

**VALIDACIÓN DE CAMPO DE LAS SIMULACIONES MEF DE UN MOTOR DE
INDUCCIÓN, ANTE FALLAS DE CORTOCIRCUITO ENTRE ESPIRAS**

JOSÉ DAVID BONILLA MENESES

CAROS FERNANDO CABAL LARRAHONDO



**UNIVERSIDAD DEL VALLE
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
SANTIAGO DE CALI
2012**

**VALIDACIÓN DE CAMPO DE LAS SIMULACIONES MEF DE UN MOTOR DE
INDUCCIÓN, ANTE FALLAS DE CORTOCIRCUITO ENTRE ESPIRAS**

JOSÉ DAVID BONILLA MENESES

CAROS FERNANDO CABAL LARRAHONDO

**Propuesta de proyecto de grado presentado
Como requisito para optar al título de**

INGENIERO ELECTRICISTA



MARTHA CECILIA AMAYA ENCISO
Ingeniero Electricista Ph.D.

DARÍO DÍAZ SÁNCHEZ.
Ingeniero Electricista

UNIVERSIDAD DEL VALLE
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA
SANTIAGO DE CALI
2012.

Nota de aceptación:

Firma del Presidente del jurado

Firma del jurado

Firma del jurado

Santiago de Cali, 13 de Marzo de 2012.

*A Dios:
Por la vida, la salud y la familia que me otorgó y por cada día bendecirme con su manto.*

*A mis Padres:
Milton Alberto y Estela que gracias a su amor, comprensión y sacrificio, nos dieron la
oportunidad de hacer realidad este sueño tan anhelado*

*A mi hija:
Isabel Sofía, La persona a quien más amo en este mundo, mi motor y es ella quien cada
día me da un motivo de felicidad y ganas de salir adelante.*

*A mi esposa y compañera de vida:
Maira Jennifer Por sus consejos, confianza e incondicional apoyo en todo momento, por
su apoyo emocional en las buenas y malas; Y el amor brindado durante todo este tiempo*

*A mi Hermano y su esposa:
Julián Alberto y Gloria Isabel por sus consejos e inquebrantable fe en mi capacidad a
pesar de los múltiples inconvenientes*

*A mis tías María Edith, Irma Tulia, y Lida (QEPD) Córdoba:
Por brindarme su motivación, apoyo y colaboración económica sin la cual no se hubiera
llevado a buen término el presente proyecto.*

*A mi familia:
Por brindarme apoyo y colaborarme sin esperar nada a cambio, solo mi beneficio, por
enseñarme a trabajar y ser la persona quien hoy soy.*

*A mi sobrina y mis primitos:
Catalina, Juancho, Luisita, Hessey, Nata, Douglas, Alexis, Shaira, Tati, y los demás que
este logro sea ejemplo en todo propósito que persigan.*

*A mis Suegros:
Robinson Lasso y Nereida Gonzalez quienes han sido como unos padres para mí.
A todos mis amigos en especial a Gloria (Q.E.P.D.), Cristian, Enoc, Kelly Karina, Gloria
Estefani, Camilo y Tobías por compartir mis sueños y esperanzas*

Carlos Fernando Cabal Larrahondo.

A Dios:

Por su infinita misericordia, por la salud que me brindas, por la familia que me donaste, las maravillas que nos regalas y los talentos que nos obsequias para nuestro desarrollo como persona

A mi Madre:

Alba Lucia que gracias a su sacrificio, entrega y amor hizo de mí el hombre integral y profesional que tanto anhelo.

A mi esposa:

Luz Adriana, gracias por el sacrificio, paciencia, amor y comprensión que me dio en este proceso, en los buenos y malos momentos, el cual culmino exitosamente.

A mi hijo:

Samuel David, motor de mi vida, la alegría de la casa, le dedico este triunfo para mejorar su calidad de vida y darle lo que se merece.

Hermanas Vicentinas:

Sor Lucia Gómez y Sor Ligia Reyes por el apoyo espiritual, humano y económico que me brindaron en este proyecto.

A mi Familia:

Por el apoyo brindado en todas las etapas de mi vida, por ayudarme a construir mis sueños y enseñarme a trabajar duro para alcanzar las metas.

A mi amigo:

Reinaldo Marmolejo, gracias por sus sabios consejos académicos, humanos y espirituales que me ayudaron en este caminar.

A la Iglesia:

Voluntariado Juvenil Vicentino (Voljuvi), Cursos de Cristiandad y la Familia Vicentina por formarme espiritual y humanamente que hicieron de mí lo que soy hoy en día.

José David Bonilla Meneses

AGRADECIMIENTOS

Los autores expresan sus agradecimientos:

A la Profesora Martha Cecilia Amaya directora del proyecto por su valiosa ayuda, motivación y paciencia; lo cual hizo posible el desarrollo de este trabajo.

A Darío Díaz por su apoyo, codirector del proyecto que en todo momento del desarrollo aportó ideas y consejos para la culminación del proyecto.

Al grupo de investigación en conversión de energía CONVERGÍA: Ingenieros Jairo Palacios, Leonardo Jaramillo, Harold José Díaz, Paul Manrique, David López López, Javier Ernesto Micolta, por la asesoría y apoyo prestado en el desarrollo de este proyecto.

A la Universidad del Valle y al profesorado por su formación académica y personal.

Al Ingeniero José Enar de Gers S. A, por su valiosa charla de manejo del Analizador PX5 DRANETZ BMI.

A los Ingenieros Alejandro Paz, Luis Carlos Castro por el aporte de ideas y la facilitación de equipos para los ensayos.

Al señor Freiner Piedrahita por la facilitación de los equipos prestados del laboratorio y sus aportes en la consecución de los mismos.

A todas aquellas personas que en una u otra forma colaboraron en la realización del presente proyecto.

TABLA DE CONTENIDO

Contenido

1. MÉTODOS PARA EL DIAGNÓSTICO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS DE INDUCCIÓN.	10
1.0. INTRODUCCIÓN.....	10
1.1. CONDICIONES GENERADORAS DE FALLAS EN MOTORES ELÉCTRICOS [1].	10
1.1.1. CONDICIONES MECÁNICAS.....	10
1.1.2. CONDICIONES ELÉCTRICAS.	11
1.1.3. CONDICIONES AMBIENTALES.	11
1.2. EFECTOS DEL CORTOCIRCUITO ENTRE ESPIRAS.....	13
1.3. MÉTODOS PARA EL DIAGNÓSTICO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS DE INDUCCIÓN. [1],[2].....	14
1.3.1. MÉTODOS CONVENCIONALES DE DIAGNÓSTICO.....	15
1.3.1.1. ENSAYOS DE CORRIENTE CONTINUA [9].....	15
1.3.1.2. ENSAYOS DE CORRIENTE ALTERNA [9].....	17
1.3.1.2.1. ENSAYOS DE TANGENTES DELTA [9].	17
1.3.1.2.2. ENSAYO DE DESCARGAS PARCIALES [9].....	18
1.3.2. NUEVOS MÉTODOS DE DIAGNÓSTICO.	18
1.3.2.1. ANÁLISIS ESPECTRAL DE VIBRACIONES.	18
1.3.3. ANÁLISIS ESPECTRAL DE CORRIENTES [9].....	19
1.3.4. DIAGNÓSTICO MEDIANTE EL ESPECTRO DE LA POTENCIA INSTANTÁNEA [9][31].	20
1.3.5. MEDICIÓN DEL FLUJO AXIAL DE DISPERSIÓN.	22
1.3.6. PAR ELETROMAGNÉTICO [3].....	24
1.3.7. LA IMPEDANCIA DE SECUENCIA INVERSA [3][31].	27
2. EL MÉTODO DE LOS ELEMENTOS FINITOS APLICADO AL DIAGNÓSTICO DE FALLAS CORTOCIRCUITO ENTRE ESPIRAS.	32
2.0. INTRODUCCIÓN.....	32

2.1.	MODELADO DE LA MÁQUINA BAJO ESTUDIO.....	32
2.1.1.	CARACTERÍSTICAS DE LA MÁQUINA BAJO ESTUDIO.....	32
2.1.2.	DATOS CONSTRUCTIVOS.	33
2.2.	SIMULACIONES REALIZADAS EN EL SOFTWARE FLUX 2D.	34
2.2.1.	DETERMINACIÓN DEL CIRCUITO EQUIVALENTE	40
2.2.1.1.	PARÁMETROS DE VACÍO [24].	40
2.2.1.2.	PARÁMETROS DE ROTOR BLOQUEADO [24].	43
2.2.2.	CURVA PAR VELOCIDAD.	48
3.	ESTUDIO DE FALLAS ESTATÓRICAS EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO.....	49
3.0.	INTRODUCCIÓN.....	49
3.1.	CONDICIONES DE CONEXIONADO Y BORNES.....	49
3.2.	CONDICIONES DE ENSAYO.	54
3.2.1.	CIRCUITO DE PRUEBA.	54
3.2.2.	DISPOSICIÓN DEL CIRCUITO DE PRUEBA.	55
3.2.2.1.	MONTAJE DEL CIRCUITO DE PRUEBA.	56
3.2.2.2.	INSTRUMENTO DE MEDICIÓN.	58
3.3.	ECUACIONES EN RÉGIMEN PERMANENTE QUE DEFINEN EL COMPORTAMIENTO DE LOS MOTORES ASÍNCRONOS.	59
3.3.1.	ENSAYO DE VACÍO.....	60
3.3.1.1.	ENSAYO DE VACÍO CON MOTOR SIN FALLAS.	61
3.3.1.2.	ENSAYO DE VACÍO DEL MOTOR CON FALLA.	62
3.3.1.2.1.	SEÑALES EN EL TIEMPO.	63
3.3.2.	ENSAYO DE ROTOR BLOQUEADO.	69
3.4.	DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE VACÍO Y ROTOR BLOQUEADO DEL MOTOR NEMA B.	71
3.4.1.	PARÁMETROS DE VACÍO. [24]	71
3.4.2.	PARÁMETROS DE ROTOR BLOQUEADO [24]	72
3.5.	CIRCUITO EQUIVALENTE. [24]	73
3.6.	DIAGRAMA CIRCULAR. [23]	74

3.6.1.	DIAGRAMA CIRCULAR PARA MOTORES ASÍNCRONOS.	74
3.6.2.	DIAGRAMA CIRCULAR PARA MOTOR NEMA B.	78
3.7.	CURVAS DE PAR - VELOCIDAD.	79
3.8.	ENSAYO DE CARGA.	86
4.	VALIDACIÓN DE CAMPO DE SIMULACIÓN VERSUS ENSAYO DE CORTOCIRCUITO ENTRE ESPIRAS DE LA MISMA FASE.	91
4.0.	INTRODUCCIÓN.	91
4.1.	COMPARACIONES.	91
4.1.1.	VALIDACIÓN DE LA PRUEBA DE VACÍO.	91
4.1.2.	PRUEBA DE ROTOR BLOQUEADO.	92
4.1.3.	VALIDACIÓN POR CIRCUITO EQUIVALENTE.	93
4.1.4.	CURVAS PAR VELOCIDAD.	94
4.1.5.	VALIDACIÓN POR CORRIENTES DE FALLA.	95
4.1.5.1.	COMPARACIÓN POR EVOLUCIÓN DE CORRIENTE DE FALLA.	96
	CONCLUSIONES.	98
	RECOMENDACIONES	100
	BIBLIOGRAFÍA.	101

1. MÉTODOS PARA EL DIAGNÓSTICO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS DE INDUCCIÓN.

1.0. INTRODUCCIÓN.

Los motores eléctricos de inducción en su funcionamiento normal se pueden ver afectados por múltiples factores que provocan fallas en los mismos; estas condiciones de fallas se dan de tipo mecánico, eléctrico y condiciones externas o ambientales. Este capítulo se esbozaran las fallas más comunes que suceden en las máquinas asíncronas jaula de ardilla, así como los diferentes métodos de diagnóstico de las mismas.

1.1. CONDICIONES GENERADORAS DE FALLAS EN MOTORES ELÉCTRICOS [1].

1.1.1. CONDICIONES MECÁNICAS.

Las condiciones mecánicas que pueden generar averías en los motores jaula de ardilla son las marchas intermitentes, arranques frecuentes, ciclos de trabajo pesado y cargas pulsantes. Los efectos más frecuentes de las condiciones mecánicas son:

- Fallos en cojinetes.
- Aflojamiento de las cuñas.
- Desequilibrio en el rotor.
- Daños en las cabezas de bobina.
- Desalineación de ejes.
- Problemas de vibraciones.
- Deterioro del paquete magnético.

1.1.2. CONDICIONES ELÉCTRICAS.

Las condiciones eléctricas que pueden producir una falla del motor de inducción son los efectos por transitorios, fluctuaciones suaves de tensión, desequilibrio entre fases y sobretensiones bruscas. Si un motor continuamente está expuesto a estas condiciones eléctricas, puede ocasionar las siguientes fallas:

- Fallas en el aislamiento.
- Rotura o agrietamiento de las barras rotóricas.
- Deterioro de las conexiones en caja de bornes.

1.1.3. CONDICIONES AMBIENTALES.

Las condiciones ambientales a las que se encuentra sometido un motor en las instalaciones industriales influyen directamente en la vida útil de este y son generadoras de fallas. Estas condiciones pueden ser problemas térmicos como altas temperaturas ($>40^{\circ}$) o baja densidad del aire por altitud (>1000 m), problemas de polución y problemas de humedad.

Según estudios reportados por IEEE en 1985, la distribución porcentual para fallas en maquinas eléctricas de inducción indican que entre el 30% y el 40% son debido a fallas en el aislamiento del estator, fallas en rodamientos 40%, fallas en el rotor 10% y las fallas por otras causas, que constituyen el 10% restante. [29], [28].

En la figura 1 [28] se muestra la distribución porcentual de los fallos en motores de Inducción según los estudios de IEEE.

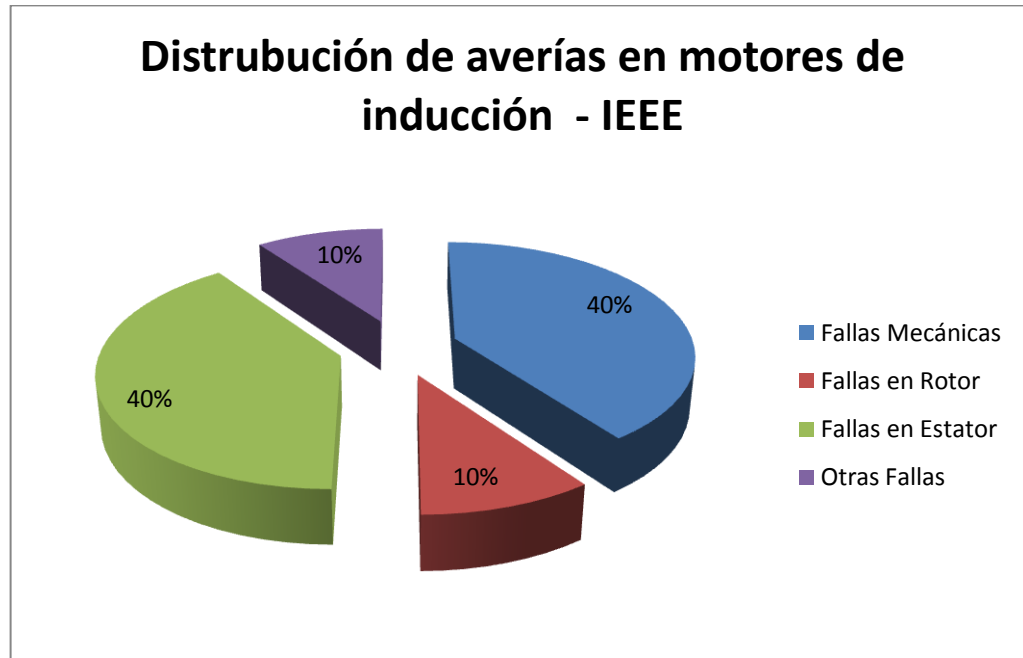


Figura 1. Distribución de averías en motores de inducción según estudios de IEEE (año 1985) [28].

Otro estudio, realizado por el Centro de Investigaciones y Pruebas Electroenergéticas de Cuba (CIPEL), reportan cifras muy diferentes a las reportadas por IEEE; según este estudio, el porcentaje de fallas en Cuba tiene una distribución del 56% para fallas en estator, 30% en rodamientos y apenas un 3% en rotor, mientras se mantiene el 10% de fallas diferentes [30] [28] .

En la figura 2 [28] se muestra la distribución porcentual de los fallos en motores de Inducción en Cuba según reportes de CIPEL.

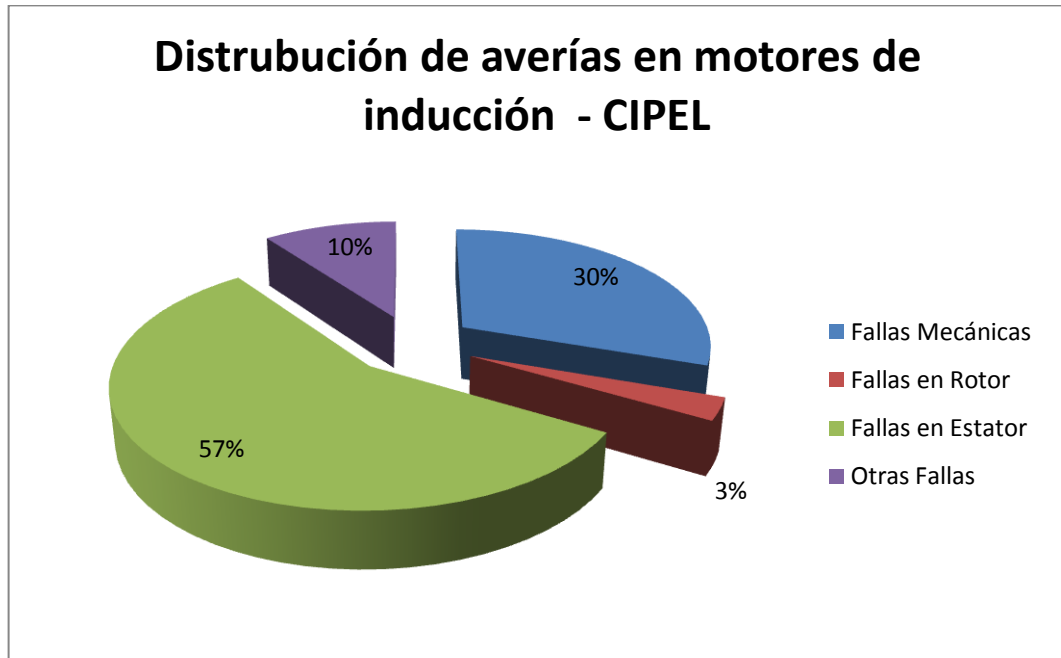


Figura 2. *Distribución de averías en motores de inducción según reportes CIPEL .*

De los tipos de fallas anteriores se ha determinado que para en este trabajo de grado se va a centrar principalmente en fallas eléctricas en el estator debido al deterioro del aislamiento ocasionando cortocircuito entre espiras de la misma fase.

1.2. EFECTOS DEL CORTOCIRCUITO ENTRE ESPIRAS.

La presencia de un cortocircuito entre espiras del estator hace que el devanado resultante se asemeje al de una bobina de paso acortado donde las componentes armónicas de la fuerza magneto motriz para esta falla se amplifican debido al cambio del paso polar.

El cortocircuito entre espiras del devanado provoca un incremento de la asimetría y por ende se modifica el flujo axial. En el caso específico de un corto entre espiras, se presenta una modificación del circuito eléctrico lo cual ocasiona un cambio subsecuente de la densidad de flujo en el entrehierro de la máquina. El efecto de una falla en el aislamiento es la eliminación de una espira o un grupo de espiras del devanado estático. Esta será una pequeña consecuencia que se verá reflejada en la distribución del flujo en el entrehierro. Además en la espira cortocircuitada se inducirá una FEM que provocará un flujo de corriente limitado sólo por la propia impedancia de la espira en corto. La corriente de falla es la fuente de un pulso magnetomotriz, el cual posee una distribución de armónicos espaciales que se superponen a la distribución del campo principal.

Teniendo en cuenta lo anterior se puede decir que el efecto general será un cambio en los armónicos temporales observados en el flujo de dispersión. Así una pequeña variación en la densidad del flujo magnético en el entrehierro debido a una falla incipiente, se verá reflejada inmediatamente en el flujo axial de dispersión, lo que lo convierte en un método excepcional para el diagnóstico de éste tipo de fallas, lo cual no es posible con métodos convencionales.

1.3. MÉTODOS PARA EL DIAGNÓSTICO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS DE INDUCCIÓN. [1],[2]

Los motores eléctricos de inducción en su condición de funcionamiento habitual se pueden ver afectados por múltiples factores que desencadenan fallas en los mismos; estas condiciones son de tipo mecánico, eléctrico y condiciones ambientales.

Determinar problemas en motores debe ser confiable y seguro, por esto un análisis de motores eléctricos debe contener resultados en las siguientes zonas de

falla: Circuito de Potencia, Aislamiento, Estator, Rotor, Entrehierro y Calidad de energía.

En la figura 3, se muestran los métodos de diagnóstico para motores de inducción.

