



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
FACULTAD DE INGENIERÍA



Estudio de Falla de Aislación en Máquinas de Inducción

MEMORIA DE PROYECTO PRESENTADA A LA FACULTAD DE
INGENIERÍA DE LA UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA POR

Juan Palacio, Diego Fernández, Martín Kautz

EN CUMPLIMIENTO PARCIAL DE LOS REQUERIMIENTOS
PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA.

TUTOR

Ing. Pablo Toscano..... Universidad de la República

TRIBUNAL

Ing. Andrés Cardozo..... Universidad de la República

Ing. Gerardo Otero..... Universidad de la República

Ing. Mauricio Riera..... Universidad de la República

Montevideo
miércoles 14 mayo, 2014

Estudio de Falla de Aislación en Máquinas de Inducción, Juan Palacio, Diego Fernández, Martín Kautz.

Esta tesis fue preparada en L^AT_EX usando la clase iietesis (v1.1).

Contiene un total de 209 páginas.

Compilada el miércoles 14 mayo, 2014.

<http://iie.fing.edu.uy/>

Resumen

El presente trabajo trata sobre el análisis de la técnica de Ensayo de impulso para la detección de fallas de aislación en máquinas de inducción.

El planteo del estudio realizado, parte de definir el sistema correspondiente al ensayo en cuestión y del modelado dinámico del caso. Se implementó un bloque en Simulink de la máquina asíncrona excitada por un sólo bobinado y se realizó una representación en el entorno Simulink de Matlab del ensayo bajo estudio. A partir de las simulaciones se estudió en forma exhaustiva el comportamiento del motor ante la falla de aislación, así como también la sensibilidad del modelo al variar los parámetros de la máquina. Posteriormente, se acondicionó el motor bajo estudio induciendo la falla de aislación en determinados niveles de cortocircuito, se armó el circuito correspondiente al ensayo, eligiendo el valor del condensador para mejorar la visualización de los datos que se relevan. En el circuito implementado, se realizaron los ensayos correspondientes para el desarrollo del estudio.

Finalmente, se compararon los resultados de las simulaciones con los datos relevados y se discutió la validez del método resaltando sus puntos vulnerables. Adicionalmente, se realizó el ensayo de impulso a un motor de mayor porte disponible en el Laboratorio de Máquinas Eléctricas del IIE, a los efectos de agregar un nuevo caso de estudio. Por razones económicas el ensayo en dicho motor se realizó sin inducir la falla de aislación.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Prefacio

Las fallas en los bobinados del estator de los motores de inducción (MI) representan una parte importante de las fallas que surgen durante toda la vida útil de los mismos. Estudios realizados indican que la incidencia de este tipo de fallas representa entre un 30 % y 40 % del total de las fallas de un MI [3]. Dada la trascendencia a nivel industrial de los MI, existe amplio interés en la actualidad en disponer de métodos efectivos de diagnóstico para realizar una detección temprana de este tipo de fallas. Esto permite aprovechar una parada de mantenimiento planificado de la planta en la que se encuentra instalado para su reparación o sustitución, sin generar costos adicionales. El presente trabajo se centra en el estudio de una técnica concreta de diagnóstico de fallas: el Ensayo de Impulso. El Ensayo de Impulso se basa en el envío de una tensión de impulso con un frente empinado (alto dV/dt) al bobinado del motor bajo ensayo. Esta tensión de impulso es generada mediante la descarga de un capacitor. La energía de este capacitor que es descargada en el bobinado del motor bajo ensayo establece una oscilación amortiguada entre la inductancia del motor, el capacitor y la resistencia del sistema. El cambio de la inductancia efectiva del bobinado producido durante una descarga en el mismo (debido a un defecto de aislación) produce cambios en la frecuencia y magnitud de esta oscilación. Mediante técnicas de análisis de la forma de onda de tensión medida en bornes del motor, y llevando un histórico de la misma en sucesivos ensayos, se puede obtener una tendencia de agravamiento de la falla.

Los autores

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Tabla de contenidos

Resumen	I
Prefacio	III
1. Introducción	1
1.1. Sobre los bobinados y su aislación	1
1.1.1. Conductores estatóricos	1
1.1.2. Núcleo estatórico	2
1.1.3. Aislación estatórica	2
1.2. Descripción de la falla de aislación y sus principales causas	7
1.2.1. Mecanismo de la falla	7
1.2.2. Causas	9
1.2.3. Stress Térmico	9
1.2.4. Stress Eléctrico	11
1.2.5. Stress Mecánico	12
1.2.6. Stress medioambiental	13
1.3. Técnicas de diagnóstico de fallas en el estator	15
1.3.1. Flujo Magnético	15
1.3.2. Vibración	15
1.3.3. Temperatura	15
1.3.4. Corriente	15
1.4. Ensayos para detección de fallas entre espiras	16
1.4.1. Ensayo Impedancia inductiva	16
1.4.2. Test de conductividad en DC	17
1.4.3. Ensayo de impulso (IEEE 522-2004)	17
2. Modelado del motor de inducción	19
2.1. Modelo del sistema sin saturación - RLC	19
2.1.1. Resultados teóricos de interés	25
2.2. Modelo Inductancia con Saturación	26
2.2.1. Sobre el circuito RLC con L saturable	27
2.2.2. Resultados teóricos de interés	31
2.3. Modelo del motor como Transformador	32
2.3.1. Modelo Simulink	32
2.3.2. Simulaciones y resultados	34

Tabla de contenidos

2.3.3. Resultados teóricos de interés	42
2.4. Modelado del motor de inducción en las condiciones del ensayo . .	43
2.4.1. Desarrollo del modelo para un motor sano	44
2.4.2. Desarrollo del modelo para un motor con falla de aislación .	46
2.4.3. Modelo Teórico de la máquina asíncrona con falla de aislación.	50
3. Modelo del ensayo de impulso	51
3.1. Modelo Teórico del ensayo de impulso e implementación en script de Matlab	51
3.1.1. Resultados teóricos de interés.	54
3.1.2. Parámetros del modelo	55
3.1.3. Análisis de resultados obtenidos	56
3.2. Modelo Simulink	58
3.2.1. Construcción del bloque motor.	58
3.2.2. Determinación de la impedancia vista hacia el motor. . . .	60
3.2.3. Construcción del ensayo a partir del bloque motor.	61
3.3. Validación del modelo propuesto	62
4. Ensayos y definición de parámetros del modelo	67
4.1. Ensayos de la máquina asíncrona	67
4.1.1. Sobre el cálculo de los parámetros	68
4.1.2. Ensayos	69
4.1.3. Medida de resistencia de estator	69
4.1.4. Ensayo de Rotor Bloqueado	70
4.1.5. Ensayo de Vacío	71
4.1.6. Resumen de parámetros	74
4.1.7. Curva de Vacío del Motor	75
4.2. Ensayos Condensador	78
4.2.1. Procedimiento	78
4.2.2. Ensayos	78
4.2.3. Conclusiones	80
5. Implementación del ensayo de impulso	81
5.0.4. Sobre el Ensayo de Impulso	81
5.1. Presentación del sistema	82
5.2. Consideraciones prácticas para implementar el estudio	84
5.2.1. Adaptado del motor para simular la falla de aislamiento . .	84
5.2.2. Sobre la elección del condensador.	85
5.2.3. Sobre la elección del interruptor de descarga	87
5.2.4. Sobre la elección de la escala del osciloscopio.	88
5.3. Ensayo de impedancia vista	89
5.3.1. Implementación	89
5.3.2. Metodología de cálculo	90

6. Simulaciones del sistema en distintos escenarios	93
6.1. Sobre la constante de atenuación.	94
6.1.1. Dependencia con L_1 , $L_1 + L_2 = cte.$	94
6.1.2. Dependencia con $L_1 + L_2$, $L_1 = L_2.$	95
6.1.3. Dependencia con L_1 y $R_1.$	96
6.1.4. Dependencia con R_f y $\mu.$	97
6.2. Sobre el período de la oscilación.	103
6.2.1. Dependencia con L_1 , $L_1 + L_2 = cte.$	103
6.2.2. Dependencia con $L_1 + L_2$, $L_1 = L_2.$	104
6.2.3. Dependencia con L_1 y $R_1.$	104
6.2.4. Dependencia con R_f y $\mu.$	105
6.3. Ventajas y desventajas de los métodos propuestos	109
6.4. Simulación de Impedancia Vista	111
6.4.1. Resultados obtenidos	111
6.4.2. Análisis de Impedancia vista	112
6.4.3. Estudio del Período y Atenuación como aproximación a cir- cuito RLC	117
6.4.4. Conclusiones	118
7. Adquisición y procesamiento de datos	119
7.1. Procesamiento de datos	119
7.2. Metodología para el cálculo del período	123
7.2.1. Planteo inicial	123
7.2.2. Planteo final	124
7.2.3. Cálculo de la incertidumbre en el período	129
7.3. Metodología para el cálculo de la atenuación	131
7.3.1. Aproximación de la envolvente	131
7.3.2. Consideraciones prácticas	135
7.3.3. Cálculo de la incertidumbre en la atenuación	137
8. Resultados y Análisis	139
8.1. Resultados	139
8.1.1. Resultados ensayos de impulso	139
8.1.2. Resultados ensayos impedancia vista	151
8.1.3. Resultados simulaciones impedancia vista (EFAMI)	154
8.2. Análisis de Resultados	155
8.2.1. Ensayo de impulso	155
8.2.2. Ensayo Impedancia Vista	161
9. Ensayos con motor 11 HP	163
9.1. Introducción	163
9.1.1. Parámetros del Motor	163
9.2. Resultados experimentales	164
9.3. Simulaciones Modelo EFAMI	166
9.3.1. Simulación impedancia vista	166
9.3.2. Simulación ensayo de impulso	166

Tabla de contenidos

9.4. Análisis Resultados	166
9.4.1. Resultados experimentales vs. MODELO EFAMI (Ensayo de impulso)	166
9.4.2. Parámetros del motor vs. MODELO EFAMI (Impedancia vista)	167
9.5. Conclusiones	167
10. Conclusiones	169
10.0.1. Sobre la Saturación	169
10.0.2. Sobre la precisión del modelo	169
10.0.3. Resultados - ensayo de impulso	170
10.0.4. Dificultades encontradas	171
10.0.5. Cumplimiento de Objetivos específicos	171
10.0.6. Trabajos Futuros	172
10.0.7. Gestión de proyecto	172
10.0.8. Conclusiones generales del proyecto	172
A. Anexos	175
A.1. Script Impedancia Vista	175
A.1.1. Desarrollo	175
A.1.2. Calculo de impedancia vista	176
A.2. Picos considerados para el resto de los casos	177
A.3. Resultados	186
Referencias	189
Índice de tablas	191
Índice de figuras	194

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se busca introducir al lector al estudio de las fallas de aislación estáticas. Inicialmente se plantean los principales elementos que componen al estator y se describen las características del motor utilizado en este trabajo. Luego, se enumeran brevemente las distintas formas en que se producen las fallas, así como también las causas que las determinan. Posteriormente se describen de forma general las técnicas que se emplean en la actualidad y se finaliza el capítulo explicando distintos ensayos para la detección de las fallas. Dentro de los métodos empleados se explica el ensayo de impulso según la norma IEEE 522-2004, puesto que el presente trabajo toma como punto de partida dicha metodología.

1.1. Sobre los bobinados y su aislación

Los bobinados en el rotor y estator están compuestos por diferentes partes, cada una con su función. Las mismas varían según el tipo de motor. Los principales componentes de los bobinados son los conductores de cobre (o aluminio en alguna aplicación), el núcleo estático y su aislación.

1.1.1. Conductores estáticos

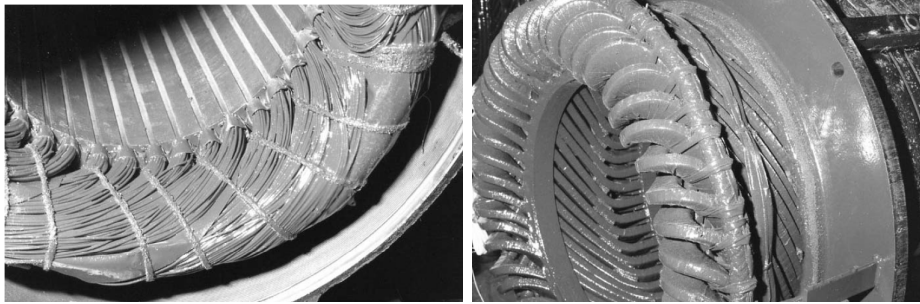
Los conductores deben tener una sección que permita circular la corriente nominal de chapa sin sobrecalentarse. Por razones económicas, por lo general se conecta una misma fase con ramas en paralelo, compuestas a su vez por varias bobinas en serie.

El bobinado trifásico puede ser: [1]

- Bobinado aleatoriamente: Conductores cilíndricos aislados y distribuidos aleatoriamente en las ranuras estáticas. De esta forma entre espiras adyacentes de una misma ranura puede alcanzarse la tensión nominal del motor (fase-neutro). Las espiras se pueden ver fácilmente y se utiliza en máquinas con potencias inferiores a cientos de kW y tensiones inferiores a 1000 V.

Capítulo 1. Introducción

- Bobinado preformado: Conductores cilíndricos aislados en los cuales las bobinas son preformadas antes de ser insertadas en las ranuras. Se agrupan varias bobinas que contienen de 2 a 12 espiras con aislación adicional a la de los conductores. De esta forma se ordenan las bobinas de modo de minimizar la tensión entre espiras adyacentes. Se utiliza en máquinas con potencias de hasta 50 MVA o 100 MVA y voltajes superiores a 1000 V.



(a) Bobinado aleatoriamente

(b) Bobinado preformado

Figura 1.1: Imágenes de distintos tipos de bobinados [1]

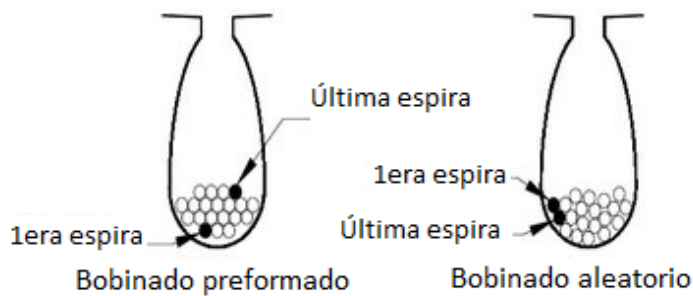


Figura 1.2: Bobinado preformado (izquierda) y aleatorio (derecha) [1]

- Bobinados preformados con barras tipo Roebel

1.1.2. Núcleo estatórico

Tiene como función concentrar el flujo rotórico en las bobinas del estator. Está compuesto por láminas de hierro de baja reluctancia y de 0,4 mm a 0,5 mm de espesor de modo de minimizar pérdidas Foucault. A su vez, concentra el flujo en los extremos del estator para evitar las corrientes parásitas en las partes conductoras adyacentes.

1.1.3. Aislación estatórica

La aislación a diferencia del bobinado y núcleo es el elemento pasivo del estator, ya que no genera ni guía al campo magnético. Su principal objetivo es prevenir

1.1. Sobre los bobinados y su aislación

cortocircuitos entre los conductores o de conductores a tierra. También tiene como misión fijar los conductores a la armadura, de modo que permanezcan inmóviles y transferir el calor generado por pérdidas Joule I^2R a la carcasa del motor.

Está compuesta principalmente por materiales orgánicos, de menor resistencia mecánica y menor temperatura de fundición que el cobre, aluminio o hierro. Por tanto, la vida del estator está mayormente limitada por la aislación eléctrica y de ahí que el testeo y mantenimiento de los motores esté principalmente dedicado a la aislación.

Para cumplir con los objetivos escritos anteriormente, se distinguen 3 tipos de aislación en el estator: entre subconductores, entre espiras y a tierra.

Aislación de sub-conductores

En el caso de bobinado aleatorio, la aislación de sub-conductores cumple la función de aislar las espiras entre sí para una misma bobina, aunque puede ser necesario también reforzar dicha aislación en puntos clave.

En el caso de bobinados preformados, son necesarias las aislaciones entre sub-conductores y espiras. En este último caso, como se necesitan transportar corrientes muy elevadas, se necesitarían conductores de gran sección, cuya implementación es inviable desde el punto de vista mecánico y eléctrico. Mecánicamente, tales secciones de conductor son difícilmente curvarbles para llevarse a la forma de bobina preformada deseada. Desde el punto de vista eléctrico, por el efecto Skin se sabe que por un conductor con sección superior a $8,5\text{mm}^2$ a 60 Hz su corriente circulará por la periferia, y su resistencia en AC será superior que en DC. Esto lleva a pérdidas Joule superiores que en el caso de varios subconductores de menor sección debidamente aislados. A su vez, en los extremos del ranurado, por el abrupto pasaje del núcleo estatorico al entrehierro, el flujo pasa de ser totalmente radial a tener una componente de flujo circunferencial. Esto ocasiona corrientes parásitas que se incrementan a medida que la sección de conductor es mayor, siendo menos eficientes que en el caso de varios sub-conductores aislados.

Aislación de espiras

El objetivo de esta aislación es evitar que se produzcan cortocircuitos entre las espiras de una misma fase o entre espiras de distintas fases del estator.

En el caso de bobinados aleatorios ($V < 1000\text{V}$), puede aparecer el voltaje fase-fase nominal de la máquina entre dos espiras adyacentes. Debido a ésto, algunos fabricantes colocan aislantes entre bobinas de distinta fase en una misma ranura así como también en el extremo de la ranura.

Por el contrario, en el caso de bobinados preformados, el voltaje entre espiras de una misma fase está bien determinado. Resulta de dividir el voltaje nominal fase-tierra entre la cantidad de espiras de cada fase. Por tanto, los fabricantes de este tipo de bobinados se aseguran que la inductancia de todas las espiras sea la misma, logrando así que no existan tensiones por encima de los valores de diseño

Capítulo 1. Introducción

de la aislación. Para bobinados preformados de máquinas de poca capacidad dichas tensiones suelen ser de 10 Vac y hasta 250 Vac en el caso de las más grandes.

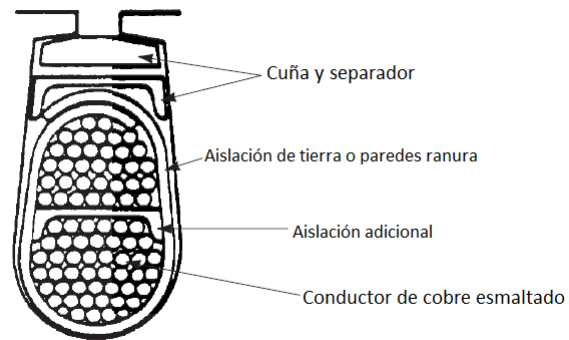
Aislación de Tierra

Mediante esta aislación, se aíslan eléctricamente los conductores del núcleo estático conectado a tierra.

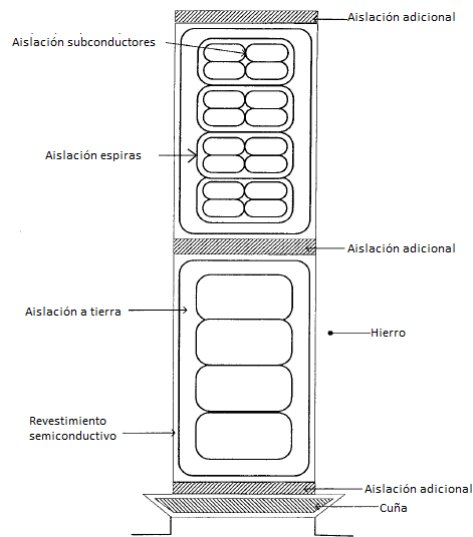
En el caso de bobinados aleatorios la única aislación es la del alambre de cobre esmaltado, tanto para los conductores entre sí como para los conductores con tierra. Están diseñados para soportar voltajes fase-fase hasta 600 Vac. Con motores diseñados para tensiones superiores a 250 Vac, se estila recubrir las ranuras y bobinas adyacentes de distintas fases con láminas aislantes. Estas tienen menor capacidad térmica aunque deben poder soportar las vibraciones mecánicas causadas por las fuerzas electromagnéticas. Para las máquinas refrigeradas indirectamente, por esta aislación circula la mayor parte del calor. Por tanto, se requiere que tengan la mayor conductividad térmica posible para evitar sobrecalentar los conductores. También es deseable que no existan huecos de aire que impidan el flujo de calor.

En la *figura 1.3* se muestra una sección transversal de la ranura y sus aislaciones en para los casos de bobinado aleatorio y preformado:

1.1. Sobre los bobinados y su aislación



(a) Bobinado aleatoriamente



(b) Bobinado preformado

Figura 1.3: Sección transversal de la ranura

Capítulo 1. Introducción

Aislación para el caso de estudio

En el caso de estudio, la información relevante se puede apreciar en la chapa del motor presentada en la *figura 1.4*:

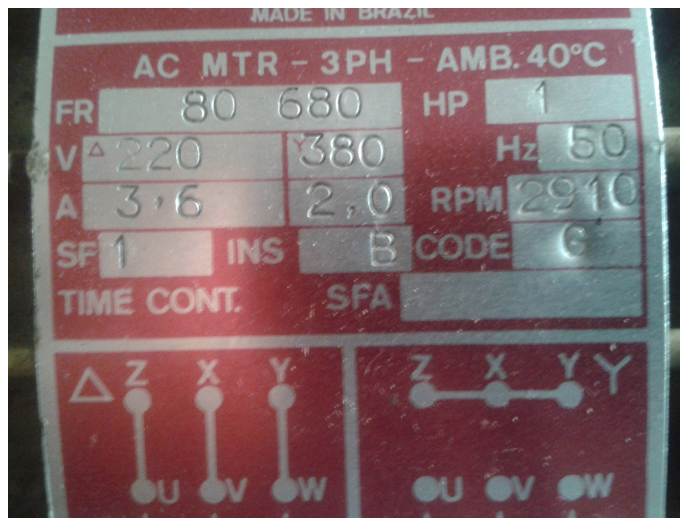


Figura 1.4: Chapa del Motor

Se observa que la tensión que debe soportar el bobinado de cada fase es de 220 V, por ser esta la tensión nominal para la conexión en triángulo. Además, como su potencia nominal es de 1 HP (746 W) se clasifica al motor de bobinado aleatorio. Por tanto, se deduce que el único tipo de aislación es el de los conductores de cobre esmaltados. [17] Son los más utilizados en máquinas de pequeña y mediana potencia, debido a su menor grosor y a sus buenas propiedades térmicas. Están compuestos por conductores de cobre recocido (o aluminio) con hasta 4 delgadas capas aislantes compuestas de polímeros. En orden creciente de rango de temperatura se suelen usar: polivinilo formal, poliuretano, poliamida, poliéster, poliéster-poliimida, poliamida-poliimida y poliimida. Este último soporta hasta 250 grados de operación. En el caso de conductores muy pequeños se los suele envolver con poliimida de alta temperatura o cinta de fibra de vidrio. A su vez, una vez formada la bobina, se la impregna en vacío con barniz aislante, de modo de mejorar la aislación y darle más durabilidad al bobinado.

1.2. Descripción de la falla de aislación y sus principales causas

En términos generales, se espera una vida útil para los estatores de 20 a 30 años. Unas décadas atrás, se diseñaban los sistemas de aislación por ensayo y error, sobredimensionando la aislación y conductores de modo que no se volvieran a producir las fallas ocurridas. Esto llevaba a sobrecostos muy importantes en los motores, dada la influencia de secciones de conductores, hierro y aislación en su costo total. De un tiempo a esta parte se pasó a diseñar los estatores en base a modelos de envejecimiento, sometiendo los mismos a niveles altos de stress para determinar su vida útil.

1.2.1. Mecanismo de la falla

Existen diferentes modos y patrones asociados con fallas en la aislación del estator. Las fallas más severas ocurren cuando se producen cortocircuitos fase-tierra o fase-fase. En estos casos, el motor falla y las protecciones del motor desconectan la alimentación. También se pueden dar cortocircuitos espira-espira o bobina-bobina. A diferencia de los primeros, en estos últimos, por lo general el motor continúa funcionando. También puede quedar en circuito abierto alguna fase, pero la eventual desconexión de la alimentación dependerá del nivel de carga del motor. [6]

Los distintos modos de falla se esquematizan en la *figura 1.5*:

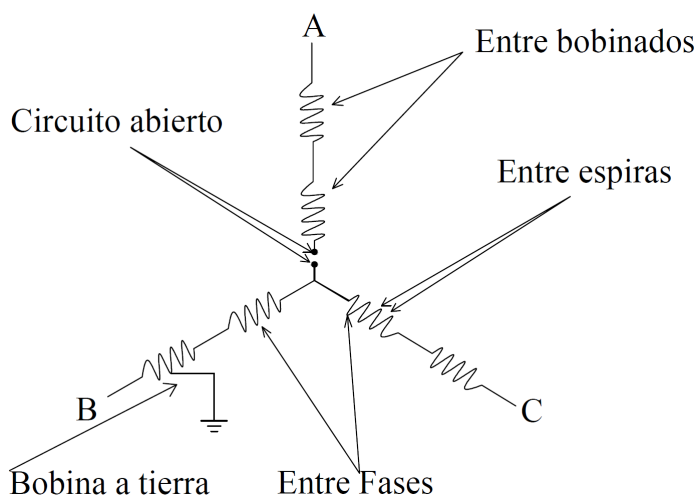


Figura 1.5: Distintos tipos de fallas en el estator.

Capítulo 1. Introducción

En la *figura 1.6* se aprecian imágenes de motores con dichos cortocircuitos:

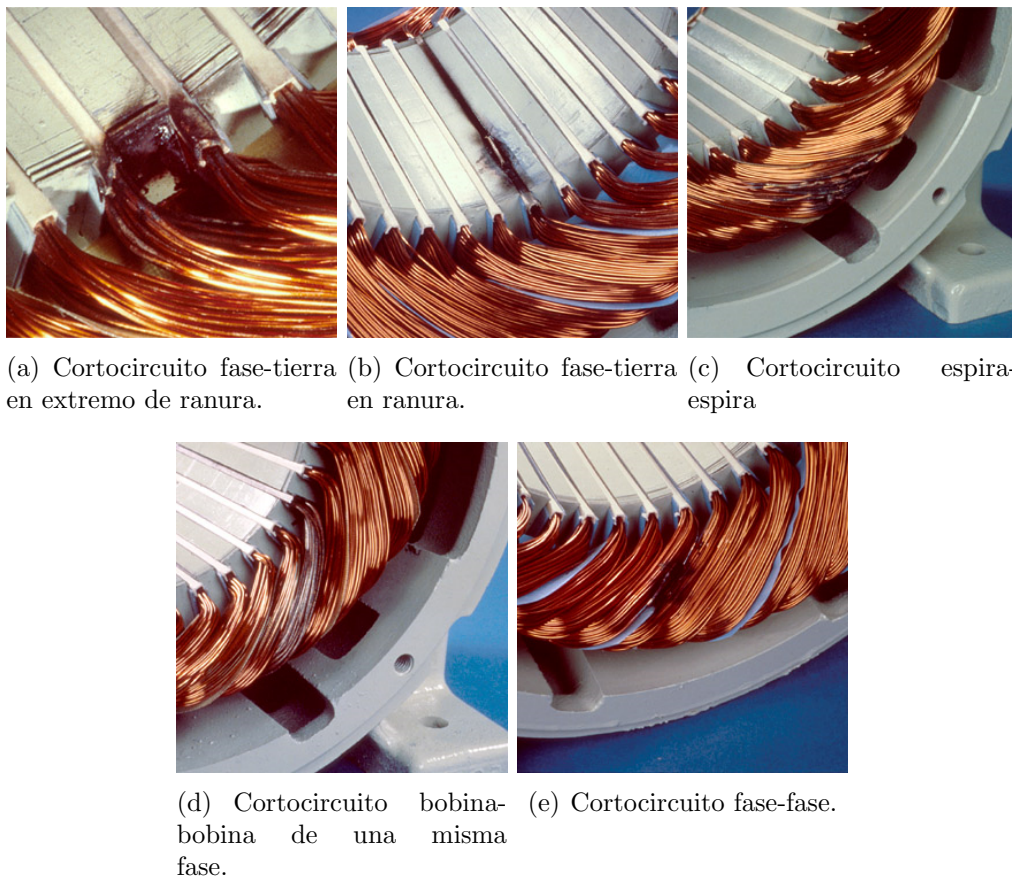


Figura 1.6: Imágenes de estatores con fallas de aislación. [16]

El estudio de los cortocircuitos espira-espira y su detección prematura revisten mayor importancia, ya que los restantes tipos se originan a partir de este tipo de falla. En una falla espira-espira, dos o más vueltas del devanado se cortocircuitan. La corriente que circula por la falla aumenta considerablemente por encima de la corriente de operación normal, dando lugar a una disipación de calor proporcional al cuadrado de la corriente circulante. De esta forma, se incrementa la temperatura a niveles que pueden resultar en la degradación de la aislación en porciones cercanas del bobinado. Por tanto, la falla se propaga hasta llegar a cortocircuito fase-fase o fase-tierra, produciendo daños importantes en el motor. [1]

De ocurrir un cortocircuito de una espira dentro de una bobina, se está en presencia de un autotransformador con el secundario de una vuelta y cargado con una resistencia $R_f \simeq 0 \Omega$. Por tanto, la relación de las corrientes es:

$$N_p \cdot I_p = N_s \cdot I_s \quad (1.1)$$

1.2. Descripción de la falla de aislación y sus principales causas

Si se supone que la fase está compuesta por 200 espiras, se tiene que la corriente que circula por la falla es aproximadamente 200 veces la corriente por la bobina del estator. Esta corriente sobrecalentaría la zona afectada, derritiendo el cobre y la aislación y ocasionando una falta a tierra con sus respectivas consecuencias.

Cuando se genera un circuito abierto en un bobinado del estator, se produce una importante asimetría en el motor, dando lugar a un mal funcionamiento del mismo. En comparación con las fallas de cortocircuito, ocurre raramente.

Si bien en los últimos tiempos se han desarrollado diversos métodos para la detección de estas fallas, aún no se ha podido determinar con precisión el tiempo entre la aparición de estas y la ocurrencia de daños más severos. Se sabe que dicho tiempo depende de la cantidad de espiras cortocircuitadas inicialmente, configuración de la bobina, potencia nominal, voltaje nominal y condiciones ambientales. [referencia 4 del link].

1.2.2. Causas

A continuación se explican los diferentes stresses a los que está sometida la aislación y provocan su degradación; los mismos pueden ser térmicos, eléctricos, ambientales o mecánicos.

1.2.3. Stress Térmico

Es una de las razones mas comunes que llevan al deterioro de la aislación en el estator, especialmente en motores refrigerados en aire. Al alcanzar temperaturas elevadas debido a las pérdidas Joule, los enlaces químicos de los materiales orgánicos se rompen y posibilitan la oxidación, debilitando la cadena de polímeros del mismo. Como resultado se aprecia macroscópicamente una aislación más frágil, con menor resistencia mecánica y con menor capacidad de unir las capas aislantes. El proceso de oxidación, es una reacción química gobernada por la ley de Arrhenius:

$$L = Ae^{B/T} \quad (1.2)$$

Donde L es el tiempo de vida en horas, T la temperatura en grados Kelvin y A y B constantes. El mismo es válido para temperaturas por encima de cierto umbral T_I ; si la temperatura es inferior, la aislación no debería sufrir envejecimiento. Es un modelo simplificado ya que en la realidad ocurren simultáneamente más de una reacción química.

A partir de la igualdad, se puede decir que la vida de la aislación se reduce un 50 % por cada 10 grados Celsius sobre su temperatura nominal. Si por el contrario se opera el motor a una temperatura 30 grados inferior a la clase, el tiempo de vida puede multiplicarse por 8.

Capítulo 1. Introducción

Tanto la IEEE como IEC establecen definiciones para la identificación y clasificación de los distintos sistemas de aislación. En la *tabla ??* se muestra la clasificación de materiales aislantes para máquinas giratorias según la norma IEC 60085:

Clasificación numérica	Clasificación alfabética	Temperatura (°C)
105	A	105
130	B	130
155	F	155
180	H	180

Tabla 1.1: Clasificación térmica para aislación de máquinas eléctricas IEC 60085

A cada material se le asigna una temperatura índice T_I que asegura una vida útil de aproximadamente 20000 horas. La *figura 1.7* muestra el tiempo de vida de la aislación en función de su temperatura.

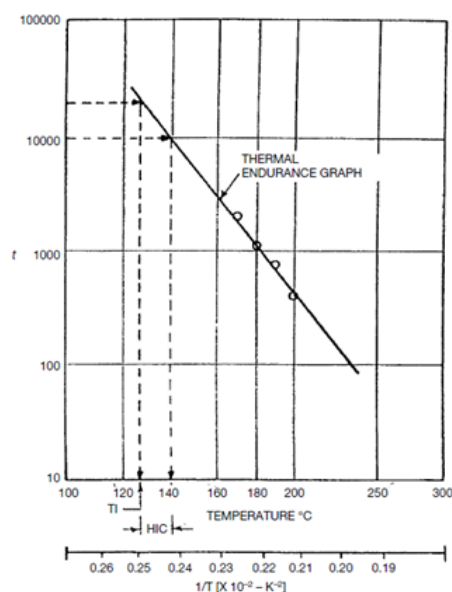


Figura 1.7: Tiempo de vida (hs.) en función de la temperatura para un aislante tipo B

El motor utilizado en la práctica es CLASE B, comprendiendo materiales a base de poliesters y polimídicos aglutinados con materiales orgánicos.

Causas de sobretemperatura en la aislación:

- Operación por encima de la potencia nominal (la temperatura crece según el cuadrado de la corriente de operación)

1.2. Descripción de la falla de aislación y sus principales causas

- Diseño defectuoso: secciones chicas o demasiado grandes (aumentando las corrientes parásitas), desbalance en número de espiras por circuito (corrientes de secuencia negativa) o sistema de refrigeración insuficiente.
- Fabricación defectuosa: cortos entre espiras y/o entre láminas del núcleo, ventilación bloqueada por bobinas demasiado juntas.
- Tiempo insuficiente entre parada y arranque: la corriente es de 5 a 6 veces la nominal. (Particularmente para sistemas de gran inercia como motores de ventilación en los que los tiempos de establecimiento y temperaturas alcanzadas son muy altas.
- Armónicos de corrientes en el caso de inversores (también aumentan pérdidas Foucault y por histéresis en el núcleo)
- Voltajes de entrada desbalanceados: generan corrientes de secuencia negativa (25 % de sobretemperatura por 3.5 % de desbalance a la entrada)
- Ventilación bloqueada o suciedad en bobinados e intercambiadores de calor.

1.2.4. Stress Eléctrico

Los materiales aislantes o dieléctricos soportan un valor limitado de tensión que difiere según el tipo de material y factores externos como temperatura, humedad, presión, etc. Los mecanismos de ruptura dependen del estado del aislante: solido, líquido o gaseoso. [2]

La rigidez dieléctrica es el valor límite de la intensidad del campo eléctrico en el cual un material pierde su propiedad aislante (se perfora) y pasa a ser conductor. Se mide en voltios por metro V/m (en el SI). En el caso más sencillo, con un campo uniforme en el material, la rigidez dieléctrica E_{rig} se puede expresar como la razón entre la tensión disruptiva V_{rig} y el espesor del material dieléctrico h :

$$E_{rig} = \frac{V_{rig}}{h} \quad (1.3)$$

En el caso de motores con tensiones nominales por debajo de 1000 V el stress eléctrico no tiene mayor importancia en la vida útil de la aislación. Para estos casos, el espesor de la aislación en el estator y rotor está determinado por consideraciones mecánicas como el bobinado del estator y la presencia de fuerzas mecánicas con el motor en servicio. En efecto, la rigidez dieléctrica de la mayoría de aislantes solidos como epoxy o composiciones de polyester, es del orden de 300 kV/mm, aproximadamente 100 veces mayor que la del aire.

Por encima de los 1000 V nominales, por el contrario, los espesores de aislación están diseñados principalmente por consideraciones eléctricas. Las descargas parciales (DP) pueden producir degradación en el aislante. Las mismas se producen en huecos o desperfectos de la aislación, en los que electrones e iones impactan contra

Capítulo 1. Introducción

el material aislante, degradando los compuestos orgánicos y provocando caminos por los que pueden llegar a producirse cortocircuitos.

Si las DP están presentes, se estima el tiempo de vida de la aislación L (horas) en función del campo eléctrico E (kV/mm), mediante la ecuación de Eyring:

$$L = cE^{-n} \quad (1.4)$$

Con c y n constantes experimentales; n es la constante de potencia que oscila entre 9 y 12.

Al igual que para el modelo de envejecimiento por stress térmico, esta ecuación es válida para campos eléctricos por encima del campo eléctrico disruptivo E_{rig} . Si se grafica $\log(L)$ en función de $\log(ce^{-n})$, $-n$ resulta ser el módulo de la pendiente (negativa).

Si se duplica el stress eléctrico, el tiempo de vida de una aislación disminuye aproximadamente 1000 veces.

Al superponer la tensión y temperatura como variables de envejecimiento, se aceleran los procesos de degradación según la *figura 1.8*, correspondiente al modelo de Simoni [2]:

$$L = L_0 \left(\frac{E}{E_0} \right)^{b-n} e^{-BD_T} \quad (1.5)$$

E : Esfuerzo eléctrico

E_0 : Esfuerzo eléctrico por debajo del cual no se presenta envejecimiento

L_0 : Vida estimada para $E < E_0$

b : Constante del material

n : Exponente de la ley de potencia inversa

B : Constante del modelo de Arrhenius

$D_T = \frac{1}{T_0} - \frac{1}{T}$: Delta de temperatura

T_0 : temperatura ambiente; T : temperatura absoluta

1.2.5. Stress Mecánico

Los principales causantes mecánicos de fallas en la aislación son el movimiento de las bobinas y golpes del rotor.

La fuerza en el devanado es proporcional al cuadrado de la corriente del motor y alcanza su máximo durante el arranque del mismo; si las corrientes de arranque son 5 veces la nominal, las fuerzas magnéticas serán 25 veces superiores, por lo que las bobinas se mueven y vibran, pudiendo eventualmente dañar la aislación de los

1.2. Descripción de la falla de aislación y sus principales causas

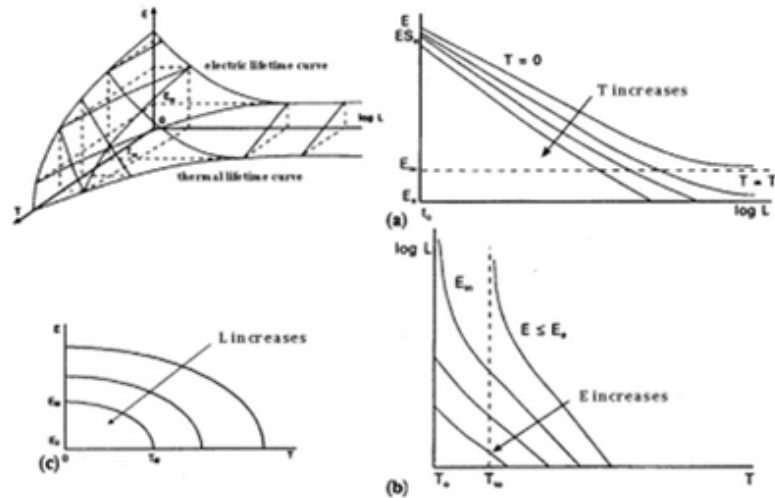


Figure 2: Modification of 3D lifetime surface so called "threshold" models [18].

Figura 1.8: Gráficas 3D y 2D para envejecimiento de aislación por efecto térmico y eléctrico

conductores.

Hay diferentes razones por las que el rotor puede golpear el estator. Las más comunes son: rotura de rodamientos, desviación del eje y desalineación entre rotor y estator. A veces, el contacto solo ocurre durante el arranque pero puede también suceder cuando el motor gira a su velocidad máxima. Ambos pueden ocasionar que la bobina quede conectada a tierra y se produzca un cortocircuito.

También los bobinados pueden estar sometidos a otros tipos de stress mecánicos como pérdida de contrapesos, pérdida de cuchillas de ventilación, perdida de pernos o partículas extrañas que pudieran entrar al motor.

Por lo general, este tipo de estrés no se toma en cuenta a la hora de determinar la vida útil de una aislación.

1.2.6. Stress medioambiental

Los factores de stress ambientales son provocados por el ambiente en el que se encuentran los motores.

Algunos de ellos son:

- Humedad condensada en los bobinados
- Aceite de los rodamientos o aceite de sellado en máquinas refrigeradas con hidrógeno
- Químicos agresivos (ácido, ozono, etc.)

Capítulo 1. Introducción

- Partículas abrasivas en la refrigeración por aire o hidrógeno
- Partículas de desgaste de fijación o escobillas de carbón
- Suciedades o escombros del ambiente como insectos, cenizas, polvo de carbón, y polvos provenientes de procesos productivos (cemento, pulpa, residuos químicos)
- Radiación

Los mismos pueden afectar la aislación estática y rotórica por si solos o combinados. Por ejemplo, si se acumula en la superficie del aislante humedad y/o aceite con suciedad o restos de carbón conductivos, se pueden producir corrientes superficiales o tracking en presencia de stress eléctricos. También al acumularse suciedad con humedad o aceite, se obstaculiza el flujo de la ventilación ocasionando sobretensiones dando lugar a envejecimiento térmico. El aceite al estar presente en los bobinados, facilita su movimiento, ocasionando daños por abrasión. Los químicos agresivos como ácidos u ozono descomponen la aislación deteriorándola mecánicamente.

1.3. Técnicas de diagnóstico de fallas en el estator

A lo largo de los años se han implementado técnicas mediante las cuales se busca detectar posibles fallas en el estator. Las mismas se basan en el relevamiento de parámetros del mismo. A continuación se describen las principales técnicas. [3]

1.3.1. Flujo Magnético

Cualquier distorsión en el flujo del entrehierro debido a desperfectos en el estator, genera un flujo homopolar que puede ser detectado mediante la colocación de una bobina de búsqueda alrededor del eje. También se puede detectar la presencia de este flujo mediante la medida de la diferencia de voltaje entre 2 bobinas correctamente seleccionadas.

1.3.2. Vibración

La vibración del estator se genera por cortocircuitos entre espiras, alimentación del motor por una sola fase y desbalances en las tensiones de alimentación. Por lo general se produce por resonancia entre la fuerza producida por el campo electromagnético y el estator. Se monitorea la velocidad angular instantánea para determinar las vibraciones en el núcleo del estator mediante un transductor piezoeléctrico que entrega una señal de voltaje proporcional a la aceleración del eje. Se obtiene la posición o velocidad integrando esta señal. [9]

1.3.3. Temperatura

Se colocan sensores de temperatura en el bobinado o en la aislación del estator, que disparan las protecciones cuando se sobrepasa cierto umbral tolerable. Si la ventilación no está obstruida y se toma en cuenta la temperatura ambiente, se puede determinar la temperatura del motor mediante modelos térmicos.

1.3.4. Corriente

En un motor ideal, la corriente de estator presenta solo el componente de frecuencia de la alimentación. La técnica de análisis de curvas de corriente (MCSA) se basa en el análisis del espectro de corriente para determinar fallas incipientes en los motores de inducción. También se analizan los componentes de secuencia de las corrientes estatóricas.

1.4. Ensayos para detección de fallas entre espiras

En esta sección se describen algunos de los ensayos empleados usualmente para la detección de faltas entre espiras del estator [1].

1.4.1. Ensayo Impedancia inductiva

Este método es la versión de bajo voltaje del método de comparación por picos de tensión, que sirve para testear la aislación entre espiras del estator.

Se aplica entre los bornes de dos fases distintas del estator una tensión V sinusoidal (algunos Volts) de frecuencia elevada f ($\sim 1kHz$), y se mide la corriente I del estator. La impedancia de la fase queda:

$$X = \frac{V}{I} \quad (1.6)$$

Siendo:

$$X = 2\pi fL \quad (1.7)$$

y

$$L = N^2/\mathfrak{R} \quad (1.8)$$

- N : Número de espiras de la bobina
- $\mathfrak{R}$: Reluctancia magnética

Se realizan 3 medidas de X : entre las fases A y B, entre A y C y por último entre B y C. Si por ejemplo la impedancia medida entre las fases A y B y entre B y C resulta menor que la respectiva impedancia entre A y C, entonces es factible la fase B presente alguna espira cortocircuitada. En el caso de un motor sano, los 3 valores deberían ser iguales con una diferencia de $\pm 1\%$.

El método tiene sus limitaciones. Si por ejemplo cada fase tiene 50 espiras y la fase A tiene 1 espira cortocircuitada, la diferencia entre la impedancia B y C y las impedancias entre A y B y A y C será inferior al 1%.

Como se muestra en la *ecuación 1.8*, L es dependiente de la reluctancia magnética, que depende a su vez del camino magnético del flujo. Por tanto, como el rotor está compuesto por material magnético, su posición afectará la reluctancia, variando la misma para cada bobina según la posición del mismo. A su vez, como se señalaba anteriormente, el test se realiza con algunos volts, por lo que entre espiras adyacentes el voltaje es de milivoltios. Esto implica que el test no tiene la capacidad de detectar espiras cuya aislación sea débil, ya que los voltajes entre las mismas son inferiores a los nominales y de no haber perforación, no ocurrirá con este test (a diferencia del ensayo de impulso que se describe en la *sección 1.4.3*).

1.4. Ensayos para detección de fallas entre espiras

Cuando se cortocircuitan espiras del bobinado, transcurren pocos minutos (dependiendo si el bobinado es preformado o aleatorio) hasta que se perfora también la aislación de tierra. Por tanto, es muy difícil que se pueda predecir con anticipación una posible falla mediante este test.

1.4.2. Test de conductividad en DC

Mediante este ensayo, se busca determinar si los conductores o subconductores de una misma fase se encuentran rotos o agrietados. Esto puede suceder por varias razones: vibraciones en el estator, eventos de grandes fuerzas electromagnéticas por errores de sincronización (generadores), soldaduras débiles, etc. De suceder lo anterior, la resistencia en DC de cada fase aumenta.

Se realiza inyectando corriente DC en cada fase (o entre fases si el neutro no es accesible) y midiendo el voltaje para obtener la resistencia mediante la Ley de Ohm. Como la resistencia de los bobinados es muy pequeña, del orden de Ohms para motores chicos, por lo general se utiliza un puente de Kelvin para obtener mayor precisión. El mismo debe tener una precisión de al menos 1 % para poder detectar fallas en el bobinado. La resistencia R_T es fuertemente dependiente de la temperatura del bobinado, por lo que se ajusta llevándola a una temperatura base (20° C) mediante la *ecuación 1.9*:

$$R_{20} = \frac{R_T}{1 + \frac{T-20}{255}} \quad (1.9)$$

1.4.3. Ensayo de impulso (IEEE 522-2004)

Mediante este ensayo, se aplica un impulso de tensión relativamente alto entre las espiras. Se trata de emular los impulsos de tensión, a la cual es sometida la aislación cuando abren o cierran contactores o interruptores, por perturbaciones en la alimentación o al utilizar variadores de velocidad. De esta forma, se producen picos de tensión muy elevados con tiempos de subida rápidos, dando lugar a distribuciones de tensión no uniformes y pudiendo eventualmente dañar la aislación. [15]

A cada bobina del motor se le conecta en serie una resistencia y un condensador de alta tensión, que con la bobina del estator forman un circuito $R - L - C$ serie (si no se tiene acceso a los 6 bornes del estator, se testean 2 bobinas en serie). Una vez el condensador está cargado, se cierra el circuito y oscila amortiguadamente con frecuencia:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad (1.10)$$

Se repite el procedimiento aumentando gradualmente el voltaje de pico hasta el máximo recomendado por la norma. Si la frecuencia cambia, se debe a que la aislación de alguna espira no soporto la tensión y la bobina no pasa la prueba de mantenimiento o aceptación. Para el test de mantenimiento el pico de tensión

Capítulo 1. Introducción

debe ser de 2,6 p.u. durante 100 ns, siendo los valores mas elevados que se esperan durante el servicio sin dañar la aislación innecesariamente. La oscilación no puede tener menos de 5 períodos. En la actualidad se testea de a una fase, ya que es más factible poder observar cambios en la forma de onda en una bobina respecto de sí misma que comparándola con otra, con posibles diferencias constructivas.

En la *figura 1.9* se muestra la onda resultante para una bobina sana y otra con espiras cortocircuitadas:

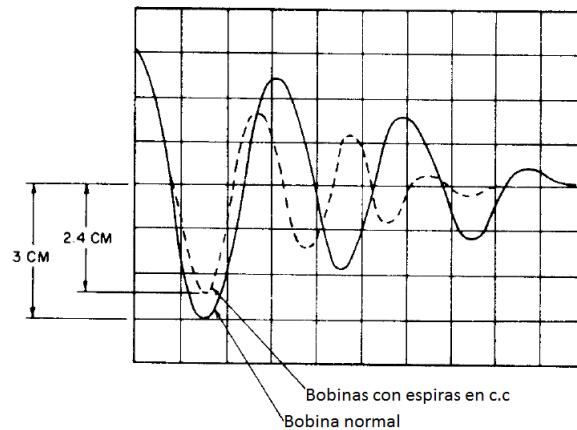


Figura 1.9: Ensayo de impulso IEEE 522-2004

Se trata de un ensayo pasa-no pasa, por lo que no aporta información de diagnostico. A diferencia de esta norma, en este trabajo se busca realizar un ensayo preventivo, pero utilizando la metodología propuesta en IEEE 522-2004.

Capítulo 2

Modelado del motor de inducción

El presente capítulo está dedicado a la realización de un modelo dinámico que represente satisfactoriamente al motor en las condiciones del ensayo. Para cumplir con dicho objetivo, se parte de la representación más simple posible, a los efectos de generar una base conceptual del caso. Posteriormente, se incrementa en forma gradual el nivel de complejidad del modelo, buscando en cada etapa relevar la influencia nuevos fenómenos considerados. En el entendido que la máquina bajo estudio representa un circuito inductivo, se parte de un circuito RLC elemental, donde C representa el capacitor utilizado para el ensayo, mientras que R y L constituyen la impedancia vista hacia el motor. La siguiente etapa, implementa un circuito donde la máquina es modelada como una autoinductancia saturable, buscándose relevar el efecto de la saturación en la dinámica del sistema. Posteriormente, se adopta el modelo de transformador, a los efectos de registrar la incidencia del acoplamiento magnético entre los bobinados. Finalmente, se desarrolla el modelo dinámico de la máquina asíncrona en las condiciones del ensayo, tomando como entrada la tensión sobre un solo bobinado.

2.1. Modelo del sistema sin saturación - RLC

En esta sección se estudia en detalle la característica de la respuesta de un circuito RLC . En definitiva, se podría pensar el sistema como un equivalente de Thévenin, donde la impedancia de Thévenin modelada como un circuito RL serie, corresponde a la impedancia vista hacia el motor.

Una ventaja clara que tiene el modelo estudiado, es que por su simplicidad permite un estudio analítico del problema. En este sentido, se puede determinar la dependencia y tendencias de las características de interés (el período y la atenuación de la oscilación) en función de sus parámetros RLC .

Capítulo 2. Modelado del motor de inducción

A continuación se presenta el circuito del modelo bajo consideración:

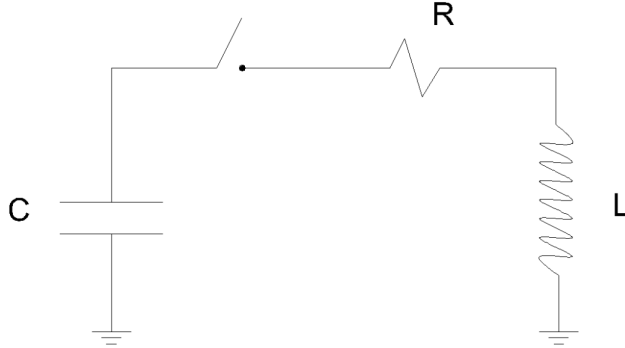


Figura 2.1: *Modelo Inductancia*

Ecuaciones que representan al circuito:

$$i = C \frac{dv_C}{dt} \quad (2.1)$$

$$v_C + RC \frac{dv_C}{dt} + L \frac{di}{dt} = 0 \quad (2.2)$$

Condiciones iniciales $t = 0$:

$$v_{C0} = E; i = 0; \quad (2.3)$$

Para comprender el funcionamiento del circuito, basta con plantear su solución en el dominio de la frecuencia. En consecuencia, se plantea a continuación la solución del sistema, particularmente para la tensión aplicada al condensador, que será objeto de medida en la práctica. Se obtiene:

$$V_C(s) = E \frac{s + R/L}{s^2 + R/L \cdot s + 1/LC} \quad (2.4)$$

Vale la pena una verificación simple:

La tensión en bornes del condensador para $t \rightarrow 0$ debe ser E , su voltaje inicial. Teorema de valor inicial mediante, se puede ver que

$$\lim_{t \rightarrow 0} v_c(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} s \cdot V_c(s) = E$$

En la ecuación 2.4 se identifica un sistema de segundo orden con los siguientes parámetros:

- $w_n^2 = \frac{1}{LC}$
- $\zeta^2 = \frac{R^2 C}{4 L}$

2.1. Modelo del sistema sin saturación - RLC

$$\blacksquare \quad w = w_n \cdot \sqrt{1 - \zeta^2}$$

El objetivo de la técnica de ensayo de impulso, es medir variaciones de la inductancia del motor a partir de observar variaciones en el período de la oscilación del sistema, excitado mediante la descarga de un condensador con un nivel de tensión inicial conocido. De las relaciones obtenidas (válidas para este caso simplificado), se observa que también es teóricamente posible medir la constante de atenuación, para observar variaciones en la inductancia de estator.

