancia desde el rotor al estator

La capacitancia del cable de cualquiera de las fases, al cable de tierra es la más grande del circuito y no se toma en cuenta en esta investigación.

Los valores de las capacitancias parásitas en el sistema estudiado dependen de ciertos factores que a continuación serán expuestos.

Los bobinados del motor están alojados en ranuras dentro del núcleo del estator el cual esta compuesto por laminaciones de acero al silicio, los conductores que forman el devanado del motor están aislados entre si por una película de esmalte y separados del núcleo por papel aislante, este conjunto de aislantes tienen una permitividad relativa en promedio de 3 ó 4.

La distancia de separación entre los devanados y el rotor es mayor comparada con la distancia que separa a los conductores del núcleo por medio de los aislantes.

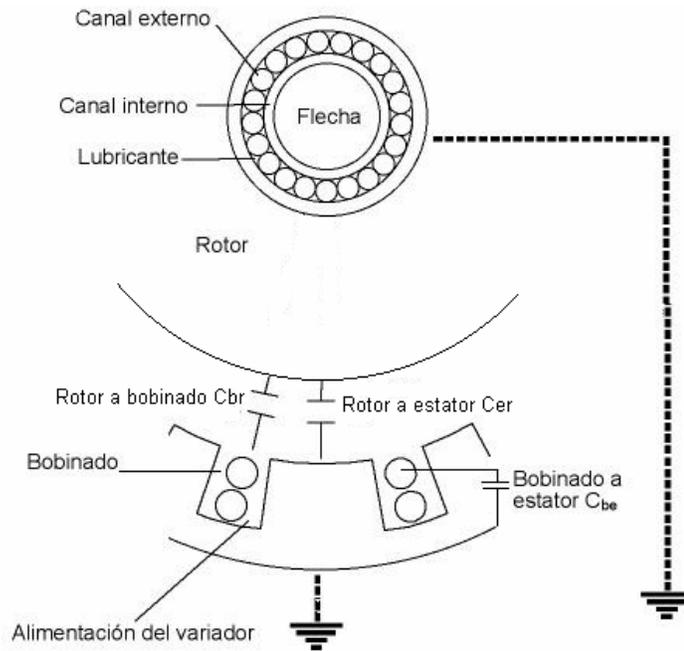
El aire tiene una permitividad de uno (1). De la fórmula de capacitancia

$$C = \frac{\epsilon A}{d}$$

En donde C = capacitancia
 ϵ = permitividad relativa
A = área
d = distancia

Con esto se evidencia que la capacitancia parásita entre el devanado y el estator es más grande que la capacitancia entre el devanado y el rotor. C_{be} es aproximadamente de 50 a 100 veces C_{br} . En la figura 25 se observa la localización de las capacitancias parásitas.

Figura 25. Capacitancias parásitas en el motor.



Los voltajes de modo común generados por el variador causan que pulsos de corriente fluyan por estas capacitancias, desde los devanados hacia el estator y el rotor. La suma de estas corrientes no suman cero como ocurre en un sistema trifásico. Los pulsos de corriente son pequeños en duración, y están en el orden de $1\mu\text{s}$, pero la magnitud del pico de corriente en la capacitancia del devanado al estator puede estar arriba de dos amperios, esto puede causar una considerable caída de voltaje en los cables de alimentación del motor.

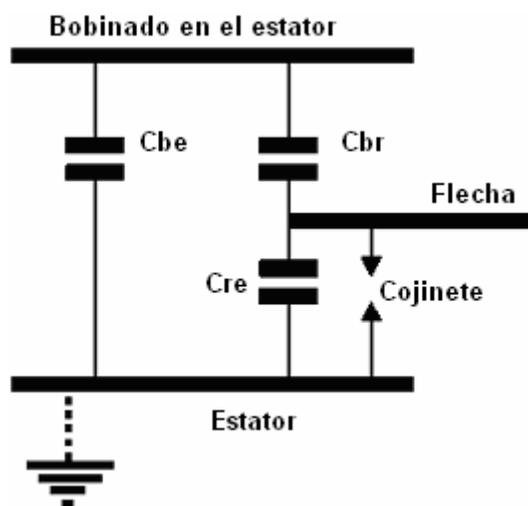
Las capacitancias parásitas pueden producir corriente en los cojinetes a través de dos diferentes mecanismos, los cuales son llamados generalmente como corriente de descarga del capacitor del entrehierro y corriente de flecha aterrizada.

2.4.2 Corriente de descarga del capacitor del entrehierro

El voltaje en la flecha representa la carga de energía eléctrica almacenada en el capacitor del entrehierro. Esta energía no se sostendrá mucho tiempo en un motor ordinario, en el cual el aislamiento de los cojinetes no es usado principalmente debido a aspectos de seguridad. El voltaje de la flecha se descargará a su única carga “los cojinetes” y producirán un pico de corriente, esto ocurre cuando los cojinetes exhiben una impedancia grande por un cierto periodo de tiempo y repentinamente se cortocircuitan con el toque de las bolas con los canales externo e interno o por quiebre de la película aislante de lubricante.

La corriente transferida al rotor por la capacitancia C_{br} (capacitancia del devanado al rotor) tiende a regresar al estator aterrizado a través de los cojinetes. Esto es ilustrado en la figura 26.

Figura 26. Circuito equivalente para la corriente de descarga.

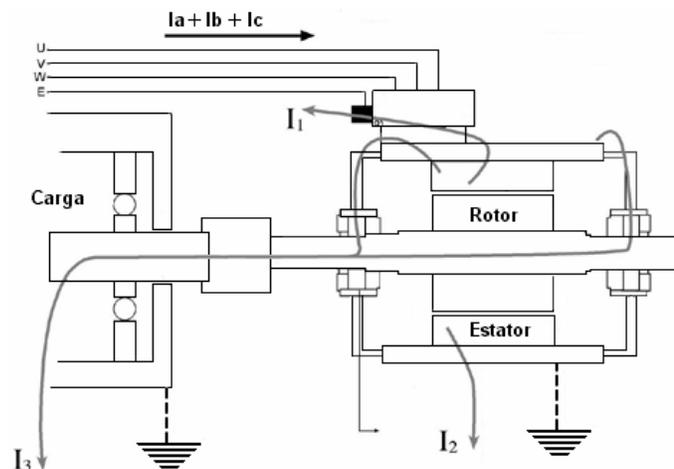


Como ya se explicó C_{br} tiene un valor menor que C_{be} el cual es relativamente grande debido al tamaño del rotor y su proximidad con el estator sobre toda su área de superficie. Por lo tanto el voltaje entregado a la flecha no es usualmente lo suficiente para romper la película de aislante del cojinete y la carga disponible es muy limitada.

2.4.3 Corriente de flecha aterrizada

La corriente en las capacitancias parásitas tiende a regresar a la fuente que las origina o sea el variador de frecuencia, a través de caminos de tierra. En el montaje de un motor existen varias rutas o caminos de tierra, la corriente se divide entre estos caminos en proporción a su impedancia de alta frecuencia que es mayormente inductiva. Si en el montaje del motor existe una ruta de tierra que pasa a través de los cojinetes, y la inductancia de esta ruta es tal que una parte significativa de la corriente fluya por este camino, el daño a los cojinetes se eleva, en la figura 27 se puede observar esto.

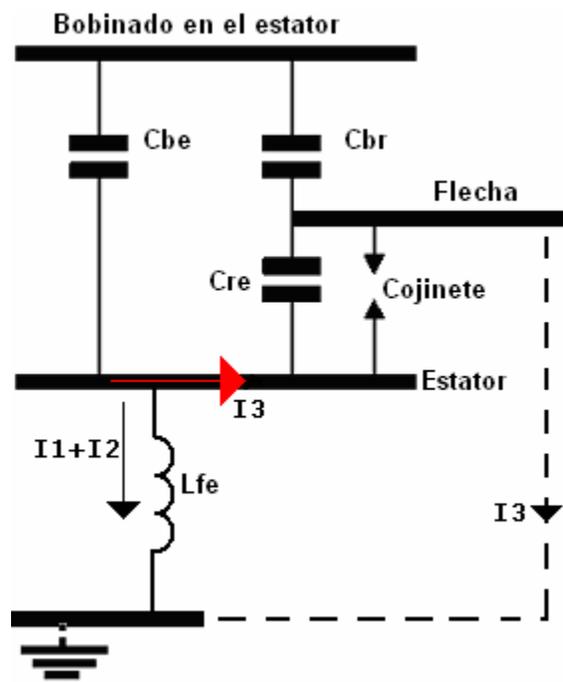
Figura 27. Trayecto de la corriente de flecha aterrizada.



I_1 es la corriente que fluye hacia el variador de frecuencia por la ruta de tierra designada para esto. I_2 es la corriente que regresa al variador por un camino alternativo, esta corriente no pasa por los cojinetes y por lo tanto es inofensiva para ellos. I_3 pasa a través de los cojinetes del motor hacia la flecha y por lo tanto hacia tierra. I_3 es la corriente que es dañina para los cojinetes.

En la figura 28 se muestra un circuito que es equivalente al sistema mostrado en la figura anterior.

Figura 28. Circuito equivalente de flecha aterrizada.



La inductancia L_{fe} representa la inductancia de los dos caminos de tierra que son paralelos los cuales llevan I_1 y I_2 . El circuito muestra como las corrientes de tierra $I_1 + I_2$ resultan en un voltaje de la armazón del motor con

respecto a tierra, el cual puede causar una corriente I_3 regrese a tierra a través de los cojinetes y la flecha. Parte de I_3 fluye in C_{re} y es inofensiva para los cojinetes, pero cuando el voltaje a través de los cojinetes es lo suficientemente grande para romper la fina película de aislante formada por el lubricante, se produce una corriente y el resultado de esto es un daño al cojinete. En el caso de corriente de flecha aterrizada, la fuente de corriente es la capacitancia parásita C_{be} la cual tiene un valor mas grande que C_{re} y por lo tanto pasa una corriente de mayor magnitud para un voltaje dado en los devanados del estator.

Los valores de las corrientes I_1 , I_2 e I_3 dependen de la impedancia del camino de tierra de cada una de ellas. Para minimizar la corriente I_3 es necesario asegurar que los retornos de tierra para I_1 e I_2 , tengan una impedancia menor que el retorno de tierra de I_3 . Con las altas frecuencias asociadas con los variadores de frecuencia las impedancias de los retornos de tierra son predominantemente inductivas.

2.4.4 Corriente circulante

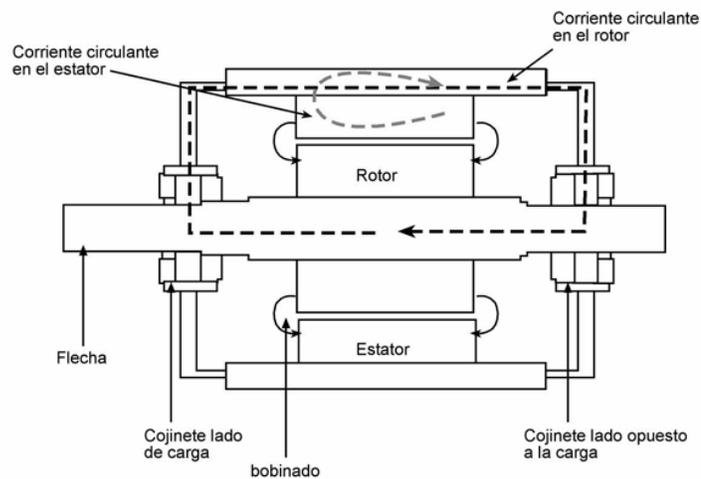
Un tercer modo de corriente dañina para los cojinetes es conocido como corriente circulante. Este tipo de corriente se genera debido a las asimetrías existentes de los devanados del motor, y la magnitud de esta, depende de las dimensiones físicas de los devanados y de la velocidad de propagación de los pulsos de corriente dentro de los bobinados y la forma de estos.

La propagación de los pulsos a través de los devanados no es simétrica debido a que las terminaciones de los devanados están en un extremo del núcleo laminado, y regularmente tienen diferentes longitudes y posiciones. Consecuentemente existe una componente de corriente de alta frecuencia, la cual no es simétrica con respecto al rotor, por ejemplo, las corrientes en lados

opuestos de una bobina no son las mismas. Esto causa que un voltaje sea inducido por la acción de transformador, en el circuito formado por rotor-cojinete-carcasa-cojinete, el cual da como resultado una corriente. Los voltajes de modo común producen corrientes inducidas en el rotor, por lo tanto también pueden inducir corrientes de alta frecuencia dentro del estator.

La suma de corrientes en un sistema trifásico balanceado es cero, en un motor alimentado por un variador la suma de las corrientes es igual al total de la corriente de modo común. En la figura 29 se observa un corte transversal de un motor alimentado por un variador de frecuencia.

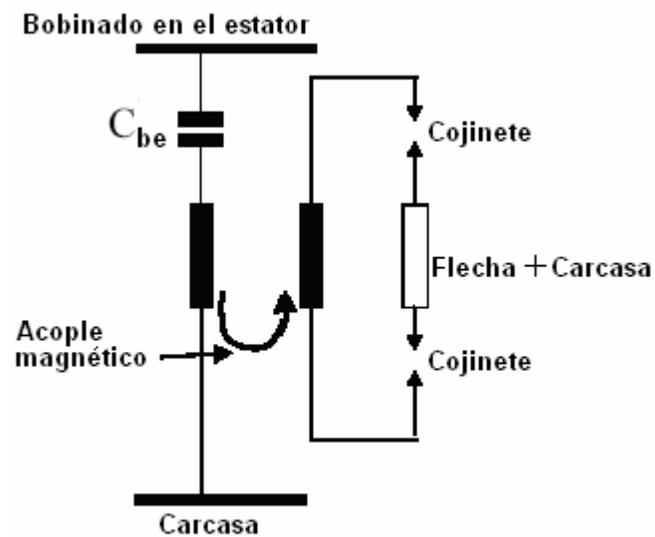
Figura 29. Corte transversal de un motor, trayecto de la corriente circulante.



Se muestran las tres entradas de corriente, aquí se observa que la corriente encerrada no es igual a cero sino al total de la corriente de modo común, por lo tanto se produce una red de flujo que encierra a la flecha del motor. A consecuencia de esto se inducirá un campo electromagnético en el circuito conductivo formado por la flecha cojinetes y carcasa.

La magnitud de corriente es limitada y está en el rango de milivolts, pero cuando la impedancia de alta frecuencia de este circuito es lo suficientemente baja una corriente pasará por los cojinetes. Los tres tipos de corriente se pueden o no producir al mismo tiempo, esto depende de las características de los cojinetes y de la impedancia del circuito asociado a cada una de ellas.

Figura 30. Circuito equivalente de la corriente circulante.



3. MODELO MATEMÁTICO DEL FENÓMENO DE CORRIENTES EN LOS COJINETES.

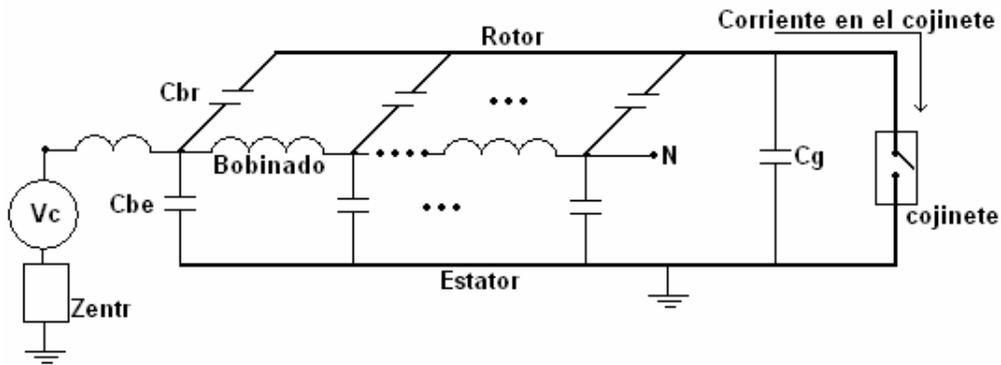
Todos los variadores de frecuencia producen o generan voltajes de modo común, como se explicó en el capítulo uno. Estos voltajes de modo común alimentan las capacitancias parásitas presentes dentro del motor induciendo un voltaje en la flecha del motor, consecuentemente estas causan la circulación de corrientes a través de los cojinetes, las cuales se dirigen hacia su fuente de origen, el variador, por diferentes caminos.

El modelo desarrollado para el cálculo de las corrientes en los cojinetes está basado en la teoría de líneas de transmisión, en el cual un circuito de parámetros distribuidos se puede representar por un circuito π de parámetros concentrados.

El circuito de la figura 31 representa un motor de inducción conectado a un variador de frecuencia en el cual V_C es el voltaje de modo común relativo al negativo del bus de corriente continua.

En la figura 31 se observa que el variador alimenta directamente al bobinado del motor, únicamente se muestra una de las fases, pero las otras dos también contribuyen al fenómeno de corrientes en los cojinetes.

Figura 31. Representación de la conexión entre el motor y variador con parámetros distribuidos.



Z_{entr} es la impedancia de modo común interna del variador, la cual consiste en capacitancia parásita entre el terminal negativo del bus de corriente continua y tierra, y en este análisis se despreciará su efecto por no tener una relevancia significativa.

C_{be} es la capacitancia parásita del bobinado al estator, C_{br} es la capacitancia parásita del devanado al rotor y C_g o C_{re} es la capacitancia parásita presente a través de los cojinetes que corresponde principalmente a la capacitancia del entrehierro, es decir entre el rotor y estator. El cojinete se representa por un interruptor el cual se cierra y abre arbitrariamente, esto debido al comportamiento eléctrico del cojinete al rodar, como se explicó en el capítulo dos. Para el circuito de la figura 29 se muestran las capacitancias C_{br} y C_{be} presentes a través de todo el bobinado como parámetros distribuidos, lo cual no es adecuado para realizar un análisis de este fenómeno debido a su complejidad.

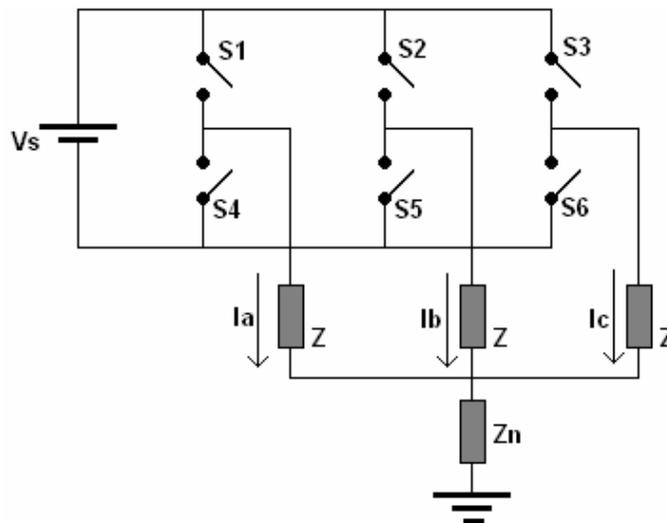
Basado en la teoría de líneas de transmisión, un circuito de parámetros distribuidos se puede representar por un circuito π de parámetros concentrados,

en el cual se pueden obtener las mismas relaciones entre la salida y entrada. Este circuito π se aplicará para obtener un modelo matemático para los casos de corriente de descarga y para la corriente de flecha aterrizada, el cual será de utilidad para analizar el efecto de estas corrientes dañinas y facilitar la determinación de solución de este fenómeno.

3.1 Excitación de modo común

Para un sistema trifásico balanceado compuesto por variador y motor se puede representar por el circuito de la figura 32 en el cual Z es la impedancia de carga.