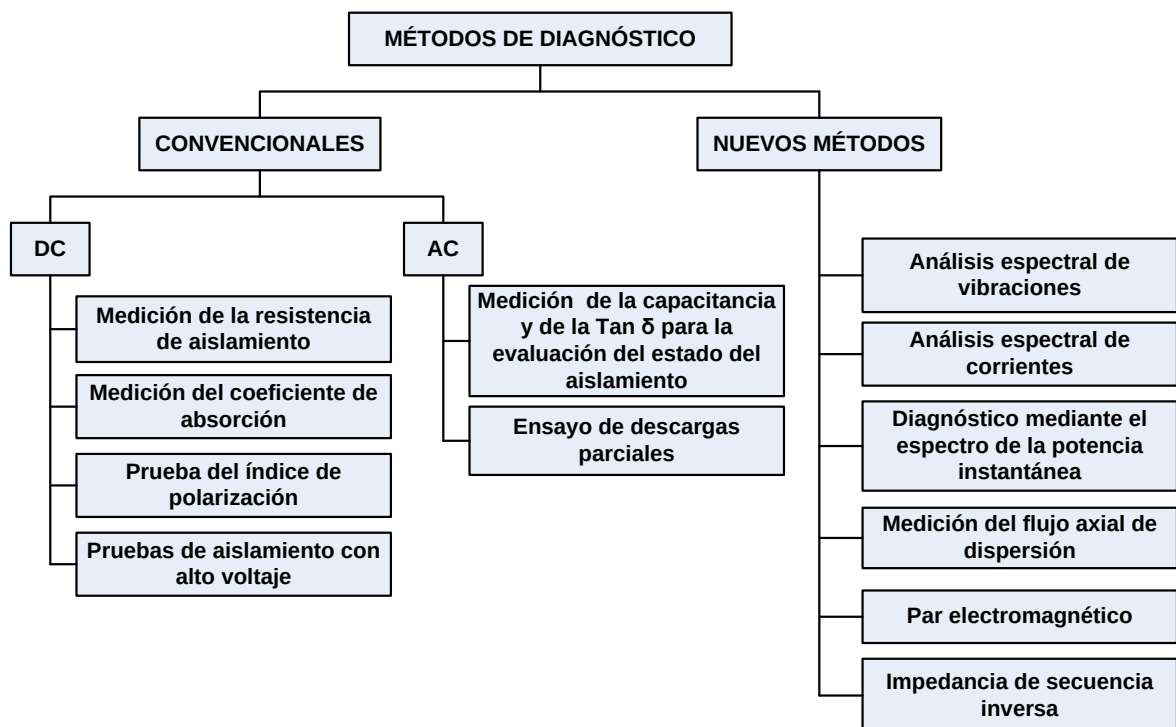


Figura 3. Métodos de diagnóstico

1.3.1. MÉTODOS CONVENCIONALES DE DIAGNÓSTICO.

1.3.1.1. ENSAYOS DE CORRIENTE CONTINUA [9].

Los ensayos a corriente continua comprenden las mediciones de resistencia del aislamiento, el índice de polarización, la corriente de reabsorción y la prueba de sobretensión.

La resistencia de aislamiento es aquella que resulta de la combinación en paralelo de todos los aislantes que se pueden encontrar en los conductores del devanado y tierra a la carcasa del motor. Se trata de un parámetro que por sí mismo no indica la calidad del aislante; sin embargo, puede indicar la contaminación del mismo y permitir la predicción de futuros problemas de sistema aislante [9].

El índice de polarización (IP) se define como la relación entre las resistencias de aislamiento medidas al cabo de 10 minutos y un minuto. Un valor bajo de IP indica la existencia de humedad y/o contaminación. La gran ventaja de este parámetro es que es independiente de las características geométricas y estructurales del bobinado, lo cual permite establecer valores y criterios aplicables a cualquier máquina independiente de su potencia o tensión. En la tabla 1 muestra los valores del índice IP recomendados por la norma IEEE Std 43-2000.

TIPO DE AISLAMIENTO	MÍNIMO IP
Clase A	1.5
Clase B, F y H.	2.0

Tabla 1, Valores del índice IP recomendados por la norma IEEE Std. 43-2000 [9].

La corriente de reabsorción es la corriente que circula al cortocircuitar el circuito aislante después de aplicar un escalón de tensión (pruebas de resistencias de aislamientos). El parámetro que se utiliza en estos ensayos a efectos de diagnóstico es el valor de la corriente al cabo de un minuto de establecer el cortocircuito en el aislamiento, habiendo mantenido previamente el escalón de tensión durante 30 minutos. La corriente de reabsorción puede diagnosticar problemas de aislamiento que permanecen escondidos en la prueba de resistencia

de aislamiento para aislamiento multi-capa. En la tabla 2 [9], se recogen los valores de la corriente reabsorción típicamente utilizados para establecer el diagnóstico del sistema aislante.

I Reabsorción [mA]	Estado del aislante
$I_r < 0.8$	Dieléctrico perfectamente homogéneo.
$0.8 \leq I_r < 1.75$	Aislante normal con algún producto de oxidación
$1.75 \leq I_r < 2.75$	Aislante medio con residuos de polimerización
$2.75 \leq I_r < 4$	Aislante mediocre con inicios de falta de cohesión
$I_r > 4$	Aislante con falta de cohesión y degradación avanzadas

Tabla 2. Valores de la corriente reabsorción típicamente utilizados para establecer el diagnóstico del sistema aislante [9].

El ensayo de sobretensión consiste en la aplicación deliberada de una tensión, continua o alterna, superior a la nominal del devanado de la máquina. Si el aislamiento soporta esta aplicación de potencial durante un cierto tiempo y no se produce una circulación excepcionalmente alta de corriente, se asume que será capaz de soportar sin peligro la tensión normal operación [9].

1.3.1.2. ENSAYOS DE CORRIENTE ALTERNA [9].

1.3.1.2.1. ENSAYOS DE TANGENTES DELTA [9].

Los ensayos de tangentes de delta, son ensayos que se realizan aplicando una tensión alterna y que se han venido mostrando durante años como herramientas muy valiosas para determinar, tanto la calidad en la fabricación de bobinados,

como el estado de éstos en máquinas ya en funcionamiento. Este tipo de ensayos es sensible en la condición interna del muro aislante y se aplica a devanados de motores de media tensión. Aunque por si misma, una sola medida de tangente delta sobre un devanado completo tiene un uso limitado, las medidas realizadas a lo largo del tiempo pueden proporcionar información útil sobre la tendencia de la condición del aislamiento [9].

1.3.1.2.2. ENSAYO DE DESCARGAS PARCIALES [9].

Las descargas parciales se definen como aquellas descargas eléctricas que cortocircuitan solo parcialmente el material aislante entre conductores. Aunque su magnitud es habitualmente pequeña, provocan un deterioro progresivo del material aislante que puede ser la causa de su fallo definitivo por lo cual es importante la detección de su existencia y seguimiento de su valor. Los ensayos para la medida de descargas parciales permiten obtener magnitudes que están directamente relacionadas con los puntos o zonas deterioradas del aislamiento, los cuales pueden ser la causa final de un fallo del sistema aislante. El hecho de que detecten los fenómenos individuales que se generan de forma directa en los defectos del aislamiento-huecos determina que se muestren más sensibles que los ensayos de tangentes de delta para el diagnóstico y evaluación del aislante en máquinas rotativas [9].

1.3.2. NUEVOS MÉTODOS DE DIAGNÓSTICO.

1.3.2.1. ANÁLISIS ESPECTRAL DE VIBRACIONES.

En una máquina rotativa, teóricamente perfecta, no debería existir ninguna vibración ya que todas las fuerzas presentes en la máquina estarían compensadas. Sin embargo, en la realidad en todas las máquinas existen

imperfecciones constructivas que hacen que siempre estén sometidas a un cierto nivel de vibración. Por otro lado, la existencia de averías en algún componente del sistema provoca la aparición de fuerzas, que pueden ser de origen eléctrico, mecánico, o debidas al proceso físico en el que está implicada la máquina. Todas ellas incrementan el nivel global de vibración o modifican las frecuencias de vibración ya existentes [3].

La esencia del análisis espectral es descomponer la señal vibratoria en el dominio del tiempo en sus componentes espectrales en frecuencia. Esto permite, en el caso de las máquinas, correlacionar las vibraciones medidas generalmente en sus descansos, con las fuerzas que actúan dentro de ella. [6]

Antes de comenzar el seguimiento del estado de una máquina rotativa es conveniente obtener los espectros de vibración que se tomarán como referencia para el estudio posterior. Estos espectros servirán como base para determinar el estado inicial de la máquina, y en ellos se deberán identificar las frecuencias características de cada armónico y la causa que las origina. De este modo, las posteriores variaciones que sufran cada una de las componentes de la vibración se podrán asociar a la degradación progresiva de algún elemento específico. [3]

1.3.3. ANÁLISIS ESPECTRAL DE CORRIENTES [9].

Como alternativa al análisis de vibraciones, se tiene la técnica denominada Motor Current Signature Analysis (MCSA), la cual se centra en el análisis espectral de las corrientes de estator. Por esta técnica se pueden diagnosticar averías mecánicas y eléctricas, pero se aplica fundamentalmente en la detección de la rotura de barras de la jaula del rotor.

La presencia de barras rotas en el rotor y cortocircuito entre espiras de un motor de inducción trifásico provoca la aparición de armónicos adicionales en las corrientes de fase del estator. En concreto, entre otras frecuencias, los armónicos aparecen en:

MSCA se emplea con éxito en los casos en los que el par de carga es constante. Sin embargo, en máquinas donde el par no es constante con el ángulo de rotación surgen dificultades; tal es el caso en molinos, elevadores de cargas y compresores. En estas situaciones el par de carga es casi periódico con el ángulo de rotación de la carga. Además es habitual conectar el eje del rotor al de la carga mediante un mecanismo reductor. Esto provoca la aparición de nuevos armónicos relacionados con el par no constante y el mecanismo reductor.

Una dificultad adicional para el MCSA clásico radica en que para valores de carga pequeños, el factor de deslizamiento toma también un valor pequeño, con lo cual los armónicos a monitorear estarán situados muy cerca del armónico correspondiente a la alimentación, pudiendo quedar enmascarados si el análisis frecuencia no se hace en una banda muy estrecha.[9]

1.3.4. DIAGNÓSTICO MEDIANTE EL ESPECTRO DE LA POTENCIA INSTANTÁNEA [9][31].

Mediante el análisis del espectro de potencia de una de las fases de un motor de inducción obtenido con la transformada rápida de Fourier (FFT) es posible realizar el diagnóstico de máquinas rotativas. Este método, a diferencia de los tradicionales por medio del espectro de corrientes, tiene la ventaja de que además de los armónicos laterales, aparece un tercer armónico de igual magnitud a baja frecuencia, que permite realizar el diagnóstico incluso en los

casos donde la carga es pequeña y por lo tanto los armónicos laterales no se distinguen del armónico principal [31].

En la Figura 4 se muestra el espectro de potencia de un motor sano, con frecuencias entre 70 y 130 Hz. En este espectro se puede ver la presencia de los dos armónicos laterales $(2w - w_f)/2\pi$ y $(2w + w_f)/2\pi$ debido a asimetrías en la construcción de la máquina [9].

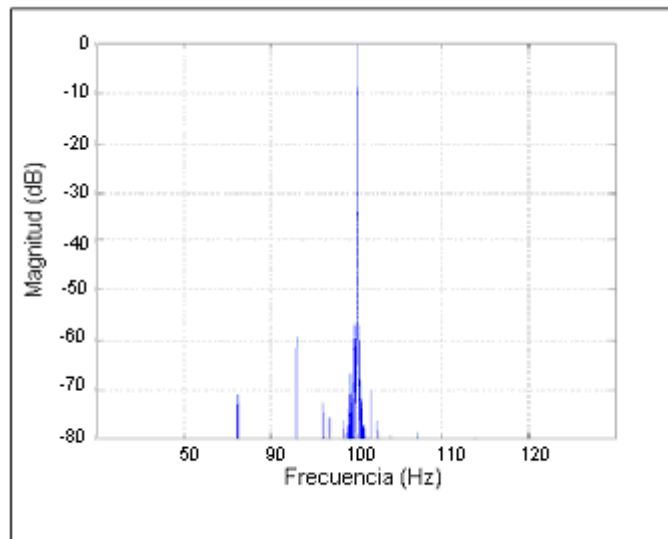


Figura 4. Espectro instantáneo de potencia para un motor sano (70 – 130 Hz)[31].

En la Figura 5 se muestra el espectro entre 0 y 20 Hz para el mismo motor de la Figura 12. En él se puede apreciar que la magnitud del armónico $w_f/2\pi$ es considerablemente pequeña (menor a - 61 dB).

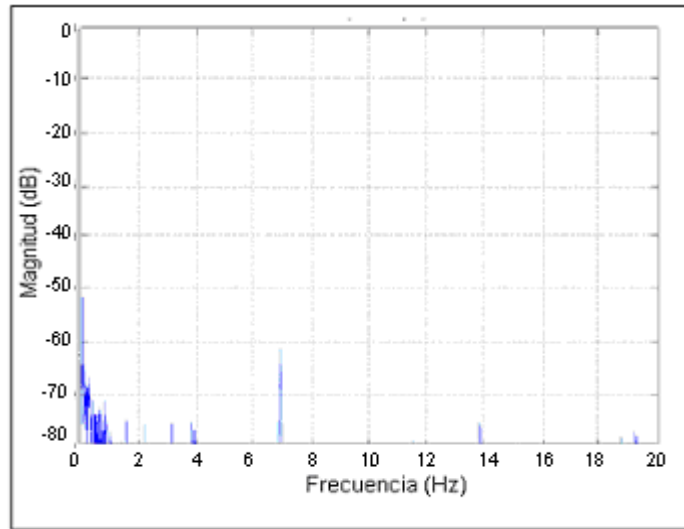


Figura 5. Espectro instantáneo de potencia para un motor sano (0 – 20 Hz)[31].

Una característica importante del diagnóstico mediante el espectro de potencia instantáneo es que permite evaluar las condiciones de la máquina para valores pequeños del deslizamiento, debido a que bajo estas condiciones el armónico $\omega_f / 2\pi$ se puede distinguir del armónico principal [31].

1.3.5. MEDICIÓN DEL FLUJO AXIAL DE DISPERSIÓN.

El flujo axial de dispersión está presente en las máquinas eléctricas como consecuencia de que éstas nunca pueden construirse de forma perfectamente simétrica, ya que existen pequeñas e inevitables asimetrías en los circuitos eléctricos y magnéticos debidas a diferencias propias del proceso de fabricación, tolerancias, anisotropía de los materiales, etc. Debido a estas asimetrías se presenta una diferencia neta entre las corrientes que circulan en una determinada zona de las cabezas de bobina y las que circulan por las cabezas de bobina diametralmente opuestas, este desequilibrio es el causante del flujo axial neto.

Teniendo en cuenta lo anterior se deduce que cualquier tipo de anomalía o fallo incipiente se verá reflejado en un cambio en el flujo axial, y más concretamente en sus componentes armónicos de frecuencia. [3]

Estudios previos de Penman [7] y otros autores [3], han deducido las componentes de frecuencia del flujo axial inducidos en el rotor a partir de la ecuación de distribución espacial de armónicos con alimentación y carga trifásicas balanceadas. De estos estudios se dedujo que el flujo magnético en el entrehierro tiene componentes armónicos de orden n , expresados por la ecuación 1

$$B_n(\theta, t) = B_n \cos \left[(1 \pm n(1-s)) \omega t \pm np\theta \right] \quad (1) [7]$$

Dónde:

- ω : Pulsación de la alimentación del estator
- θ : Ángulo medido alrededor de la periferia de la máquina
- s : Deslizamiento
- p : Número de pares de polos de la máquina

Los componentes armónicos de la ecuación 1, dan lugar a los consiguientes armónicos del flujo axial que sirve como guía para buscar fallas. De igual forma se dedujeron las frecuencias de los armónicos producidos por fallos incipientes entre espiras de los devanados del estator, que en su forma general están indicados por la ecuación 2.

$$\left[k \pm n \frac{(1-s)}{p} \right] f_1 \quad (2) [7]$$

Dónde:

- f_1 : Frecuencia de alimentación
 k : Orden de los armónicos temporales de la alimentación
 n : Número natural.

1.3.6. PAR ELECTROMAGNÉTICO [3].

El par electromagnético de un motor de inducción es generado a partir de la interacción de series de armónicos estatóricos y rotóricos. Algunos de estos armónicos interaccionan generando un par neto, el cual produce un giro de la máquina; mientras que otros lo hacen para producir pares pulsantes, que producen ligeras oscilaciones en la velocidad y potencia mecánica entregada por la máquina [9] [3].

La técnica de cálculo del par electromagnético del motor a partir de las tensiones y corrientes instantáneas está basada en la teoría de vectores espaciales, y en particular en la aplicación de la transformada de Park [3].

Mediante la teoría de vectores espaciales es posible representar las ecuaciones de la máquina de una forma más compacta y simplificada que mediante el empleo de la teoría tradicional de los campos rotativos. Así, aplicando la transformada de Park es posible representar el par electromagnético mediante la siguiente ecuación [24]:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (3)$$

Dónde:

i_d, i_q Son las proyecciones del vector de corriente sobre los ejes “d” y “q”

ψ_d, ψ_q Son los enlaces totales de flujo según los ejes “d” y “q”

p Son los pares de polos de la máquina.

Los enlaces de flujo se pueden calcular empleando el siguiente par de ecuaciones:

$$\psi_d = \int (U_d - R \cdot i_d) \cdot dt \quad (4)$$

$$\psi_q = \int (U_q - R \cdot i_q) \cdot dt \quad (5)$$

Dónde:

V_d, V_q Son las proyecciones del vector de tensiones sobre los ejes “d” y “q”

R Es la resistencia estática.

La proyección de los vectores sobre los ejes “d” y “q” se puede calcular a partir de las siguientes expresiones:

$$I_d = \text{Re} \left\{ I_R(t) + \bar{a} \cdot I_S(t) + \bar{a}^2 \cdot I_T(t) \right\} \quad (6)$$

$$I_q = \text{Im} \left\{ I_R(t) + \bar{a} \cdot I_S(t) + \bar{a}^2 \cdot I_T(t) \right\} \quad (7)$$

$$V_d = \text{Re} \left\{ V_R(t) + \bar{a} \cdot V_S(t) + \bar{a}^2 \cdot V_T(t) \right\} \quad (8)$$

$$V_q = \text{Im} \left\{ V_R(t) + \bar{a} \cdot V_S(t) + \bar{a}^2 \cdot V_T(t) \right\} \quad (9)$$

Dónde:

$I_R(t), I_S(t), I_T(t)$ y $V_R(t), V_S(t), V_T(t)$ Son las corrientes y tensiones instantáneas de alimentación del motor.

Re, Im Son la parte real e imaginaria de la expresión respectivamente.

De acuerdo con las ecuaciones 6, 7, 8 y 9, se deduce que para la obtención del par electromagnético instantáneo basta con conocer la descomposición de los vectores de corrientes y de tensiones según los ejes directo y de cuadratura en la referencia estatórica, efectuando posteriormente una integral para el cálculo de los enlaces de flujo. Puesto que para la obtención de las proyecciones de los vectores espaciales sólo es necesario conocer los valores instantáneos de corrientes y tensiones, el par electromagnético de la máquina puede ser calculado directamente a partir de los valores de las variables eléctricas estatóricas. [24]

Aunque las ecuaciones anteriores son claras respecto a las variables que emplean hay que hacer unas aclaraciones [24]:

- El par obtenido no es el par mecánico, sin embargo, puesto que la diferencia entre éste y el electromagnético la establece la inercia de la máquina, el contenido en armónicos en ambos no difiere substancialmente. Además parece lógico que el efecto de la inercia sea una reducción en la capacidad para detectar la avería, consecuencia del filtrado de determinados armónicos, por tanto, el par electromagnético, en principio, será mejor indicador de la avería que el mecánico.
- Debe conocerse o calcularse la resistencia estatórica.
- Para el cálculo del par es necesario realizar una integración que puede llevarse a cabo por medio de un DSP (Digital Signal Processors) que capte la señal

eléctrica de la máquina y efectúe la integral rápidamente; o si no se cuenta con el DSP, emplear circuitos analógicos que son menos precisos pero más simples que realicen la integración y el cálculo del par.

En conclusión, el par puede obtenerse por medios no invasivos, lo que resulta simple y poco costoso para usarlo como método de diagnóstico [24][31].

1.3.7. LA IMPEDANCIA DE SECUENCIA INVERSA [3][31].

Se ha demostrado, que es posible diagnosticar la presencia de espiras en corto circuito en el devanado estático de un motor de inducción por medio de un parámetro denominado la impedancia efectiva de secuencia inversa. Este parámetro se apunta de gran utilidad como indicador de fallos en los devanados del estator de motores de inducción en funcionamiento. [31]

En la práctica, el sistema de tensiones que alimenta a un motor nunca es del todo equilibrado, siempre existen ligeras diferencias entre los valores eficaces de la tensión y/o de los ángulos de desfase. El comportamiento de un motor de inducción en buen estado, alimentado por un sistema desequilibrado, puede analizarse estudiando sus circuitos equivalentes de secuencia directa e inversa.

La Figura 6 muestra el circuito equivalente de secuencia directa, donde R_s y R_r representan las reactancias de estator y rotor respectivamente. Las reactancias de dispersión de estator y rotor y la reactancia de magnetización corresponden a X_s , X_r y X_m respectivamente.

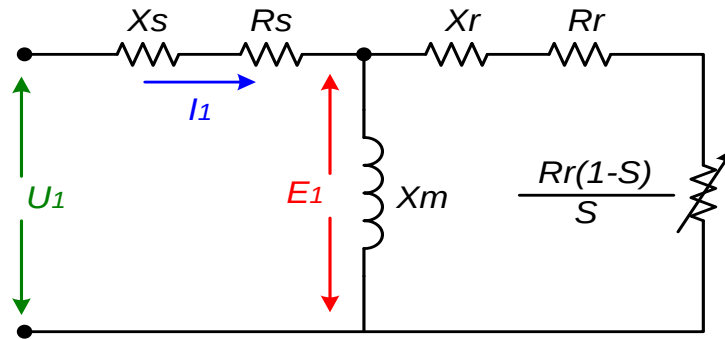


Figura 6. Circuito equivalente de secuencia directa [31].

La componente variable de la resistencia del rotor R_{L1} (ecuación 10), es la que permite calcular la potencia mecánica del motor como una función del deslizamiento del rotor (s).

$$R_{L1} = R_r \cdot \frac{1-s}{s} \quad (10)$$

Este valor es muy sensible a los cambios de deslizamiento, como se puede apreciar en la función derivada (ecuación 11).

$$\frac{d(R_{L1})}{ds} = R_r \cdot \frac{-1}{s^2} \quad (11)$$

Dado que el campo de secuencia inversa gira en oposición al campo directo, el circuito equivalente para la secuencia inversa puede obtenerse sustituyendo el deslizamiento, s , en el circuito de secuencia directa por la cantidad $(2-s)$.

En la figura 7 se observa el circuito resultante.