Tanto para medir período como atenuación se busca una respuesta del tipo oscilatoria, por lo tanto interesa ver las condiciones que deben cumplir los parámetros del sistema para que el andamio de las formas de onda tengan esa naturaleza. Para cumplir con el requerimiento mencionado, se impone que la respuesta del circuito sea subamortiguada. Es decir, la condición que tiene que cumplir el capacitor para poder observar un comportamiento oscilatorio, se deduce de imponerle al polinomio característico de la *ecuación 2.4* que tenga una raíz compleja, lo cual se resume en la condición ($0 < \zeta < 1$):

$$C < \frac{4L}{R^2}, \quad (2.5)$$

Luego de establecido el tipo de respuesta del sistema y considerando que el mismo es de segundo orden, se pueden identificar en la *ecuación 2.4*, los parámetros que interesan. En primer lugar, se tiene que el la atenuación está dada por:

$$\boxed{\text{atenuacion} = R/2L} \quad (2.6)$$

mientras que la frecuencia (o período, su inverso) vale:

$$f = \frac{w_n}{2\pi} \sqrt{1 - \zeta^2}, \quad (2.7)$$

que escrita en términos de los parámetros del circuito queda:

$$\boxed{f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} \quad (2.8)$$

Se observa que la atenuación no depende de la capacidad y que por lo tanto, al disminuir la capacidad, se podrán observar más períodos para una descarga dada. Por otro lado, se tiene que al aumentar la resistencia aumenta la atenuación, por lo que para observar una respuesta más oscilatoria, se debería minimizar la resistencia del cableado del ensayo. Estos aspectos, si bien analizados en un circuito ideal simplificado, son de fundamental interés a la hora analizar los datos experimentales, ya que permiten mejorar la calidad de los datos adquiridos.

Finalmente, se presenta una solución analítica del caso al solo efecto de complementar el estudio realizado en el dominio de la frecuencia. Resolviendo la ecuación diferencial, se tiene que la respuesta del sistema obedece a la siguiente relación:

Capítulo 2. Modelado del motor de inducción

$$v(t) = E \sqrt{\frac{2R^2C + L}{4L - R^2C}} e^{-\frac{R}{2L}t} \sin \left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}t + \varphi \right) \quad (2.9)$$

donde,

$$\varphi = \arctan \left(\sqrt{\frac{4L}{R^2C} - 1} \right)$$

Aquí pueden identificarse claramente los parámetros característicos relevados en el estudio precedente.

Modelo Simulink

En primera instancia, vale aclarar que el tema se abordó en principio sobre el estudio teórico de la situación en cuestión. Por lo tanto, los valores utilizados para los parámetros del circuito no son representativos del motor que será objeto de estudio. Este análisis tiene como objeto lograr entender el comportamiento del sistema en función de sus parámetros, relevando fundamentalmente las tendencias del andamio de la curva en función de R , L y C .

Utilizando Simulink de MatLab se creó y simuló el modelo del circuito simplificado de la sección anterior. Los valores para la resistencia e inductancia se eligen arbitrariamente en $R = 2\Omega$ y $L = 100mHy$. Con estos valores y utilizando la ecuación 2.5 se obtiene la condición sobre el capacitor, luego se elige también en forma arbitraria el condensador.

$$C < \frac{4L}{R^2} = \frac{4 * 100e - 3}{2^2} = 100mF$$

A continuación se resumen los valores utilizados para correr la simulación:

- $C = 16\mu F$
- $R = 2\Omega$
- $L = 100mHy$

De acuerdo a las ecuaciones halladas anteriormente, se calculan los factores definidos:

- $w_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 790.6rad/s$
- $\zeta^2 = \frac{R^2 C}{4 L} = 1/6250$
- $\sqrt{1 - \zeta^2} = \sqrt{2 \frac{R^2 C}{4 L}} = 1$
- $w = w_n \cdot \sqrt{1 - \zeta^2} = 790,6rad/s$

2.1. Modelo del sistema sin saturación - RLC

Por lo tanto, se puede calcular la frecuencia esperada del sistema, a partir de la ecuación 2.8, la cual resulta:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = 125.7Hz$$

En lo que respecta al resultado de la simulación realizada, la curva Tensión - tiempo obtenida fue la siguiente:

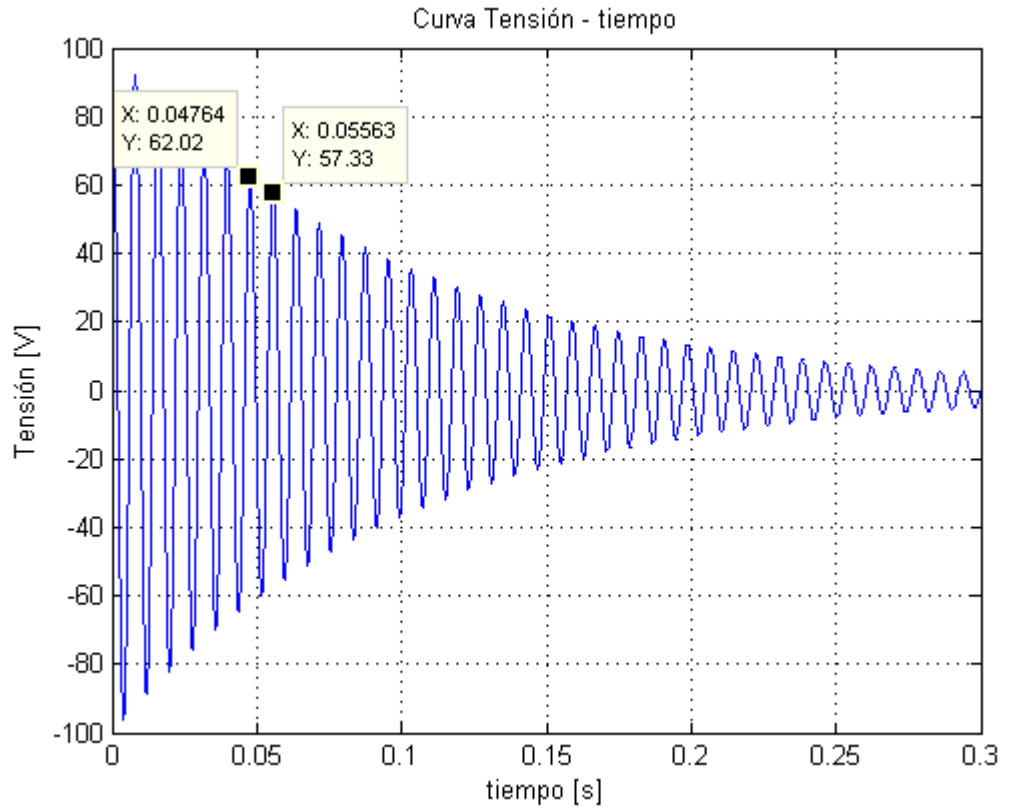


Figura 2.2: Tensión en el condensador durante la descarga.

Observando la figura 2.2 se verifica que el sistema es subamortiguado con una frecuencia de oscilación de:

$$T = x_2 - x_1 = 0.05563 - 0.04764 = 7.99e - 3 \rightarrow f = 125.1Hz \quad (2.10)$$

Asimismo, se implementa una rutina en Matlab que calcula la atenuación del sistema. La misma consiste en definir una función de naturaleza exponencial decreciente que es ajustada mediante mínimos cuadrados a la curva determinada por

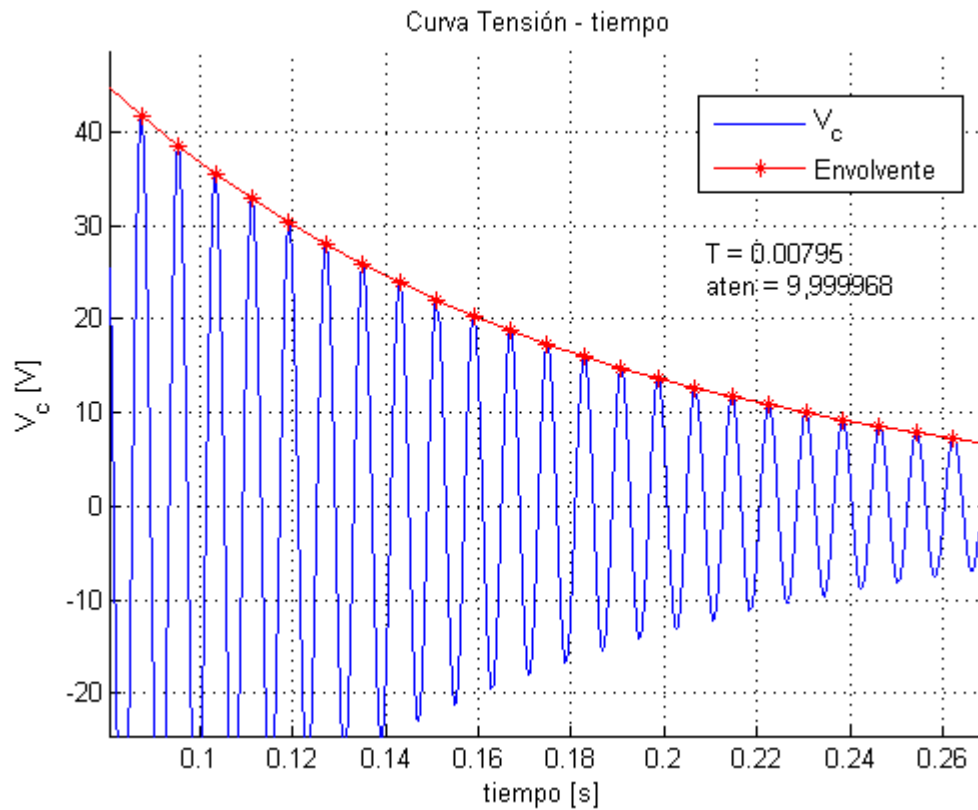


Figura 2.3: Zoom - U_c con envolvente.

los picos de la oscilación. Luego, según la definición que se maneja para la atenuación, ésta es el factor que multiplica al tiempo en la característica exponencial. El resultado de éste procedimiento se presenta en la *figura 2.3*.

La rutina implementada calcula la atenuación, esta vale $\cong 10s^{-1}$. Por otro lado, según el desarrollo teórico presentado, su valor es $R/L = 10s^{-1}$.

Por lo tanto, se puede concluir que el análisis teórico precedente está en concordancia con las simulaciones.

2.1. Modelo del sistema sin saturación - RLC

2.1.1. Resultados teóricos de interés

Se identificaron relaciones que mantiene la inductancia con parámetros característicos de la curva de descarga de un condensador hacia un circuito inductivo, cuyo equivalente de Thévenin es representado por una impedancia RL serie. En particular, dichas características son el período y la atenuación de la forma de onda. Se dedujeron en forma exitosa relaciones entre la frecuencia y la atenuación con R , L y C . También se determinó que el valor del condensador no influye en la constante de atenuación de la característica $v_c(t)$ y que desde el punto de vista práctico es más favorable elegir C lo menor posible, a los efectos de mejorar la calidad de los datos adquiridos.

Por otro lado, se puede adelantar qué pasaría si ocurre una falla de aislación con la frecuencia de la señal estudiada (al menos para el caso en que el corto tenga resistencia cero). Considerando que la inductancia vista hacia el motor es proporcional al número de espiras al cuadrado, se tiene que ésta disminuiría al ocurrir una falla de aislación, pues el número de espiras efectivo disminuye al cortocircuitarlas. Según la *ecuación 2.8*, la frecuencia aumenta al disminuir L . En consecuencia, se tiene que si se releva la frecuencia de oscilación del motor con un cierto porcentaje de espiras cortocircuitadas, se observaría que aumentaría con respecto al caso en que se realice el mismo ensayo sin presencia de falla de aislación.

2.2. Modelo Inductancia con Saturación

El objetivo de la presente sección es determinar la influencia de la saturación en la descarga de un condensador sobre el motor de inducción. En sentido amplio, se intenta determinar un patrón sobre la forma de onda de la descarga, procurando distinguir la región de saturación y dentro de dicha región los niveles de saturación. Procurando establecer alguna relación entre los parámetros de interés y la saturación en el desempeño del mismo.

Para cumplir con dicho objetivo, se partirá de un análisis básicamente teórico de la situación simplificada a un circuito RLC, obviando los efectos de las inductancias mutuas para enfocarse en las repercusiones de la saturación sobre el sistema. Finalmente, se procederá simulando el sistema propuesto con una curva de magnetización dada, de forma que se manifiesten eventos de saturación. Luego se contrastará el caso simulado con el caso teórico.

A efectos de estudiar las situaciones presentadas, se introduce el circuito de la *figura 2.4*.

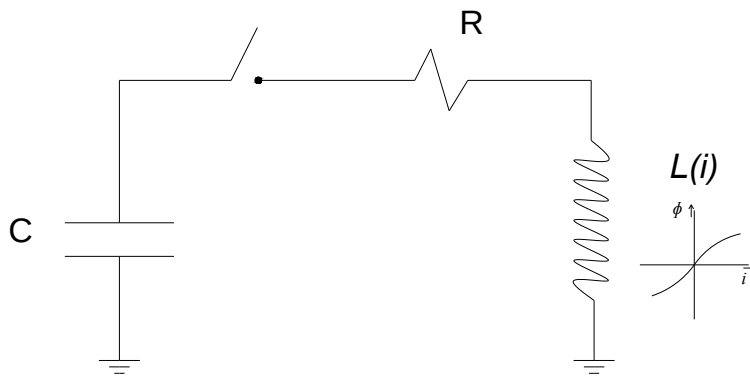


Figura 2.4: *Circuito RLC*

2.2. Modelo Inductancia con Saturación

2.2.1. Sobre el circuito RLC con L saturable

Para determinar el andamiento de la tensión sobre el condensador del circuito de la *figura 2.4*, se plantean las ecuaciones dinámicas del sistema. Para facilitar los cálculos, se asume que la autoinductancia es lineal a tramos, por lo que el sistema de ecuaciones diferenciales se resuelve por tramos respetando las condiciones de borde.

$$(S) \begin{cases} v_c + RC\dot{v}_c + LC\ddot{v}_c = 0 \\ v_L = L \frac{\partial i}{\partial t} \\ i(0) = 0 \quad v_c(0) = E \quad \dot{v}_c(0) = 0 \end{cases} \quad (2.11)$$

Asimismo, debe tenerse presente la expresión de la inductancia L referida en la *ecuación 2.11*:

$$L = \frac{\partial \Psi}{\partial i} \quad (2.12)$$

Este resultado surge de aplicar Faraday en la tensión inducida en bornes de la bobina:

$$v_L = \frac{\partial \Psi}{\partial i} \frac{\partial i}{\partial t} \quad (2.13)$$

de donde se puede identificar el término de la inductancia referido.

Una vez tenidas en cuenta las consideraciones mencionadas, se procede al análisis del sistema de ecuaciones diferenciales que definen al sistema S (*Ecuación 2.11*). A tales efectos se determinarán las características de la evolución del sistema en función de los parámetros que lo definen, en este sentido se obtiene, transformada de Laplace mediante, la función de transferencia del sistema para cada intervalo de corrientes (donde se define $L(i)$ la inductancia en un tramo específico de la curva $L(i)$):

$$V_c(s) = \frac{E \frac{R}{L(i)}}{s^2 + \frac{R}{L(i)}s + \frac{1}{L(i)C}} \quad (2.14)$$

Igual que en el caso del circuito RLC sin saturación, se llega a la expresión de la pulsación en función de los parámetros, pero esta vez con $L(i)$.

$$\omega_p = \sqrt{\frac{4L(i) - R^2C}{4L(i)^2C}} \quad (2.15)$$

En la *figura 2.5* se grafica la pulsación en función de la inductancia, para valores fijos L (sin considerar saturación). Si se toman en cuenta los parámetros relevados de la máquina, (*capítulo 4*) se concluye que se trabajará en la zona de decrecimiento monótono de la curva ya que $L_v \gg 0.25mHy$ (*figura 2.5*).

Capítulo 2. Modelado del motor de inducción

Parámetros del modelo:

- $C = 1.9\mu F$
- $R = 13.1\Omega$

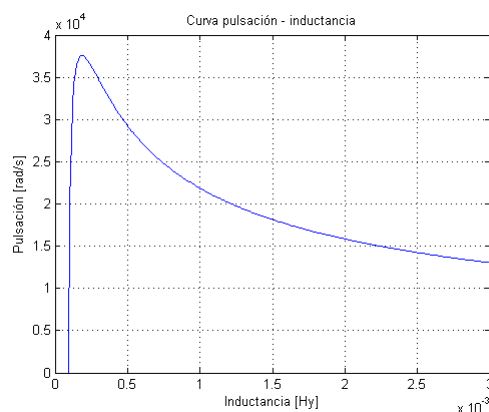


Figura 2.5: Pulsación $\omega_p(L)$.

Variación de la inductancia con la saturación

Una vez determinada la relación entre la inductancia y el período de la forma de onda, se procede a estudiar cómo afecta la saturación al valor de la misma. Se interpreta el concepto físico de la inductancia, en particular su relación con el flujo a partir de la *ecuación 2.12*.

La *figura 2.6*, muestra el andamio de una curva de saturación típica del hierro y en ella se observa que la derivada del flujo con respecto a la corriente decrece en la zona de saturación. En consecuencia, la inductancia decrece en la región de saturación.

Concatenando los resultados de las dos secciones precedentes se tiene que al saturar el hierro, la oscilación se hace más lenta, debido al decremento de la inductancia.

Asimismo, debido a que la saturación depende de la corriente, se manifestará por regiones en la forma de onda que se estudie. En consecuencia, se tiene que en esas regiones habrá una disminución de la inductancia que en valor medio contribuirá a disminuir la inductancia de cada período en el que haya saturación, y al correspondiente aumento de la pulsación. Esto es, se puede pensar en un sistema de inductancia variable, donde el valor de L (valor medio) dependerá de la proporción de tiempo que el mismo se desempeñe en cada región.

2.2. Modelo Inductancia con Saturación

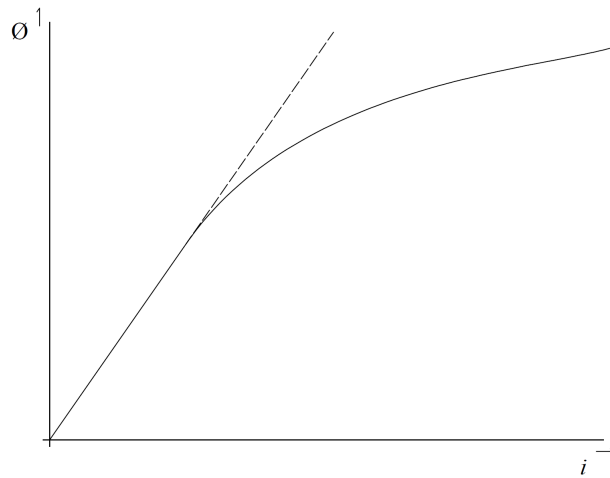


Figura 2.6: Curva de saturación del hierro

Simulación del circuito RLC en condiciones de saturación.

En la sección actual se simulará el circuito RLC de la *figura 2.4*. Para ello se construye una curva de saturación lineal a tramos. Dicha curva son construidas a los solos efectos de estudiar regiones de saturación y no representan la curva de saturación del hierro de la máquina estudiada. A continuación se tabula la curva de saturación manejada.

$I[A]$	$\Psi[V.s]$
0.00	0
0.15	20
0.50	22
1.00	23

Tabla 2.1: Tabla base de las curva de saturación del hierro utilizada.

La corriente para la curva de saturación representada en la *tabla 2.1* es presentada en la *figura 2.7*. Las líneas horizontales definen los tres niveles de saturación. Puede verse, como a medida que la corriente aumenta su valor absoluto, el sistema ingresa en las regiones de saturación mencionadas, incrementando el nivel de saturación.

Capítulo 2. Modelado del motor de inducción

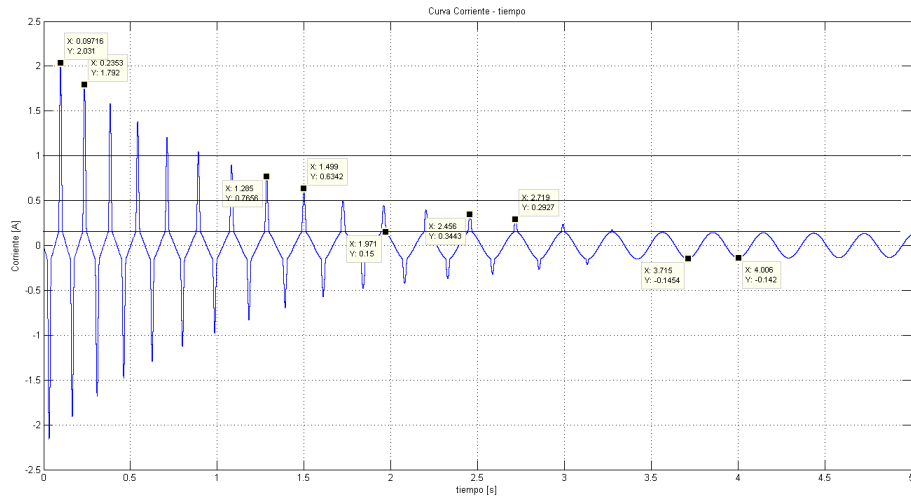


Figura 2.7: Corriente de un circuito con saturación.

En la figura 2.8, puede apreciarse cómo varía la inductancia durante el tiempo de simulación. Se observa que en los primeros ciclos, el valor medio de la inductancia es menor y que éste aumenta conforme el circuito baja el nivel de saturación y el porcentaje del período que funciona saturado. Dicho resultado se condice con el análisis teórico precedente.

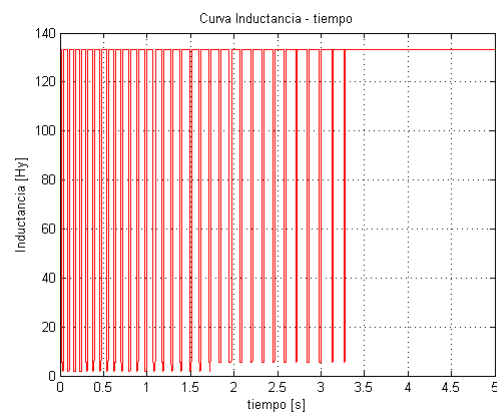


Figura 2.8: Evolución de la inductancia en un circuito con saturación.

2.2. Modelo Inductancia con Saturación

Sobre la medida de la frecuencia en la tensión de la bobina

En la práctica, se mide el período del voltaje en bornes de la bobina a ensayar. En este caso la saturación se manifiesta en forma diferente. En efecto, dada la existencia del condensador, que en sentido matemático implementa un integrador, se filtran en cierta medida las variaciones abruptas en la tensión.

En la *figura 2.9* se presenta a efectos ilustrativos la forma de onda de la tensión sobre la bobina en las condiciones estudiadas.

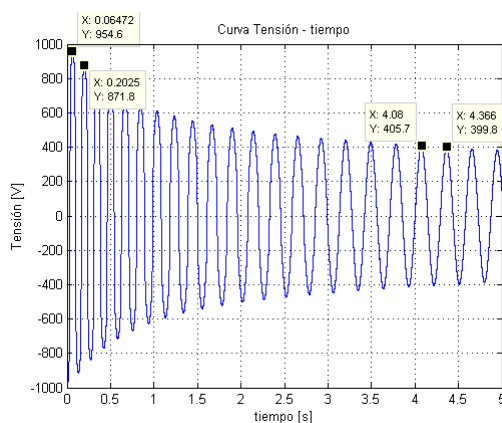


Figura 2.9: Tensión sobre la bobina en presencia de saturación.

Puede observarse que a pesar de no presentar variaciones instantáneas notorias, sí existe una variación del período desde $T_{SAT} = 138ms$, cuando hay saturación, hasta $T_{SINSAT} = 286ms$ cuando el nivel de corriente baja lo suficiente como para que deje de saturar.

2.2.2. Resultados teóricos de interés

El desarrollo teórico planteado en la presente sección va en concordancia con el presentado en la sección de análisis de un circuito RLC. Se pudo constatar cómo se manifestaría la saturación en el andamiento de las curvas de descarga de un condensador. Se constató mediante simulaciones, que el fenómeno se traduciría en un aumento continuo del período a medida que el circuito deja de saturar, hasta culminar en una situación en que éste se mantiene constante. Asimismo, se observó cómo sería el efecto en la forma de onda de la corriente y el voltaje.

2.3. Modelo del motor como Transformador

A continuación se introducirá un modelo del motor como transformador saturable. En este modelo se incorpora el fenómeno de acople magnético al caso estudiado anteriormente. Se pretende estudiar cómo influye el acople magnético con la inductancia del secundario en cortocircuito, buscando una configuración que mantenga cierta analogía con el caso del motor (rotor cortocircuitado). Se mantiene la metodología utilizada de realizar una descarga y caracterizarla. El objetivo es observar cómo varía el período y la atenuación de la señal ante cambios de los parámetros en juego (capacitor, resistencia del cable, inductancia de fugas y magnetizante del transformador).

2.3.1. Modelo Simulink

Debido al alto grado de complejidad matemático de éste problema, se optó por realizar modelos numéricos. Para ello se trabajó en el entorno Simulink de Matlab. A continuación se muestra una imagen con los modelos creados, correspondientes a los tres casos de estudio manejados:

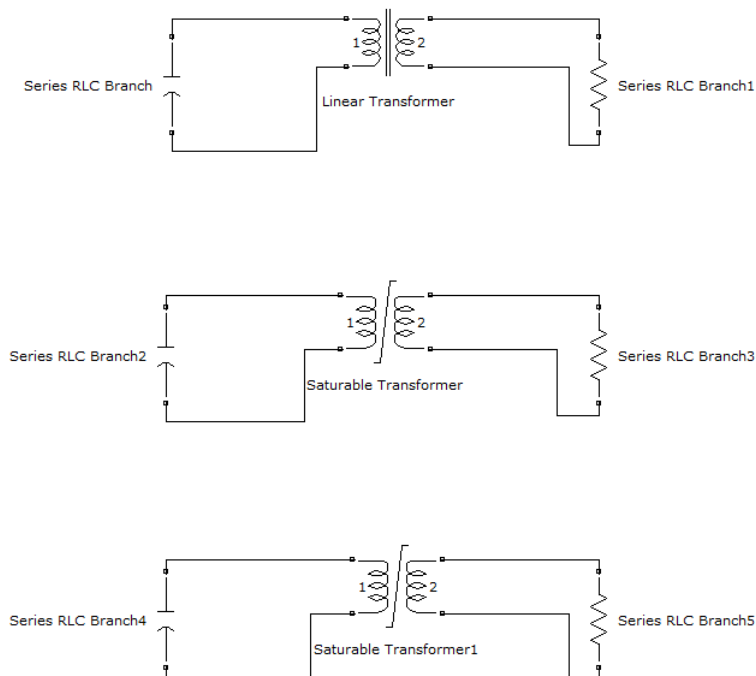


Figura 2.10: *Modelo Simulink*

2.3. Modelo del motor como Transformador

Casos de estudio

- *Transformador Lineal*
- *Transformador con saturación de 1 paso y constante*
- *Transformador con saturación variable*

Los valores que se utilizaron en los modelos son:

- $R_1 = 2.44\Omega$
- $L_1 = 6.48mHy$
- $R_{2e} = 1.97\Omega$
- $L_{2e} = 6.48mHy$
- $R_m = 1000\Omega$
- $L_m = 230mHy$
- $C = 12\mu F$ - Carga inicial = 100V

2.3.2. Simulaciones y resultados

A continuación se presentan las características de las curvas de saturación para los distintos modelos utilizados. En la *figura 2.11* se observan tres modelos de magnetización: uno **LINEAL** con inductancia magnetizante constante de 230mHy y dos modelos con efecto de saturación. Dentro de los saturados, **SATURADO1** corresponde a una curva de saturación con un sólo punto de inflexión, que intenta modelar un núcleo cuya saturación es muy abrupta. Por otro lado, el **SATURADO2** obedece a una curva de saturación con varios puntos de inflexión, pretendiendo modelar una curva de saturación lenta y progresiva. Los 2 modelos **SATURADOS** tienen la misma inductancia magnetizante que el modelo **LINEAL** para bajas corrientes.

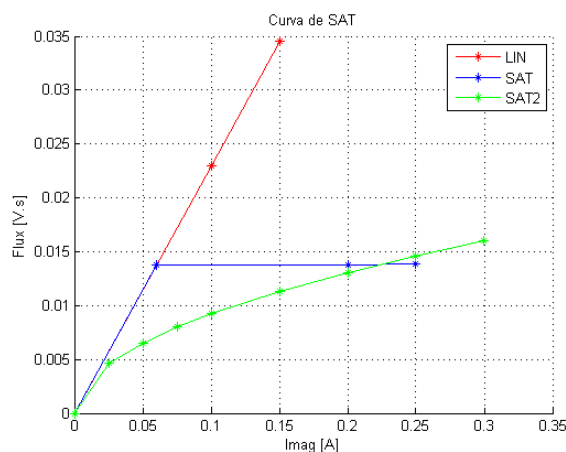
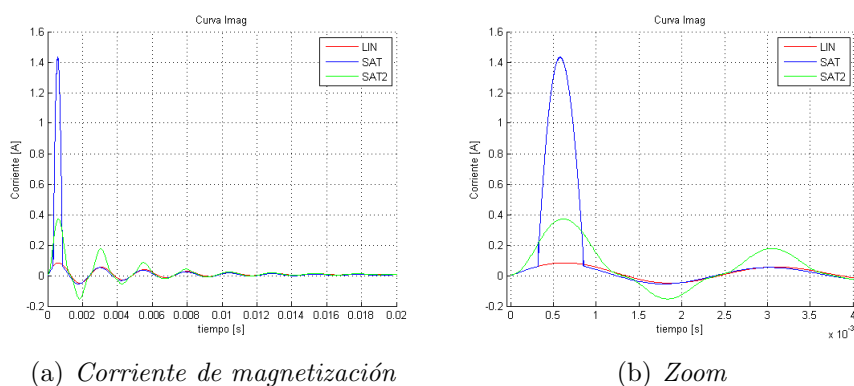


Figura 2.11: Curvas de saturación

En la *figura 2.12(a)* se observan las curvas de las corrientes de magnetización para los distintos modelos. Se detalla el primer ciclo de la oscilación en la *figura 2.12(b)*:



(a) Corriente de magnetización

(b) Zoom

Figura 2.12: Corriente de magnetización.

2.3. Modelo del motor como Transformador

Se observa que para el modelo SAT1 el efecto de la saturación provoca un pico de corriente, inherente a la caída abrupta de la inductancia magnetizante. El mismo efecto se observa para el caso de la curva SAT2, aunque en menor medida, debido a que en este caso la variación de la inductancia magnetizante es más suave. La corriente para el modelo LIN, en cambio, mantiene la inductancia parar todos los niveles de corriente, lo cual marca la diferencia con respecto a los otros casos.

En la *figura 2.13* se grafica la corriente del motor.

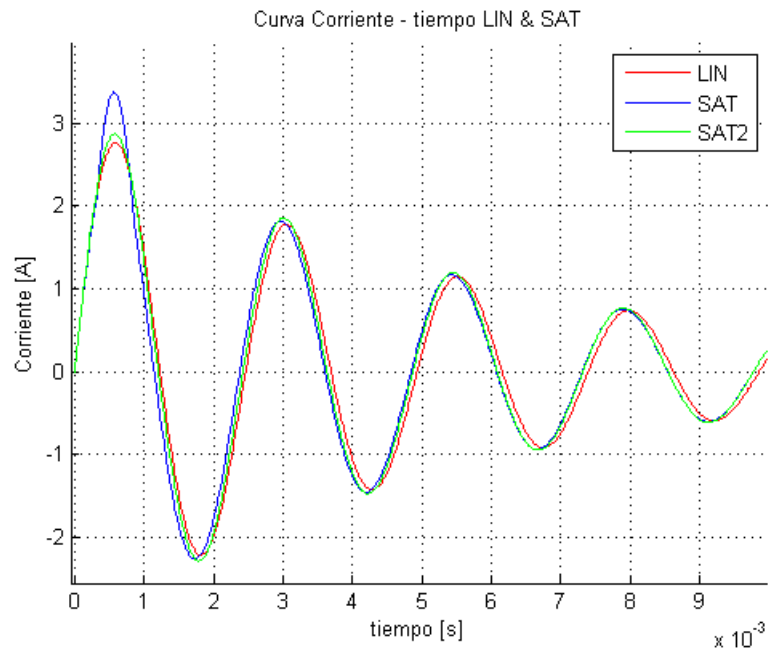


Figura 2.13: *Corriente de línea*

Se observa que la corriente magnetizante sólo influye en el primer ciclo, donde según la *figuras 2.12(a)* ésta tiene una corriente del orden de la del motor.

Capítulo 2. Modelado del motor de inducción

En la *figura 2.14* se observa la curva de tensión en bornes del transformador. Se verifica que prácticamente no existe distorsión debido al pico de la corriente magnetizante. Esto es esperable por dos motivos: primero, que la corriente magnetizante es mucho menor (para los casos estudiados) que la corriente de línea (del orden del 10 % en la zona lineal), y segundo, como se explico anteriormente, el capacitor al ser un integrador filtra las variaciones abruptas en la corriente.

Se destaca que ambos factores dependen de las características constructivas de la máquina y del condensador utilizado, por lo que se debe estudiar caso a caso los resultados.

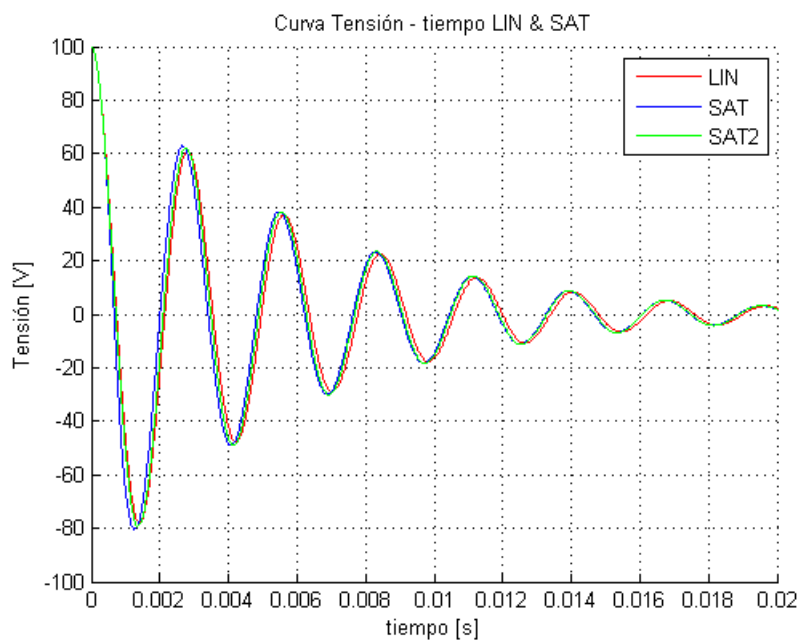
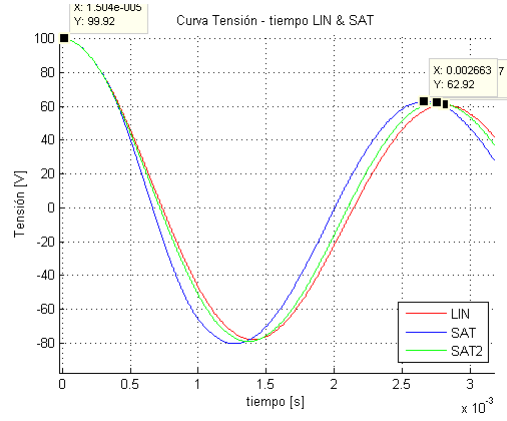


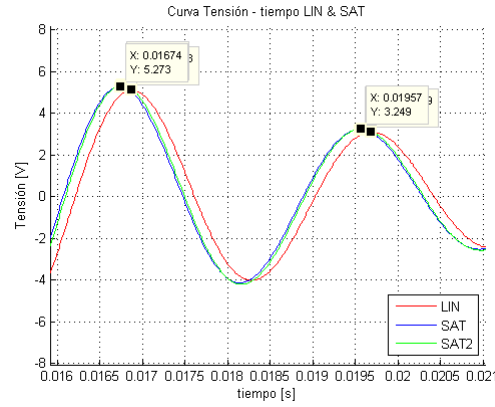
Figura 2.14: Voltaje de línea

2.3. Modelo del motor como Transformador

En la *figura 2.15* se observa la manifestación de la saturación del voltaje en bornes del transformador.



(a) Voltaje línea primer período



(b) Voltaje de línea período en régimen

Figura 2.15: Variación del período

Debido a la disminución de la inductancia magnetizante durante el primer ciclo, se observa una contracción del período en comparación con el funcionamiento en régimen para los modelos con saturación. En la siguiente tabla se muestra el valor del período en el primer ciclo y en régimen:

	T_1	T_{reg}
$T_{LIN}[ms]$	2.81	2.81
$T_{SAT}[ms]$	2.66	2.83
$T_{SAT2}[ms]$	2.76	2.80

Tabla 2.2: Contracción del período

Capítulo 2. Modelado del motor de inducción

Efecto de la saturación para las características de interés.

En esta instancia se releva con mayor detalle el efecto de la saturación en el período y atenuación para las distintas curvas de magnetización. Para ello se realiza un planteo relativo entre los casos bajo estudio, en donde se presenta la variación de las características objetivo frente a los parámetros del modelo:

- Capacidad: C
- Inductancia de fugas del bobinado primario (referida al primario): L_1
- Resistencia del bobinado primario y cables (referida al primario): R_1

→ *Variación en el período debido al condensador*

Se realizaron distintas simulaciones variando el valor del condensador como se muestra en la tabla ???. Se calculó mediante una rutina en Matlab el valor del primer período, que según lo observado, es el que debería presentar mayor diferencia entre las curvas analizadas.

T	$C \text{ BASE}$	+05 % C	+10 % C	+15 % C	+20 % C
$T_{LIN}[ms]$	2.46	2.52	2.59	2.64	2.70
$T_{SAT1}[ms]$	2.46	2.52	2.58	2.64	2.70
$T_{SAT2}[ms]$	2.44	2.50	2.56	2.62	2.71

Tabla 2.3: *Variación del Período*

Para obtener una visión mas global acerca de cómo se comporta el sistema, se presenta el siguiente cuadro en donde se muestra la variación porcentual respecto al caso base.

ΔT	+05 % C	+10 % C	+15 % C	+20 % C
ΔT_{LIN}	2.4 %	5.3 %	7.3 %	9.8 %
ΔT_{SAT1}	2.4 %	4.9 %	7.3 %	9.8 %
ΔT_{SAT2}	2.5 %	4.9 %	7.4 %	11.1 %

Tabla 2.4: *Variación porcentual del Período*

Se observa una alta dependencia del período con la variación del condensador. No se distingue variaciones significativas entre los modelos de saturación bajo estudio. Se concluye que se necesario disponer de un buen modelo del condensador para realizar el experimento.

2.3. Modelo del motor como Transformador

→ *Variación en la atenuación debido al condensador*

En el siguiente cuadro se muestra el tiempo que demora el voltaje en llegar al 36.78 % del valor de pico en cada caso. ¹ En realidad, se pretende dar otra perspectiva al parámetro definido como *constante de atenuación del sistema*, cuyo inverso corresponde a la constante de tiempo que se maneja en el estudio. Conceptualmente, da una idea de la velocidad con que el sistema llega a régimen

$t_{36.78\%}$	$C \text{ BASE}$	+05 %C	+10 %C	+15 %C	+20 %C
LIN [ms]	5.06	5.09	5.11	5.13	5.11
SAT1 [ms]	5.07	5.10	5.12	5.14	5.16
SAT2 [ms]	5.09	5.11	5.14	5.16	5.18

Tabla 2.5: Variación de la Atenuación

A continuación se muestra un cuadro con las variaciones porcentuales:

$\Delta t_{36.78\%}$	+05 %C	+10 %C	+15 %C	+20 %C
LIN	-0.47 %	-0.93 %	-1.28 %	-0.93 %
SAT1	-0.48 %	-0.96 %	-1.32 %	-1.68 %
SAT2	-0.81 %	-1.28 %	-1.67 %	-2.03 %

Tabla 2.6: Variación porcentual de la Atenuación

Se observa una baja dependencia de la atenuación con el valor del condensador.

→ *Variación en el Período debido a la impedancia de fugas L_1*

Se realizan distintas simulaciones variando el valor de la impedancia de fugas del primario como se muestra en el siguiente cuadro.

T	-10 % L_1	-05 % L_1	$L_1 \text{ BASE}$	+05 % L_1	+10 % L_1
$T_{LIN}[ms]$	2.40	2.43	2.46	2.50	2.53
$T_{SAT}[ms]$	2.41	2.44	2.46	2.50	2.53
$T_{SAT2}[ms]$	2.38	2.42	2.44	2.48	2.51

Tabla 2.7: Variación del Periodo

A continuación, cuadro con la variación porcentual.

¹ Aproximación: en realidad evaluar en la constante de tiempo del sistema corresponde al 36.78 % de M, siendo M la amplitud de la exponencial que envuelve los datos: Me^{-bt} (En el caso de un sistema de 1er orden, el resultado coincidiría con el valor real)

Capítulo 2. Modelado del motor de inducción

ΔT	$-10\%L_1$	$-05\%L_1$	$+05\%L_1$	$+10\%L_1$
ΔT_{LIN}	-2.4 %	-1.2 %	1.6 %	2.8 %
ΔT_{SAT1}	-2.0 %	-0.8 %	1.6 %	2.4 %
ΔT_{SAT2}	-2.5 %	-0.8 %	1.6 %	2.9 %

Tabla 2.8: Variación porcentual del Periodo

Se observa una dependencia con el valor de la inductancia de fugas. Como se esperaba teóricamente, al aumentar dicho valor aumenta el período. Los modelos con saturación no muestran diferencias significativas respecto del modelo lineal.

→ *Variación en la atenuación debido a la impedancia de fugas L_1*

Al igual que en el caso anterior, en la siguiente tabla se muestra una medida aproximada de la constante de tiempo del sistema.

$t_{36.78\%}$	$-10\%L_1$	$-05\%L_1$	$L_1 \text{ BASE}$	$+05\%L_1$	$+10\%L_1$
LIN [ms]	4.81	4.94	5.06	5.19	5.44
SAT1 [ms]	4.81	4.94	5.07	5.29	5.43
SAT2 [ms]	4.83	4.96	5.09	5.31	5.44

Tabla 2.9: Variación de la atenuación

A continuación, cuadro con valores porcentuales.

$\Delta t_{36.78\%}$	$-10\%L_1$	$-05\%L_1$	$+05\%L_1$	$+10\%L_1$
LIN	5.4 %	2.6 %	-2.5 %	-6.5 %
SAT1	5.4 %	2.8 %	-4.2 %	-6.5 %
SAT2	5.5 %	2.7 %	-4.1 %	-6.5 %

Tabla 2.10: Variación porcentual de la atenuación

Se observa un comportamiento similar para los tres modelos. Se verifica una dependencia directa entre la inductancia de fugas del bobinado primario y la constante de tiempo del sistema.

→ *Variación en el Período debido a la Resistencia R_1*

A continuación se realizan distintas simulaciones variando la resistencia del bobinado primario como se muestra en la siguiente tabla:

T	$-10\%R_1$	$-05\%R_1$	$R_1 \text{ BASE}$	$+05\%R_1$	$+10\%R_1$
$T_{LIN}[ms]$	2.47	2.47	2.46	2.46	2.46
$T_{SAT1}[ms]$	2.47	2.47	2.46	2.46	2.47
$T_{SAT2}[ms]$	2.44	2.43	2.44	2.44	2.45

Tabla 2.11: Variación del Periodo

2.3. Modelo del motor como Transformador

Seguidamente, se presentan las variaciones porcentuales.

	$-10\%R_1$	$-05\%R_1$	$+05\%R_1$	$+10\%R_1$
ΔT_{LIN}	0.41 %	0.41 %	0 %	0 %
ΔT_{SAT1}	0.41 %	0.41 %	0 %	0.41 %
ΔT_{SAT2}	0.0 %	-0.41 %	0 %	0.41 %

Tabla 2.12: Variación porcentual del Periodo

Se observa que prácticamente no existe dependencia del período con el valor de la resistencia. Esto se verifica que los 3 modelos bajo estudio.

→ *Variación en la atenuación debido a la Resistencia R_1*

Al igual que en los casos anteriores, en la siguiente tabla se muestra una medida aproximada de la constante de tiempo del sistema.

	$-10\%R_1$	$-05\%R_1$	$R_1 \text{ BASE}$	$+05\%R_1$	$+10\%R_1$
LIN [ms]	5.42	5.28	5.06	4.94	4.83
SAT1 [ms]	5.43	5.29	5.07	4.95	4.84
SAT2 [ms]	5.45	5.31	5.09	3.32	4.85

Tabla 2.13: Variación de la atenuación

Tabla con variaciones porcentuales:

	$-10\%R_1$	$-05\%R_1$	$+05\%R_1$	$+10\%R_1$
LIN	-6.6 %	-4.1 %	2.4 %	4.8 %
SAT1	-6.6 %	-4.2 %	2.4 %	4.9 %
SAT2	-6.6 %	-4.1 %	2.5 %	4.9 %

Tabla 2.14: Variación porcentual de la atenuación

Se observa una fuerte dependencia de la atenuación con el valor de la resistencia. Los tres modelos responden en forma similar, al aumentar la resistencia disminuye la constante de tiempo del sistema.

Capítulo 2. Modelado del motor de inducción

2.3.3. Resultados teóricos de interés

En primer lugar, se constató que tanto el período como la atenuación varían en concordancia con el desarrollo teórico de las secciones precedentes.

Se destaca mayor sensibilidad del período respecto del valor de la capacidad C que de la inductancia de fugas L_1 . Así como también la baja dependencia del período respecto de la resistencia R_1 .

Respecto de la atenuación, se observa una casi nula dependencia de dicha característica frente al valor de la capacidad. Por otro lado, se constató que la atenuación mantiene una dependencia directa con la inductancia de fugas L_1 e inversa con la resistencia R_1 .

Se distingue que las curvas saturadas tienden a variar el período, aunque dicha variación sea en baja medida para las curvas de saturación elegidas.

Se concluye que para este caso de estudio tanto el período como la atenuación no presentan diferencias significativas para los distintos modelos de saturación. A medida que los picos de corriente disminuyen los periodos de los modelos tienden a igualarse, manteniendo un desfajase introducido por la saturación en los primeros ciclos.

2.4. Modelado del motor de inducción en las condiciones del ensayo

En esta sección se desarrollará el modelo teórico del sistema a estudiar. Para ello se sustentará el análisis en el estudio dinámico del motor de inducción. Se asume que éste tiene los seis bornes del estator accesibles, de manera que se podrá representar el sistema según el modelo de la *figura 2.16*. En la misma se representa el método de ensayo de impulso a una bobina individual del estator. Según lo observado experimentalmente, se asume para el estudio que el rotor permanece quieto. En consecuencia, se puede obviar la ecuación diferencial que define la dinámica del rotor (segunda cardinal), optimizando el tiempo de cálculo. No obstante, se contempla la dependencia de las inductancias con respecto al ángulo θ .²

Una vez presentado el modelo de la máquina, se procede a estudiar el caso en que el motor presenta una falla de aislación en una de las bobinas de su estator, asumiendo que las demás bobinas del motor están sanas.

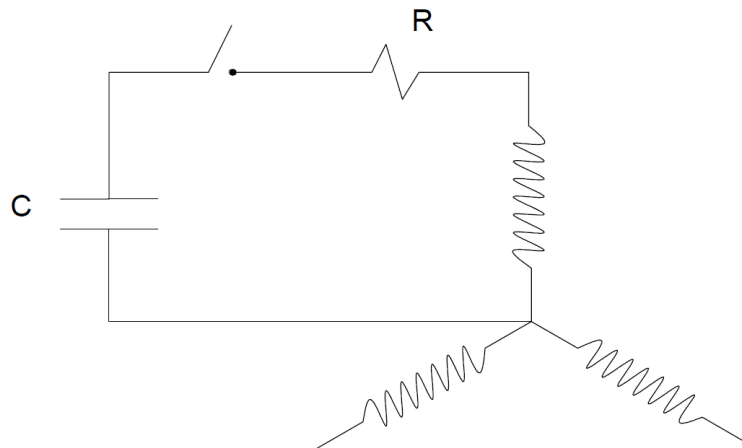


Figura 2.16: Representación del sistema a estudiar.

Para el desarrollo del modelo se asumirán las siguientes hipótesis [10]:

- Máquina de estator y rotor liso (se desprecia ranurado)
- Distribución sinusoidal de espiras estáticas y rotóricas
- Hierro lineal, no se considera saturación ni histéresis en el hierro
- No se consideran corrientes de Foucault
- Bobinados de rotor y estator idénticos entre sí
- Resistencias de estator y rotor constantes (se desprecia efecto de la temperatura y efecto pelicular)
- Máquina trifásica en estator y rotor

²siendo θ la posición del rotor medida respecto a la *fase a* del estator (se toma un referencial en la *fase a* del estator)

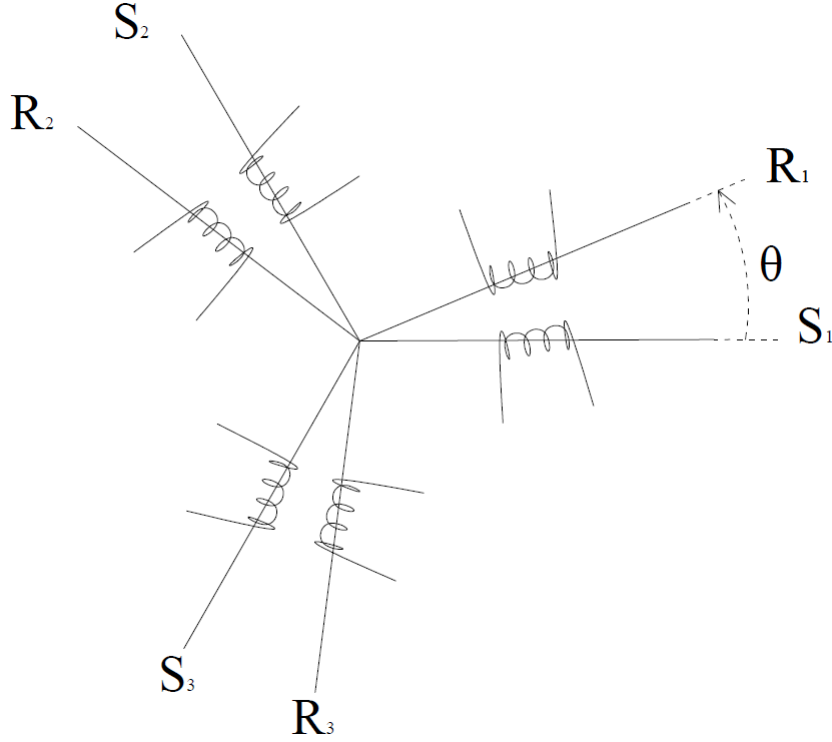


Figura 2.17: Referencial de los bobinados.

2.4.1. Desarrollo del modelo para un motor sano

Se definen en primera instancia los parámetros que se manejarán en el análisis. Sean,

$$\vec{\Psi}_s = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c]^T \quad (2.16)$$

$$\vec{\Psi}_r = [\Psi_A \ \Psi_B \ \Psi_C]^T \quad (2.17)$$

los vectores cuyos componentes representan los flujos enlazados en los bobinados del estator y rotor respectivamente (a,b y c referencian los bobinados).

Asimismo, se definen los vectores de corrientes en las fases del estator y rotor y el vector de tensiones sobre los respectivos bobinados del estator:

$$\vec{I}_s = [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad (2.18)$$

$$\vec{I}_r = [i_A \ i_B \ i_C]^T \quad (2.19)$$

$$\vec{V}_s = [v_a \ v_b \ v_c]^T \quad (2.20)$$

Luego, para un motor de inducción surge de plantear las mallas, ley de Faraday mediante:

$$\dot{\vec{\Psi}}_s + [R]_s \vec{I}_s = \vec{V}_s \quad (2.21)$$

$$\dot{\vec{\Psi}}_r + [R]_r \vec{I}_r = 0 \quad (2.22)$$

2.4. Modelado del motor de inducción en las condiciones del ensayo

Asimismo, asumiendo linealidad de los circuitos magnéticos, surge de aplicar Ley de Ampere una relación lineal entre los flujos enlazados en el rotor y estator respectivamente:

$$\vec{\Psi}_s = [L_{ss}]\vec{I}_s + [L_{sr}]\vec{I}_r \quad (2.23)$$

$$\vec{\Psi}_r = [L_{rs}]\vec{I}_s + [L_{rr}]\vec{I}_r \quad (2.24)$$

La cual se representa en forma matricial según:

$$\begin{bmatrix} \vec{\Psi}_s \\ \vec{\Psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{I}_s \\ \vec{I}_r \end{bmatrix}$$

Donde:

$[L_{ss}]$: Matriz de autoinductancias del estator

$[L_{sr}]$: Matriz de inductancias mutuas entre estator y rotor

$[L_{rs}]$: Matriz de inductancias mutuas entre rotor y estator

$[L_{rr}]$: Matriz de autoinductancias del rotor

$$[L_{ss}] = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & L_{ls} + L_{ms} \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

$$[L_{sr}] = L_{ms} \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T = L_{ms} \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

$$[L_{rr}] = \begin{pmatrix} L_{lr} + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & L_{lr} + L_{ms} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & L_{lr} + L_{ms} \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

$$[R]_s = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

$$[R]_r = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

2.4.2. Desarrollo del modelo para un motor con falla de aislación

En la *figura 2.18* se caracteriza la falla de aislación. Aquí se define la resistencia de falla R_f , correspondiente a la resistencia de cortocircuito entre las espiras dañadas y el porcentaje de espiras de una bobina (en este caso la bobina a) cuya aislamiento fue deteriorado. Para modelar el porcentaje de espiras cortocircuitadas se utiliza el parámetro $\mu[pu]$. [4]

Se define la corriente i_f , asociada a la falla e i_{a2} la corriente que circula por las espiras que presentan falla de aislamiento.

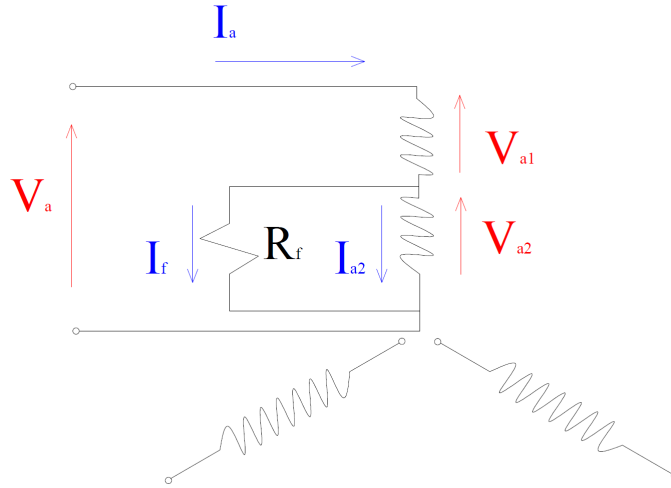


Figura 2.18: Representación del sistema a estudiar.