Figura 32. Representación de la carga y excitación de modo común.



Se asume que la impedancia de secuencia cero de la carga es Z_0 y que existe una impedancia de modo común Z_n que esta desde el punto neutro a tierra. El propósito de esto es obtener un circuito simplificado de modo común que describa únicamente la excitación del sistema.

Debido a la naturaleza del voltaje de modo común se usan las componentes de secuencia cero para facilitar los cálculos. En general, para un sistema trifásico con carga Z, los voltajes y corrientes de secuencia cero son definidos por:

$$V_o = \frac{V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}}{3} = \frac{V_A + V_B + V_C}{3} - V_N$$

Y

$$i_o = \frac{i_A + i_B + i_C}{3}$$

La relación entre el voltaje y la corriente de secuencia cero están dados por:

$$V_o = i_o Z_o$$

De el circuito de la figura 30 el voltaje y la corriente de modo común se pueden escribir como.

$$i_N = i_A + i_B + i_C = 3i_o = \frac{3}{Z_o + 3Z_N} \left(\frac{V_A + V_B + V_C}{3} \right)$$

Y

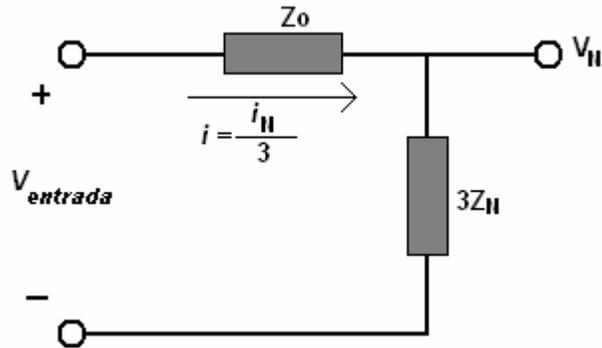
$$V_N = \frac{3Z_N}{Z_o + 3Z_N} \left(\frac{V_A + V_B + V_C}{3} \right)$$

Ya que el voltaje de modo común V_N y corriente de modo común I_N son las únicas salidas del sistema físicamente significantes, se puede obtener un modelo de modo común de la excitación basado en las últimas dos ecuaciones, definiendo un equivalente de la entrada de voltaje de modo común.

$$V_{entrada} = \frac{V_A + V_B + V_C}{3}$$

El modelo de modo común se puede simplificar y representar por la figura 33.

Figura 33. Circuito simplificado de la excitación de modo común.

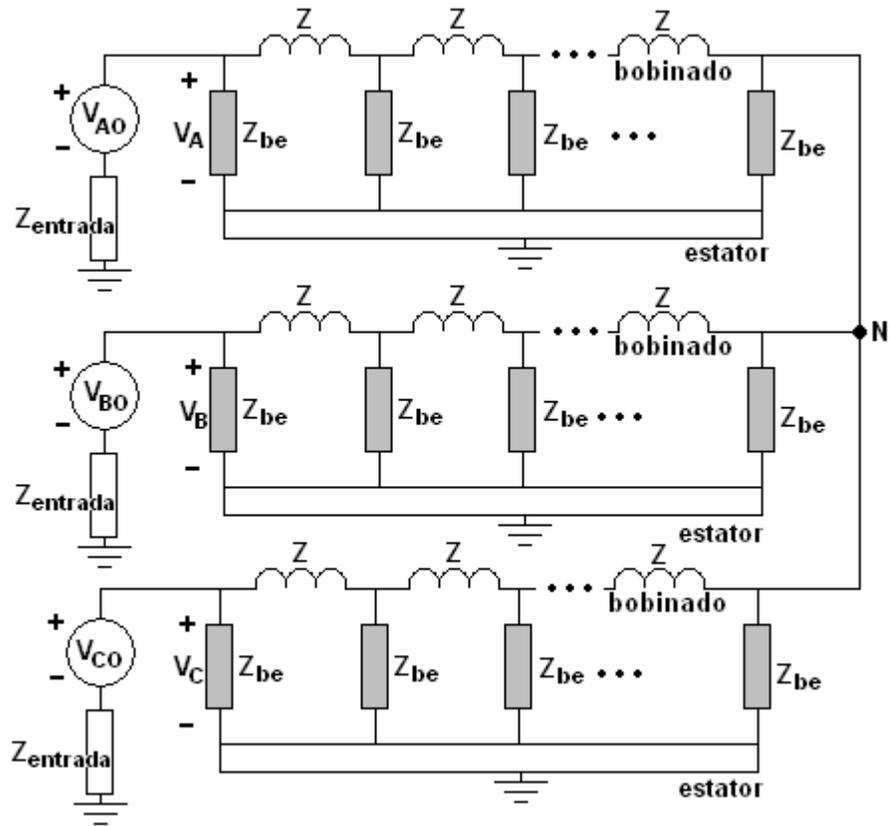


3.2 Modelo de capacitancia desde el bobinado al estator del motor Z_{be}

Para el siguiente análisis se desprecia la impedancia Z_{br} debido a que es relativamente pequeña en comparación con Z_{be} como ya se explicó en el capítulo dos. En la figura 34 se representa un circuito de impedancia distribuida desde el bobinado al estator.

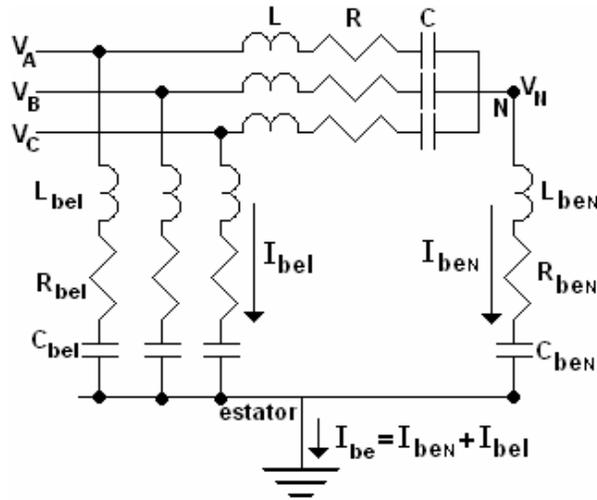
Z es la impedancia por unidad de longitud de los bobinados, mientras que Z_{be} representa la impedancia por unidad de longitud del bobinado al estator que es mayormente capacitiva.

Figura 34. Circuito de impedancia distribuida desde el bobinado al estator.



Teóricamente, el circuito representa una línea de transmisión trifásica, con una de sus terminaciones cortocircuitada. Como sucede en teoría de líneas de transmisión, si sólo es de interés la entrada y salida, un circuito π puede ser utilizado para describir las relaciones entre la salida y la entrada. Así para cada fase, los parámetros distribuidos pueden ser remplazados por un circuito π . Sumando las tres impedancias en paralelo conectadas del neutro a tierra, un circuito equivalente de parámetros concentrados es obtenido el cual se muestra en la siguiente figura 35.

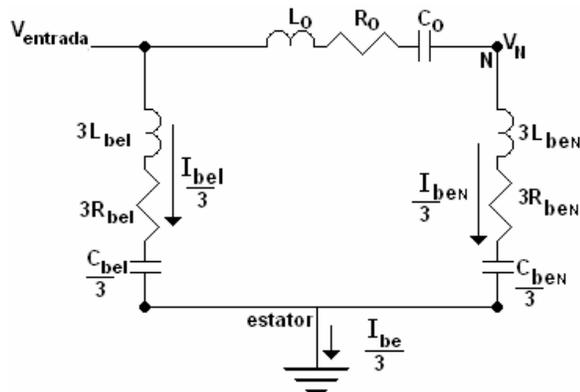
Figura 35. Circuito equivalente de parámetros concentrados.



En este circuito V_N es el voltaje en el neutro del motor I_{be} es el total de las corrientes del bobinado al estator. Todos los parámetros de este circuito están en función de Z y Z_{be} .

Usando el modelo simplificado de la excitación de modo común se puede dibujar el circuito de la figura 36 como el de la figura 34 donde L_0 , C_0 y R_0 son los componentes de secuencia cero contenidos en L , R y C .

Figura 36. Circuito simplificado utilizando la excitación de modo común.



Como el voltaje en el neutro del motor y el total de las corrientes del bobinado al estator son de interés, las relaciones con el voltaje de entrada de modo común $V_{entrada}$ pueden determinarse como:

$$\frac{V_N}{V_{entrada}} = \frac{3Z_{beN}}{Z_O + 3Z_{beN}}$$

Y

$$\frac{I_{be}}{V_{entrada}} = \frac{3}{Z_{bel}} + \frac{3}{Z_O + 3Z_{beN}}$$

Donde Z_O , Z_{bel} y Z_{beN} son representadas por (L_O, C_O, R_O) , $(L_{bel}, C_{bel}, R_{bel})$ y $(L_{beN}, C_{beN}, R_{beN})$ respectivamente. Es obvio que el voltaje en el punto neutro no está relacionado con la impedancia Z_{bel} . Para la simulación de corrientes basado en este circuito muestra que I_{bel} es mucho más grande que I_{beN} . Por lo tanto la corriente I_{be} está determinada prácticamente por Z_{bel} , mientras que el voltaje en el punto neutral es gobernado por la impedancia Z_{beN} . Como se mencionó en el capítulo dos, comúnmente el estator está conectado a tierra y la corriente I_{be} no representa daño alguno para el cojinete, debido a que esta se descarga directamente a tierra, pero en el caso de que el estator del motor se encuentre aislado por alguna circunstancia, y la flecha del motor esté conectada a tierra a través de la carga, la corriente I_{be} tratará de regresar a su fuente de origen, en este caso el variador de frecuencia. Dado que la magnitud de I_{be} es relativamente grande esta provoca un daño en los cojinetes en un tiempo pequeño.

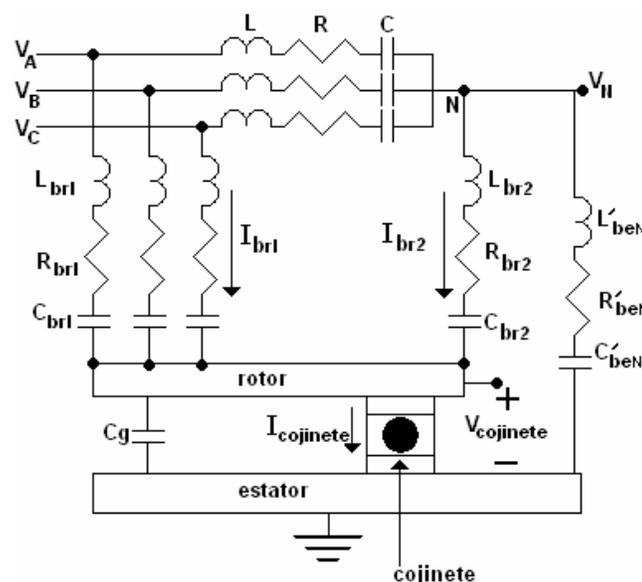
La impedancia Z_{bel} depende de las dimensiones del bobinado, el tipo de ranura, el sistema de aislamiento, y esta aumenta a medida que incrementa el tamaño del motor, por consiguiente Z_{bel} es proporcional a la potencia del motor.

3.3 Modelo de capacitancia del bobinado al rotor del motor Z_{br} .

Las corrientes en los cojinetes comúnmente se relacionan únicamente con la impedancia que existe desde el bobinado al rotor del motor, sin embargo como ambas corrientes, de rotor y estator, comparten el mismo camino en el bobinado del motor y la corriente I_{be} es considerablemente grande, la influencia en el modelo de corriente I_{br} se tomará en cuenta.

A pesar de lo dicho anteriormente, se ignora por el momento el efecto de I_{be} . Similar al caso anterior, el circuito de la figura 33 se puede utilizar para representar la capacitancia que existe desde el bobinado al rotor, excepto de que la impedancia Z_{be} debe ser reemplazada por Z_{br} , también en términos de las relaciones de entrada y salida, el circuito de capacitancia entre bobinado y rotor se puede representar por un circuito equivalente π . En la figura 37 se muestra el circuito junto con una ilustración del cojinete.

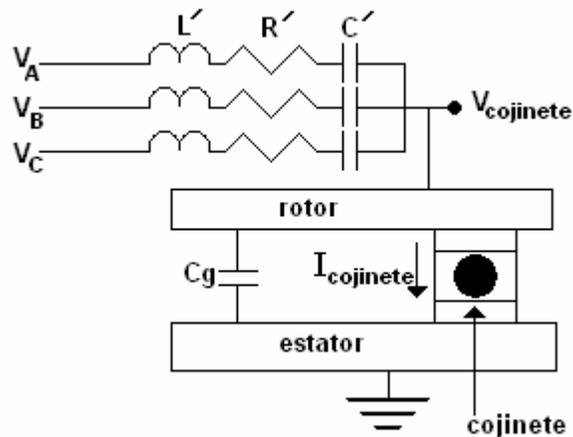
Figura 37. Circuito de capacitancia del bobinado al rotor del motor.



Considerando el efecto de la capacitancia del bobinado al estator, en la corriente del rotor, la impedancia Z'_{be1} conectada de la entrada de cada fase al estator y la impedancia Z'_{beN} conectada del punto neutro al estator como se muestra en la figura 33. Es aparente que la impedancia Z'_{be1} no tiene influencia en la corriente y voltaje de cojinete, mientras que Z'_{beN} representa esa corriente a estator que tiene un efecto en las corrientes que circulan al rotor. Por tanto, la influencia de las corrientes al estator en el circuito del rotor puede ser considerada añadiendo una impedancia L'_{beN} , C_{beN} y R'_{beN} , tal como se ilustra en la figura 35. La impedancia Z'_{beN} y Z_{beN} no son exactamente las mismas, aunque asumiendo que son las mismas se obtiene un pequeño error en el cálculo de la corriente y voltaje del cojinete. Para simplificar el análisis, se elimina la influencia de Z'_{beN} , pero en el caso de que se un análisis exacto se tiene que incluir esta impedancia.

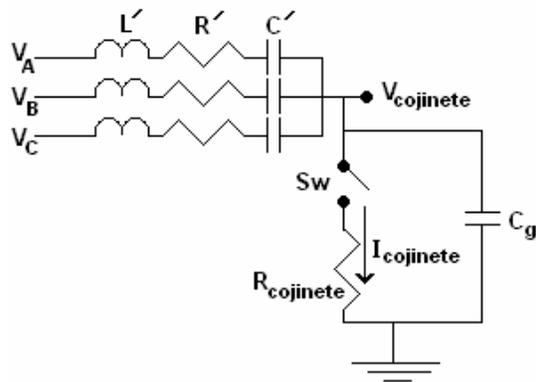
Ignorando la impedancia Z'_{beN} , el circuito de la figura 37 se puede simplificar, reemplazando el circuito π por el circuito simple de la figura 38.

Figura 38. Simplificación del circuito capacitancia del bobinado al rotor del motor.



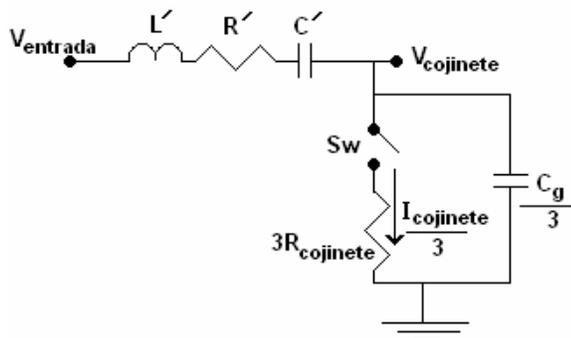
El circuito de la figura 38 puede ser combinado con el modelo del cojinete para obtener el circuito de la figura 39, en el cual el cojinete es representado por un interruptor y una resistencia en serie.

Figura 39. Simplificación del circuito capacitancia del bobinado al rotor del motor incluyendo al cojinete.



Finalmente, aplicando el circuito de la excitación de modo común, para que dependa de $V_{entrada}$ en vez de V_A , V_B y V_C separadamente, el modelo mostrado en la figura 39 puede ser simplificado en el que se muestra en la figura 40.

Figura 40. Aplicación el circuito de la excitación de modo común a circuito capacitancia del bobinado al rotor del motor incluyendo al cojinete.



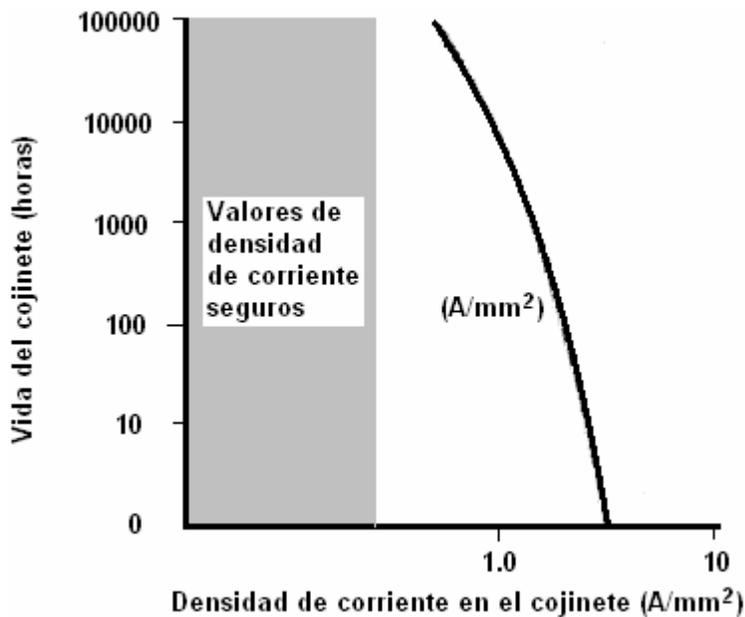
En el circuito se observa que el voltaje en el punto neutral del motor el voltaje se incrementa paso a paso, similar al voltaje de excitación V_{entrada} causado por el switcheo del variador de frecuencia. El voltaje del cojinete V_{cojinete} sigue el patrón del voltaje en el punto neutro, este comportamiento se debe al efecto del divisor de voltaje entre las capacitancias C_g y C_{br} . La corriente mientras el voltaje de la flecha se incrementa, es prácticamente cero, esto mientras el cojinete exhibe una impedancia en el rango de megaohmios, en el circuito esto se representa con el interruptor en la posición abierto. Sin embargo, a medida que el voltaje en el cojinete aumenta, este llega una magnitud la cual es capaz de superar la rigidez dieléctrica de la película de lubricante y es entonces que se da una caída abrupta de voltaje en V_{cojinete} acompañado por una descarga de corriente dentro del cojinete en un período de tiempo muy pequeño. Esta descarga de corriente es la causante de la erosión en el canal externo del cojinete, la cual eventualmente llevará al cojinete a una falla prematura.

La densidad de corriente en corriente alterna senoidal han propuesto varios investigadores para predecir la vida útil del cojinete bajo la influencia de corriente pasando a través de los cojinetes. Algunos han determinado que a 0.7 A/mm^2 el cojinete tiene una vida de 50,000 horas mientras que con 1.4 A/mm^2 se reduce hasta 500 horas. Otros estudios determinan que 0.1 A/mm^2 como un nivel de densidad de corriente totalmente seguro. Mientras que otros advierten que 0.1 A/mm^2 es un nivel tolerable, 1.4 A/mm^2 como un nivel destructivo después de 500 horas y valores mayores a 2 A/mm^2 causan la destrucción del cojinetes después de 5 horas.

Las pruebas de corriente en cojinetes históricamente están basadas en ondas senoidales con frecuencia de 60 Hz, valores rms para corriente con el

cojinete rotando a velocidad constante y utilizando grasa de alta resistividad. Esto se puede observar en la figura 41.