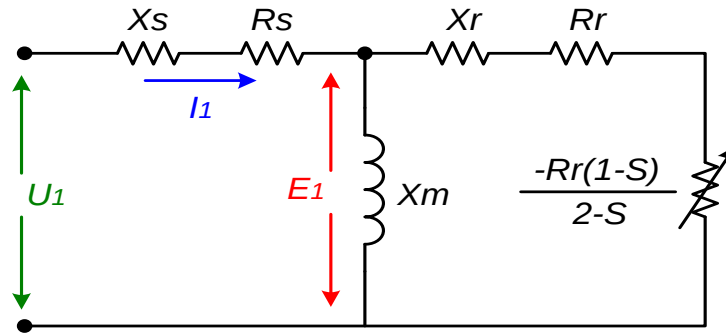


Figura 7. Circuito equivalente de secuencia inversa [31].

Ahora, la componente variable de la impedancia se expresa como:

$$R_{L2} = -R_r \cdot \frac{1-s}{2-s} \quad (12)$$

Esta expresión ya no es tan sensible a los cambios del deslizamiento como se aprecia en la ecuación 13.

$$\frac{d(R_{L2})}{ds} = R_r \cdot \frac{-1}{(2-s)^2} \quad (13)$$

Teniendo en cuenta que la mayoría de los motores de inducción funcionan con deslizamientos muy bajos, del orden del 3%, se pueden hacer dos observaciones interesantes:

La primera es que la impedancia de secuencia inversa es mucho menor que la impedancia de secuencia directa en un motor; por lo tanto, para niveles bajos de tensión de secuencia inversa, circulan niveles relativamente altos de corriente de secuencia inversa. Esto es un problema a la hora de monitorear la corriente de

línea, ya que ésta se ve afectada por pequeños desequilibrios de tensión y por lo tanto se oculta cualquier síntoma de fallo incipiente.

Otra observación interesante es que, a diferencia de la impedancia de secuencia directa, la impedancia de secuencia inversa de un motor de inducción es poco sensible a los cambios de deslizamiento en consecuencia la impedancia de secuencia inversa es prácticamente constante frente a las variaciones de carga y al flujo de corriente de secuencia inversa.

Este valor de impedancia puede calcularse como el cociente entre la componente de secuencia inversa de voltajes y la componente de secuencia inversa de corrientes, como se ve en la ecuación 14.

$$Z_{2ef} = \frac{V_{r2}}{I_{r2}} \quad (14)$$

Dónde:

V_{r2} e I_{r2} son las componentes de secuencia inversa de voltajes y las corrientes respectivamente, calculados con la teoría de componentes simétricas como se ve en las ecuaciones 15 y 16.

$$V_{r2} = \frac{1}{3}(V_r + a^2 \cdot V_s + a \cdot V_t) \quad (15)$$

$$I_{r2} = \frac{1}{3}(I_r + a^2 \cdot I_s + a \cdot I_t) \quad (16)$$

Dónde:

V_r, V_s, V_t , Son las tensiones de las fases r, s y t respectivamente.

I_r, I_s, I_t , Son las corrientes de las fases r, s y t respectivamente.

a Es el vector unitario e^{+j120° .

Cuando se comienza a poner de manifiesto alguna deficiencia en el estado del aislamiento del estator, la simetría se pierde y el motor deja de presentar un valor constante de la impedancia a la corriente de secuencia inversa. En este caso, las componentes de distinta secuencia influyen entre sí, ocurriendo que las caídas de tensión pueden deberse a la circulación de componentes de corriente de cualquier secuencia. Debido a estos efectos, Z_{2ef} se altera durante una falla incipiente y puede utilizarse para propósitos de monitoreo de las fallas.

Experimentos llevados a cabo con éste método concluyen que la impedancia de secuencia negativa presenta una tendencia de evolución determinada por la presencia de fallos en el aislamiento estático; es decir, su módulo cambia considerablemente de valor, incluso cuando aparece un cortocircuito que afecta tan sólo a un par de espiras [31].

2. EL MÉTODO DE LOS ELEMENTOS FINITOS APLICADO AL DIAGNÓSTICO DE FALLAS CORTOCIRCUITO ENTRE ESPIRAS.

2.0. INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se muestra el uso del método de los elementos finitos (MEF), como herramienta para el estudio y análisis de fallas en máquinas eléctricas, para este caso se usó esta herramienta en base al software de simulación Flux 2D ya que este permite diseñar, analizar de una manera sencilla las máquinas eléctricas y en este caso con fallas de cortocircuito entre espiras.

2.1. MODELADO DE LA MÁQUINA BAJO ESTUDIO.

2.1.1. CARACTERÍSTICAS DE LA MÁQUINA BAJO ESTUDIO.

Para realizar el estudio se se tomó el modelo usado para el trabajo de grado “diagnostico fallas de motores de inducción tipo jaula de ardilla mediante la aplicación de método de elementos finitos MEF” en el software Flux 2D. La máquina que se modeló se encuentra en el laboratorio de Máquinas Rotativas de la Universidad del Valle y hace parte del banco de pruebas propuesto en este trabajo. Las características del motor son [24]:

MARCA	Westinghouse
TIPO	Asincrónico tipo jaula de ardilla NEMA B
POTENCIA	1610 w
VOLTAJE	220 V
CORRIENTE	8.4 A
FASES	3

VELOCIDAD	1740 RPM
FRECUENCIA	60 Hz
TIPOS DE CONEXIÓN	Δ - Δ (127V) / Y-Y (220 V) / Δ (254V) / Y (440V)

2.1.2. DATOS CONSTRUCTIVOS.

La tabla 3 muestra un resumen de las dimensiones principales de los motores; las dimensiones detalladas del estator, rotor y las características del devanado se encuentran en [24].

	Estator	Rotor
Diámetro Interno	128 mm	34,45 mm
Diámetro Externo	200 mm	127 mm
Profundidad	85 mm	85 mm
Altura de la Ranura	17,12 mm	17,9 mm
Número ranuras	36	28

Tabla 3. Dimensiones principales del motor bajo estudio.

Los datos del bobinado se encuentran en la siguiente tabla:

Grupos	12
Bobinas Por Grupos	3
Paso	8
Espiras por Bobina	21
Alambres por Espira	1 cal # 18
Conexión	Y-Y
Tensión	220 V
N. de terminales	24
Tipo de Terminal	Terminal abierto o en u

Tabla 4. Datos del bobinado del motor bajo estudio

2.2. SIMULACIONES REALIZADAS EN EL SOFTWARE FLUX 2D.

A continuación se presentarán los resultados de las simulaciones realizadas para la máquina en vacío sin falla y la máquina con falla de cortocircuito entre espiras de una misma fase del devanado estático. La simulación se implementó en modo magneto-transitorio desde 0 a 0.4 segundos, en pasos de 0,0005 segundos, esto con el fin de obtener suficientes datos. Se simularon 5 estados de falla:

- 5 espiras en corto.
- 7 espiras en corto.
- 10 espiras en corto.
- 14 espiras en corto.

A su vez, cada falla incluye 5 casos, uno por cada valor óhmico de la resistencia limitadora de falla:

- $R=0.06\text{ Ohms}$.
- $R=0.22\text{ Ohms}$.
- $R=0.38\text{ Ohm}$.
- $R=0.54\text{ Ohms}$.
- $R=0.7\text{ Ohm}$.

Aunque en la realidad la falla de cortocircuito ocurre sin resistencia limitadora, es decir un corto franco, en el laboratorio se tuvo que implementar dicha resistencia para limitar la corriente ocasionada por la falla debido al peligro que representa para la integridad del personal que realiza la prueba y para la máquina misma. Por lo anterior, y con el fin de poder validar los resultados (confrontando resultados de simulación con los de pruebas de campo) se introdujo una resistencia en el modelo del circuito correspondiente al motor bajo estudio por medio del MEF.

Debido a la cantidad de datos, sólo se mostrarán los resultados para la falla más leve y la más severa (5 y 14 espiras en corto). Las corrientes se pueden observar en la *figura 8,9,10,11*:

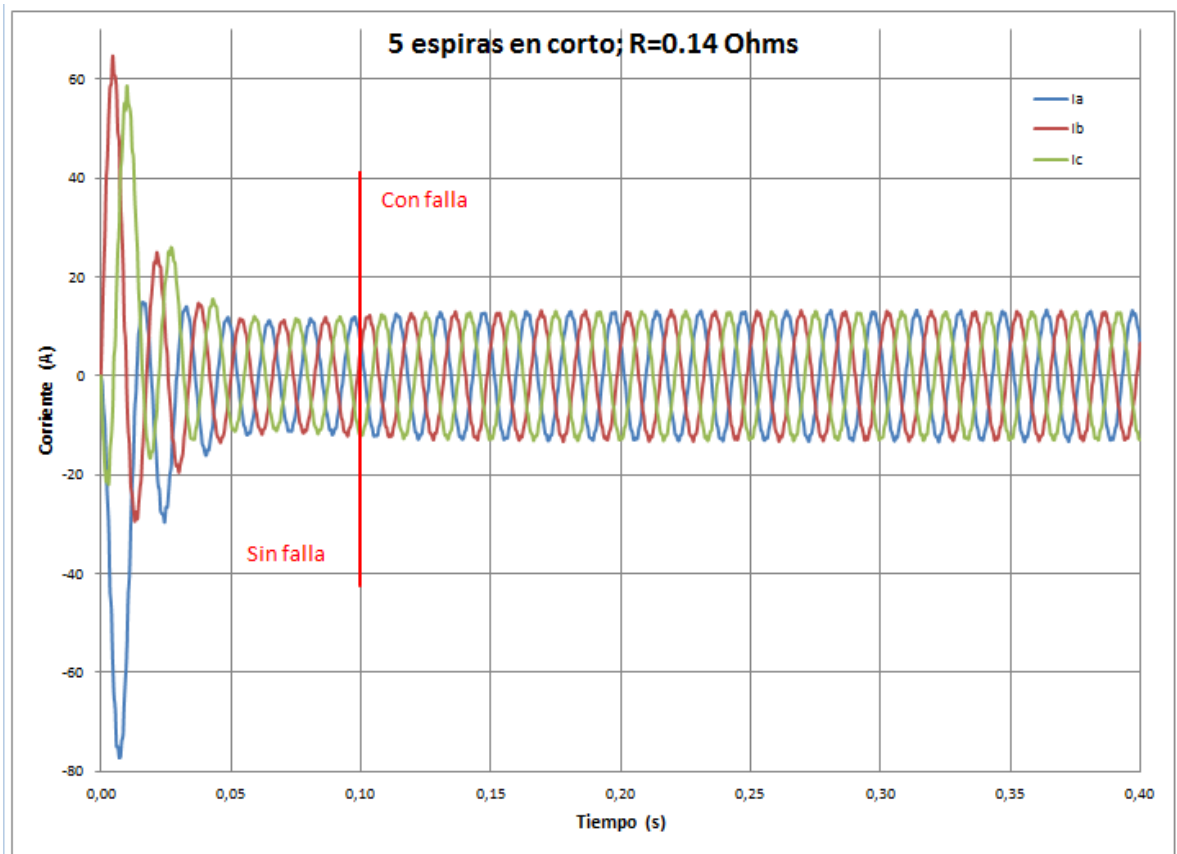


Figura 8. Corrientes para 5 espiras en corto y $R=0.14$ Ohm. [31]

En la figura 8 Se aprecian los ciclos correspondientes al transitorio del arranque. La falla se implementó a través de un interruptor el cual se cierra automáticamente en un tiempo igual a 0.1 segundos y vemos como se comportan las corrientes de fase en función del tiempo.

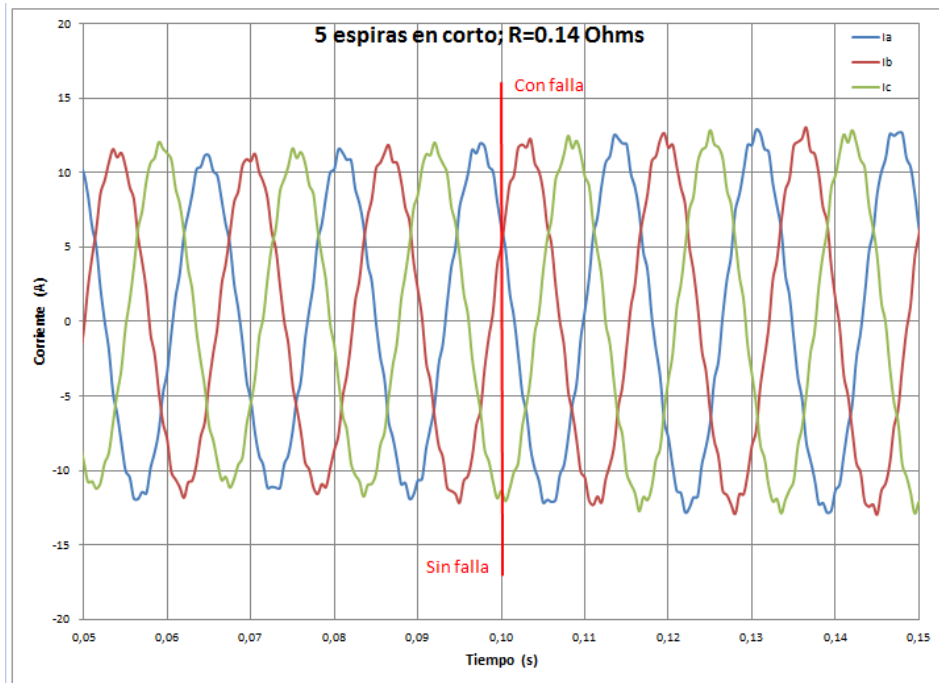


Figura 9. Zoom Corrientes para 5 espiras en corto y $R=0.14$ Ohm. [31]

En la figura 9 se muestra un zoom de la figura 8, pero aquí se muestra cuando la máquina simulada ya ha pasado su transitorio. En esta gráfica se puede observar como las corrientes de la fase se incrementan levemente después que la máquina experimenta la falla de 5 espiras en cortocircuito en la fase a.

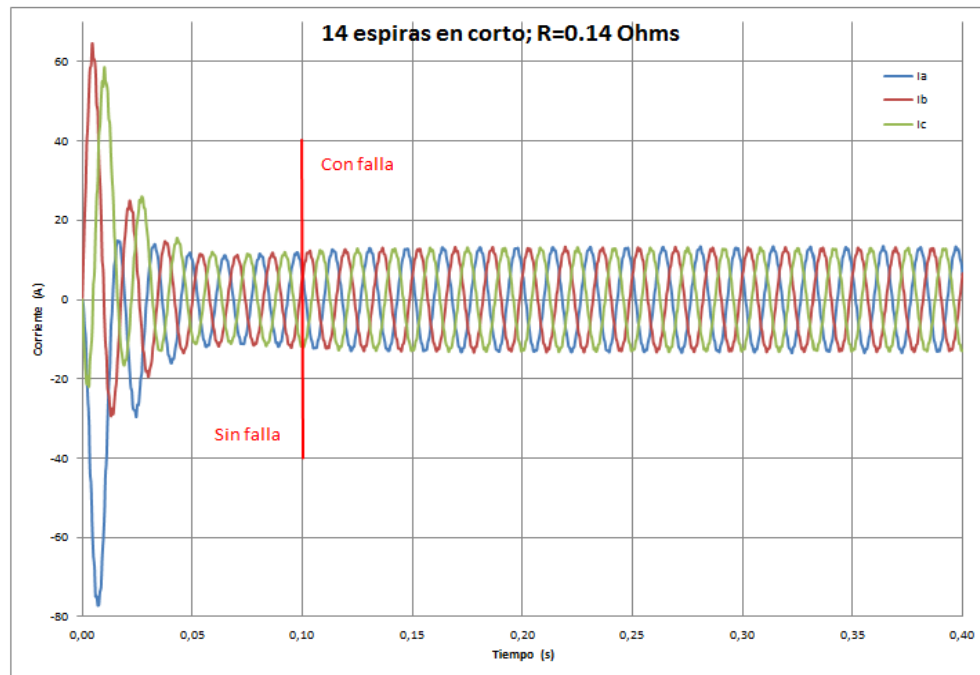


Figura 10. Corrientes para 14 espiras en corto y $R=0.14$ Ohm. [31]

La figura 10, al igual que la figura 8 muestra las corrientes de fase de la maquina, muestra el transitorio de arranque de la máquina así como el leve incremento de las corrientes de fase después de introducir la falla a esta.

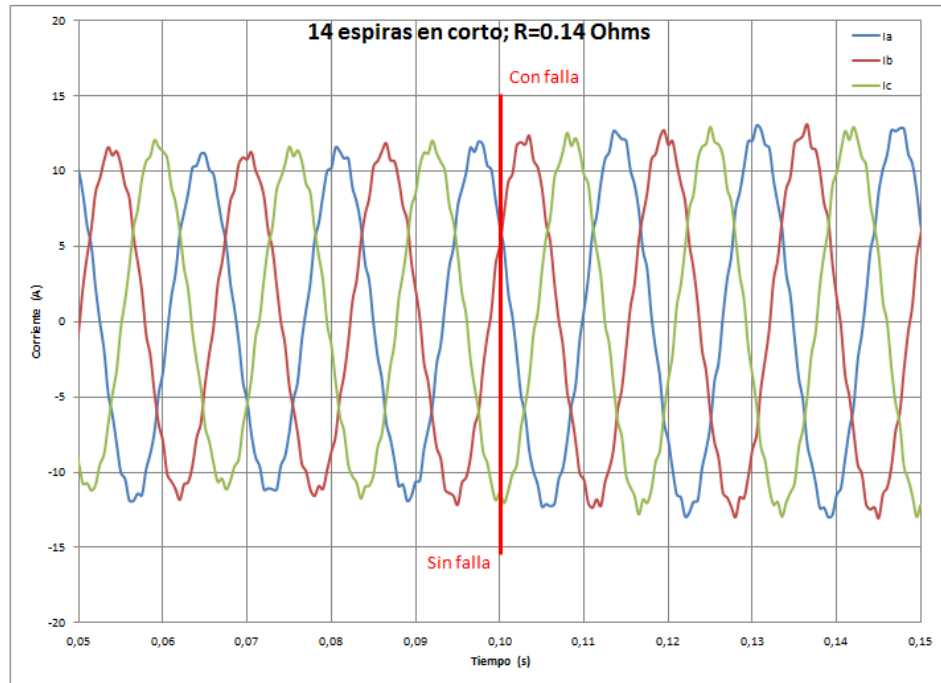


Figura 11. Zoom Corrientes para 14 espiras en corto y $R=0.14\Omega$ [31].

La figura 11 es un zoom de la figura 10, donde se aprecia de mejor manera el incremento de las corrientes de fase después de introducir falla.

A continuación mostramos en la figura 12, la evolución de la corriente de falla cuando se tienen 14 espiras en corto circuito y diferentes valores de resistencia.

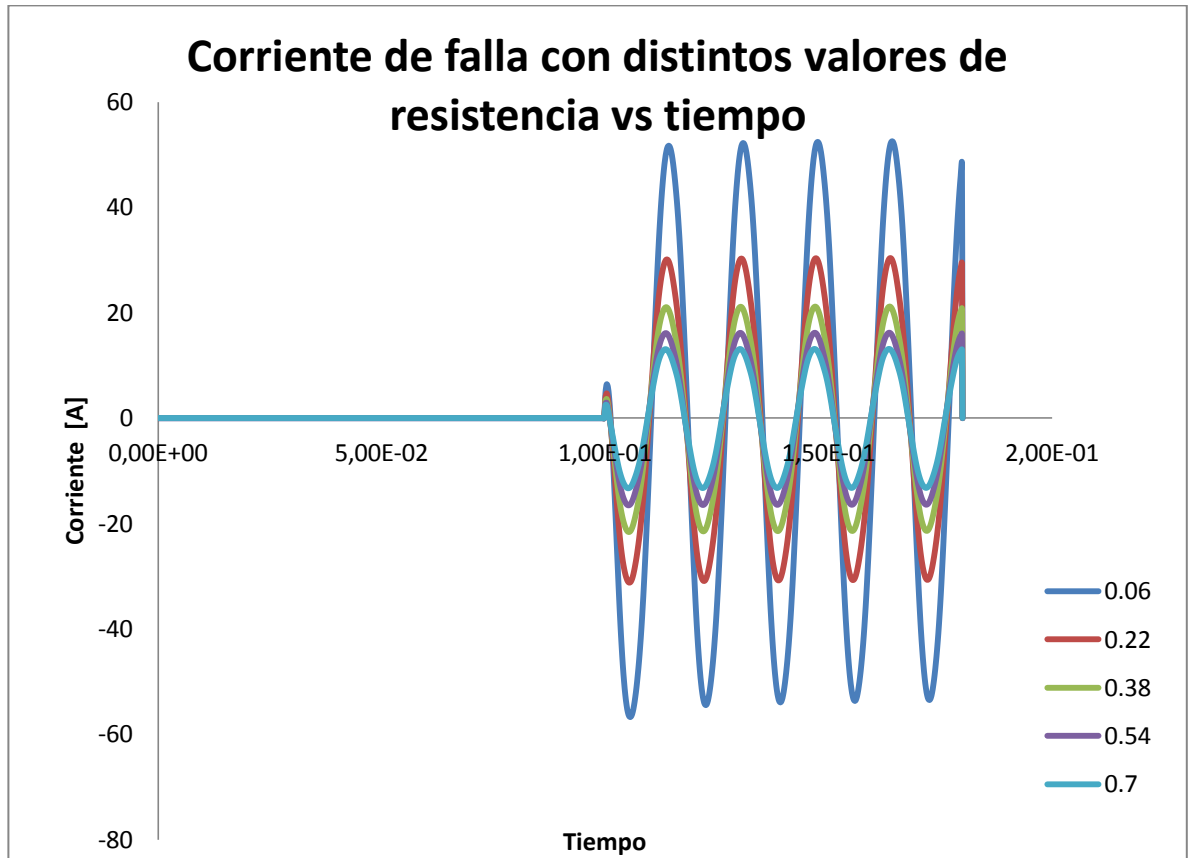


Figura 12. Corriente de falla para 14 espiras en corto y diferentes valores de resistencias.

Aquí se presenta de manera detallada la evolución de la corriente de falla con diferentes valores de resistencias y 14 espiras en corto. La falla inicia después de 0.1 segundos se aprecia la diferencia entre las resistencias de 0.06 Ohms y 0,7Ohms.