Planteando mallas y adaptando el modelo dinámico del motor desarrollado en la *sección 2.4.1*, se obtiene el sistema de ecuaciones diferenciales que modela al motor con falla de aislacion. El mismo excitado desde el bobinado dañado y con los restantes bobinados del estator en circuito abierto.

Se define el vector de flujos y corrientes, respectivamente:

$$\vec{\Psi} = [\Psi_{a1} \ \Psi_{a2} \ \Psi_A \ \Psi_B \ \Psi_C]^T \quad (2.31)$$

$$\vec{I} = [i_{a1} \ i_{a2} \ i_A \ i_B \ i_C]^T \quad (2.32)$$

En el estator:

$$V_a = V_{a1} + V_{a2} \quad (2.33)$$

2.4. Modelado del motor de inducción en las condiciones del ensayo

$$V_{a2} = R_f i_f \quad (2.34)$$

$$V_{a1} = R_s(1 - \mu)i_a + \dot{\Psi}_{a1} \quad (2.35)$$

$$V_{a2} = R_s \mu i_{a2} + \dot{\Psi}_{a2} \quad (2.36)$$

Por las bobinas b y c no circula corriente, por lo tanto:

$$I_b = I_c = 0 \quad (2.37)$$

En el rotor:

$$\dot{\vec{\Psi}}_r = -[R_r]\vec{I}_r \quad (2.38)$$

Por otro lado, se tiene la relación que vincula los flujos de las bobinas con las corrientes que circulan por ellas, definida en la *sección 2.4.1*:

$$\vec{\Psi} = \begin{pmatrix} L_{ss(2 \times 2)} & L_{sr(2 \times 3)} \\ L_{rs(3 \times 2)} & L_{rr(3 \times 3)} \end{pmatrix} \vec{I} = [L]\vec{I} \quad (2.39)$$

Luego se adaptan las matrices de inductancias a la situación estudia:

$$[L_{ss}] = L_{fs} \begin{pmatrix} 1 - \mu & 0 \\ 0 & \mu \end{pmatrix} + L_{ms} \begin{pmatrix} (1 - \mu)^2 & \mu(1 - \mu) \\ \mu(1 - \mu) & (\mu)^2 \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

$$[L_{sr}] = L_{ms} \begin{pmatrix} (1 - \mu)\cos(\theta_r) & (1 - \mu)\cos(\theta_r + 2\pi/3) & (1 - \mu)\cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \mu\cos(\theta_r) & \mu\cos(\theta_r - 2\pi/3) & \mu\cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (2.41)$$

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T = L_{ms} \begin{pmatrix} (1 - \mu)\cos(\theta_r) & \mu\cos(\theta_r) \\ (1 - \mu)\cos(\theta_r + 2\pi/3) & \mu\cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ (1 - \mu)\cos(\theta_r - 2\pi/3) & \mu\cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

Capítulo 2. Modelado del motor de inducción

$$[L_{rr}] = \begin{pmatrix} L_{lr} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{lr} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{lr} + L_{ms} \end{pmatrix} \quad (2.43)$$

Operando con las ecuaciones de (2.33) a (2.38), se logra expresar matricialmente las derivadas de los flujos del estator ($\dot{\Psi}_{a1}$ y $\dot{\Psi}_{a2}$) y rotor ($\dot{\Psi}_r$) en función de la corriente de estator (i_a y i_f) y de rotor (i_A, i_B y i_C). Se obtiene:

$$\dot{\vec{\Psi}} = [R]\vec{I}_{VE} + \vec{V} \quad (2.44)$$

Para lograr una expresión en variables de estado sencilla, se define $\vec{I}_{VE}$ como el vector de estados.

$$\vec{I}_{VE} = [i_a \ i_f \ i_A \ i_B \ i_C] \quad (2.45)$$

Donde:

$$\vec{V} = [V_a \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (2.46)$$

$$[R] = \left(\begin{array}{cc|ccc} -R_s(1-\mu) & -R_f & 0 & 0 & 0 \\ -R_s\mu & R_s\mu + R_f & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & -R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_r \end{array} \right) \quad (2.47)$$

Se elige una transformación lineal T , tal que $\vec{I}_{VE} = \{T\}\vec{I}$ con T invertible ($[T][T]^{-1} = Id$):

$$[T] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.48)$$

2.4. Modelado del motor de inducción en las condiciones del ensayo

Por tanto, se adapta la *ecuación 2.39*, obteniendo:

$$\vec{\Psi} = \underbrace{[L][T]^{-1}}_{[L^*]} \vec{I}_{VE} \quad (2.49)$$

$$\vec{\Psi} = [L^*] \vec{I}_{VE} \quad (2.50)$$

Luego, se deriva la expresión *2.50*:

$$\dot{\vec{\Psi}} = [\dot{L}^*] \vec{I}_{VE} + [L^*] \dot{\vec{I}}_{VE} \quad (2.51)$$

Como se asume $\theta = cte$:

$$\dot{\vec{\Psi}} = [L^*] \dot{\vec{I}}_{VE} \quad (2.52)$$

$$[L^*]^{-1} \dot{\vec{\Psi}} = \dot{\vec{I}}_{VE} \quad (2.53)$$

Premultiplicando la *ecuación 2.44* por $[L^*]^{-1}$, se tiene:

$$[L^*]^{-1} \dot{\vec{\Psi}} = [L^*]^{-1} [R] \vec{I}_{VE} + [L^*]^{-1} \vec{V} \quad (2.54)$$

Sustituyendo *(2.53)* en *(2.54)* queda:

$$\dot{\vec{I}}_{VE} = [L^*]^{-1} [R] \vec{I}_{VE} + [L^*]^{-1} \vec{V} \quad (2.55)$$

Finalmente se tiene un modelo lineal, invariante en el tiempo y de parámetros concentrados, representado por un sistema de ecuaciones diferenciales de la forma:

$$\dot{\vec{X}}^* = [A] \vec{X} + [B] \vec{U} \quad (2.56)$$

2.4.3. Modelo Teórico de la máquina asíncrona con falla de aislamiento.

El sistema de ecuaciones diferenciales que describe a la máquina de inducción en las condiciones del ensayo es el siguiente:

$$(S) = \begin{cases} \dot{\vec{I}}_{VE} = [L^*]^{-1}[R]\vec{I}_{VE} + [L^*]^{-1}\vec{V} \\ \vec{I}_{VE0} = [i_{a0} \ i_{f0} \ i_{A0} \ i_{B0} \ i_{C0}]^T \end{cases}$$

Para el caso bajo estudio se definen todas las condiciones iniciales nulas.

Capítulo 3

Modelo del ensayo de impulso

En la presente sección se desarrolla el modelo del ensayo de impulso, adaptando el sistema de ecuaciones diferenciales definido por la *ecuación 2.44* en la *sección 2.4.2*. Se agrega una nueva variable de estado correspondiente a la tensión en bornes del condensador.

3.1. Modelo Teórico del ensayo de impulso e implementación en script de Matlab

Se utilizan las matrices de inductancias y resistencias definidas en la *sección 2.4*.

Definición de variables de estado:

Para describir el modelo en variables de estado se utiliza la misma transformación T que en la sección precedente. Conceptualmente, la matriz T implementa la matriz de cambio de base del subespacio vectorial definido en coordenadas de fase $\vec{I}$, al vector de variables de estado $\vec{I}_{VE}$ ¹.

$$[T] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

¹Ver modelo de la *figura 2.18*: $i_f = i_a - i_{a2}$

Capítulo 3. Modelo del ensayo de impulso

Descripción del sistema:

$$\vec{I} = [i_a \ i_{a2} \ i_A \ i_B \ i_C]^T$$

$$\vec{I}_{VE} = [i_a \ i_f \ i_A \ i_B \ i_C]^T$$

$$\vec{\Psi} = [\Psi_{a1} \ \Psi_{a2} \ \Psi_A \ \Psi_B \ \Psi_C]^T$$

$$\vec{\Psi}_{VE} = [\Psi_{a1} \ \Psi_{a1} - \Psi_{a2} \ \Psi_A \ \Psi_B \ \Psi_C]^T$$

v_a : *voltaje del condensador*

Luego, el vector de flujos enlazados se escribe:

$$\vec{\Psi} = [L]\vec{I}$$

haciendo el cambio de base:

$$\underbrace{\vec{\Psi}_{VE}}_{[T]\vec{\Psi}} = \underbrace{[T][L][T]^{-1}}_{[L_{VE}]}\underbrace{\vec{I}_{VE}}_{[T]\vec{I}}$$

Considerando que la posición del rotor permanece fija y derivando con respecto al tiempo, se tiene:

$$\dot{\vec{\Psi}}_{VE} = [L_{VE}]\dot{\vec{I}}_{VE} \quad (3.1)$$

Planteando la *ecuación 2.44* y pre-multiplicando por $[T]$, se tiene:

$$\underbrace{\dot{\vec{\Psi}}_{VE}}_{[T]\frac{d\vec{\Psi}}{dt}} = \underbrace{[T][R]}_{[R]_{VE}}\vec{I}_{VE} + [T][1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T v_a \quad (3.2)$$

luego, usando la *ecuación 3.1* sigue:

$$\frac{d\vec{I}_{VE}}{dt} = [L_{VE}]^{-1}[R]_{VE}\vec{I}_{VE} + [L_{VE}]^{-1}[1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T v_a \quad (3.3)$$

Seguidamente, se plantea el vínculo entre el voltaje del condensador y el de la bobina a del estator:

3.1. Modelo Teórico del ensayo de impulso e implementación en script de Matlab

$$\frac{dv_a}{dt} = -\frac{1}{C}i_a \quad (3.4)$$

Se agrega la variable de estado v_a correspondiente a la tensión aplicada sobre el condensador. Por lo tanto, se reescribe el sistema de ecuaciones diferenciales. Para ello se identifican bloques matriciales que mantienen su estructura.

La ecuación 3.2 queda:

$$\frac{d\vec{I}_{VE}}{dt} = [M1] * \vec{I}_{VE} + [M2] * v_a \quad (3.5)$$

Con:

$$[M1] = [L_{VE}]^{-1} * [R] \quad (3.6)$$

$$[M2] = [L_{VE}]^{-1} * [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (3.7)$$

Sea el nuevo vector de estados $\vec{X}$

$$\vec{X} = \begin{pmatrix} v_a \\ \vec{I}_{VE} \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

Concatenando los bloques propuestos, se obtiene una nueva descripción del sistema en variables de estado. Esta vez para modelar el ensayo de impulso.

$$\dot{\vec{X}} = [A]\vec{X} \quad (3.9)$$

Siendo A:

$$[A] = \begin{pmatrix} 0 & M3 \\ M2 & M1 \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

$$[M3] = [-1/C \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (3.11)$$

Capítulo 3. Modelo del ensayo de impulso

3.1.1. Resultados teóricos de interés.

Se obtuvo un modelo del sistema que define la dinámica para la descarga de un condensador con un nivel de tensión inicial conocido. El sistema por su parte, implementa un modelo de la máquina asíncrona con falla de aislamiento, caracterizada por los parámetros R_f y μ .

$$(S) = \begin{cases} \dot{\vec{X}} = [A]\vec{X} \\ \vec{X}_0 = [E \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \end{cases} \quad (3.12)$$

donde el vector de estados $\vec{X}$ es:

$$\vec{X} = \begin{pmatrix} v_a \\ I_{VE} \end{pmatrix}$$

Utilizando la función ode45 de matlab se procedió a resolver el sistema de ecuaciones [3.12](#).

3.1. Modelo Teórico del ensayo de impulso e implementación en script de Matlab

3.1.2. Parámetros del modelo

A continuación, se detallan en el siguiente cuadro los parámetros de entrada e internos del modelo.

■ *Parámetros de entrada*

<i>Parámetros</i>	<i>Valores utilizados</i>	<i>Descripción</i>
$\theta[rad]$	$\frac{\pi}{2}$	Posición del rotor relativa al estator
$L_1[Hy]$	18.48×10^{-3}	Inductancia de fugas del estator
$L_2[Hy]$	18.48×10^{-3}	Inductancia de fugas del rotor
$M_{SR}[Hy]$	690×10^{-3}	Inductancia magnetizante de la MI
$\mu[\%]$	10	Porcentaje de espiras en cortocircuito
$R_1[\Omega]$	5.91	Resistencia de los bobinados del rotor
$R_2[\Omega]$	7.32	Resistencia de los bobinados del estator
$R_f[\Omega]$	300	Resistencia de falla
$C[F]$	1.9×10^{-6}	Condensador de descarga
$E[V]$	185	Voltaje inicial del condensador

Tabla 3.1: Parámetros de entrada

■ *Parámetros internos del modelo*

<i>Parámetros</i>	<i>Definición</i>	<i>Descripción</i>
$L_{ls}[Hy]$	$L_{ls} = L_1$	Inductancia modelo dinámico del estator
$L_{lr}[Hy]$	$L_{lr} = L_2$	Inductancia modelo dinámico del rotor
$L_{ms}[Hy]$	$L_{ms} = \frac{2}{3}M_{SR}$	Inductancia magnetizante del modelo dinámico

Tabla 3.2: Parámetros internos

Se utilizó $R_f = 300\Omega$ y $\mu = 10\%$ para modelar el motor sin falla de aislación.

Capítulo 3. Modelo del ensayo de impulso

3.1.3. Análisis de resultados obtenidos

Se pretende analizar cómo responde el modelo ante cambios en los parámetros que lo definen (Capacitor, Inductancia de fugas, Resistencia del bobinado, Impedancia magnetizante).

A continuación se presentan los resultados obtenidos.

Estudio del período

Se simuló una descarga variando porcentualmente y en forma individual, los valores del condensador, la inductancia de fugas L_1 , la resistencia R_1 y la impedancia magnetizante M_{SR} . En la siguiente tabla se presentan los períodos obtenidos para las variaciones porcentuales de los parámetros mencionados.

	-20 %	-15 %	-10 %	-5 %	BASE	+5 %	+10 %	+15 %	+20 %
C	1,36	1,39	1,44	1,48	1,51	1,55	1,59	1,63	1,66
L_1	1,42	1,44	1,46	1,49	1,51	1,54	1,56	1,58	1,60
R_1	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51
M_{SR}	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51

Tabla 3.3: Variación del Periodo $T[ms]$

En la [tabla 3.4](#) se observan las variaciones porcentuales respecto del caso base de cada parámetro.

	-20 %	-15 %	-10 %	-5 %	+5 %	+10 %	+15 %	+20 %
C	-9,9	-7,9	-4,6	-2,0	2,6	5,3	7,9	9,9
L_1	-6,0	-4,6	-3,3	-1,3	2,0	3,3	4,6	6,0
R_1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
M_{SR}	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0

Tabla 3.4: Variación porcentual del Periodo

Se observa una alta dependencia del período con el valor del capacitor. También se observa una dependencia con el valor de la inductancia de fugas, siendo ésta un poco menor. Tanto la dependencia con el capacitor como con la inductancia son directas; al aumentar dichos parámetros aumenta el período. Se aprecia que tanto la resistencia del bobinado como la inductancia magnetizante no afectan al valor del período.

A continuación se muestran los resultados obtenidos ante grandes variaciones de la inductancia magnetizante. Se pretende probar su baja influencia sobre el período de la oscilación mediante un planteo simplificado,² pero que representa un peor caso:

²En realidad al saturar, la inductancia magnetizante varía con la corriente. Aquí se

3.1. Modelo Teórico del ensayo de impulso e implementación en script de Matlab

M_{SR}	-90 %	-80 %	<i>BASE</i>
Período	1.4543	1,4856	1,5101

Tabla 3.5: Variación del Período con MSR

Se observa una variación porcentual del período de un -4 % y -2 % para los casos de M_{SR} -90 % y -80 % respectivamente. Con ésto se concluye que la saturación del núcleo parece no influir en los resultados del ensayo.

Estudio de la atenuación

A continuación se presenta un cuadro con la variación de la atenuación de la onda sinusoidal amortiguada bajo estudio con los parámetros del sistema. Al igual que en el caso anterior se estudian variaciones porcentuales e individuales de los parámetros de interés.

	-20 %	-15 %	-10 %	-5 %	<i>BASE</i>	+5 %	+10 %	+15 %	+20 %
C	192,46	191,80	191,23	190,73	190,28	189,87	189,52	189,16	188,86
L_1	215,31	208,46	202,02	195,97	190,28	184,93	179,91	175,15	170,64
R_1	166,23	172,27	178,27	184,26	190,28	196,29	202,29	208,29	214,29
M_{SR}	189,96	190,06	190,13	190,20	190,28	190,32	190,39	190,43	190,48

Tabla 3.6: Variación de la atenuación [s^{-1}]

En la [tabla 3.7](#) se observan las variaciones porcentuales respecto del caso base de cada parámetro.

	-20 %	-15 %	-10 %	-5 %	+5 %	+10 %	+15 %	+20 %
C	1,1	0,8	0,5	0,2	-0,2	-0,4	-0,6	-0,7
L_1	13,2	9,6	6,2	3,0	-2,8	-5,4	-8,0	-10,3
R_1	-12,6	-9,5	-6,3	-3,2	3,2	6,3	9,5	12,6
M_{SR}	-0,2	-0,1	-0,1	0,0	0,0	0,1	0,1	0,1

Tabla 3.7: Variación porcentual de la atenuación

En la [tabla 3.7](#) se observa una alta dependencia de la atenuación con el valor de la impedancia de fugas y la resistencia del bobinado. Siendo la dependencia con la resistencia directa, e inversa con la inductancia de fugas. Respecto del capacitor y la inductancia magnetizante se observa una baja dependencia.

simula una situación más restrictiva que es achicar fuertemente su valor a un valor fijo. Conformándose así un peor caso de estudio.

3.2. Modelo Simulink

La presente sección trata sobre la implementación en Simulink del modelo del motor y la utilización del mismo para simular distintos escenarios de interés. Se crea un bloque que representa al motor, a los efectos de poder someterlo a diferentes condiciones de operación sin tener que modificar el sistema de ecuaciones diferenciales para cada caso puntual (como ocurre en el manejo de scripts). La herramienta facilita la simulación del sistema para determinar la impedancia vista hacia el motor, al mismo tiempo que la descarga del condensador en sí misma, modelando incluso el cierre del interruptor. En las siguientes secciones se abordará el desarrollo de la implementación del bloque así como la utilización del mismo para realizar los estudios pertinentes para entender el sistema.

3.2.1. Construcción del bloque motor.

En primera instancia, vale aclarar que si bien Simulink ya dispone de un bloque que modela a la máquina asíncrona, éste es inapropiado para el estudio que se pretende abordar, pues está diseñado para sistemas trifásicos y por lo tanto necesita una entrada trifásica de tensiones. En el caso de estudio, se trabaja con una máquina de inducción trifásica pero excitada solamente por una de las bobinas del estator, lo cual implica una incompatibilidad con el bloque mencionado ya que no permite acceso a las bobinas individualmente. Surge entonces la necesidad de crear un bloque que modele a la máquina; se dedica ésta sección a explicar cómo se llevó a cabo éste objetivo.

Definición del sistema

El sistema de ecuaciones diferenciales que define a la máquina de inducción con falla de aislamiento entre espiras del estator, fue desarrollado en la sección de modelado del sistema (*sección 2.4.3*). Se dedujeron las ecuaciones diferenciales de la máquina asíncrona a partir de un planteo en coordenadas de fase, y con un posterior cambio de base se logró una representación en variables de estados, obteniéndose el siguiente sistema de ecuaciones diferenciales:

$$\dot{\vec{I}}_{VE} = [L^*]^{-1}[R]\vec{I}_{VE} + [L^*]^{-1}\vec{V} \quad (3.13)$$

Se utilizan las matrices de inductancias y resistencias definidas en la *sección 2.4*.

Como se observa, el sistema de ecuaciones diferenciales tiene una dimensión considerable (5 variables de estado). En consecuencia, desde el punto de vista de la implementación, resulta más práctica la definición de éste sistema en un script, que la realización de un diagrama de bloques directamente en Simulink. Por lo tanto,

3.2. Modelo Simulink

se utiliza el bloque S-FUNCTION para la definición mediante script del modelo. Se tiene que la entrada del sistema referido, es la tensión a la que se excita el bobinado del estator ensayado y la salida es la corriente por dicho bobinado (i_a), la corriente de falla (i_f), y las corrientes de rotor. Se desprecia la resistencia de los cables que conectan el motor al condensador por ser éstos de resistencia despreciable frente al motor (y en caso de querer incluirse, se sumarían con R_s).

Luego de disponer de un bloque que modela el comportamiento del motor, se tiene que poder conectar con otros bloques disponibles en Simulink, como ser un interruptor, un condensador, una fuente, etc. A estos efectos, dado que Simulink implementa los bloques mencionados en un entorno Simscape (que maneja variables físicas), es necesario generar una interfaz que permita el conexionado del bloque construido (que maneja señales) con los bloques de Simscape. Se utilizó un voltímetro para convertir el voltaje de entrada en una señal para el bloque del modelo (MotorEFAMI). Para el caso de la corriente de entrada, se utilizó una fuente de corriente controlada por la corriente de salida i_a del bloque modeloEFAMI. Dicha fuente, además de imponer la corriente de entrada, cumple la función de convertir la señal i_a en variable física.

La siguiente figura presenta el esquemático del circuito descrito:

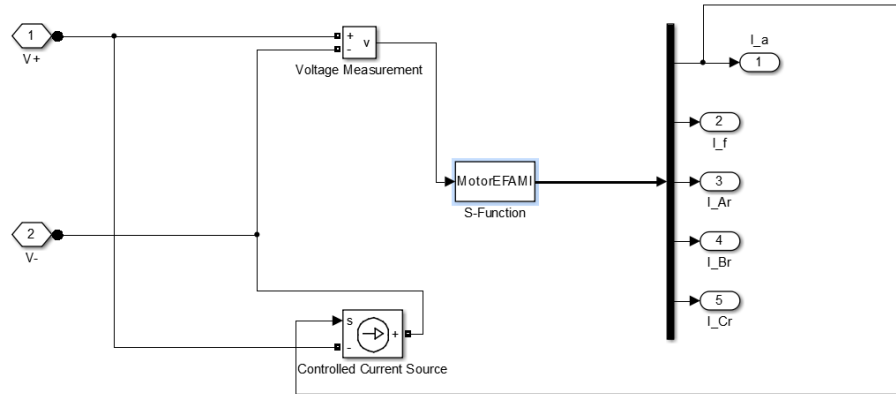


Figura 3.1: *Bloque del motor en Simulink.*

3.2.2. Determinación de la impedancia vista hacia el motor.

Para determinar la impedancia vista se conecta el motor a una fuente de tensión sinusoidal con frecuencia y tensión conocidas. La conexión se realiza según la *figura 3.2*.

El objetivo de éste ensayo es relevar la sensibilidad de las características del período y constante de tiempo del sistema en función de los parámetros de la máquina. Si bien aquí se plantea el esquemático del circuito, las simulaciones se realizan en la *sección 6.4*.

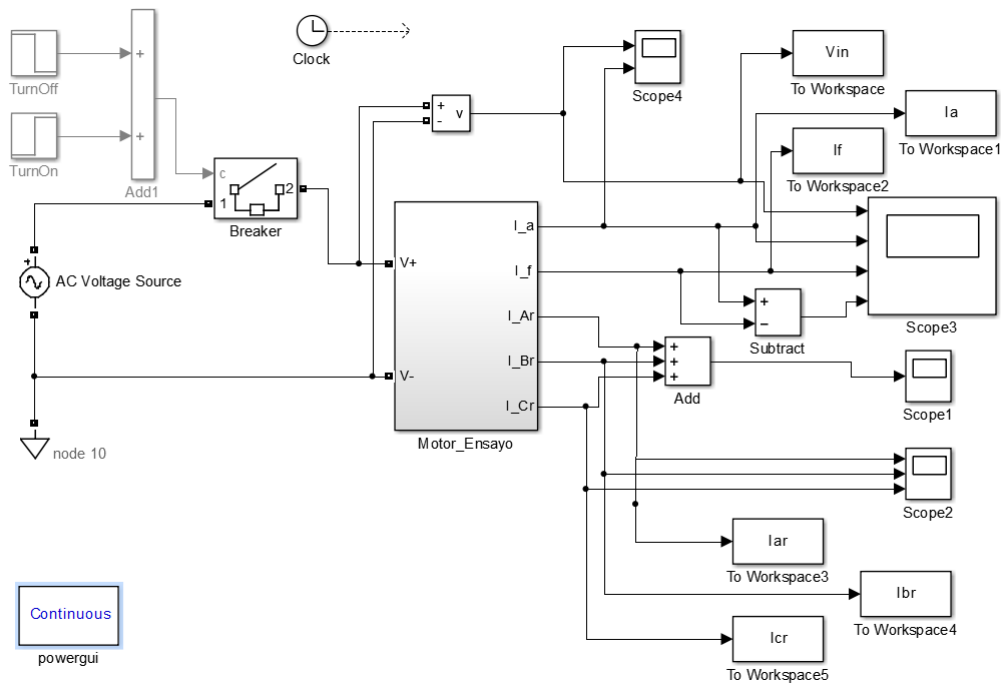


Figura 3.2: Esquema Simulink del cálculo de la impedancia vista.

Luego se corre un script que levanta los datos del Workspace y calcula la impedancia vista según:

$$\bar{Z}_v = \left\| \frac{\bar{V}}{\bar{I}} \right\| \angle \varphi \quad (3.14)$$

3.2.3. Construcción del ensayo a partir del bloque motor.

Finalmente se presenta en la *figura 3.3* el circuito que se utiliza para las simulaciones del ensayo de impulso. En la sección de simulaciones se detallan los resultados obtenidos al simular distintos escenarios de la topología presentada.

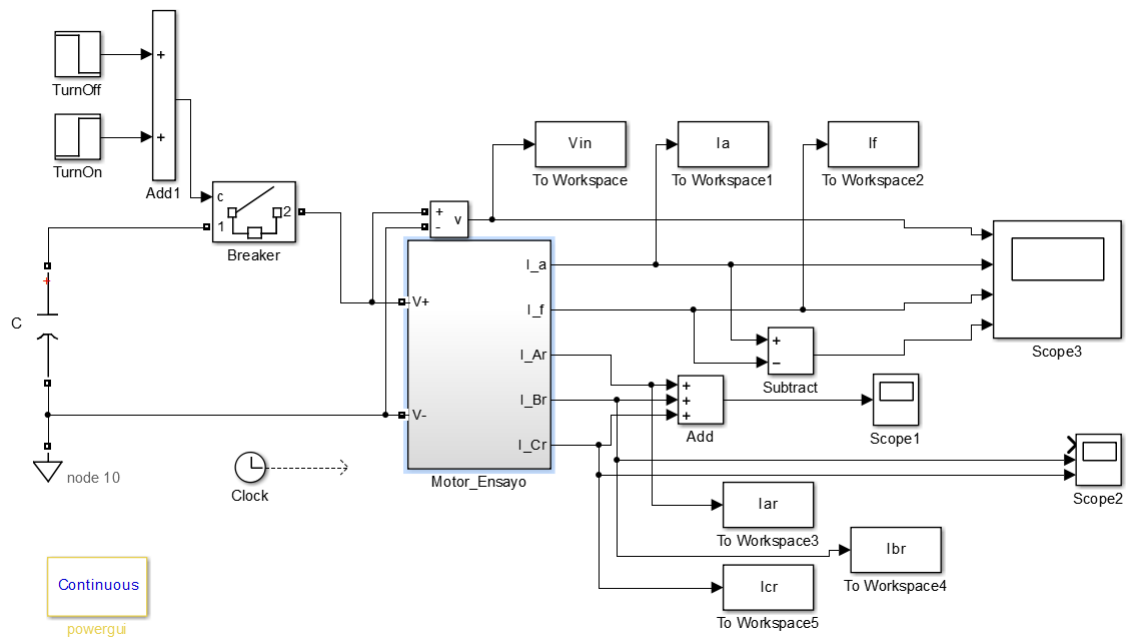


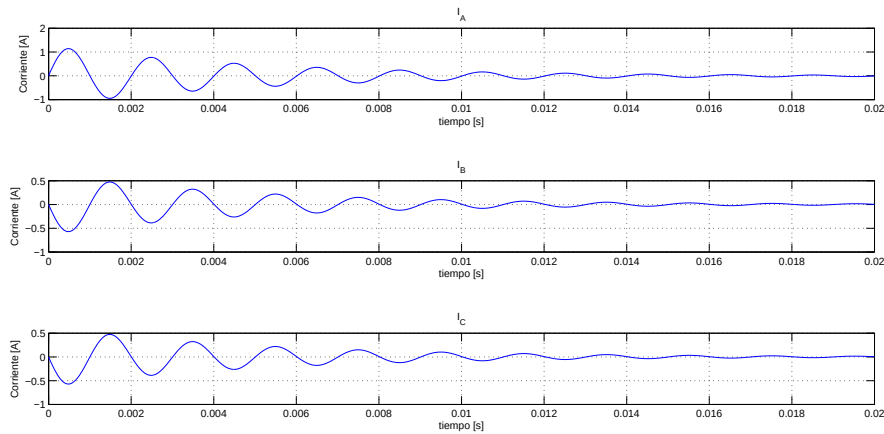
Figura 3.3: Esquema Simulink del ensayo de impulso.

3.3. Validación del modelo propuesto

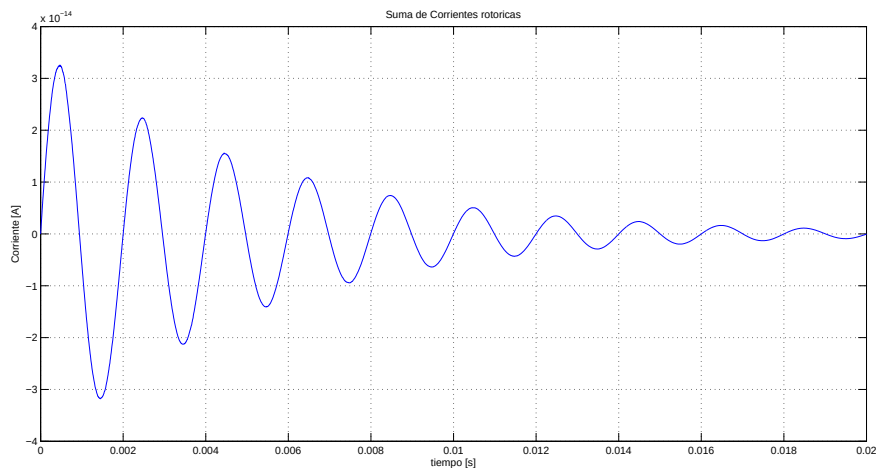
A continuación se detallan algunas pruebas básicas realizadas al modelo desarrollado, mediante las cuales se pretende validarlo.

1. *Suma de corrientes rotóricas:*

Dado que el modelo representa una máquina de inducción con rotor bobinado, la suma de sus corrientes debe ser cero para cada instante t , en cualquier condición de voltaje de entrada y ángulo de rotación. En la *figura 3.4* se muestran graficadas i_A , i_B e i_C y su suma, para una descarga cualquiera del capacitor.



(a) Corrientes rotóricas en función del tiempo



(b) Suma de corrientes rotóricas en función del tiempo

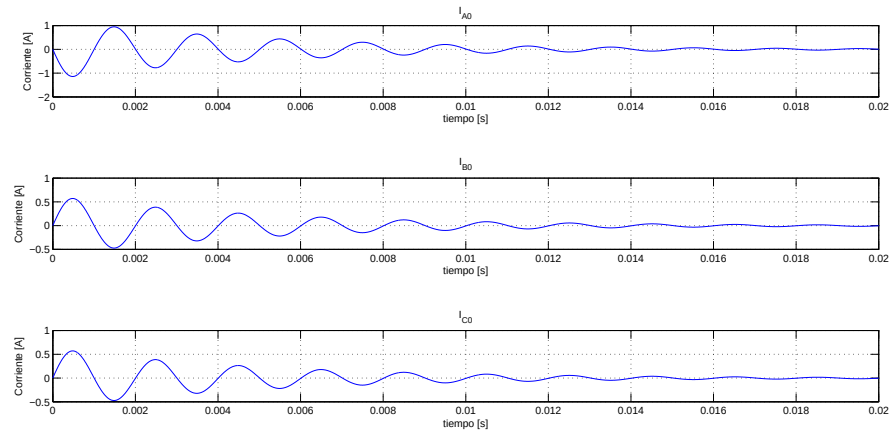
Figura 3.4: Corrientes en el rotor

3.3. Validación del modelo propuesto

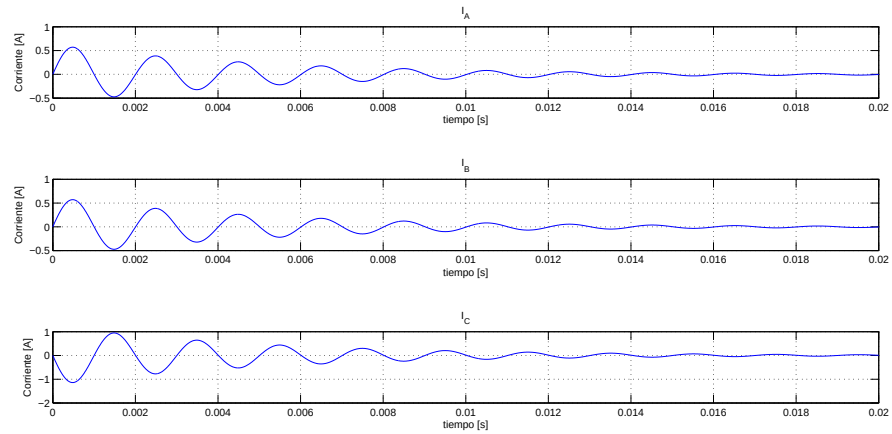
La suma de las corrientes tiene un valor máximo de $3.2 \times 10^{-14} A$ debido a errores propios de la discretización implementada por el procedimiento de cálculo que utiliza matlab (*ode45.m* fue la herramienta utilizada para resolver ecuaciones dinámicas).

2. Simetría de corrientes respecto al ángulo θ :

Dadas las corrientes i_{A0} , i_{B0} , i_{C0} para un θ_0 y voltaje de entrada dados, por simetría, si se considera $\theta = \theta_0 + 120^\circ$, por las fases A , B , C deben circular i_{B0} , i_{C0} , i_{A0} respectivamente. En la *figura 3.5* se comprueba para una descarga cualquiera del capacitor.



(a) Corrientes rotóricas en función del tiempo



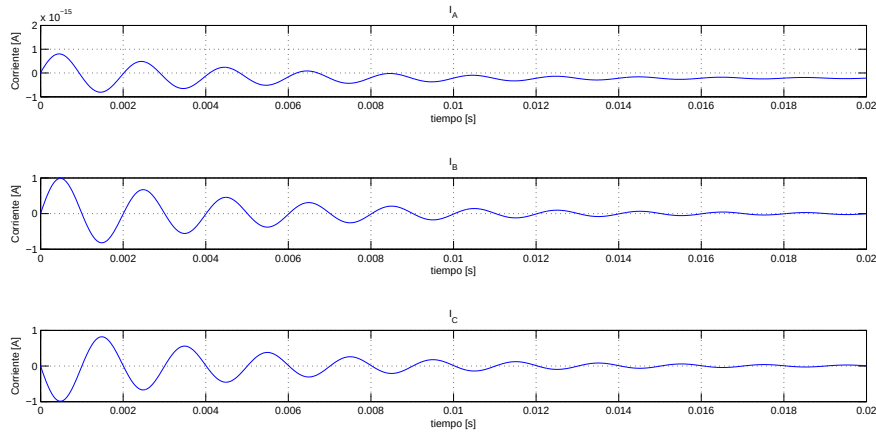
(b) Corrientes rotóricas en función del tiempo

Figura 3.5: Corrientes en el rotor para $\theta = \theta_0$ y $\theta = \theta_0 + 120^\circ$

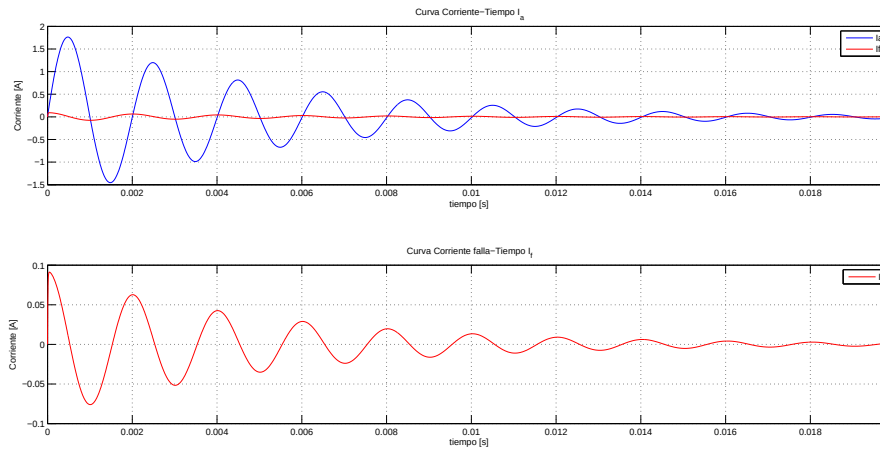
Capítulo 3. Modelo del ensayo de impulso

3. *Ángulo particular entre estator y rotor:*

Si $\theta = 90^\circ$, por la fase a del rotor $i_A = 0$. También se verifica que $i_B = -i_C$ de acuerdo a la prueba 1. En el gráfica de la *figura 3.6* se muestran las corrientes rotóricas y estatóricas (i_a e i_f) para dicho caso, considerando una descarga cualquiera del capacitor.



(a) Corrientes rotóricas



(b) Corrientes estatóricas

Figura 3.6: Corrientes en el rotor y estator para $\theta = 90^\circ$

3.3. Validación del modelo propuesto

4. Atenuación según R_s :

Para ésta prueba se colocó un condensador a la entrada del sistema y se dejó que el mismo oscilara. Se fue incrementando el valor de R_s (Resistencia del estator) y calculando la atenuación de la tensión en bornes del condensador. Se comprobó que la atenuación crece a medida que aumenta R_s , por lo que verifica el test según lo esperado. La curva obtenida para el caso es representada en la *figura 3.7*.

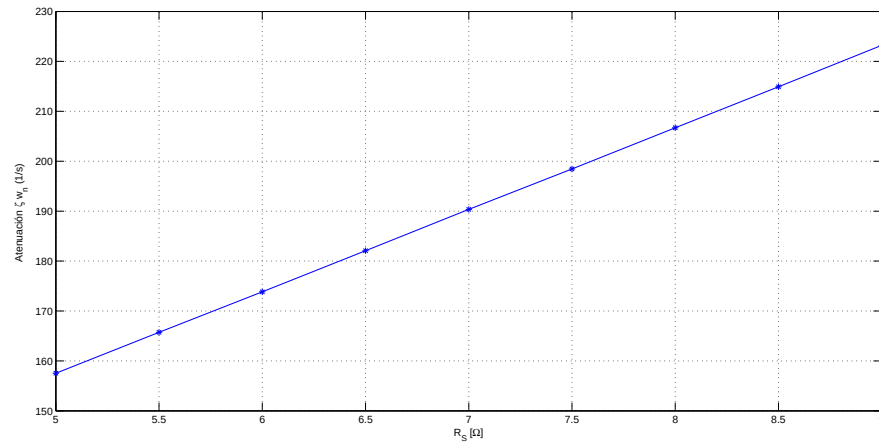


Figura 3.7: Atenuación según R_s

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 4

Ensayos y definición de parámetros del modelo

El presente capítulo está dedicado al cálculo de los parámetros del modelo dinámico desarrollado en el *capítulo 3*. Para esto, primero se realizan los ensayos de la máquina y se obtienen los parámetros del modelo en régimen permanente. Luego se asocian dichos parámetros a los del modelo dinámico. Finalmente, se ensaya el condensador utilizado en el ensayo para completar la descripción del sistema.

4.1. Ensayos de la máquina asíncrona

En este trabajo se utilizó un motor traifásico de la marca WEG, con un rotor en jaula de ardilla. A continuación se detallan los datos de chapa del motor.

	Δ	Y
V	220	380
A	3.6	2.0
HP	1	
RPM	2910	
Hz	50	

Tabla 4.1: Datos de chapa del Motor

Capítulo 4. Ensayos y definición de parámetros del modelo

4.1.1. Sobre el cálculo de los parámetros

Se pretende ajustar el modelo dinámico de la MI a la situación estudiada. Para ello se utiliza la relación del modelo dinámico en régimen con el propio modelo de régimen permanente sinusoidal equilibrado. A través de dicha asociación de parámetros se establecen los parámetros objetivo del modelo bajo estudio. En la *figura 4.1* se presenta el modelo de régimen sinusoidal equilibrado, obtenido a partir de llevar el modelo dinámico a situación de régimen. [10]

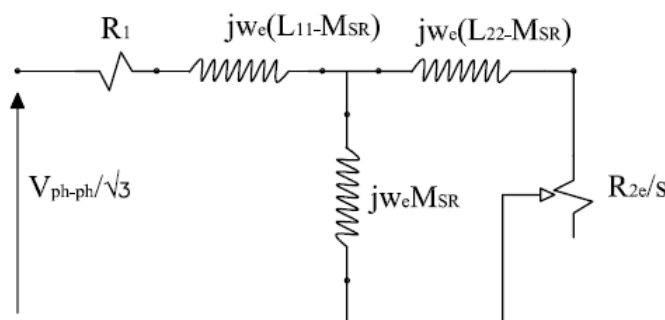


Figura 4.1: Representación del modelo dinámico de MI en régimen.

A continuación se presenta la relación entre los parámetros de los modelos en régimen permanente y dinámico (en coordenadas de fase)

- $R_1 = R_s$: Resistencia estatórica
- $R_{2e} = R_r$: Resistencia rotórica referida al estator
- $L_{11} - M_{SR} = L_1 = L_{ls}$: Inductancia de fugas estatórica
- $L_{22} - M_{SR} = L_2 = L_{lr}$: Inductancia de fugas rotórica referida al estator
- $M_{SR} = \frac{3}{2}L_{ms}$: Inductancia de magnetización referida al estator

4.1. Ensayos de la máquina asíncrona

4.1.2. Ensayos

Se realizaron los ensayos sobre el motor para obtener un modelo estrella equivalente. Físicamente se encuentran disponibles los seis bornes de las bobinas del estator. Para realizar los siguientes ensayos, éstas se conectaron en la configuración triángulo que corresponde con una tensión nominal de 220V.

A continuación se muestra el modelo en régimen del motor que se desea obtener:

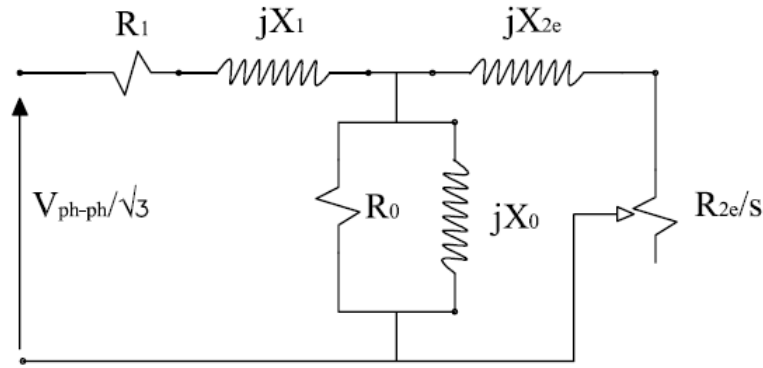


Figura 4.2: Modelo de MI en régimen sinusoidal equilibrado.

4.1.3. Medida de resistencia de estator

Para medir la resistencia del estator (R_1) se utilizó el método Volt-amperimétrico. Para tener una medida más precisa, la medición se realizó directamente sobre una de las bobinas del estator. Se obtuvieron los siguientes valores:

- $V = 15V$
- $I = 2.05A$

Con éstos valores se calculó la resistencia de una bobina del estator que corresponde con el valor de R_1 si el motor estuviera conectado en triángulo, obteniendo:

$$R_{1\Delta} = \frac{15}{2.05} = 7,32\Omega \quad (4.1)$$

Se pretende obtener el modelo estrella equivalente del motor conectado en triángulo, por lo que aplicando la transfiguración estrella-triángulo a la resistencia calculada, se obtiene la resistencia del estator equivalente en estrella:

$$R_{1Y} = \frac{7.32}{3} = 2.44\Omega \quad (4.2)$$

Capítulo 4. Ensayos y definición de parámetros del modelo

4.1.4. Ensayo de Rotor Bloqueado

En las condiciones del ensayo de rotor bloqueado se obtiene el siguiente modelo aproximado del motor:

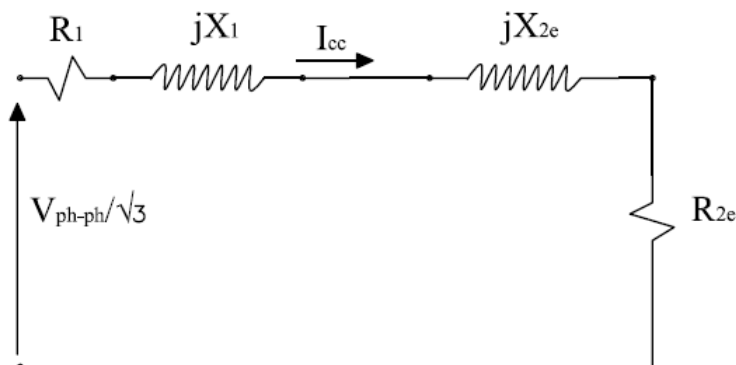


Figura 4.3: *Modelo de MI.*

Se realizan las medidas de voltaje, corriente y potencia. Se obtiene:

	$V_P[V]$	$I_P[A]$
Fase 1	36,0	3.60
Fase 2	36,0	3.40
Fase 3	35,7	3.60
Promedio	35.9	3.53

Tabla 4.2: Tabla de resultados obtenidos

- *Potencia activa* = 165W

Con éstos valores se procede a calcular los parámetros del modelo:

$$\|Z_{CC}\| = \frac{V_P/\sqrt{3}}{I_P} = \frac{35.9/\sqrt{3}}{3.53} = 5.87\Omega \quad (4.3)$$

$$S = \sqrt{3} \cdot V_P \cdot I_P = \sqrt{3} \cdot 35.9 \cdot 3.53 = 219.5VA \quad (4.4)$$

$$\frac{P}{S} = \cos \phi = \frac{165}{219.5} = 0.7517 \quad (4.5)$$

$$Z_{CC} = \|Z_{CC}\| \angle \arccos(\phi) = R_{CC} + jX_{CC} = 4.41 + 3.87j \quad (4.6)$$

$$X_{CC} = 2\pi 50 L_{CC} \rightarrow L_{CC} = 12.31mHy \quad (4.7)$$

4.1. Ensayos de la máquina asíncrona

$$L_{CC} = L_1 + L_{2e} \rightarrow L_1 \stackrel{asumo}{=} L_{2e} = \frac{L_{CC}}{2} = 6.16mHy \quad (4.8)$$

$$R_{CC} = R_1 + R_{2e} \rightarrow R_{2e} = R_{CC} - R_1 = 1.91\Omega \quad (4.9)$$

4.1.5. Ensayo de Vacío

En las condiciones del ensayo vacío se obtiene el siguiente modelo aproximado del motor:

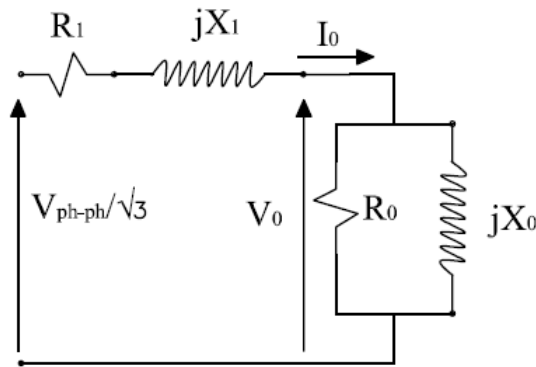


Figura 4.4: Modelo de MI.

Para calcular los parametros del motor, se procedió a diferenciar la potencia consumida en vacío en tres partes:

$$P_0 = P_{FE} + P_M + P_{CU} \quad (4.10)$$

- P_{FE} : Potencia disipada en el hierro del motor.
- P_{CU} : Potencia Joule disipada por las resistencias de las bobinas del estator.
- P_M : Potencia disipada en los rodamientos del motor y pérdidas por ventilación.

El objetivo de ésta diferenciación es poder calcular con menos error la impedancia de vacío del motor. Para esto se requiere separar las pérdidas en el hierro del motor de las demás. Se realizó el siguiente procedimiento.

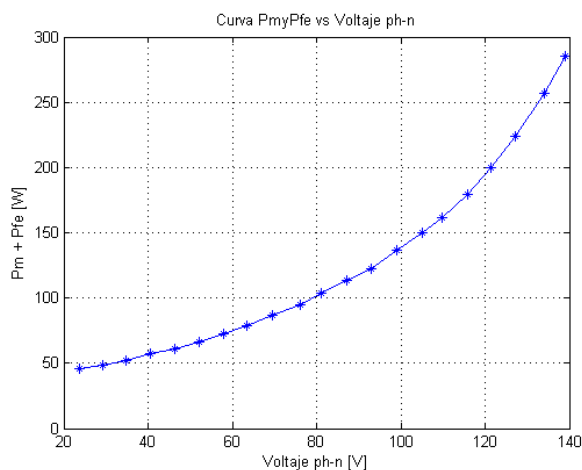
Procedimiento

Se realizaron medidas de corriente, potencia y velocidad variando el voltaje de alimentación desde un 40 % hasta un 109 % del valor nominal. Con el valor de resistencia del estator (4.2) se calcularon las perdidas Joule a partir de:

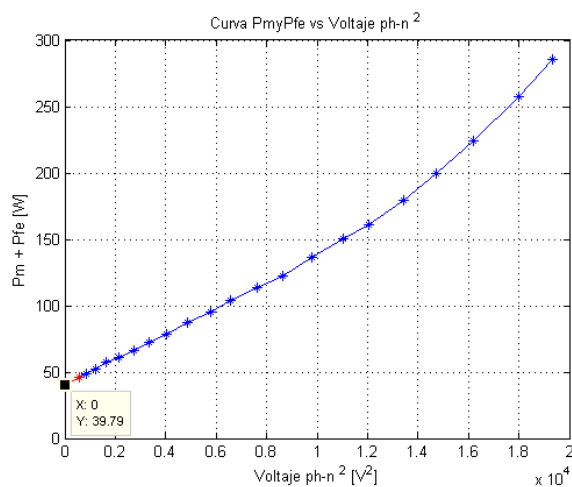
Capítulo 4. Ensayos y definición de parámetros del modelo

$$P_{CU} = 3 * R_{1Y} * I_0^2 \quad (4.11)$$

A continuación se presenta una gráfica de $P_M + P_{FE} = P_0 - P_{CU}$ en función del voltaje fase-neutro de alimentación.



(a) Curva de pérdidas.



(b) Curva de pérdidas con extrapolado.

Figura 4.5: Curva de pérdidas.

Se desea hallar el corte imaginario del gráfico de la *figura 4.5(a)* con la recta $V = 0$. Se observa una dependencia cuadrática de los valores de potencia en función del voltaje, como es de esperarse. En la *figura 4.5(b)* se gráfica la potencia en función del cuadrado del voltaje, logrando así linealizar la curva, para valores bajos de tensión. Realizando una extrapolación en la *figura 4.5(a)* de la curva al corte con la recta $V = 0$ se obtiene una aproximación de la potencia disipada en los rodamientos. Así se tiene que:

4.1. Ensayos de la máquina asíncrona

$$P_M = 39.79W \quad (4.12)$$

Con el valor de P_M se puede calcular el valor de P_{FE} para cada voltaje. Se obtienen los siguientes resultados. En donde:

- $V_{ph-ph}[V]$ *Corresponde con el voltaje fase-fase de alimentación al motor*
- $V_{ph-n}[V]$ *Corresponde con el voltaje fase-neutro de alimentación al motor*
- $V_0[V]$ *Corresponde con la tensión de la rama de vacío del modelo.*

y utilizando la ecuación:

$$V_0 = V_{ph-n} - (R_{1Y} + j\omega L_1) \cdot I_0 \quad (4.13)$$

$V_{ph-ph}[V]$	$V_{ph-n}[V]$	$V_0[V]$	$I_0[A]$	$P_0[W]$	$P_{CU}[W]$	$P_M[W]$	$P_{FE}[W]$
40.9	23.6	21.7	0.80	50	4.7	39.79	5.5
50.5	29.2	27.5	0.70	52	3.6	39.79	8.6
60.2	34.8	33.2	0.66	55	3.2	39.79	12.0
70.1	40.5	38.9	0.65	60	3.1	39.79	17.1
80.3	46.4	44.8	0.66	64	3.2	39.79	21.0
90.3	52.1	50.5	0.69	70	3.5	39.79	26.7
100.1	57.8	56.0	0.72	76	3.8	39.79	32.4
109.8	63.4	61.5	0.76	83	4.3	39.79	38.9
120.2	69.4	67.4	0.82	92	4.9	39.79	47.3
131.3	75.8	73.7	0.88	101	5.7	39.79	55.5
139.2	80.4	78.1	0.93	111	6.3	39.79	64.9
150.1	86.6	84.2	1.00	122	7.3	39.79	74.9
159.6	92.1	89.6	1.07	132	8.3	39.79	83.9
170.2	98.3	95.5	1.15	147	9.6	39.79	97.6
181.0	104.5	101.5	1.26	163	11.7	39.79	111.5
188.8	109.0	105.7	1.35	176	13.3	39.79	122.9
199.3	115.1	115.5	1.49	197	16.2	39.79	141.0
208.9	120.6	116.6	1.64	221	19.6	39.79	161.6
219.2	126.6	122.2	1.81	250	24.1	39.79	186.1
231.0	133.4	128.5	2.03	290	30.3	39.79	219.9
239.4	138.2	132.9	2.21	325	35.9	39.79	249.4

Tabla 4.3: Tabla de resultados obtenidos

Finalmente para el caso nominal se obtiene:

$V_{ph-ph}[V]$	$V_{ph-n}[V]$	$V_0[V]$	$I_0[A]$	$P_0[W]$	$P_{CU}[W]$	$P_M[W]$	$P_{FE}[W]$
219.2	126.6	122.2	1.81	250.0	24.1	39.79	186.1

Tabla 4.4: Tabla de resultados obtenidos a tensión nominal.