Figura 41. Densidad de corriente vrs. vida del cojinete.



3.4 Métodos de mitigación de la corriente en cojinetes.

Existen varios métodos para evitar el fenómeno de corrientes por los cojinetes, los métodos se dividen en dos categorías.

- Supresión y
- Desviación.

La causa de estas corrientes, como ya se expuso, es la generación de voltajes de modo común por parte de los variadores de frecuencia. Por lo tanto, ¿es posible eliminar esos voltajes? La respuesta es no, debido a que un voltaje de modo común puede ser considerado como un voltaje relativo al negativo del

bus de corriente continua y aparentemente no existe ninguna forma de switcheo que pueda completamente evitar la generación de voltajes de modo común.

La selección del método de mitigación dependerá en gran parte de la instalación, el nivel de voltaje y la potencia. Es posible transferir los problemas de una máquina a otra, por esto se debe tener cuidado con el método que se utilizará para solucionar el problema.

Entre los métodos clasificados como de supresión tenemos:

- Modificación de la frecuencia de switcheo.
- Instalación de una jaula de Faraday
- Modificación de la forma de onda del variador.

Y entre los métodos de desviación tenemos a los siguientes:

- Procedimientos rigurosos aplicados a la instalación eléctrica
- Uso de cojinetes aislados
- Uso de grasa conductora
- Y la instalación de un sistema de aterrizamiento a la flecha del motor.

Algunos detalles de estos son dados a continuación para minimizar estos problemas.

3.4.1 Instalación eléctrica.

La instalación eléctrica, posiblemente es el elemento de mayor importancia para asegurar el buen desempeño del motor y evitar problemas con los cojinetes.

Una buena instalación eléctrica provee un camino de baja impedancia para que puedan circular las corrientes provocadas por el acople de la impedancia

Zbe, la cual como se mencionó anteriormente es una de las causantes de la falla prematura de los cojinetes.

Para poder hacer una buena conexión a tierra de un motor u otra máquina rotatoria, es necesario conocer bien la finalidad de tal conexión. El voltaje o diferencia de potencial entre las partes no portadoras de corriente de un motor y su equipo eléctrico, y entre estos elementos y lo que se conoce como tierra, debe limitarse a un valor seguro en todas las condiciones de funcionamiento normales y anormales, y se debe proporcionar una trayectoria de retorno de baja impedancia para la corriente de falla derivada a tierra, una impedancia elevada puede permitir la aparición de voltajes peligrosos durante una falla, y ocasional el mal funcionamiento de los aparatos protectores. Además una impedancia elevada en las uniones y conexiones puede producir arcos y calentamiento de magnitud suficiente para inflamar materiales combustibles o bien gases explosivos.

El logro de esos objetivos implica la instalación de un conductor o sistema de derivación a tierra, y una conexión adecuada en el motor. El tamaño o calibre de conductor requerido puede determinarse con base en la sección 250-95 del NEC, a partir de la capacidad nominal o el ajuste o graduación de los dispositivos automáticos para la protección contra sobre corriente colocados antes del equipo eléctrico. La ubicación y el método de sujeción del conductor son importantes. Una terminal montada con dos tornillos estará más firme que con sólo uno. Porque se impide su rotación, pero ocupará más espacio, lo cual puede ser un factor determinante en particular en el caso de motores pequeños.

En las normas industriales hay poca información sobre la conexión a tierra de los motores. Las especificaciones, métodos y componentes más eficaces provienen de la experiencia y la práctica de los instaladores, junto con buenas

decisiones de ingeniería. En la sección 250-75 del NEC dice: los ductos, plataformas, blindajes y fundas para cables, los alojamientos, carcasas, conexiones y otras piezas metálicas no portadoras de corriente que van a utilizarse como conductores para aterrizado, deben tener una unión firme y eficaz cuando se necesita asegurar la continuidad eléctrica y al capacidad para conducir en forma segura cualquier corriente de falla.

En la norma NEMA MG-2-1977, titulada estándares de seguridad para construcción y guía para la instalación y uso de motores y generadores eléctricos, se expresa en la sección MG 2.09: todas las piezas metálicas descubiertas no portadoras de corriente y con la posibilidad de llegar a estar electrizadas en condiciones anormales, deben hacer contacto de metal con metal o, en otro caso, estar conectadas o unidas eléctricamente entre sí, con el fin de proporcionar una conexión común a tierra.

Cuando un motor tiene una terminal para conexión a tierra, esa debe estar en una parte de la máquina que no suela tener que desmontarse durante el funcionamiento o durante una revisión o servicio.

Casi todos los motores modernos tienen pocos elementos que no suelen tener que desmontarse durante el servicio, en la mayor parte de los casos, la pieza más grande o pesada puede ser un buen lugar para hacer la conexión a tierra.

Las conexiones a tierra hechas en las cajas de terminales, en especial en motores grandes y de alto voltaje pueden ser la causa de problemas. Las cajas son de tamaños diversos y, en ocasiones están unidas al estator. Las modificaciones y trabajos de mantenimiento pueden perjudicar la integridad del aterrizado.

Las conexiones a tierra no deben normalmente conducir corriente y es difícil examinar su eficacia porque carecen de propiedad de auto verificación de la calidad de conexión. Muchos de los problemas se pueden minimizar o eliminar con el empleo de conductores de aterrizado que vayan desde el punto más cercano para una buena conexión a tierra y pasen por el tubo conduit de la línea de alimentación, con puentes de enlace entre los componentes del motor, lo cual puede lograrse de diversas formas.

3.4.2 Instalación de un escudo o jaula de Faraday.

El objetivo de la instalación interna de un escudo o jaula de Faraday es la de disminuir el acople eléctrico entre el estor y rotor, esto por la disminución de la capacitancia entre el bobinado y el rotor C_{br} . Con este tipo de escudo, el torque electromagnético no es afectado, la capacidad de la máquina de torque no es dañada.

El escudo funciona de manera similar a los escudos usados para reducir la interferencia electromagnética: un escudo es típicamente insertado entre la fuente de radiación $V_{entrada}$ y el área a ser protegida $V_{cojinete}$ a través de un medio conductivo C_{br} . La eficacia del escudo es determinado por la atenuación de $V_{entrada}$, la relación de atenuación es la proporción del área protegida entre el total de área entre la fuente y el receptor. En forma de ecuación se puede escribir como:

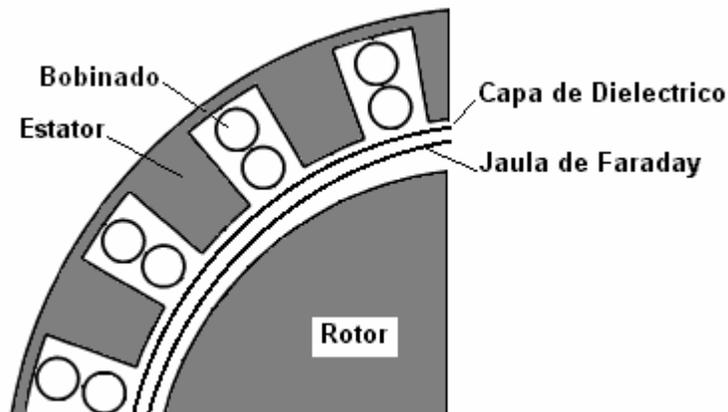
Relación de atenuación = (área de superficie protegida) / (total del área de superficie)

En la construcción de un escudo o jaula de Faraday se debe tener especial cuidado de no cortocircuitar el núcleo laminado del estator, debido a que se

incrementarían las pérdidas por corrientes parásitas, llevando al motor a un sobrecalentamiento que podría llevarlo a una falla del sistema de aislamiento o el daño al esmalte del cobre cortocircuitándolo.

Otra precaución, que se debe tomar es la de no unir eléctricamente al estator y rotor por medio de la jaula, ya que esto impediría que se produzca una inducción de corriente en el rotor y por lo tanto no existiría una producción de torque. En la figura 42 se representa la construcción de un escudo de Faraday, la cual muestra una capa de material dieléctrico y el material conductor el cual se conecta a tierra.

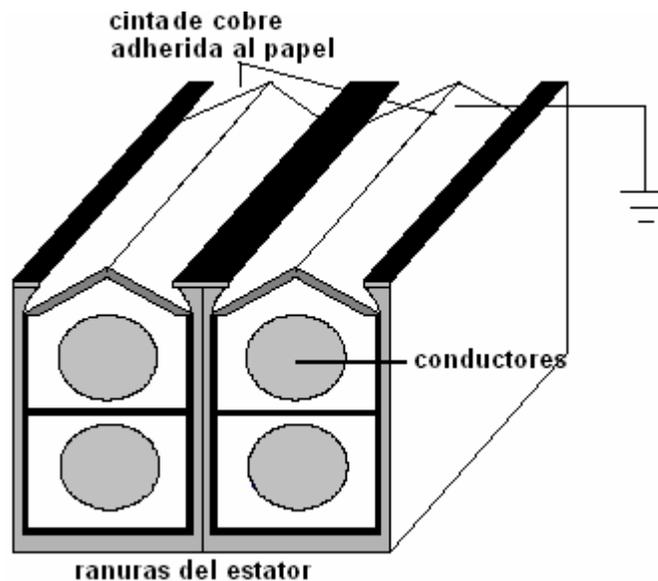
Figura 42. Escudo o jaula de Faraday.



Una de las formas de fabricación del escudo o jaula de Faraday es utilizar una lámina de cobre, para formar una superficie continua entre el estator y rotor, a esta lámina, se suelda un conductor de cobre el cual es conectado sólidamente a tierra, para completar el escudo, la parte del bobinado que se encuentra fuera del núcleo, o cabeza del bobinado, son cubiertas con papel aislante el cual es también tiene una lámina de cobre continua, la cual también es conectada a tierra.

Un segundo método que se utiliza para la construcción de la jaula de Faraday es, utilizar una cinta de cobre adherida al papel que se utiliza para mantener el alambre dentro de la ranura y cubierto por un material aislante para no cortocircuitar las laminaciones del núcleo. Cada una de las cintas de cobre es conectada a un único punto y luego esto se conecta a tierra a través de un cable. Al igual que en el caso anterior la parte del bobinado que se encuentra fuera del núcleo, o cabeza del bobinado, son cubiertas con papel aislante el cual también tiene una lamina de cobre continua, y que es conectada a tierra. Esto se muestra en la figura 43.

Figura 43. Instalación del escudo de Faraday por medio de cinta de cobre.



El tercer método para la instalación de un escudo de Faraday es la aplicación una capa de pintura conductora al núcleo laminado del estator incluyendo a la parte del bobinado que se encuentra fuera del núcleo, para luego conectarlos a tierra. Antes de la aplicación de esta pintura conductora una

capa de barniz u otro material dieléctrico tiene que ser aplicada al núcleo y bobinado, para proveer una protección contra una falla un potencial o cortocircuito entre el mismo bobinado o entre el bobinado y tierra.

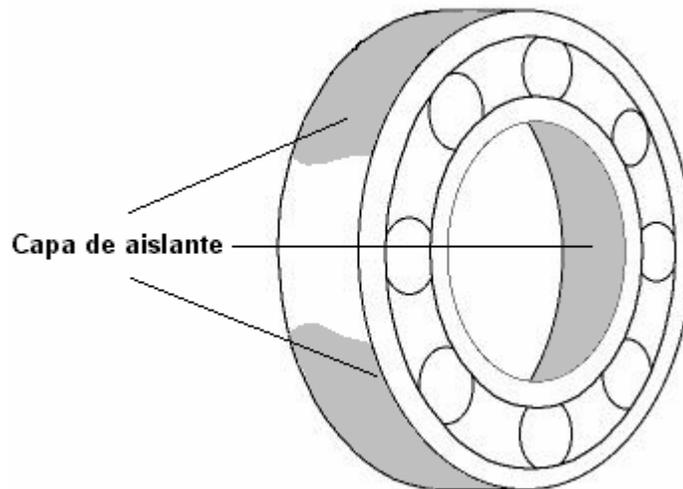
Para lograr una buena conductividad la pintura contiene una alta concentración de partículas metálicas mantenidas en suspensión por medio de algún tipo de resina. Varios materiales con alta conductividad pueden ser utilizados para este propósito, entre ellos, el cobre da un favorable desempeño en función del costo. Este método de mitigación no previene el efecto de la corriente I_{be} . Por la complejidad, costos adicionales y problemas asociados a la instalación de este método, no se considera como una solución práctica y confiable.

3.4.3 Uso de cojinetes aislados

Este método es utilizado tradicionalmente para reducir los problemas asociados con las corrientes en los cojinetes producidos por asimetrías magnéticas dentro del motor o también por excentricidad del núcleo.

Algunas fábricas de cojinetes proveen de cojinetes aislados. El proceso de aislar un cojinete consiste aplicar una capa de 50 a 300 μ m de aislante de alto desempeño atomizado en la superficie exterior e interior del cojinete como se muestra en la figura 44.

Figura 44. Capa de aislante en el cojinete.



La capa de aislante se logra por medio de la inyección de polvo de óxido de aluminio en un chorro de gas a alta temperatura. El plasma calienta el material en polvo que se utiliza para la capa a un estado de fundición, para luego ser atomizado a altas velocidades. Este tipo de capa es flexible y es ideal para producir una gran variedad de cojinetes aislados. La resistencia eléctrica de la capa aislante oscila entre 50 MΩ.

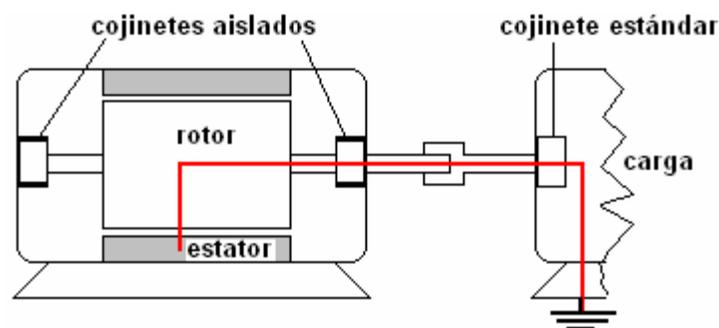
En aplicaciones con variadores de frecuencia se debe tomar en consideración la impedancia de la capa de aislamiento. La impedancia describe la relación entre el voltaje y corriente en un circuito de corriente alterna. El valor de la impedancia de la capa depende de dos características eléctricas, la resistencia y la capacitancia, la capacitancia debe ser lo suficientemente pequeña para contrarrestar los efectos de las corrientes de alta frecuencia. La capacitancia de la capa de aislamiento puede ser modelada como un capacitor conectado en paralelo con R_{cojinete} .

Algunos cojinetes para aplicaciones altamente especializadas, son fabricados por partes cerámicas. Los cuales ofrecen un aislamiento más efectivo. Debido al costo y estandarización estos cojinetes son improbables de ser ofrecidos por los fabricantes de motores.

El uso de cojinetes aislados en conjunto con una reducida frecuencia de switcheo y filtros, o el uso de cojinetes estándar dentro de bases aisladas, es suficiente para prevenir las corrientes en los cojinetes.

Si el rotor del motor es adecuadamente aislado del estator, por medio de dos cojinetes aislados, las corrientes de alta frecuencia buscarán el camino con menor impedancia a tierra, en este caso, la corriente posiblemente puede fluir a través de la carga y con esto comprometer el desempeño de los cojinetes en otros lugares. Esto se ilustra en la figura 45.

Figura 45. Traslado de la corriente de flecha a otros cojinetes.



Este método es de los más económicos, y tiene la ventaja adicional de no necesitar equipo adicional, estar supervisándolo o dándole mantenimiento continuo. Otro beneficio adicional de este es que los cojinetes aislados están disponibles en la mayoría de medidas.

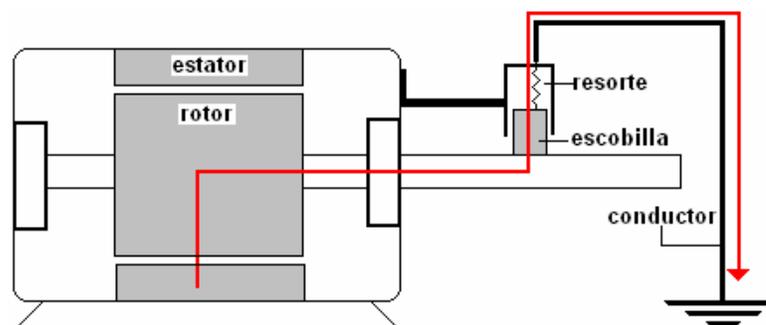
3.4.4 Instalación de un sistema de aterrizaje a la flecha.

Este método consiste en utilizar un carbón o escobilla para hacer un contacto eléctrico entre la flecha del motor y tierra a través de un conductor.

Este método es comúnmente usado para evitar las corrientes en cojinetes debidos a asimetrías en el circuito magnético dentro del motor.

El objetivo del sistema es ofrecer un camino de baja impedancia a tierra, para evitar la formación del voltaje de flecha V_{cojinete} . En la figura 46 se ilustra el sistema de aterrizamiento de flecha.

Figura 46. Sistema de aterrizaje de la flecha.



Este método es uno de los más simples y efectivos contra las corrientes en los cojinetes, aunque cabe mencionar que tiene algunas desventajas entre las que se puede mencionar:

- Costo adicional del equipo de aterrizamiento
- Mantenimiento del equipo, cambio de escobilla, limpieza de la flecha, etc.
- Probabilidad de contaminación en ambientes limpios, como laboratorios farmacéuticos por medio del polvo del carbón.
- En ambientes explosivos, es insegura su aplicación.

3.4.5 Aplicación de lubricación conductora.

Como se mencionó en el capítulo dos, la impedancia del cojinete aumenta con la velocidad mecánica de rotación, llevando la resistencia del cojinete a valores que oscilan en el rango de megaohms. El elevado valor de resistencia provoca que se forme el voltaje de flecha V_{cojinete} . Todo esto es debido a la formación de una película aislante de lubricante.

El uso de lubricante conductor previene la formación del V_{cojinete} , debido a que la resistencia del cojinete baja de magnitud y se encuentra en el rango de valores de cientos de ohmios.

El lubricante conductor esta formado por el lubricante y partículas metálicas suspendidas en él. Entre las partículas metálicas utilizadas comúnmente con el lubricante están, el cobre, plata o carbón. Este método tiene la ventaja de ser una solución practica y económica, por el contrario tiene la desventaja de que las partículas metálicas, crean un desgaste o abrasión adicional al cojinete llevando a este a tener una vida útil relativamente menor a la esperada.

Para lograr que el cojinete presente la menor resistencia se debe lograr extraer todo el lubricante original contenido dentro del cojinete, esto se puede lograr utilizando líquidos desgrasantes disponibles comercialmente. Luego de utilizar este líquido, se deben someter los cojinetes a vapor de agua seco de alta presión para eliminar cualquier residuo de lubricante, se debe realizar esta operación varias veces hasta haber eliminado totalmente la grasa original. Luego de esto se debe aplicar la grasa conductora al cojinete, para lograr que la resistencia del cojinete este en el rango de 200 a 500 ohmios.

3.4.6 Método de modificación de la forma de onda.

Es posible modificar eléctricamente la forma de onda de la salida de un variador de frecuencia, por medio de una variedad de filtros, los cuales son diseñados para minimizar los efectos de los voltajes de modo común. Sin la excitación de alta frecuencia a las capacitancias parásitas, las corrientes en los cojinetes son dramáticamente reducidas. Las desventajas de tales filtros son los costos y viabilidad involucrados en la instalación y diseño de tales dispositivos en la salida del variador de frecuencia.