Seguido se muestra en la figura 13 la evolución de la corriente de falla con diferente número de espiras en corto y una resistencia de falla de 0.14Ω:

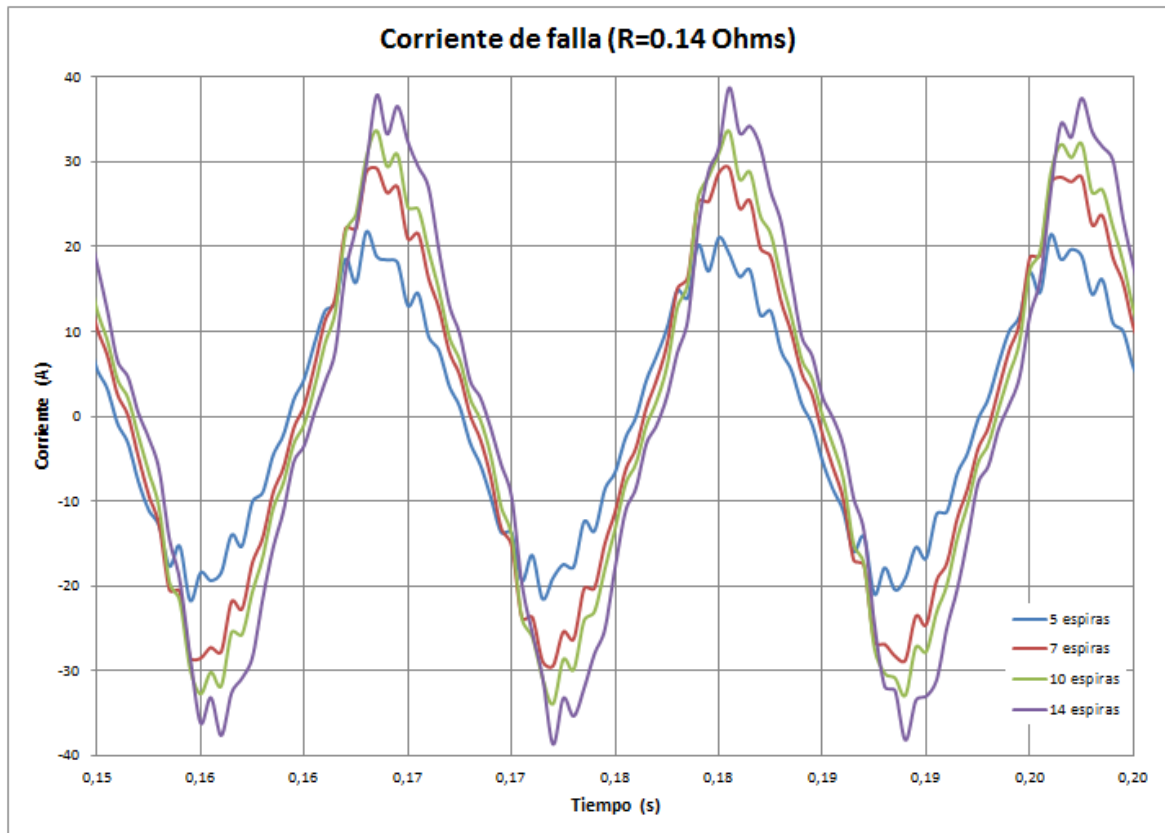


Figura 13. Corriente de falla para varias espiras en corto.

En la figura 13 vemos el incremento de la corriente de falla, a distintos valores de cortocircuito.

2.2.1. DETERMINACIÓN DEL CIRCUITO EQUIVALENTE

2.2.1.1. PARÁMETROS DE VACÍO [24].

Los parámetros de vacío se obtienen mediante los datos de la prueba de vacío:

$$V_0 = 127 \text{ V}$$

$$I_0 = 4,05 \text{ A}$$

$$P_0 = 200 \text{ W}$$

El circuito equivalente de un motor de inducción en vacío se reduce al mostrado en la figura 14, donde X es la reactancia de vacío y las pérdidas en esta prueba se modelan con R_0 .

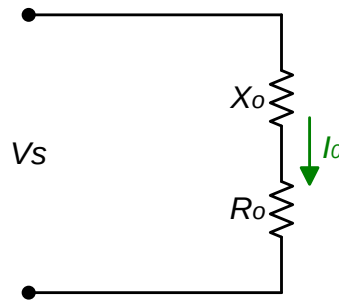


Figura 14. Circuito equivalente de un motor asíncrono en vacío.

La potencia de las pérdidas de vacío está determinada por la siguiente ecuación (17).

$$P_0 = 3I_0^2 R_0 \quad (17)$$

Donde:

P_0 : Potencia de vacío.

I_0 : Corriente de vacío.

R_0 : Resistencia de magnetización.

Calculando R_0 mediante la ecuación anterior:

$$R_0 = \frac{200}{3(4,05^2)} = 4,06 \, \Omega$$

La tensión de vacío del estator y la potencia de vacío se obtienen a partir de los ensayos. Esta ecuación permite hallar la resistencia de las pérdidas en el hierro.

Como también se conoce la corriente que circula por el motor cuando éste funciona en vacío, es fácil determinar el módulo de la impedancia total en estas condiciones. Esta impedancia está dada por la ecuación 18.

$$Z_0 = \frac{U_0}{I_0} \quad (18)$$

Donde:

Z_0 : Impedancia de vacío.

U_0 : Voltaje de vacío.

Calculando Z_0 mediante la ecuación 18:

$$Z_0 = \frac{127}{4,05} = 31,35 \, \Omega$$

Como el circuito en vacío de un motor asíncrono se representa por una reactancia inductiva en paralelo con la resistencia, tendremos:

$$X_m = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2} \quad (19)$$

Calculando X_m :

$$X_m = \sqrt{31,35^2 - 4,06^2} = 31,08 \, \Omega$$

Por lo que finalmente la inductancia de magnetización será:

$$L_m = \frac{X_m}{2\pi f} \quad (20)$$

Calculando L_m :

$$L_m = \frac{31,08}{2\pi(60)} = 0.082 \text{ h}$$

El circuito de vacío obtenido se muestra en la figura 15.

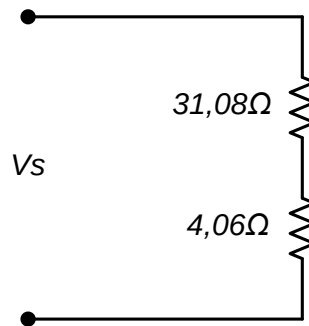


Figura 15. Circuito de vacío del motor NEMA B [24].

2.2.1.2. PARÁMETROS DE ROTOR BLOQUEADO [24].

Los parámetros de cortocircuito se obtienen mediante los datos de la prueba de cortocircuito o rotor bloqueado:

$$V_{cc} = 35 \text{ V}$$

$$I_{cc} = 8,5 \text{ A}$$

$$P_0 = 327,2 \text{ W}$$

Como el rotor no gira, el deslizamiento es igual a la unidad ($S=1$) con lo que la impedancia del rotor es bastante pequeña comparada con la impedancia de magnetización, por lo tanto la corriente por la rama de magnetización es despreciable. El circuito equivalente en este caso se muestra en la figura 16.

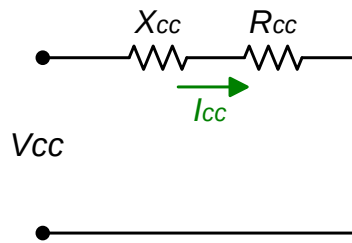


Figura 16. Circuito equivalente en la prueba de cortocircuito.

Mediante el ensayo de cortocircuito se obtienen la corriente que circula por las fases de motor y la tensión de línea aplicada. Conocidas estas variables tendremos que la impedancia de cortocircuito está dada por la ecuación 21.

$$Z_{cc} = \frac{U_{cc}}{I_{cc}} \quad (21)$$

Donde:

Z_{cc} : Impedancia de cortocircuito.

U_{cc} : Voltaje de la fuente en el ensayo.

I_{cc} : Corriente de cortocircuito.

Calculando Z_{cc} :

$$Z_{cc} = \frac{35}{8,5} = 4,11 \Omega$$

Otro dato que se obtiene de este ensayo es la potencia consumida, que en este caso mayoritariamente corresponde con las pérdidas del cobre. Esta potencia está determinada por la ecuación 22.

$$P_{CC} = 3I_{CC}^2 R_{CC} \quad (22)$$

Donde:

P_{CC} : Potencia de cortocircuito.

R_{CC} : Resistencia de cortocircuito.

Calculando R_{CC} :

$$R_{CC} = \frac{327,2}{3(8,5^2)} = 1,51 \Omega$$

Donde la resistencia de cortocircuito:

$$R_{CC} = R_s + R'_r \quad (23)$$

Donde:

R_s : Resistencia del estator.

R'_r : Resistencia del rotor referida al estator.

Cómo la resistencia del estator se conoce (se mide experimentalmente, para el caso de la máquina estudiada es igual a 0.676Ω), es posible determinar la resistencia del rotor reducida al estator:

$$R'_r = 1,509 - 0,676 = 0,833 \Omega$$

Finalmente, conocida la impedancia y la resistencia total, es posible determinar la reactancia inductiva total con la ecuación 24.

$$X_{CC} = \sqrt{Z_{CC}^2 - R_{CC}^2} \quad (24)$$

Donde:

X_{CC} : Reactancia inductiva total.

Calculando X_{CC} :

$$X_{CC} = \sqrt{4,117^2 - 1,509^2} = 3,83 \Omega$$

Para obtener la reactancia del estator y la reactancia del rotor referida al estator se utiliza la relación:

$$\frac{X_s}{X_r'} = 0.63 \quad (25)$$

Donde:

X_s : Reactancia inductiva del estator.

X_r' : Reactancia inductiva del rotor referida al estator.

Conociendo la reactancia inductiva total y la relación anterior, es posible calcular las reactancias inductivas del rotor y del estator por la ecuación 26.

$$X_{CC} = X_s + X_r' \quad (26)$$

Calculando X_r' y X_s :

$$X_{CC} = 0,63X_r' + X_r'$$

$$X_r' = 2,349 \Omega$$

$$X_s = 1,48 \Omega$$

Conociendo las reactancias anteriores, las inductancias del rotor y el estator están dadas por la ecuación 27.

$$L_s = L'_r = \frac{X_{CC}}{2.2 \cdot \pi f} \quad (27)$$

Donde:

L_s : Inductancia del estator.

L'_r : Inductancia del rotor reducida al estator.

El circuito de cortocircuito obtenido se muestra en la figura 17.

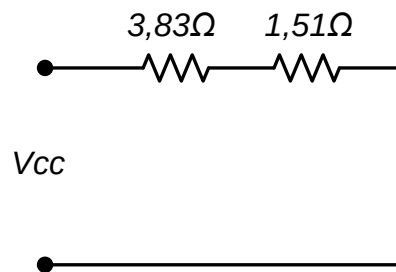


Figura 17. Circuito de cortocircuito del motor NEMA B.

Finalmente el circuito total equivalente del motor es el mostrado en la figura 18.

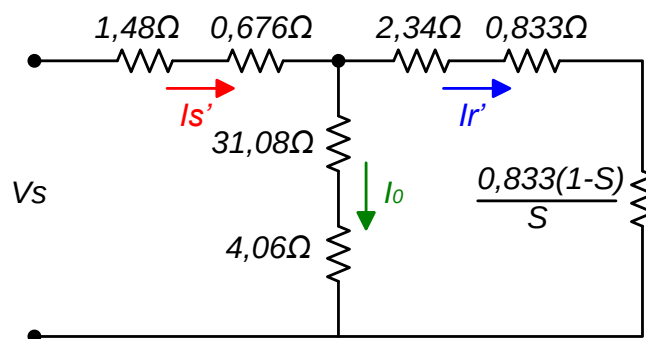


Figura 18. Circuito equivalente del motor NEMA B.

2.2.2. CURVA PAR VELOCIDAD.

La curva par velocidad obtenida a partir de las simulaciones de vacio sin falla y rotor bloqueado se puede apreciar en la figura 19

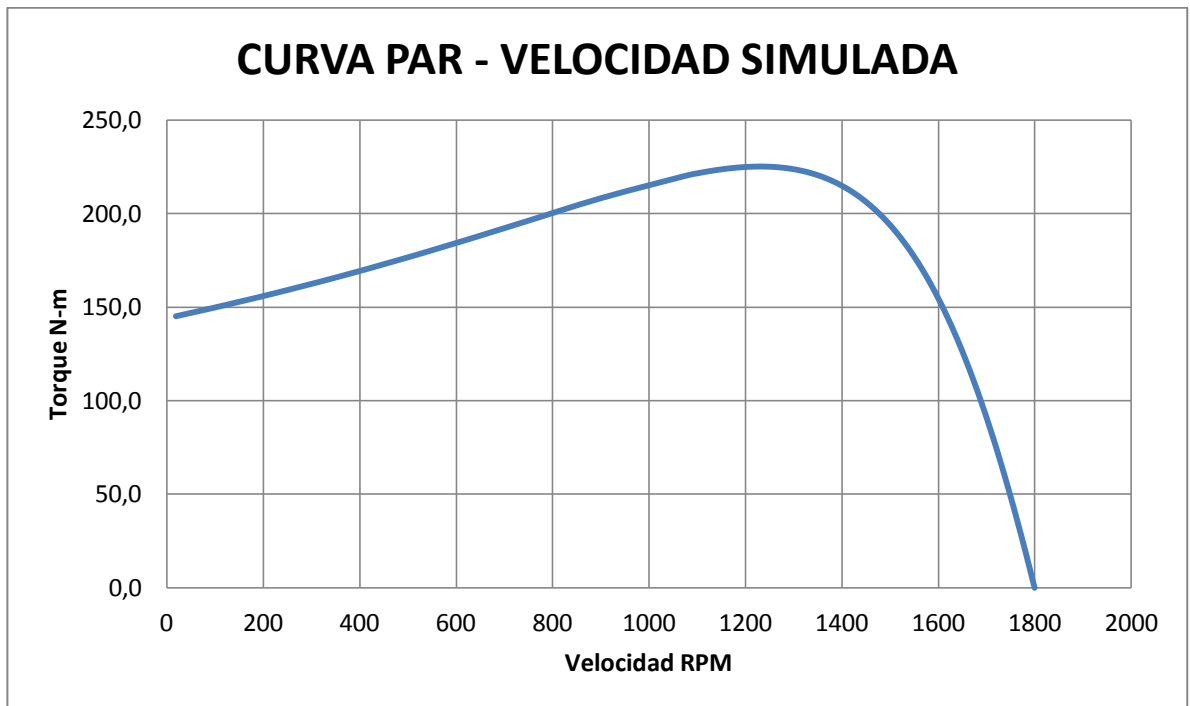


Figura19. Curva par Velocidad obtenida de simulación de vacio y rotor bloqueado

3. ESTUDIO DE FALLAS ESTATÓRICAS EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO.

3.0. INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se abordará el estudio de cortocircuito entre espiras de una misma fase en un motor de inducción de pequeña potencia. Para realizar dicho estudio se modificó un motor existente del laboratorio de máquinas eléctricas de la Universidad del Valle; al cual se le repararon los devanados del estator dejando dispuesto unos Tap's en algunas de las espiras para realizar el cortocircuito entre ellas. Al motor se le realizaron las pruebas de vacío, rotor bloqueado y se obtuvieron los datos para el análisis y estudio. Posteriormente se simuló la máquina en el software FLUX 2D para diferentes casos.

3.1. CONDICIONES DE CONEXIONADO Y BORNES.

La máquina, además del tablero de conexionado regular el cual le permite alimentar a diferentes niveles de tensión, tiene en su tablero de conexiones una bornera adicional (TAP'S) para poder inducir una falla de corto circuito entre espiras. Lo anterior se puede apreciar en la figura 20.



Figura 20. Motor bajo estudio.

En la siguiente figura podemos observar de manera clara como está construido el tablero de bornes. La bornera nos muestra 2 secciones una correspondiente al conexionado del motor en la parte izquierda (24 bornes) y en la parte derecha los bornes de Tap's para inducir el cortocircuito entre espiras (12 bornes).

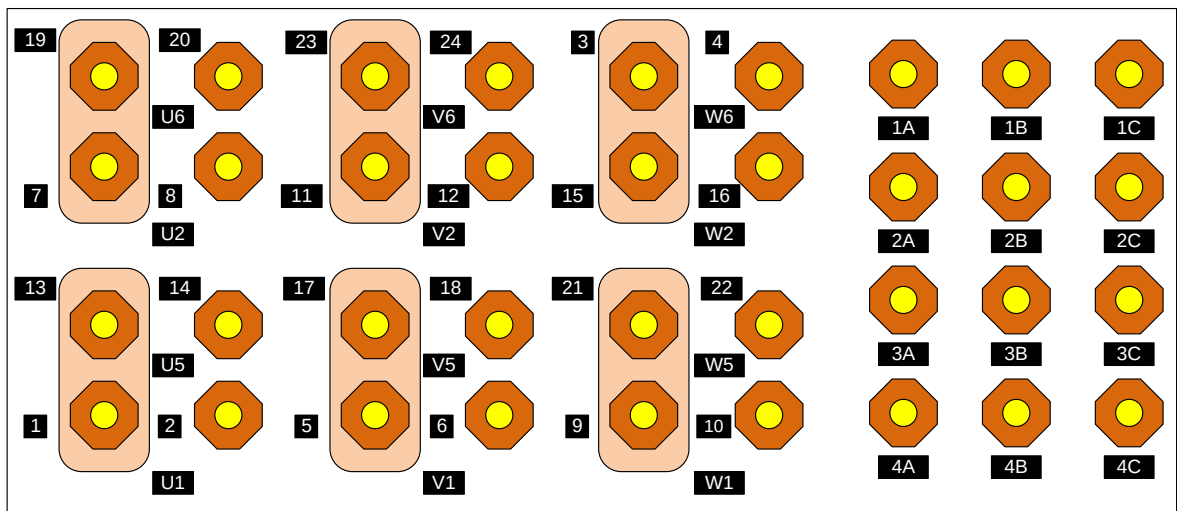


Figura 21, Bornera principal del motor bajo estudio

En los ensayos se conectó la máquina en modo Y-Y (doble estrella) para obtener una tensión de 220V como se aprecia en la figura 22:

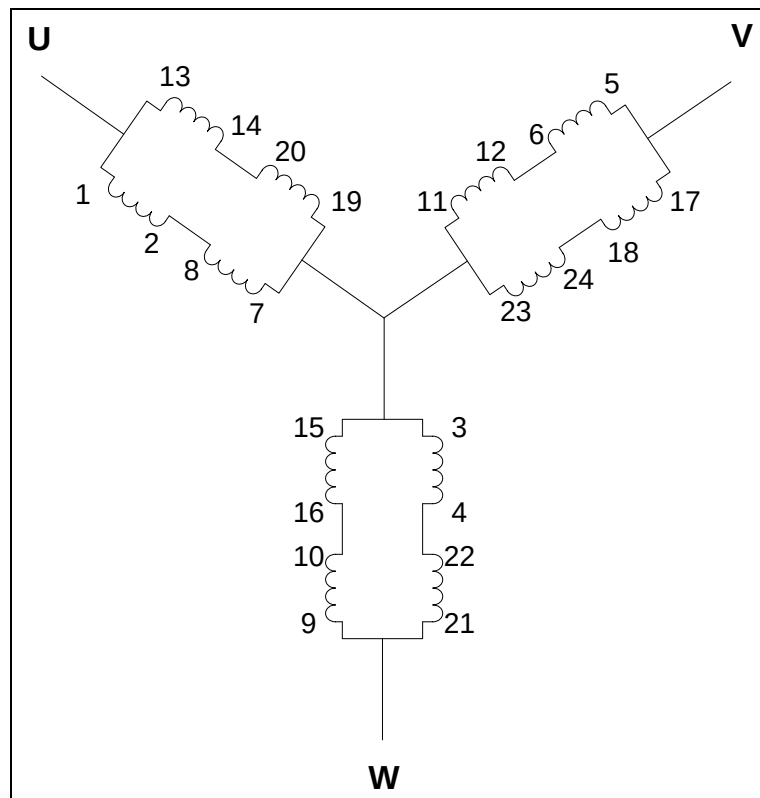


Figura 22. Conexión Y-Y del motor de inducción.

La disposición de la bornera izquierda o de cortocircuito quedó dispuesta de la siguiente manera:

Tap	Fase	Grupo	Bobina	Espira
1ª	A	1	1	10
2ª	A	1	1	11
3ª	A	3	2	10
4ª	A	3	2	15
1B	B	1	1	3
2B	B	1	2	5
3B	B	4	2	10
4B	B	4	3	15
1C	C	2	1	5
2C	C	2	1	15
3C	C	3	2	5
4C	C	3	2	19

Tabla 5, Disposición de la bornera de corto circuito entre espiras

Ya que se dispone de un tablero con derivaciones discretas, es posible seleccionar el número espiras que entrarán en cortocircuito, para el caso de este trabajo de grado se implementaron cortos en 1, 5 10 y 15 espiras pero el tablero permite más opciones como se puede observar en la tabla 6.

Combinación de Tap's	Fase	Numero de espiras en cortocircuito
1A - 2A	A	1
3A - 4A	A	5
1A - 3A	A	21
1A - 4A	A	26
2A - 3A	A	20
2A - 4A	A	25
1B - 2B	B	23
3B - 4B	B	26
1B - 3B	B	28
1B - 4B	B	33
2B - 3B	B	26
2B - 4B	B	31
1C - 2C	C	10
3C - 4C	C	14
1C - 3C	C	21
1C - 4C	C	35
2C - 3C	C	9
2C - 4C	C	25

Tabla 6. Combinaciones que se pueden obtener de la máquina

3.2. CONDICIONES DE ENSAYO.

Los ensayos de cortocircuito no se realizaron en forma franca, es decir, el cortocircuito no se hizo directo sino que se utilizaron resistencias externas de 0.14Ω , 0.25Ω , 0.38Ω , 0.53Ω y 0.72Ω como limitadores de corriente.

El ensayo se realizó tomando la mínima resistencia inicialmente y pasando poco a poco hasta la más alta, con intervalos de tiempo entre ensayos con el fin de que la máquina se refrigerara lo suficiente y no tener diferencias en los valores de las resistencias por efectos de la temperatura durante el ensayo.