Capítulo 4. Ensayos y definición de parámetros del modelo

Con estos valores se procede a calcular los parámetros del modelo:

$$S = 3.V_0.I_0 = 3 * 122.2 * 1.81 = 664.7VA \quad (4.14)$$

$$P_{FE} = P_0 - P_M - P_{CU} \quad (4.15)$$

$$Q = \sqrt{S^2 - P_{FE}^2} = \sqrt{664.7^2 - 186.1^2} = 638.1Var; \quad (4.16)$$

$$R_0 = 3 \frac{V_0^2}{P_{FE}} = 3 \frac{122.2^2}{186.1} = 241\Omega \quad (4.17)$$

$$X_0 = 3 \frac{V_0^2}{Q} = 3 \frac{120.9^2}{630.9} = 70.2\Omega \quad (4.18)$$

$$X_0 = 69.5\Omega = 2\pi 50 L_0 \rightarrow L_0 = 224mHy \quad (4.19)$$

4.1.6. Resumen de parámetros

A continuación se muestran los parámetros del modelo en régimen del motor en estrella equivalente, obtenidos a partir de los ensayos precedentes.

R_{1Y}	2.44Ω
L_1	$6.16mHy$
L_0	$224mHy$
R_{2e}	1.91Ω
L_{2e}	$6.16mHy$

Tabla 4.5: Parámetros del modelo Régimen en estrella

Para realizar el ensayo de descarga del capacitor se utiliza una sólo bobina del estator, la bobina objetivo del test. Para ésto es necesario realizar una transfiguración estrella-triángulo. A continuación se presentan los parámetros del modelo régimen en triángulo:

$R_{1\Delta}$	7.32Ω
L_1	$18.48mHy$
L_0	$670mHy$
R_{2e}	5.73Ω
L_{2e}	$18.48mHy$

Tabla 4.6: Parametros modelo Régimen en triángulo

Utilizando las relaciones de 4.1.1 se obtienen los parámetros del modelo dinámico.

4.1. Ensayos de la máquina asíncrona

R_s	7.32Ω
L_{ls}	$18.48mHy$
L_{ms}	$447mHy$
R_r	5.73Ω
L_{lr}	$18.48mHy$

Tabla 4.7: Parámetros modelo dinámico

4.1.7. Curva de Vacío del Motor

Con los datos relevados se procedió a graficar la curva de vacío del motor. Como se muestra en la figura 4.6, durante el ensayo del motor la velocidad se redujo demasiado causando que el modelo por el cual se aproximó el motor para este ensayo no sea valido. Debido a ésto se tuvieron que descartar los datos para los cuales la velocidad no fue la adecuada.

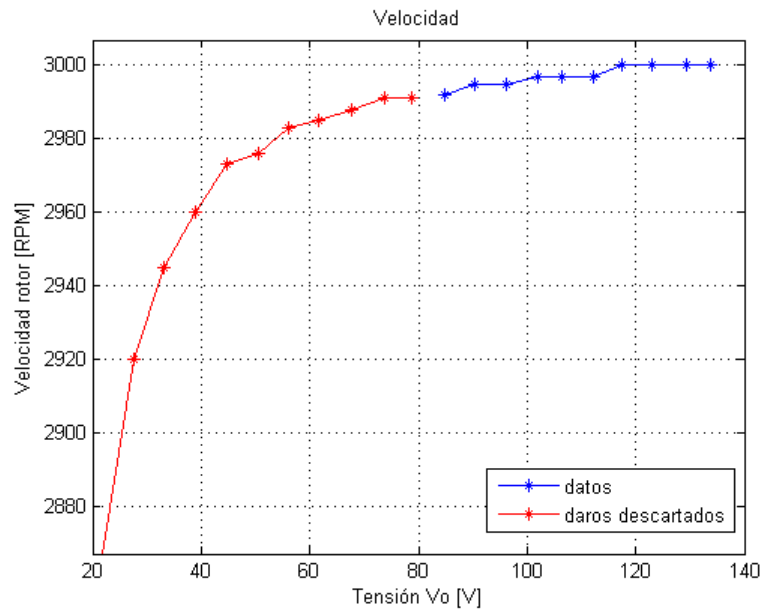


Figura 4.6: Velocidad - ensayo Vacío.

En la figura 4.7 se observan dos tendencias en la curva de vacío, comenzado en lo que suponemos es un funcionamiento lineal y alrededor de los 100V pasando a un comportamiento saturado. Se resalta que para el funcionamiento nominal el motor se encuentra trabajando en la zona de saturación.

Capítulo 4. Ensayos y definición de parámetros del modelo

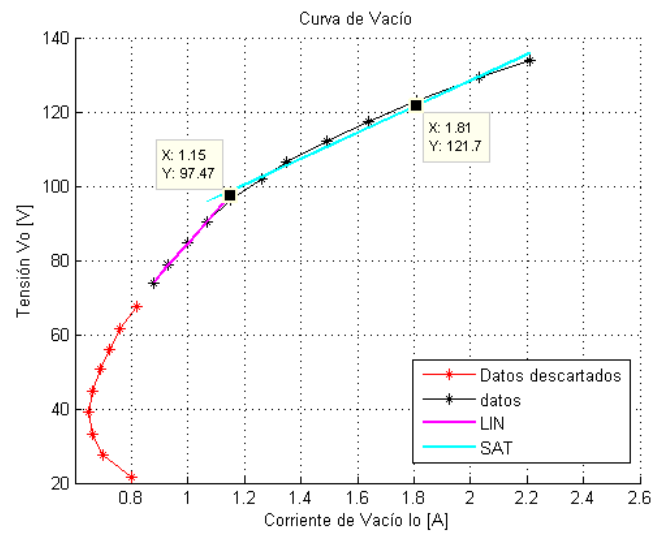


Figura 4.7: Curva de Vacío.

En las figuras 4.8 y figura 4.9 se observa la variación de la inductancia magnetizante con la corriente de vacío y con la tensión de la rama de vacío respectivamente.

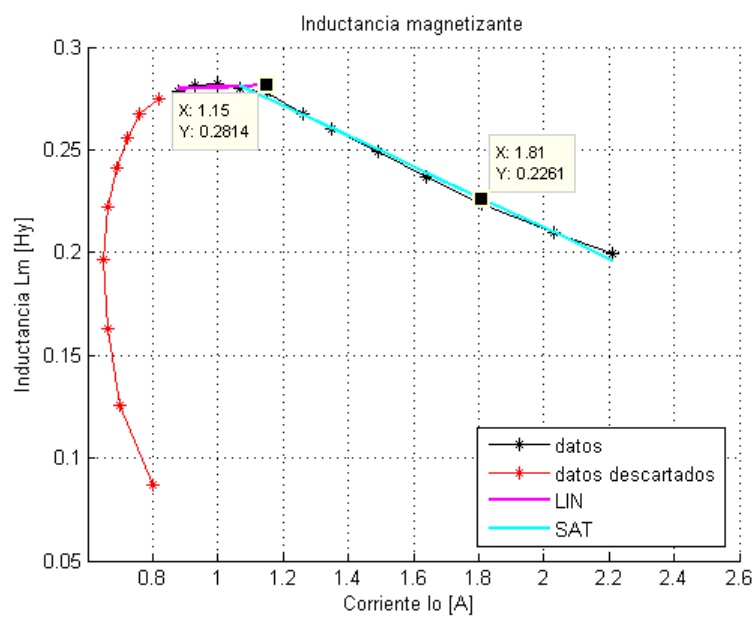


Figura 4.8: Inductancia magnetizante en función de I_o

4.1. Ensayos de la máquina asíncrona

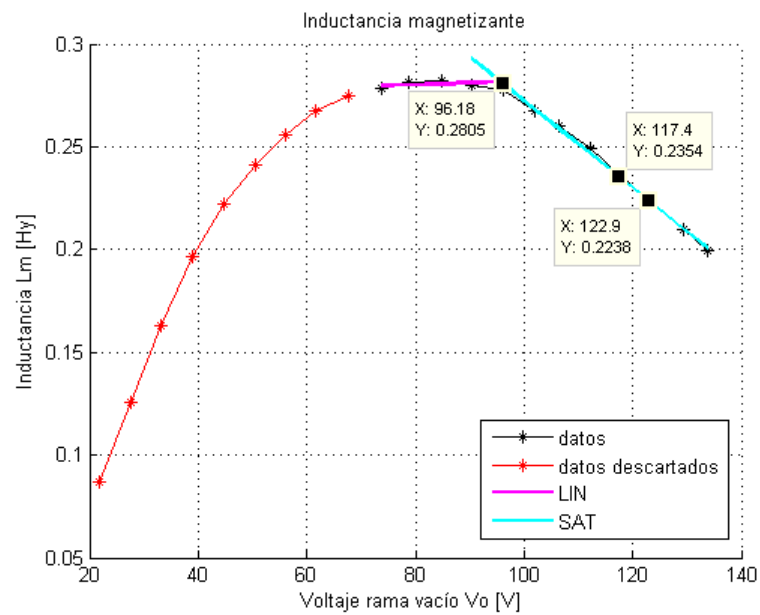


Figura 4.9: Inductancia magnetizante en función de V_0

Al igual que las figuras anteriores se resalta las zonas de funcionamiento lineal y saturado del núcleo.

Se observa que si se pretende trabajar con el motor en la zona lineal la tensión en la rama de vacío debe de ser menor que 96V aproximadamente.

4.2. Ensayos Condensador

En ésta sección se presentan los ensayos realizados sobre los condensadores que se utilizarán en el ensayo de descarga. Se pretende hallar y verificar el correcto valor de la capacitancia, para definir dicho valor en el modelo. Se utilizan 3 condensadores de $9\mu F$ conectados en serie, obteniendo teóricamente una capacitancia de $3\mu F$. Este ensayo junto con los ensayos de la máquina, permite completar la asignación de parámetros al modelo desarrollado para el ensayo de impulso.

4.2.1. Procedimiento

El circuito para realizar las medidas se muestra en la *figura 4.10*. Este consiste en:

- *Generador de frecuencia variable*
- *Resistor de 71.2Ω*
- *3 Condensadores de $9\mu F$ conectados en serie*
- *Osciloscopio*

Se quiere medir a través de un osciloscopio el voltaje y corriente en los condensadores para poder calcular la capacitancia. El voltaje en los condensadores V_c se mediará directamente en el *CH2*, mientras que la corriente I_R se calculará como el voltaje en el resistor V_R (*CH1 – CH2*) dividido el valor del resistor. Para restar las señales de los canales, se utilizó el osciloscopio en la función de ADD e INV del *CH2*.

4.2.2. Ensayos

Para realizar el ensayo se realizó el conexionado mostrado en la *figura 4.10*.

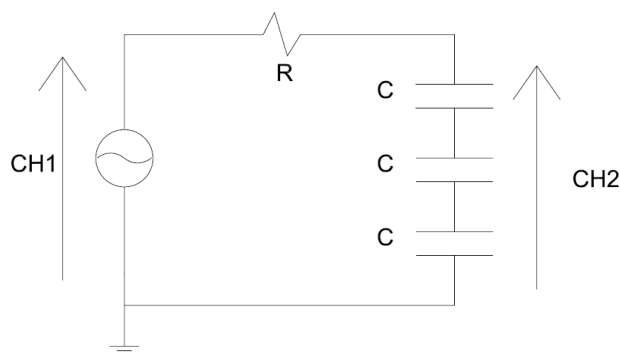


Figura 4.10: Esquemático - medida de la capacidad.

4.2. Ensayos Condensador

A partir de las medidas obtenidas, se calcula la capacitancia de los condensadores a las distintas frecuencias.

$f[Hz]$	$V_C[V]$	$V_R[V]$	$I_R[mA]$	$C[uF]$
50.04	21,2	0.9	12.64	1.896
94.65	21.0	1.8	25.28	2.024
200.5	20.6	3.48	48.88	1.883
300,2	19.6	4.92	69.10	1.869
401,8	18.4	6.24	87.64	1.887
503,0	17.2	7.33	102.9	1.894
606,9	16.0	8.28	116.3	1.906
709,9	14.9	8.96	125.8	1.893
813,2	13.6	9.57	134.4	1.934
903,7	12.8	9.98	140.2	1.928

Tabla 4.8: Valores de Capacitancia

Con los valores de capacitancia hallados en la *tabla 4.8* se calcula el valor medio, obteniendo:

$$C_m = 1.91\mu F$$

Capítulo 4. Ensayos y definición de parámetros del modelo

4.2.3. Conclusiones

De acuerdo a los modelos del motor realizados anteriormente, se tiene que para medir el período y la incertidumbre es muy importante tener un valor preciso de la capacitancia. Se observa que el valor obtenido experimentalmente difiere mucho del teórico. Analizando los resultados, vemos que el valor experimental equivale al 63 % del valor teórico. Aún utilizando los márgenes de incertidumbre del fabricante no se llega al valor obtenido en éste experimento.

Capítulo 5

Implementación del ensayo de impulso

El presente capítulo está dedicado a la presentación del sistema implementado y a la descripción de los componentes del mismo. A tales efectos, se parte de un esquemático a partir del cual se justifica brevemente la función de cada elemento. Luego, se detalla el proceso de adaptado de la máquina asíncrona para inducir la falla de aislación, de manera que puedan generarse los escenarios pertinentes para el estudio planteado.

5.0.4. Sobre el Ensayo de Impulso

Mediante éste ensayo se pretende determinar la presencia de cortocircuitos entre espiras del estator. El mismo consiste en descargar un condensador hacia el bobinado cuya aislación se desee testear, relevar el período y atenuación de la oscilación resultante y llevar un registro de dichas características. Para detectar una falla se compara la variación del período y la atenuación de la forma de onda relevada con respecto a un caso base.

Surge una primer interrogante al método: el porcentaje mínimo de espiras en cortocircuito que se podría detectar. Si bien teóricamente sería posible determinar porcentajes muy bajos de cortocircuitos, en la práctica esto no es posible. Esto se debe a la precisión en las mediciones y en el procesamiento de los datos. En la *sección 8.2.1* se estudia lo anterior.

5.1. Presentación del sistema

En la *figura 5.1* se presenta un esquemático del circuito implementado.

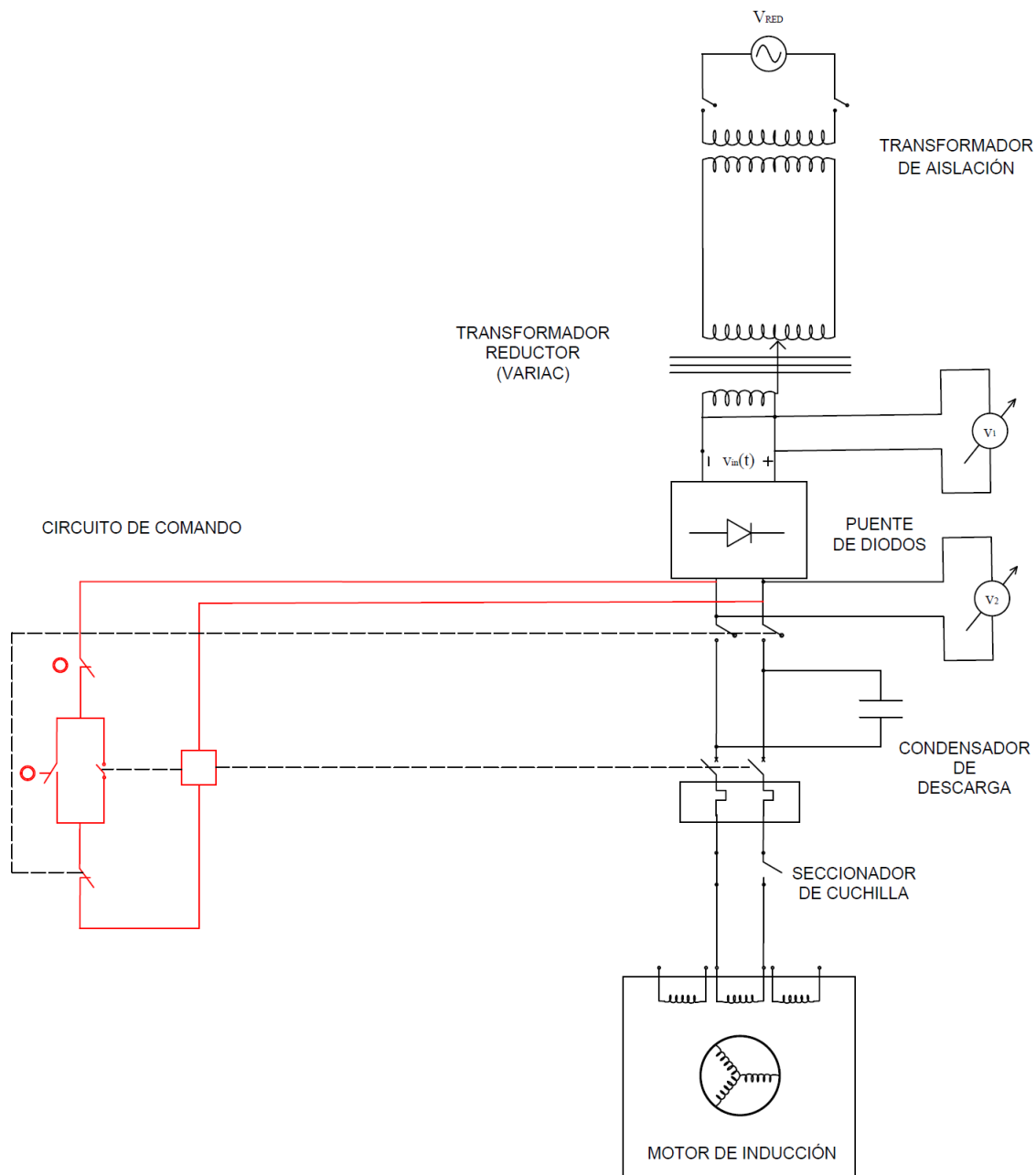


Figura 5.1: *Esquemático del Ensayo - Completo.*

5.1. Presentación del sistema

El mismo consta de una etapa de alimentación seguida por un transformador de aislación, cuyo objetivo es aislar la tierra del circuito respecto de la tierra de la fuente. Esto permite la realización de mediciones mediante un osciloscopio, que normalmente tiene su entrada COM a tierra, así como también proporciona un medio seguro para la manipulación del sistema ya, que impone un camino de aislación galvánica al tocar una parte activa del circuito.

La siguiente etapa se constituye por un autotransformador (Variac), que permite regular la tensión de entrada en forma continua, proporcionando un nivel de tensión apropiado para alimentar el sistema.

La salida del Variac se conecta a un puente de diodos, que rectifica la señal de alterna con el objetivo de cargar el condensador que se descargará hacia la bobina del motor bajo ensayo.

Se instaló un contactor con enclavamiento eléctrico a efectos de evitar que la bobina bajo ensayo quede directamente alimentada del puente de diodos, protegiendo los diodos y el bobinado. Sólomente se puede cerrar el circuito entre el condensador y la bobina ensayada del motor si el condensador se encuentra desconectado del puente. Finalmente, se instaló en serie entre el contactor y el motor un seccionador de cuchilla a efectos de eliminar los rebotes que introduce el contactor al cerrar, lo que permite obtener una forma de onda mucho más limpia.

Se tienen dos procesos complementarios, el primero refiere a la carga del condensador, con el motor aislado de esta etapa. El segundo es la descarga del condensador hacia el motor, que implementa en definitiva el método de ensayo de impulso y es el objeto de estudio del presente trabajo. Bajo esas consideraciones, se tratará de aquí en más el circuito simplificado que representa la situación de interés y es referido en la *figura 5.2*. Se toma de la primera etapa sólomente la situación final correspondiente al valor de tensión al que queda cargado el referido condensador.

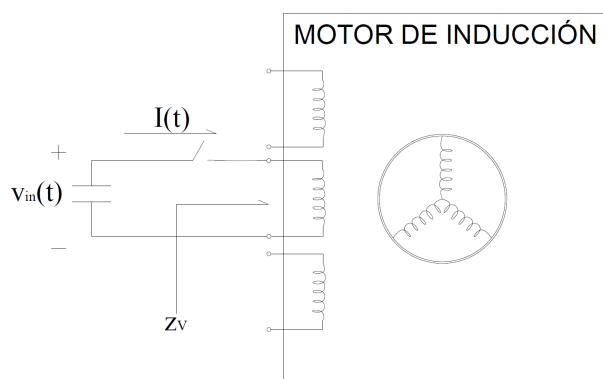


Figura 5.2: Circuito Ensayo de impulso.

5.2. Consideraciones prácticas para implementar el estudio

En ésta sección se detallan los factores más importantes tenidos en cuenta a la hora de la implementación práctica del dispositivo. Desde el adaptado del motor para estudiar la técnica de ensayo de impulso, hasta la elección del condensador para mejorar los datos relevados.

5.2.1. Adaptado del motor para simular la falla de aislamiento

Para la implementación práctica de la falla se desarmó el motor, se desgastó el barnizado al alambre del bobinado en tres puntos y se soldaron en los mismos, tres cables que se conectaron a una bornera. En la *figura 5.3* se muestra una imagen del motor adaptado con la tapa de la carcasa abierta, donde se pueden apreciar las soldaduras de los cables mencionados.



Figura 5.3: *Motor adaptado para ensayo.*

El objetivo de éste adaptado es forzar fallas en el bobinado ensayado, para ver si las mismas pueden ser detectadas mediante el método de estudio.

5.2. Consideraciones prácticas para implementar el estudio

Sobre la determinación de μ

En la *figura 5.4* se esquematiza el motor adaptado con la bornera, indicándose el porcentaje de espiras en cortocircuito que hay entre los respectivos bornes (μ) en la *tabla 5.1*.

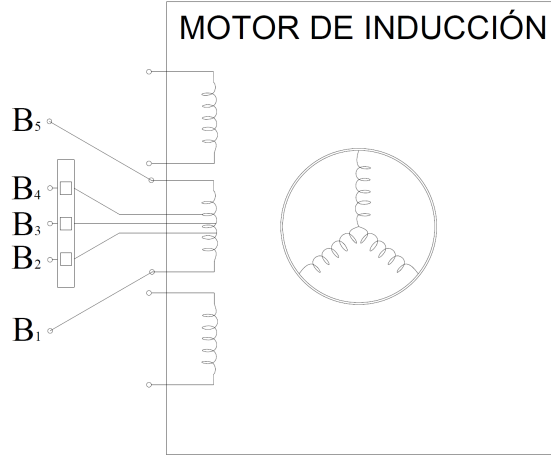


Figura 5.4: Esquema de la falla inducida.

Bornes	Tensión entre bornes	μ
$B_3 - B_2$	240 mV	1.73 %
$B_4 - B_3$	143 mV	1.00 %
$B_4 - B_2$	383 mV	2.73 %
$B_1 - B_5$	13.865 V	

Tabla 5.1: Diferencia de potencial entre bornes y calculo de μ experimental.

Para la determinación de μ se alimentó el bobinado con una fuente de voltaje *DC* de 15V nominales. Se utilizó el multímetro digital *FLUKE 45 dual display multimeter* en modo voltímetro para medir las tensiones entre los bornes, y así determinar (mediante el divisor de tensión) a qué porcentaje de falla corresponde cada conexionado.

5.2.2. Sobre la elección del condensador.

En primer lugar, se debe elegir el condensador que se descargará hacia el bobinado bajo ensayo, buscando obtener una forma de onda cuyo andamio sea lo más oscilatorio posible. En base a lo analizado en la *sección 3*, dicho valor se elige lo más pequeño posible, dentro de los disponibles en el laboratorio de máquinas. De esta forma, se logra minimizar la relación señal - ruido, apuntando a una medida más precisa, ya que la derivada de la señal se maximiza, obteniéndose también picos más definidos [8]. Asimismo se logra visualizar en el osciloscopio mayor cantidad de picos y de mayor voltaje. En el análisis teórico se dedujo que el período

Capítulo 5. Implementación del ensayo de impulso

disminuye al disminuir la capacidad y que la atenuación no cambia con el valor del condensador.

La *figura 5.5* muestra gráficamente el efecto presentado, la misma fue obtenida a partir de una simulación en base al modelo del motor completo (sin saturación). Primero se simuló con un condensador de $3\mu F$ y luego con otro de $16\mu F$.

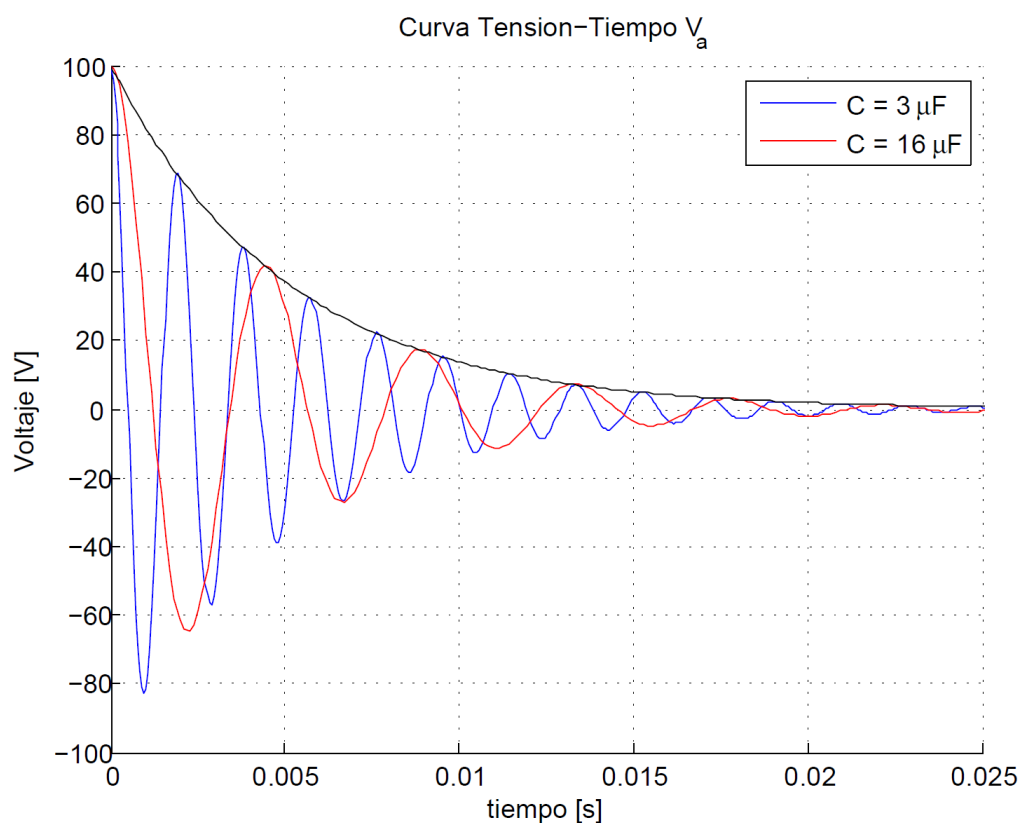


Figura 5.5: Efecto en el período de la tensión al variar la capacidad.

Se observa que:

- el condensador no influye en la atenuación (envolvente exponencial con constante de tiempo $R_{vista}/2L_{vista}$, según el análisis teórico simplificado - *sección 2*).
- la oscilación aumenta al disminuir la capacidad, volviéndose más preciso medir el período en éstas circunstancias.

En la práctica surgió además un fenómeno que no se pudo fundamentar con argumentos teóricos y es la variación del período de la señal al transcurrir el tiempo. Se observó que éste decrece al avanzar el tiempo. Se constató experimentalmente que el efecto se estabiliza a medida que el sistema tiende a extinguirse, siendo muy inestable en los primeros ciclos de la oscilación. En la práctica se buscan períodos

5.2. Consideraciones prácticas para implementar el estudio

donde el efecto deje de ser significativo. En éste sentido, se tiene otro argumento que requiere un condensador lo más pequeño posible, para observar mayor cantidad de períodos estables.

Se presume que esa inestabilidad es el reflejo en la variación de algún parámetro.

Criterio para elegir el período representativo en la práctica

Eligiendo el período a partir de un tiempo suficientemente grande, puede filtrarse el efecto de irregularidad del sistema en cuanto a sus parámetros. Por otro lado, hay un compromiso que se ve ligado a la relación señal-ruido de los datos. Es decir, si se intenta relevar el período en tiempos muy grandes la señal estaría tan atenuada que se observaría simplemente ruido. En el sentido de lo expuesto, se elige un período que cumpla con el compromiso mencionado, y será particular de cada ensayo la determinación del período representativo pero bajo los conceptos mencionados.

5.2.3. Sobre la elección del interruptor de descarga

En éste caso se trata sobre un aspecto no menor a la hora de relevar la tensión en bornes del condensador, la elección del interruptor que descarga el condensador hacia el bobinado objetivo. Inicialmente, se realizó la descarga del condensador mediante un contactor. Tras observar un alto nivel de ruido debido a los rebotes en el cierre del circuito, se descartó la utilización del mismo para la descarga. Por otro lado, el contactor constituye una protección al motor en el entendido que evita la conexión directa del mismo al circuito que alimenta al condensador. Para mantener dicha funcionalidad, se agrega en serie un seccionador de cuchilla a partir del cual se cierra el circuito de descarga. En la *figura 5.6* se muestra la mejora que implica la descarga mediante el seccionador respecto del caso en que se descarga a través del contactor.

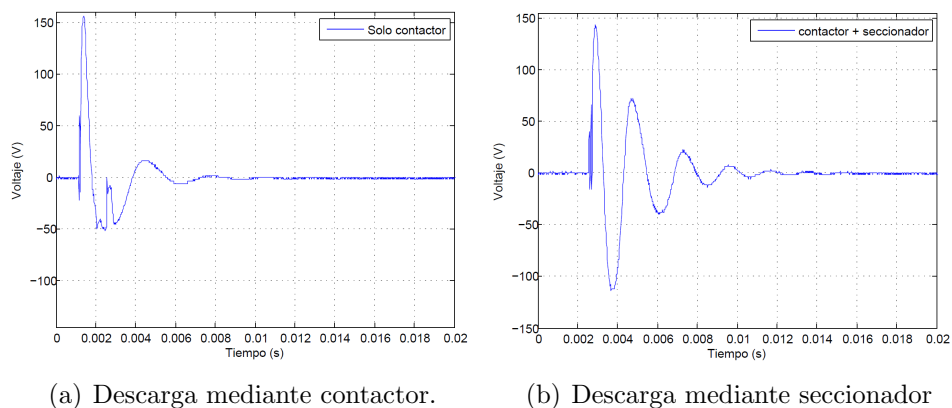


Figura 5.6: Comparación en las formas de onda de dos descargas en las mismas condiciones.

5.2.4. Sobre la elección de la escala del osciloscopio.

Se procede ajustando la escala del osciloscopio para maximizar la resolución de las señales observadas. Inicialmente, se consideraron picos en el entorno de $30V$ con lo cual se utilizó una escala $10V/div$. Luego, al disminuir el condensador y poder observar mayor cantidad de picos para tiempos mayores, se utilizó $200mV/div$ como escala. Esto permitió obtener datos con mayor precisión.

Para el sistema horizontal se utiliza una escala de $2ms/div$, pues el período es del orden de $T \sim 2\pi\sqrt{L_v C} \sim 2ms$.

5.3. Ensayo de impedancia vista

En el análisis teórico presentado en la *sección 3.1.3* se concluyó que a pesar de que el sistema saturara,¹ éste no presentaría cambios sustanciales en la forma de onda relevada. En consecuencia, se relevó experimentalmente la impedancia vista del circuito, en condiciones de saturación, buscando fundamentar la no incidencia del evento. Se constató en la *sección 6.4* que la impedancia vista está determinada esencialmente por la impedancia de fugas y la resistencia de la bobina de estator analizada. Por tanto, también se intentó determinar si dicha relación se cumple en la práctica.

5.3.1. Implementación

Para implementar el ensayo en cuestión, se excita el sistema a diferentes tensiones, proporcionadas por el autotransformador de paso continuo (variac). Luego, se relevan mediante el analizador de redes CVMK los parámetros pertinentes para el cálculo. El circuito implementado para el ensayo se esquematiza en la siguiente figura.

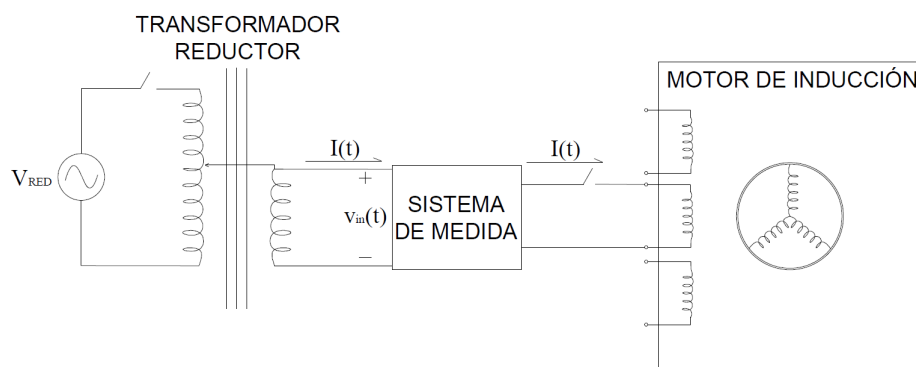


Figura 5.7: Esquemático del circuito para cálculo de la impedancia vista hacia el motor.

¹dado que se manejan corrientes que superan en el transitorio la corriente nominal

Capítulo 5. Implementación del ensayo de impulso

Además del caso base ($\mu = 0\%$), se ensaya el motor con la mitad de las espiras en cortocircuito ($\mu = 50\%$). En éste último caso, la impedancia vista disminuye, por lo que las corrientes aumentan. Es por esto que se disminuyó la tensión de entrada para no dañar el motor ($I_n = 2A$). Mediante el CVMK no es posible realizar cálculos con valores bajos de tensión, por lo que se procedió a calcularla mediante el osciloscopio.

5.3.2. Metodología de cálculo

Motor sano

El sistema de medida utilizado es el analizador de redes CVMK. Por su naturaleza está diseñado para mediciones trifásicas y en consecuencia se relevan las magnitudes para poder obtener las medidas necesarias para el cálculo de la impedancia vista desde el condensador, lo cual es el objeto de la presente sección. Vale aclarar que en ésta sección sólo se presenta la metodología desarrollada para la realización de los cálculos a partir de los datos obtenidos experimentalmente.

Situación

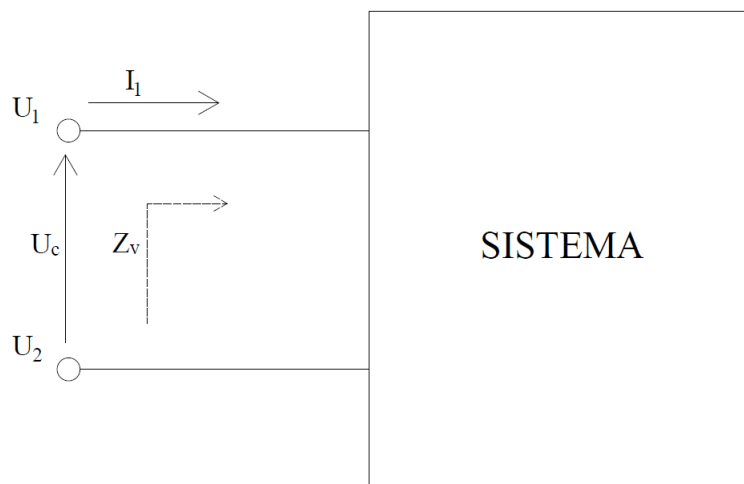


Figura 5.8: Situación estudiada - Convención de signos manejada.

5.3. Ensayo de impedancia vista

Cálculo de la impedancia vista.

En primer lugar, vale destacar que se hizo provecho del bajo THD que presenta el sistema en las condiciones del ensayo (menor que 10 %). En definitiva se despreció el contenido armónico para los siguientes cálculos.

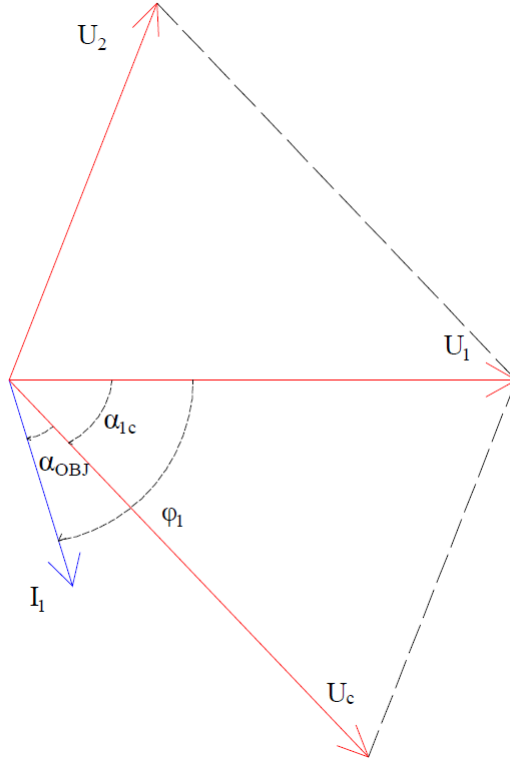


Figura 5.9: Fasores de las medidas relevadas del CVMK.

Según la *figura 5.8* se tiene que la impedancia vista es el cociente entre la tensión compuesta ($U_C = U_1 - U_2$) y la corriente I_1 . Los módulos de las magnitudes mencionadas son medidos por el sistema de medición CVMK. El instrumento, determina además de los magnitudes, el defasaje entre las tensiones fase-neutro y las corrientes de fase, por lo que se puede construir un diagrama fasorial a partir de las medidas relevadas. Como la corriente I_1 corresponde a la corriente que toma el sistema, interesa en particular calcular el ángulo entre dicha corriente y la tensión compuesta, pues ésta es la aplicada a la carga. Observando el diagrama fasorial (*figura 5.9*), éste puede determinarse como $\alpha_{objetivo} = \varphi_1 - \alpha_{1c}$. Asimismo, teorema de coseno mediante, se calcula el ángulo entre la tensión compuesta y la tensión de la fase 1 (α_{1c}), según:

$$\alpha_{1c} = \text{Acos} \left(\frac{U_1^2 + U_c^2 - U_2^2}{2U_1U_c} \right) \quad (5.1)$$

Capítulo 5. Implementación del ensayo de impulso

Finalmente la impedancia vista vale:

$$\bar{Z}_v = \frac{U_c}{I_1} \langle \alpha_{objetivo} \implies L_v = \frac{Im \bar{Z}_v}{100\pi} \quad (5.2)$$

Motor con falla ($\mu = 0.5\%$)

Como se explicó anteriormente, para medir la impedancia vista en este caso, es necesario utilizar el osciloscopio.

Al igual que para el motor sin falla se calculó $\bar{Z}_v$ mediante la ecuación 5.2.

Se utilizó un generador de ondas para obtener señales de tensiones bajas, para no dañar el motor. Se conectó un canal del osciloscopio en bornes de la bobina a estudiar (*CH1*) y el otro en bornes de una resistencia serie $R = 0.9\Omega$ (*CH2*), para medir la corriente.

Sean:

- $U_p = U_p^{CH1}$: tensión de pico en bornes del motor.
- $I_p = U_p^{CH2}/R$: corriente de pico entrante al motor.

Se calculó el desfase α como:

$$\alpha = \frac{t}{T} \times 180^\circ \quad (5.3)$$

Siendo t el tiempo entre los picos de tensión y corriente y T el período de la red ($20ms$).

Capítulo 6

Simulaciones del sistema en distintos escenarios

En el presente capítulo se estudia el motor de inducción en los diferentes escenarios de interés, a los efectos de predecir el funcionamiento del mismo en cada caso. Para esta etapa, se cargan en el modelo implementado en Simulink, los parámetros nominales relevados de los ensayos para la máquina y se varían para relevar el comportamiento del motor al afectar sus principales parámetros. Luego, se procede haciendo variar el valor del condensador de descarga hacia el motor. Vale aclarar que los resultados de todas las influencias de los parámetros analizados son para el caso particular estudiado, por lo que los resultados son representativos de la situación estudiada y no generales.

Las características de interés en el estudio son:

- La constante de atenuación.
- El período de la oscilación.

Interesa estudiar la sensibilidad de dichas características, respecto de los parámetros del modelo del motor. Estos son: las inductancias L_1 , L_2 y las resistencias R_1 y R_2 . Desde el punto de vista de la falla, también interesa estudiar las repercusiones de R_f y μ , definidas en el desarrollo del modelo con falla de aislación.

6.1. Sobre la constante de atenuación.

En primer lugar, se estudia cómo repercuten los parámetros mencionados en la constante de atenuación del sistema.

Para el cálculo de la atenuación, se implementa una rutina que calcula la envolvente exponencial de la respuesta oscilatoria. En esta rutina, se calculan los picos de la tensión del condensador y a partir de éstos se ajusta por mínimos cuadrados una exponencial decreciente. Luego, se calcula la atenuación como el término que multiplica al tiempo en la exponencial (el factor calculado).

Se divide el estudio en los siguientes casos:

1. Dependencia con L_1 , $L_1 + L_2 = cte$.
2. Dependencia con $L_1 + L_2$, $L_1 = L_2$.
3. Dependencia con L_1 y R_1 .
4. Dependencia con R_f y μ .

6.1.1. Dependencia con L_1 , $L_1 + L_2 = cte$.

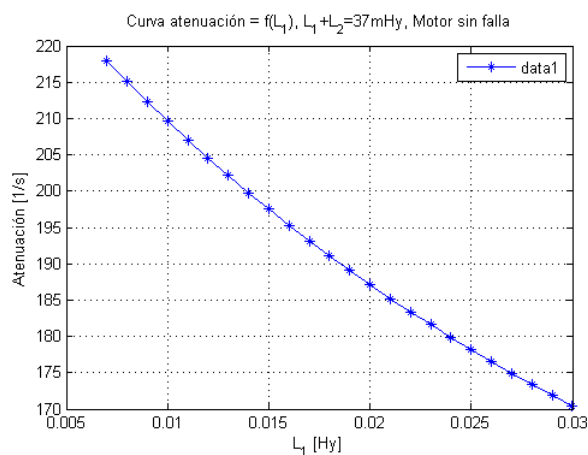


Figura 6.1: Atenuación en función de L_1 .

La simulación del caso tiene particular interés, pues al definir L_1 y L_2 , (a través del ensayo de rotor bloqueado) se estimó el valor de cada parámetro como la mitad de la inductancia de cortocircuito medida. En este sentido, se supuso $L_1 = L_2$, por lo que interesaría ver en la sección de análisis de los resultados, que el valor de atenuación obtenido se corresponda en algún punto de la curva de la *figura 6.1*. De esta manera, se podría estimar mejor el valor de las inductancias mencionadas, respetando la condición que la suma de las mismas sean los 37mHy relevados.

6.1. Sobre la constante de atenuación.

En la *figura 6.1* se observa cómo al crecer L_1 (y disminuir L_2), disminuye la constante de atenuación en valor absoluto, o lo que es lo mismo, el sistema se hace más lento. En términos del circuito equivalente Thévenin, se tiene que en la práctica aumenta la inductancia vista hacia el motor. Estos conceptos son sencillos de conectar pensando en el análisis básico del circuito RLC. Esto implica que la constante de atenuación depende más fuertemente de L_1 que de L_2 , o en términos de la impedancia vista, que ésta es más sensible a variaciones en L_1 .

En el caso de ocurrir una falla de aislación en la bobina del primario ensayada, es esperable que L_1 disminuya. En consecuencia, se tendría que la constante de atenuación aumentaría al ocurrir la falla.

6.1.2. Dependencia con $L_1 + L_2$, $L_1 = L_2$.

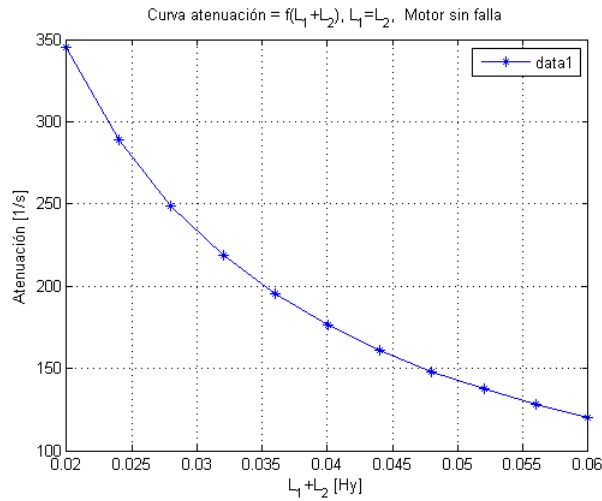


Figura 6.2: Atenuación en función de $L_1 + L_2$.

Puede observarse en la *figura 6.2* que el valor absoluto de la atenuación tiende a disminuir al aumentar $L_1 + L_2$, manteniendo la tendencia de la *figura 6.1*. Un planteo interesante a partir del análisis precedente es que para motores más grandes, donde los valores de L_1 y L_2 son menores, se tendría a priori más atenuación. Sin embargo, pensando en que la resistencia de éstos últimos disminuye en mayor medida (si se compara con un motor de bajo porte), se esperaría que tengan menos atenuación¹.

¹En realidad la atenuación depende del cociente R/L

6.1.3. Dependencia con L_1 y R_1 .

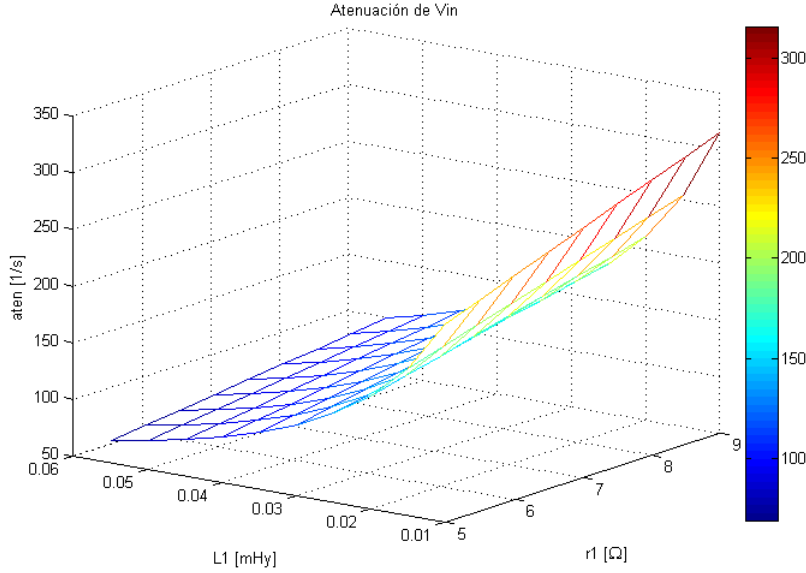


Figura 6.3: Dependencia con L_1 y R_1 .

En este caso se determina la dependencia de la atenuación con la inductancia de fugas y resistencia del estator. El particular interés de estudio sobre estos parámetros subyace en que la falla de aislación impacta directamente sobre ambos ellos, tendiendo a disminuirlos.

La constante de atenuación, es el factor que multiplica al tiempo en la característica envolvente exponencial. En este sentido, se pueden extraer conclusiones sobre la dependencia de la misma con los parámetros bajo consideración. En efecto, se tiene que al aumentar L_1 disminuye la atenuación, por lo se tiene una relación inversa y al aumentar R_1 aumenta la atenuación, por lo que en éste último caso la relación es directa. Se constata un comportamiento que conceptualmente coincide con lo esperado.

6.1. Sobre la constante de atenuación.

6.1.4. Dependencia con R_f y μ .

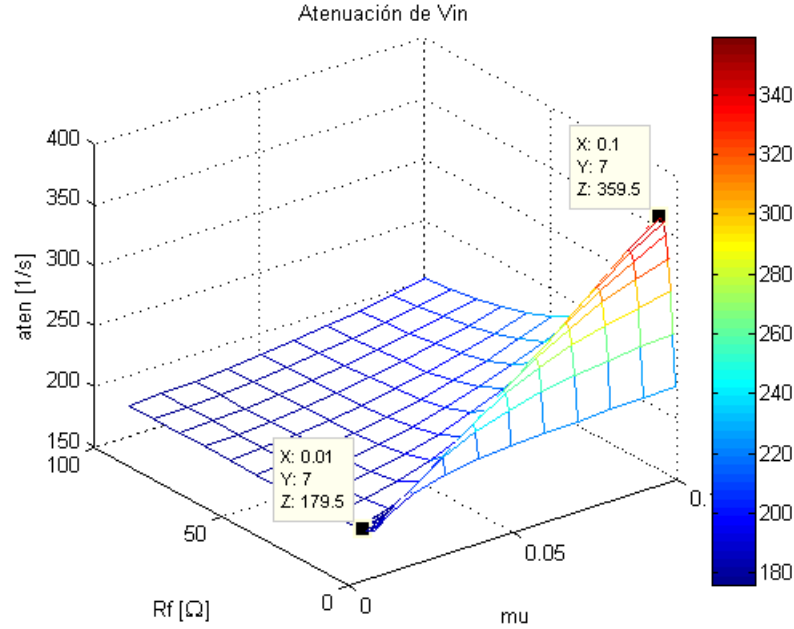


Figura 6.4: Atenuación en función de R_f y μ .

La falla de aislación se puede caracterizar por los parámetros R_f y μ . En consecuencia, es de particular interés observar las repercusiones de dichos parámetros en la característica de atenuación. Los resultados de las simulaciones son presentados en la *figura 6.4*, donde se puede apreciar a qué niveles de resistencia de falla el porcentaje de espiras cortocircuitadas tiene peso sobre la atenuación. Es natural que a valores de μ bajos, la atenuación se vea incambiada al variar R_f , pues la impedancia vista prácticamente no cambia al producirse una falla en estas condiciones. Para $R_f \rightarrow \infty$, el comportamiento tiende al del motor sin falla de aislación, por la misma razón que antes.

En el gráfico de la *figura 6.4* se observan básicamente dos tipos de comportamientos muy diferentes, en función de la resistencia de falla (se observa un máximo relativo en $R_f = 7\Omega$). Se presenta en la *figura 6.5* un zoom para valores bajos de la resistencia de falla. Si la resistencia de falla es muy baja, al cortocircuitar un número de espiras suficientemente grande, se manifiesta una disminución de la resistencia vista efectiva que contribuye a disminuir la constante de atenuación. Pero al mismo tiempo, la inductancia vista efectiva disminuye, contribuyendo a aumentar la constante de atenuación.² A priori no es intuitivo pensar en una respuesta frente a tal escenario, pues no se conoce el peso con que ambos efectos

²En efecto, la corriente tendería a circular por la parte del bobinado sin falla y luego por la falla que proporciona un camino de baja resistencia e inductancia, disminuyendo ambos parámetros en el mismo sentido

Capítulo 6. Simulaciones del sistema en distintos escenarios

se manifiestan. Observando la simulación se concluye que prácticamente se compensan los efectos, con una leve tendencia de mayor peso en la disminución de la inductancia efectiva, dado que tiende a aumentar la atenuación.

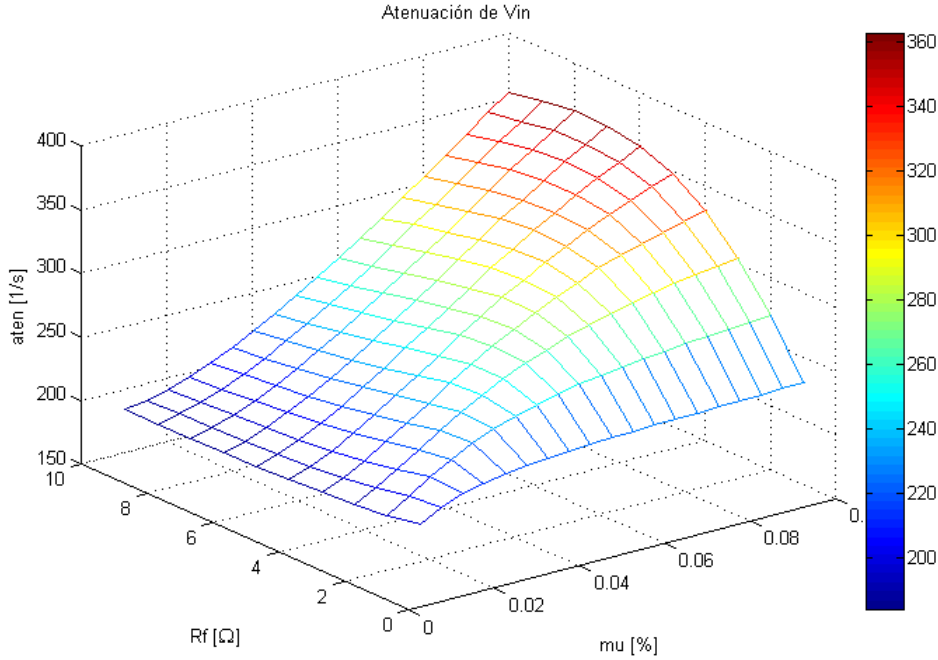


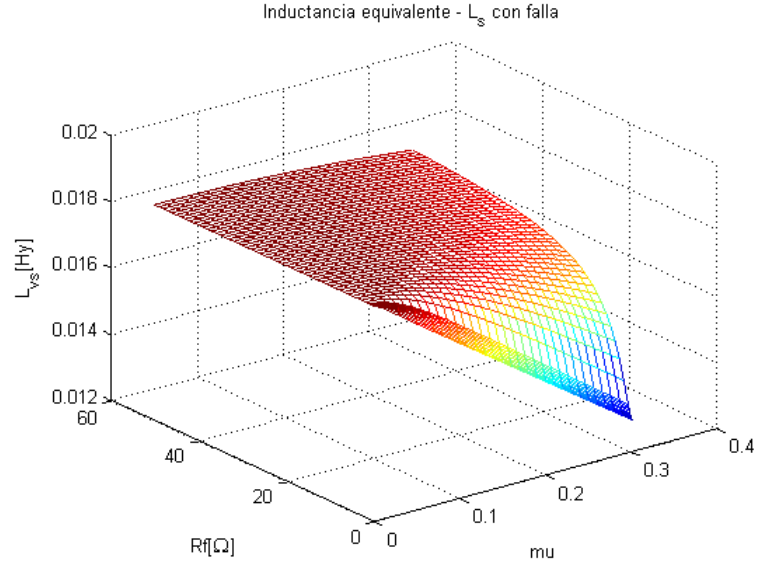
Figura 6.5: Zoom en R_f de la característica de atenuación

Por otro lado, cuando la resistencia de falla aumenta más allá del valor crítico (definido por el máximo relativo según μ), la falla tiende a comportarse como un camino de resistencia creciente. Por esta razón se tiene un aumento de la corriente por el bobinado en corto, implicando un aumento efectivo de la inductancia y resistencia vista hacia el motor. A priori no es intuitivo predecir qué pasará con la relación R_1/L_1 . En la [figura 6.4](#) se observa que disminuye la atenuación del sistema, por lo que puede decirse que el peso del incremento de la inductancia es mayor.