Los filtros se utilizan comúnmente para:

- Mitigar la carga capacitiva en los cables debido a su gran longitud.
- Reducir los picos de voltaje en los motores
- Reducir el nivel de ruido audible en el motor.
- Reducir las emisiones de compatibilidad electromagnética.

Aunque el diseño y propósito de estos no sea la eliminación de corrientes en cojinetes, estos dan una ayuda adicional a minimizar las corrientes en los cojinetes.

Los filtros de modo común, por ejemplo, anillos de ferrita a través de los cables que conectan el variador y motor, reducen la magnitud y frecuencia de la corriente de alta frecuencia.

La aplicación de estos filtros a los variadores, resultan en una caída de voltaje en la salida la cual limita el desempeño de estos. Típicamente un filtro puede dar una caída de voltaje entre 30 y 60 voltios en un sistema de bajo voltaje.

Debido a que cada caso de corrientes en los cojinetes depende de un sinnúmero de variables, el diseño de estos es una labor complicada, para asegurar la adecuada atenuación de los voltajes de modo común.

3.4.7 Modificación de la frecuencia de switcheo o conmutación

La mayoría de variadores de frecuencia usan frecuencias de switcheo en el rango de 2 a 20 KHz. Es común que los variadores permitan que sea modificada la frecuencia de switcheo. Incrementando la frecuencia, se tiene un aumento también de los eventos dañinos. En muchos casos, la reducción de la frecuencia de switcheo se puede hacer sin comprometer el desempeño del sistema motor-variador, por ejemplo, el calentamiento del motor, ruido audible, potencia, etc.

4. ONDA REFLEJADA Y SUS EFECTOS EN LOS SISTEMAS DE AISLAMIENTO EN LOS MOTORES ELÉCTRICOS.

Los semiconductores de potencia han sufrido una rápida evolución, hoy en día es posible encender un IGBT en solo 0.1 microsegundo. El resultado de esto es que el voltaje de salida de un variador de frecuencia aumente de cero hasta su valor máximo en solo una décima de microsegundo. Existen muchos motores que no tienen el suficiente aislamiento para operar bajo estas condiciones. En las terminales de salida de los motores alimentados por variadores, pueden ser medidos grandes sobrevoltajes, especialmente cuando la distancia entre el variador y el motor excede alrededor de 15 metros. Esto es causado por el fenómeno conocido como Onda Reflejada, que se estudia en la teoría de líneas de transmisión. Este fenómeno se produce cuando la impedancia de la línea de transmisión es diferente a la impedancia de la carga.

Cuando la impedancia de la carga es más grande que la impedancia característica de la línea, una onda de voltaje es reflejada desde la carga hacia el generador, el valor del pico de voltaje es la suma de la onda de voltaje incidente que viaja del generador hacia la carga, mas la onda de voltaje reflejada.

Estos sobrevoltajes pueden llevar a una falla prematura al sistema de aislamiento cuando estos sobrepasen la capacidad de resistencia dieléctrica de cualquiera de los componentes que conforman el sistema de aislamiento.

4.1 Sistemas de aislamiento en motores eléctricos de inducción

El sistema de aislamiento de un motor esta constituido por un conjunto de materiales dieléctricos elegidos cuidadosamente en cuanto a sus propiedades

mecánicas y eléctricas, así como en lo relativo a su compatibilidad o afinidad química. Estos materiales desempeñan tres funciones básicas en el motor:

1. Forman una barrera que aísla los conductores de los devanados entre sí, y respecto a la armazón de acero al silicio que forma el núcleo del motor.
2. recubren cabalmente el devanado del motor, protegiéndolo contra la humedad y el ataque de otros agentes perjudiciales del ambiente, como polvo, vapores corrosivos, etc.
3. mejoran la conducción hacia fuera del calor generado por las pérdidas de potencia en el motor.

Los componentes básicos en la mayor parte de motores de inducción en los que se emplean en los motores de baja potencia están: un aislamiento de ranura, que separa las bobinas del núcleo formado por las laminaciones del estator, su espesor debe ser tan pequeño como sea posible para que cumpla su función, sin reducir demasiado el espacio disponible para alojar correctamente los conductores dentro de la ranura.

Un separador de fases, que aísla los conductores que no pertenecen a la misma fase y que se encuentran en la misma ranura.

El aislamiento propio de cada conductor, en la mayor parte de casos dicho aislamiento es un barniz aislante aplicado en varias capas al conductor desnudo.

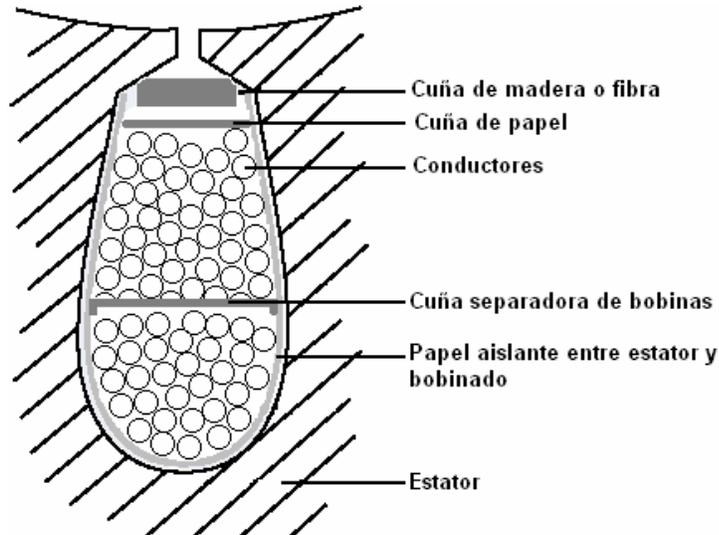
Una cuña de material aislante, más o menos grueso, que mantiene a los conductores dentro de la ranura, y soporta los esfuerzos mecánicos a los que dichos conductores son sometidos durante el funcionamiento normal del motor

El barniz que llena todos los espacios entre los conductores y los demás elementos del alojamiento del devanado. Este barniz debe sellar los conductores contra el ataque de agentes externos, formar un conjunto de altas resistencia mecánica y dieléctrica y ayudar a que el calor generado por las pérdidas eléctricas en el cobre del devanado se transmita al exterior. En general el barniz se puede aplicar a los motores de tres formas diferentes.

La primera es el barniz con solventes aplicado por inmersión y curado en horno la segunda es el barniz con solventes aplicado por impregnación al vacío y presión del aire seco, curado en horno y la ultima es el barniz sin solventes aplicado por impregnación al vacío y presión de aire seco y curado a alta temperatura. De las tres opciones mencionadas, la última es la más satisfactoria, ya que asegura un llenado de los espacios entre el devanad, formando un conjunto macizo y hermético que evita la entrada de humedad y otros contaminantes.

Cada componente del sistema de aislamiento esta elegido cuidadosamente, la primera consideración que debe hacerse es la relativa a la rigidez dieléctrica del material por unidad de espesor. Esto es importante dado que, el aislamiento ocupa parte del espacio disponible en cada ranura y, en consecuencia, reduce el espacio que puede ser ocupado por los conductores. Normalmente, los aislamientos ocupan alrededor de un 10% del área transversal de la ranura, también se debe tomar en consideración la temperatura de funcionamiento normal del motor, lo que da un indicio de la clase de materiales aislantes que deben utilizarse. Los elementos antes mencionados se detallan en la figura 47.

Figura 47. Componentes de un sistema de aislamiento.



4.2 Tipos de fallas en el sistema de aislamiento de los motores eléctricos.

Existen tres tipos de fallas comunes en los sistemas de aislamiento:

El primer tipo es la falla entre el devanado y el núcleo laminado del estator, este ocurre debido a envejecimiento del aislamiento que recubre la ranura del motor, esto puede ser causado por sobrecalentamiento.

El segundo tipo de falla es el de cortocircuito entre devanados de diferentes fases, al igual que el primero este es comúnmente producido por envejecimiento del aislamiento.

Y por ultimo esta la falla entre conductores adyacentes dentro de las ranuras del motor, este tipo de falla es la más común de los tres y es producido principalmente por la distribución no uniforme del voltaje entre los conductores adyacentes.

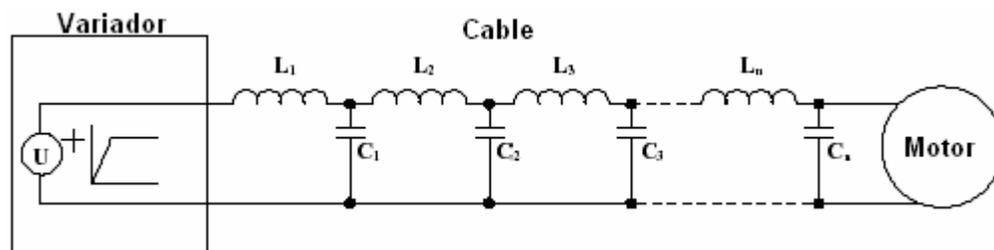
4.3 Teoría de línea de transmisión aplicada al motor, variador y cable

Cuando un motor eléctrico se alimenta con una fuente de voltaje trifásica balanceada a frecuencia constante de 60 Hz la longitud del cable que lo alimenta no tiene mucha importancia, los únicos factores que se tienen en consideración en este caso son, la regulación de voltaje y la ampacidad de los conductores.

En el caso de alimentar un motor con un variador de frecuencia la distancia del conductor que conecta al motor con el variador adquiere una relevancia significativa. La frecuencia eléctrica de los pulsos de voltaje generados por el variador, es tan elevada que, la inductancia y capacitancia del cable adquieren gran importancia, por lo tanto el cable de alimentación, se puede considerar como una línea de transmisión larga, la cual une al generador y la carga, que en este caso serían el variador y el motor respectivamente.

El cable de alimentación se considera como una línea de transmisión la cual tiene sus parámetros de inductancia y capacitancia distribuidos a lo largo de la longitud total de la línea. Tal como se muestra en la figura 48.

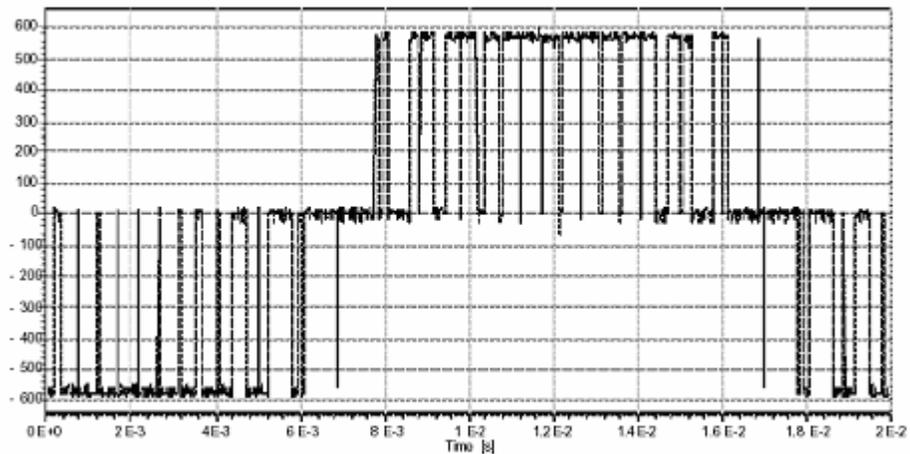
Figura 48. Representación del cable como línea de transmisión.



El análisis de la teoría de líneas de transmisión, determina la magnitud de los sobrevoltajes que se producen en ella.

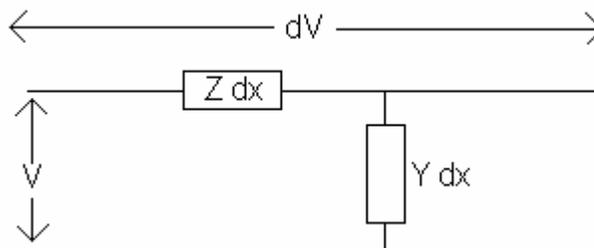
La forma de onda de salida de un variador de frecuencia es como se muestra en la figura 49, la cual está formada por una serie de pulsos de alta frecuencia.

Figura 49. Forma de onda de un variador, voltaje de línea a línea.



Las relaciones de voltaje y corriente en una línea de transmisión están dadas por:

Figura 50. Representación de la línea de transmisión con parámetros concentrados



$$\frac{dV}{dx} = ZI$$

$$\frac{dI}{dx} = YV$$

Derivando las ecuaciones con respecto a la distancia X, para una línea uniforme con Z y Y constantes se tiene que:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = ZYV$$

$$\frac{d^2I}{dx^2} = ZYI$$

Resolviendo las ecuaciones diferenciales de segundo orden se tiene que:

$$V(x) = K_1 e^{sx} + K_2 e^{-sx}$$

$$I(x) = \frac{K_1}{\sqrt{Z/Y}} e^{sx} - \frac{K_2}{\sqrt{Z/Y}} e^{-sx}$$

Sustituyendo las condiciones iniciales en V(0) y I(0) en donde se conecta la carga el valor de X=0, se obtiene las soluciones para K₁ y K₂ y por lo tanto la solución general para el voltaje y corriente en una línea de transmisión larga.

$$V(x) = \left(\frac{V_R + ZcI_R}{2} \right) e^{sx} - \left(\frac{V_R - ZcI_R}{2} \right) e^{-sx}$$

$$I(x) = \left(\frac{V_R + ZcI_R}{2Zc} \right) e^{sx} - \left(\frac{V_R - ZcI_R}{2Zc} \right) e^{-sx}$$

En donde:

V_x es el voltaje a x unidades de longitud desde el punto de recibo

V_R es el voltaje en el punto de recibo

I_R es la corriente en el punto de recibo

Z_c es la impedancia característica de la línea

L es la inductancia por unidad de longitud

C es la capacitancia por unidad de longitud

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z}{Y}}$$

Los términos exponenciales que están en la solución general, ayudan a explicar las variaciones de la forma de onda del voltaje en función de la distancia, a través de la línea. El primer término en la ecuación muestra que es una onda incidente, mientras el segundo término indica que es una onda reflejada. De la ecuación de voltaje en la línea de transmisión se puede decir que:

- x es cero en el punto de recibo y se va incrementando a medida que se acerca al generador. Para valores de x en aumento, la onda incidente se incrementa en magnitud y avanza en fase.
- Para valores de x en aumento, la onda reflejada se disminuye en magnitud y se retrasa en fase
- Si el punto de recibo está a una distancia infinita del punto de interés, entonces no existe onda reflejada.
- Si la impedancia de carga es igual a la impedancia característica, no existe una onda reflejada. A una línea terminada en su impedancia característica se le llama línea infinita.
- Cuando $I_R = 0$, bajo condición de circuito abierto, la onda incidente va a ser igual en magnitud y fase a la onda reflejada, en el punto de recibo

$x=0$, por lo tanto, el voltaje en el punto de recibo es igual a dos veces el voltaje incidente.

4.3.1 Coeficiente de reflexión

La relación de voltaje V_R , al final de la línea en cualquier instante, con la corriente I_R en el mismo punto debe ser igual a la impedancia en el punto de recibo. Por lo tanto, la llegada de la onda incidente en el extremo receptor donde sus valores son V_R^+ e I_R^+ , debe dar como resultado ondas en sentido contrario o reflejadas, que tienen valores de V_R^- e I_R^- en el punto de recibo, tales que:

$$\frac{V_R}{I_R} = \frac{V_R^+ + V_R^-}{I_R^+ + I_R^-} = Z_R$$

Donde V_R^- e I_R^- son las ondas reflejadas medidas en el punto de recibo, si

$$Z_C = \sqrt{\frac{Z}{Y}}$$

y además se sabe que:

$$I_R^+ = \frac{V_R^+}{Z_C} \quad I_R^- = -\frac{V_R^-}{Z_C}$$

Al sustituir estos valores en la ecuación en la ecuación $\frac{V_R}{I_R} = \frac{V_R^+ + V_R^-}{I_R^+ + I_R^-} = Z_R$ se

tiene que $V_R^- = \frac{Z_R - Z_C}{Z_R + Z_C} V_R^+$ evidentemente el voltaje V_R^- en el extremo receptor

tiene la misma función en el tiempo que V_R^+ pero con una magnitud disminuida a menos que Z_C sea cero o infinito. El coeficiente de reflexión ρ_r para el voltaje

en el extremo receptor de la línea se define como V_R^+ / V_R^- , así que para el

$$\text{voltaje } \rho_R = \frac{Z_R - Z_C}{Z_R + Z_C}$$

De esta ecuación se puede determinar que: en el punto de recibo si existe un corto circuito $Z_R = 0$ y $\rho_r = -1$ y $V_R^+ = V_R^-$ y la suma de la onda incidente y reflejada en el punto de recibo es cero.

Si en el punto de recibo existe un circuito abierto $Z_R = \infty$, $\rho_r = 1$; la suma de la onda incidente y reflejada en ese punto es $2 V_R^+$. Si la línea termina en su impedancia característica Z_C , el coeficiente de reflexión para el voltaje es cero. No habrá ondas reflejadas y la línea se comportará como si tuviera una extensión infinita. Solamente cuando regresa una onda reflejada extremo del generador, la fuente considera que la línea no es infinita y que no está terminada en Z_C .

La desigualdad en las impedancias Z_C y Z_R causa un sobrevoltaje en la línea esto sucede cuando Z_R es mucho mayor Z_C y ρ_r se acerca al valor de la unidad.

Si Z_R es menor que Z_C entonces ρ_r es negativo, y la reflexión ocurre pero no resulta en una amplificación en el punto de recibo.

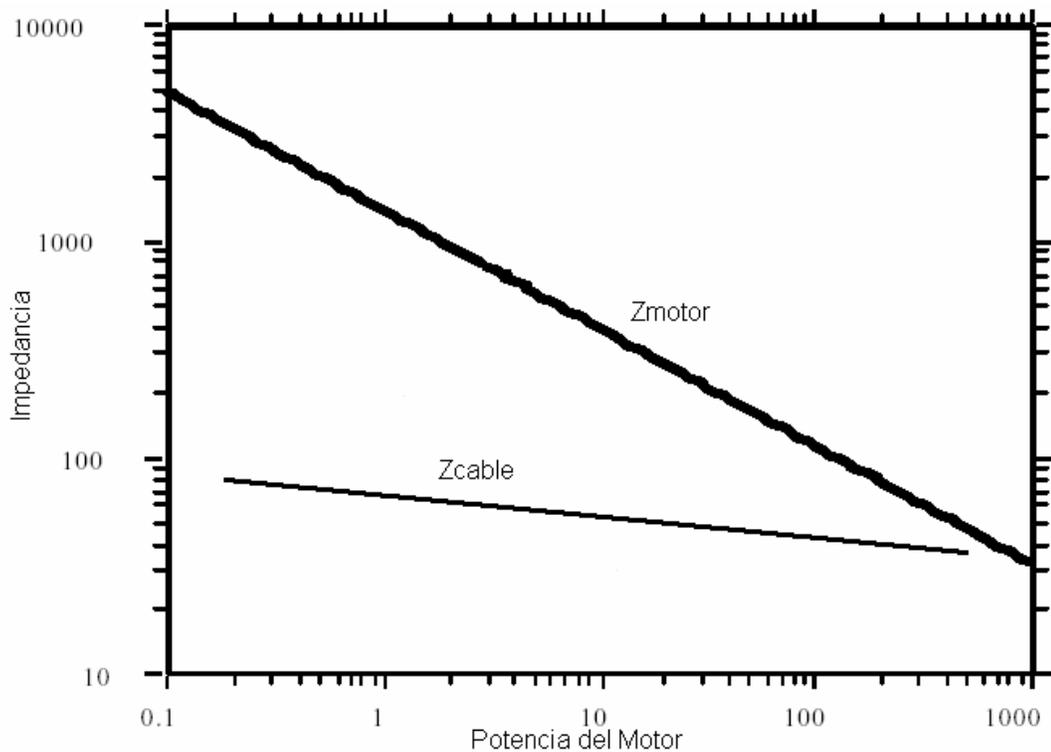
El coeficiente de reflexión en el lado del generador también existe, y típicamente la impedancia del generador es pequeña en magnitud. Y por lo tanto ρ_s se puede tomar como igual a -1.