Los valores de resistencia se registraron antes, durante y al finalizar la prueba para verificar que la temperatura no tuviera incidencia en el valor de la corriente de cortocircuito. Se verificó que la medida de la resistencia fuera constante e independiente de la temperatura a lo largo de todo el ensayo.

3.2.1. CIRCUITO DE PRUEBA.

En la figura 23 se muestra el circuito de prueba implementado en el laboratorio para realizar los diferentes ensayos.

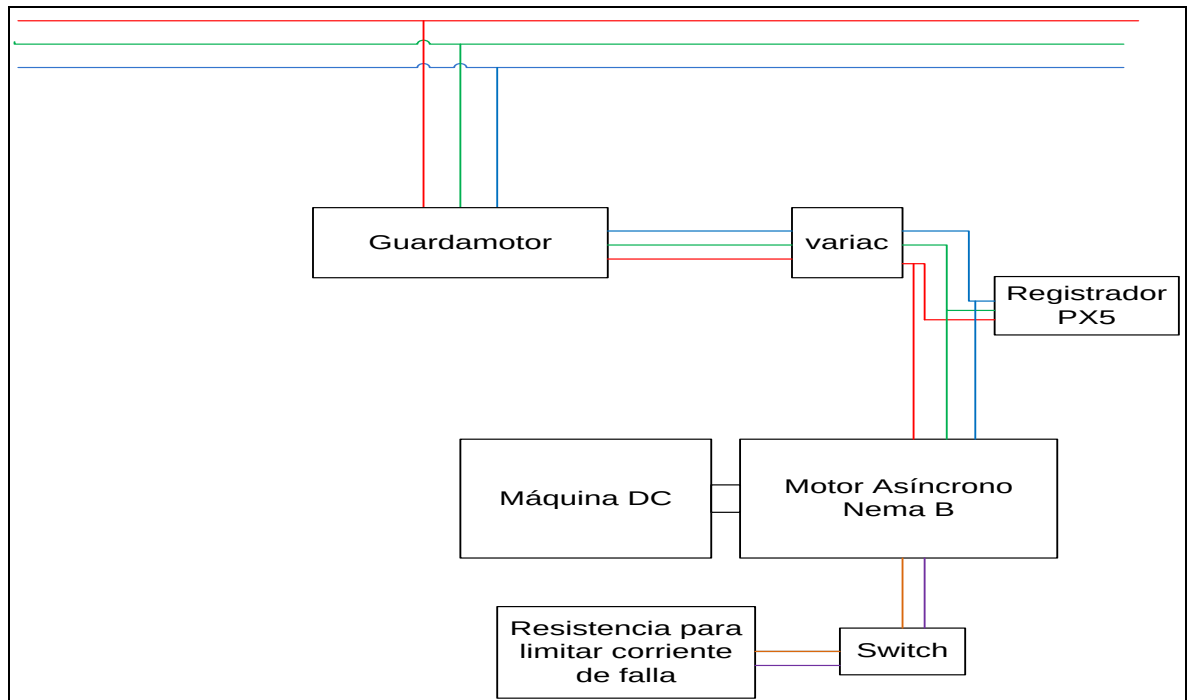


Figura 23. Circuito de prueba para ensayos.

3.2.2. DISPOSICIÓN DEL CIRCUITO DE PRUEBA.

El circuito implementado se compone de los siguientes elementos:

- Tablero principal (disposición trifásica con interruptor termo-magnético).
- Guardamotores.
- Transformador variable (Variac).
- Equipo Analizador de Redes PX5 DRANETZ BMI.
- Motor bajo ensayo.
- Resistencias.
- Cortacircuitos.

3.2.2.1. MONTAJE DEL CIRCUITO DE PRUEBA.

Las pruebas se realizaron tomando todas las precauciones del caso, salvaguardando la integridad del personal a cargo de realizar las pruebas, así como la integridad de la máquina. Por esta razón se implementó un circuito de prueba seguro con guardamotores para limitar la corriente de falla (sobre corriente). Además, el arranque de la máquina se realizó a tensión reducida utilizando un Variac, como se puede apreciar en la figura 24. El equipo Registrador PX5 se conectó a la máquina garantizando que las pinzas de corriente y los conectores de tensión tipo caimán no sufrieran desgaste ni esfuerzo mecánico.



Figura 24. Vista del circuito de prueba del variac y guardamotor.

Las resistencias utilizadas para limitar la corriente de falla se muestran en la figura 25.



Figura 25. Circuito de prueba mostrando resistencias y registrador PX5

Se puede observar en la figura 26 los Tap's de las resistencias utilizadas.



Figura 26. Resistencia limitadora de corriente con disposición de tap's

3.2.2.2. INSTRUMENTO DE MEDICIÓN.

Para analizar el circuito se utilizó el equipo analizador de calidad de potencia Power Xplorer PX5 marca DRANETZ. Este instrumento de monitoreo, con interface gráfica a color, permite de una manera muy fácil obtener los datos necesarios para la realización de las pruebas.

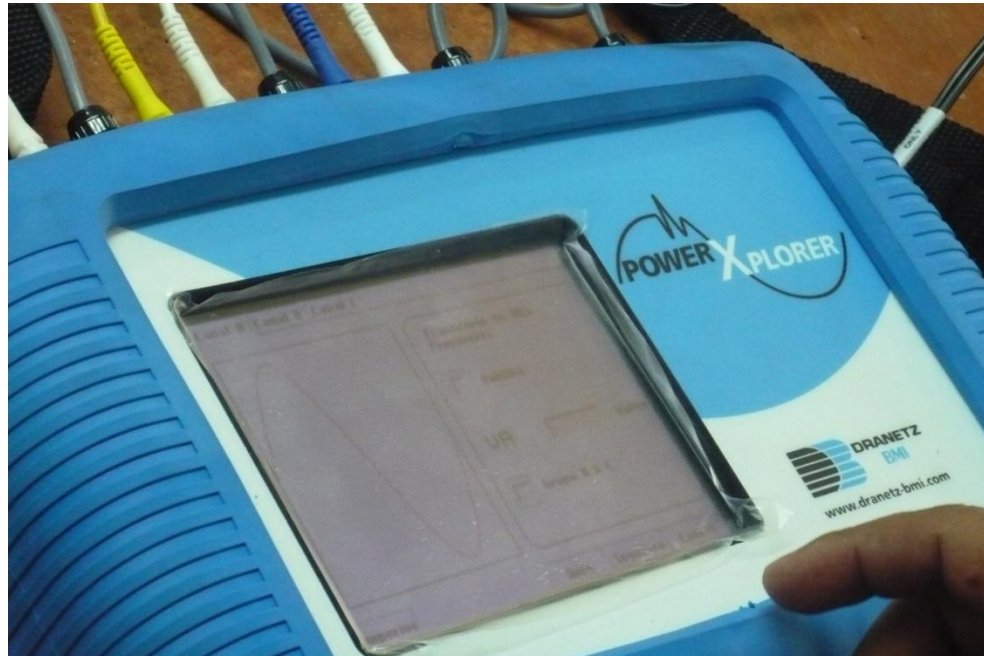


Figura 27. Fotografía PowerXplorer PX5 DRANETZ BMI.

El PX5 se configuró para obtener los voltajes y corrientes por cada una de las 3 fases y un cuarto canal para capturar la corriente de falla. Este canal se implementó como gatillo o trigger, el cual al censar corriente por dicho canal, inmediatamente registra los datos en el dominio del tiempo. Los datos se pueden almacenar para el posterior análisis de los resultados de la prueba.

3.3. ECUACIONES EN RÉGIMEN PERMANENTE QUE DEFINEN EL COMPORTAMIENTO DE LOS MOTORES ASÍNCRONOS.

De datos experimentales se pueden deducir una serie de parámetros que conforman el esquema equivalente del motor en régimen permanente, [25]. Concretamente, mediante la realización de los ensayos en vacío y rotor bloqueado, es posible determinar los parámetros eléctricos que forman el circuito equivalente, además de el diagrama circular de la máquina. En la figura

se muestra el circuito equivalente de un motor de inducción en régimen permanente.

3.3.1. ENSAYO DE VACÍO.

La realización de esta prueba consiste en alimentar el devanado estatutico desde el 25% hasta el 125% del voltaje nominal y se mide las corrientes y potencias de la máquina sin ninguna carga en el eje [26].

Esta prueba se simulo en el software FLUX 2D y posteriormente se ejecutó el laboratorio de diagnóstico de máquinas eléctricas de la Universidad Del Valle, también se hicieron simulaciones y ejecución de los casos siguientes:

1. Simulación y ejecución de la prueba de vacío del motor sin falla.
2. Ejecución de la prueba de vacío con 1 espira en corto circuito.
3. Simulación y ejecución de la prueba de vacío con 5 espiras en corto circuito.
4. Simulación de la prueba de vacío con 7 espiras en corto circuito.
5. Simulación y ejecución de la prueba de vacío con 14 espiras en corto circuito.

Mediante este ensayo al motor de inducción es posible determinarle las pérdidas rotacionales, ofreciendo además información sobre su corriente de magnetización [17]. En estas condiciones las únicas cargas del motor son las de fricción y las pérdidas por efecto del aire, por lo tanto la potencia convertida es absorbida por las pérdidas mecánicas y las magnéticas, siendo su deslizamiento muy pequeño con lo que su resistencia correspondiente a su potencia convertida $R'_r(1-S)/S$, es mucho mayor que la resistencia correspondiente a las pérdidas del rotor y a la reactancia del mismo.

3.3.1.1. ENSAYO DE VACÍO CON MOTOR SIN FALLAS.

En la Tabla 7 se aprecia el comportamiento del motor en el ensayo de vacío, veremos los parámetros de tensión y corriente:

V(%)	Va [V]	Vb [A]	Vc [V]	Ia [A]	Ib [A]	Ic [A]	Vel. (RPM)
25	31,2	31,43	31,28	1,051	1,159	1,14	1784
50	63,34	63,56	63,47	1,835	2,036	1,99	1796
75	95,12	95,37	95,24	2,85	3,14	3,063	1795,4
90	114,1	114	114,3	3,565	3,879	3,788	1794
100	126,9	127,1	127	4,26	4,602	4,477	1798
110	139,7	140	140,1	5,18	5,47	5,36	1798
125	158,1	158,5	158,5	7,297	7,46	7,239	1797

Tabla 7. Resultados experimentales RMS de ensayo de vacío.

Con la ayuda del PX5 se obtuvo los datos de tensión en función del tiempo como se ilustra en la figura 35. Es posible observar el comportamiento de las tensiones el cual es totalmente equilibrado y simétricos con un pequeño ruido inherente al sistema de alimentación (red).

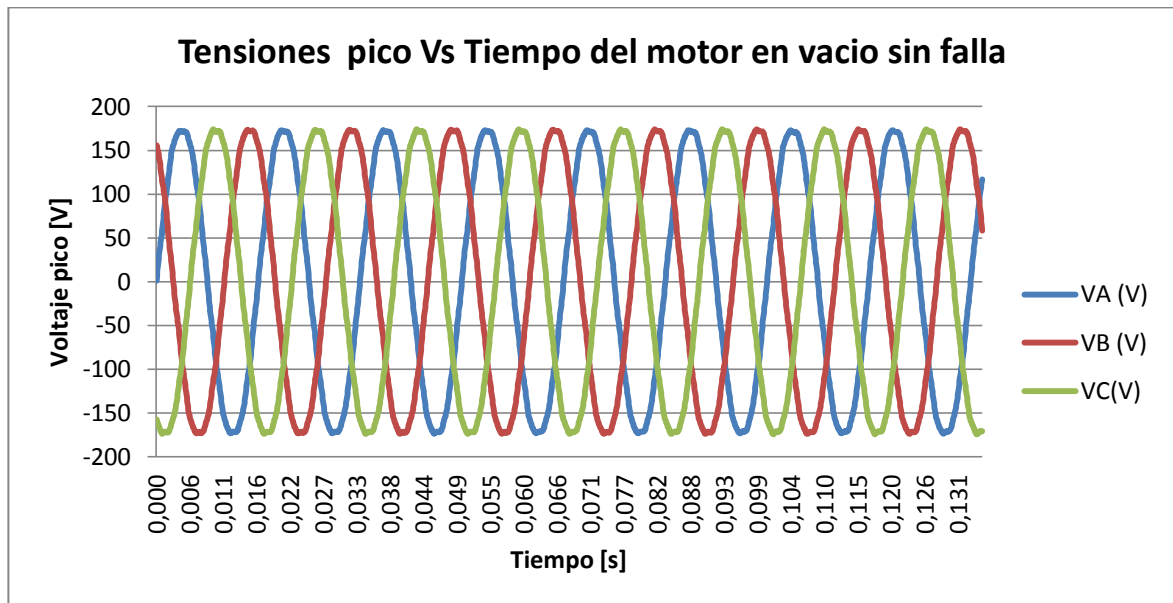


Figura 28. Tensiones experimentales de fase – neutro del motor sin fallas.

En la figura 28 apreciamos los valores de tensión de fase para la máquina en vacío sin fallas.

3.3.1.2. ENSAYO DE VACÍO DEL MOTOR CON FALLA.

Las pruebas de vacío con falla de cortocircuito realizadas al motor se encuentran resumidas en la tabla 8:

N. de prueba	Espiras en CC.	Resistencia limitadora	N. de prueba	Espiras en CC.	Resistencia limitadora
1	1	0.14	11	10	0.382
2	5		12	14	
3	10		13	1	0.532
4	14		14	5	
5	1	0.24	15	10	
6	5		16	14	
7	10		17	1	0.702
8	14		18	5	

9	1	0.382	19	10	
10	5		20	14	

Tabla 8. Resumen de pruebas realizadas al motor en vacío con falla.

Dado al elevado número de pruebas (20) sólo se considerarán las que proporcionan mayor información según el comportamiento de las corrientes de fase y de falla. Estos ensayos son:

- 1 espira en cortocircuito y resistencia limitadora de corriente de falla = 0.14Ω .
- 14 espiras en cortocircuito y resistencia limitadora de corriente de falla = 0.14Ω .

3.3.1.2.1. SEÑALES EN EL TIEMPO.

A continuación se muestran las gráficas de corrientes obtenidas por medio de ensayos realizados con el banco de pruebas para los escenarios específicos mostrados en el capítulo anterior.

En la siguiente grafica se muestra las corrientes por fase antes y después de ocurrir la falla de cortocircuito en una espira y $r=0.14\Omega$. Debido a que la falla ocurre en la fase A, se aprecia un incremento en las corrientes de las fases B y C.

En la Figura 31 se presenta la falla para 14 espiras en corto y $r=0.14\Omega$, se muestra de manera más detallada el incremento de corrientes en las fases sanas, para este caso las fases A y B.

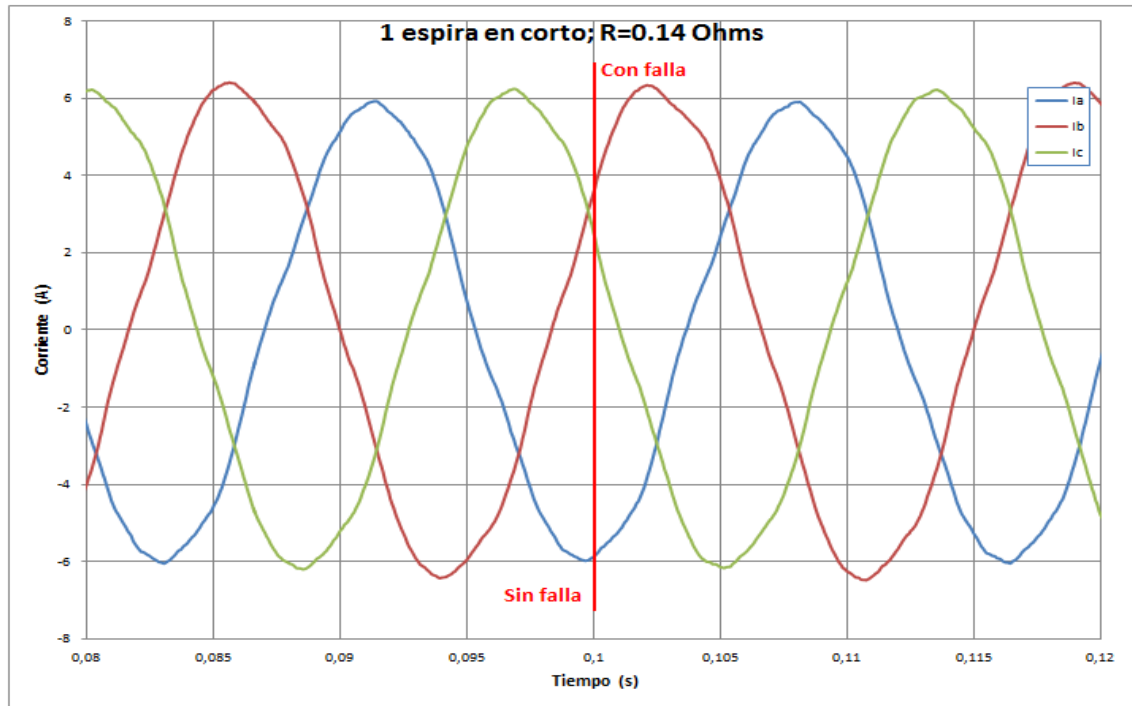


Figura 29. Corrientes experimental para 1 espira en corto y $R=0.14 \Omega$. [28].

En la figura 30 se muestra la corriente de falla para 1 espira en cortocircuito y resistencia de 0,14 Ohms,

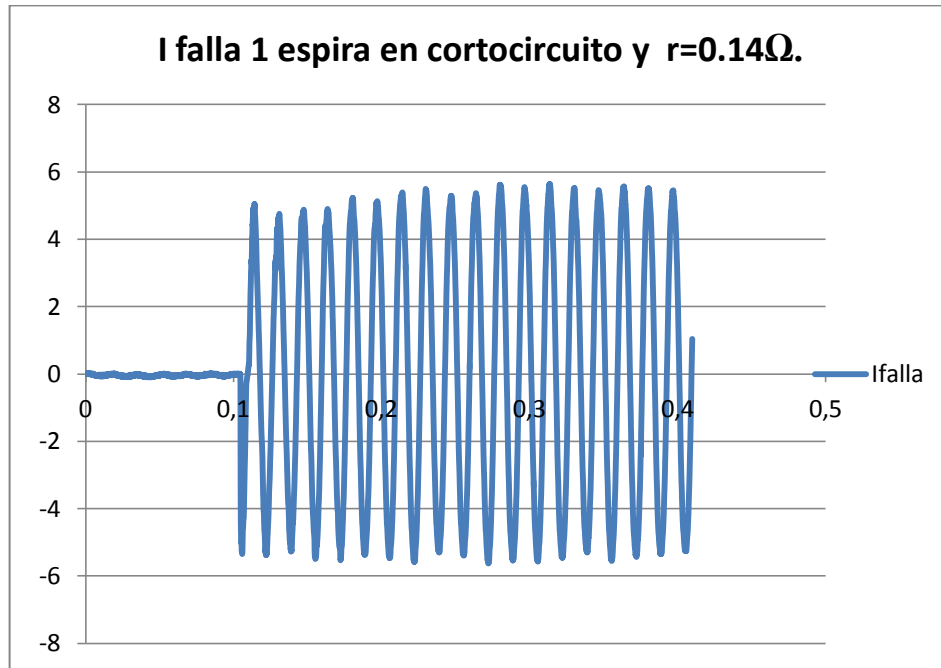


Figura 30. Corriente de falla experimental para 1 espira en corto y $R=0.14 \Omega$.

Para la figura 31 se muestran las corrientes de fase del motor de inducción, aquí se aprecia el incremento de las corrientes de fase después de insertada la falla al motor, especialmente vemos como se incrementan las corrientes a y b son estas fases libres de falla.

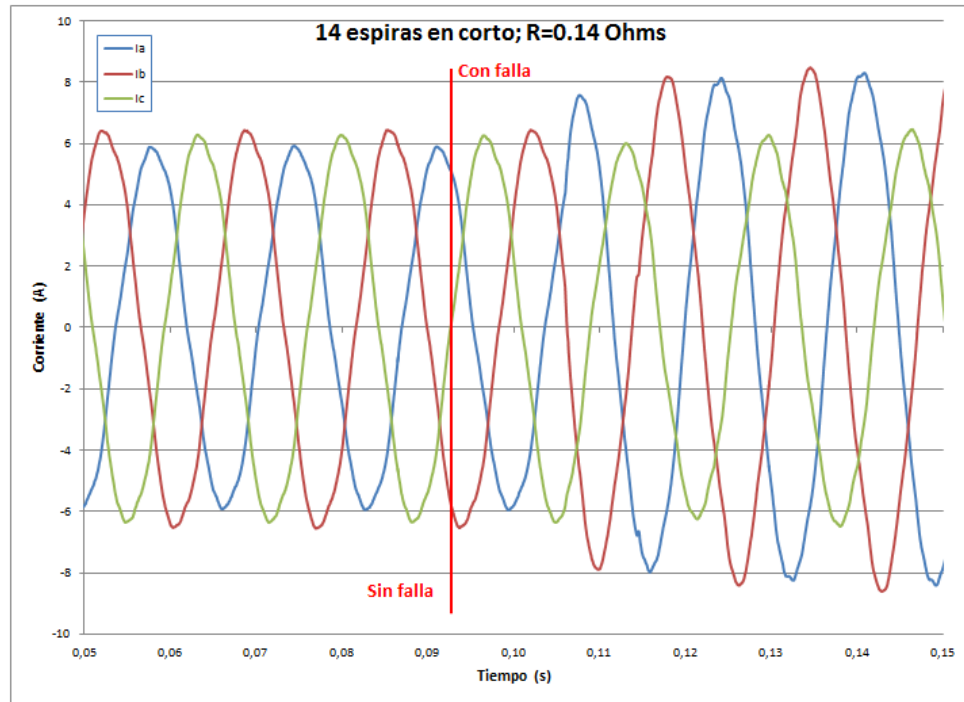


Figura 31. Corrientes estáticas experimentales para 14 espiras en corto y $R=0.14\Omega$. [28]

En la figura 32 se aprecia la corriente de falla para 14 espiras en corto y resistencia de 0,14Ohms, aquí se aprecia la gran corriente de falla que circula por la falla. Esto provoca que el devanado se destruya.