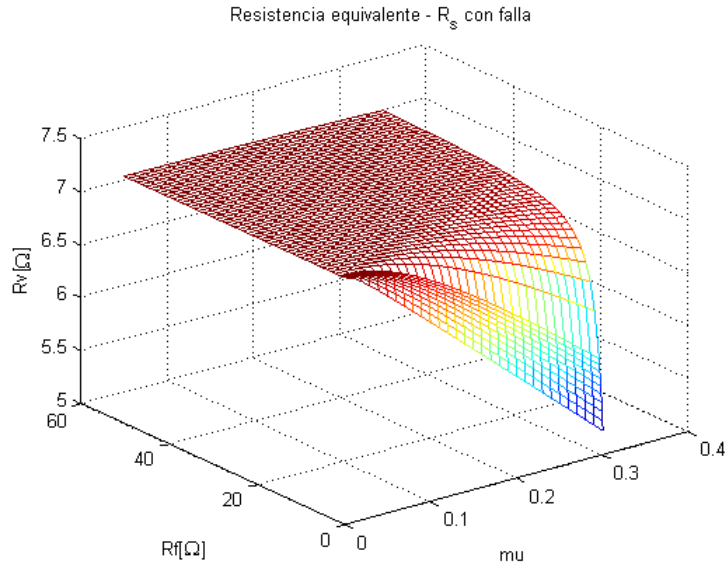
Para comprender el comportamiento de la atenuación en función de R_f y μ , se acude al concepto adquirido en la [sección 6.1.3](#), sobre la dependencia de la característica frente a L_1 y R_1 . En dicho análisis se determinó que la atenuación disminuye al disminuir la resistencia del estator (R_1) y aumenta al disminuir la impedancia de fugas (L_1). Por lo tanto, se tiene una dependencia monótona en ambos casos. Lo que se quiere fundamentar es la presencia del máximo relativo. Se tiene que la variación de los parámetros ante una falla produce efectos contrarios en el factor de atenuación. Entonces, interesa ver como varia la relación R_1/L_1 ante la variación de R_f y μ .

6.1. Sobre la constante de atenuación.

Para tener una noción de la tendencia de R_1/L_1 , se aproxima dicha relación a partir de la impedancia vista del estator, despreciando la interacción con el rotor. Se presentan en la *figura 6.6* dicha inductancia ($L_{1'}$) y resistencia ($R_{1'}$) en función de R_f y μ .



(a) Inductancia equivalente del estator.



(b) Resistencia equivalente del estator.

Figura 6.6: Impedancia equivalente del estator en función de la falla.

Capítulo 6. Simulaciones del sistema en distintos escenarios

Luego, en la *figura 6.7* se grafica el cociente entre la resistencia e inductancia efectivas del estator ($R_{1'}/2L_{1'}$).

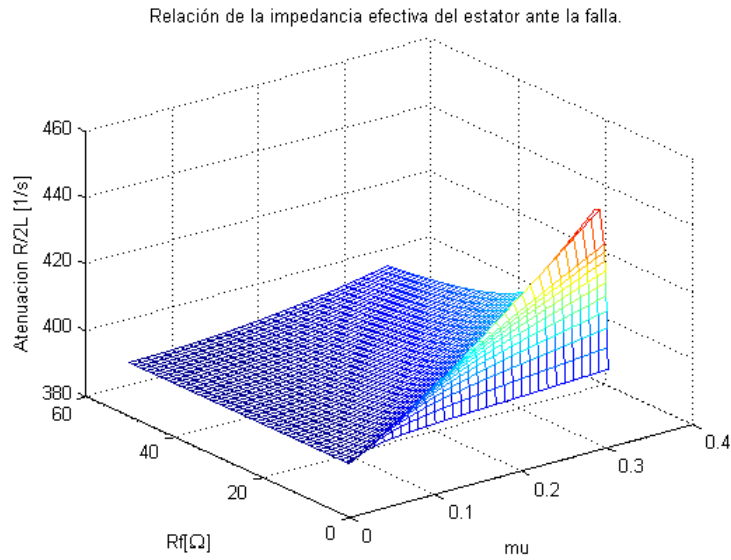


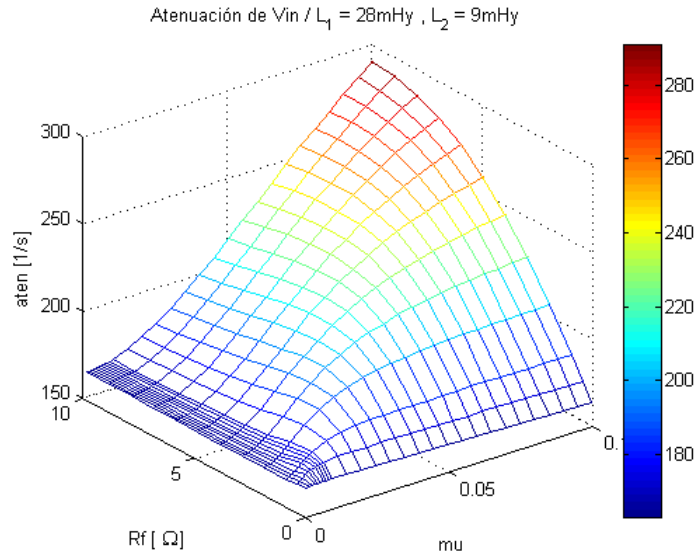
Figura 6.7: Relación $R_s/2L_s$ del estator, en función de la falla.

Puede observarse que el comportamiento de la curva de atenuación (6.4 es igual al de la relación $R_{1'}/2L_{1'}$.

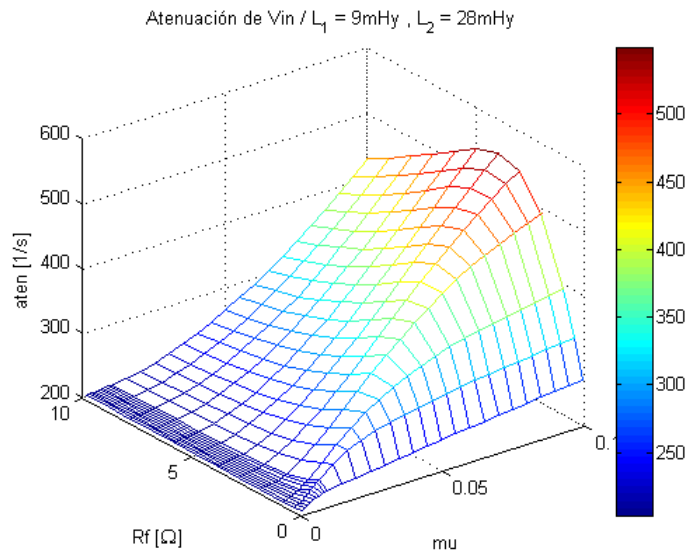
6.1. Sobre la constante de atenuación.

Dependencia con la relación $\frac{L_1}{L_2}$

Debido a que no se conoce exactamente la relación entre L_1 y L_2 , vale observar la diferencia en los andamientos de las curvas de atenuación cuando se tiene una desviación de los valores hacia ambos sentidos, manteniendo la suma en $37mHy$. La figura 6.8 presenta lo expuesto:



(a) $L_1 > L_2$



(b) $L_1 < L_2$

Figura 6.8: Impacto de la distribución de inductancias en la atenuación.

Capítulo 6. Simulaciones del sistema en distintos escenarios

En la *figura 6.8* se presenta el impacto de la distribución de las inductancias en la atenuación del sistema, manteniéndose la suma $L_1 + L_2 = 37mHy$. En la *figura 6.8(a)*, se observa la característica cuando $L_1 > L_2$, en tanto que en la *figura 6.8(b)* se muestra el caso contrario. Comparando los casos graficados se concluye que los resultados son en concordancia con el análisis precedente:

En primer lugar, cuando $L_1 < L_2$ se tiene mayor atenuación que en el caso de $L_1 > L_2$. Esto responde al hecho de que la atenuación depende más fuertemente de L_1 que de L_2 , lo cual concuerda con el estudio en la *sección 6.1.1*. Por otro lado, se tiene que al aumentar el porcentaje de espiras en cortocircuito, la influencia en el factor de atenuación es mayor cuando $L_1 < L_2$.

En segundo lugar, se tiene que cuando $L_1 > L_2$, el valor de resistencia de falla que provoca un máximo relativo es mayor que en el otro caso.

Asimismo, se puede observar que desde el punto de vista de la implementación del ensayo es mucho más favorable que $L_1 < L_2$, en el entendido que aumenta la sensibilidad del método al medir atenuación.

6.2. Sobre el período de la oscilación.

En esta instancia se repiten los casos de estudios analizados en la sección anterior, pero observando aquí la repercusión de los parámetros bajo consideración en el período de la oscilación.

Para el cálculo del período, se implementó una rutina que calcula la distancia en el eje temporal entre máximos relativos consecutivos del voltaje en bornes del motor. Dicho valor define el período de la señal.

6.2.1. Dependencia con L_1 , $L_1 + L_2 = cte$.

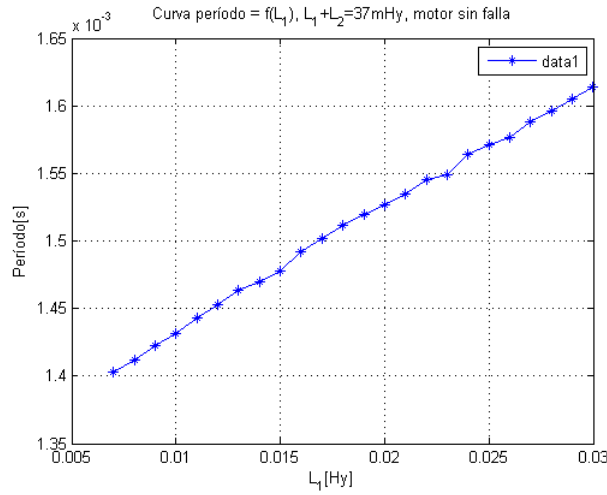


Figura 6.9: Período en función de L_1 , $L_1 + L_2 = cte$.

En la figura 6.9, se observa que el período tiende a aumentar cuando la inductancia de fugas del estator L_1 crece y se mantiene la suma $L_1 + L_2 = cte$. Este resultado es el esperado según lo analizado en la sección anterior. En la misma se concluyó que la inductancia vista depende en mayor medida de L_1 que de L_2 . Debido a esto al aumentar L_1 y disminuir L_2 , se observa un incremento de la L_{vista} hacia el motor.

El equivalente de Thévenin hacia el motor constituye un circuito RLC serie que respalda la afirmación precedente³.

³Si L es la impedancia vista hacia el motor, R la resistencia vista y C la capacidad, la frecuencia está determinada por la relación: $f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$

Capítulo 6. Simulaciones del sistema en distintos escenarios

6.2.2. Dependencia con $L_1 + L_2$, $L_1 = L_2$.

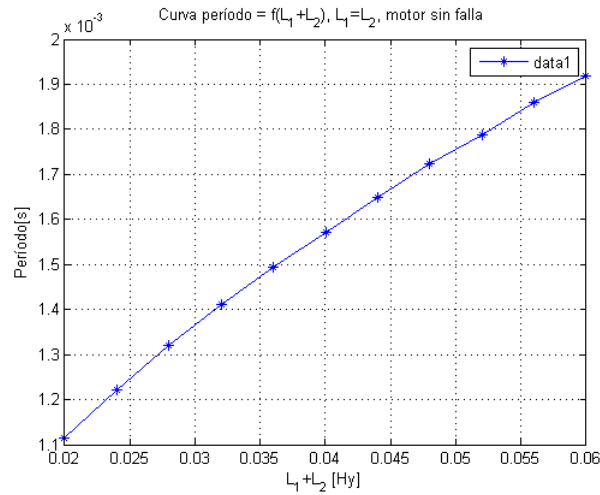


Figura 6.10: Período en función de $L_1 + L_2$.

Al igual que en el caso anterior, se tiene una relación de concordancia con lo analizado hasta el momento, cumpliéndose con el comportamiento esperado. En éste caso al aumentar ambas inductancias, se tiene una característica monótona creciente del período.

6.2.3. Dependencia con L_1 y R_1 .

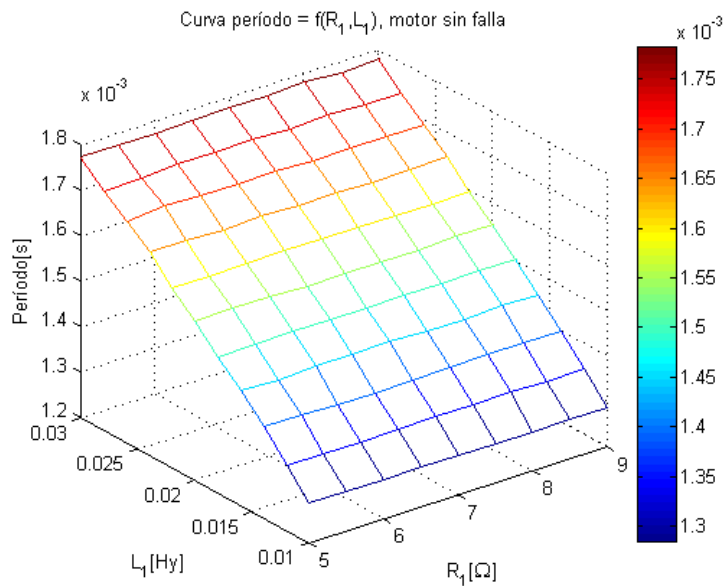


Figura 6.11: Período en función de $L_1 + L_2$.

6.2. Sobre el período de la oscilación.

En esta instancia se analiza en forma conjunta la variación del período en función de L_1 y R_1 , manteniéndose el resto de los parámetros en su valor nominal. En lineamientos generales se observa que el período prácticamente no depende de la resistencia del estator y que mantiene una fuerte relación con la inductancia de fugas. El resultado, es fundamental a la hora de implementar el ensayo en sí, si lo que se busca es medir el período, pues implica inmunidad de la variación del período frente a las dimensiones de los cables, que contribuirían a pequeñas variaciones en la resistencia vista desde el condensador.

6.2.4. Dependencia con R_f y μ .

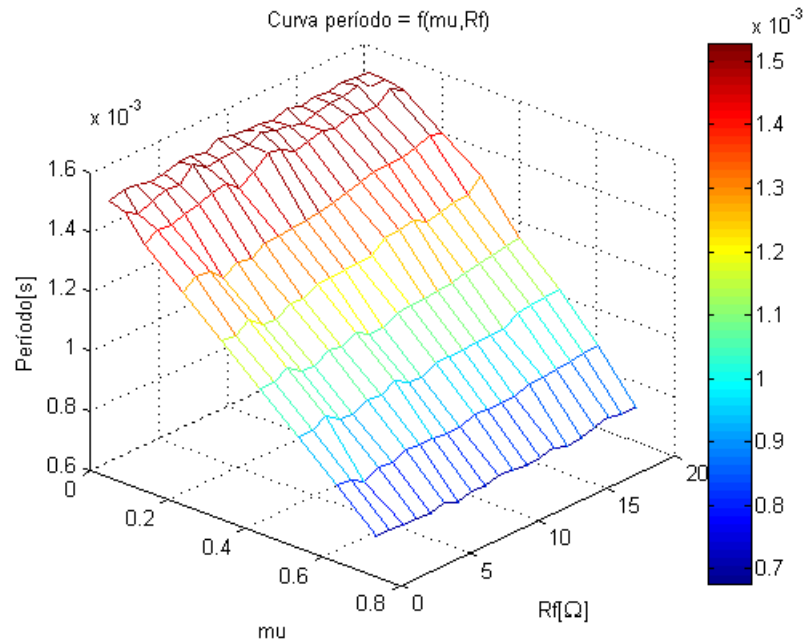
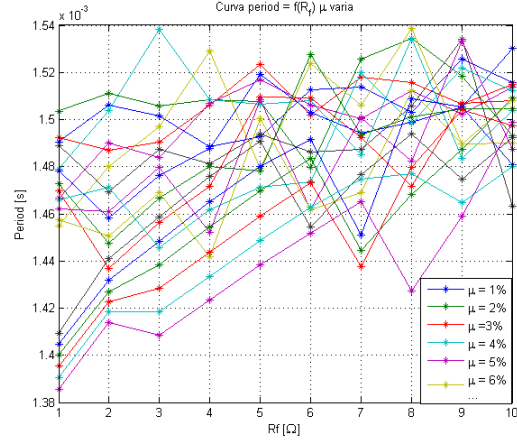


Figura 6.12: Período en función de R_f y μ .

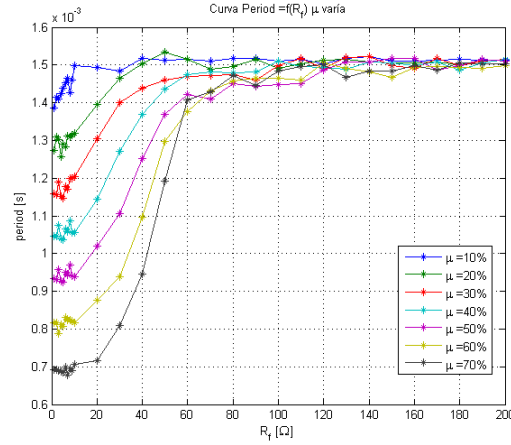
En esta instancia lo que se busca es caracterizar el período de la oscilación a partir de los parámetros que definen a la falla: R_f y μ . En sentido amplio se busca cierta inmunidad en el período respecto de la resistencia de falla, pues si lo que se pretende es medirlo para determinar cierta correspondencia con el número de espiras cortocircuitadas (μ), es necesario tener una baja dependencia frente a parámetros no conocidos. En el caso de la resistencia de falla, su valor depende del tipo de cortocircuito. Conceptualmente se tiene que varía desde infinito cuando no hay falla, hasta cero cuando el cortocircuito es franco, por lo tanto en teoría podría tomar cualquier valor.

En la *figura 6.13(a)* se observa que para valores bajos de μ ($\mu < 10\%$) no se define una tendencia del período, lo que podría ocasionar un problema a la hora de determinar si las variaciones son por un aumento efectivo del porcentaje de espiras en cortocircuito, o debido a la resistencia de falla.

Capítulo 6. Simulaciones del sistema en distintos escenarios



(a) $\mu < 10\%$



(b) $\mu > 10\%$

Figura 6.13: Período en función de $R_f(\mu)$.

En lo que respecta al objetivo del ensayo, es decir, a la detección de una variación significativa del período, se observa en la *figura 6.12* que es necesario tener un porcentaje suficientemente grande de espiras en corto ($\mu > 10\%$), para poder detectar la falla y que adicionalmente, el cortocircuito esté lo suficientemente desarrollado para que la resistencia de falla sea baja⁴. Al disminuir la resistencia de falla, la corriente tiende a disminuir por las espiras en corto, obteniéndose mayores variaciones en el periodo a mayor número de espiras en falla. Por lo tanto el circuito visto desde el condensador se vuelve menos inductivo. En definitiva la caída del período se asocia a la disminución de la L_{vista} .

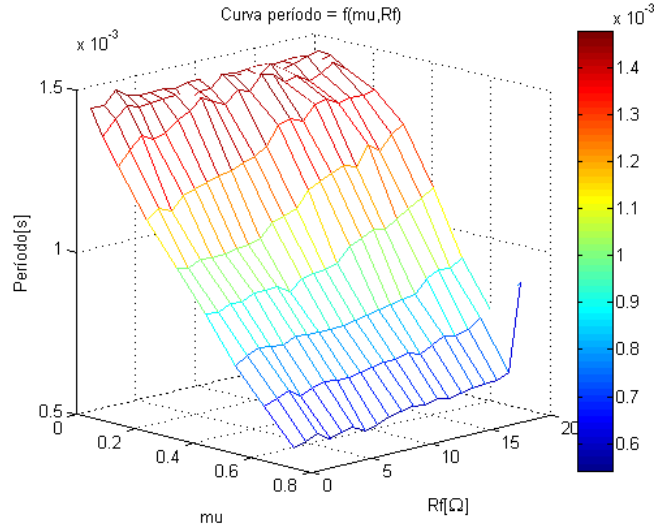
⁴En realidad, al ocurrir un corto la propia corriente es quien exige la aislación y la expansión de la falla.

6.2. Sobre el período de la oscilación.

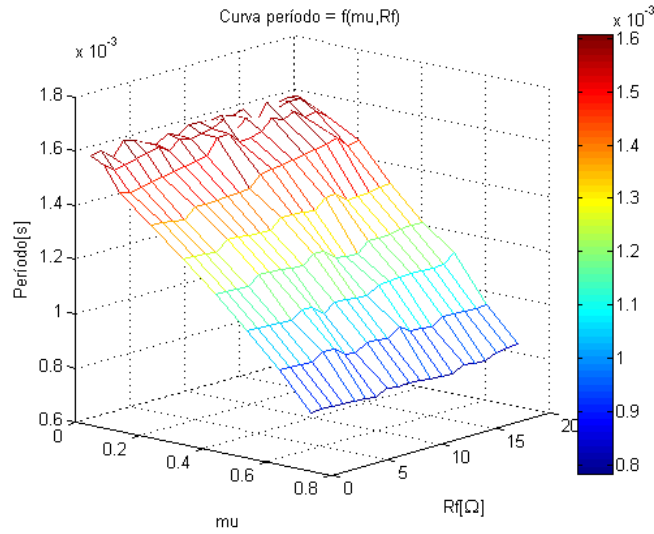
Cabe destacar que los valores de μ grandes representan una situación poco probable, pues en la práctica se busca detectar fallas mucho más prematuras. Aun así, se eligió hacer un gráfico para estos valores buscando verificar que el modelo responda conceptualmente al problema. Un aspecto particularmente interesante y que de alguna manera verifica lo esperado, es que al tender la resistencia de falla a valores grandes, el comportamiento tiende a ser el de motor sin falla. Esto se debe a que la corriente tiende a circular por el bobinado en falla que ofrece mucho menos impedancia (Ver cómo se modeló la falla en la sección de modelado).

Capítulo 6. Simulaciones del sistema en distintos escenarios

Otro aspecto interesante a relevar, es el impacto de la distribución de las inductancias L_1 y L_2 en el período, al variar los parámetros que caracterizan la falla (R_f y μ). Esto se observa en la *figura 6.14*.



(a) $L_1 < L_2$



(b) $L_1 > L_2$

Figura 6.14: Impacto en el período de la distribución de inductancias.

En la *figura 6.14* se observa que existe una dependencia entre el período de la oscilación y la relación entre L_1 y L_2 . Se observa que el período disminuye al disminuir L_1 (y aumentar L_2), esto nuevamente verifica que la inductancia vista hacia el motor tiene mayor sensibilidad a variaciones de L_1 .

6.3. Ventajas y desventajas de los métodos propuestos

El objetivo de la presente sección, es determinar las diferencias entre medir período o atenuación, enfatizando las ventajas y desventajas de los respectivos métodos. De esta manera, se busca orientar el análisis de los datos que se relevan en la práctica, para detectar por uno u otro método la ocurrencia de fallas de aislación, inducida mediante el conexionado entre entradas de una bornera.

En primer lugar, desde el punto de vista de la implementación, medir período es más sencillo que el factor de atenuación. En definitiva, ambos procedimientos requieren una etapa de filtrado de los datos, para minimizar el efecto de ruido. Luego, para el caso en que interesa medir el período, simplemente con una rutina que detecte los máximos relativos de la curva analizada basta para determinar el período, calculando la distancia en el eje temporal entre las ocurrencias de máximos consecutivos. En cambio, si se quiere medir la atenuación, se tiene el agregado de buscar una función exponencial decreciente que ajuste a los valores de pico hallados. Esto se realiza por ejemplo, mediante el método de mínimos cuadrados y en consecuencia agrega los errores de ajuste inherentes a dicha metodología.

Por otro lado, surge a partir de las simulaciones realizadas, que la atenuación presenta mayor sensibilidad que el período ante cambios en los parámetros que caracterizan la falla (R_f y μ).

Debido a la dependencia del periodo y atenuación con la resistencia de falla, se determina la imposibilidad de detectar el porcentaje de espiras en cortocircuito. Esto se debe a que la resistencia de falla es un parámetro desconocido.

Se observó que la atenuación tiene mayor sensibilidad ante la falla cuando μ aumenta. En caso de que la máquina tuviera $L_1 < L_2$, se observaría una mejora adicional en la sensibilidad del método.

Si la resistencia de falla fuera del orden de ohms podría concluirse que al medir atenuación, se detectaría antes la falla que si se testeara período. Este resultado se fundamenta observando que al ocurrir el corto con una resistencia del orden de ohms, se tiene un máximo en la curva de atenuación en función de μ y R_f , por lo que la variación es más perceptible.

Ademas, del análisis de las simulaciones se proporciona un medio para ajustar la relación entre las inductancias L_1 y L_2 , a priori desconocidas. En una primera aproximación se opta por asignarles a cada una la mitad del valor de la inductancia de cortocircuito obtenida del ensayo de rotor bloqueado. Por lo tanto, midiendo el período y o la atenuación para el motor sano, se podría determinar dicha relación a partir de las simulaciones.

Como se adelantó en la introducción del capítulo, los resultados obtenidos de las simulaciones no son generales, sino que pretenden orientar el estudio del caso

Capítulo 6. Simulaciones del sistema en distintos escenarios

particular. Queda para un futuro trabajo repetir estas simulaciones para motores de mayor tamaño y comparar cualitativamente el funcionamiento de motores de mayor porte.

6.4. Simulación de Impedancia Vista

A los efectos de verificar y comparar los resultados obtenidos en el ensayo experimental de impedancia vista, se recurrió a realizar ésta misma prueba en forma simulada. Para ésto se partió de la simulación del ensayo EFAMI(*sección 3*) y se modificó la misma la alimentando el modelo con una fuente sinusoidal. Es importante destacar que no se modificaron las ecuaciones que definen el motor, solamente se modificó la sección del código referida a la alimentación. Las modificaciones implementadas en el código se encuentran en el anexo (*A.1*).

6.4.1. Resultados obtenidos

A continuación se muestra un tabla con los resultados obtenidos para la simulación del motor sin falla.

$\phi_{I_a-V_a}$	38.01°
R_V	11.55Ω
L_V	$28.7mHy$
V_a	$36V$
I_a	$2.46A$

Tabla 6.1: *Impedancia vista simulada*

Con estos resultados se pude aproximar el ensayo como un circuito *RLC* y utilizar las propiedades conocidas de dichos circuitos. Por lo visto en la *sección 2* el período y la atenuación de un circuito *RLC* se definen como:

$$T = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}} \quad (6.1)$$

$$A = \zeta\omega_n = \frac{R}{2L} \quad (6.2)$$

Con estas ecuaciones se calcula para el motor sin falla:

- $T = 1.47ms$
- $A = 201 \text{ 1/s}$

6.4.2. Análisis de Impedancia vista

En el siguiente apartado se observa cómo varía la impedancia vista ante variaciones en los parámetros del motor. Se realiza un análisis para comprobar si es posible modelar al sistema como un circuito RLC .

Variación de la distribución de la inductancia entre estator y rotor

A continuación se estudia cómo varía la impedancia vista del sistema en función de la distribución de inductancias entre el estator y el rotor. Se recuerda que al realizar los ensayos del motor se asumió que la inductancia de rotor bloqueado se divide equilibradamente entre el rotor y el estator. Se pretende estudiar cómo varía la impedancia vista del sistema si dicha distribución no es equilibrada. Seguidamente se presenta un tabla con los resultados obtenidos.

L_1/L_2 [%]	R_V [Ω]	L_V [mHy]	$\text{angulo } Z_V$ [$^\circ$]
65/35	11.70	30.5	39.37
60/40	11.64	30.0	38.95
55/45	11.61	29.3	38.40
BASE	11.55	28.7	38.01
45/55	11.51	28.1	37.46
40/60	11.46	27.5	36.98

Tabla 6.2: Variación de parámetros según distribución de inductancias

En la siguiente tabla se calculan los apartamientos porcentuales de los valores de BASE.

L_1/L_2 [%]	ΔR_V [%]	ΔL_V [%]	$\Delta \text{angulo } Z_V$ [%]
65/35	1.30	6.27	3.58
60/40	0.78	4.53	2.47
55/45	0.52	2.09	1.03
BASE	0.00	0.00	0.00
45/55	-0.35	-2.09	-1.45
40/60	-0.78	-4.18	-2.71

Tabla 6.3: Variación porcentual de parámetros con distribución de la inductancia

Se observa que la inductancia vista depende fuertemente de L_1 copiando las variaciones de ésta en menor grado. Como se concluyó en la sección anterior, la dependencia respecto de L_1 es mas fuerte que de L_2 .

Variación de la inductancia de rotor bloqueado

A continuación se estudia cómo varía la impedancia vista del sistema en función de la inductancia de rotor bloqueado. Se asume una distribución de inductancias igual entre estator y rotor. Se quiere estudiar como influiría en el sistema si L_1 y L_2 variaran idénticamente. En la *tabla 6.4* se muestran los resultados obtenidos.

$L_1 + L_2 [\%]$	$R_V [\Omega]$	$L_V [mHy]$	$angulo Z_V [^\circ]$
-10 %	11.45	26.0	35.54
-5 %	11.50	27.4	36.82
BASE	11.55	28.7	38.01
5 %	11.61	30.1	39.10
10 %	11.69	31.3	40.08
15 %	11.76	32.6	41.08
20 %	11.81	34.1	42.18

Tabla 6.4: Variación de parámetros con inductancia de CC

En la *tabla 6.5* se muestran los apartamientos porcentuales.

$L_1 + L_2$	$\Delta R_V [\%]$	$\Delta L_V [\%]$	$\Delta angulo Z_V [\%]$
-10 %	-0.87	-9.41	-6.50
-5 %	-0.43	-4.53	-3.13
BASE	0.00	0.00	0.00
5 %	0.52	4.88	2.87
10 %	1.21	9.06	5.45
15 %	1.82	13.59	8.08
20 %	2.25	18.82	10.97

Tabla 6.5: Variación porcentual de parámetros con inductancia de CC

Se aprecia una dependencia proporcional y prácticamente igual a uno entre las variaciones de L_{CC} y la L_V . La dependencia con R_V es casi nula.

Variación de la resistencia de estator

Seguidamente se estudia cómo influye en la impedancia vista la variación en la resistencia del estator. En la *tabla 6.6* se muestran los resultados obtenidos.

Capítulo 6. Simulaciones del sistema en distintos escenarios

$R_1 + R_2$	$R_V[\Omega]$	$L_V[mHy]$	$anguloZ_V[^\circ]$
-10 %	10.55	28.5	44.12
-5 %	11.04	28.6	42.61
BASE	11.55	28.7	38.01
5 %	12.05	28.9	39.86
10 %	12.59	28.9	38.58

Tabla 6.6: Variación de parámetros con resistencia de estator

En la *tabla 6.7* se muestran los apartamientos porcentuales.

$R_1 + R_2$	$\Delta R_V[\%]$	$\Delta L_V[\%]$	$\Delta anguloZ_V[\%]$
-10 %	-8.66	-0.70	16.07
-5 %	-4.42	-0.35	12.10
BASE	0.00	0.00	0.00
5 %	4.33	0.70	4.87
10 %	9.00	0.70	1.50

Tabla 6.7: Variación porcentual de parámetros con resistencia de estator

Se aprecia una dependencia proporcional y aproximadamente igual a 1 entre las variaciones de $R_1 + R_2$ y R_V . La dependencia con L_V es casi nula.

Este resultado y el anterior implican que para el caso de estudio, la impedancia vista del motor sin falla, en régimen sinusoidal, se puede modelar como $Z_V \simeq (R_1 + R_2) + j\omega\alpha(L_1 + L_2)$, siendo $\alpha = \frac{28.7}{36.9} = 0.777$.

Variación de la inductancia magnetizante

A continuación se estudia como responde en el sistema ante grandes cambios en la inductancia magnetizante, ya que dichos cambios modelan la saturación que puede sufrir el núcleo del MI. En la *tabla 6.8* se muestran los resultados obtenidos.

M_{SR}	$R_V[\Omega]$	$L_V[mHy]$	$anguloZ_V[^\circ]$
BASE	11.55	28.7	38.01
-90 %	10.16	27.9	40.76
-80 %	10.83	28.6	39.7

Tabla 6.8: Variación de parámetros con inductancia magnetizante

En la *tabla 6.9* se muestran los apartamientos porcentuales.

6.4. Simulación de Impedancia Vista

M_{SR}	$\Delta R_V [\%]$	$\Delta L_V [\%]$	$\Delta angulo Z_V [\%]$
BASE	0.00	0.00	0.00
-90 %	-12.03	-2.79	7.23
-80 %	-6.23	-0.35	4.45

Tabla 6.9: Variación porcentual de parámetros con inductancia magnetizante

Se aprecia una muy baja dependencia de la impedancia vista respecto de M_{SR} . Esto sería favorable a los efectos del presente trabajo, ya que podría despreciarse el efecto de la saturación del núcleo.

Variación del porcentaje de espiras cortocircuitadas con $R_f = 1\Omega$ y $R_f = 0.5\Omega$

Seguidamente, se estudia cómo varía la impedancia vista del motor ante cambios en el porcentaje de espiras cortocircuitadas. Se asume $R_F = 1\Omega$ para la [tabla 6.10](#) y $R_F = 0.5\Omega$ para la [tabla 6.11](#)

$\mu [\%]$	$R_V [\Omega]$	$L_V [mHy]$	$angulo Z_V [^\circ]$
2	11.73	27.8	36.55
4	11.39	28.3	37.92
6	11.32	27.1	37.18
8	11.08	26.8	37.33
10	10.19	28.6	41.54
15	10.43	23.4	35.13
20	9.14	23.7	39.44

Tabla 6.10: Variación de impedancia vista según porcentaje de c.c, $R_F = 1\Omega$

$\mu [\%]$	$R_V [\Omega]$	$L_V [mHy]$	$angulo Z_V [^\circ]$
2	11.43	28.7	38.25
4	11.22	27.8	38.25
6	10.68	28.5	40.00
8	10.74	26.7	37.78
10	11.09	23.1	32.82
15	9.923	22.8	35.56
20	8.861	22.0	38.22

Tabla 6.11: Variación de impedancia vista según porcentaje de c.c, $R_F = 0.5\Omega$

Se observa que al aumentar el porcentaje de falla, tanto R_V como L_V decrecen pero no lo hacen en forma monótona. Si bien la tendencia de decremento es la esperada, se esperaría que fuera monótona. Esta tendencia es esperada para R_f

Capítulo 6. Simulaciones del sistema en distintos escenarios

bajas, debido a que al aumentar el porcentaje de falla aumenta la impedancia de la porción del bobinado en falla, circulando así mayor corriente por la resistencia de falla. Esto genera una disminución monótona de la impedancia vista.

Se estima que la no monotonía de la R_V y L_V respecto de μ pueda deberse a errores numéricos en el cálculo del desfase de las ondas de corriente y tensión.

Variación de la resistencia de falla con $\mu = 5\%$ y $\mu = 10\%$

A continuación se estudia como varía el sistema ante variaciones en la resistencia de falla.

$R_F[\Omega]$	$R_V[\Omega]$	$L_V[mHy]$	$\text{angulo}Z_V[^\circ]$
0.2	11.27	25.5	35.6
0.4	10.66	29.2	40.64
0.6	11.2	28.1	37.87
0.8	11.24	27.7	38.07
1	11.26	28.1	38.22
2	11.41	28.4	37.99
5	11.65	27.9	36.96
10	11.45	29.0	38.46
50	11.58	28.6	37.8
100	11.56	28.7	37.95

Tabla 6.12: Variación de parámetros con resistencia de falla, $\mu = 5\%$

$R_F[\Omega]$	$R_V[\Omega]$	$L_V[mHy]$	$\text{angulo}Z_V[^\circ]$
0.2	9.869	26.3	39.64
0.4	10.65	23.7	35.49
0.6	10.46	26.3	38.26
0.8	10.32	27.5	39.99
1	10.19	28.6	41.55
2	11.14	26.8	37.29
5	11.41	27.8	37.42
10	11.54	28.0	37.29
50	11.57	28.5	37.73
100	11.56	28.6	37.87

Tabla 6.13: Variación de parámetros con resistencia de falla, $\mu = 10\%$

Análogamente al caso anterior, se esperaría un crecimiento monótono en R_V y L_V a medida que R_f crece. La fundamentación es similar a la presentada en dicho caso.

6.4. Simulación de Impedancia Vista

6.4.3. Estudio del Período y Atenuación como aproximación a circuito RLC

Verificado que el modelo del motor se aproxima en forma aceptable a un circuito RLC , se calcula el período y la atenuación a partir de L_v y R_v , según las ecuaciones 6.1 y 6.2. Se estudia cómo responde el sistema ante cambios en la resistencia y porcentaje de falla.

μ [%]	T[s]	A[1/s]
2.0	1.469E-03	199
4.0	1.446E-03	202
6.0	1.463E-03	187
8.0	1.417E-03	201
10.0	1.318E-03	240
15.0	1.309E-03	218
20.0	1.286E-03	201

Tabla 6.14: Variación de parámetros con porcentaje de falla, $R_F = 0.5\Omega$

En la tabla 6.14 se observa el mismo problema de no monotonía encontrado anteriormente. Esto es consecuencia del comportamiento observado anteriormente para la impedancia vista.

R_F [Ω]	T[s]	A[1/s]
0.2	1.385E-03	221
0.4	1.481E-03	182
0.6	1.453E-03	199
0.8	1.443E-03	203
1	1.453E-03	200
2	1.461E-03	201
5	1.448E-03	209
10	1.476E-03	197
50	1.466E-03	202
100	1.469E-03	201

Tabla 6.15: Variación de parámetros con resistencia de falla, $\mu = 5\%$

En la tabla 6.15 se observa el mismo problema que en la tabla 6.14.

6.4.4. Conclusiones

Para el motor sin falla, se pudo encontrar una representación del mismo según su equivalente Thévenin RL .

Sin embargo, al estudiar el sistema con falla de aislación, no se pudo encontrar un equivalente Thévenin que responda según lo analizado en la sección anterior. Por tanto, se presume que dicha diferencia puede deberse a errores numéricos en la rutina que calcula la impedancia vista.

Se verificó una no dependencia de la inductancia magnetizante frente a las características estudiadas (período y atenuación).

Capítulo 7

Adquisición y procesamiento de datos

En este capítulo, inicialmente se describe la forma en que se procesaron los datos obtenidos experimentalmente en el ensayo de impulso. Luego, se muestra la metodología empleada para la obtención del período y atenuación de las señales procesadas, así como una estimación de las incertidumbres asociadas a cada resultado.

7.1. Procesamiento de datos

En esta sección se describe la forma en que se procesaron los datos adquiridos del osciloscopio, correspondientes a muestras de la tensión en bornes del motor, para cada descarga.

En la *figura 7.1* se muestra la señal obtenida, habiendo cargado inicialmente el condensador a 100 V.

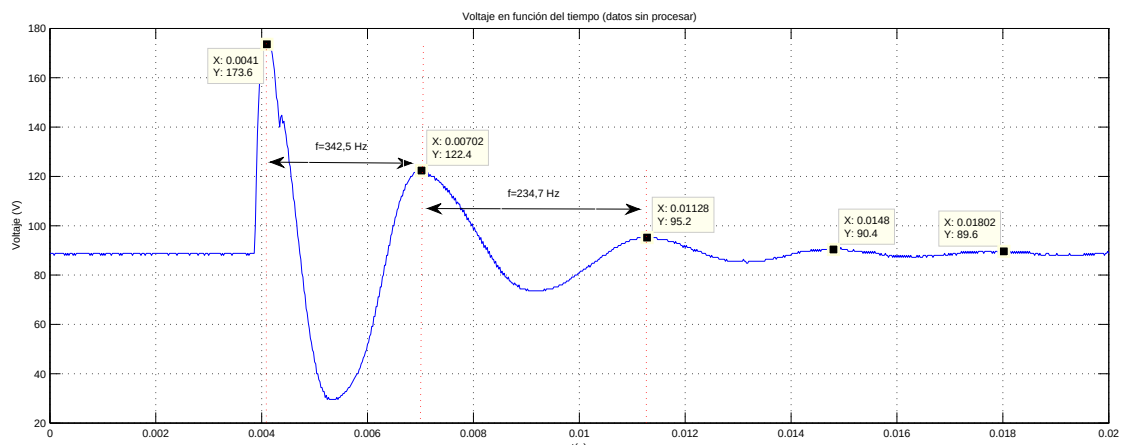


Figura 7.1: Señal obtenida sin procesamiento

Se observa en la gráfica que las componentes de frecuencia de señal que in-

Capítulo 7. Adquisición y procesamiento de datos

teresa analizar, se encuentran en el entorno de 350 Hz . También se aprecia un componente de DC introducido por el osciloscopio.

Si se observa la gráfica con más detalle, aparecen frecuencias o “ruidos” que no se corresponden con la señal esperada. Con estos armónicos presentes, resultaría imposible implementar una rutina que calcule con precisión diferencias de tiempos entre valores pico.

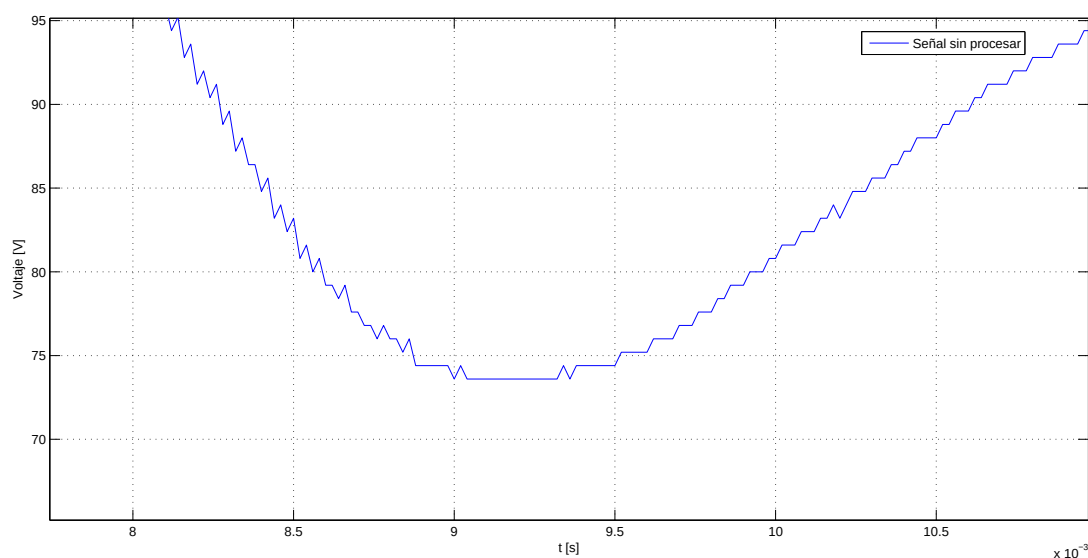


Figura 7.2: *Detalle de señal obtenida sin procesamiento*

Para poder analizar con mayor precisión el período y atenuación de la señal, se filtró la misma con un filtro pasabajos tipo Butterworth.

Por ser un filtro FIR (Finite Impulse Response), tiene las siguientes características: [11]

- Pueden tener exactamente fase lineal
- Son siempre estables
- Métodos de implementación lineales
- Transitorios iniciales de corta duración

Se encontró el orden del filtro mediante la función *BUTTORD* de Matlab. Con dicha función se obtiene el menor orden N que verifica un apartamiento menor que R_p dB en la banda de paso (hasta W_p) y un apartamiento mayor que R_s dB en la banda a filtrar (desde W_s). Se iteró en W_p y W_s de modo de filtrar únicamente ruido, a partir de observaciones de la señal obtenida.

7.1. Procesamiento de datos

Especificaciones del Filtro:

- $W_p = 0.1$
- $W_s = 0.2$
- $R_p = 1dB$
- $R_s = 60dB$

Resultando:

- $N = 11$
- $W_n = 0.11$ (frecuencia de potencia mitad)

En la *figura 7.3* se observa la respuesta en frecuencia de dicho filtro:

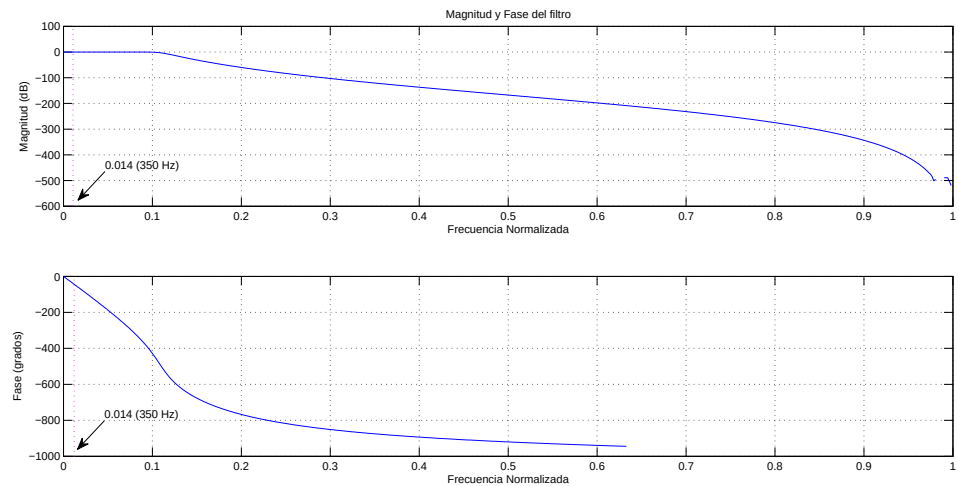


Figura 7.3: *Respuesta en frecuencia del filtro*

Se observa que para las frecuencias de interés, el filtro tiene 0 dB de ganancia y fase lineal. Esto último implica igual desplazamiento de todas las frecuencias que interesan, con lo cual la señal se desfasa pero no sufre deformaciones como se muestra en la *figura 7.5*:

Capítulo 7. Adquisición y procesamiento de datos

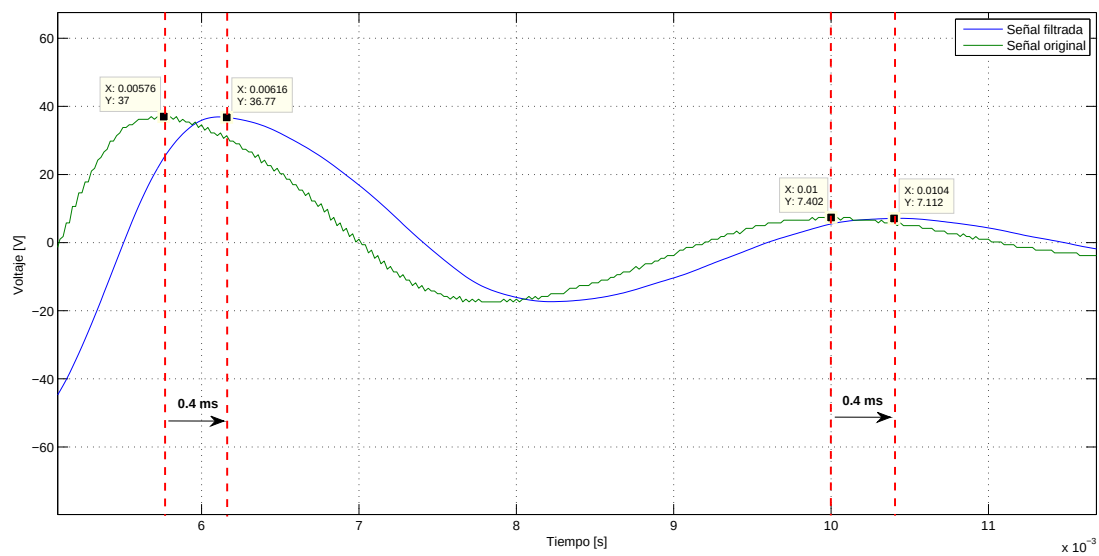


Figura 7.4: Onda original y onda filtrada

Se observa que la onda original está desfasada 0,4 ms respecto de la primera así como una gran reducción del ruido analizado anteriormente.

7.2. Metodología para el cálculo del período

En esta sección, se explica el método y pasos seguidos en la determinación del período de la señal obtenida luego del filtrado. También se llega a una expresión para el cálculo de su incertidumbre.

7.2.1. Planteo inicial

En la *figura 7.5* se observa el voltaje obtenido en bornes del motor para una descarga del condensador.

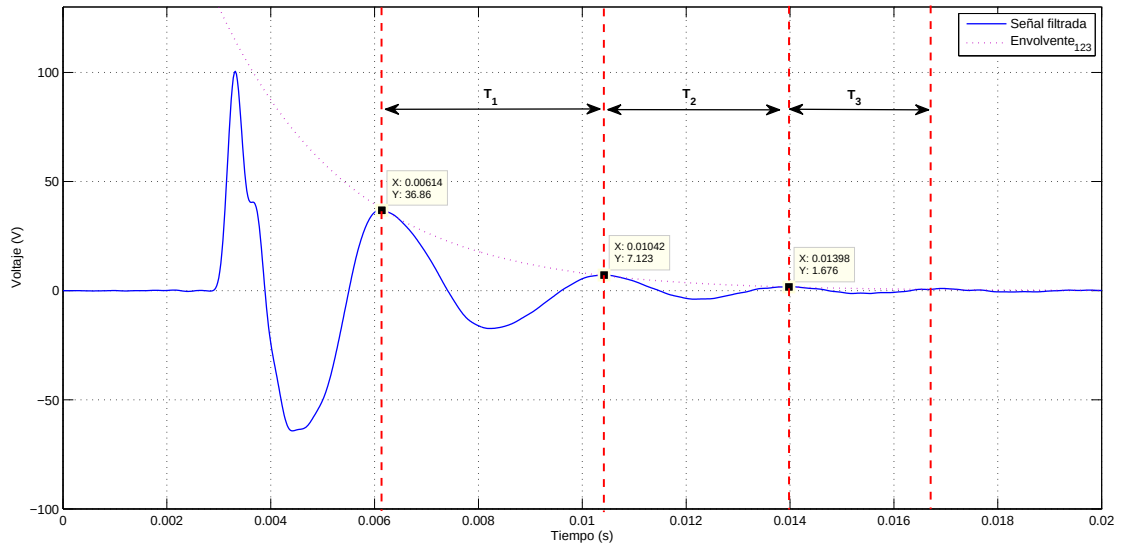


Figura 7.5: Voltaje en bornes del motor en una descarga.

Se define:

- T_1 : Tiempo entre el 2do y 3er pico de tensión
- T_2 : Tiempo entre el 3er y 4to pico de tensión
- T_3 : Tiempo entre el 4to y 5to pico de tensión

No se considera para el análisis el primer pico de tensión, en el que participan fenómenos transitorios asociados al cierre del seccionador en $t = 0$.

Mediante *load_DATOS.m* se obtienen T_1 y T_2 para 10 muestras con distintos niveles de cortocircuitos en la bobina estudiada y $R_f = 0.5 \Omega$.

Capítulo 7. Adquisición y procesamiento de datos

En la *tabla 7.1* se muestran T_1 y T_2 , su media $\overline{T_i}$, incertidumbre expandida $u_E(\overline{T_i})(k=1)$ y $u_E(\overline{T_i})/\overline{T_i}(\%)$:

- Ensayo inicial: $C = \frac{16}{3}\mu F, V_0 = 100V, Escala = 10V/div.$

N	$\mu = 0\%$		$\mu = 1\%$		$\mu = 2.73\%$	
	$T_1 (ms)$	$T_2 (ms)$	$T_1 (ms)$	$T_2 (ms)$	$T_1 (ms)$	$T_2 (ms)$
1	4.26	3.62	3.92	2.66	3.44	2.68
2	4.28	3.56	3.94	2.86	3.34	2.84
3	4.18	3.58	3.90	2.50	3.30	2.76
4	4.22	3.56	3.90	3.12	3.42	2.80
5	4.18	3.50	4.08	2.88	3.40	2.76
6	4.34	3.40	3.80	3.18	3.40	2.76
7	4.20	3.52	3.90	2.86	3.32	2.56
8	4.28	3.36	3.86	2.80	3.42	2.80
9	4.22	3.46	3.00	2.60	3.26	2.68
10	4.20	3.60	3.94	3.10	3.44	2.64
$\overline{T_i} (ms)$	4.24	3.52	3.82	2.86	3.37	2.73
$u_E(\overline{T_i}) (ms)$	0.05	0.05	0.11	0.08	0.05	0.04
$u_E(\overline{T_i})/\overline{T_i}(\%)$	1.25	1.42	2.75	2.80	1.33	1.58

Tabla 7.1: T_1 y T_2 para cada muestra N y nivel de c.c μ , $\overline{T_i}, u_E(\overline{T_i})(k=1)$ y $u_E(\overline{T_i})/\overline{T_i}$

Si se compara $\overline{T_2}$ y $\overline{T_1}$, este último registra una diferencia de 17%, 25,3% y 19,1% respecto del primero para $\mu = 0\%$, 1% y 2.73% respectivamente. En la *figura 7.5* se observa también que $T_3 < T_2 < T_1$.

7.2.2. Planteo final

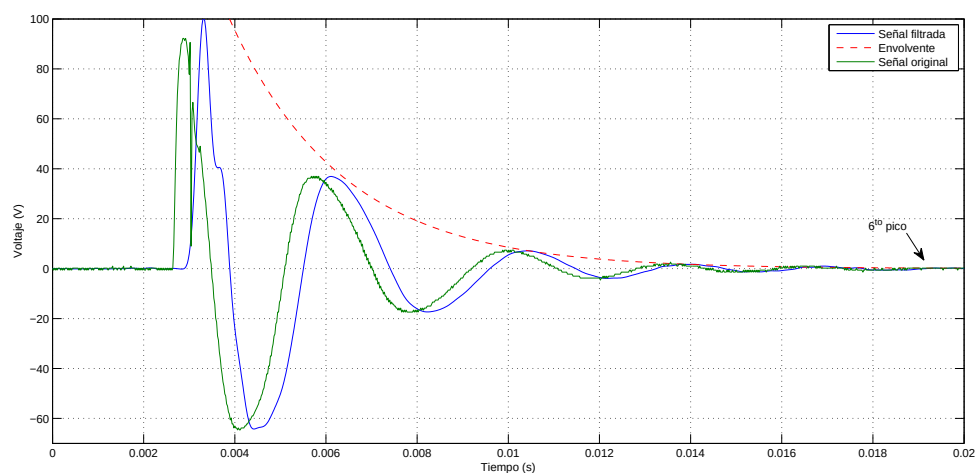
A partir del planteo inicial, surge la necesidad de explorar la señal para tiempos mayores, buscando que los períodos se estabilicen. En las condiciones actuales no es posible, ya que en dichos valores prevalece el ruido y errores de discretización como se observa en la *figura 7.5*.