La impedancia de carga de la línea, en este caso el motor, esta determinada composición interna de este. Esto quiere decir que, la inductancia y capacitancia varían con, el calibre del conductor, el tamaño de las bobinas, el

número de polos, el número de espiras por bobina, el fabricante, el tamaño del núcleo, etc. La magnitud de la impedancia de carga es mayor para motores pequeños, y esta se va haciendo menor a medida que aumenta la potencia de los motores, esto se debe a que el número de espiras por bobina es inversamente proporcional a la potencia del motor. Aproximadamente un motor de 5 HP contiene 40 espiras por bobina de un calibre delgado, mientras que un motor de 100 HP tiene alrededor de 5 vueltas por bobina hechas con un conductor de mayor área transversal.

En la figura 51 se observa la variación de la impedancia con la potencia nominal de los motores jaula de ardilla.

Figura 51. Variación de la impedancia con la potencia.



La impedancia característica de la línea Z_c está determinada por la impedancia en serie y la admitancia en paralelo, de la teoría de líneas de transmisión se sabe que Z_c esta dada por.

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

La inductancia y capacitancia en el motor están en función del grosor del aislamiento, la frecuencia, la permitividad y permeabilidad relativa del material aislante, el diámetro de los conductores y el espaciamiento físico entre los ellos. En la figura 51 se puede observar la variación de Z_c con la potencia del motor.

De la figura 51 se puede observar que, la mayor desigualdad entre la impedancia del cable y del motor se da cuando los motores son de baja potencia.

Para todos los casos el coeficiente de reflexión es positivo, lo que significa que siempre existe la amplificación del voltaje en las terminales del motor. Los motores de baja potencia son los que están expuestos a mayores sobrevoltajes, $\rho_r \approx 1$, y estos poseen menor aislamiento en las ranuras, esto eleva la probabilidad de que ocurra una falla en el sistema de aislamiento.

4.3.2 Distancia crítica del cable.

El fenómeno de reflexión ocurre independientemente de la distancia entre el motor y el variador, la magnitud del voltaje en una línea de transmisión está en función de la distancia medida desde el punto de recibo. El peor caso de reflexión ocurre en condiciones de circuito abierto.

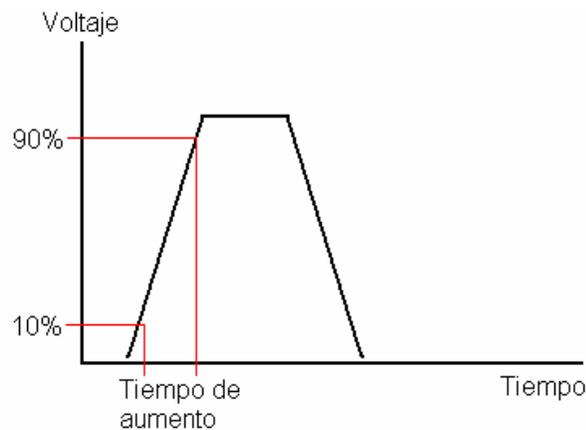
La distancia crítica, es aquella en la cual la amplificación de voltaje no ocurre. Esta es la longitud a la cual la suma de la onda de voltaje incidente y reflejada es igual al valor de la onda incidente.

La velocidad de propagación de la onda de voltaje a través de la línea de transmisión, depende de la inductancia y capacitancia por unidad de longitud del conductor, y esta dada por ecuación:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ m/s}$$

El tiempo de aumento del frente de onda producido por el variador (t_{fo}), se define como el tiempo que toma la salida de ir del 10% hasta el 90% del valor pico de la salida. Esto se muestra en la figura 52.

Figura 52. Tiempo de aumento del frente de onda del variador.



Entonces la distancia viajada por el frente de onda durante el tiempo de aumento es simplemente $v * t_{fo}$. Si el punto de recibo, en este caso el motor, se encuentra a una distancia en la cual la onda incidente ha alcanzado el 50% del valor pico y el coeficiente de reflexión se asume como uno, entonces el valor de

la suma de la onda incidente y reflejada es igual al 100% del valor pico de la onda incidente. Cualquier distancia mayor que esta daría como resultado que la onda incidente crezca más del 50% de su valor pico, y si se considera un coeficiente de reflexión igual a uno, el voltaje en el punto de recibo, va a tener una magnitud mayor al 100% del voltaje incidente.

Por lo tanto la distancia crítica del cable esta dada por:

$$D_{critica} = \frac{t_{fo}}{2\sqrt{LC}}$$

Los valores típicos de la velocidad de propagación en el cable, están en el rango de 100 a 150 mt/ μ seg. El tiempo de aumento del frente de onda de los variadores que utilizan IGBT's esta en el rango de 0.4 a 0.6 μ s.

Usando la ecuación de la distancia crítica, muestra que la distancia en la que se producen los sobrevoltajes varía entre 15 y 45 metros.

4.4 Estrés eléctrico en los sistemas de aislamiento

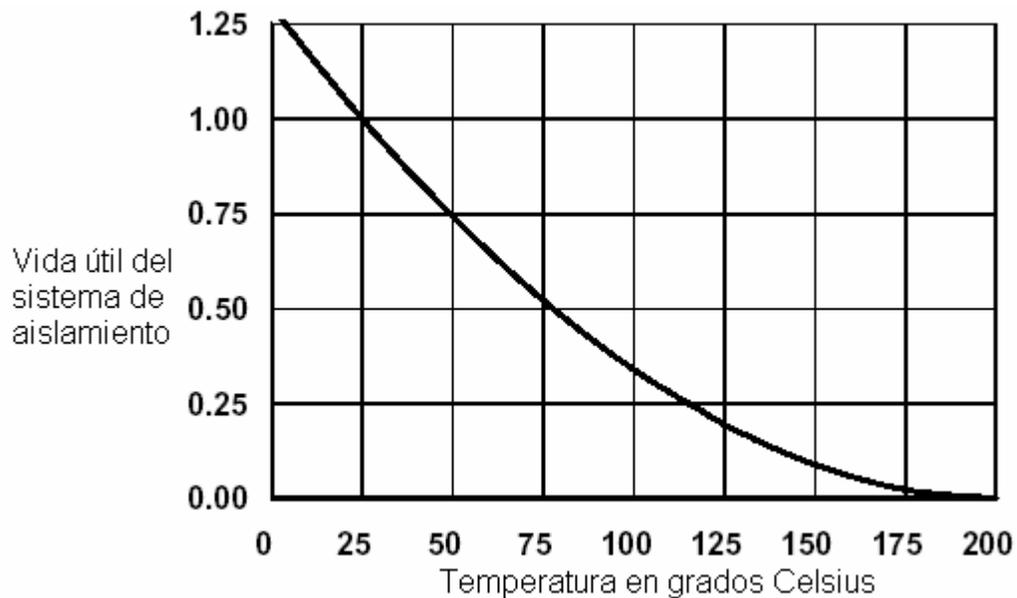
Varios fenómenos pueden causar el deterioro o falla en el sistema de aislamiento, entre estos podemos mencionar, Contaminación, vibración, sobrecalentamiento, voltaje, método, tipo de devanado y recientemente sobrevoltajes debidos a variadores.

4.4.1 Sobrecalentamiento

La vida útil de un sistema de aislamiento esta generalmente determinada por el estrés térmico. Todos los sistemas de aislamiento se deterioran en un periodo de tiempo debido a los efectos del estrés térmico. Si el sistema de aislamiento permanece a su temperatura nominal, este no debería fallar en su tiempo estimado de vida útil. Si el aislamiento continuamente excede su

temperatura nominal, la vida de este será menor en proporción con el nivel y duración del exceso de temperatura. La figura 53 muestra la relación de la vida del aislamiento contra la temperatura nominal del aislamiento 25°C. Incrementando la temperatura a 130°C la vida del aislamiento decae hasta un 83% de la vida nominal. Incrementando la temperatura a 155°C que es la temperatura límite del aislamiento clase F, reduce aún más la vida útil.

Figura 53. Variación de la vida del aislamiento contra la temperatura.



4.4.2 Contaminación

Esta reduce la resistencia dieléctrica. Los contaminantes tales como aceite, sal, ácidos, polvo metálico, combinados con humedad deterioran el sistema de aislamiento.

4.4.3 Estrés mecánico

Cuando un motor es arrancado a pleno voltaje, el poderoso campo magnético que se crea dentro del motor produce un empuje y estira a los devanados, además la corriente de arranque genera un rápido calentamiento de los conductores, lo cual causa que estos se expandan. Estas expansiones causan que con el tiempo el barniz que cubre el devanado se quiebre e incrementa la posibilidad de que falle el sistema de aislamiento.

4.4.4 Voltaje o dieléctrico

Las propiedades dieléctricas de un material son aquellas que hacen que un material sea un aislador en vez de un conductor. Cuando existe una diferencia de potencial a través un material aislante se produce un estrés dieléctrico. La resistencia dieléctrica de un material, es la capacidad que tiene el aislante de resistir el estrés dieléctrico. El nivel de voltaje de un sistema está determinado por la resistencia dieléctrica del material, si el sistema de aislamiento esta sometido a un exceso de voltaje, este puede fallar repentinamente.

El deterioro gradual de los sistemas de aislamiento es causado por niveles de voltaje que exceden el nivel de aislamiento pero no causan totales en el.

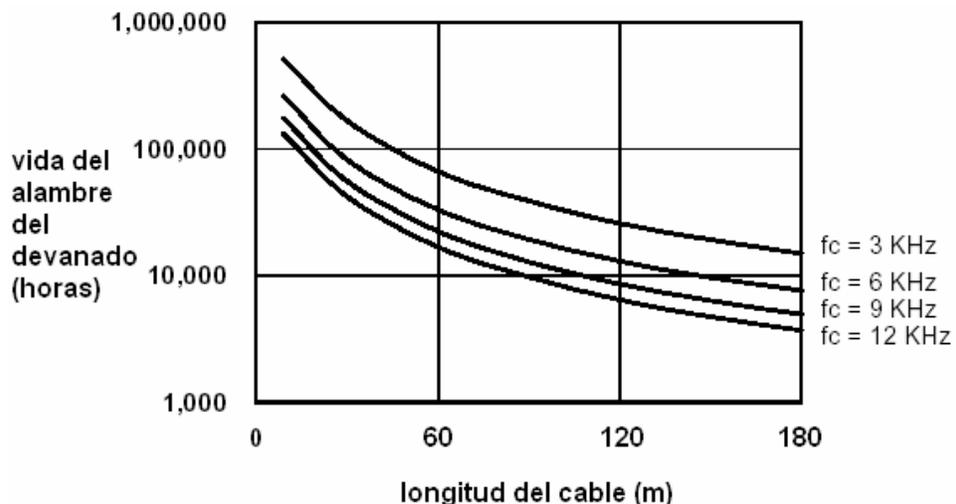
Los otros tipos de estrés, térmicos, de contaminación, mecánicos, de sobrevoltaje en combinación pueden reducir la capacidad de resistencia dieléctrica de los aislamientos, llevando al sistema a una falla desastrosa.

4.4.5 Frecuencia del variador

A medida que la frecuencia de switcheo del variador es aumentada, la forma de onda de salida que alimenta al motor se asemeja grandemente a una onda sinusoidal. Esta mejora en el aumento de la frecuencia disminuye el calentamiento del motor, mejorando con esto la vida útil del sistema de aislamiento.

A la vez que se incrementa la frecuencia de switcheo se producen un mayor número de pulsos de voltaje a la salida del variador, para una longitud dada de conductor, la probabilidad de sobrevoltajes en las terminales del motor se incrementa debido al fenómeno de onda reflejada. La potencia generada durante este sobrevoltaje se disipa en los devanados del motor, y la vida del sistema de aislamiento se disminuye. En la figura 54 se muestra como varia la vida del aislamiento a medida que se incrementa la frecuencia de switcheo y la longitud del cable.

Figura 54. Vida del aislamiento vrs. longitud del cable y frecuencia de switcheo.



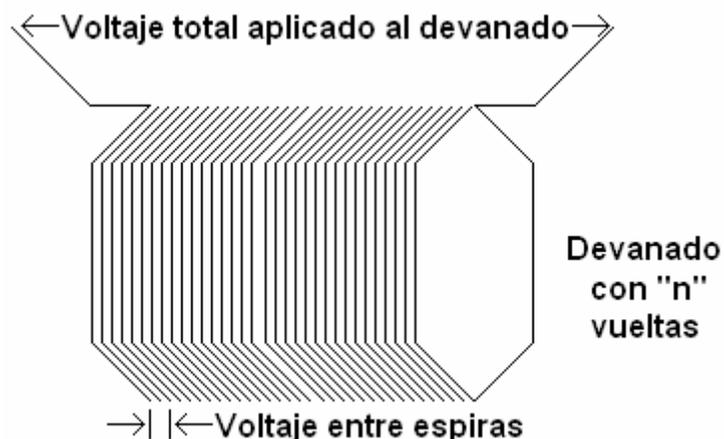
En la gráfica se observa que con 45 metros de cable, la vida del aislamiento del conductor cae de 100,000 horas a 25.000 horas cuando la frecuencia de switcheo es aumentada de 3 a 12KHz. La mayor vida útil se logra usando cables cortos y bajas frecuencias de switcheo.

4.5 Mecanismos de falla en los sistemas de aislamiento.

Los sobrevoltajes debidos al efecto de onda reflejada tienen un pequeño efecto en el aislamiento entre fases y entre fases y tierra, debido a que estos están diseñados para resistir grandes sobrevoltajes. El mayor estrés eléctrico que produce este fenómeno se encuentra en el aislamiento entre conductores alojados en una misma ranura.

En la figura 55 se representa una bobina de un motor, la cual esta compuesta de varias vueltas. El voltaje esta distribuido a través del toda la bobina, por lo tanto el voltaje entre espiras adyacentes es menor al voltaje total aplicado a la bobina.

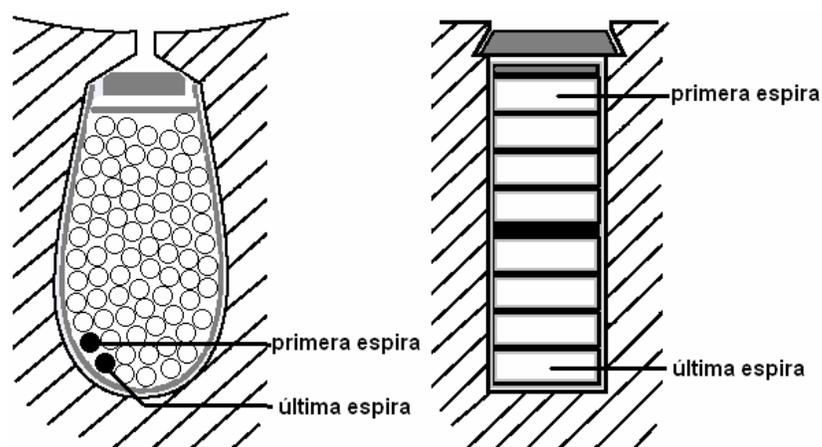
Figura 55. Voltaje distribuido a través del devanado.



Existen dos clases de bobinados que se pueden encontrar en los motores de inducción, estos son devanados concéntricos y devanados aleatorios, los devanados concéntricos son utilizados en motores de gran potencia usualmente están fabricados con conductores de sección transversal rectangular, en este tipo de devanado cada espira del devanado está colocada junto a la anterior y el devanado está construido por capas sucesivas, esto asegura que cada espira del bobinado esta en contacto únicamente con espiras anteriores y sucesivas, y la primera espira en la bobina esta separada de las últimas espiras. Esto significa que el voltaje entre dos conductores sucesivos es siempre menor al voltaje total aplicado a la bobina.

Si el devanado es de tipo aleatorio, las espiras en la ranura están colocadas al azar, con un devanado de este tipo es posible que la primera espira de la bobina este en contacto con la última, si la primera espira de la bobina está en contacto con la última capa de la bobina, el aislamiento entre espiras debe resistir el voltaje total aplicado a la bobina. En la figura 56 se muestran los dos tipos de devanados. La mayoría de motores de baja potencia están contruidos con devanados aleatorios.

Figura 56. Tipos de bobinados en los motores de inducción.



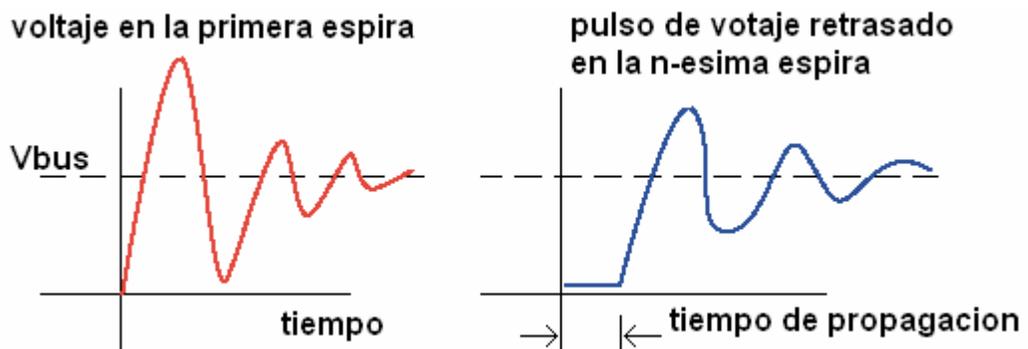
Al producirse el efecto de onda reflejada un sobrevoltaje en las terminales del motor es hasta de dos veces el voltaje de CD del bus de continua, el estrés en el sistema de aislamiento se incrementa, esta condición esta presente solamente por un periodo breve de tiempo, pero ocurre miles de veces por segundo.

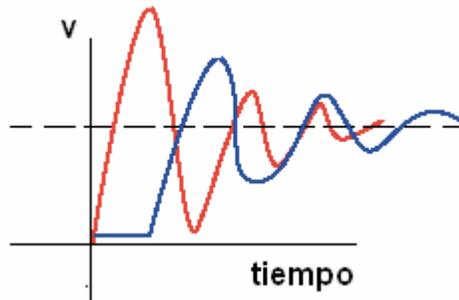
Este sobrevoltaje viaja a través del devanado del motor a una fracción de la velocidad de la luz, la velocidad de propagación de este sobrevoltaje esta determinado por la inductancia y capacitancia distribuida por unidad de longitud del motor y se puede expresar como:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

En la figura 57 se muestra como una gran porción del sobrevoltaje aparece entre espiras adyacentes.

Figura 57. Voltaje entre espiras adyacentes.





Cuando la diferencia de potencial entre espiras adyacentes logra sobrepasar la resistencia dieléctrica del aislamiento entre conductores lleva al motor a una falla repentina.

La magnitud del voltaje entre espiras está determinada por la razón de cambio del voltaje en el tiempo, dV/dt .

El valor de esta razón de cambio puede ser aproximado como el 80% del valor de voltaje pico dividido entre el tiempo de aumento.

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\text{voltaje_pico} * 0.8}{t_{fo}}$$

Los niveles de dV/dt están en el rango de 10,000 Voltios/ μ seg.