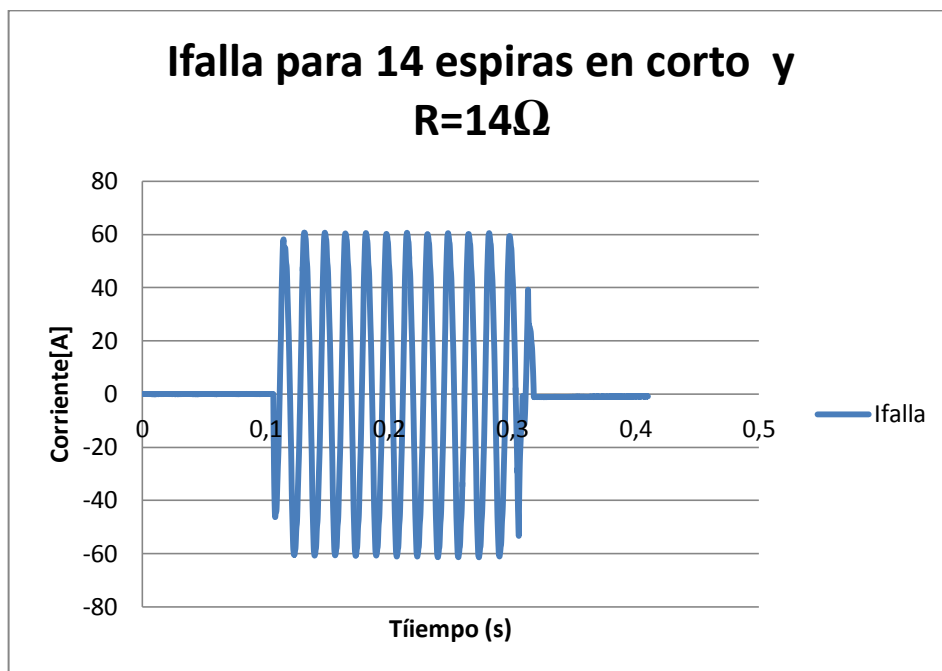


Figura 32. Corriente de falla experimentales para 14 espiras en corto y $R=0.14\Omega$.

En la siguiente tabla se resumen los valores obtenidos de los ensayos realizados en laboratorio.

Número de espiras en cortocircuito	CORRIENTE DE FALLA EN VACÍO [A] RMS				
	$R=0,14\Omega$	$R=0,25\Omega$	$R=0,382\Omega$	$R=0,532\Omega$	$R=0,702\Omega$
1	5.8	3.6	2.3	1.733	1.346
5	24.5	16.43	10.81	8.358	6.54
10	36	27.26	19.27	15.16	12.21
14	43	33	24.65	19.8	16.12

Tabla 8. Resumen de corriente de falla experimental para motor en vacío.

Se realizó la prueba para $R=0\Omega$, es decir sin resistencia de falla, pero la corriente de falla fue muy alta ($I_{f_{n=1}}=23.97A$ RMS), y solo se pudo realizar para 1 espira en cortocircuito. Por lo anterior se podría estimar que para 5 espiras en corto, la corriente de falla sería aproximadamente 72A lo cual poniendo en riesgo la vida de las personas que realizan la prueba así como los equipos de medición y la máquina finalmente.

En la figura 33 se muestra la evolución de la corriente de falla para diferente número de espiras en cortocircuito y a diferente valor de resistencia. Allí se puede ver la corriente de cortocircuito a medida que el número de espiras se incrementa y se hace aún más grande cuando la resistencia limitadora es más pequeña.

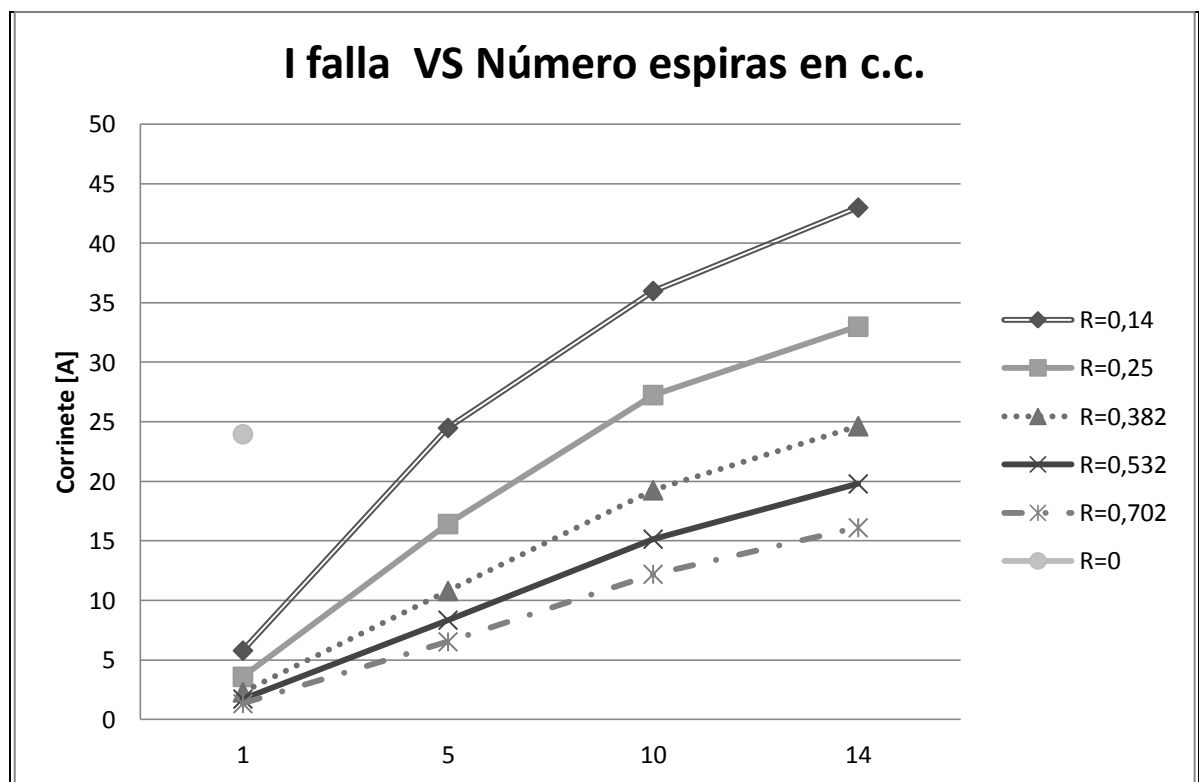


Figura 33. Evolución de la corriente de falla a diferente número de espiras en corto y resistencia de datos experimentales.

En la figura 34 se puede apreciar como la magnitud de la corriente de falla con respecto al tiempo.

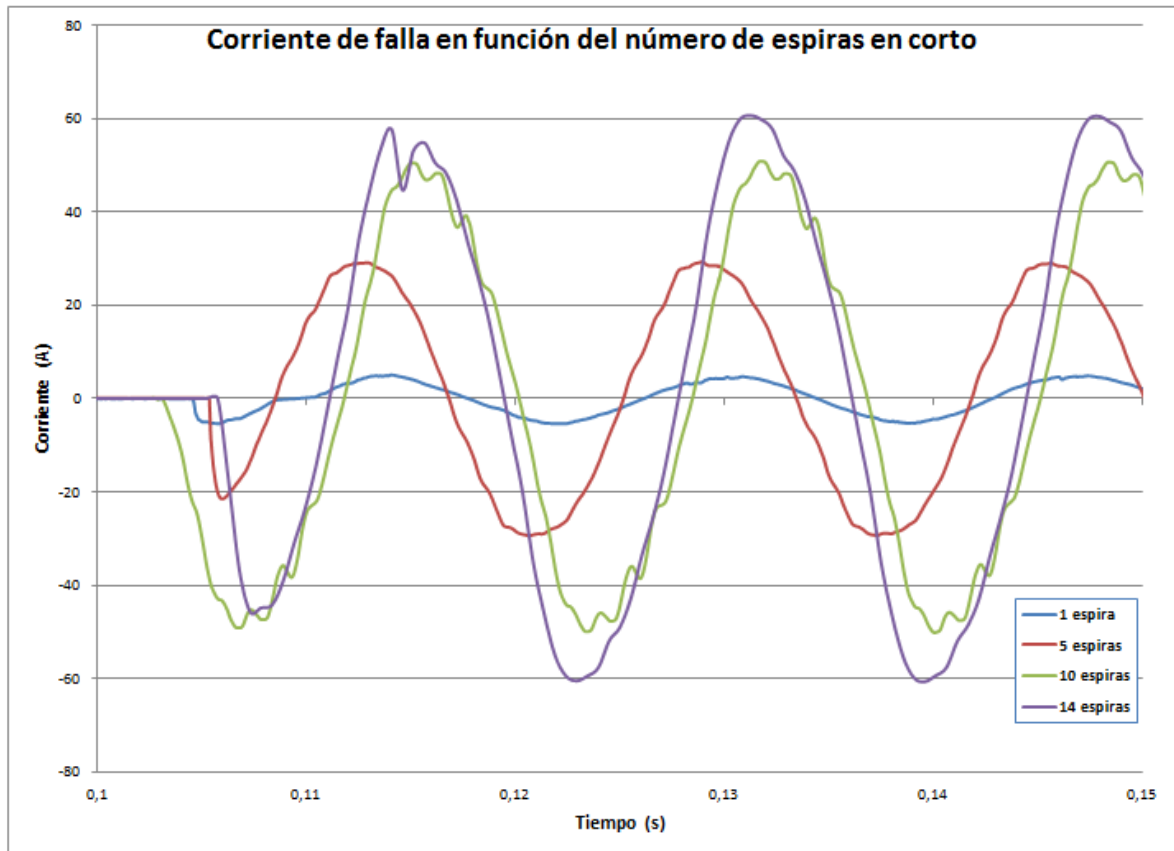


Figura 34. Corriente de falla para varias espiras en corto.

3.3.2. ENSAYO DE ROTOR BLOQUEADO.

Para realizar este ensayo es necesario bloquear el rotor de la máquina de inducción. Cuando el rotor está detenido, el deslizamiento es 1.0. El circuito equivalente en estas condiciones es semejante al de un transformador en

cortocircuito.

En la identificación de parámetros del transformador se puede desprestigiar la rama de magnetización, porque la corriente de corto circuito es mucho mayor que la corriente de magnetización.

La Tensión de la rama de magnetización se deprime prácticamente a la mitad de la tensión en vacío y esto reduce aún más la corriente que circula por ella. En el transformador, la influencia de la rama de magnetización durante el ensayo es prácticamente despreciable. En la máquina de inducción la corriente de rotor bloqueado puede alcanzar entre tres y seis veces la corriente nominal. La corriente de vacío está comprendida entre la tercera parte y la mitad de la corriente nominal.

Durante la prueba de rotor bloqueado la tensión de la rama de magnetización se deprime más o menos a la mitad y por esta razón la corriente de la máquina durante este ensayo puede alcanzar a ser entre seis y dieciocho veces mayor que la corriente de magnetización.

Los resultados de esta prueba se pueden apreciar en la tabla 9.

Vab [V]	Vbc [V]	Vca [V]	Ia [A]	Ib[V]	Ic[V]
44,88	44,72	44,71	9,32	9,37	9,35
40,89	40,67	40,72	8,37	8,46	8,4
30,77	30,55	3,56	6,23	6,3	6,27
20,57	20,95	20,41	4,17	4,23	4,248
10,54	10,38	10,48	2,191	2,191	2,23

Tabla 9. Resultados experimentales para prueba de rotor bloqueado

3.4. DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE VACÍO Y ROTOR BLOQUEADO DEL MOTOR NEMA B.

De las pruebas de vacío y rotor bloqueado podemos obtener directamente el circuito equivalente de la máquina, el diagrama circular de la misma y las curvas de par vs velocidad del motor.

3.4.1. PARÁMETROS DE VACÍO. [24]

Tomando del capítulo anterior:

$$V_0 = 126.9 \text{ V}$$

$$I_0 = 4.26 \text{ A}$$

$$P_0 = 199 \text{ W}$$

La potencia de las pérdidas de vacío está determinada por la ecuación 17 y R_0 .

$$R_0 = \frac{199}{3(4.26)^2} = 3.66 \Omega$$

Calculando Z_0 mediante la ecuación:

$$Z_0 = \frac{126.9}{4.26} = 29.79 \Omega$$

Como el circuito en vacío de un motor asíncrono se representa por una reactancia inductiva en paralelo con la resistencia, tendremos:

$$X_m = \sqrt{29.79^2 - 3.66^2} = 29.56 \Omega$$

Por lo que finalmente la inductancia de magnetización será:

Calculando L_m :

$$L_m = \frac{29.56}{2\pi(60)} = 0.078 \text{ h}$$

El circuito de vacío obtenido se muestra en la figura 35.

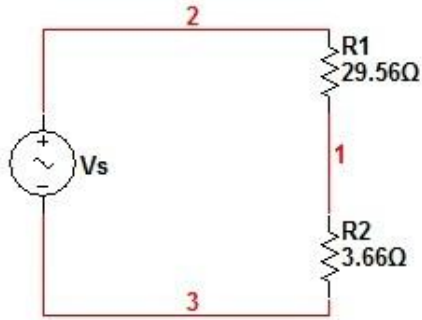


Figura 35. Circuito de vacío del motor NEMA B.

3.4.2. PARÁMETROS DE ROTOR BLOQUEADO [24]

Los parámetros de cortocircuito se obtienen mediante los datos de la prueba de cortocircuito o rotor bloqueado:

$$V_{cc} = 33.76 \text{ V}$$

$$I_{cc} = 8.34 \text{ A}$$

$$P_{cc} = 297.73 \text{ W}$$

Calculamos Z_{cc} .

$$Z_{cc} = \frac{33.76}{8.34} = 4.05 \Omega$$

Calculando R_{cc} :

$$R_{cc} = \frac{297.73}{3(8.34)^2} = 1.43 \Omega$$

Donde la resistencia de cortocircuito:

$$R_r' = 1.43 - 0.615 = 0.82\Omega$$

Calculando X_{cc} :

$$X_{cc} = \sqrt{4.05^2 - 1.43^2} = 3.79\Omega$$

Calculando X_r' y X_s :

$$X_{cc} = 0.63X_r' + X_r'$$

$$X_r' = \frac{X_{cc}}{1.63} = \frac{3.79}{1.63} = 2.33\Omega$$

$$X_s = X_{cc} - X_r' = 3.79 - 2.33 = 1.46\Omega$$

El circuito de cortocircuito obtenido se muestra en la figura 36.

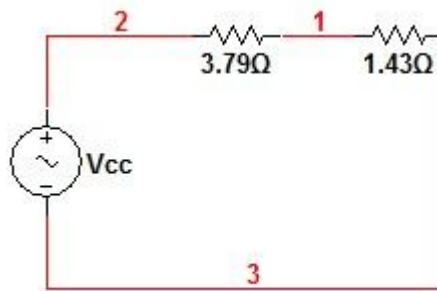


Figura 36. Circuito de cortocircuito del motor NEMA B.

3.5. CIRCUITO EQUIVALENTE. [24]

El circuito equivalente que se obtuvo se muestra en la siguiente figura:

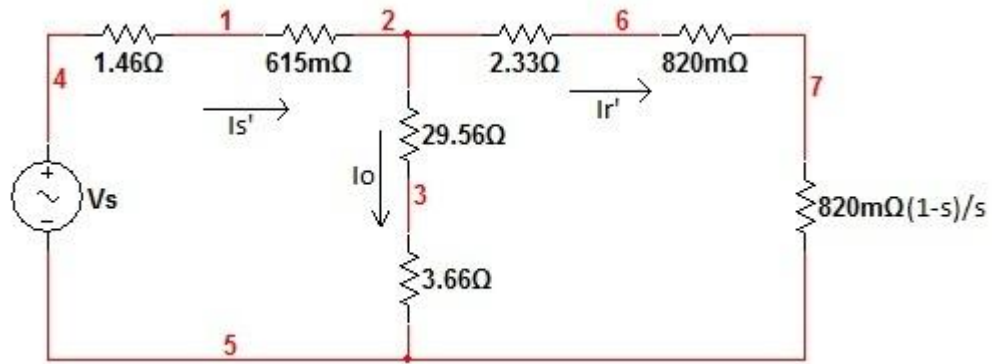


Figura 37. Circuito equivalente del motor NEMA B.

Ω

3.6. DIAGRAMA CIRCULAR. [23]

3.6.1. DIAGRAMA CIRCULAR PARA MOTORES ASÍNCRONOS.

A veces es muy sencillo y conveniente calcular las características de operación de un motor de inducción por medio de su diagrama circular.

En corriente alterna se demuestra que, si en un circuito serie R-L, la reactancia permanece constante y la resistencia varía, el lugar geométrico del vector corriente es una semicircunferencia.

En el circuito equivalente simplificado, todos los componentes son constantes excepto la resistencia dinámica que varía con la carga; por consiguiente, el lugar geométrico del vector I_r' es una circunferencia y como la corriente total I_s es la suma de la variable I_r' y la constante I_0 , el lugar geométrico de I_s será también una circunferencia como se muestra en la siguiente figura.

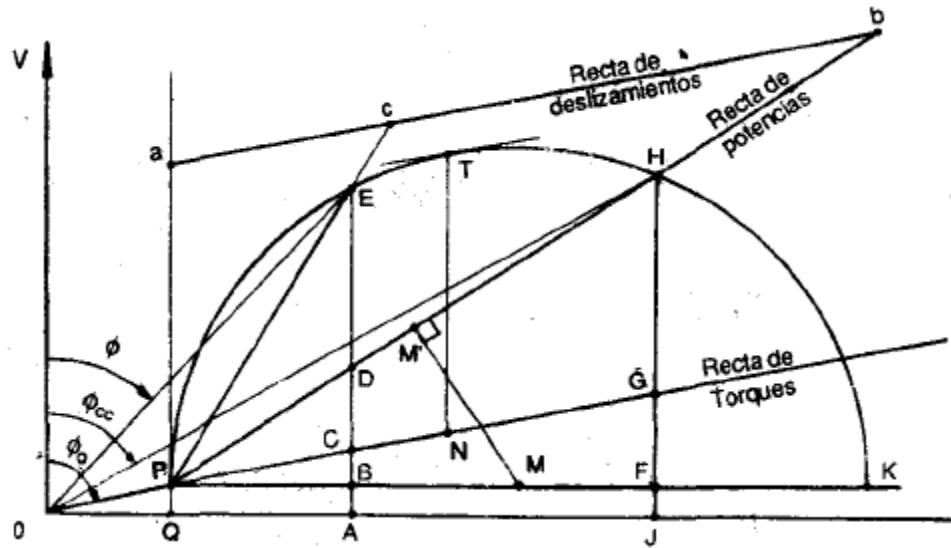


Figura 38. Diagrama circular para motor asíncrono.

Los datos para trazar el diagrama se obtienen por medio de los ensayos de vacío y de rotor bloqueado, en la forma siguiente:

Punto P.: Se determina de la corriente y potencia en vacío.

$$OP = I_o \perp \Phi_o \quad (28)$$

$$\Phi_o = \arccos \frac{P_o}{\sqrt{3}V_o I_o} \quad (29)$$

$$P_o = W_o - 3 I_o^2 R_e \quad (30)$$

Punto H.: Se determina de la corriente y potencia de cortocircuito.

$$OH = I'_{cc} \perp \Phi_{cc} \quad (31)$$

$$I'_{cc} = I_{cc} \frac{V}{V_{cc}} \quad (32)$$

$$\Phi_{cc} = \arccos \frac{P_{cc}}{\sqrt{3}V_{cc} I_{cc}} \quad (33)$$

A continuación se muestra la tabla de ensayos de vacío y de rotor bloqueado:

	Potencia [W]	Tensión [V]	Corriente [A]
Vacío	W_o	$V_o = V_{nom}$	I_o
Rotor bloqueado	P_{cc}	V_{cc}	$I_{cc} = I_{nom}$

Tabla 10. Ensayos de pruebas para diagrama circular.

PH: Rectas de potencias útiles.

PK: Paralela al eje de abscisas.

MM': Mediatriz de **PH**.

M: Centro del círculo **PHK**.

De manera sencilla podemos obtener el diagrama circular para cualquier motor asíncrono, así pues con este diagrama podemos obtener los valores de operación, sin necesidad de otros ensayos ni cálculos con circuitos equivalentes.

$$HJ = I'_{cc} \cos \Phi_{cc} \quad (34)$$

Multiplicado por V_e' nos daría la potencia absorbida con rotor detenido (instante del arranque) íntegramente consumida en pérdidas por efecto Joule, en el hierro.

$$PQ = I_o \cos \Phi_o \quad (35)$$

Multiplicado por V_e' nos da la potencia total de vacío, que se asume consumida en pérdidas en el hierro y mecánicas.

HF representaría, por lo tanto, a la escala de potencias, únicamente las pérdidas por efecto Joule en el rotor y en el estator.

Punto G: Divide a HF proporcionalmente a R'_r Y R_e (resistencias del rotor reducida al estator y del estator respectivamente) de modo que:

HG: pérdidas por efecto Joule en el rotor.

GF: pérdidas por efecto Joule en el estator.

PG: recta de los apreso

La recta **PH** limita las pérdidas por efecto Joule (máximas en H y nulas en P), por lo tanto, las distancias desde esta recta hasta la circunferencia representan las potencias útiles o desarrolladas en el eje.

OE = I_e ' corriente estatórica para una carga cualquiera con

$$fp = \cos \Phi_o$$

$$PE = \overline{I_r} = \overline{I_e} - \overline{I_o} \quad (36)$$

Corriente rotórica.

$$EA = I_e \cos \Phi_e \quad (37)$$

Componente activa de I_e .

Representa, a escala de potencias, la potencia total absorbida por fase.

BA: pérdidas en el núcleo y mecánicas por fase.

CB: pérdidas por efecto Joule en el estator por fase.

DC: pérdidas por efecto Joule en el rotor por fase.

DE: potencia útil en el eje por fase.