Para mejorar la relación señal-ruido en períodos posteriores, se optó por subir el voltaje inicial del condensador V_0 , reducir la escala del osciloscopio a 20mV/div y disminuir la capacitancia C según se explica la *sección 5.2.2*.

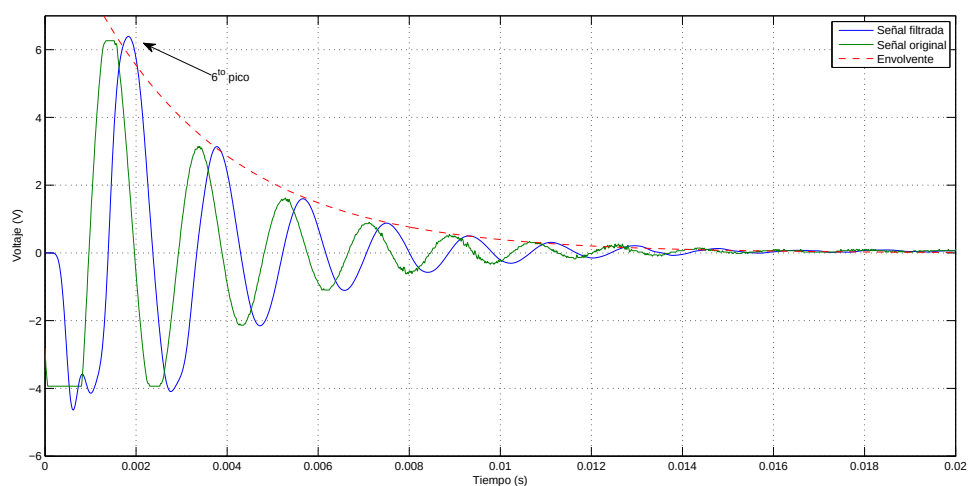
Ensayo final: $C = \frac{9}{3}\mu F, V_0 = 180V, Escala = 200mV/div.$

En las *figuras 7.6* se compara la señal filtrada, antes y después de la variación en los parámetros:

7.2. Metodología para el cálculo del período



(a) *Planteo inicial*



(b) *Planteo final*

Figura 7.6: Señales obtenidas según planteos.

Gracias a las mejoras implementadas, es posible distinguir fácilmente el 6to pico de la señal. El mismo pasó de aproximadamente 0.1 V al entorno de los 6 V.

En la *tabla 7.2* se observan los períodos registrados a partir del 7to pico. No se considera para el cálculo del período el 6to. pico, ya que al ser del orden del fondo de escala del osciloscopio el mismo aparece achatado.

Capítulo 7. Adquisición y procesamiento de datos

N	$T_6 (ms)$	$T_7 (ms)$	$T_8 (ms)$	$T_9 (ms)$	$T_{10} (ms)$
1	1.90	1.84	1.82	1.82	1.82
2	1.88	1.84	1.82	1.78	1.86
3	1.88	1.84	1.84	1.76	1.80
4	1.88	1.84	1.84	1.76	1.80
5	1.88	1.86	1.82	1.80	1.78
6	1.92	1.84	1.86	1.74	1.80
7	1.90	1.86	1.82	1.78	1.82
8	1.88	1.86	1.80	1.82	1.78
9	1.88	1.84	1.84	1.76	1.84
10	1.90	1.86	1.82	1.80	1.78
11	1.88	1.86	1.82	1.82	1.78
12	1.88	1.84	1.82	1.80	1.82
13	1.90	1.84	1.84	1.74	1.84
14	1.90	1.86	1.82	1.76	1.78
15	1.90	1.82	1.84	1.80	1.84
16	1.88	1.84	1.82	1.82	1.78
17	1.90	1.84	1.82	1.82	1.84
18	1.90	1.82	1.84	1.80	1.80
19	1.90	1.86	1.84	1.76	1.84
20	1.90	1.86	1.80	1.80	1.84
21	1.90	1.84	1.82	1.82	1.80
22	1.90	1.86	1.82	1.78	1.84
23	1.90	1.84	1.84	1.80	1.80
24	1.90	1.84	1.80	1.80	1.80
25	1.90	1.84	1.82	1.82	1.78
26	1.88	1.84	1.82	1.80	1.78
$\overline{T_i} (ms)$	1.89	1.85	1.83	1.79	1.81
$u_E(\overline{T_i}) (ms)$	0.03	0.02	0.02	0.02	0.02
$u_E(\overline{T_i})/\overline{T_i} (\%)$	1.32	1.30	1.32	1.34	1.33

Tabla 7.2: T_6 a T_{10} para cada muestra N y $\mu = 0$, $\overline{T_i}, u_E(\overline{T_i})(k=1)$ y $u_E(\overline{T_i})/\overline{T_i}$

Se observa, para $\mu = 0$, una notoria estabilización del período en el entorno de T_9 (aproximadamente 2 %), respecto del planteo inicial (17 %).

También, los valores registrados son ligeramente más estables respecto de sí mismos, pasando de una incertidumbre de 1.42 % a 1.34 % para $\mu = 0$.

Se trabaja a 200 mV/div y el fabricante del osciloscopio indica que la resolución de las medidas adquiridas corresponde a 1/25 de la división. La resolución de la medida en el osciloscopio queda en 8 mV.

7.2. Metodología para el cálculo del período

- $Resolucion_y = 0.008V$

A su vez, se indica que la exactitud en la medida tiene una incertidumbre de $\pm 2\%$ sobre el valor medido. Se asume distribución uniforme para este tipo de incertidumbre.

- $Exactitud_y = \pm(\overline{y_{MAXi}} \times 0.02)V$

En la *tabla (7.3)* se muestran los 6 valores de pico correspondientes a los 5 períodos mostrados en la *tabla (7.2)* ($\mu = 0$):

Capítulo 7. Adquisición y procesamiento de datos

N	y_{MAX1} (V)	y_{MAX2} (V)	y_{MAX3} (V)	y_{MAX4} (V)	y_{MAX5} (V)	y_{MAX6} (V)
1	3.525	1.700	0.847	0.431	0.223	0.086
2	2.751	1.335	0.667	0.318	0.141	0.039
3	2.873	1.391	0.682	0.330	0.133	0.043
4	2.873	1.391	0.682	0.330	0.133	0.043
5	3.223	1.540	0.748	0.373	0.142	0.035
6	3.366	1.588	0.767	0.373	0.142	0.043
7	3.529	1.671	0.818	0.396	0.163	0.044
8	3.312	1.564	0.780	0.363	0.158	0.016
9	2.791	1.313	0.602	0.215	0.035	-0.074
10	3.752	1.861	0.989	0.551	0.324	0.205
11	3.025	1.393	0.632	0.227	0.030	-0.088
12	3.137	1.598	0.878	0.503	0.312	0.211
13	3.625	1.784	0.947	0.522	0.297	0.187
14	3.368	1.681	0.899	0.498	0.295	0.178
15	3.300	1.543	0.751	0.340	0.119	-0.025
16	3.164	1.578	0.822	0.432	0.239	0.148
17	3.533	1.734	0.907	0.501	0.259	0.170
18	3.512	1.763	0.956	0.546	0.316	0.210
19	3.414	1.710	0.938	0.535	0.327	0.202
20	3.522	1.705	0.866	0.450	0.221	0.119
21	3.199	1.634	0.904	0.515	0.310	0.214
22	3.670	1.785	0.929	0.504	0.262	0.138
23	3.255	1.674	0.918	0.534	0.310	0.204
24	3.250	1.641	0.909	0.523	0.315	0.216
25	3.718	1.820	0.936	0.503	0.277	0.148
26	3.005	1.547	0.845	0.466	0.271	0.173
$\overline{y_{MAXi}}$ (V)	3.296	1.613	0.831	0.434	0.221	0.111
$u_E(\overline{y_{MAXi}})$ (V)	0.068	0.035	0.024	0.020	0.018	0.019
$\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}} (\%)$	2.063	2.169	2.887	4.611	8.132	17.117

Tabla 7.3: y_{MAX1} a y_{MAX6} para cada muestra N y $\mu = 0$; $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}}$

Se observa que a medida que se toman picos hacia la derecha, los mismos presentan mayor incertidumbre en su valor. Esto se debe a la predominancia del ruido e incertidumbre por la resolución de las medidas.

Entonces, para $\mu = 0\%$ se elige T_9 como valor representativo del período (y_{MAX4} e y_{MAX5}), tomando como criterio que los picos considerados tengan una incertidumbre inferior al 10 %.

Para niveles de cortocircuito mayores, la atenuación aumenta, por lo que el

7.2. Metodología para el cálculo del período

valor de los picos disminuye. En estos casos se relevan picos más hacia la izquierda que T_9 . Siguiendo el criterio anterior, se buscan estén lo más hacia la derecha posible con incertidumbres inferiores al 10 %.

En la *tabla 7.4* se muestran los voltajes medios de los picos considerados para cada nivel de cortocircuito μ y resistencia de falla R_f :

μ (%)	0	1			1.73			2.73		
R_f (Ω)	∞	0.5	1.5	5.5	0.5	1.5	5.5	0.5	1.5	5.5
$\bar{y}_i$ (V)	0.434	0.740	0.863	0.804	1.229	0.898	0.713	1.067	1.158	0.498
$\bar{y}_{i+1}$ (V)	0.221	0.191	0.307	0.426	0.308	0.252	0.713	0.216	0.207	0.220

Tabla 7.4: $\bar{y}_i$ e $\bar{y}_{i+1}$ según μ y R_f

En el *anexo A.2* se encuentran todos los picos considerados para el resto de los casos (distintos de $\mu = 0$).

7.2.3. Cálculo de la incertidumbre en el período

El fabricante del osciloscopio Tektronix 2232 indica que el tiempo t de la señal muestreada se guarda en una memoria de 10 bits (1024 valores), que corresponden a 100 valores por división. [14] Como se trabaja con $2ms/div$, se tiene para cada instante t :

- $Res_t = 0.02 \text{ ms}$

La incertidumbre de t debido a la resolución (asumiendo distribución uniforme), está dada por:

- $u_{RES}(t) = \frac{Res_t}{2\sqrt{3}}$

Si se plantea el período T como:

$$T = t_2 - t_1 \quad (7.1)$$

Se llega a la incertidumbre de T debido a la resolución, combinando las incertidumbres debido a la resolución en t_1 y t_2 :

- $u_{RES}(T) = \sqrt{2\left(\frac{Res_t}{2\sqrt{3}}\right)^2} = \frac{Res_t}{\sqrt{6}}$

A su vez, se indica que la exactitud de la lectura correspondiente a diferencias de tiempos, tiene una incertidumbre de $\pm 2\%$ sobre el valor medido. Se asume distribución uniforme para este tipo de incertidumbre.

Como se considera como estimador el promedio $\bar{T}_i$ de los 26 relevamientos de T_i , y siendo $\bar{T}_i \simeq 2ms$, sigue que:

Capítulo 7. Adquisición y procesamiento de datos

$$\blacksquare \text{ Exactitud}_T = \pm(\overline{T}_i(ms) \times 0.02)ms \simeq \pm(2 \times 0.02)ms = \pm 0.04ms$$

Se tiene la incertidumbre tipo B de T , compuesta por la resolución y exactitud del instrumento como:

$$\blacksquare u_B(\overline{T}_i)(ms) = \sqrt{\left(\frac{Res_t}{\sqrt{6}}\right)^2 + \left(\frac{0.02 \times \overline{T}_i(ms)}{\sqrt{3}}\right)^2} ms \simeq \sqrt{\left(\frac{0.02}{\sqrt{6}}\right)^2 + \left(\frac{0.04}{\sqrt{3}}\right)^2} ms = \pm 0.0245ms.$$

Finalmente, se combinan las incertidumbres tipo A y B, y se llega a una expresión de la incertidumbre expandida u_E con 95 % de confianza ($k=2$):

$$\blacksquare u_E(\overline{T}_i)(ms) = 2\sqrt{u_A^2 + u_B^2}$$

Con:

$$u_A^2(\overline{T}_i) = \frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^n (T_i - \overline{T}_i)^2$$

Para los 26 experimentos ($n = 26$):

$$u_A^2(\overline{T}_i) = \frac{1}{26(26-1)} \sum_{i=1}^{26} (T_i - \overline{T}_i)^2$$

7.3. Metodología para el cálculo de la atenuación

En ésta sección se explica el método empleado para la determinación de la atenuación ζw_n de la señal obtenida luego del filtrado. También se llega a una expresión para el cálculo de su incertidumbre.

7.3.1. Aproximación de la envolvente

En la *figura 7.7* se observa la señal relevada cuya atenuación se desea calcular, mediante la determinación de la envolvente:

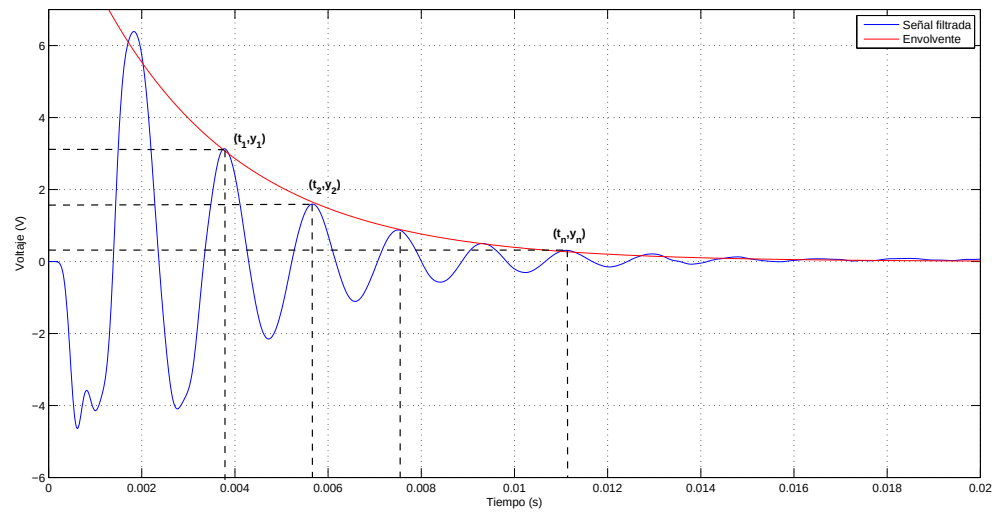


Figura 7.7: Señal obtenida luego del filtrado.

La curva que se busca es de la forma:

$$y(t) = Ae^{-b(t+t_f)} + \gamma \quad (7.2)$$

Eliminando t_f (desfasaje temporal por inicio de muestreo distinto a $t = 0$) se llega a :

$$y(t) = \acute{A}e^{-bt} + \gamma \quad (7.3)$$

Con:

- $\acute{A}$: Factor multiplicativo.
- b : Constante de atenuación.
- γ : Offset introducido por el osciloscopio.

Capítulo 7. Adquisición y procesamiento de datos

Se busca aproximar las parejas de puntos (t_i, y_i) ($i = 1, \dots, n$) por mínimos cuadrados (M.C) según la *ecuación 7.3*. Estos puntos corresponden al tiempo y valor en los picos de la señal.

Mediante mínimos cuadrados (M.C) se determinan los parámetros $\beta = (\dot{A}, b, \gamma)$ que minimizan S :

$$S = \sum_{i=1}^n r_i^2 \quad (7.4)$$

Siendo r_i el residuo o diferencia en $t = t_i$ entre el valor experimental y teórico:

$$r_i = y_i - (\dot{A}e^{-bt_i} + \gamma) \quad (7.5)$$

Método 1: Mínimos cuadrados lineales

Se asume $\gamma = \gamma^*_1 = cte.$ y se transforma *ecuación 7.3* en una ecuación lineal, para luego aplicar mínimos cuadrados lineales.

Observando que aproximadamente en las 100 muestras finales la señal obtenida está próxima a su valor para $t \rightarrow \infty$, se elige:

$$\gamma^*_1 = \frac{\sum_{i=924}^{1023} y(iT_s)}{101} \quad (7.6)$$

Restando γ^*_1 y aplicando logaritmo neperiano en ambos miembros de la *ecuación 7.3*, se tiene:

$$\ln(y - \gamma^*_1) = \ln(A) - bt \quad (7.7)$$

Mediante la función *polyfit.m* de Matlab se busca la recta ($y = mt + n$) que minimice según mínimos cuadrados las nuevas parejas de puntos $(t_i, \ln(y_i - \gamma^*_1))$.

Se aproxima la atenuación ζw_n por:

$$\zeta w_n = b = -m \quad (7.8)$$

Este método permite calcular con facilidad la incertidumbre en ζw_n , aunque dicho valor es una estimación dado que se aproxima el offset por γ^* .

7.3. Metodología para el cálculo de la atenuación

Método 2: Mínimos cuadrados No lineales

Si se deja libre γ , el mínimo de la ecuación 7.4 se obtiene cuando su gradiente es nulo, esto es:

$$\frac{\partial S}{\partial \beta_j} = 2 \sum_{i=1}^n r_i \frac{\partial r_i}{\partial \beta_j} = 0 \quad (\forall j = 1, \dots, m) \quad (7.9)$$

Se debe minimizar entonces una función vectorial no lineal F , $F = (F_1(\acute{A}, b, \gamma), F_2(\acute{A}, b, \gamma), F_3(\acute{A}, b, \gamma))$, dadas las parejas de puntos (t_i, y_i) ($i = 1, \dots, n$).

Con:

- $F_1(\acute{A}, b, \gamma) = \sum_{i=1}^n r_i e^{-bt_i}$
- $F_2(\acute{A}, b, \gamma) = \sum_{i=1}^n r_i A t_i e^{-bt_i}$
- $F_3(\acute{A}, b, \gamma) = \sum_{i=1}^n r_i$

Para ello, se recurre a la función *fsolve.m* de Matlab, a la cual se le especifica la función F a minimizar, la semilla $\vec{\beta}^* = (\acute{A}^*, b^*, \gamma^*)$ y el número máximo de iteraciones y evaluaciones de la función.

La elección de una semilla cercana al mínimo de F asegura la convergencia del método y/o la rapidez con la cual se llega a la solución. Por ello, se determina un β^* que asegure lo anterior.

$\vec{\beta}^*$:

- $\gamma^* = \gamma^*_1$ (Igual que en el método 1)
- b^* :
Si se consideran 2 parejas de puntos (t_1, y_1) y (t_2, y_2) asociadas a picos máximos consecutivos se llega a:

$$b^* = \frac{-\log(\frac{y_1 - \gamma^*}{y_2 - \gamma^*})}{t_1 - t_2} \quad (7.10)$$

- $\acute{A}^*$:

Evaluando la función en t_1 e igualando a y_1 , se despeja $\acute{A}^*$:

$$\acute{A}^* = \frac{y_1 - \gamma^*}{e^{-b^* t_1}} \quad (7.11)$$

Capítulo 7. Adquisición y procesamiento de datos

Método 3: Mínimos cuadrados lineales modificado

Este método consiste en aproximar por mínimos cuadrados lineales ζw_n según el método 1, pero a diferencia de éste, se toma como γ^* , el obtenido mediante el método 2.

En la *tabla 7.5* se muestran los resultados obtenidos según cada método, para las 26 descargas con $\mu = 0\%$:

Semilla (γ^*)	Prom. últimos valores				γ^* obt. por MCNL			
Método	M.C.L(1)		M.C.N.L(2)		M.C.L.M (3)		$\sigma_{\zeta w_n}^j$	$\ ((2) - (3))/(2)\ (\%)$
Resultado	γ	ζw_n^j	γ	ζw_n^j	γ	ζw_n^j		
1	-0.06	323	0.01	379	0.01	379	0	0.00
2	-0.09	331	-0.05	366	-0.05	366	0	0.00
3	-0.11	328	-0.15	297	-0.15	297	0	0.00
4	-0.11	328	-0.15	297	-0.15	297	0	0.00
5	-0.12	328	-0.25	260	-0.25	260	0	0.00
6	-0.13	332	-0.26	259	-0.26	259	0	0.00
7	-0.12	335	-0.14	319	-0.14	319	0	0.00
8	-0.11	330	-0.04	398	-0.04	398	0	0.00
9	-0.21	329	-0.27	301	-0.27	293	264	2.80
10	0.02	322	-0.02	305	-0.02	299	80	1.88
11	-0.24	320	-0.30	292	-0.30	284	262	2.90
12	0.06	323	0.03	310	0.03	303	98	2.07
13	0.01	329	0.00	322	0.00	322	0	0.00
14	0.02	328	0.04	346	0.04	343	8	0.90
15	-0.16	327	-0.15	329	-0.15	329	0	0.04
16	-0.01	335	-0.04	316	-0.04	308	144	2.34
17	-0.01	337	-0.10	285	-0.10	285	0	0.00
18	0.06	346	0.00	306	0.00	306	0	0.00
19	0.04	319	0.08	343	0.08	343	0	0.00
20	-0.07	327	-0.06	334	-0.06	334	0	0.00
21	0.06	332	0.08	354	0.08	354	0	0.00
22	-0.03	328	-0.08	303	-0.08	303	0	0.00
23	0.06	339	-0.03	282	-0.03	282	0	0.00
24	0.06	336	0.08	347	0.08	347	0	0.01
25	-0.01	325	0.01	344	0.01	340	9	0.94
26	0.03	337	0.06	360	0.06	360	0	0.00
media	-0.05	330	-0.07	321	-0.07	320	33	0.53

Tabla 7.5: Atenuación y offset según método

En la *figura 7.8* se gráficán las aproximaciones por Mínimos cuadrados no lineal (M.C.N.L) y Mínimos cuadrados lineal modificado (M.C.L.M) para el ensayo número 6 con $\mu = 0\%$.

7.3. Metodología para el cálculo de la atenuación

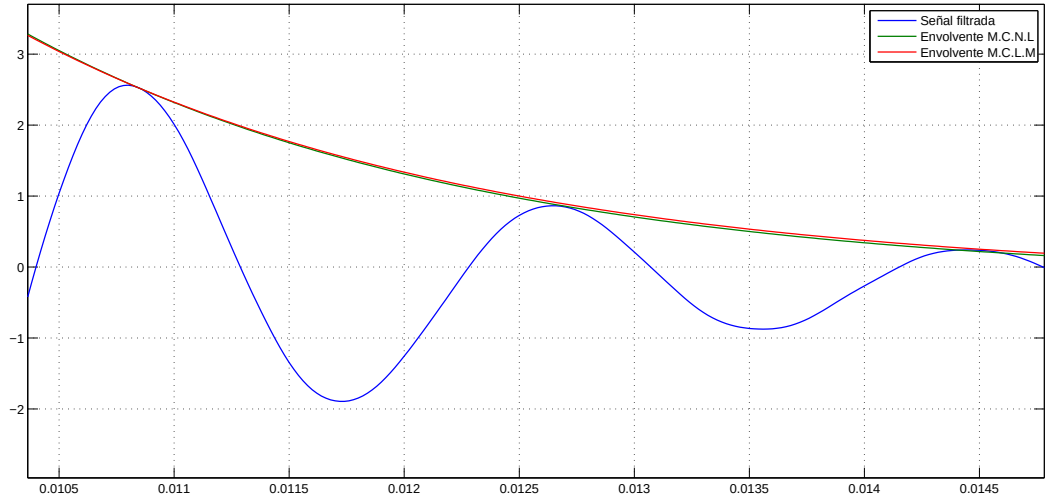


Figura 7.8: Señal filtrada y envolvente según método

La media de los módulos de las diferencias porcentuales entre 2 y 3 de ζw_n^j , tiene un valor de 0.53 %, siendo las soluciones idénticas en algunos casos. En estos últimos se observa $\sigma_{\zeta w_n}^{j2} \simeq 0$, por lo que se verifica un muy buen ajuste en los métodos.

Se decide entonces tomar M.C.L.M como aproximación, que aunque no logre un ajuste como se obtendría mediante M.C.N.L, se puede calcular de manera sencilla su incertidumbre.

7.3.2. Consideraciones prácticas

Si bien para μ bajos se observan varios picos y bien definidos, a medida que aumentamos μ estos se vuelven más pequeños y prevalece cada vez mas el ruido. Se llega entonces al compromiso entre tomar varios puntos, para mejorar la aproximación por mínimos cuadrados, pero lo más hacia la derecha posible para medir con la señal estabilizada (Ver. *Seccion 7.2*). Se determina que lo óptimo es tomar en cuenta 3 picos para la aproximación de la envolvente.

Partiendo del estudio realizado para el cálculo del período, se estudió de manera similar cómo varía la atenuación al variar los puntos considerados. En la *gráfica 7.9* se observa para el ensayo nro. 26 ($\mu = 0$) las envolventes obtenidas variando el número de ternas consideradas.

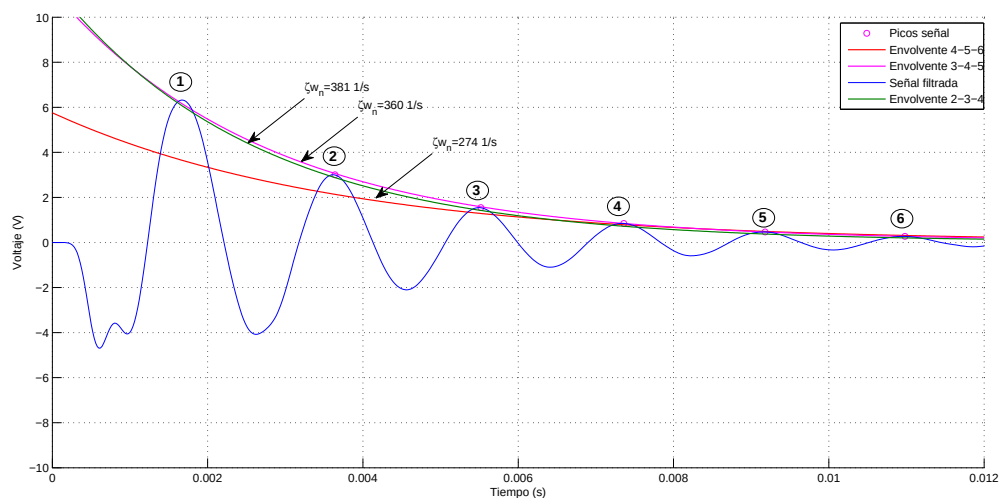


Figura 7.9: *Envolventes según picos considerados.*

Se obtiene una diferencia de 39 % si se consideran los picos 2-3-4 respecto de considerar 4-5-6. En el caso de considerar 3-4-5, el valor obtenido se encuentra entre los anteriores. Se generaliza observando que a medida que se toman valores hacia la derecha, la atenuación obtenida disminuye.

Se aproxima la envolvente formada por los picos con valores y_{i-1} , y_i e y_{i+1} , siendo los 2 últimos los considerados para el cálculo de T . De esta forma se aseguran picos estables con una incertidumbre menor al 10 %. Estos valores corresponden a y_3 , y_4 e y_5 en la *gráfica 7.9* (ensayo nro. 26) y su atenuación es la indicada en la *tabla 7.5* (360 1/s).

7.3. Metodología para el cálculo de la atenuación

7.3.3. Cálculo de la incertidumbre en la atenuación

Como se explica en la sección anterior, se calcula la incertidumbre en la atenuación para el método de mínimos cuadrados lineal, estimando γ según la solución obtenida mediante M.C.N.L.

Si se asume que [18]:

1. Las incertidumbres absolutas σ_y y σ_t son iguales para cada y_i y t_i .
2. La incertidumbre en la variable independiente t_i es despreciable ($\sigma_t \sim 0$).
3. Las incertidumbres son aleatorias: no producidas por errores humanos o sistemáticos.

Para cada ensayo j se tiene la desviación estándar de y_i^j como:

$$\sigma_y^{j2} = \frac{1}{k-2} \sum_{i=1}^k (y_i^j - (mt_i^j + n))^2 \quad (7.12)$$

Entonces, se obtiene la desviación estándar $\sigma_{\zeta w_n^j}^2$ como:

$$\sigma_{\zeta w_n^j}^2 = \sigma_n^{j2} = \sigma_y^{j2} \frac{\sum_{i=1}^n t_i^{j2}}{n \sum_{i=1}^n t_i^{j2} - (\sum_{i=1}^n t_i^j)^2} \quad (7.13)$$

Considerando la aproximación para 3 picos consecutivos, se tiene que:

$$\sigma_{\zeta w_n^j}^2 = \sigma_y^{j2} \frac{\sum_{i=1}^3 t_i^{j2}}{n \sum_{i=1}^3 t_i^{j2} - (\sum_{i=1}^3 t_i^j)^2} \quad (7.14)$$

Finalmente, se combinan las incertidumbres tipo A y B, y se llega a una expresión de la incertidumbre expandida u_E con un 95 % de confianza ($k=2$):

- $\overline{\zeta w_n} = \frac{\sum_{i=1}^{26} \zeta w_n^i}{26}$
- $u_E(\overline{\zeta w_n}) = 2\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{26} \sigma_{\zeta w_n^i}^2}{26} + u_A^2}$

Siendo u_A la incertidumbre tipo A de $\overline{\zeta w_n}$. Se calcula en forma análoga que en el caso del período.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 8

Resultados y Análisis

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos en los distintos ensayos realizados en el laboratorio. Luego se analizan los mismos y comparan con los resultados obtenidos en las simulaciones.

8.1. Resultados

En las siguientes secciones se muestran los resultados obtenidos a través del ensayo de impulso e impedancia vista del motor, descritos en secciones anteriores.

8.1.1. Resultados ensayos de impulso

En esta sección se muestran los valores de atenuación ζw_n y período T para cada nivel de cortocircuito μ y resistencia de falla R_f empleados en el laboratorio. Los resultados corresponden al planteo final del ensayo según se explica en el *capítulo 7*.

Parámetros del ensayo:

- Capacitancia: $C = 1.9\mu F$
- Voltaje inicial del capacitor: $V_0 = 180V$
- Escala vertical: $200mV/div$
- Escala horizontal: $2ms/div$

En las *tablas (8.1) a (8.3)* se muestran los valores obtenidos, así como sus respectivas incertidumbres expandidas $u_E(\bar{q})(k = 2)$ y límites superiores e inferiores de sus intervalos de confianza $\bar{q} + u_E(\bar{q})$ y $\bar{q} - u_E(\bar{q})$.

Capítulo 8. Resultados y Análisis

R_f [Ω]	∞		0.5					
μ [%]	0		1		1.73		2.73	
Medida	T [ms]	ζw_n [1/s]	T [ms]	ζw_n [1/s]	T [ms]	ζw_n [1/s]	T [ms]	ζw_n [1/s]
$\bar{q}$	1.79	320	1.80	505	1.77	589	1.66	716
q_{MAX}	1.82	398	1.84	553	1.80	616	1.68	732
q_{MIN}	1.74	259	1.76	449	1.72	549	1.62	692
$u_E(\bar{q})$	0.05	18.0	0.05	22.7	0.05	21.1	0.05	21.0
$\bar{q} + u_E(\bar{q})$	1.84	338	1.84	528	1.82	610	1.70	737
$\bar{q} - u_E(\bar{q})$	1.74	302	1.75	483	1.72	568	1.61	695

Tabla 8.1: T y ζw_n según el nivel de c.c μ para R_f 0.5 Ω y $\infty \Omega$

R_f [Ω]	1.5					
μ [%]	1		1.73		2.73	
Medida	T [ms]	ζw_n [1/s]	T [ms]	ζw_n [1/s]	T [ms]	ζw_n [1/s]
$\bar{q}$	1.83	390	1.82	462	1.78	646
q_{MAX}	1.84	464	1.84	531	1.80	680
q_{MIN}	1.80	344	1.78	382	1.76	585
$u_E(\bar{q})$	0.05	19.3	0.05	22.9	0.05	23.0
$\bar{q} + u_E(\bar{q})$	1.88	409	1.86	485	1.83	669
$\bar{q} - u_E(\bar{q})$	1.78	371	1.77	439	1.74	623

Tabla 8.2: T y ζw_n según el nivel de c.c μ para R_f 1.5 Ω

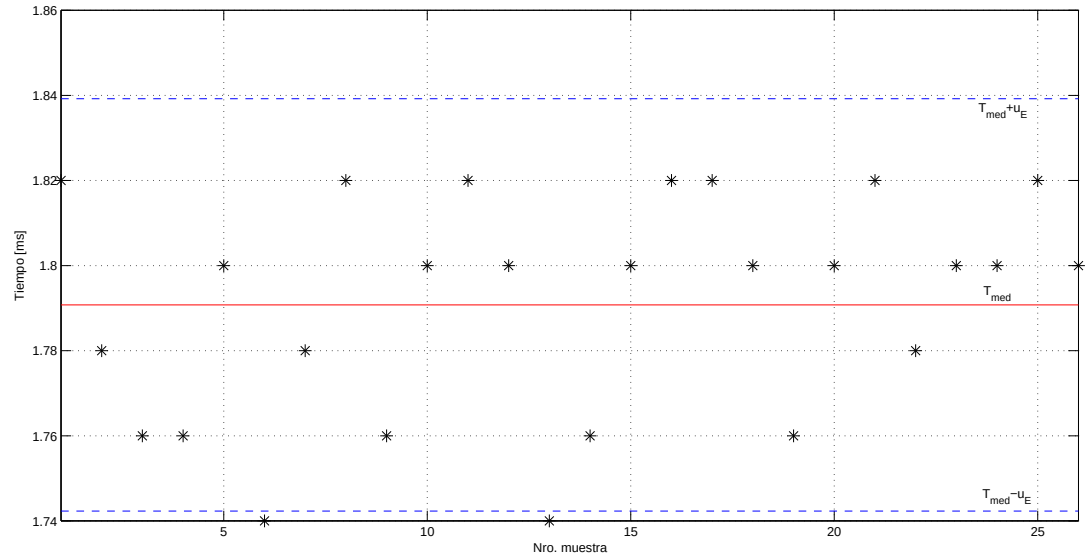
R_f [Ω]	5.5					
μ [%]	1		1.73		2.73	
Medida	T [ms]	ζw_n [1/s]	T [ms]	ζw_n [1/s]	T [ms]	ζw_n [1/s]
$\bar{q}$	1.82	338	1.81	352	1.81	363
q_{MAX}	1.84	370	1.86	397	1.88	388
q_{MIN}	1.80	300	1.78	309	1.78	320
$u_E(\bar{q})$	0.05	14.3	0.05	15.3	0.05	13.5
$\bar{q} + u_E(\bar{q})$	1.87	353	1.86	368	1.86	377
$\bar{q} - u_E(\bar{q})$	1.77	324	1.76	337	1.77	350

Tabla 8.3: T y ζw_n según el nivel de c.c μ para R_f 5.5 Ω

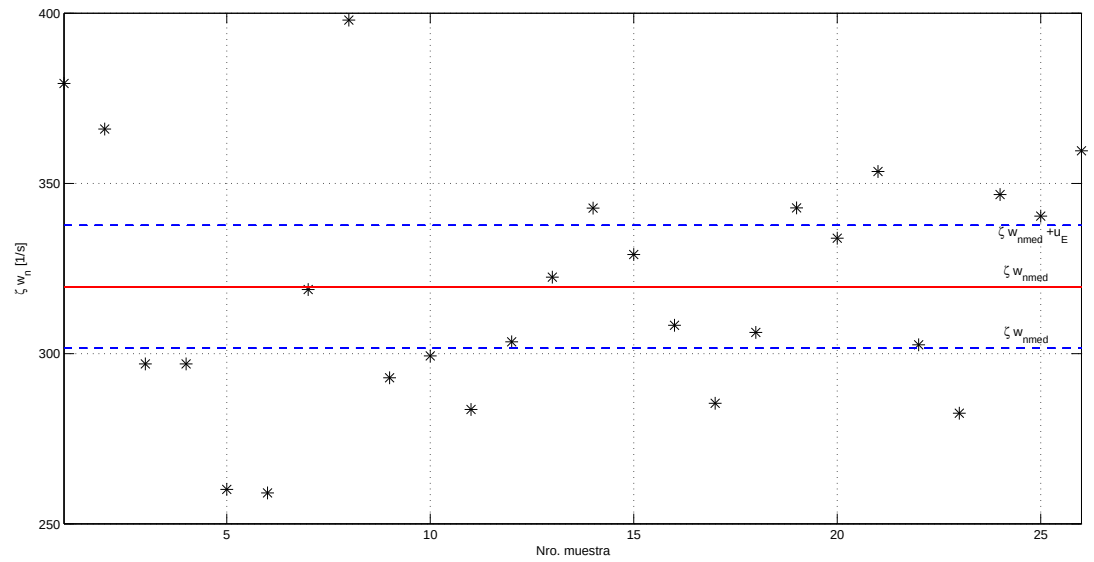
En las figuras 8.1 a 8.10 se observan los valores obtenidos para cada uno de los 26 ensayos, los límites de su intervalo de confianza y media.

8.1. Resultados

■ $\mu = 0\%$



(a) *Período para cada muestra*

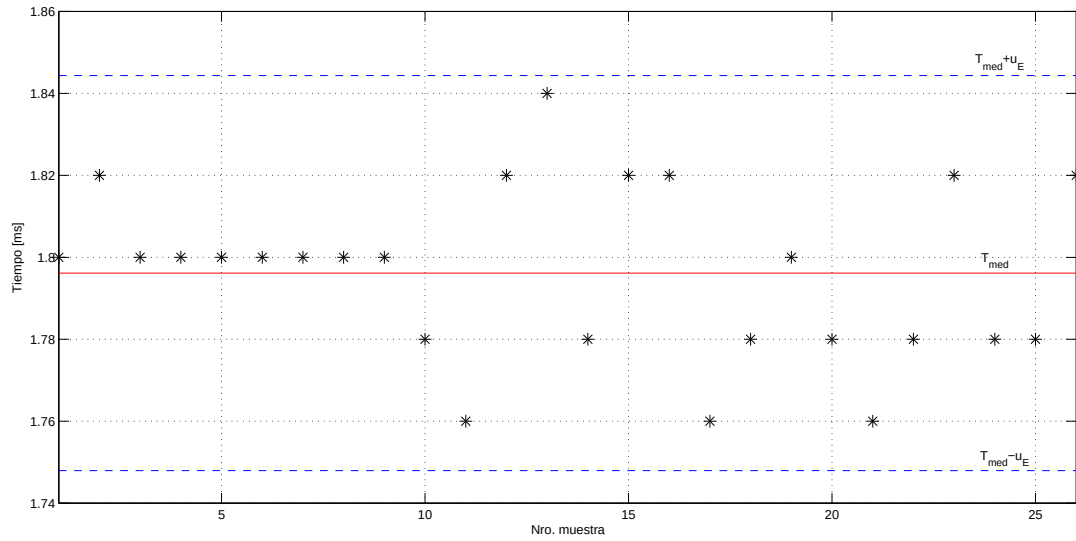


(b) *Atenuación para cada muestra*

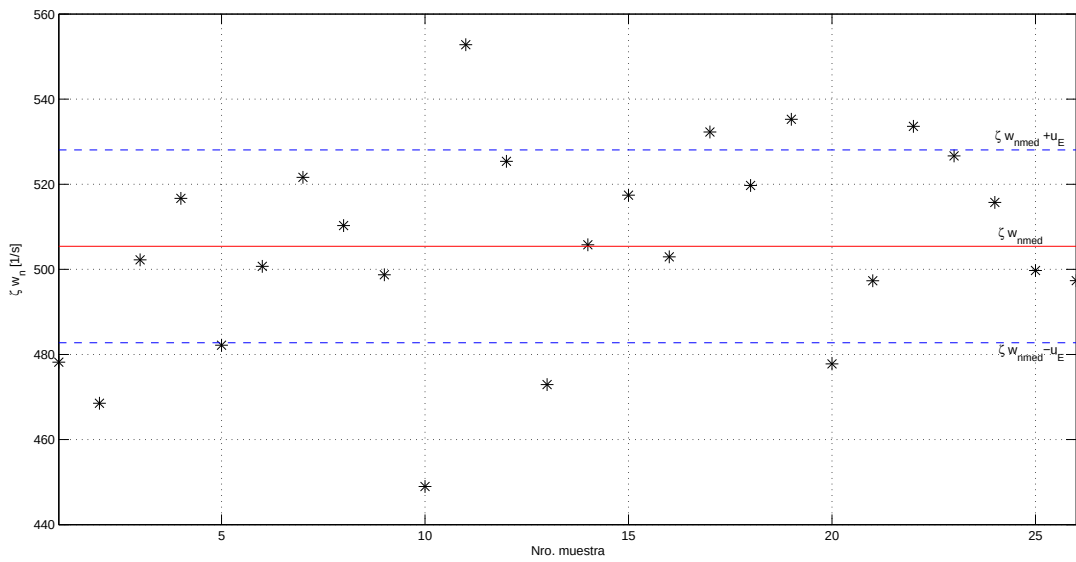
Figura 8.1: T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 0\%$)

Capítulo 8. Resultados y Análisis

- $\mu = 1\%$, $R_f = 0.5\ \Omega$



(a) *Período para cada muestra*

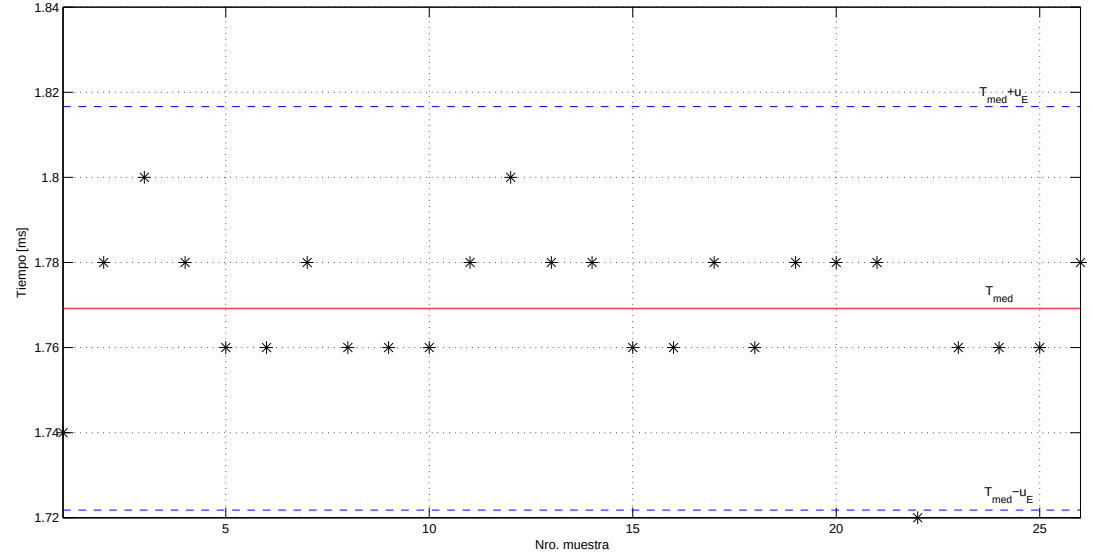


(b) *Atenuación para cada muestra*

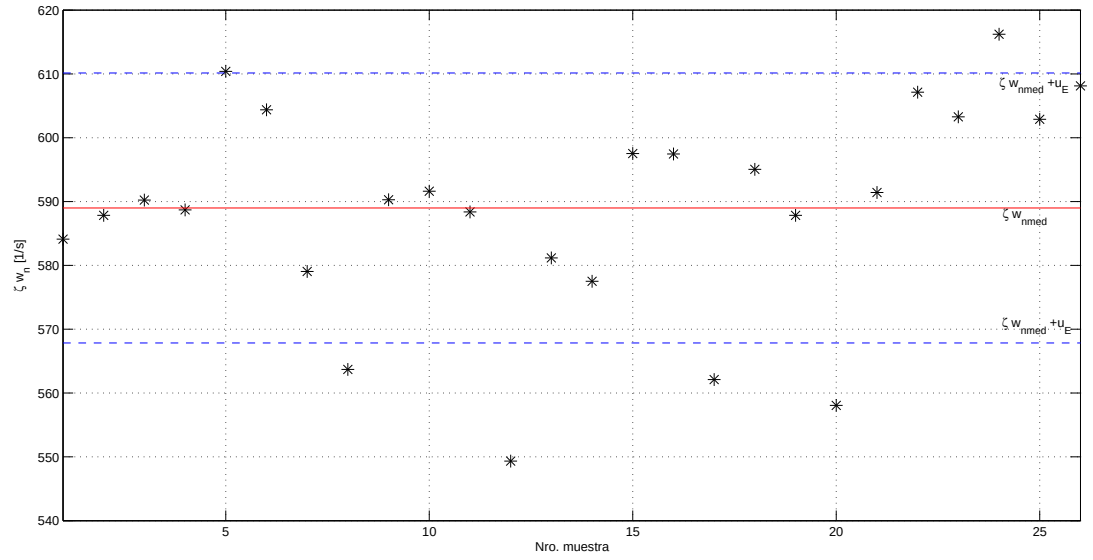
Figura 8.2: T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 1\%$, $R_f = 0.5\ \Omega$)

8.1. Resultados

- $\mu = 1.73\%$, $R_f = 0.5\ \Omega$



(a) *Período para cada muestra*

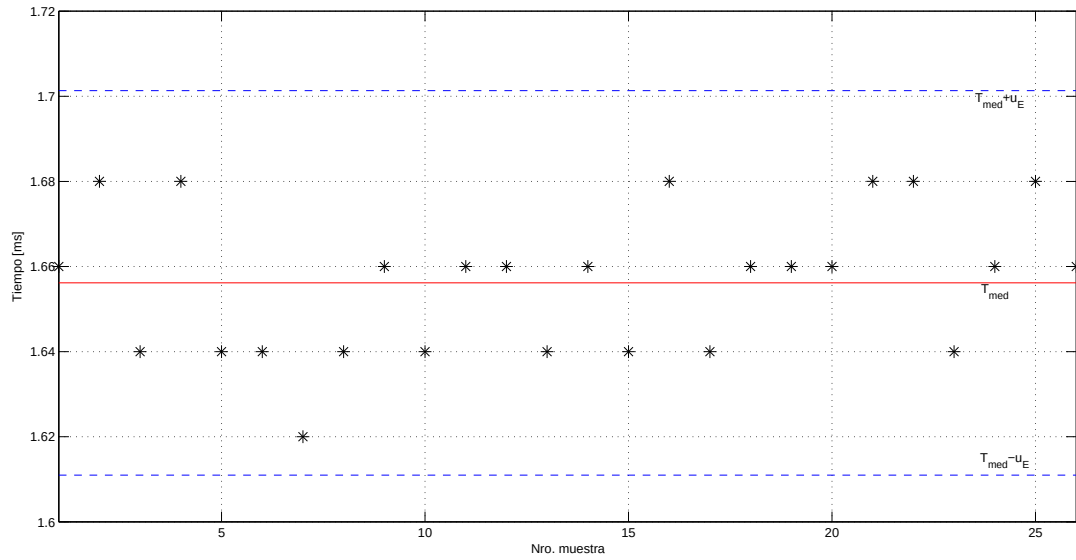


(b) *Atenuación para cada muestra*

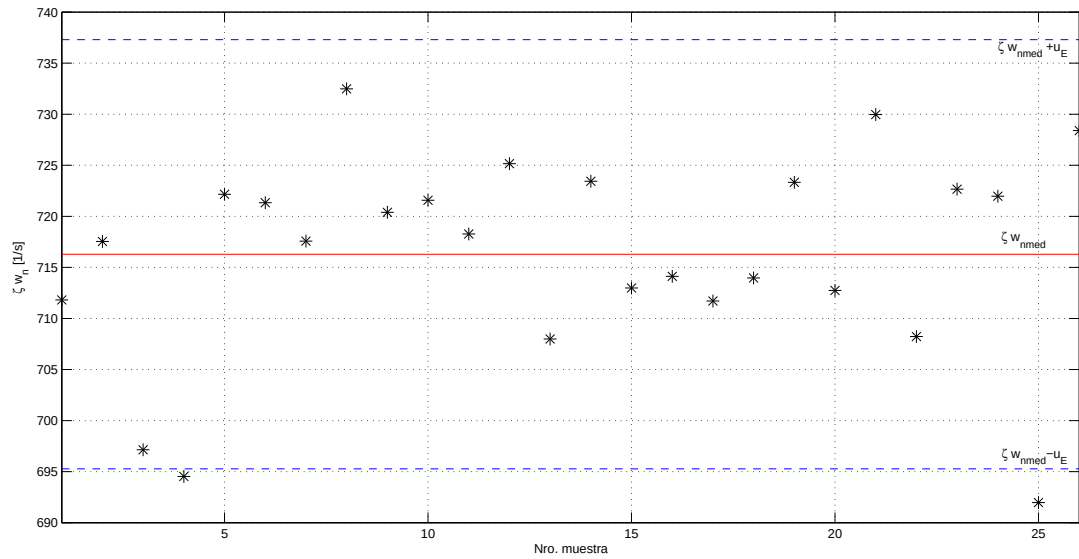
Figura 8.3: T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 1.73\%$, $R_f = 0.5\ \Omega$)

Capítulo 8. Resultados y Análisis

- $\mu = 2.73\%$, $R_f = 0.5\ \Omega$



(a) *Período para cada muestra*

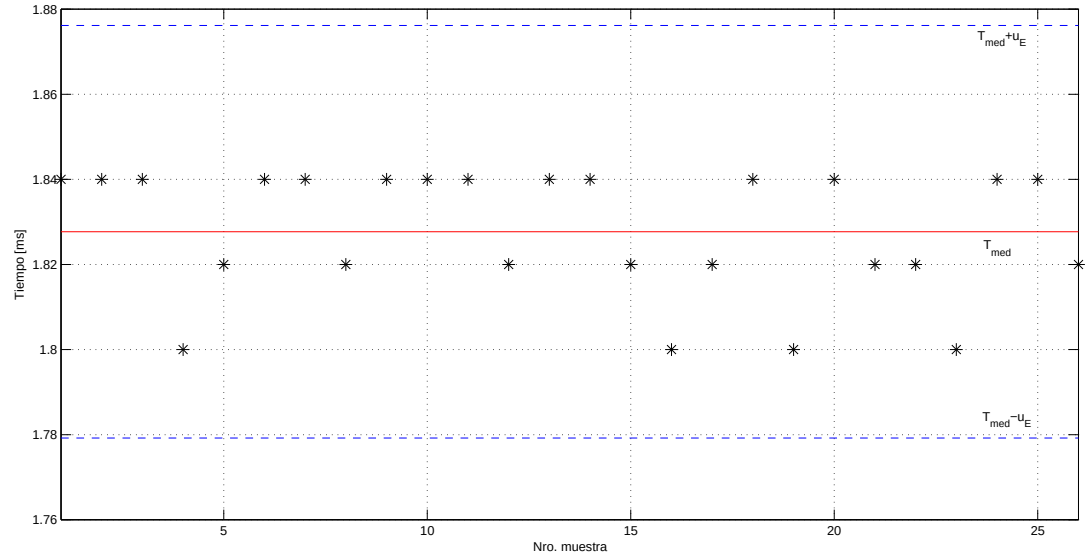


(b) *Atenuación para cada muestra*

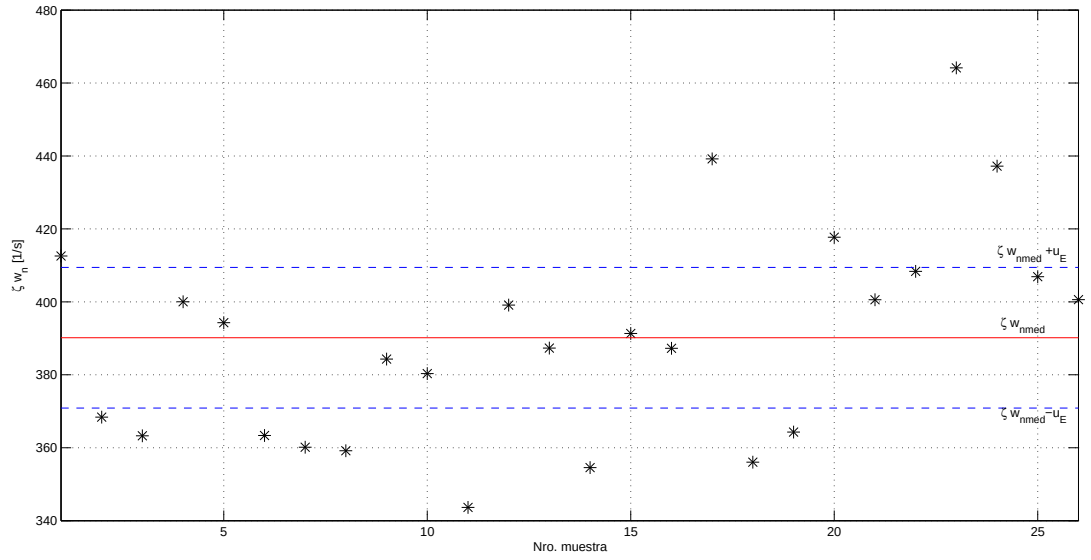
Figura 8.4: T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 2.73\%$, $R_f = 0.5\ \Omega$)