Los motores fabricados en los Estados Unidos están conforme a los estándares de la Asociación Eléctrica Nacional de Fabricantes, NEMA, por sus siglas en ingles. En la sección IV del NEMA Standard MG 1-1993 part 30 define los términos y discute las consideraciones de la aplicación de los motores de propósito general que se usan en velocidad constante pero se utilizan con variadores de frecuencia.

Este artículo establece que los motores fabricados para operación a 600 voltios o menos no deben de estar sujetos a picos de voltaje mayores de 1000 voltios en un tiempo que sea menor a 2 μ seg.

Un motor de propósito general, conectado en un sistema de voltaje de 480 VAC por medio de un variador de frecuencia puede experimentar voltajes mayores a 1000 voltios cuando se produce el efecto de la onda reflejada.

Con esto se puede observar como se superan los límites de sobrevoltajes establecidos por los fabricantes de motores cuando se produce el efecto de onda reflejada llevando al motor a una falla prematura. Como se ve en la tabla I.

Tabla I. Sobreniveles de voltaje.

Voltaje del sistema	Vbus de CD	Voltaje en terminales a longitud critica del cable	NEMA MG1 part 30
480 Vac+10%	715 Vcd	1430 Vpico	1000 Vpico a0.1 μ seg
575 Vac+10%	860 Vcd	1720 Vpico	1000 Vpico a0.1 μ seg

4.6 Mitigación del fenómeno de onda reflejada.

Entre las formas comunes de atenuar el efecto de onda reflejada se pueden mencionar cuatro, reactores de carga trifásicos, atenuador RC, filtros LC y Filtro LC con capacitor aislado.

4.6.1 Reactores trifásicos de carga

Los reactores fueron utilizados inicialmente para resolver los problemas en las instalaciones eléctricas de los variadores de frecuencia y controladores SCR, estos se usaron principalmente en el lado de la línea, también a menudo estos reactores sustituyeron a los transformadores de aislamiento de relación 1:1, la principal función de los reactores es la atenuación de armónicos, al inicio, estos fueron llamados reactores de línea o reactores de entrada para variadores, el uso de reactores de línea a salida de los variadores origina problemas en el mismo reactor debido al sobrecalentamiento por el alto contenido de armónicas en la salida del variador.

En los años `90 se introdujeron los reactores con compensación armónica los cuales son adecuados para el uso en ambos, la entrada y salida de un variador de frecuencia. La compensación armónica se refiere que este reactor está diseñado para manejar el espectro de armónicas, las cuales son típicas de la salida de un variador de frecuencia.

Los reactores utilizados a la salida de los variadores, ayudan a mitigar problemas como, aumento de temperatura, ruido, eficiencia del motor, protección de cortocircuito.

Reducción de la temperatura del motor. Los motores conectados a variadores tienden a funcionar a temperaturas mayores comparados con aquellos alimentados con ondas de voltaje senoidales, de 50 ó 60 Hz, la razón de que se produzca esto es que la salida de voltaje de un variador no es una onda senoidal, mas bien esta contiene armónicas las cuales son corrientes que fluyen dentro del motor a altas frecuencias. Estas armónicas incrementan las pérdidas en el núcleo del motor, las cuales se manifiestan en forma de calor.

Instalando un reactor a la salida de un variador se puede reducir la temperatura de operación del motor debido a la reducción de armónicas.

Los motores que son alimentados por variadores de frecuencia producen un nivel más alto de ruido, la razón de esto es debido que la frecuencia de switcheo de los variadores se encuentra en el rango audible por el humano. En este caso al colocar un reactor a la salida de variador se pueden reducir las armónicas de alta frecuencia y por lo tanto se reduce el ruido del motor.

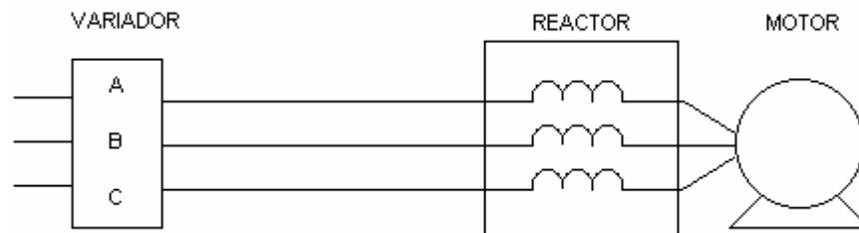
Las corrientes armónicas causan pérdidas adicionales en los devanados y el núcleo del estator, la eficiencia del motor es reducida. Cuando se instala un reactor la eficiencia del motor aumenta

La principal ventaja de utilizar reactores entre el motor y el variador es que este puede cambiar las características de impedancia del motor o de la fuente, esto dependiendo de la posición física donde se coloque el inductor. Los reactores comúnmente son especificados por el valor de su impedancia, los valores típicamente usados son reactores de 0.03 pu, valores mayores de impedancia pueden causar caídas de voltaje reduciendo la componente fundamental de voltaje en las terminales del motor, teniendo como resultado una disminución en el torque del motor y en algunos casos insatisfacción en operación a baja velocidad con torques elevados.

Agregando un reactor trifásico en las terminales del motor se obtiene una alteración en la impedancia del motor. Colocando este reactor trifásico en las terminales del motor se obtiene una mayor impedancia del motor que la normal. La desigualdad entre las impedancias del motor y el cable se incrementa obteniendo así un coeficiente de reflexión mayor dando como resultado un sobrevoltaje mayor, debido a que el reactor está colocado antes que el motor, el

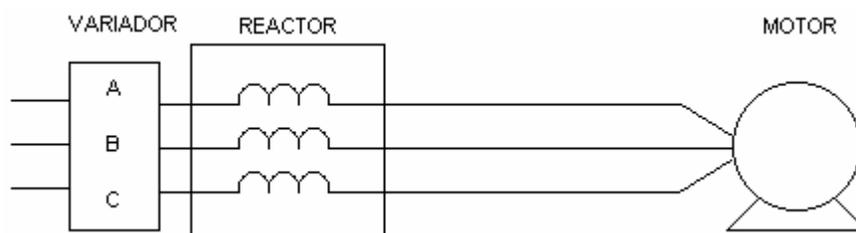
sobrevoltaje lo recibirá el devanado del reactor en vez del motor, la onda de voltaje reflejada viajara a través del conductor de regreso al punto de envío con una amplitud mayor debido al incremento del coeficiente de reflexión.

Figura 58. Colocación de reactores trifásicos a al entrada del motor.



Agregando un reactor trifásico en la salida del variador de frecuencia se altera la impedancia del cable de alimentación. Como se menciona con anterioridad la impedancia del cable es menor en comparación con la del motor. Con esto se incrementa la impedancia del cable, el coeficiente de reflexión se hace menor lo cual produce que la magnitud de los sobrevoltajes sea menor.

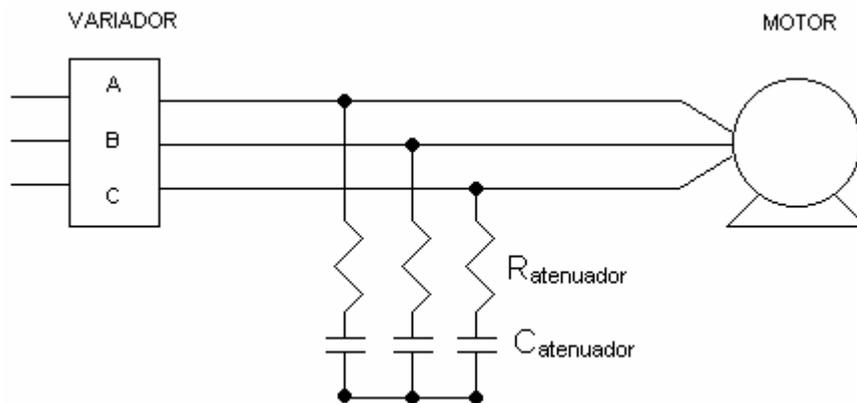
Figura 59. Reactores trifásicos a la salida del variador.



4.6.2 Atenuadores RC.

El atenuador RC es el método más simple y económico que se puede utilizar para atenuar el efecto de onda reflejada. Este atenuador se instala en las terminales del motor y el objetivo de este es igualar la impedancia característica de la línea con la impedancia de carga. Los componentes de este atenuador son cuidadosamente seleccionados para lograr su objetivo. Cuando la impedancia característica de la línea y la impedancia de carga son iguales la reflexión de voltaje no ocurre y por lo tanto el motor estará libre de sobrevoltajes causados por el variador de frecuencia.

Figura 60. Atenuadores RC.

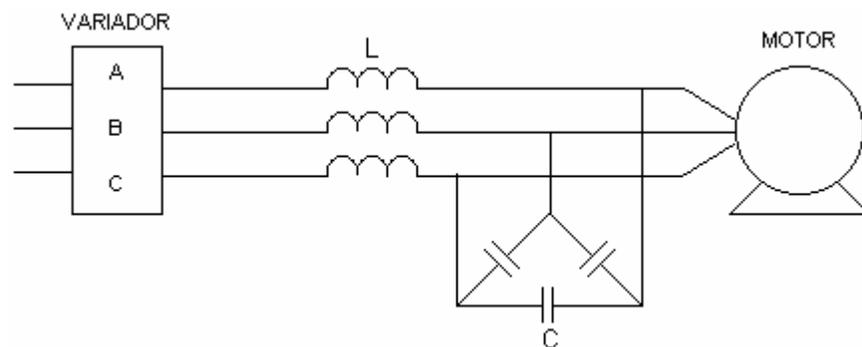


4.6.3 Filtro LC

El filtro LC combina los reactores con una red de capacitores los cuales forman un filtro paso bajo ilustrado en la figura 61 el concepto básico de este es tener una frecuencia de resonancia aproximada de 1 a 1.5 kHz esto logra que frecuencias mayores a estas sean absorbidas por el filtro y no pasen al motor. Para el óptimo funcionamiento de este filtro la frecuencia de switcheo del

variador tiene que ser seleccionada alrededor de 1 kHz, debido a que este tipo de filtro a su frecuencia de resonancia tiene una impedancia cercana a cero, es importante que la frecuencia de switcheo no sea seleccionada por debajo de esta ya que se podría dañar el variador o el filtro. El desempeño de este filtro es muy bueno a una frecuencia de switcheo del variador de 2.0 a 2.5 kHz.

Figura 61. Filtro LC.



4.6.4 Filtro LC con capacitor aislado

Este tipo de filtro tiene el mismo principio de funcionamiento que el filtro LC, excepto que este utiliza un transformador de aislamiento para conectar los capacitores. Valores grandes de capacitancia pueden ser utilizados debido que la relación del transformador reduce la corriente en los capacitores. La reactancia capacitiva vista por el variador es la de un circuito abierto. Otra ventaja de este filtro es que la inductancia del transformador permite que se pueda utilizar reactores en serie de menor inductancia lo cual mejora el torque del motor debido a que existe una menor caída de voltaje a través del reactor en serie.

5. DESCARGAS PARCIALES

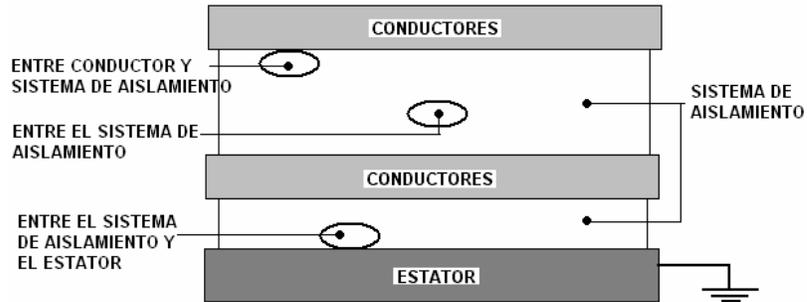
5.1 Teoría de las descargas parciales

Una descarga parcial puede ser definida como un pulso eléctrico o una descarga dentro de un hueco lleno de gas o en la superficie de un dieléctrico sólido o también en sistema de aislamiento líquido. Este pulso o descarga solamente cortocircuita la separación entre el aislamiento entre fases y tierra, o el aislamiento entre fases.

Estas descargas pueden ocurrir en cualquier hueco entre conductores o entre un conductor y la carcasa o marco del motor. Estos huecos pueden estar localizados en cualquier lugar en el sistema de aislamiento, entre el conductor y el aislamiento, dentro del aislamiento, entre el aislamiento y la carcasa del motor o a lo largo de la superficie del aislamiento. Estos pulsos o descargas ocurren a altas frecuencias, por lo tanto estos se atenúan rápidamente cuando pasan a tierra. Estas descargas son pequeños arcos eléctricos que ocurren dentro del sistema de aislamiento, por consiguiente ellos deterioran el aislamiento y pueden resultar eventualmente en una falla completa del sistema de aislamiento.

Los posibles lugares donde se presentan estos huecos dentro del sistema de aislamiento se ilustran en la figura 62.

Figura 62. Localización de huecos o vacíos dentro del sistema de aislamiento.



Otro caso de descarga parcial ocurre cuando se produce una descarga a través de la superficie del dieléctrico la cual es provocada por la contaminación o grietas en el sistema de aislamiento. Esto se ilustra en la figura 63.

Figura 63. Descarga parcial en la superficie del aislamiento.



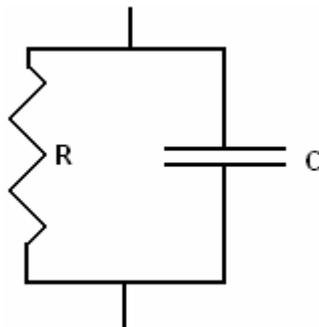
Lo anterior puede ilustrarse por el desarrollo de un modelo simplificado de las descargas parciales dentro del sistema de aislamiento.

5.1.1 Modelo del sistema de aislamiento

Un modelo simplificado de un sistema de aislamiento puede representarse por un capacitor y una resistencia conectados en paralelo. Este concepto se utiliza también en las pruebas de resistencia dieléctrica en motores y transformadores, a esta medición se le conoce como prueba del factor de potencia.

En este circuito la corriente se divide entre el capacitor y el resistor, el factor de potencia es el coseno del ángulo de fase entre el total de la corriente y la componente resistiva de la corriente.

Figura 64. Modelo del sistema de aislamiento para descargas parciales.



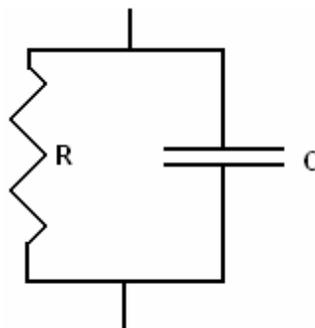
El valor del factor de potencia nos da una idea de las condiciones en las que se encuentra el aislamiento sometido a esta prueba. Un valor del factor de potencia cercano a la unidad indica que el sistema de aislamiento se encuentra en buenas condiciones, si el valor del factor de potencia desciende esto indicaría una degradación del sistema de aislamiento.

5.1.2 Modelo de descarga parcial dentro del sistema de aislamiento.

Un modelo simplificado utilizado frecuentemente del área donde ocurren las descargas parciales es representado únicamente por capacitores. Este modelo tiene el inconveniente de no reproducir con exactitud el fenómeno. Se ha observado que el comportamiento progresivo de este fenómeno, da un indicio de la existencia de un componente resistivo en paralelo con el componente capacitivo.

Una vez iniciadas las descargas parciales, usualmente se incrementan en magnitud a través del tiempo, pero las descargas parciales pueden ser cortocircuitadas por películas de material semiconductor dentro de los huecos en el sistema de aislamiento, esto continúa hasta que las descargas terminan. Las capas semiconductoras pueden estar formadas por la carbonización de los aislamientos orgánicos dentro de estos huecos, producto del daño causado por el arco eléctrico dentro de estos. Por lo tanto, el modelo de descarga parcial es similar al del sistema de aislamiento. Lo cual se ilustra a continuación.

Figura 65. Modelo de descargas parciales dentro del sistema de aislamiento.

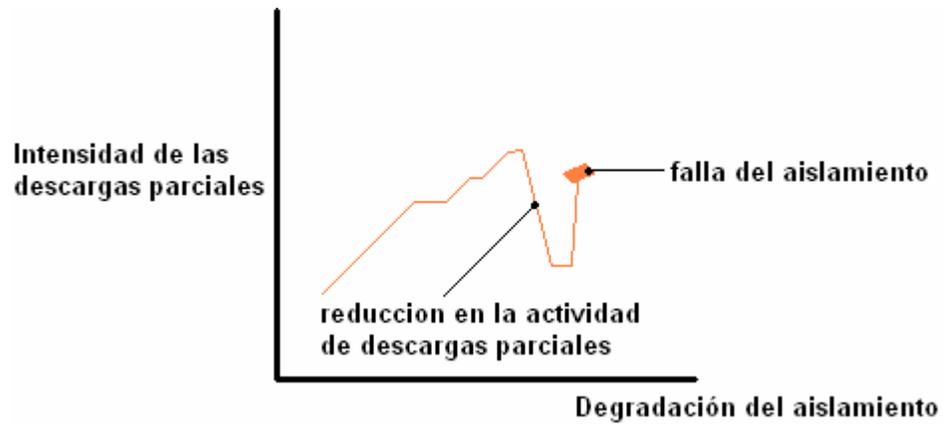


En el fenómeno de descargas parciales se observa que la intensidad de este disminuye rápidamente antes de que se produzca el fallo total del sistema de aislamiento, esto ocurre cuando el arco eléctrico producido dentro de los huecos, ha carbonizado los materiales orgánicos hasta el punto donde la componente resistiva del modelo es lo suficientemente pequeña para que se logre establecer una diferencia de potencial a través del hueco. Al disminuir la componente resistiva, da lugar a que una corriente de mayor magnitud pueda circular dentro del aislamiento, dando paso así a calentamiento adicional lo cual resulta en un daño al sistema de aislamiento. Este modelo que incluye la componente resistiva concuerda con el modo real del sistema de falla debido a descargas parciales dentro de los huecos, la componente resistiva da explicación a como se incrementa la corriente y como se degrada el aislamiento.

Las descargas parciales como se menciono con anterioridad se pueden dar también en la superficie del aislante. El daño en la superficie del aislamiento es causado por la corriente que puede circular a través de él. Esta corriente puede circular por cualquier camino formado por contaminación, mientras este camino sea lo suficientemente ancho y continuo el calor asociado con esta corriente será disipado en una área grande. Sin embargo el calor de esta corriente produce alguna evaporación de la capa contaminante, esto causa que este camino se interrumpa formando una serie de pequeñas islas. Cada interrupción del camino causa un pequeño arco eléctrico. Estos pequeños arcos resultan siendo puntos de calentamiento local. La intensidad de calor provocada por estos pequeños arcos es lo suficiente para causar un daño molecular y químico del aislamiento. El producto del arco eléctrico a través de materiales orgánicos es el carbón. Estos pequeños arcos en la superficie del aislamiento se consideran también como parte de la actividad de descargas parciales.