Deslizamiento:

La recta **ab** de una longitud cualquiera se traza paralela a la recta de los pares. El punto a (proyección vertical de P) corresponde a deslizamiento 0 (marcha en vacío), y el punto b corresponde al deslizamiento 1 (rotor bloqueado). Dividiendo la recta ab en 100 partes iguales, se determina el deslizamiento para cualquier punto de operación:

$$s = \frac{ac}{ab} * 100 = \frac{CD}{CE} * 100 \quad (37)$$

Eficiencia:

La eficiencia está dada por:

$$\eta = \frac{\text{potencia util entregada}}{\text{potencia total absorbida}}$$

$$\eta = \frac{ED}{EA} \quad (38)$$

3.6.2. DIAGRAMA CIRCULAR PARA MOTOR NEMA B.

El resumen de los ensayos realizados se pueden obtener de la siguiente tabla.

	Potencia [W]	Tensión [V]	Corriente [A]
Vacío	199	126.9	4.26
Rotor bloqueado	297.73	33.7	8.34

Tabla 11. Resumen ensayos para diagrama circular.

De acuerdo a la teoría del punto anterior, primero hallamos la recta OP

$$OP = I_o \perp \Phi_o$$

$$\Phi_o = \arccos \frac{199}{\sqrt{3}(126.9)(4.26)} = 77.73^\circ$$

$$OP = 4.26 \perp 77.72^\circ$$

Recta OH

$$OH = I'_{cc} \perp \Phi_{cc}$$

$$I'_{cc} = (8.34) \frac{(126.9)}{(33.7)} = 31.40A$$

$$\Phi_{cc} = \arccos \frac{(297.73)}{\sqrt{3}(33.7)(8.34)} = 52.29^\circ$$

$$OH = 31.40 \perp 52.29^\circ$$

El diagrama circular hallado para la máquina se presenta en la figura 39.

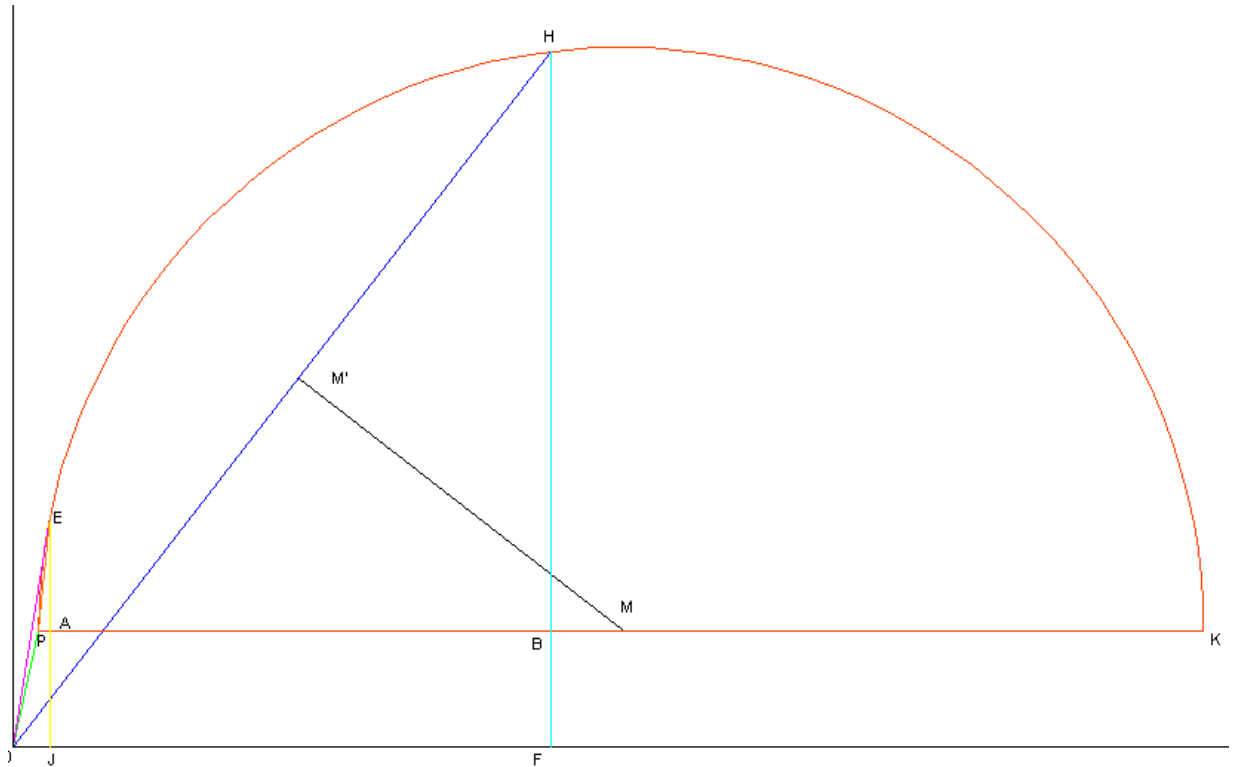


Figura 39. Diagrama circular obtenido de las pruebas experimentales

3.7. CURVAS DE PAR - VELOCIDAD.

Con este tipo de ensayo se obtienen las respuestas del motor ante diferentes magnitudes de carga, con lo que es posible dibujar las curvas completas de magnitudes tan importantes como el par, corriente, potencia y obtener el rendimiento, potencia útil o el factor de potencia [18].

Para obtener la potencia útil de la máquina se utiliza la ecuación 39

$$P_{util} = \tau \cdot W \quad (39)$$

Dónde:

P_{util} : Potencia útil (w).

τ : Par de la máquina (N/m).

W : Velocidad angular (Rad/seg.).

El rendimiento de la máquina se determina mediante la ecuación 40

$$\eta = \frac{P_{util}}{P_{abs}} \cdot 100 \quad (40)$$

Dónde:

η : Eficiencia (%).

P_{abs} : Potencia absorbida (w).

El factor de potencia se obtiene mediante la ecuación 41 cuando la máquina está balanceada.

$$\cos \varphi = \frac{P_{abs}}{3I_f V_f} \quad (41)$$

Dónde:

φ : Ángulo de potencia.

I_f : Corriente de fase.

V_f : Voltaje de fase.

P_{abs} : Potencia activa total absorbida por la máquina.

Para hallar el factor de potencia equivalente cuando se presenta un desequilibrio lo que se hace es hallar la potencia activa y reactiva por fase, se suman los aportes y luego se calcula el ángulo φ mediante la expresión 42:

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{Q_{abs}}{P_{abs}} \quad (42)$$

Dónde:

φ : Angulo de potencia.

Q_{abs} : Potencia reactiva total absorbida por la máquina.

P_{abs} : Potencia activa total absorbida por la máquina.

Teóricamente la potencia electromagnética de la máquina se obtiene a partir de los parámetros de la prueba de cortocircuito según la ecuación 43 [19]:

$$P_{em} = \frac{3U_1^2 (R_2/S)}{(R_1 + (R_2/S))^2 + (X_{cc})^2} \quad (43)$$

Dónde:

P_{em} : Potencia electromagnética.

U_1 : Voltaje de fase de la máquina.

R_1 : Resistencia de fase del estator.

R_2 : Resistencia del rotor referida al estator.

S : Deslizamiento.

X_{cc} : Reactancia de cortocircuito.

A partir de las ecuaciones 42 y 43 se obtiene la expresión 44, con ella se puede hallar la curva de par característico de la máquina.

$$M = \frac{3pU_1^2 (R_2/S)}{2\pi f_1 \left[\left(R_1 + (R_2/S) \right)^2 + (X_{cc})^2 \right]} \quad (44)$$

Dónde:

M : Par de la máquina.

p : Pares de polos.

f : Frecuencia de alimentación.

U_1 : Voltaje de fase de la máquina.

R_1 : Resistencia de fase del estator.

R_2 : Resistencia del rotor referida al estator.

S : Deslizamiento.

X_{cc} : Reactancia de cortocircuito.

El par máximo y par de arranque de la máquina están dados por las ecuaciones 43 y 44 respectivamente:

$$M_{\max} = \frac{3pU_1^2}{2 \cdot 2\pi f_1 \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_{cc}^2} \right]} \quad (45)$$

Dónde:

$M_{\max}$: Par máximo de la máquina.

p : Pares de polos.

f : Frecuencia de alimentación.

U_1 : Voltaje de fase de la máquina.

R_1 : Resistencia de fase del estator.

X_{cc} : Reactancia de cortocircuito.

$$M_{arr} = \frac{3pU_1^2 R_2}{2\pi f_1 (R_{cc}^2 + X_{cc}^2)} \quad (46)$$

Dónde:

M_{arr} : Par de arranque de la máquina.

p : Pares de polos.

f : Frecuencia de alimentación.

U_1 : Voltaje de fase de la máquina.

R_2 : Resistencia del rotor referida al estator.

X_{cc} : Reactancia de cortocircuito.

R_{cc} : Resistencia de cortocircuito.

En la figura 40 se muestra la curva de par para la máquina sin falla obtenida a partir de los parámetros de las pruebas de cortocircuito hechas en el laboratorio (tabla 13) y calculada con la ecuación

s(%)	ω (rpm)	τ (N-m)	p(W)
0%	1800	0,0	0,001
1%	1782	21,3	632,115
2%	1764	41,7	1226,779
3%	1746	61,2	1781,726
4%	1728	79,7	2295,451
5%	1710	97,1	2767,164

s(%)	ω (rpm)	τ (N-m)	p(W)
6%	1692	113,4	3196,732
7%	1674	128,5	3584,598
8%	1656	142,5	3931,702
9%	1638	155,3	4239,392
10%	1620	167,0	4509,340
11%	1602	177,7	4743,465
12%	1584	187,3	4943,855
13%	1566	195,9	5112,705
14%	1548	203,6	5252,261
15%	1530	210,4	5364,775
16%	1512	216,4	5452,465
17%	1494	221,6	5517,484
18%	1476	226,1	5561,903
19%	1458	229,9	5587,689
20%	1440	233,2	5596,697
21%	1422	235,9	5590,665
22%	1404	238,1	5571,206
23%	1386	239,8	5539,815
24%	1368	241,1	5497,866
25%	1350	242,1	5446,620
26%	1332	242,7	5387,226
27%	1314	243,0	5320,729
28%	1296	243,0	5248,079
29%	1278	242,7	5170,132
30%	1260	242,3	5087,662
31%	1242	241,6	5001,363
32%	1224	240,8	4911,860
33%	1206	239,8	4819,711
34%	1188	238,7	4725,416
35%	1170	237,4	4629,420

s(%)	ω (rpm)	τ (N-m)	p(W)
36%	1152	236,0	4532,119
37%	1134	234,6	4433,863
38%	1116	233,1	4334,966
39%	1098	231,5	4235,701
40%	1080	229,8	4136,312
50%	900	211,4	3171,487
60%	720	192,9	2314,583
70%	540	176,0	1583,570
80%	360	161,0	966,234
90%	180	148,1	444,161
99%	18	137,8	41,348

Tabla 12. Datos para curva par – velocidad del motor sin fallas.

La curva par velocidad para este caso queda como lo muestra la siguiente figura:

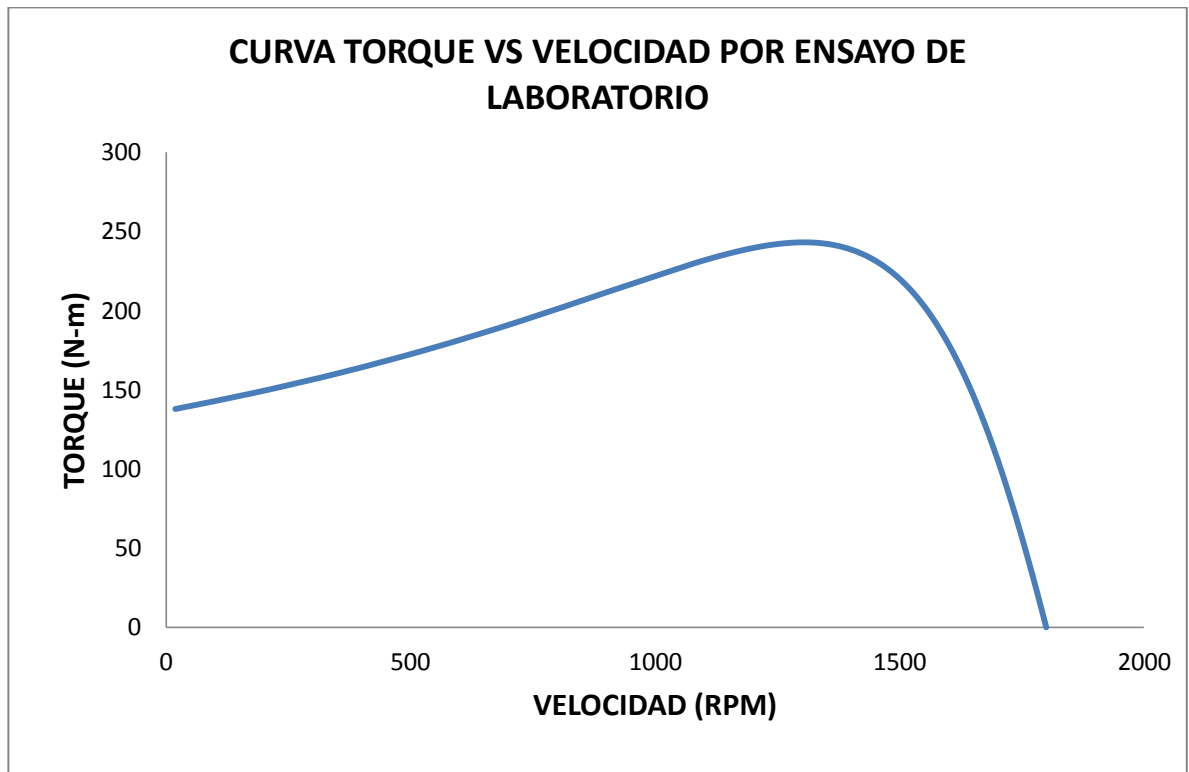


Figura 40. Curva par velocidad del motor sin falla.

3.8. ENSAYO DE CARGA.

La prueba de carga para el motor en estudio se realizó con la ayuda de la máquina D.C. que se puede acoplar de manera mecánica a este, el procedimiento que se realizó es el siguiente:

1. Se enciende el motor de inducción bajo estudio, hasta obtener la tensión nominal en bornes.
2. A la máquina D.C. se le aplica tensión en el campo para tenerlo como generador.

3. Con la ayuda de un banco de resistencias cargamos el generador D.C. para así obtener un frenado en el motor de inducción, este banco de resistencias se varían para obtener el punto de velocidad que deseamos.
4. Ya teniendo la velocidad deseada, realizamos el cortocircuito entre espiras del motor de inducción bajo estudio y se registra en el DRANETZ los datos.
5. Se retira el corto circuito después de aproximadamente 5 segundos de haberlo realizado.
6. Procedemos a descargar el generador paso a paso para que este no sufra daño alguno.
7. Se deja el motor de inducción auto refrigerar.
8. Des energizar la máquina y procedemos a cambiar n (el número de espiras en cortocircuito del motor bajo estudio) para obtener el siguiente dato.

Para la prueba de cortocircuito entre espiras bajo carga del motor de inducción, colocamos una resistencia limitadora de corriente de cortocircuito con valor de 0.702Ω .

La ejecución de la prueba de carga con corto entre espiras de una fase se realizó para los siguientes casos:

- A) 1 espira en cortocircuito para $R=0.702\Omega$ al 50% de la carga nominal.
- B) 1 espira en cortocircuito para $R=0.702\Omega$ a carga nominal.
- C) 5 espiras en cortocircuito para $R=0.702\Omega$ al 50% de la carga nominal.
- D) 5 espiras en cortocircuito para $R=0.702\Omega$ a carga nominal.
- E) 10 espiras en cortocircuito para $R=0.702\Omega$ al 50% de la carga nominal.
- F) 10 espiras en cortocircuito para $R=0.702\Omega$ a carga nominal.
- G) 14 espiras en cortocircuito para $R=0.702\Omega$ al 50% de la carga nominal.
- H) 14 espiras en cortocircuito para $R=0.702\Omega$ a carga nominal.

Por la cantidad de ensayos mostramos las corrientes en el tiempo para 14 espiras en cortocircuito.

La siguiente figura muestra el incremento de la fase c ya que aquí se encuentra con la falla y a diferencia en la prueba de vacío quienes eran las otras fases quienes sufrían el incremento ante la falla.

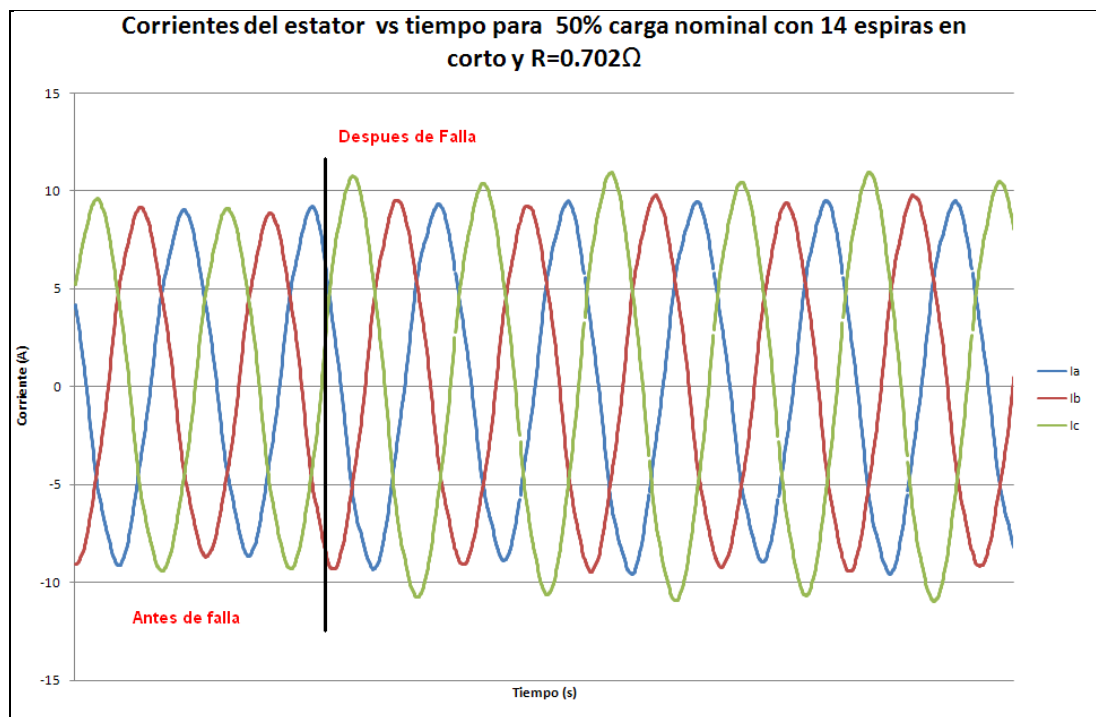


Figura 34. Corrientes experimentales de estator para falla de 14 espiras en corto y 50% de carga nominal.

Para el siguiente caso se muestra en la figura 35 el incremento aún más de la corriente en la fase c dado que se incrementa la carga del motor a la nominal.

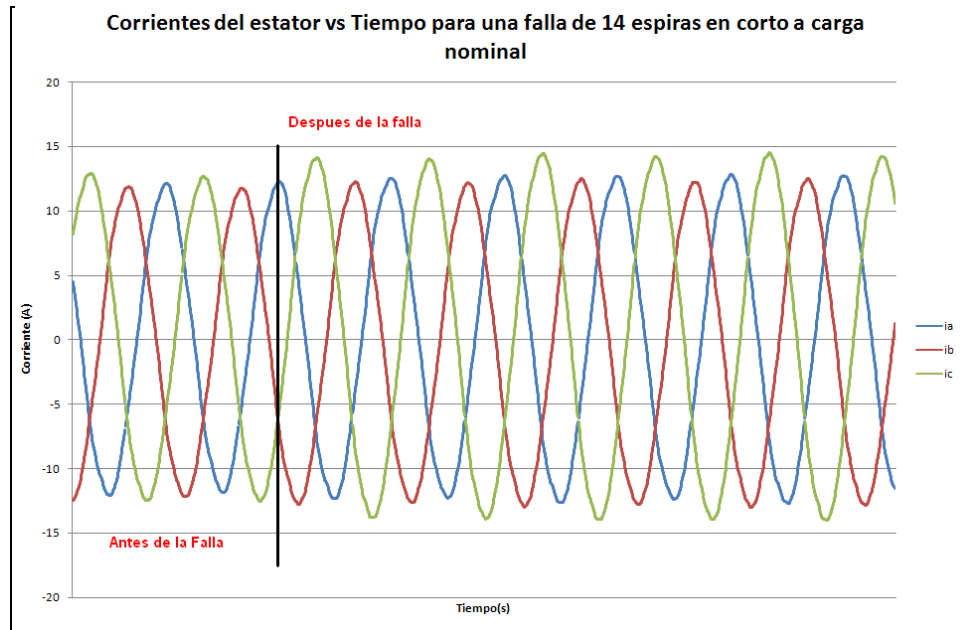


Figura 35. Corrientes de estator para falla de 14 espiras en corto y carga nominal.

En la tabla 13 se muestra el resumen de los resultados de las corrientes de falla experimentales de los ensayos de carga con una resistencia limitadora de 0.702Ω al 50% de carga nominal y al 100% de la carga.

Número de espiras en cortocircuito	CORRIENTE DE FALLA EN CARGA [A] RMS	
	R=0,702 Ω	
	CARGA 50% NOMINAL	CARGA NOMINAL
1	1,41	1,39
5	6,52	6,67
10	12,04	12,44
14	15,58	15,61

Tabla 13. Resultados RMS de la corriente de falla para

Como vemos en la tabla anterior el incremento de corriente en la falla no es tan considerable cuando se varía la carga como si se pudo ver en el ensayo de vacío.

4. VALIDACIÓN DE CAMPO DE SIMULACIÓN VERSUS ENSAYO DE CORTOCIRCUITO ENTRE ESPIRAS DE LA MISMA FASE.

4.0. INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se estudiarán los comportamientos reales y simulados que tiene la máquina bajo estudio, cuando está en condiciones nominales de operación y de falla para luego comparar a través de tablas y gráficas obtenidas del software FLUX 2D y los datos obtenidos de los ensayos por medio del PX5 DRANETZ BMI.