8.1. Resultados

■ $\mu = 1\%$, $R_f = 1.5\ \Omega$



(a) *Período para cada muestra*

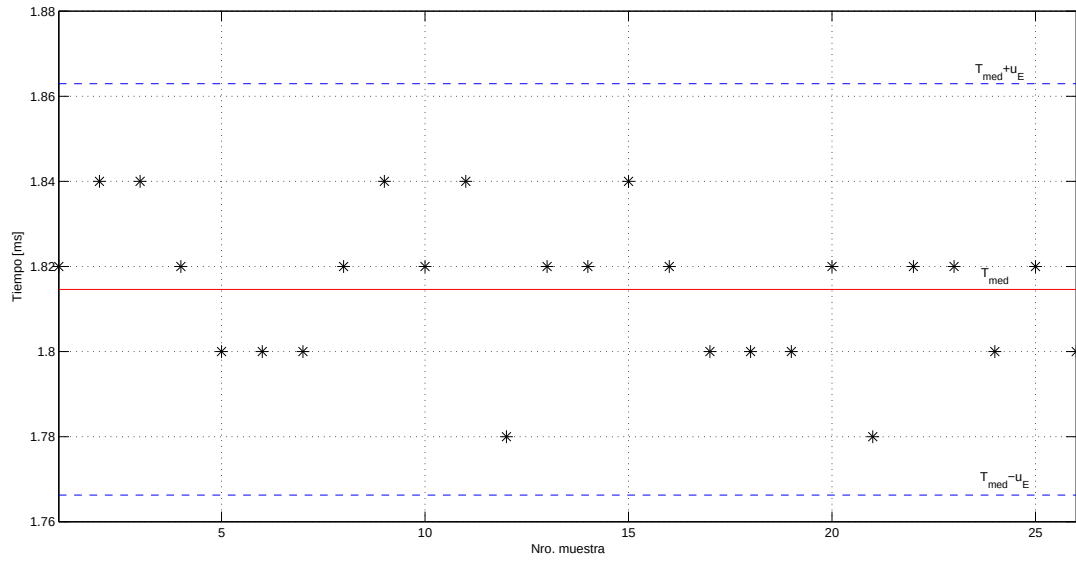


(b) *Atenuación para cada muestra*

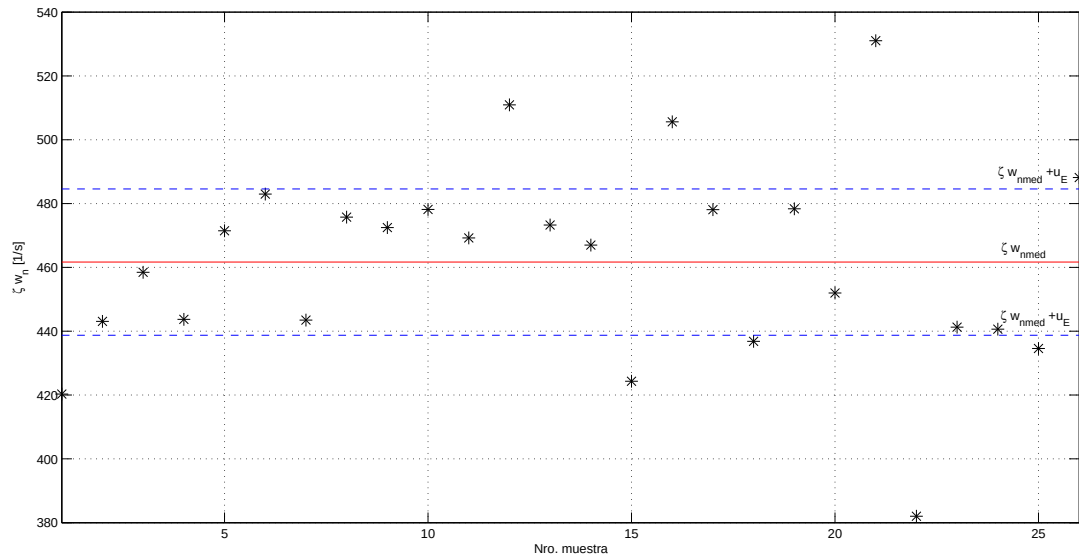
Figura 8.5: T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 1\%$, $R_f = 1.5\ \Omega$)

Capítulo 8. Resultados y Análisis

- $\mu = 1.73\%$, $R_f = 1.5\ \Omega$



(a) *Período para cada muestra*

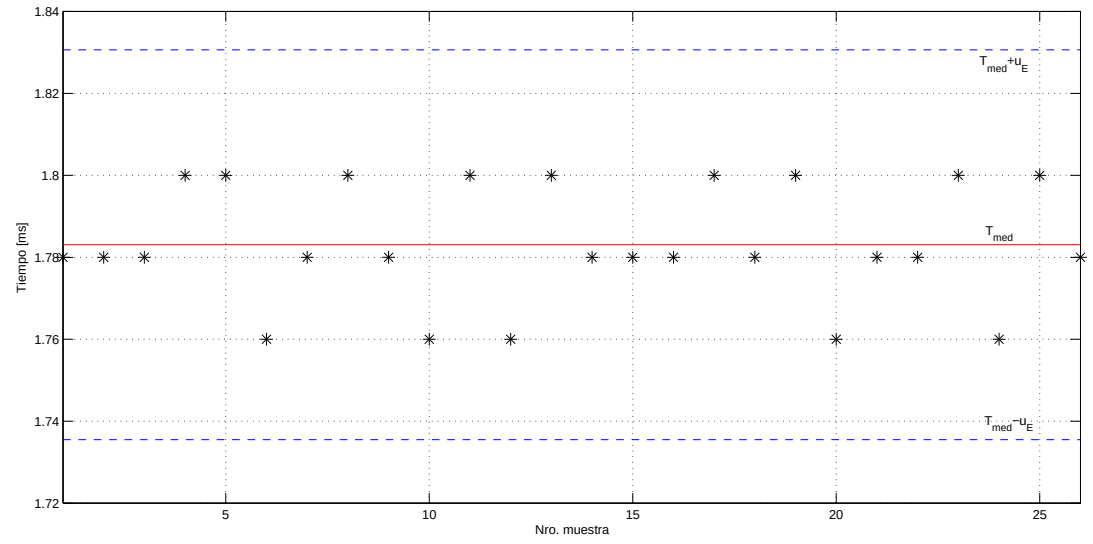


(b) *Atenuación para cada muestra*

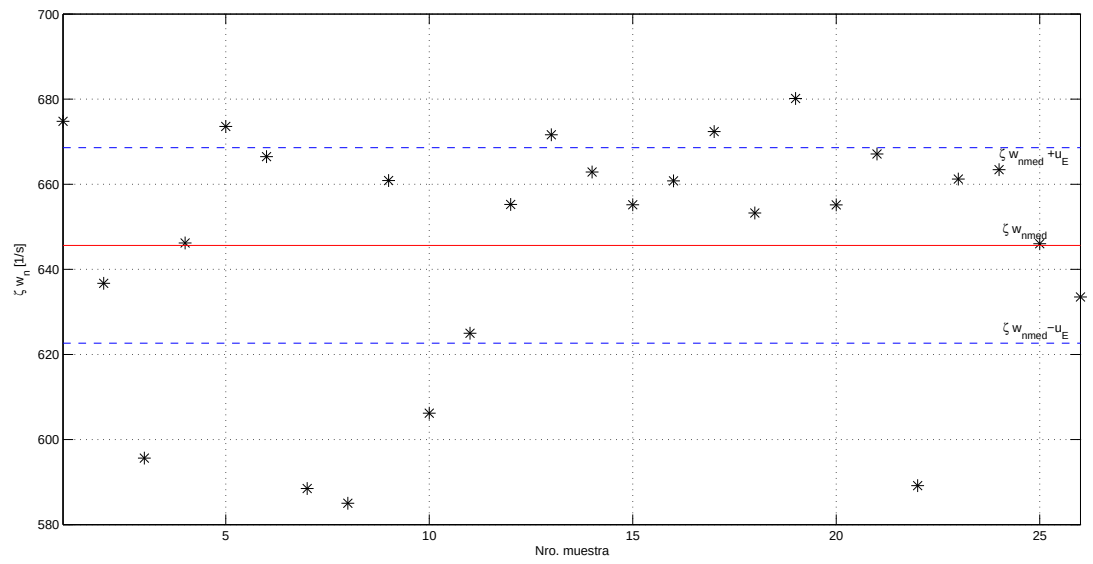
Figura 8.6: T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 1.73\%$, $R_f = 1.5\ \Omega$)

8.1. Resultados

■ $\mu = 2.73\%$, $R_f = 1.5\ \Omega$



(a) *Período para cada muestra*

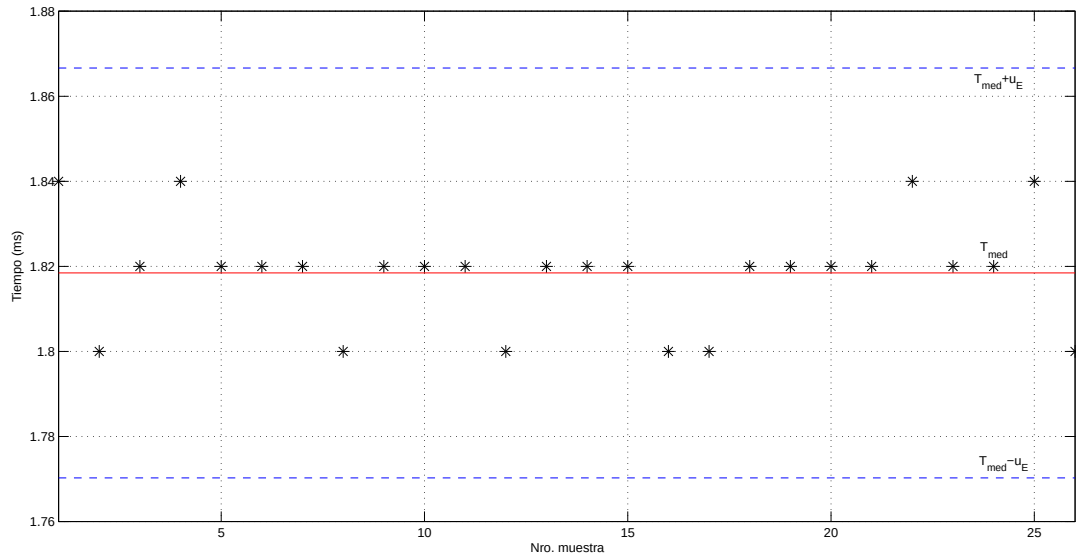


(b) *Atenuación para cada muestra*

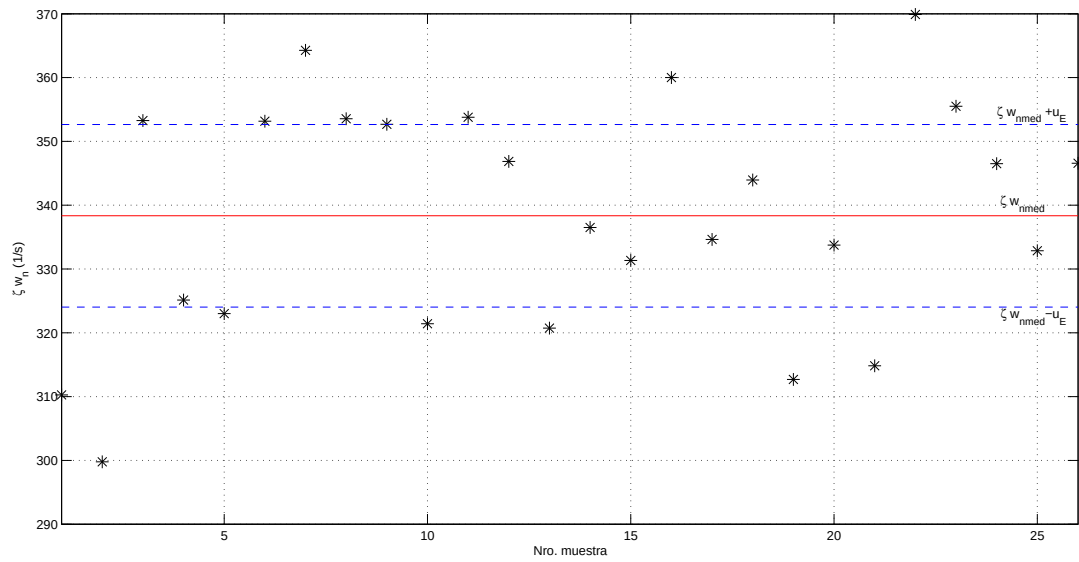
Figura 8.7: T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 2.73\%$, $R_f = 1.5\ \Omega$)

Capítulo 8. Resultados y Análisis

- $\mu = 1\%$, $R_f = 5.5\ \Omega$



(a) *Período para cada muestra*

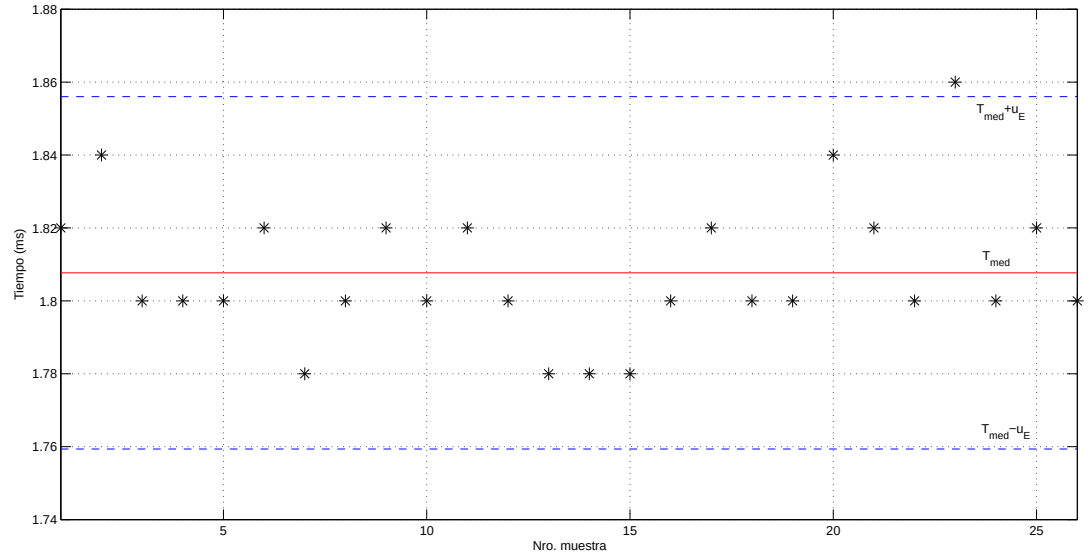


(b) *Atenuación para cada muestra*

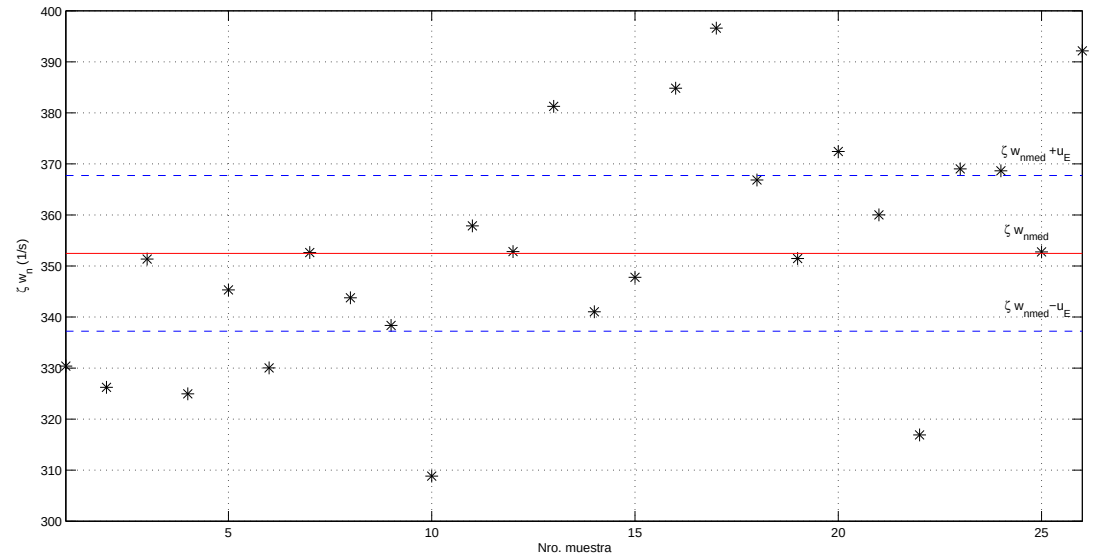
Figura 8.8: T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 1\%$, $R_f = 5.5\ \Omega$)

8.1. Resultados

- $\mu = 1.73\%$, $R_f = 5.5\ \Omega$



(a) *Período para cada muestra*

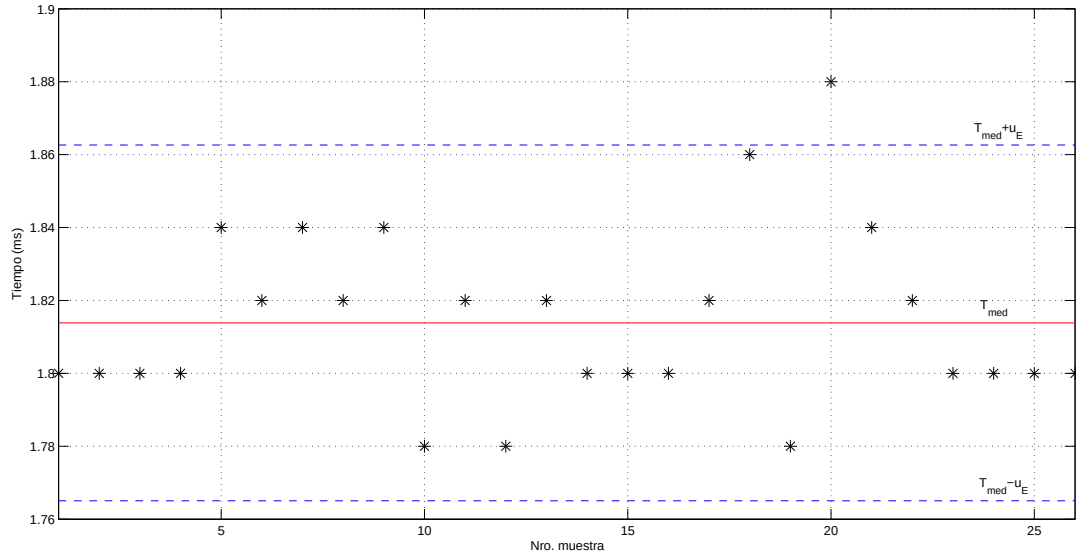


(b) *Atenuación para cada muestra*

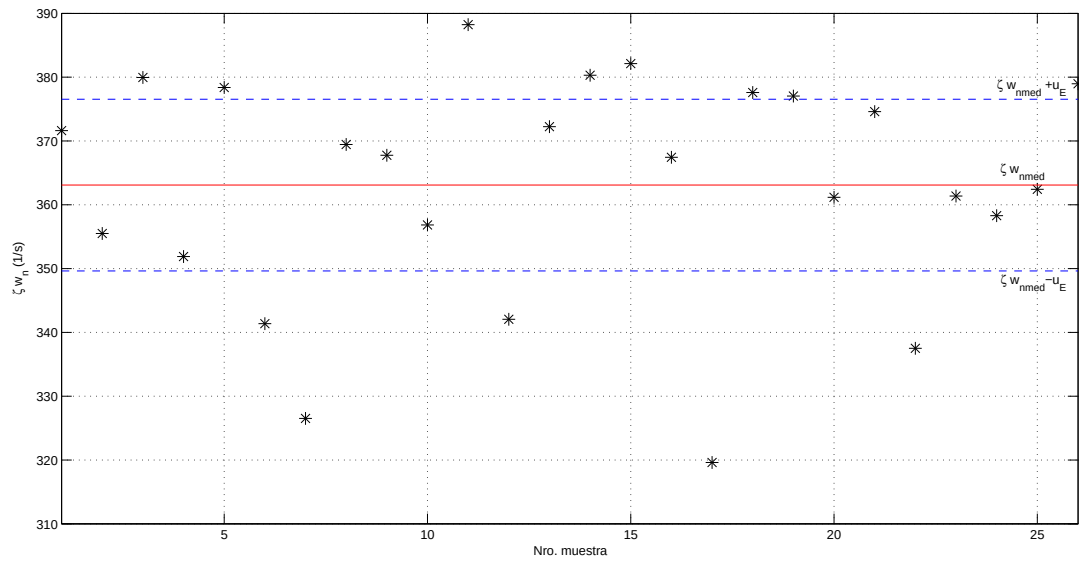
Figura 8.9: T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 1.73\%$, $R_f = 5.5\ \Omega$)

Capítulo 8. Resultados y Análisis

- $\mu = 2.73\%$, $R_f = 5.5\ \Omega$



(a) *Período para cada muestra*



(b) *Atenuación para cada muestra*

Figura 8.10: T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 2.73\%$, $R_f = 5.5\ \Omega$)

8.1.2. Resultados ensayos impedancia vista

Motor sin falla

En la *tabla 8.4* se muestran los valores obtenidos de impedancia vista Z_v^{Exp} (R_v^{Exp} y L_v^{Exp}) cuando se alimentó el motor con una tensión sinusoidal U_c . También se muestran los valores de período $T_{Z_v^{Exp}}$ y atenuación $\zeta w_{nZ_v^{Exp}}$ calculados para la capacitancia C utilizada en el ensayo de descarga ($1.9\mu F$). Se realizó el experimento para tres niveles de tensión.

Experimento	1	2	3
$R_f [\Omega]$	∞		
$\mu [\%]$	0		
$U_c [V]$	36.0	30.3	23.8
$U_1 [V]$	23.4	20.7	18.2
$U_2 [V]$	15.2	12.5	9.60
$I_1 [A]$	2.026	1.668	1.256
$\varphi_1 [^\circ]$	54.4	57.6	62.5
$\alpha_{1c} [^\circ]$	16.8	18.4	21.6
$\alpha_{objetivo} [^\circ]$	37.6	39.2	40.9
$Z_v^{Exp} [\Omega]$	$14.1 + 10.8i$	$14.1 + 11.5i$	$14.3 + 12.4i$
$L_v^{Exp} [mHy]$	34	37	39
$T_{Z_v^{Exp}} [ms]$	1.61	1.66	1.72
$\zeta w_{nZ_v^{Exp}} [1/s]$	204	193	181

Tabla 8.4: Resumen de las medidas tomadas, cálculo de la impedancia vista, período y atenuación para $\mu = 0$

Luego de relevadas las medidas en el CVMK, se procedió a observar las señales en el osciloscopio.

Capítulo 8. Resultados y Análisis

En las *figuras 8.11 y 8.12* se observa la tensión y corriente respectivamente, para distintos voltajes de excitación al sistema:

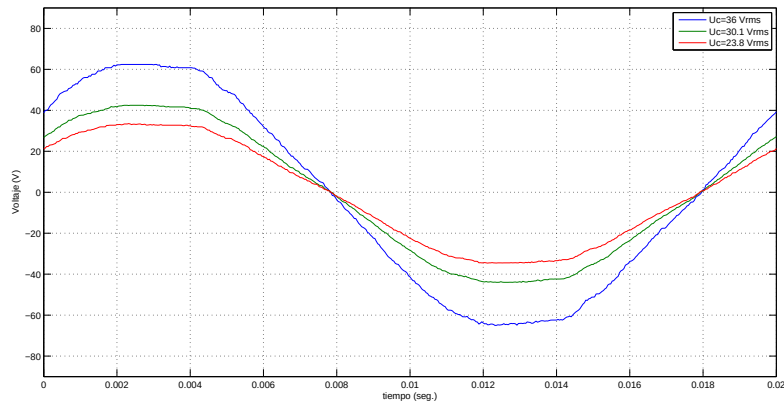


Figura 8.11: Voltajes de entrada en la bobina

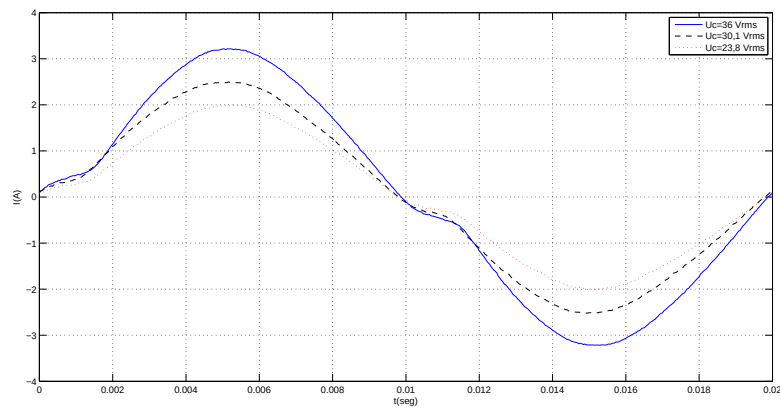


Figura 8.12: Corrientes de entrada en la bobina

8.1. Resultados

Motor con 50 % de espiras cortocircuitadas.

Se calculó la impedancia vista para $\mu = 50\%$, $R_f = 0.5\Omega$ y $U_c = 14.1V_{rms}$ a partir de las señales de corriente y tensión observadas en el osciloscopio. En la *figura 8.13* se observan las señales relevadas:

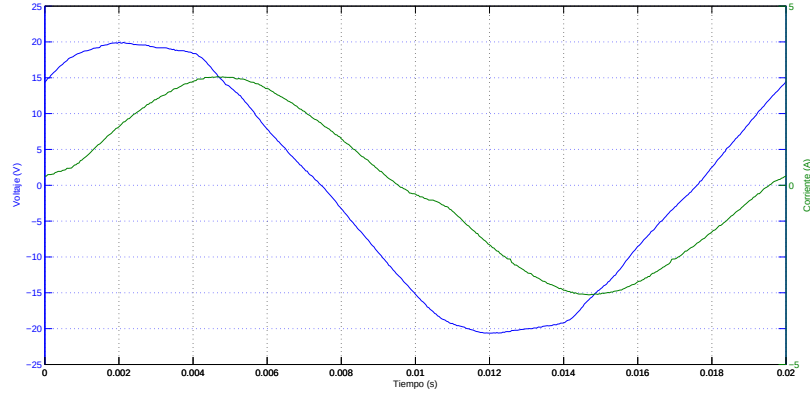


Figura 8.13: Voltaje y corriente de entrada para $\mu = 50\%$ y $U_c = 14.1V$

En la *tabla 8.5* se muestran los valores obtenidos y cálculos posteriores:

$R_f [\Omega]$	0.5
$\mu [\%]$	50
$U_c^p [V]$	20
$I_1^p [A]$	3
$\alpha [^\circ]$	23.4
$Z_v^{Exp} [\Omega]$	$6.12 + 2.65i$
$L_v^{Exp} [mHy]$	8.43
$T_{Zv}^{Exp} [ms]$	0.80
$\zeta w_{nZv}^{Exp} [1/s]$	363

Tabla 8.5: Resumen de las medidas tomadas, cálculo de la impedancia vista, período y atenuación para $\mu = 0.5$

8.1.3. Resultados simulaciones impedancia vista (EFAMI)

En la *tabla 8.6* se muestran los valores obtenidos de impedancia vista Z_v^{Sim} (R_v^{Sim} y L_v^{Sim}) cuando se alimentó el modelo EFAMI con una tensión sinusoidal U_c . También se muestran los valores de período $T_{Z_v}^{Sim}$ y atenuación $\zeta w_{nZ_v}^{Sim}$ calculados para la capacitancia C utilizada en el ensayo de descarga ($1.9\mu F$).

$R_f [\Omega]$	∞	0.5
$\mu [\%]$	0	50
$\alpha [^\circ]$	38.0	42.3
$R_v^{Sim}(\Omega)$	11.6	5.44
$L_v^{Sim}(mHy)$	28.7	10.2
$U_c[V]$	36.0	36.0
$I_1[A]$	2.46	5.71
$T_{Z_v}^{Sim}[ms]$	1.47	0.87
$\zeta w_{nZ_v}^{Sim}[1/s]$	201	268

Tabla 8.6: Resultados impedancia vista simulada según μ y R_f ; período y atenuación para $C = 1.9\mu F$

8.2. Análisis de Resultados

8.2.1. Ensayo de impulso

Resultados experimentales

En las figuras 8.15 y 8.14 se muestran los intervalos de confianza para la atenuación y período calculados. Se considera la incertidumbre expandida u_E con un nivel de confianza del 95.4 % ($k = 2$).

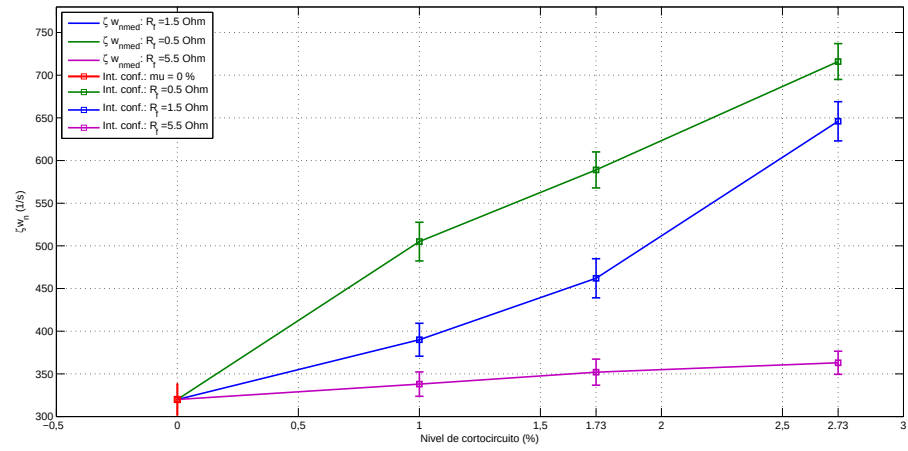


Figura 8.14: Intervalos de confianza de ζw_n para cada nivel de c.c y resistencia de falla.

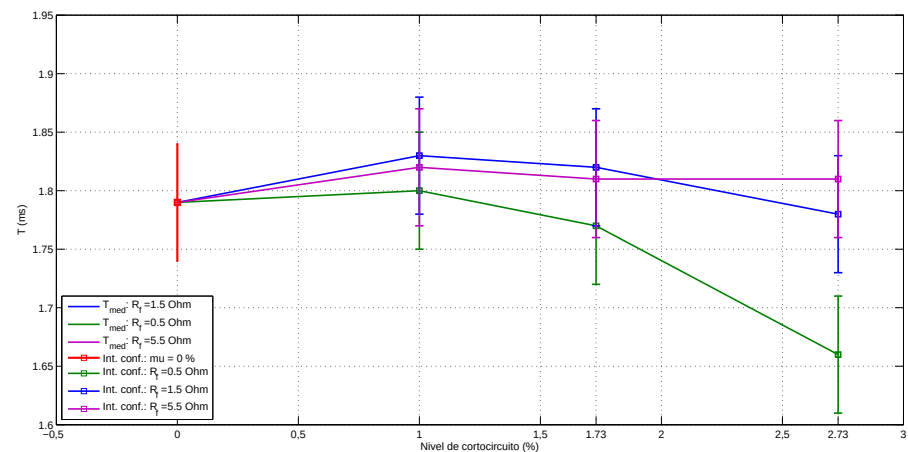


Figura 8.15: Intervalos de confianza de T para cada nivel de c.c y resistencia de falla.

Capítulo 8. Resultados y Análisis

Se observa que para el caso de estudio, si se mide la atenuación ζw_n , se puede distinguir un motor sano respecto del mismo con falla de 1 %, 1.73 % y 2.73 % (con probabilidad mayor que 95.4 %) para $R_f = 0.5\Omega$ y 1.5Ω . Si $R_f = 5.5\Omega$, solo se puede distinguir un 2.73 % de espiras cortocircuitadas mediante la medición de ζw_n .

En el caso del período T , si se mide el mismo, solo se puede distinguir respecto del caso sano un $\mu = 2.73\%$ de espiras cortocircuitadas con $R_f = 0.5\Omega$. Con $R_f = 1.5\Omega$ y 5.5Ω no se puede detectar ninguna de las 3 fallas.

Se aprecia una tendencia decreciente en la variación absoluta de ζw_n y T a medida que crece R_f . Esto implica que para R_f cada vez mayores, los intervalos de confianza tienden a solaparse, por lo que no es posible distinguir un motor sano de otro con falla. Lo anterior se justifica considerando que a medida que R_f se hace más grande, cada vez circula menor corriente por dicha resistencia y la impedancia vista se parece cada vez mas al caso del motor sano.

Midiendo período con $R_f = 0.5\Omega$, si se parte de $\mu = 1.73\%$, se puede detectar un incremento relativo de 0.58 % $(=(2.73-1.73)/1.73)$ o 1 % absoluto en μ . Si se parte de $\mu = 0\%$, no es posible detectar la misma variación porcentual absoluta(1 %) en μ .

Se define la sensibilidad $S_\mu^T = (\Delta T(\%)/\Delta\mu(\%))$ como la variación porcentual de T respecto de la variación porcentual de μ . De manera análoga se tiene para la atenuación $S_\mu^{\zeta w_n} = (\Delta\zeta w_n(\%)/\Delta\mu(\%))$. Se define de forma análoga $S_{R_f}^T$ y $S_{R_f}^{\zeta w_n}$ como la sensibilidad de los parámetros frente a variaciones porcentuales en R_f .

En las *tablas 8.7 y 8.8* se muestran las distintas sensibilidades para el período y atenuación respectivamente.

$R_f [\Omega]$	0.5			1.5			5.5		
$\mu [\%]$	1	1.73	2.73	1	1.73	2.73	1	1.73	2.73
$S_\mu^T [p.u]$	0.02	0.11	-	0.01	0.04	-	0.01	0.00	-
$S_{R_f}^T [p.u]$	0.0083	0.014	0.036	0.0020	0.0021	0.0063	-	-	-

Tabla 8.7: S_μ^T y $S_{R_f}^T$ según R_f y μ

$R_f [\Omega]$	0.5			1.5			5.5		
$\mu [\%]$	1	1.73	2.73	1	1.73	2.73	1	1.73	2.73
$S_\mu^{\zeta w_n} [p.u]$	0.23	0.37	-	0.25	0.69	-	0.06	0.05	-
$S_{R_f}^{\zeta w_n} [p.u]$	0.11	0.11	0.049	0.050	0.089	0.16	-	-	-

Tabla 8.8: $S_\mu^{\zeta w_n}$ y $S_{R_f}^{\zeta w_n}$ según R_f y μ

Siendo $R_f = 0.5\Omega$ y 1.5Ω , se observa una mayor sensibilidad en el período y atenuación, respecto de μ , para valores crecientes en dicho parámetro. Dicha

8.2. Análisis de Resultados

sensibilidad es menor para resistencias de falla crecientes en el caso del período, y mayor para la atenuación.

Se concluye que para la detección de fallas, en el caso del período, es más favorable tener resistencias de fallas bajas y niveles de cortocircuitos elevados. Mediante la atenuación, la falla es mayormente detectable para resistencias de falla y niveles de cortocircuito crecientes. Se obtiene que mediante el cálculo de la atenuación, es posible detectar cortocircuitos en mayor medida que para el caso del período. Sin embargo, se observa mayor dependencia respecto de R_f en dicho parámetro, que respecto del período. Esto implica que la atenuación es en mayor medida dependiente de la resistencia de falla, a priori desconocida. Lo analizado anteriormente concuerda con los resultados teóricos y simulaciones realizadas en secciones precedentes.

Comparación ensayo de impulso vs. modelo EFAMI

En las *tablas 8.9 y 8.10* se observan los valores de período y atenuación obtenidos mediante los ensayos (T^{Exp} y ζw_n^{Exp}), y los obtenidos mediante las simulaciones del modelo EFAMI (T^{Sim} y ζw_n^{Sim}):

$R_f [\Omega]$	∞	0.5			1.5			5.5		
$\mu [\%]$	0	1	1.73	2.73	1	1.73	2.73	1	1.73	2.73
$T^{Exp} [ms]$	1.79	1.80	1.77	1.66	1.83	1.82	1.78	1.82	1.81	1.81
$T^{Sim} [ms]$	1.51	1.50	1.48	1.48	1.51	1.50	1.48	1.53	1.51	1.51
$Dif (\%)$	-15.6	-16.4	-16.5	-10.6	-17.4	-17.2	-16.9	-16.1	-16.5	-16.5

Tabla 8.9: Períodos y su diferencia entre experimentación y modelo.

$R_f [\Omega]$	∞	0.5			1.5			5.5		
$\mu [\%]$	0	1	1.73	2.73	1	1.73	2.73	1	1.73	2.73
$\zeta w_n^{Exp} [1/s]$	320	505	589	716	390	462	646	338	352	363
$\zeta w_n^{Sim} [1/s]$	190	197	201	204	195	211	226	186	195	212
$Dif (\%)$	-40.6	-61.0	-65.9	-71.5	-50.0	-54.3	-65.0	-44.9	-44.6	-41.5

Tabla 8.10: Atenuación y su diferencia entre experimentación y modelo.

Se observa que el modelo no parece aproximar la realidad en nuestro caso de estudio. Los resultados difieren desde un 10.6 % a 17.4 % para el caso del período, y desde un 40.6 % a 71.5 % en el caso de la atenuación. No obstante, se observa que al variar μ con $R_f = cte$, el modelo mantiene la tendencia relevada de los valores experimentales.

Calibración del modelo

Para el modelado EFAMI se supuso que la inductancia de fugas del estator L_{ls} es igual a la del rotor vista desde el estator L_{lr} . Esta suposición se hizo considerando

Capítulo 8. Resultados y Análisis

que a partir del ensayo de rotor bloqueado solo se puede conocer el valor de su suma.

En la *tabla 8.11* se muestran los valores de atenuación y período obtenidos por el modelo EFAMI variando L_{ls}/L_{lr} , y la diferencia respecto de las mediciones experimentales para el motor sano.

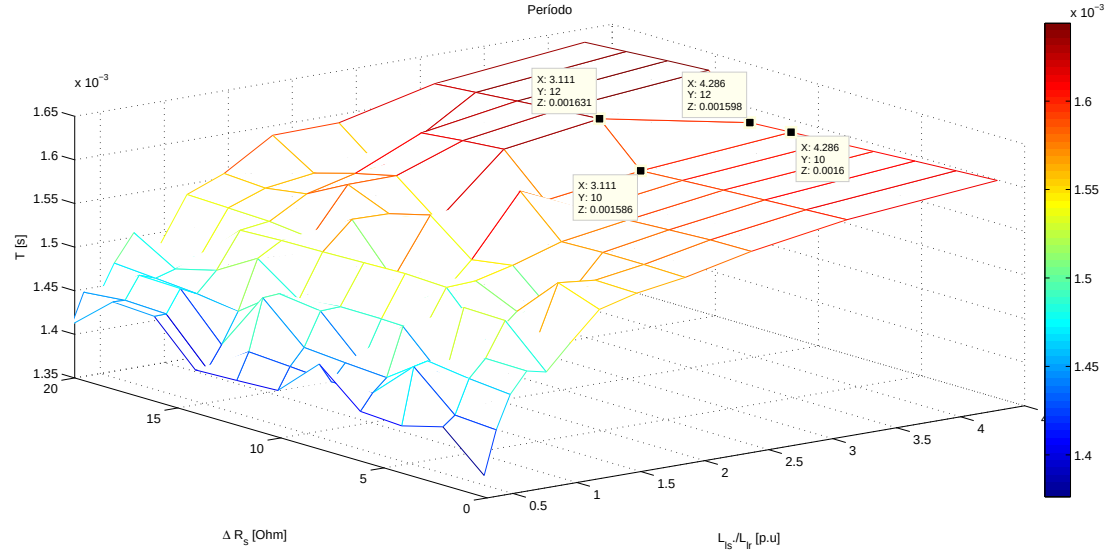
L_{ls}/L_{lr}	$T^{Sim}[ms]$	$\Delta T^{Sim-Exp}(\%)$	$\zeta w_n^{Sim}[1/s]$	$\Delta \zeta w_n^{Sim-Exp}(\%)$
30/70	1.44	-19.5	207	-35.2
35/65	1.46	-18.4	202	-36.7
40/60	1.48	-17.4	198	-38.0
45/55	1.49	-16.6	194	-39.3
50/50	1.51	-15.6	190	-40.5
55/45	1.53	-14.6	187	-41.6
60/40	1.55	-13.6	183	-42.7
65/35	1.56	-13.1	180	-43.7
70/30	1.58	-12.0	177	-44.7
75/25	1.59	-11.3	174	-45.6

Tabla 8.11: Comparación modelo según L_{ls}/L_{lr} vs. experimentos.

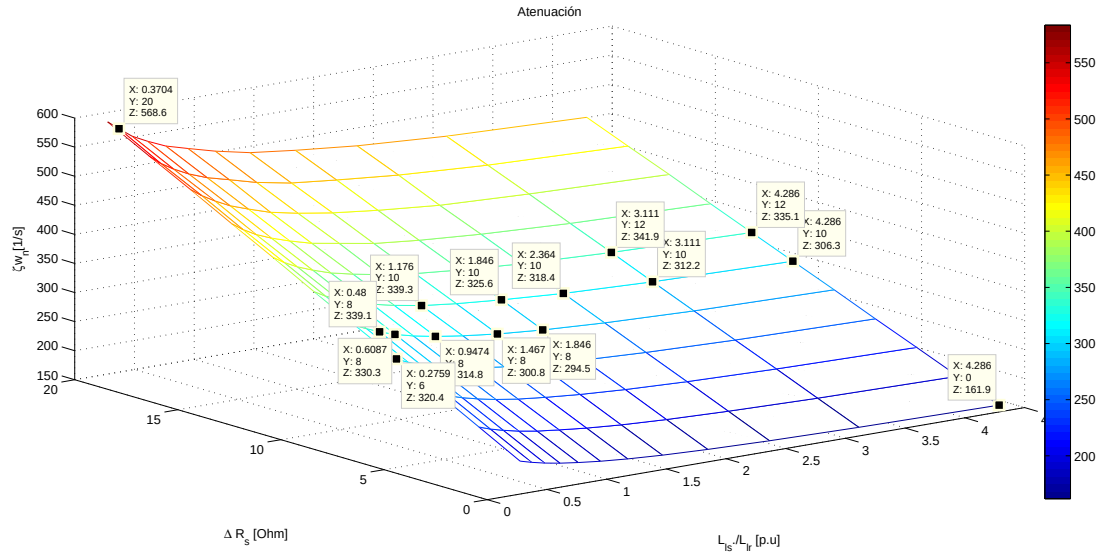
Se registra una mejora en las diferencias obtenidas en el período, para valores crecientes del cociente (L_{ls}/L_{lr}). En cambio para la atenuación, se observa lo contrario.

Se observa que las diferencias obtenidas en la atenuación son muy elevadas, del orden del $\sim 40\%$. Además, la atenuación depende fuertemente de la resistencia vista desde el condensador, por lo tanto se decide considerar para el modelado, una variación en la resistencia vista ΔR_s debida a cables y conexiones. En las *figuras de 8.16* se observan el período y atenuación obtenidos según el modelo EFAMI variando L_{ls}/L_{lr} entre 0.3704 y 4.286 y ΔR_s entre $0\ \Omega$ y $20\ \Omega$:

8.2. Análisis de Resultados



(a) *Período según EFAMI variando L_{ls}/L_{lr} y ΔR_s .*



(b) *Atenuación según EFAMI variando L_{ls}/L_{lr} y ΔR_s .*

Figura 8.16: Calibración del modelo segun valores relevados.

A partir de la figura 8.16 se observa que el período es mayormente dependiente de la relación L_{ls}/L_{lr} y se constata que la atenuación lo es respecto de la variación en la resistencia vista.

En la gráfica de atenuación se señalan puntos ($L_{ls}/L_{lr}, \Delta R_s$) en los que dicho valor se encuentra dentro del intervalo de confianza $[302 \ 338]s^{-1}$ obtenido a partir

Capítulo 8. Resultados y Análisis

de los resultados experimentales. En dichos casos ΔR_s varia de $8\ \Omega$ a $12\ \Omega$. Si se considera $R_s = 12\ \Omega$ y $L_{ls}/L_{lr} \in [3.111, 4.286]$, el período difiere en un -10.6% respecto del relevado, mejorando así en un 5% la estimación. Por fuera de las mejoras en los resultados arrojados por el modelo dejando libres L_{ls}/L_{lr} y R_s , se observa que $12\ \Omega$ resulta excesivo considerando que dicho valor se compone de resistencias de cables y conexiones desde el capacitor al motor. Lo anterior indica que para el caso de estudio no es posible calibrar el modelo.

Señales obtenidas

Si bien se observó una disminución en el valor de los períodos relevados cuando se consideraban picos de menor voltaje (asociados a tiempos mayores), no fue posible identificar el motivo por el cual ésto sucede.

A su vez, se registró en la corriente relevada un fenómeno que no se pudo determinar. En la *figura 8.17* se observa la corriente medida para una descarga y un detalle de la misma.

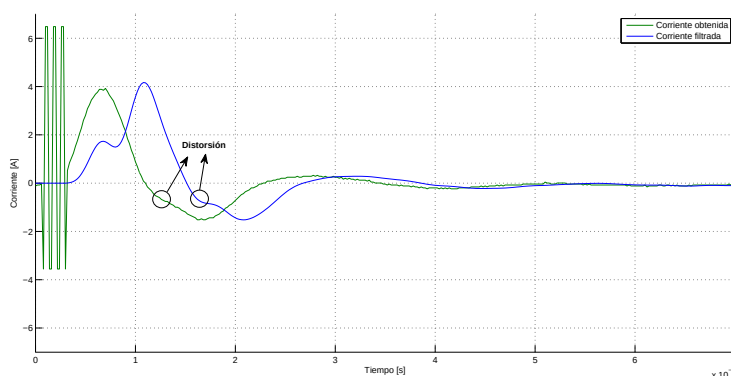


Figura 8.17: Corriente en una descarga.

En la *figura 8.17* se señalan instantes de tiempo con variaciones bruscas en (di/dt) .

8.2.2. Ensayo Impedancia Vista

Comparación con parámetros del motor

Como se menciona en la *sección 5.3*, el objetivo de este ensayo fue investigar la impedancia equivalente Thévenin del motor.

En el caso del motor sin falla ($\mu = 0\%$), el promedio de las inductancias vistas relevadas para los distintos niveles de tensión resultó en 36.7 mHy. En el ensayo de rotor bloqueado para el relevamiento de los parámetros del motor, la suma de inductancias de fugas $L_{ls} + L_{lr}$ resultó en 36.9mHy, 0.5 % inferior. Esto implica que la inductancia vista monofásica prácticamente coincide con la que se obtiene para el motor en régimen.

Además, el ensayo indica que al variar la tensión y corriente de alimentación, la inductancia vista no varía sustancialmente. Lo anterior sumado al análisis de la saturación (*sección 6.4.2*) parece indicar la no influencia de la saturación en la inductancia vista para los valores relevados.

La resistencia vista promedio para los 3 ensayos resultó en 11.6 Ω frente a los 13.1 Ω relevados en el ensayo de cortocircuito (12.9 % de diferencia). Este parámetro presenta mayor diferencia que para el caso de la inductancia.

Cuando se cortocircuitaron el 50 % de las espiras, la inductancia vista resultó de 8.43 mHy. En este caso no se puede modelar la misma linealmente como $L_{ls}(1 - \mu) + L_{lr}$ ($\mu = 0.5$), ya que de este modo resultaría en 27.7 mHy ($L_{ls}/L_{lr} = 1$). La resistencia vista tampoco mostró dicho comportamiento, con 6.12 Ω relevados contra 9.39 Ω ($7.32 \times 0.5 + 5.73$) que arrojaría el modelo lineal. Por tanto, se descarta la posibilidad de modelar linealmente respecto de μ la resistencia e inductancia vistas hacia el motor para el caso de estudio.

Comparación con ensayo de impulso

En la *tabla 8.12* se observan los valores de período y atenuación obtenidos mediante el ensayo experimental de impedancia vista ($T_{Z_v}^{Exp}$ y $\zeta w_{nZ_v}^{Exp}$), y los obtenidos mediante las simulaciones del modelo EFAMI ($T_{Z_v}^{Sim}$ y $\zeta w_{nZ_v}^{Sim}$). Para calcular T_{Z_v} y ζw_{nZ_v} se utilizaron las ecuaciones que describen dichos parámetros en un circuito RLC, a partir de los valores de R_v y L_v obtenidos en cada caso.

μ [%]	$T_{Z_v}^{Exp}$	$T_{Z_v}^{Sim}$	$\Delta T_{Z_v}^{Exp-Sim}$	$\zeta w_{nZ_v}^{Exp}$	$\zeta w_{nZ_v}^{Sim}$	$\Delta \zeta w_{nZ_v}^{Exp-Sim}$
0	1.66 ms	1.47 ms	-11.6 %	193 s ⁻¹	201 s ⁻¹	4.10 %
50	0.80 ms	0.87 ms	8.75 %	363 s ⁻¹	268 s ⁻¹	-26.2 %

Tabla 8.12: Período, atenuación y su diferencia entre ensayo Z_v y modelo EFAMI.

Para el caso del motor sano, se observa una mejor aproximación del período y atenuación obtenido mediante el ensayo de impedancia vista y su simulación,

Capítulo 8. Resultados y Análisis

que mediante el ensayo de impulso y el modelo EFAMI. La estimación del período mostró una leve mejora mediante este ensayo, pasando de 15.63 % a 11.6 % de diferencia respecto del ensayo de impulso. En el caso de la atenuación, la mejora fue sensiblemente mayor, se pasó de un 40.6 % de diferencia a tan solo 4.10 %.

Para el caso del motor con $\mu = 50\%$, éste modelo arroja una buena estimación del período, con 8.75 % de diferencia, aunque se registra un -26 % de diferencia en la atenuación respecto de los ensayos.

Si se observa la *tabla 8.13*, se comprueba que la estimación del período y atenuación, mediante la simulación, concuerda con los calculados a partir de la impedancia vista relevada. Para el caso del período, su diferencia respecto del ensayo depende de la estimación de L_v , y para la atenuación de la estimación de L_v/R_v .

μ [%]	$L_{Z_v}^{Exp}$	$L_{Z_v}^{Sim}$	$\Delta L_{Z_v}^{Exp-Sim}$	$R_{Z_v}^{Exp}$	$R_{Z_v}^{Sim}$	$\Delta R_{Z_v}^{Exp-Sim}$
0	36.7 mHy	28.7 mHy	-21.8 %	14.2 Ω	11.6 Ω	-18.3 %
50	8.43 mHy	10.2 mHy	21.0 %	6.12 Ω	5.44 Ω	-12.5 %

Tabla 8.13: Resistencia, inductancia y su diferencia entre ensayo Z_v y modelo EFAMI.

Capítulo 9

Ensayos con motor 11 HP

9.1. Introducción

A continuación se realiza el estudio de un motor de mayor potencia que el caso estudiado anteriormente. El mismo también se encuentra disponible en el laboratorio de Máquinas del IIE.

Datos de Chapa:

	Δ	Y
V	220	380
A	29.2	16.9
HP	10.7	
RPM	1440	
Hz	50	

Tabla 9.1: Datos de chapa del Motor

Se analiza el funcionamiento del modelo desarrollado (*sección 2.4*) para este caso, comparando los resultados del ensayo de impulso obtenidos experimentalmente con los simulados.

No fue posible realizar cortocircuitos en el devanado del estator, por lo que solo se obtuvieron valores para $\mu = 0\%$.

9.1.1. Parámetros del Motor

A partir de los ensayos de rotor bloqueado y de vacío, se calcularon los parámetros del motor. En la *tabla 9.2* se resumen los parámetros de la máquina:

Capítulo 9. Ensayos con motor 11 HP

$L_1[mHy]$	5.73
$L_{2e}[mHy]$	5.73
$R_1[\Omega]$	0.96
$R_{2e}[\Omega]$	0.36
$L_0[mHy]$	159

Tabla 9.2: Parámetros del motor 11 HP

Los valores de las impedancias de cortocircuito resultan:

- $L_{CC} = 11.46mHy$
- $R_{CC} = 1.32\Omega$

9.2. Resultados experimentales

En la *tabla 9.3* se muestran los resultados de atenuación ζw_n y período T obtenidos experimentalmente mediante el ensayo de impulso.

Parámetros del ensayo:

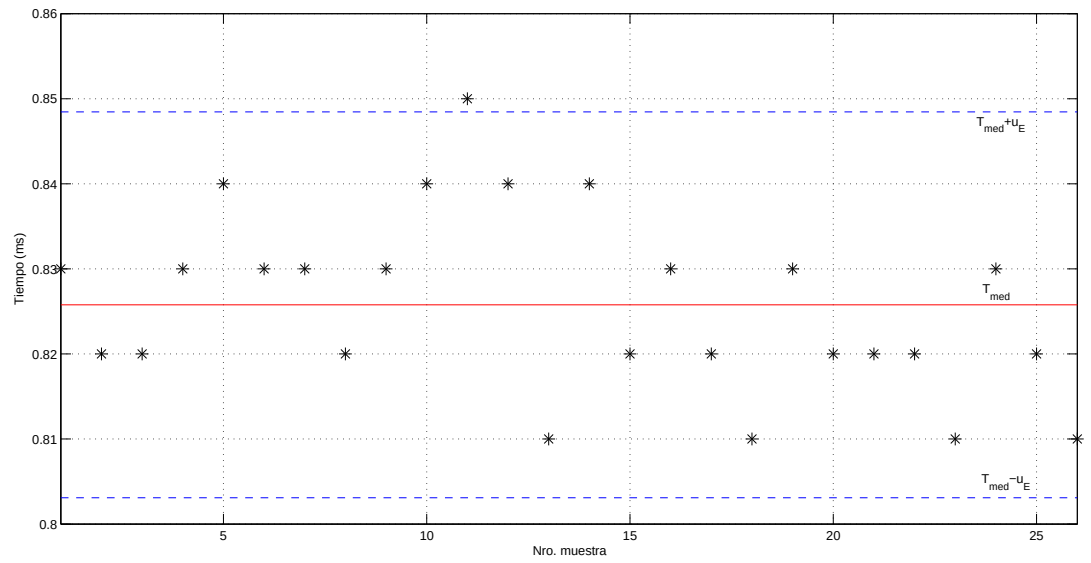
- Capacitancia: $C = 1.9\mu F$
- Voltaje inicial de C: $V_0 = 180V$
- Escala vertical: $200mV/div$
- Escala horizontal: $1ms/div$

$R_f [\Omega]$	∞	
$\mu [\%]$	0	
Medida	$T[ms]$	$\zeta w_n[1/s]$
$\bar{q}$	0.83	550
q_{MAX}	0.85	618
q_{MIN}	0.81	468
$u_E(\bar{q})$	0.02	40.8
$\bar{q} + u_E(\bar{q})$	0.85	591
$\bar{q} - u_E(\bar{q})$	0.81	509

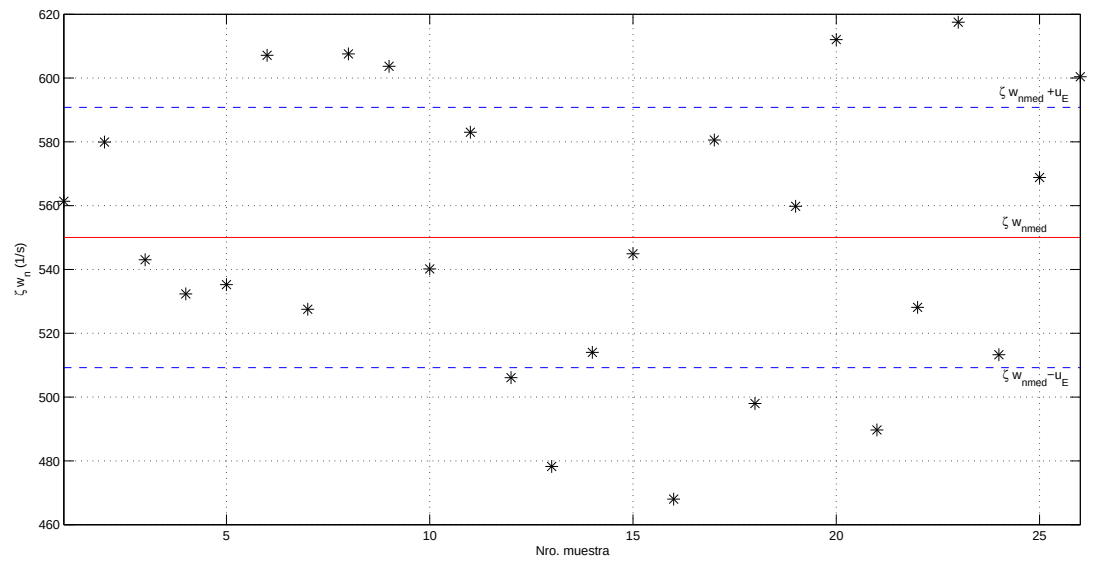
Tabla 9.3: T y ζw_n obtenidos para el Motor de 11 HP.