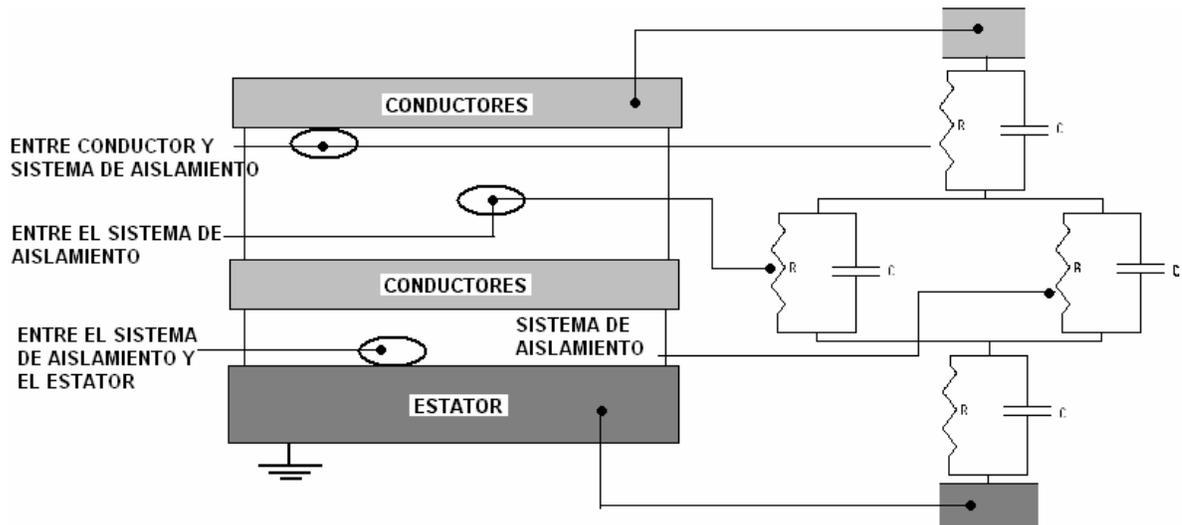
En la figura 66 se muestra como varía la intensidad de las descargas parciales con el deterioro del aislamiento.

Figura 66. Intensidad de descargas parciales vrs. deterioro del aislamiento.



Con los modelos descritos anteriormente se puede ilustrar un modelo completo del sistema de aislamiento para comprender el fenómeno de descargas parciales.

Figura 67. Modelo completo de descargas parciales en el sistema de aislamiento.



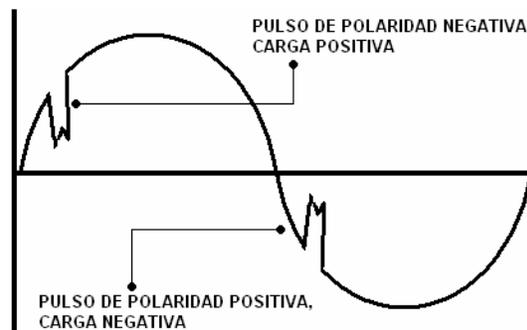
5.1.3 Conceptos de descargas parciales.

El primer concepto en la teoría de descargas parciales es que estas ocurren durante en primer y tercer cuarto de cada ciclo de la corriente alterna. Es decir las descargas parciales ocurren cuando existe un aumento en el nivel de voltaje no importa la polaridad que este tenga. Durante el aumento de voltaje en dirección positiva, todos los componentes capacitivos del sistema son cargados hasta alcanzar el voltaje umbral a través de cada uno de los huecos, luego de esto se produce la descarga parcial. Cuando el voltaje comienza a disminuir, el voltaje a través de cada hueco disminuye también, mientras que cada capacitor mantiene cierta carga, ya que el voltaje en el capacitor no puede ser cambiado instantáneamente. Durante el primer cuarto del ciclo se crea una carga positiva y el resultado es una descarga parcial. En el tercer cuarto del ciclo esta carga

positiva es invertida, resultando en una carga positiva en dirección contraria y el resultado por consiguiente es una descarga parcial.

Otro concepto a considerar es que las descargas parciales se pueden medir como pulsos de voltaje, por consiguiente, durante el semiciclo positivo, una descarga parcial, resulta en un pulso negativo es decir, un pulso en dirección contraria al sentido de la onda de voltaje. A esto se le conoce como descarga parcial de polaridad negativa, y ocurre durante el aumento de voltaje en el primer cuarto del ciclo de la corriente alterna aplicado al hueco en el sistema de aislamiento. Mientras que en el tercer cuarto la descarga parcial resulta en un pulso positivo, esto es referido como descarga parcial positiva. Estas descargas parciales se miden como señal de alta frecuencia, estos pulsos de voltaje pueden estar en el rango de milivoltios. En la siguiente figura para propósitos de ilustración se exageran estos pulsos de voltaje.

Figura 68. Pulsos de polaridad positiva y negativa.



La magnitud de los pulsos positivo y negativo pueden ser comparados para determinar las posibles causas de las descargas parciales, así como también el número de pulsos durante un ciclo de la corriente alterna. La magnitud de la descarga parcial está relacionada con magnitud del daño al aislamiento.

El número de pulsos indica la cantidad de descargas que ocurren, a varios niveles de magnitud máximos.

Otro concepto de interés es, el efecto de los pulsos negativos en relación a los pulsos de polaridad positiva. Se sabe que si los pulsos de polaridad positiva exceden a los pulsos de polaridad negativa la probable causa de descargas parciales es que existan huecos entre el aislamiento y el núcleo del motor, o descargas parciales superficiales. Si los pulsos de polaridad positiva superan a los de polaridad negativa, la posible raíz de las descargas parciales es la existencia de huecos entre los conductores y el sistema de aislamiento. La explicación de este fenómeno está relacionado con el nivel de voltaje aplicado al hueco, la forma geométrica del hueco y la clase de materiales que actúa como ánodo y cátodo. Dependiendo de la polaridad de los pulsos, el material que actúa como cátodo cambia.

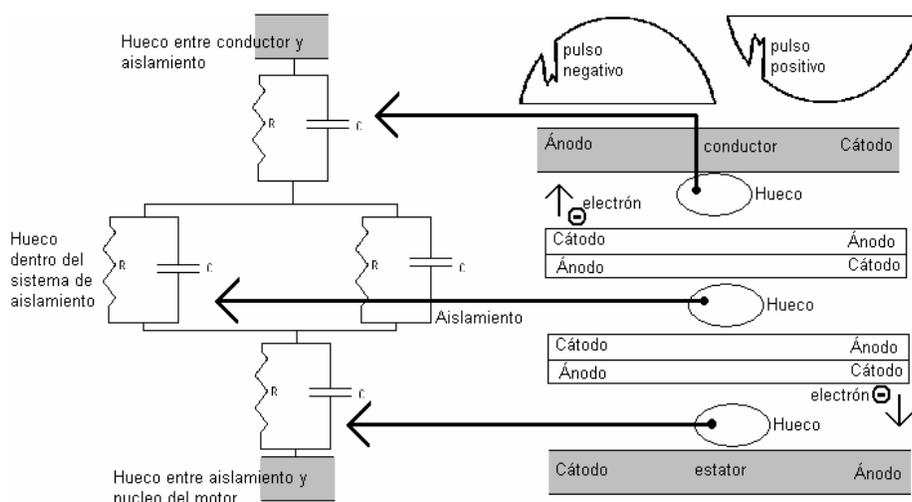
Cuando el aislamiento actúa como cátodo y una descarga parcial ocurre en la superficie del aislamiento, las características del aislamiento crean un plasma. Un plasma es una buena fuente de electrones libres para promover descargas parciales, además, el área de descarga se extiende por la naturaleza del plasma. El resultado de esto es que se produce una tendencia mayor de descargas parciales cuando el aislamiento actúa como cátodo.

Para pulsos de polaridad negativa, el aislamiento actúa como el cátodo a través de los huecos existentes entre el conductor y el aislamiento. Durante estos pulsos de polaridad negativa, una tendencia mayor de descargas ocurre en esta área próxima al conductor. Por lo tanto, si los pulsos de polaridad negativa exceden a los de polaridad positiva se considera que la causa son los huecos entre el conductor y el aislante.

Para los pulsos de polaridad positiva, el aislamiento actúa como cátodo a través de los huecos entre el aislamiento y el núcleo del motor, durante estos pulsos, una tendencia mayor de descargas ocurrirá dentro de estos huecos. Por tanto si los pulsos de polaridad positiva exceden a los de polaridad negativa, se considera que los huecos entre el aislamiento y el núcleo son la raíz de las descargas parciales.

Cuando los huecos están dentro del sistema de aislamiento, para ambos tipos de pulsos el aislamiento actúa como cátodo, por consiguiente la diferencia entre pulsos positivos y negativos es igual, por esto se considera que la causa de las descargas parciales son los huecos que se encuentran dentro del sistema de aislamiento y no entre el aislamiento y el conductor o el núcleo del motor. En la figura 66 se ilustra la relación entre pulsos de polaridad positiva y negativa y el sistema de aislamiento actuando como cátodo.

Figura 69. Relación entre pulsos positivo y negativo y el aislamiento actuando como cátodo.



Las descargas parciales en corriente alterna de una onda cuadrada difieren a las que ocurren en corriente alterna senoidal. El tiempo de aumento de una onda senoidal es usualmente más lento que el de la formación de la descarga parcial. Por lo tanto, no existe un retraso respecto al aumento de voltaje. Sin embargo, el tiempo de aumento de una onda cuadrada es menor al de formación de la descarga parcial, entonces se produce un retardo en la formación de la descarga parcial respecto al tiempo de aumento de la onda cuadrada. Las descargas parciales usualmente ocurren cerca o en el pico de voltaje de la onda cuadrada. Se puede decir que el voltaje umbral para una onda cuadrada es mayor que el de una onda senoidal también puede depender del ancho del pulso. Si el pulso es muy corto, menor al tiempo de formación de la descarga parcial, varios pulsos pueden ser necesitados para obtener una descarga.

Como resultado, la intensidad de las descargas parciales observadas bajo corriente alterna de onda cuadrada no debe exceder a las observadas bajo corriente alterna senoidal al mismo nivel de voltaje y frecuencia. Sin embargo, la intensidad de las descargas parciales de un pulso pequeño con una gran duración puede exceder a aquellas de un gran pulso pero pequeño en duración.

La forma de onda de un variador de frecuencia contiene una serie de pulsos positivos y negativos. El número de pulsos en cada dirección depende de la frecuencia de switcheo del variador y el número de transiciones en polaridad depende de la frecuencia fundamental. En cada frente de onda de voltaje, una descarga eléctrica puede ocurrir si el pico de voltaje es mayor al voltaje umbral de descarga parcial. (Asumiendo que la carga es capaz de disiparse durante el intervalo de los subsecuentes pulsos). Durante los subsecuentes pulsos también se pueden generar descargas de menor magnitud, esto se da solo si la carga generada durante el primer pulso es parcialmente disipada antes de que

el segundo pulso sea aplicado. Por tanto, el número de descargas parciales es proporcional a la frecuencia del variador, lo cual sería miles de veces en comparación con una onda senoidal de voltaje de 50 o 60 Hertz. Cuando el tren de pulsos cambia de polaridad a la frecuencia fundamental, las descargas eléctricas serán mayores. Debido a esto se puede decir que la intensidad de las descargas parciales en un motor accionado por un variador serán mayores en comparación con las de un motor operado con una onda senoidal de 50/60 Hz.

En el capítulo anterior se explicaron los mecanismos por los cuales se generan sobrevoltajes en las terminales de los motores alimentados por variadores de frecuencia, bajo ciertas condiciones. Estos sobrevoltajes son el resultado de la desigualdad entre la impedancia característica del cable y la impedancia de carga, el motor, y dan origen al fenómeno de descargas parciales. El resultado de dicho fenómeno es la degradación del sistema de aislamiento por erosión eléctrica y mecánica. La erosión química de los materiales orgánicos es producida por el ozono, mientras que la erosión mecánica se da por el movimiento de partículas altamente cargadas dentro de los huecos. La proporción de la degradación del aislamiento depende del voltaje umbral de descarga parcial particular de cada sistema de aislamiento y del nivel de estrés del voltaje aplicado.

5.1.4 Factores en el voltaje umbral de descargas parciales.

El voltaje umbral de un sistema de aislamiento es un valor el cual esta determinado sustancialmente por el diseño y construcción del motor. Existen varios factores que juegan un papel importante en esta determinación de este valor.

El primer factor que determina el voltaje umbral es el devanado del motor, ya que existe la posibilidad que un gradiente de potencial alto este presente entre conductores adyacentes en motores con devanados aleatorios en donde conductores de las primeras vueltas pueden estar en contacto con conductores de las últimas vueltas. En bobinados de tipo concéntrico la probabilidad de que existan estos gradientes es menor. Otro factor determinante en el voltaje umbral es el barniz del motor, este es usado por varias razones pero su propósito principal es incrementar la resistencia dieléctrica del sistema de aislamiento. Una buena calidad de barniz incrementa el nivel de voltaje umbral.

Un motor fabricado sin papel aislante entre fases tendrá un menor voltaje umbral comparado con otro motor idéntico el cual si utilice este tipo de aislante. La calidad del proceso de fabricación determina el nivel de voltaje umbral de las descargas parciales, si durante la fabricación o la inserción de las bobinas, el alambre esmaltado es dañado, este se puede convertir en un punto donde se generen descargas parciales, en muchos casos, estos pequeños daños no son detectados a simple vista o con pruebas de resistencia de aislamiento, y no son descubiertas hasta que el motor falla. Por esta razón un cuidado especial debe ser tomado en la construcción de un motor.

Otro factor que determina el voltaje umbral es el calibre y el tipo de esmalte del conductor, esto es debido al hecho de que un conductor con mayor diámetro posee una capa de esmalte más grueso en comparación con un conductor de menor diámetro. Por ejemplo, el voltaje umbral de un conductor calibre 14 AWG es un 40% mayor comparado con un conductor 18 AWG. Por lo tanto, un motor fabricado con conductor 14 AWG tiene un voltaje umbral mayor en comparación con un motor idéntico el cual esté bobinado con dos conductores 17 AWG.

La temperatura de operación del motor afecta el voltaje umbral de descargas parciales, el voltaje umbral de un motor con sistema de aislamiento clase F operando a 155°C es sustancialmente menor, al mismo motor trabajando a temperatura ambiente.

5.1.5 Degradación del aislamiento debido a descargas parciales

Durante las descargas eléctricas, la energía de electrón puede lo suficientemente alta y causar la disociación, ionización y excitación de las moléculas o átomos dieléctricos. En aire húmedo, lo siguiente puede ser producido: radicales de hidroxilo, ozono, oxígeno atómico, oxígeno, radicales de hidroperoxilo y alguna cantidad de óxidos de nitrógeno. El radical del hidroxilo y ozono son oxidantes fuertes que puede degradar prontamente aislamientos de polímero. Además de la temperatura, la tasa de la degradación del polímero es una función del nivel de la concentración de estos oxidantes, que depende de la tasa de la ocurrencia de descargas parciales o intensidad parcial de descarga.

El proceso de degradación puede ser catalogado como, electrotérmico, electroquímico o bombardeo simple de electrones o iones. Por ejemplo, un pulso de sobrevoltaje grande resultado de una descarga, la degradación electrotérmica puede ser el principal mecanismo de falla. Sin embargo, para los pulsos producidos por un variador de frecuencia los tres tipos de mecanismos de falla pueden ser posibles para el aislamiento de un motor. El mecanismo de falla depende principalmente de la intensidad de las descargas parciales. Esto puede ser descrito por la diferencia de potencial del voltaje que el aislante experimenta y es el voltaje umbral de la descarga parcial. Si el nivel de voltaje umbral es significativamente alto, el sistema de aislamiento fallará en un corto

período de tiempo, debido a una falla electrotérmica o de bombardeo de electrones. Si la magnitud del voltaje umbral no es grande pero la proporción de la ocurrencia es grande, el sistema de aislamiento se degradará en un largo periodo de tiempo debido a mecanismos electroquímicos y electrotérmicos.

Para neutralizar las descargas parciales, se puede incrementar el nivel de aislamiento entre fases, entre las ranuras o incrementando el aislamiento del alambre esmaltado. Usualmente como resultado de esto se obtiene un motor con un costo mayor de fabricación.

5.2 Sobrecalentamiento de motores operados con variadores de frecuencia

La mayoría de motores comercialmente disponibles han sido diseñados de acuerdo con los estándares de la NEMA, para la operación en voltaje senoidal. El calentamiento de estos motores es conocido cuando estos están operados a voltaje y frecuencia constante. El calentamiento crítico de un motor debe de ser examinado cuando este sea controlado por un variador de frecuencia.

Cuando la velocidad de un motor es reducida las ecuaciones de flujo volumétrico de aire se aplican para determinar la cantidad de aire que circula sobre la carcasa del motor para enfriarlo. Estas ecuaciones proporcionan una relación entre la velocidad y el volumen de aire. Las características del diseño del motor se deben examinar para determinar también los efectos de la ventilación reducida. La ecuación que determina la cantidad de flujo de aire cuando se cambia la velocidad de un motor enfriado por ventilador es:

$$q_1 / q_2 = n_1 / n_2$$

En donde:

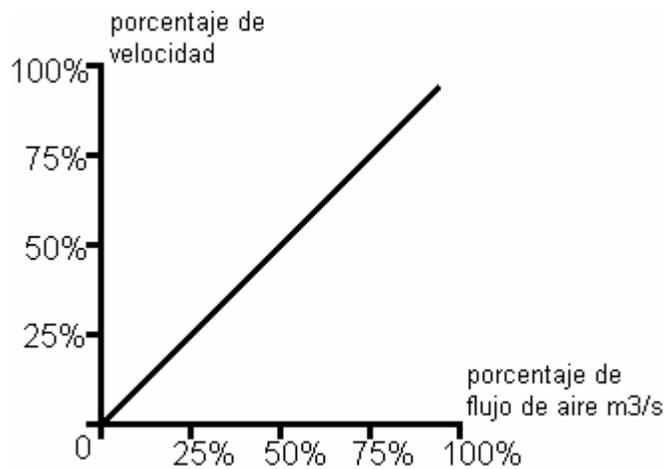
q_1 = flujo de aire a velocidad 1(m³/s)

q_2 = flujo de aire a velocidad 2 (m³/s)

n_1 = velocidad 1 del ventilador (RPM)

n_2 = velocidad 2 del ventilador (RPM)

Figura 70. Variación del flujo de aire vrs. velocidad del motor.



Si un motor esta a plena carga y la velocidad es reducida el 50%, el motor es requerido para que entregue un torque máximo con una ventilación alrededor del 50% del máximo enfriamiento. Esta reducción del factor de enfriamiento con el decremento de la velocidad alcanzará un punto en el cual la temperatura nominal del sistema de aislamiento sea superada causando una reducción en la vida del aislamiento, o que este falle definitivamente. En la tabla II se muestra una comparación para dos motores con sistema de aislamiento clase F, reduciendo la velocidad del motor a plena carga.

Tabla II. Reducción de la velocidad del motor a plena carga.

HP	Tipo de	Frecuencia	Porcentaje de	Porcentaje	Corriente	Aumento de temperatura	comentarios
----	---------	------------	---------------	------------	-----------	------------------------	-------------

	potencia	(Hz)	velocidad	de torque	(Amp)	C	
10	Variador de frecuencia	60	100	100	12.5	55	Plena carga y velocidad
10	Variador de frecuencia	30	50	100	14.7	104	A temperatura limite
10	Variador de frecuencia	15	25	100	14.1	122	Sobre el limite de temperatura
50	Variador de frecuencia	60	100	100	61.4	73	Plena carga y velocidad
50	Variador de frecuencia	30	50	100	70.6	119	Sobre el limite de temperatura

En la tabla se puede observar que la corriente que consumen los motores en cada caso se incrementa cuando estos se operan al 50% de la velocidad nominal en el caso del motor de 10 HP se incrementa un 23% y en el motor de 50HP un 19%. Este resultado sugiere que a plena carga un motor operado por un variador el rango de velocidad en un motor de 10 HP es de 2 a 1 y menos de 2 a 1 en un motor de 50 HP. Reduciendo la velocidad del motor por debajo de este límite se puede exceder la temperatura máxima de aislamiento del motor llevándolo a una falla prematura. Incluso con intervalos cortos operando a plena carga bajo condiciones de baja velocidad el motor puede ser dañado bajo estas circunstancias.