4.1. COMPARACIONES.

4.1.1. VALIDACIÓN DE LA PRUEBA DE VACÍO.

En la tabla 14 se muestran los resultados de la prueba de vacío con el motor sin fallas.

Simulación FLUX 2D						
Va (Vrms)	Vb (V rms)	Vc (V rms)	Ia (A rms)	Ib (A rms)	Ic (A rms)	Potencia (W)
126.90	126.90	126.90	4.14	4.16	4.14	199.03
Prueba de laboratorio						
Va (Vrms)	Vb (V rms)	Vc (V rms)	Ia (A rms)	Ib (A rms)	Ic (A rms)	Potencia (W)
126.90	127.10	127.00	4.26	4.60	4.48	199.00
Error %						
0.00	0.16	0.08	2.82	9.60	7.53	0.02

Tabla 14. Valores de prueba de vacío para motor sin fallas

Los parámetros de vacío obtenidos por simulación para funcionamiento normal y por pruebas de laboratorio. Los podemos observar en la tabla 15; en ella se puede ver que el error porcentual de la simulación es muy pequeño. De lo anterior se puede afirmar que el modelo utilizado para las simulaciones es correcto, lo que equivale a validar el MEF como método válido para realizar diagnóstico de máquinas de inducción.

	Prueba de laboratorio	Simulación FLUX 2D	Diferencia %
R Vacío (ohm)	3.77	3.85	2.08
Z vacío (ohm)	30.23	30.57	1.11
X de magnetización (Ohm)	30	30.32	1.06
L magnetización (H)	0.079	0.08	1.25

Tabla 15. Parámetros obtenidos a través del motor sin fallas

4.1.2. PRUEBA DE ROTOR BLOQUEADO.

La prueba de rotor bloqueado se confronta en la siguiente tabla, obteniendo de ello el error de diferencia.

Simulación FLUX 2D						
Va (Vrms)	Vb(V rms)	Vc(V rms)	Ia(A rms)	Ib(A rms)	Ic(A rms)	Potencia (W)
35	35	35	8.6	8.5	8.2	301.8
Ensayo de laboratorio						
Va (Vrms)	Vb(V rms)	Vc(V rms)	Ia(A rms)	Ib(A rms)	Ic(A rms)	Potencia (W)

33.40	34.41	33.46	8.02	8.34	8.66	297.73
Error %						
4.56	1.69	4.40	6.76	1.87	5.26	1.35

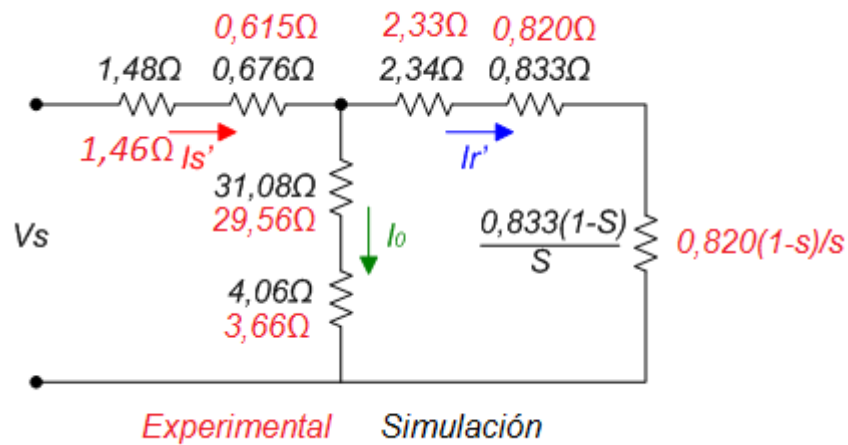
Tabla 16. Valores para prueba de rotor bloqueado para motor sin falla

Ensayo de laboratorio			
Zcc (Ω)	Rcc (Ω)	Xcc (Ω)	R2 (Ω)
4.05	1.43	3.79	0.81
Simulación FLUX 2D			
Zcc (Ω)	Rcc (Ω)	Xcc (Ω)	R2 (Ω)
4.15	1.41	3.90	0.74
Error %			
2.47	1.19	2.88	9.71

Tabla 17. Parámetros prueba de rotor bloqueado para el motor sin fallas

4.1.3. VALIDACIÓN POR CIRCUITO EQUIVALENTE.

En las simulaciones y las pruebas experimentales se pudieron obtener el circuito equivalente, en la figura 36, se muestra los comparativos entre estos mostrando una similitud entre los 2 modelos.



4.1.4. CURVAS PAR VELOCIDAD.

Las curvas par velocidad obtenidas a partir de simulaciones y ensayos se parecían en la figura 37.

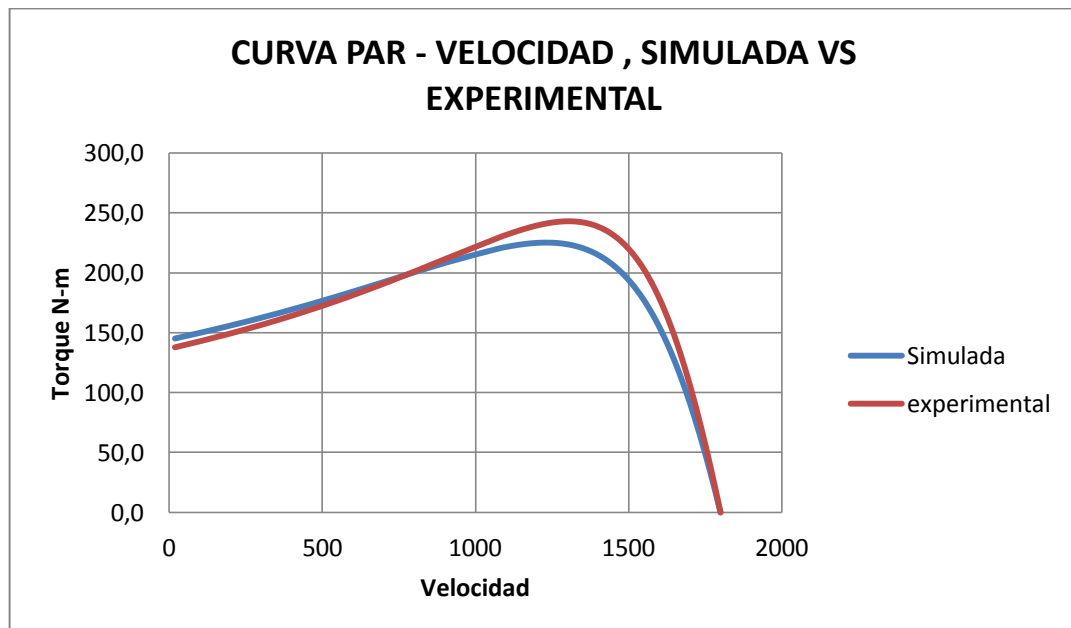


Figura 37. Comparación curvas par- velocidad para simulaciones y pruebas.

Aquí podemos ver como las 2 curvas tienen la misma similitud y comportamiento, lo que indica que el modelo implementado en MEF es acorde al obtenido en pruebas experimentales.

4.1.5. VALIDACIÓN POR CORRIENTES DE FALLA.

La validación por corrientes se basa en comparar las corrientes de falla obtenidas de la simulación de un punto específico contra la misma del ensayo. Para este caso se confrontó el siguiente caso:

- Corriente de falla para 5 espiras en corto y $r = 0.702\Omega$.

Como se muestra en la figura 38 la curva simulada vs Experimental.,

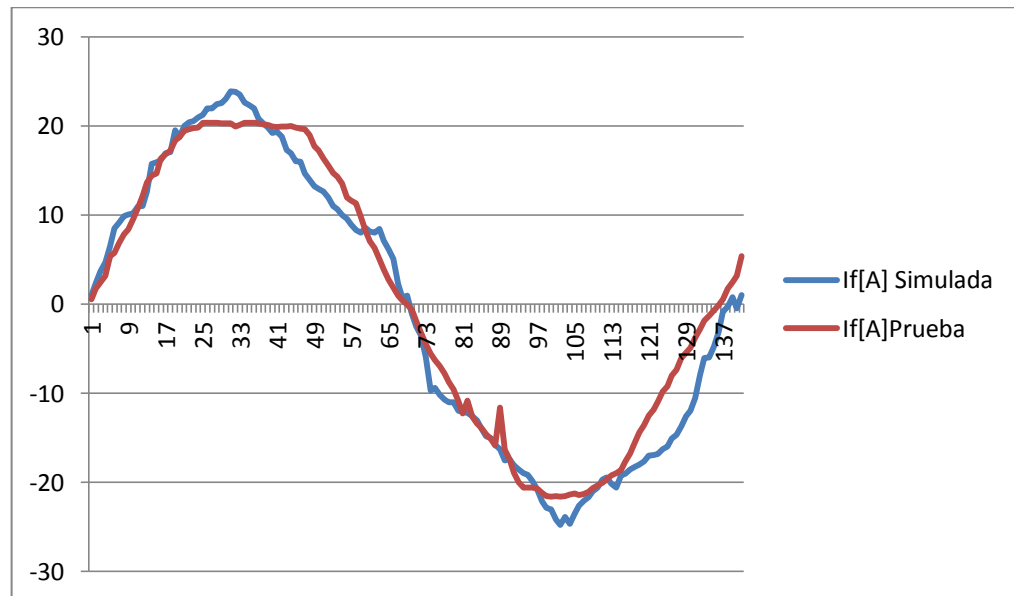


Figura 38. Corriente de falla con 5 espiras en corto circuito y resistencia de 0.702Ω .

4.1.5.1. COMPARACIÓN POR EVOLUCIÓN DE CORRIENTE DE FALLA.

Se decidió comparar los resultados obtenidos de simulación vs los datos obtenidos experimentalmente y encontramos que dichas evoluciones de corrientes son muy parecidas, aunque no se obtuvo resultados de la simulación para 1 espira en cortocircuito.

Primero comparamos los resultados a una resistencia limitadora de corriente de 0.38Ω , que se cumplía para los 2 casos y se usó la corriente de falla en p.u. usando como corriente base la corriente de placa del motor 8.4A. Además se usó el porcentaje de espiras en cortocircuito tomando como el 100% las 21 espiras por grupo.

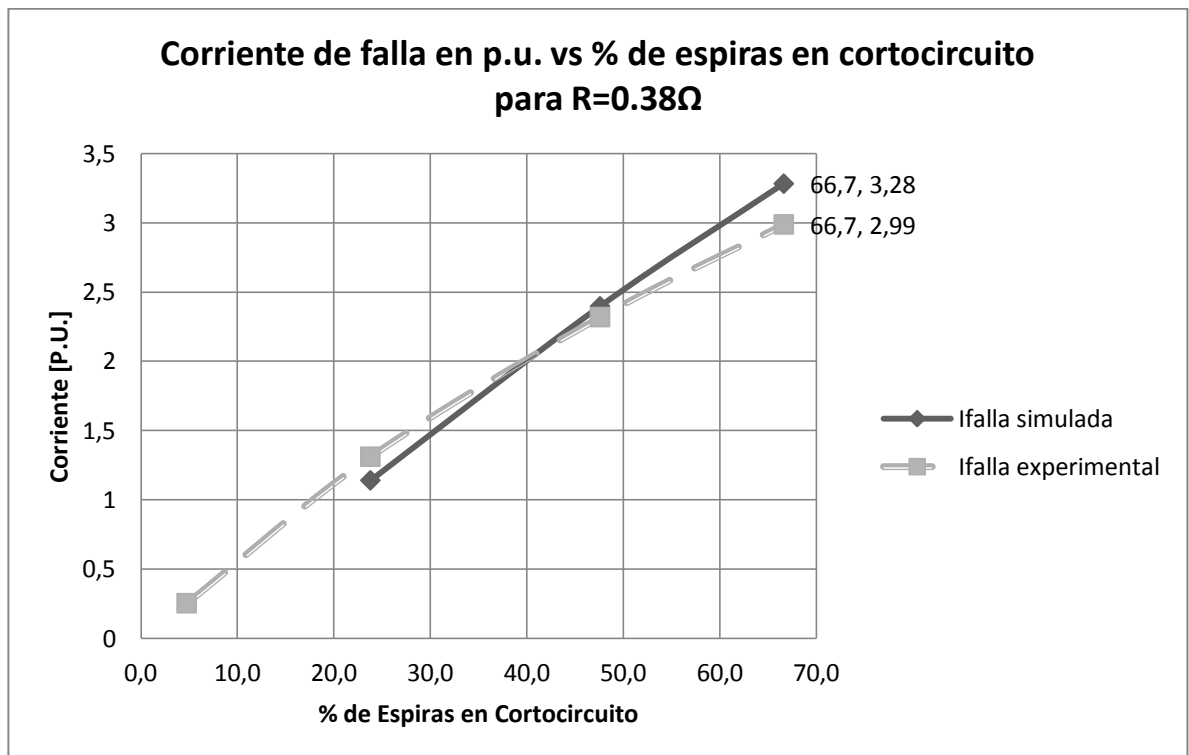


Figura 39. Comparación de evolución de corriente de falla en p.u. vs % de espiras en cortocircuito.

La tabla comparativa se presenta a continuación.

Espiras en corto	% espiras en corto	I simulada RMS [A]	I simulada PU	I Experimenta I RMS [A]	I Experimenta I PU	% Error
1	4,8			2,13	0,25	
5	23,8	9,58	1,14	11,01	1,31	12,99
10	47,6	20,13	2,4	19,48	2,32	3,23
14	66,7	27,57	3,28	25,1	2,99	8,96

Tabla 18. Comparación de corriente de falla.

CONCLUSIONES.

1. El ensayo de vacío y rotor bloqueado arrojaron resultados muy cercanos a los simulados, se podría decir que el método de los elementos finitos es muy cercano a la realidad. Debido a ello es una buena herramienta para implementar métodos de diagnóstico de máquinas eléctricas.
2. En los ensayos de vacío las corrientes del estator que sufren alteraciones son aquellas que no se involucran en falla, es decir, si la falla es por la fase a, las fases b y c son las que sufren incremento.
3. En el ensayo de rotor bloqueado se experimentan corrientes muy altas, debido a ello se vuelve muy peligroso realizar fallas de cortocircuito entre espiras del estator, dado que la corriente por esa fase se incrementa de 6 a 18 veces la corriente de magnetización.
4. En la prueba de carga al motor que se realizó en laboratorio, la corriente de fase por el estator que se incremento fue la corriente por la fase en la que se le introduce la falla. A diferencia de la prueba de vacío, quienes son las fases que incrementan su corriente las que no participan de la falla.
5. El circuito equivalente es un buen método de análisis de máquinas eléctricas, ya que este modelo se aproxima mucho al estado de la máquina, además de lo poco dispendioso de encontrar sus parámetros, ya que solo basta con la prueba de vacío y rotor bloqueado.

6. El diagrama circular es una herramienta gráfica y útil para ver todos los estados del motor, allí se pueden ver las datos de cargabilidad, torques, vacío, en si todo su comportamiento, pero a su vez esta carece de precisión.
7. El incremento de la corriente por falla cuando se realiza la prueba de carga no es muy significativo al agregar más carga o menos, que se mantiene dentro de los límites o rangos bajos.
8. Los diferencia en errores porcentuales de los resultados simulados versus resultados experimentales son muy bajos, se podría decir que son muy acordes a los resultados esperados. Por consiguiente el método de elementos finitos es un buen método de análisis para fallas de cortocircuito entre espiras.
9. La curva de par versus velocidad no es un buen mecanismo de validación valido, dado que las curvas obtenidas daban muy parecidas, casi iguales.

RECOMENDACIONES

1. Las precauciones de seguridad para las personas y los equipos son esenciales para la prueba de vacío y rotor bloqueado con falla de cortocircuito entre espiras del estator. Dado que las corrientes que circulan por esa falla son muy altas.
2. Debido a que en Colombia las Máquinas Eléctricas tipo jaula de ardilla son las más usadas en la industria, los encargados de mantenimiento deberían de prestar más atención en el mantenimiento predictivo para programar los mantenimientos correctivos y evitar paradas en la producción.
3. Debido a que en el laboratorio de Máquinas Eléctricas de la Universidad del Valle solo fue posible implementar la falla en el motor mencionado, siendo considerado este como un motor de baja potencia, sería importante realizar pruebas con un motor de más alta potencia, debido a que en la industria se usan de ese tipo.

BIBLIOGRAFÍA.

- [1] Percy R. Diego Felipe, PhD, José Luis Oslinger Gutiérrez. “Pruebas de impulso y de alto voltaje de CD para la evaluación de devanados de máquinas rotativas”. Cátedra de conversión de energía, Facultad de Ingeniería, Universidad del Valle. Cali 1998.
- [2] Diego Fernando parra Carmona, Guillermo Ovidio Ocampo Guarín. “Estudio del comportamiento de motores de inducción ante fallas estatóricas”. Tesis de pregrado. Universidad de Antioquia. Medellín 2004.
- [3] Manés Fernández Cabañas, Manuel García Melero, Gonzalo Alonso Orcajo, José Manuel Cano Rodríguez, Juan Solares Sariago. “Técnicas para el mantenimiento y diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas”. Marcombo editores S.A. Barcelona 1998.
- [4] Edgar A. Estupiñan, Pedro N. Saavedra G. “Alcances de la implementación de nuevas técnicas de análisis en los programas de mantenimiento predictivo – proactivo en la industria”. 1er Congreso Peruano de Mantenimiento, Mayo del 2001.
- [5] Edgar A. Estupiñan, Pedro N. Saavedra. “Análisis de vibraciones aplicado a las máquinas rotatorias de baja velocidad”. Universidad de Concepción. Chile 1997.
- [6] Pedro Nelson Saavedra. “La medición y análisis de las vibraciones como técnica de inspección de equipos y componentes, aplicaciones, normativas y certificación”. Facultad de Ingeniería - Universidad de Concepción. Chile 2001.

- [7] Penman, J. "Detection and location of intern turn short circuits in the stator windings of operating motors". IEEE transactions on energy conversion, Diciembre 1994, vol. 9, No 4. Pp. 625-658.
- [8] Almonacid, Oscar Andrés. "Simulación mediante elementos finitos de una máquina lineal de flujo transversal". Cali, 2004. Trabajo de grado. Universidad del Valle. Facultad de ingeniería. Escuela de ingeniería Eléctrica y Electrónica.
- [9] Urresty, Julio Cesar. "Diagnóstico de rotura de barras en un motor de inducción de Jaula de ardilla mediante la aplicación del método de Elementos finitos". Cali, 2006. Trabajo de grado. Universidad del Valle. Facultad de ingeniería. Escuela de ingeniería Eléctrica y Electrónica.
- [10] Javier A. Rosero G., Martha C. Amaya E., Jairo A. Palacios P. "Determinación de los parámetros de una máquina sincrónica mediante la simulación de los ensayos de cortocircuito trifásico súbito y restablecimiento de voltaje por el método de los elementos finitos, MEF". VI Congreso Colombiano de Elementos Finitos y Modelamiento Numérico. Bogotá, Colombia, mayo 2002.
- [11] "Método de elementos finitos". Disponible en Internet <<http://es.wikipedia.org>>
- [12] Eduardo Frías Valero. "Aportaciones al estudio de las máquinas eléctricas de flujo axial mediante la aplicación del método de los elementos finitos". Tesis doctoral. Departamento de Ingeniería Eléctrica. UPC. Año 2.004.
- [13] P.P. Silvester, R. L. Ferrari. "Elementos Finitos para Ingeniería Eléctrica". Primera edición. Limusa, México, 1989.
- [14] Flux2D User's guide. Volume 1: News Flux2d and itsenvironnement. Enero 2002.

- [15] Flux2D User's guide. Volume 3: Physical properties. Parameterization solving and results. Enero 2002.
- [16] Induction Machine Tutorial. Physical part. FLUX 2D. Enero 2002.
- [17] Richardson, Donald. "Máquinas eléctricas rotativas". México, Prentice mayo, 1997.
- [18] IEEE Std. 112-2004 Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators.
- [19] M. P. Kostenko. "Máquinas Eléctricas". Tomo 2. Ed. MIR Moscú 1975.
- [20] José Manuel Aller. "Conversión de Energía Eléctrica". Universidad Simón Bolívar.
- [21] C.Y Lee, B.K Chen, W.J Lee, Y.F Hsu. "Effects of various unbalanced voltages on the operation performance of an induction motor under the same voltage unbalance factor". Electric Power Systems Research, 1998.
- [23] F. Vargas, M. Saldarriaga. "Máquinas Eléctricas Rotativas". Ed. Megaprint Ediciones S.A. 1990.
- [24] Díaz. Darío, Díaz. Rodrigo. "Diagnóstico de Fallas Estatóricas en un motor de inducción de jaula de ardilla mediante método de elementos finitos". Cali, 2007. Trabajo de grado. Universidad del Valle. Facultad de ingeniería. Escuela de ingeniería Eléctrica y Electrónica.
- [25] S.J. Chapman. "Máquinas Eléctricas". 3a Edición. Ed McGraw Hill. 2000.
- [26] IEEE 112. "IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators". 2004

- [27] J.M. Aller. "Máquinas Eléctricas Rotativas". 1a Edición. Ed. Equinoccio. 2006.
- [28] Paz Parra. Alejandro, "Metodología para el diagnóstico de fallas en motores de inducción trifásicos tipo jaula de ardilla a través de sistemas expertos basados en redes bayesianas". Cali, 2011. Propuesta de investigación para optar el título de Doctor en Ingeniería. Universidad del Valle. Facultad de ingeniería. Escuela de ingeniería Eléctrica y Electrónica.
- [29] Subhasis Nandi, Hamid A. Toliyat, and Xiaodong Li. "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors—A Review". IEEE Transactions on energy conversion, vol. 20, No. 4, december 2005.
- [30] Santiago A. Dorrbercker, Sergio J. Fernández, et al. "Matriz de falla de los motores de inducción". Revista energética Vol. XXVIII, No. 1/2007.
- [31] Díaz. Darío, "Diagnostico De Fallas Estatóricas En Un Motor De Inducción De Jaula De Ardilla Mediante Métodos Híbridos". Cali, 2011. Trabajo de grado. Universidad del Valle. Facultad de ingeniería. Escuela de ingeniería Eléctrica y Electrónica.