Las cargas centrífugas, por ejemplo, las bombas y los ventiladores, no requieren un torque máximo a velocidades reducidas, lo cual disminuye el estrés térmico en los motores en este tipo de aplicaciones. En la tabla III se

muestra el aumento de temperatura cuando el torque es disminuido a varias velocidades.

Tabla III. Aumento de temperatura con un torque disminuido.

HP	Tipo de potencia	Frecuencia (Hz)	Porcentaje de velocidad	Porcentaje de Torque	corriente (Amp)	Aumento de temperatura °C	comentarios
10	senoidal	60	100	100	12.0	51	Referencia onda senoidal
10	variador	15	25	87	12.0	79	Reducción de la carga
10	variador	6	10	78.9	12.5	109	Limite de sobre temperatura
50	Senoidal	60	100	100	59.1	62	Referencia onda senoidal
50	Variador	30	50	82	56.8	72	Reducción de la carga
50	Variador	6	10	70	51.3	94	Baja velocidad
50	Variador	6	10	62	45.0	66	Reducción de la carga

En esta tabla la reducción de la carga en operación de una carga centrífuga no causa que el motor exceda los límites térmicos definidos por el sistema de aislamiento.

La forma de onda producida por un variador de frecuencia se asemeja a una onda senoidal cuando se aplica a las terminales del motor. Debido a que esta onda no es una replica exacta de una onda senoidal, pérdidas serán generadas por el motor. Estas pérdidas son encontradas en el contenido de armónicas de la forma de onda y directamente contribuyen al calor generado por el motor. Un ejemplo de estas pérdidas se muestra en la tabla IV.

Tabla IV. Aumento de la temperatura.

HP	Tipo de potencia	Frecuencia (Hz)	Porcentaje de velocidad	Porcentaje de Torque	Corriente (Amp)	Aumento de temperatura °C	comentarios
10	Senoidal	60	100	100	12.0	51	Referencia senoidal
10	Variador	60	100	100	12.5	55	Plena carga y velocidad
50	Senoidal	60	100	100	59.1	62	Referencia senoidal
50	Variador	60	100	100	61.4	73	Plena carga y velocidad

En ambos casos en el motor de 50 y 10 HP la corriente se incrementa aproximadamente en un 4% cuando estos operan a plena carga y velocidad. Ese incremento de corriente resulta en un incremento en la temperatura de ambos motores. El calentamiento puede ser variar debido al tipo de motor y variador de frecuencia. Incluso cambiando los parámetros de configuración del variador pueden cambiar estos resultados.

Sobrecargas periódicas pueden causar que la temperatura exceda los límites térmicos del sistema de aislamiento. El sobrecalentamiento potencial del motor bajo estas condiciones depende de la duración y la amplitud de la sobrecarga. En la tabla V se muestra un ejemplo de una sobrecarga del 33%.

Tabla V. Aumento de la temperatura con sobrecarga.

HP	Tipo de potencia	Frecuencia (Hz)	Porcentaje de velocidad	Porcentaje de Torque	Corriente (Amp)	Aumento de temperatura °C	comentarios
10	Senoidal	60	100	100	12.0	51	Referencia onda senoidal
10	Variador de frecuencia	60	100	100	12.5	55	Plena carga y velocidad
10	Variador de frecuencia	60	100	133	16.8	129	sobrecargado

En este caso, un motor de 10 HP es operado continuamente con un 33% de sobrecarga. La corriente consumida por el motor se incrementa en un 40% con el motor alimentado con un voltaje senoidal mientras que con un variador se incrementa un 34% a pleno torque. Cargando cualquier motor arriba del torque nominal, los valores de corriente resultan en una operación fuera de los parámetros de diseño del motor. Cuando se alimenta un motor a través de un variador las sobrecargas son críticas debido al estrés térmico ya presente por la forma de onda del variador. Pequeñas sobrecargas, inclusive durante intervalos cortos de tiempo, pueden estresar térmicamente al sistema de aislamiento.

5.2.1 Vida útil y calentamiento de los aislamientos

Los métodos empleados para clasificar los aislantes de motores están especificados por varias normas, por ejemplo la ASTM "American Society for Testing and Materials" del IEEE "Institute of Electrical and Electronic Engineers".

La duración o vida útil de un sistema de aislamiento se determina conforme a la siguiente ecuación lineal.

$$\log(U) = a + b\left(\frac{1}{T}\right)$$

Donde:

U = duración o vida útil, tiempo dado en horas.

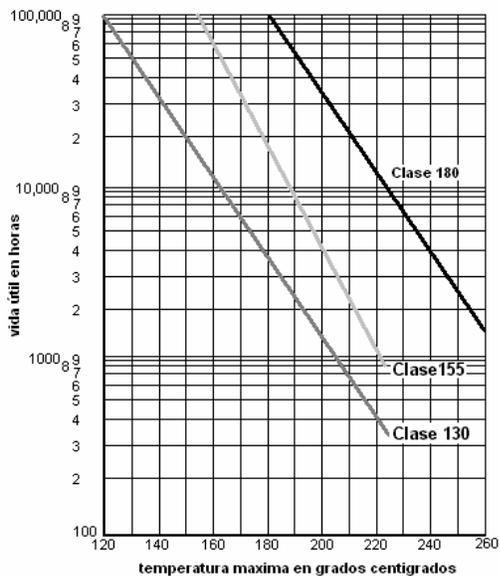
T = temperatura, dado en grados Celsius

a = constante

b = constante

Los valores de las constantes a y b se determinan por medio de valores experimentales de U y T, cuya grafica es una línea recta como la que se muestra en la figura 71.

Figura 71. Vida del aislamiento vrs. temperatura de operación del motor.



A esta se le denomina línea de regresión, y corta a la del nivel de vida esperado a la temperatura correspondiente a la clasificación del material o del sistema de aislamiento que se prueba, debe señalarse que al estudiar el calentamiento de un motor es necesario limitar también la elevación de temperatura del núcleo de hierro, pues además de que dicho componente puede estar recubierto con un barniz de carácter químico orgánico con una

temperatura límite de operación, también se halla en contacto con algunos de los componentes del sistema aislante, y por ello no debe exceder la temperatura a la que tales componentes pueden trabajar con seguridad.

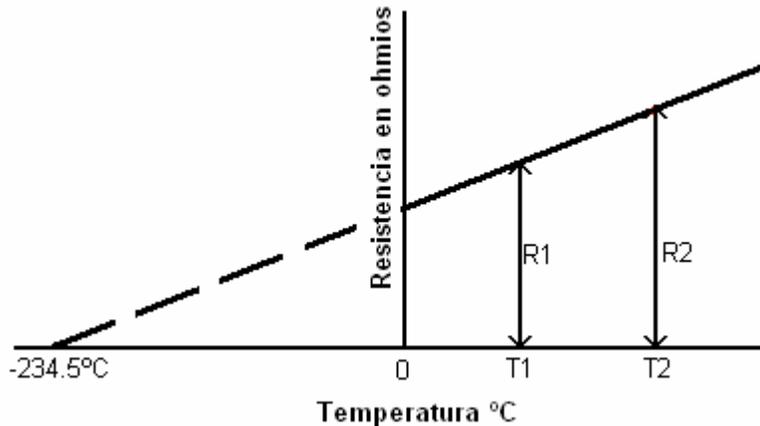
Además es conveniente que la temperatura del núcleo o armazón de acero se mantenga por debajo de la del cobre de las bobinas, a fin de que estas puedan transmitir al núcleo que las rodea el calor desarrollado por ellas. Otro factor importante que debe tomarse en cuenta al determinar la posible elevación de temperatura de un motor son los esfuerzos mecánicos que pueden derivarse de dicho calentamiento, principalmente debido a los diferentes coeficientes de dilatación térmica de los materiales que intervienen. Si el motor va a ser sometido, por ejemplo, a arranques repetidos, hay que analizar y cuantificar los esfuerzos que se producirán en la jaula de un rotor en cada arranque, y que podrían conducir a una falla prematura de las uniones en el caso de un rotor con jaula de cobre soldada, o bien en el de las barras fundidas de un rotor con jaula de aluminio colada a presión.

5.2.2 Elevación de temperatura del motor

Las pérdidas que se generan dentro de un motor producen cierta cantidad de calor que el sistema de ventilación habrá de transmitir en parte al medio exterior o ambiente. Esto equivale a decir que cuando un motor opera en forma normal su temperatura se incrementa de modo gradual hasta que se llega al equilibrio térmico entre el calor producido dentro del motor y el extraído por el sistema de ventilación, momento en el cual la temperatura se estabiliza en distintas partes del motor. El único procedimiento para determinar la elevación de temperatura, es decir el aumento de la temperatura sobre la ambiental, en un motor consiste en medir el incremento de resistencia en los devanados, lo cual se basa en el hecho de que la resistencia tanto del cobre como la del aluminio se eleva en forma prácticamente lineal con la temperatura. En el caso del cobre, que es el más común, la prolongación de la gráfica resistencia-

temperatura corta al eje horizontal en el punto correspondiente a $-234.5\text{ }^{\circ}\text{C}$, como se muestra en la figura 72.

Figura 72. Variación de la resistencia con la temperatura.



Con lo cual se puede establecer la siguiente ecuación:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{234.5 + T_2}{234.5 + T_1}$$

Que permite calcular el valor de la temperatura de operación del motor T_2 a partir de los valores de R_1 , R_2 , y T_1 . R_1 es la resistencia del devanado medida a la temperatura ambiente, T_1 ($^{\circ}\text{C}$), y R_2 es la resistencia del devanado al final de la prueba. Resulta evidente que la medición de R_2 no es tan sencilla como la de R_1 , puesto que en teoría R_2 debe medirse en el preciso instante en que se corta la alimentación del motor, después de haber logrado la estabilización térmica. Como esto no es factible en la mayor parte de los casos, se opta por tomar el tiempo preciso de corte de la alimentación como origen, y tomar lecturas de resistencia a intervalos regulares a fin de graficar la forma en que la resistencia del devanado comienza a descender. Extrapolando la gráfica hasta el instante del corte puede obtenerse con bastante precisión el valor de R_2 .

El valor calculado para T_2 a partir de R_2 es, la temperatura promedio y no la temperatura máxima dentro del devanado. La práctica usual es agregar los

valores de la tabla V a fin de obtener la temperatura estimada para el Punto más caliente del devanado.

Tabla VI. Diferencias de temperatura con el punto más caliente.

Clase de aislamiento	130	155	180
Diferencia estimada entre la temperatura promedio y el punto mas caliente del devanado (°C)	10	10	15

De este modo, si la prueba arroja un valor para T_2 por ejemplo de 106 °C y se trata de un aislamiento clase 130, puede suponerse que la máxima temperatura dentro del devanado será de 116 °C o sea 14 °C por debajo del limite permisible, por lo que en este caso podría esperarse una vida útil del aislamiento mayor de la normal.

Con base en la tabla anterior y considerando que la temperatura de ambiente aceptada como normal para el diseño de la mayor parte de los motores es de 40 °C, es posible establecer los límites para la elevación de la temperatura en las tres clases de aislamientos considerados. Esto se da en la tabla VII.

Tabla VII. Determinación de la temperatura del punto mas caliente.

Sistema de aislamiento	Clase130	Clase155	Clase180
Temperatura ambiente (°C)	40	40	40
Elevación permisible de temperatura medida por resistencia.	80	105	125
Diferencia respecto a la temperatura máxima.	10	10	15

Temperatura del punto más caliente del devanado	130	155	180
---	-----	-----	-----

Al operar el motor de inducción con una frecuencia distinta a la nominal se ven afectadas algunas características, como por ejemplo. Al disminuir la frecuencia debajo de la nominal se tiene que:

- Obviamente la velocidad se reduce en forma proporcional a la reducción de frecuencia.
- El flujo y, por lo tanto, la densidad de flujo en el circuito magnético del motor, se incrementan, por ser inversamente proporcionales a la frecuencia.
- La corriente magnetizante debe aumentar al incrementarse el flujo.
- El par que debe desarrollar el motor es mas alto debido a la reducción de la velocidad, se eleva asimismo el valor del par máximo.
- El factor de potencia desciende en la mayor parte de los casos
- Normalmente, también la eficiencia tiende a disminuir, la temperatura de operación se eleva por un incremento de las pérdidas.
- Aumenta el ruido de origen magnético en el motor debido al mayor nivel de saturación en el circuito magnético.

Al trabajar el motor de inducción con una frecuencia por encima de la nominal se tienen los siguientes efectos:

- Reducción en el flujo y en la densidad de flujo resultante en las diversas secciones del circuito magnético.
- Menor corriente magnetizante
- La mayor velocidad hace que se reduzca el par que debe desarrollar el motor para dar la misma potencia.

- El par de arranque del motor disminuye en la práctica en proporción directamente inversa al cuadrado de la relación de frecuencias, el par máximo que puede desarrollar el motor disminuye también en la misma proporción.
- El factor de potencia tiende a mejorar ligeramente, al igual que la eficiencia.
- Y se reduce el ruido de origen magnético.

CONCLUSIONES

1. Un sistema trifásico de tensiones senoidales es normalmente simétrico y equilibrado, de forma que la suma instantánea de las tensiones de sus fases es siempre igual a cero y, por lo tanto, su punto neutro está siempre a cero voltios. Las tensiones a la salida del convertidor no son senoidales, sino que conmutan a alta frecuencia entre dos niveles de tensión continua y, por lo tanto, en valor instantáneo, la suma de las tensiones de las tres fases no puede ser nunca cero y, por consiguiente, en el neutro aparece una tensión, respecto a la referencia del potencial. Esta tensión de neutro común a las tres fases se conoce como voltaje de modo común. Su frecuencia es la misma que la de conmutación de los interruptores y su amplitud en función de la tensión del condensador del bus de continua.
2. El fenómeno de corriente a través de los cojinetes es causado por la generación de voltajes de modo común por parte del variador de frecuencia. Estos voltajes alimentan las capacitancias parásitas que se encuentran dentro del motor, las cuales producen un voltaje en la flecha del motor el cual tiende a descargarse repetitivamente hacia tierra por medio de los cojinetes produciendo una descarga de algunos cientos de miliamperios, erosionando el canal del cojinete acelerando la producción de nuevas descargas y dañando prematuramente a los cojinetes.
3. Una combinación de pulsos de alta frecuencia producidos por el variador y un cable de alimentación que exceda una distancia en promedio mayor a 15 metros puede causar sobrevoltajes hasta de dos veces el voltaje del bus de continua, es decir de 2.7 veces el voltaje de alimentación. Las altas variaciones de la tensión respecto al tiempo dv/dt que producen las

conmutaciones a la salida del convertidor originan ondas viajeras en el cable de conexión entre el convertidor y el motor. Cuando estas ondas llegan al motor se origina una onda de tensión reflejada que, añadida a la nueva onda que llega del variador, origina picos de sobretensión los cuales someten al sistema de aislamiento a un estrés eléctrico provocando una falla prematura en el motor.

4. Las sobretensiones causadas por el efecto de reflexión pueden dar origen a que se produzcan descargas parciales en los pequeños vacíos de aire existentes en el interior del sistema de aislamiento. Estas descargas parciales generan ozono, que reacciona rápidamente con los materiales orgánicos aislantes y esmaltes de los conductores y degrada rápidamente su capacidad dieléctrica. Cuando un motor está funcionando permanentemente a este nivel de sobretensiones produciéndose descargas parciales, su vida se acorta y, dependiendo de la temperatura de funcionamiento y de la calidad de los materiales y de la fabricación, se producirá antes o más tarde una falla total del sistema de aislamiento.

RECOMENDACIONES

1. Se debe continuar el estudio de los fenómenos de reflexión de voltaje y corrientes en los cojinetes, en los diferentes motores alimentados por variadores de frecuencia.
2. Utilizar la presente investigación, como base para la implementación de pruebas de reflexión de voltaje y corrientes en los cojinetes, en los laboratorios de la Escuela de Mecánica Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de San Carlos de Guatemala, que permita reproducir en forma segura estos fenómenos.
3. El sistema de aislamiento de un motor puede estar sujeto a estrés térmico o ambiental y puede estar al límite de su capacidad de resistencia dieléctrica, indiferentemente de la forma de onda del voltaje. Antes de alimentar un motor con un variador, es necesario prestar especial atención limitando factores como: sobretensión y contaminantes del ambiente.
4. Es recomendable conocer las advertencias dadas por los fabricantes de los motores. Solamente el fabricante de un motor en particular puede decir cuál es la resistencia dieléctrica del sistema de aislamiento en particular. Por eso, siempre que un motor nuevo sea seleccionado para usarse con un variador de frecuencia, se debe utilizar uno que sea recomendado por el fabricante como conveniente para uso con variadores del tipo IGBT.

5. Se debe estudiar cada caso en particular, para determinar qué medida de mitigación se utilizará, debido a que algunas pueden afectar el desempeño del sistema.

BIBLIOGRAFÍA

1. A. Von Jouanne, and P. Enjeti. "**Design Considerations for an Invertir Output Filter to Mitigate the Effects of Long Motor Leads in ASD Applications,**" APEC, 1996, pp. 579-58.
2. A. Von Jouanne, H. Zhang, A. Wallace, "**An Evaluation of Mitigation Techniques for Bearing Currents, EMI and Overvoltages in ASD Applications,**" IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 34, pp. 1113-1123, Sept./Oct. 1998.
3. E. Persson, "**Transient Effects in Application of PWM Inverters to Induction Motors,**" IEEE IAS Transactions, vol. 28. No. 5, Sept./Oct. 1992, 1095 pp.
4. Fitzgerald, A.E. y otros. **Máquinas eléctricas.** 5^a. ed. México: Editorial McGraw-Hill interamericana de México, S.A. de C.V., 1999 653 pp.
5. G. Stone, H. Sedding, "**Application of partial discharge testing to motor and generator stator winding maintenance**", IEEE transactions on Industry Applications, Vol. 32. No. 2 March/April 1996.
6. IEEE: Draft IEEE **Guide to the Measurement of Partial Discharges in Rotating Machinery.** P1434.
7. Kaufhold, M., Börner, **Failure Mechanism of the Inter-turn Insulation of Low Voltage Electric Machine fed by Pulse-Controlled.** IEEE Electrical Insulation Revista, Vol. 12, No. 5, pp. 9-16. 1996.
8. Kraus, John D. y otros. **Electromagnetismo con aplicaciones.** 5^a. ed. México: Editorial McGraw-Hill interamericana de México, S.A. de C.V., 1999, 669 pp.
9. Lampola, P. **The influence of inverters on low-voltage cage induction motors insulation.** Tesis Ingeniería Eléctrica, Helsinki University of Technology, 1992. 78p.
10. Ogasawara S., Akagi H. **Modeling and Damping of High-Frequency Leakage Currents in PWM Inverter-Fed AC Motor Drive System,** IEEE Industry Appl. Revista, Septiembre/Octubre, 1996 pp.1105-1113.

11. Oliver, J. A., Stone. **Implication for the Application of Adjustable Speed Drive Electronics Motor Stator Winding Insulation.** IEEE Electrical Insulation Revista, pp. 32-36. 1995.
12. <http://www.engineeringtalk.com>. Fecha 21/8/2004
13. <http://www.mge.com>. Fecha 3/01/2005
14. <http://www.mte.com>. Fecha 25/10/2005
15. <http://www.oit.doe.gov/bestpractices/energymatters>. Fecha 30/11/2004