En las gráficas de la *figura 9.1* se observan los valores obtenidos para cada uno de los 26 ensayos, los límites de su intervalo de confianza y media.

9.2. Resultados expmientales



(a) *Período para cada muestra*



(b) *Atenuación para cada muestra*

Figura 9.1: T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 0\%$, Motor 11 HP)

9.3. Simulaciones Modelo EFAMI

9.3.1. Simulación impedancia vista

Se simuló el modelo EFAMI con los parámetros obtenidos en 9.1.1, calculando la impedancia vista hacia el motor según se describe en la *sección docScriptZvista*. Se obtuvieron los siguientes valores:

- $L_V = 9.04 \text{ mHy}$
- $R_V = 1.58 \Omega$

9.3.2. Simulación ensayo de impulso

A continuación se muestran los valores obtenidos mediante la simulación del ensayo de descarga según el modelo EFAMI.

- $T = 0.84 \text{ ms}$
- $\zeta w_n = 62.8 \text{ 1/s}$

9.4. Análisis Resultados

9.4.1. Resultados experimentales vs. MODELO EFAMI (Ensayo de impulso)

En la *tabla 9.4* se comparan los valores de período y atenuación calculados a partir de los ensayos (T^{Exp} y ζw_n^{Exp}), y los obtenidos mediante las simulaciones del modelo EFAMI (T^{Sim} y ζw_n^{Sim}):

T^{Exp}	T^{Sim}	$\Delta T^{Exp,Sim}$	ζw_n^{Exp}	ζw_n^{Sim}	$\Delta \zeta w_n^{Exp,Sim}$
0.83 ms	0.84 ms	1.20%	550 s^{-1}	62.8 s^{-1}	-88.6%

Tabla 9.4: Período, atenuación y su diferencia entre ensayos y modelo EFAMI (Motor 11 HP).

Se registra una muy buena aproximación del modelo respecto del período relevado (1.2%). En el caso del motor chico se obtuvo una diferencia de 15.6%. Para la atenuación, se tiene una diferencia de -88.6% .

En la *tabla 9.5* se muestran los valores de atenuación y período obtenidos por el modelo EFAMI variando L_{ls}/L_{lr} , y la diferencia respecto de las mediciones experimentales para el motor sin falla.

9.5. Conclusiones

L_{ls}/L_{lr}	$T^{Sim}[ms]$	$\Delta T^{Sim-Exp}(\%)$	$\zeta w_n^{Sim}[1/s]$	$\Delta \zeta w_n^{Sim-Exp}(\%)$
30/70	0.80	-3.61	69.0	-87.5
35/65	0.81	-2.41	67.3	-87.8
40/60	0.82	-1.20	65.7	-88.1
45/55	0.83	0.00	64.2	-88.3
50/50	0.84	1.20	62.8	-88.6
55/45	0.85	2.41	61.5	-88.8
60/40	0.86	3.61	60.2	-89.1
65/35	0.87	4.82	59.1	-89.3
70/30	0.88	6.02	57.9	-89.5
75/25	0.89	7.23	56.9	-89.7

Tabla 9.5: Comparación modelo según L_{ls}/L_{lr} vs. experimentos (Motor 11 HP)

A diferencia del motor chico, se logra igualar el período simulado al relevado para $(L_{ls}/L_{lr}) = 45/55$. Con dicha relación la atenuación registra una muy leve mejora respecto de lo relevado (0.3 %) aunque la diferencia sigue siendo muy grande (88.3 %).

9.4.2. Parámetros del motor vs. MODELO EFAMI (Impedancia vista)

Se compara la impedancia vista simulada (monofásica) y la impedancia de rotor bloqueado del motor. Los resultados se presentan en la siguiente tabla:

L_{cc}^{Exp}	L_{Zv}^{Sim}	$\Delta L_{Zv}^{Exp-Sim}$	R_{cc}^{Exp}	R_{Zv}^{Sim}	$\Delta R_{Zv}^{Exp-Sim}$
11.46 mHy	9.04 mHy	21 %	1.32 Ω	1.58 Ω	16 %

Tabla 9.6: Resistencia, inductancia y su diferencia entre ensayo Z_{cc} y modelo EFAMI.

9.5. Conclusiones

Se registra una notoria mejora en la estimación del período respecto de la estimación para el motor chico (1.2 % contra 15.6 % para el caso del motor de 1HP). Sin embargo, la estimación de la atenuación no se comporta de igual manera, empeorando respecto de este último caso (88.6 % contra 40.6 % para el caso del motor de 1HP). Esto podría deberse a las resistencias introducidas por el circuito, que podrían ser comparables a la resistencia de cortocircuito del motor. La misma pasa de 13.1 Ω para el caso del motor chico a 1.32 Ω para el de mayor porte. En este caso, es necesario realizar un estudio detallado de las resistencias vistas desde el motor al condensador.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 10

Conclusiones

En este capítulo se realiza un abordaje general de los aspectos más relevantes del trabajo. Se señalan fortalezas y debilidades del mismo y se plantean posibles trabajos a futuro para seguir profundizando en la temática.

10.0.1. Sobre la Saturación

En el estudio de la inductancia saturable se llegó a la conclusión que si el núcleo satura, el período presenta una tendencia a disminuir conforme la saturación aumenta (tiempos bajos). Por otro lado, en el ensayo de impulso se verificó experimentalmente lo contrario. También se simularon en el modelo EFAMI distintos casos de inductancias magnetizantes, obteniéndose diferencias de tan solo 2 % en el período, ante variaciones del 80 % en dicho parámetro. Por tanto, se fundamenta teóricamente que la saturación no influiría en el caso de estudio. Finalmente, se constató mediante ensayos experimentales que la impedancia vista no depende de la impedancia magnetizante. Por tanto se verifica que la saturación no tiene repercusiones notorias sobre la forma de onda de la descarga.

10.0.2. Sobre la precisión del modelo

Comparando los resultados de las simulaciones mediante el modelo EFAMI y el ensayo de impulso, se concluye que el modelo no aproxima de manera satisfactoria la realidad. En efecto, se obtuvieron diferencias de 15.6 % y 40.6 % en la estimación del período y atenuación respectivamente para el caso del motor sin falla. A su vez, no fue posible calibrar el mismo según la relación L_{ls}/L_{lr} a priori desconocida, ya que se obtuvieron resultados contradictorios al ajustar dicha relación según período o atenuación. Por lo cual se siguió la metodología usual de considerar $L_{ls} = L_{lr}$. Queda para estudios posteriores la determinación de dicha relación.

También se intentó calibrar el modelo adicionando una resistencia serie en el estator. Se encontró que para una resistencia de aproximadamente 10Ω , mejora sustan-

Capítulo 10. Conclusiones

cialmente el modelo. No se encontró una razón física que fundamente dicho valor, por lo que se desistió de esta forma de calibración.

10.0.3. Resultados - ensayo de impulso

A partir del ensayo de impulso realizado al motor de $1HP$, se concluye para este caso, que mediante la estimación de la atenuación es posible detectar cortocircuitos entre espiras de 1% , 1.73% o 2.73% para $R_f = 0.5\Omega$ y $R_f = 1.5\Omega$. Para el caso de $R_f = 5.5\Omega$, sólo se pudo detectar la falla para $\mu = 2.73\%$.

Si se mide el período de la onda resultante, sólo sería posible diagnosticar un 2.73% de espiras cortocircuitadas, para el caso de resistencia de fallas del orden de 0.5Ω . Tanto en las simulaciones como en los resultados experimentales, se constató que el período no presenta una tendencia definida respecto de R_f y μ .

Asimismo, a partir de los resultados obtenidos, se concluye que a medida que la resistencia de falla aumenta, se torna más difícil la detección de fallas.

Se concluye que es más efectivo medir atenuación que período para detectar variaciones de la inductancia. Sin embargo, la primera depende fuertemente de la resistencia de falla, a priori desconocida. Esto implica una gran desventaja a la hora de medir dicha característica. Si bien mediante la medida del período no se obtuvieron buenos resultados, esta característica manifestó menor dependencia frente a variaciones de la resistencia de falla.

Mediante el método estudiado no es posible establecer un procedimiento para detectar el porcentaje de espiras cortocircuitadas de un MI. Si bien fue posible observar cambios en las características bajo observación, no se pudo hallar una relación biunívoca entre dichas características y el porcentaje de espiras cortocircuitadas.

También se estudió el caso de un motor de $15kW$, a efectos de complementar el estudio. Se constató que el modelo dinámico responde de mejor manera para la medida del período en éste último caso. Diferenciándose de los resultados experimentales en sólo un 1.2% . En el caso del motor de $1HP$ los resultados difieren en 11.6% .

En cuanto a la atenuación, se observó una gran diferencia respecto de los resultados experimentales (88.6%). Esto es debido a la fuerte dependencia de la característica con la resistencia de estator que es muy afectada por el cableado, dado su bajo valor. Por contraparte, para el motor de $1HP$, la diferencia es de $40,6\%$. Por tener una resistencia de estator mucho mayor, disminuye la influencia del cableado en la característica.

10.0.4. Dificultades encontradas

Modelado de la saturación

Tras observar en el transitorio de la descarga un comportamiento inesperado en la forma de onda de la tensión relevada, se optó por modelar el fenómeno de saturación como posible causante de este comportamiento. En particular, se pensó en que podría fundamentarse por el fenómeno de histéresis, aunque no se pudo determinar su causa.

Modelo del ensayo

Se presentaron dificultades en los resultados obtenidos a partir de las simulaciones para resistencias de falla bajas. No se pudo comprender ni explicar el comportamiento inestable del modelo para dichos casos. Se estima podría deberse a problemas de convergencia numérica introducidos por el método de cálculo utilizado.

Taps de CC en motor

En la práctica surgió la dificultad de realizar más casos de CC en el motor debido a la forma en que el mismo está bobinado. Las espiras accesibles son prácticamente contiguas, y debido a esto, sólo se logró realizar cortocircuitos inferiores a 2.7 %.

Correlación de la incertidumbre entre los pico de tensión y el período

Se subestimó el tiempo planificado para realizar el estudio de incertidumbres. Debido a esto, se realizó un estudio aproximado, despreciando la correlación existente entre los picos de tensión y el cálculo del período y la atenuación.

Ensayo de Z_v

Se tuvo la problemática de tratar con distorsión armónica a la hora de realizar el ensayo. La necesidad de reducir la tensión de red llevó a que se tuviera que utilizar un reductor de tensión. Éste contribuye a aumentar la distorsión que afecta la medida, según se observó en el desarrollo planteado.

10.0.5. Cumplimiento de Objetivos específicos

Se cumplió mayoritariamente con los objetivos planteados inicialmente. Si bien se logró simular la técnica de diagnóstico, no se obtuvo una representación fiel de la realidad. Se modificó un motor con la finalidad de poder simular fallas de aislamiento entre espiras del estator. Se implementó satisfactoriamente el equipo para desarrollar el ensayo, pudiendo almacenar un volumen de datos suficiente para el

Capítulo 10. Conclusiones

estudio de las descargas. Se pudo arribar a conclusiones respecto de la técnica para el caso de estudio.

10.0.6. Trabajos Futuros

Taps CC en motor

Realizar taps en un motor previamente bobinado implica soldar cables a los conductores del estator. Esto requiere la precaución de no soldar espiras entre sí, de modo de no dañar el motor que se desea ensayar. Para el presente trabajo, sólo fue posible realizar tres taps por lo señalado anteriormente. Queda para trabajos futuros manejar la posibilidad de rebobinar un estator y estudiar la falla para mayor cantidad de cortocircuito.

Modelo de motor con falla

Como se señalaba anteriormente, el modelo desarrollado no fue capaz de representar las mediciones hechas en el laboratorio en forma precisa. Queda para trabajos futuros el estudio de la calibración del modelo.

10.0.7. Gestión de proyecto

A lo largo del proyecto surgieron imprevistos que implicaron ajustes en los objetivos planteados inicialmente. El caso más relevante fue no poder utilizar el modelo de estudios de fallas implementado en MDFMA para la implementación del bloque simulink. Esto determinó el tener que desarrollar y programar otro modelo acorde a las necesidades del ensayo de este trabajo. A su vez, se esperaba disponer de mayor cantidad de publicaciones sobre el tema, pero se constató un vacío en la materia. Esto ocasionó el tener que pensar aspectos que se suponía estarían resueltos con anterioridad.

Se había planificado dedicar la primer parte del proyecto exclusivamente al estudio de la parte teórica del trabajo, para así disponer la otra mitad para la realización de los ensayos. La realidad marcó un proceso iterativo entre teoría y práctica, implicando que se tuviera que volver a la teoría ante problemas propios de los ensayos y resultados obtenidos.

10.0.8. Conclusiones generales del proyecto

El presente estudio continuó lo iniciado en el proyecto MDFMA haciendo hincapié en el estudio de las fallas de aislación entre espiras de las bobinas estatóricas. El trabajo incursionado consta básicamente de dos pilares fundamentales: una instancia teórica donde se desarrollaron modelos para el sistema bajo estudio y otra experimental sostenida en la adquisición y procesamiento de datos. Finalmente,

se compararon los resultados, determinando la validez del modelo desarrollado. Se desarrollaron capacidades en el manejo de modelos dinámicos así como también en el procesamiento de datos. Cabe destacar el aprendizaje obtenido en mediciones eléctricas. Se destaca la necesidad de seguir investigando la temática, dada la predominancia de los motores de inducción en los procesos productivos y la importancia de la realización de diagnósticos preventivos.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice A

Anexos

A.1. Script Impedancia Vista

A continuación se explican las modificaciones que se realizaron en el modelo del ensayo de descarga del condensador para poder calcular la impedancia vista del sistema. Es importante destacar que no se modificaron las ecuaciones que definen el modelo del motor, solamente se modificaron las condiciones de alimentación del ensayo.

A.1.1. Desarrollo

Se utiliza el modelo del motor desarrollado anteriormente imponiendo que la tensión de la bobina de estator sea igual a la tensión sobre el condensador.

Descripción del sistema:

$$\frac{d\vec{I}_{VE}}{dt} = [L_{VE}]^{-1} R \vec{I}_{VE} + [L_{VE}]^{-1} [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]' V_{IN} \quad (A.1)$$

$$\vec{I}_{VE} = (I_a \ I_f \ I_A \ I_B \ I_C) \quad (A.2)$$

Siendo V_{IN} la tensión impuesta sobre la bobina a del estator.

Para el cálculo de la impedancia vista se excita el sistema con $V_{IN} = V_p \cos(\omega t)$

Apéndice A. Anexos

Utilizando las definiciones ya realizadas:

$$[M_1] = [L_{VE}]^{-1}[R] \quad (A.3)$$

$$[M_2] = [L_{VE}]^{-1}[1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]' \quad (A.4)$$

Se plantea el sistema de ecuaciones diferenciales:

$$\frac{d\vec{I}_{VE}}{dt} = [M_1]\vec{I}_{VE} + [M_2]V_p \cos(\omega t) \quad (A.5)$$

Utilizando la función *ode45* de *Matlab* se procedió a resolver el sistema anterior.

A.1.2. Cálculo de impedancia vista

Para calcular la impedancia vista se calculó el desfase y la relación entre las amplitudes de las ondas de corriente y tensión.

Para calcular el desfase entre las ondas se desarrolló un programa que calcula las ubicaciones de los picos de las mismas. Conocida la ubicación de los picos, el desfase de las ondas se calculó como la diferencia en el eje temporal entre 2 picos consecutivos de dichas ondas.

Para el cálculo del módulo de la impedancia vista se realizó la división entre los valores picos de tensión y corriente.

Obtenido el desfase entre las ondas y el valor de los picos, se calculó la impedancia como:

$$Z_V = \frac{V_P}{I_P} \cdot (\cos(\phi) + j \cdot \sin(\phi)) \quad (A.6)$$

Siendo ϕ el desfase entre las ondas.

A.2. Picos considerados para el resto de los casos

A continuación se muestran los picos obtenidos para cada ensayo, nivel de cortocircuito y resistencia de falla:

N	y_{MAX1} (V)	y_{MAX2} (V)	y_{MAX3} (V)	y_{MAX4} (V)
1	2.419	0.851	0.209	-0.010
2	2.506	0.852	0.264	0.000
3	2.123	0.710	0.156	-0.057
4	2.433	0.806	0.228	-0.010
5	2.268	0.745	0.189	-0.040
6	2.562	0.863	0.240	0.000
7	2.486	0.841	0.219	-0.042
8	2.493	0.828	0.208	-0.030
9	2.002	0.658	0.163	-0.041
10	1.999	0.664	0.177	-0.020
11	2.367	0.784	0.226	0.018
12	2.213	0.745	0.232	-0.013
13	2.082	0.686	0.162	-0.033
14	2.166	0.715	0.180	-0.045
15	2.200	0.711	0.167	-0.028
16	2.008	0.661	0.158	-0.033
17	2.181	0.718	0.183	-0.041
18	2.255	0.750	0.183	-0.027
19	2.474	0.834	0.229	-0.012
20	1.932	0.640	0.173	-0.017
21	1.907	0.644	0.150	-0.051
22	2.359	0.757	0.169	-0.046
23	2.388	0.779	0.194	-0.018
24	2.185	0.718	0.183	-0.030
25	1.980	0.662	0.174	-0.018
26	1.970	0.620	0.147	-0.055
$\overline{y_{MAXi}}$ (V)	2.229	0.740	0.191	-0.027
$u_E(\overline{y_{MAXi}})$ (V)	0.048	0.017	0.007	0.004
$\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}} (\%)$	2.153	2.297	3.665	-14.815

Tabla A.1: y_{MAX1} a y_{MAX4} para cada muestra N ($\mu = 1\%$, $R_f = 0.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $u_E(\overline{y_{MAXi}})/\overline{y_{MAXi}}$

Apéndice A. Anexos

N	y_{MAX1} (V)	y_{MAX2} (V)	y_{MAX3} (V)	y_{MAX4} (V)
1	2.047	0.860	0.305	0.065
2	2.096	0.845	0.284	-0.034
3	2.073	0.860	0.299	0.019
4	2.225	0.886	0.263	-0.020
5	2.124	0.872	0.280	0.000
6	2.339	1.068	0.489	0.217
7	1.956	0.765	0.230	-0.055
8	2.175	0.910	0.332	0.053
9	2.027	0.836	0.291	-0.003
10	2.535	1.137	0.486	0.191
11	2.388	1.014	0.405	0.099
12	2.355	1.013	0.394	0.086
13	2.092	0.957	0.414	0.148
14	2.184	0.885	0.306	0.012
15	1.892	0.764	0.226	-0.016
16	1.923	0.814	0.286	0.044
17	2.193	0.881	0.309	0.027
18	2.141	0.849	0.284	-0.002
19	2.040	0.794	0.252	-0.032
20	1.874	0.744	0.219	-0.043
21	1.717	0.706	0.233	0.006
22	1.792	0.730	0.240	-0.011
23	2.066	0.824	0.311	0.048
24	2.197	0.933	0.392	0.102
25	1.977	0.761	0.195	-0.067
26	1.742	0.732	0.259	0.033
$\overline{y_{MAXi}}$ (V)	2.083	0.863	0.307	0.033
$u_E(\overline{y_{MAXi}})$ (V)	0.046	0.024	0.016	0.014
$\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}} (\%)$	2.208	2.781	5.212	42.424

Tabla A.2: y_{MAX1} a y_{MAX4} para cada muestra N ($\mu = 1\%$, $R_f = 1.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $u_E(\overline{y_{MAXi}})/\overline{y_{MAXi}}$

A.2. Picos considerados para el resto de los casos

N	y_{MAX1} (V)	y_{MAX2} (V)	y_{MAX3} (V)	y_{MAX4} (V)	y_{MAX5} (V)	y_{MAX6} (V)
1	2.778	1.327	0.624	0.288	0.089	-0.002
2	3.506	1.748	0.963	0.524	0.316	0.212
3	2.906	1.403	0.717	0.362	0.187	0.070
4	3.159	1.608	0.851	0.486	0.283	0.199
5	3.227	1.582	0.827	0.418	0.213	0.130
6	3.171	1.621	0.894	0.517	0.342	0.239
7	2.791	1.306	0.593	0.231	0.059	-0.043
8	3.206	1.599	0.845	0.463	0.264	0.151
9	3.183	1.590	0.860	0.477	0.268	0.164
10	2.822	1.340	0.658	0.300	0.113	0.010
11	3.637	1.773	0.950	0.537	0.316	0.212
12	3.004	1.556	0.858	0.510	0.344	0.231
13	2.670	1.276	0.619	0.290	0.102	0.011
14	3.123	1.621	0.924	0.552	0.358	0.252
15	3.013	1.375	0.646	0.246	0.040	-0.062
16	2.833	1.401	0.715	0.367	0.183	0.101
17	3.439	1.657	0.850	0.427	0.204	0.095
18	3.295	1.688	0.956	0.570	0.359	0.256
19	3.054	1.549	0.839	0.494	0.304	0.207
20	3.498	1.672	0.836	0.414	0.178	0.080
21	3.224	1.474	0.682	0.286	0.073	-0.028
22	3.690	1.857	1.031	0.612	0.394	0.276
23	3.599	1.789	0.945	0.532	0.321	0.229
24	3.008	1.537	0.847	0.485	0.292	0.205
25	2.784	1.379	0.697	0.373	0.188	0.093
26	2.893	1.372	0.668	0.302	0.131	0.031
$\overline{y_{MAXi}}$ (V)	3.135	1.542	0.804	0.426	0.228	0.128
$u_E(\overline{y_{MAXi}})$ (V)	0.068	0.037	0.027	0.022	0.021	0.021
$\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}} (\%)$	2.169	2.399	3.358	5.164	9.211	16.406

Tabla A.3: y_{MAX1} a y_{MAX6} para cada muestra N ($\mu = 1\%$, $R_f = 5.5\ \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $u_E(\overline{y_{MAXi}})/\overline{y_{MAXi}}$

Apéndice A. Anexos

N	y_{MAX1} (V)	y_{MAX2} (V)	y_{MAX3} (V)	y_{MAX4} (V)
1	3.945	1.113	0.286	0.005
2	4.982	1.372	0.345	0.000
3	4.109	1.120	0.264	-0.020
4	4.587	1.237	0.282	0.004
5	4.205	1.159	0.261	-0.029
6	3.859	1.066	0.247	-0.036
7	4.238	1.173	0.290	-0.011
8	4.589	1.236	0.312	-0.015
9	4.594	1.273	0.323	0.005
10	4.683	1.280	0.319	-0.001
11	4.593	1.277	0.341	0.016
12	4.849	1.346	0.352	0.040
13	4.618	1.264	0.318	0.028
14	4.480	1.196	0.303	0.001
15	4.828	1.321	0.318	-0.011
16	3.919	1.098	0.277	-0.017
17	4.473	1.219	0.334	0.008
18	4.493	1.265	0.321	0.006
19	4.982	1.372	0.345	0.000
20	4.839	1.344	0.367	0.037
21	4.761	1.323	0.353	0.017
22	3.996	1.094	0.274	-0.026
23	4.173	1.128	0.256	-0.024
24	4.700	1.282	0.310	0.001
25	4.525	1.233	0.309	-0.018
26	4.109	1.157	0.299	0.006
$\overline{y_{MAXi}}$ (V)	4.466	1.229	0.308	-0.001
$u_E(\overline{y_{MAXi}})$ (V)	0.084	0.023	0.008	0.004
$\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}} (\%)$	1.881	1.871	2.597	-400.000

Tabla A.4: y_{MAX1} a y_{MAX4} para cada muestra N ($\mu = 1.73\%$, $R_f = 0.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}}$

A.2. Picos considerados para el resto de los casos

N	y_{MAX1} (V)	y_{MAX2} (V)	y_{MAX3} (V)	y_{MAX4} (V)
1	2.479	0.870	0.254	-0.020
2	3.385	1.212	0.390	0.031
3	2.681	0.916	0.262	-0.016
4	2.685	0.912	0.268	-0.044
5	2.678	0.966	0.307	0.024
6	3.109	1.214	0.486	0.187
7	2.369	0.841	0.257	-0.004
8	2.834	0.964	0.261	-0.031
9	2.839	1.017	0.334	0.055
10	2.429	0.787	0.184	-0.067
11	2.824	0.944	0.261	-0.021
12	2.360	0.807	0.185	-0.065
13	2.756	0.921	0.243	-0.040
14	2.763	0.911	0.218	-0.072
15	2.543	0.839	0.217	-0.062
16	2.830	0.948	0.248	-0.028
17	2.407	0.832	0.230	-0.012
18	2.332	0.787	0.195	-0.048
19	2.594	0.897	0.266	-0.003
20	2.472	0.830	0.220	-0.049
21	2.321	0.772	0.184	-0.047
22	2.417	0.786	0.180	-0.046
23	2.232	0.745	0.165	-0.073
24	2.594	0.881	0.229	-0.018
25	2.577	0.895	0.249	0.011
26	2.325	0.858	0.271	0.028
$\overline{y_{MAXi}}$ (V)	2.609	0.898	0.252	-0.017
$u_E(\overline{y_{MAXi}})$ (V)	0.060	0.025	0.014	0.011
$\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}} (\%)$	2.300	2.784	5.556	-64.706

Tabla A.5: y_{MAX1} a y_{MAX4} para cada muestra N ($\mu = 1.73\%$, $R_f = 1.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}}$

Apéndice A. Anexos

N	y_{MAX1} (V)	y_{MAX2} (V)	y_{MAX3} (V)	y_{MAX4} (V)	y_{MAX5} (V)	y_{MAX6} (V)
1	3.063	1.403	0.636	0.264	0.063	-0.042
2	2.646	1.246	0.602	0.278	0.101	0.015
3	3.109	1.473	0.740	0.370	0.189	0.084
4	2.613	1.242	0.603	0.251	0.099	0.009
5	3.128	1.558	0.812	0.458	0.277	0.190
6	2.853	1.325	0.617	0.275	0.075	-0.015
7	2.678	1.321	0.689	0.366	0.215	0.135
8	3.061	1.507	0.792	0.440	0.256	0.152
9	2.867	1.304	0.562	0.202	0.017	-0.066
10	3.227	1.546	0.772	0.401	0.195	0.100
11	3.156	1.500	0.744	0.365	0.165	0.068
12	2.536	1.303	0.697	0.390	0.243	0.162
13	2.500	1.284	0.695	0.406	0.277	0.168
14	2.689	1.298	0.634	0.340	0.130	0.051
15	3.150	1.524	0.782	0.400	0.192	0.108
16	3.048	1.462	0.738	0.387	0.181	0.087
17	3.213	1.612	0.867	0.505	0.298	0.208
18	2.753	1.406	0.782	0.464	0.287	0.214
19	2.573	1.280	0.674	0.356	0.219	0.139
20	2.994	1.473	0.787	0.437	0.246	0.156
21	3.055	1.508	0.783	0.412	0.237	0.152
22	2.494	1.234	0.650	0.325	0.167	0.088
23	2.731	1.382	0.742	0.410	0.235	0.172
24	2.723	1.323	0.663	0.332	0.156	0.066
25	2.669	1.352	0.734	0.418	0.238	0.159
26	2.923	1.431	0.736	0.403	0.201	0.114
$\overline{y_{MAXi}}$ (V)	2.863	1.396	0.713	0.371	0.191	0.103
$u_E(\overline{y_{MAXi}})$ (V)	0.058	0.027	0.017	0.015	0.015	0.015
$\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}} (\%)$	2.026	1.934	2.384	4.043	7.853	14.563

Tabla A.6: y_{MAX1} a y_{MAX6} para cada muestra N ($\mu = 1.73\%$, $R_f = 5.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}}$

A.2. Picos considerados para el resto de los casos

N	y_{MAX1} (V)	y_{MAX2} (V)	y_{MAX3} (V)	y_{MAX4} (V)
1	3.966	1.041	0.222	-0.051
2	4.774	1.237	0.277	-0.050
3	4.030	1.069	0.258	-0.028
4	4.757	1.208	0.247	-0.036
5	3.963	1.026	0.212	-0.028
6	3.856	1.018	0.208	-0.030
7	4.679	1.226	0.257	-0.051
8	4.595	1.203	0.227	-0.057
9	4.178	1.102	0.240	-0.035
10	4.103	1.066	0.213	-0.065
11	3.872	0.978	0.199	-0.052
12	4.504	1.162	0.229	-0.047
13	4.006	1.065	0.231	-0.027
14	4.145	1.057	0.215	-0.058
15	4.033	1.038	0.205	-0.042
16	4.313	1.111	0.215	-0.043
17	3.785	0.979	0.206	-0.026
18	4.108	1.059	0.204	-0.040
19	3.991	1.028	0.212	-0.045
20	4.285	1.072	0.206	-0.052
21	3.745	0.944	0.179	-0.047
22	3.793	0.946	0.166	-0.077
23	4.280	1.097	0.209	-0.070
24	3.839	0.974	0.186	-0.045
25	3.752	0.994	0.207	-0.055
26	4.033	1.045	0.201	-0.038
$\overline{y_{MAXi}}$ (V)	4.130	1.067	0.216	-0.046
$u_E(\overline{y_{MAXi}})$ (V)	0.077	0.021	0.006	0.004
$\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}} (\%)$	1.864	1.968	2.778	-8.696

Tabla A.7: y_{MAX1} a y_{MAX4} para cada muestra N ($\mu = 2.73\%$, $R_f = 0.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}}$

Apéndice A. Anexos

N	y_{MAX1} (V)	y_{MAX2} (V)	y_{MAX3} (V)	y_{MAX4} (V)
1	4.798	1.226	0.209	-0.126
2	4.603	1.271	0.257	-0.095
3	4.420	1.197	0.214	-0.101
4	5.048	1.367	0.280	-0.088
5	3.839	1.006	0.204	-0.124
6	4.023	1.036	0.179	-0.129
7	4.825	1.312	0.264	-0.099
8	5.094	1.371	0.292	-0.117
9	3.876	0.981	0.134	-0.162
10	3.761	0.949	0.146	-0.120
11	4.446	1.155	0.224	-0.129
12	4.342	1.114	0.169	-0.137
13	4.893	1.282	0.244	-0.100
14	4.572	1.201	0.223	-0.095
15	4.886	1.306	0.252	-0.105
16	4.951	1.325	0.268	-0.072
17	3.973	1.028	0.167	-0.106
18	4.896	1.303	0.241	-0.105
19	3.757	0.961	0.140	-0.139
20	4.019	1.029	0.154	-0.134
21	3.902	1.019	0.156	-0.119
22	3.750	0.959	0.149	-0.127
23	4.815	1.263	0.223	-0.110
24	4.022	1.032	0.153	-0.118
25	4.896	1.322	0.266	-0.092
26	4.252	1.095	0.172	-0.124
$\overline{y_{MAXi}}$ (V)	4.410	1.158	0.207	-0.114
$u_E(\overline{y_{MAXi}})$ (V)	0.105	0.031	0.010	0.005
$\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}} (\%)$	2.381	2.677	4.831	-4.386

Tabla A.8: y_{MAX1} a y_{MAX4} para cada muestra N ($\mu = 2.73\%$, $R_f = 1.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}}$

A.2. Picos considerados para el resto de los casos

N	y_{MAX1} (V)	y_{MAX2} (V)	y_{MAX3} (V)	y_{MAX4} (V)	y_{MAX5} (V)	y_{MAX6} (V)
1	2.455	1.094	0.456	0.154	0.016	-0.062
2	2.277	1.072	0.523	0.262	0.134	0.064
3	2.251	0.959	0.371	0.078	-0.047	-0.112
4	2.401	1.194	0.653	0.396	0.256	0.200
5	2.472	1.134	0.525	0.243	0.096	0.021
6	2.625	1.285	0.702	0.389	0.233	0.166
7	2.028	0.977	0.504	0.234	0.123	0.038
8	2.477	1.210	0.649	0.358	0.213	0.160
9	2.360	1.143	0.597	0.328	0.194	0.129
10	2.029	0.982	0.503	0.255	0.137	-0.109
11	2.271	1.031	0.439	0.146	0.016	-0.052
12	2.247	1.045	0.494	0.234	0.091	0.030
13	2.049	0.906	0.376	0.115	-0.003	-0.064
14	2.377	1.119	0.538	0.241	0.113	0.047
15	2.406	1.042	0.402	0.104	-0.045	-0.103
16	2.398	1.112	0.517	0.227	0.084	0.012
17	2.113	0.893	0.342	0.083	-0.055	-0.119
18	2.366	1.145	0.596	0.322	0.182	0.112
19	2.194	0.975	0.384	0.106	-0.034	-0.105
20	2.265	1.037	0.493	0.209	0.092	0.026
21	2.208	0.983	0.426	0.142	0.009	-0.044
22	2.154	0.970	0.433	0.147	0.029	-0.039
23	2.317	1.026	0.440	0.155	0.011	-0.037
24	2.017	0.936	0.439	0.186	0.078	0.000
25	2.533	1.218	0.614	0.327	0.179	0.096
26	2.149	1.046	0.535	0.292	0.158	0.088
$\overline{y_{MAXi}}$ (V)	2.286	1.059	0.498	0.220	0.087	0.013
$u_E(\overline{y_{MAXi}})$ (V)	0.042	0.023	0.020	0.019	0.018	0.019
$\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}} (\%)$	1.837	2.172	4.016	8.636	20.690	146.154

Tabla A.9: y_{MAX1} a y_{MAX6} para cada muestra N ($\mu = 2.73\%$, $R_f = 5.5\ \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}}$

Apéndice A. Anexos

A.3. Resultados

En las siguientes tablas se resumen los cálculos de atenuación y período para cada experimento individual. Estas tablas son utilizadas para los cálculos de dichas características en la *sección ??*

R_f (Ω)	∞		0.5					
μ (%)	0		1		1.73		2.73	
Medida	$T[ms]$	$\zeta w_n[1/s]$	$T[ms]$	$\zeta w_n[1/s]$	$T[ms]$	$\zeta w_n[1/s]$	$T[ms]$	$\zeta w_n[1/s]$
1	1.82	379	1.80	478	1.74	584	1.66	712
2	1.78	366	1.82	469	1.78	588	1.68	718
3	1.76	297	1.80	502	1.80	590	1.64	697
4	1.76	297	1.80	517	1.78	589	1.68	695
5	1.80	260	1.80	482	1.76	610	1.64	722
6	1.74	259	1.80	501	1.76	604	1.64	721
7	1.78	319	1.80	522	1.78	579	1.62	718
8	1.82	398	1.80	510	1.76	564	1.64	732
9	1.76	293	1.80	499	1.76	590	1.66	720
10	1.80	299	1.78	449	1.76	592	1.64	722
11	1.82	284	1.76	553	1.78	588	1.66	718
12	1.80	303	1.82	525	1.80	549	1.66	725
13	1.74	322	1.84	473	1.78	581	1.64	708
14	1.76	343	1.78	506	1.78	578	1.66	723
15	1.80	329	1.82	517	1.76	598	1.64	713
16	1.82	308	1.82	503	1.76	597	1.68	714
17	1.82	285	1.76	532	1.78	562	1.64	712
18	1.80	306	1.78	520	1.76	595	1.66	714
19	1.76	343	1.80	535	1.78	588	1.66	723
20	1.80	334	1.78	478	1.78	558	1.66	713
21	1.82	354	1.76	497	1.78	591	1.68	730
22	1.78	303	1.78	534	1.72	607	1.68	708
23	1.80	282	1.82	527	1.76	603	1.64	723
24	1.80	347	1.78	516	1.76	616	1.66	722
25	1.82	340	1.78	500	1.76	603	1.68	692
26	1.80	360	1.82	497	1.78	608	1.66	728

Tabla A.10: T y ζw_n según el nivel de c.c μ para $R_f = 0.5 \Omega$ y $\infty \Omega$

A.3. Resultados

$R_f (\Omega)$	1.5					
% c.c	1		1.73		2.73	
Medida	$T[ms]$	$\zeta w_n[1/s]$	$T[ms]$	$\zeta w_n[1/s]$	$T[ms]$	$\zeta w_n[1/s]$
1	1.84	413	1.82	420	1.78	675
2	1.84	368	1.84	443	1.78	637
3	1.84	363	1.84	458	1.78	596
4	1.80	400	1.82	444	1.80	646
5	1.82	394	1.80	471	1.80	674
6	1.84	363	1.80	483	1.76	666
7	1.84	360	1.80	443	1.78	588
8	1.82	359	1.82	476	1.80	585
9	1.84	384	1.84	472	1.78	661
10	1.84	380	1.82	478	1.76	606
11	1.84	344	1.84	469	1.80	625
12	1.82	399	1.78	511	1.76	655
13	1.84	387	1.82	473	1.80	672
14	1.84	355	1.82	467	1.78	663
15	1.82	391	1.84	424	1.78	655
16	1.80	387	1.82	506	1.78	661
17	1.82	439	1.80	478	1.80	672
18	1.84	356	1.80	437	1.78	653
19	1.80	364	1.80	478	1.80	680
20	1.84	418	1.82	452	1.76	655
21	1.82	401	1.78	531	1.78	667
22	1.82	408	1.82	382	1.78	589
23	1.80	464	1.82	441	1.80	661
24	1.84	437	1.80	441	1.76	663
25	1.84	407	1.82	435	1.80	646
26	1.82	401	1.80	488	1.78	633

Tabla A.11: T y ζw_n según el nivel de c.c μ para $R_f = 1.5 \Omega$

Apéndice A. Anexos

R_f [Ω]	5.5					
μ [%]	1		1.73		2.73	
Medida	T [ms]	ζw_n [1/s]	T [ms]	ζw_n [1/s]	T [ms]	ζw_n [1/s]
1	1.84	310	1.82	330	1.80	372
2	1.80	300	1.84	326	1.80	356
3	1.82	353	1.80	351	1.80	380
4	1.84	325	1.80	325	1.80	352
5	1.82	323	1.80	345	1.84	378
6	1.82	353	1.82	330	1.82	341
7	1.82	364	1.78	353	1.84	327
8	1.80	354	1.80	344	1.82	369
9	1.82	353	1.82	338	1.84	368
10	1.82	321	1.80	309	1.78	357
11	1.82	354	1.82	358	1.82	388
12	1.80	347	1.80	353	1.78	342
13	1.82	321	1.78	381	1.82	372
14	1.82	337	1.78	341	1.80	380
15	1.82	331	1.78	348	1.80	382
16	1.80	360	1.80	385	1.80	367
17	1.80	335	1.82	397	1.82	320
18	1.82	344	1.80	367	1.86	378
19	1.82	313	1.80	351	1.78	377
20	1.82	334	1.84	372	1.88	361
21	1.82	315	1.82	360	1.84	375
22	1.84	370	1.80	317	1.82	338
23	1.82	356	1.86	369	1.80	361
24	1.82	347	1.80	369	1.80	358
25	1.84	333	1.82	353	1.80	362
26	1.80	347	1.80	392	1.80	379

Tabla A.12: T y ζw_n según el nivel de c.c μ para R_f 5.5 Ω

Referencias

- [1] GREG C. STONE, *Electrical insulation for rotating machines*. IEEE Press Series on Power Engineering Mohamed E. El-Hawary, Series Editor, 2004. ISBN 0-471-44506-1
- [2] AIDA YUBELL Y CARANTON MUÑOZ. *Evaluación de vida útil residual de aislamiento de mica y resina con base en pruebas de envejecimiento acelerado*. Universidad nacional de colombia. 2012.
- [3] A. SIDDIQUE, S. YADAVA, B. SINGH . *A Review of Stator Fault Monitoring Techniques of Induction Motors*. Arfat Siddique, Member, IEEE, G. S. Yadava, and Bhim Singh, Senior Member, IEEE
- [4] TALLAM, RANGARAJAN, *Transient model for induction machines with stator winding turn faults*. IEEE Std 522-1992, 1992
- [5] *IEEE Guide for Testing Turn-to-Turn Insulation on Form-Wound Stator Coils for Alternating-Current Rotating Electric Machines* Trans. on Ind. Applications. 38 (3):632-637, 2002.
- [6] CASTELLI M. Y ANDRADE M., *Metodología de monitoreo, detección y diagnóstico de fallos en motores asíncronos de inducción*. URUMAN 2008, Montevideo-Uruguay
- [7] JESÚS FRAILE MORA, *Máquinas Eléctricas*. Quinta edición. ISBN: 84-481-396.
- [8] L. FERRARI, C. BRIOZZO *Instrumentos digitales* Curso de Medidas eléctricas Instituto de Ingeniería Eléctrica.
- [9] NUÑEZ C. , TOSCANO P. Y VIDARTE D., *Mantenimiento y diagnóstico de fallas en máquinas asíncronas*. IIE, FING, UDELAR 2011, Montevideo-Uruguay
- [10] *Modelado de la máquina en régimen permanente*. Curso-Análisis dinámico de máquinas de inducción, IIE, FING, UDELAR.
- [11] *Digital Filters Design* <http://www.mathworks.com/help/signal/ug/fir-filter-design.html> The MathWorks, Inc.
- [12] *SimPowerSystems User's Guide*. Hydro-Québec, and The MathWorks, Inc.

Referencias

- [13] ALONSO J. Y PORTILLO A, *Modelo de la máquina asíncrona*. Montevideo, Uruguay, 1990.
- [14] 2232 DIGITAL STORAGE OSCILLOSCOPE SERVICE 070-7067-00 Product Group 41
- [15] <http://www.electromagazine.com.uy/anteriores/numero11/predictivo3.htm>
- [16] [http : //globuselectric.com/motorfailure](http://globuselectric.com/motorfailure).
- [17] [http : //en.wikipedia.org/wiki/Magnetwire](http://en.wikipedia.org/wiki/Magnetwire).
- [18] PROBABILISTIC UNCERTAINTY, LEAST SQUARES FITTING, AND GRAPHICAL ANALYSIS, <http://cset.nsu.edu/phy160/labs/measure2.pdf> College of Science, Engineering and Technology - Norfolk State University

Índice de tablas

1.1. Clasificación térmica para aislación de máquinas eléctricas IEC 60085	10
2.1. Tabla base de las curva de saturación del hierro utilizada.	29
2.2. <i>Contracción del período</i>	37
2.3. <i>Variación del Período</i>	38
2.4. <i>Variación porcentual del Período</i>	38
2.5. Variación de la Atenuación	39
2.6. Variación porcentual de la Atenuación	39
2.7. Variación del Periodo	39
2.8. Variación porcentual del Periodo	40
2.9. Variación de la atenuación	40
2.10. Variación porcentual de la atenuación	40
2.11. Variación del Periodo	40
2.12. Variación porcentual del Periodo	41
2.13. Variación de la atenuación	41
2.14. Variación porcentual de la atenuación	41
3.1. Parámetros de entrada	55
3.2. Parámetros internos	55
3.3. Variación del Periodo $T[ms]$	56
3.4. Variación porcentual del Periodo	56
3.5. Variación del Período con MSR	57
3.6. Variación de la atenuación $[s^{-1}]$	57
3.7. Variación porcentual de la atenuación	57
4.1. Datos de chapa del Motor	67
4.2. Tabla de resultados obtenidos	70
4.3. Tabla de resultados obtenidos	73
4.4. Tabla de resultados obtenidos a tensión nominal.	73
4.5. Parámetros del modelo Régimen en estrella	74
4.6. Parametros modelo Régimen en triángulo	74
4.7. Parámetros modelo dinámico	75
4.8. Valores de Capacitancia	79
5.1. Diferencia de potencial entre bornes y calculo de μ experimental.	85

Índice de tablas

6.1. Impedancia vista simulada	111
6.2. Variación de parámetros según distribución de inductancias	112
6.3. Variación porcentual de parámetros con distribución de la inductancia	112
6.4. Variación de parámetros con inductancia de CC	113
6.5. Variación porcentual de parámetros con inductancia de CC	113
6.6. Variación de parámetros con resistencia de estator	114
6.7. Variación porcentual de parámetros con resistencia de estator	114
6.8. Variación de parámetros con inductancia magnetizante	114
6.9. Variación porcentual de parámetros con inductancia magnetizante	115
6.10. Variación de impedancia vista según porcentaje de c.c, $R_F = 1\Omega$	115
6.11. Variación de impedancia vista según porcentaje de c.c, $R_F = 0.5\Omega$	115
6.12. Variación de parámetros con resistencia de falla, $\mu = 5\%$	116
6.13. Variación de parámetros con resistencia de falla, $\mu = 10\%$	116
6.14. Variación de parámetros con porcentaje de falla, $R_F = 0.5\Omega$	117
6.15. Variación de parámetros con resistencia de falla, $\mu = 5\%$	117
7.1. T_1 y T_2 para cada muestra N y nivel de c.c μ , $\overline{T}_i, u_E(\overline{T}_i)(k=1)$ y $u_E(\overline{T}_i)/\overline{T}_i$	124
7.2. T_6 a T_{10} para cada muestra N y $\mu = 0$, $\overline{T}_i, u_E(\overline{T}_i)(k=1)$ y $u_E(\overline{T}_i)/\overline{T}_i$	126
7.3. y_{MAX1} a y_{MAX6} para cada muestra N y $\mu = 0$; $\overline{y}_{MAXi}, u_E(\overline{y}_{MAXi})(k=1)$ y $\frac{u_E(\overline{y}_{MAXi})}{\overline{y}_{MAXi}}$	128
7.4. $\overline{y}_i$ e $\overline{y}_{i+1}$ según μ y R_f	129
7.5. Atenuación y offset según método	134
8.1. T y ζw_n según el nivel de c.c μ para $R_f 0.5\Omega$ y $\infty\Omega$	140
8.2. T y ζw_n según el nivel de c.c μ para $R_f 1.5\Omega$	140
8.3. T y ζw_n según el nivel de c.c μ para $R_f 5.5\Omega$	140
8.4. Resumen de las medidas tomadas, cálculo de la impedancia vista, período y atenuación para $\mu = 0$	151
8.5. Resumen de las medidas tomadas, cálculo de la impedancia vista, período y atenuación para $\mu = 0.5$	153
8.6. Resultados impedancia vista simulada según μ y R_f ; período y atenuación para $C = 1.9\mu F$	154
8.7. S_μ^T y $S_{R_f}^T$ según R_f y μ	156
8.8. $S_\mu^{\zeta w_n}$ y $S_{R_f}^{\zeta w_n}$ según R_f y μ	156
8.9. Períodos y su diferencia entre experimentación y modelo.	157
8.10. Atenuación y su diferencia entre experimentación y modelo.	157
8.11. Comparación modelo según L_{ls}/L_{lr} vs. experimentos.	158
8.12. Período, atenuación y su diferencia entre ensayo Z_v y modelo EFAMI.	161
8.13. Resistencia, inductancia y su diferencia entre ensayo Z_v y modelo EFAMI.	162
9.1. Datos de chapa del Motor	163
9.2. Parámetros del motor 11 HP	164
9.3. T y ζw_n obtenidos para el Motor de 11 HP.	164

9.4. <i>Período, atenuación y su diferencia entre ensayos y modelo EFAMI (Motor 11 HP).</i>	166
9.5. <i>Comparación modelo según L_{ls}/L_{lr} vs. experimentos (Motor 11 HP)</i>	167
9.6. <i>Resistencia, inductancia y su diferencia entre ensayo Z_{cc} y modelo EFAMI.</i>	167
A.1. y_{MAX1} a y_{MAX4} para cada muestra N ($\mu = 1\%$, $R_f = 0.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $u_E(\overline{y_{MAXi}})/\overline{y_{MAXi}}$	177
A.2. y_{MAX1} a y_{MAX4} para cada muestra N ($\mu = 1\%$, $R_f = 1.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $u_E(\overline{y_{MAXi}})/\overline{y_{MAXi}}$	178
A.3. y_{MAX1} a y_{MAX6} para cada muestra N ($\mu = 1\%$, $R_f = 5.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $u_E(\overline{y_{MAXi}})/\overline{y_{MAXi}}$	179
A.4. y_{MAX1} a y_{MAX4} para cada muestra N ($\mu = 1.73\%$, $R_f = 0.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}}$	180
A.5. y_{MAX1} a y_{MAX4} para cada muestra N ($\mu = 1.73\%$, $R_f = 1.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}}$	181
A.6. y_{MAX1} a y_{MAX6} para cada muestra N ($\mu = 1.73\%$, $R_f = 5.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}}$	182
A.7. y_{MAX1} a y_{MAX4} para cada muestra N ($\mu = 2.73\%$, $R_f = 0.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}}$	183
A.8. y_{MAX1} a y_{MAX4} para cada muestra N ($\mu = 2.73\%$, $R_f = 1.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}}$	184
A.9. y_{MAX1} a y_{MAX6} para cada muestra N ($\mu = 2.73\%$, $R_f = 5.5 \Omega$); $\overline{y_{MAXi}}$, $u_E(\overline{y_{MAXi}})$ ($k = 1$) y $\frac{u_E(\overline{y_{MAXi}})}{\overline{y_{MAXi}}}$	185
A.10. T y ζw_n según el nivel de c.c μ para $R_f = 0.5 \Omega$ y $\infty \Omega$	186
A.11. T y ζw_n según el nivel de c.c μ para $R_f = 1.5 \Omega$	187
A.12. T y ζw_n según el nivel de c.c μ para $R_f = 5.5 \Omega$	188

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Índice de figuras

1.1. Imágenes de distintos tipos de bobinados [1]	2
1.2. Bobinado preformado (izquierda) y aleatorio (derecha) [1]	2
1.3. Sección transversal de la ranura	5
1.4. Chapa del Motor	6
1.5. Distintos tipos de fallas en el estator.	7
1.6. Imágenes de estatores con fallas de aislación. [16]	8
1.7. Tiempo de vida (hs.) en función de la temperatura para un aislante tipo B	10
1.8. Gráficas 3D y 2D para envejecimiento de aislación por efecto térmico y eléctrico	13
1.9. Ensayo de impulso IEEE 522-2004	18
2.1. <i>Modelo Inductancia</i>	20
2.2. <i>Tensión en el condensador durante la descarga.</i>	23
2.3. <i>Zoom - U_c con envolvente.</i>	24
2.4. <i>Circuito RLC</i>	26
2.5. <i>Pulsación $\omega_p(L)$.</i>	28
2.6. <i>Curva de saturación del hierro</i>	29
2.7. <i>Corriente de un circuito con saturación.</i>	30
2.8. <i>Evolución de la inductancia en un circuito con saturación.</i>	30
2.9. <i>Tensión sobre la bobina en presencia de saturación.</i>	31
2.10. <i>Modelo Simulink</i>	32
2.11. <i>Curvas de saturación</i>	34
2.12. <i>Corriente de magnetización.</i>	34
2.13. <i>Corriente de línea</i>	35
2.14. <i>Voltaje de línea</i>	36
2.15. <i>Variación del período</i>	37
2.16. <i>Representación del sistema a estudiar.</i>	43
2.17. <i>Referencial de los bobinados.</i>	44
2.18. <i>Representación del sistema a estudiar.</i>	46
3.1. <i>Bloque del motor en Simulink.</i>	59
3.2. <i>Esquema Simulink del cálculo de la impedancia vista.</i>	60
3.3. <i>Esquema Simulink del ensayo de impulso.</i>	61
3.4. <i>Corrientes en el rotor</i>	62

Índice de figuras

3.5. Corrientes en el rotor para $\theta = \theta_0$ y $\theta = \theta_0 + 120^\circ$	63
3.6. Corrientes en el rotor y estator para $\theta = 90^\circ$	64
3.7. Atenuación según R_s	65
4.1. <i>Representación del modelo dinámico de MI en régimen.</i>	68
4.2. <i>Modelo de MI en régimen sinusoidal equilibrado.</i>	69
4.3. <i>Modelo de MI.</i>	70
4.4. <i>Modelo de MI.</i>	71
4.5. <i>Curva de pérdidas.</i>	72
4.6. <i>Velocidad - ensayo Vacío.</i>	75
4.7. <i>Curva de Vacío.</i>	76
4.8. <i>Inductancia magnetizante en función de I_0</i>	76
4.9. <i>Inductancia magnetizante en función de V_0</i>	77
4.10. <i>Esquemático - medida de la capacidad.</i>	78
5.1. <i>Esquemático del Ensayo - Completo.</i>	82
5.2. <i>Circuito Ensayo de impulso.</i>	83
5.3. <i>Motor adaptado para ensayo.</i>	84
5.4. <i>Esquema de la falla inducida.</i>	85
5.5. <i>Efecto en el período de la tensión al variar la capacidad.</i>	86
5.6. <i>Comparación en las formas de onda de dos descargas en las mismas condiciones.</i>	87
5.7. <i>Esquemático del circuito para cálculo de la impedancia vista hacia el motor.</i>	89
5.8. <i>Situación estudiada - Convención de signos manejada.</i>	90
5.9. <i>Fasores de las medidas relevadas del CVMK.</i>	91
6.1. <i>Atenuación en función de L_1.</i>	94
6.2. <i>Atenuación en función de $L_1 + L_2$.</i>	95
6.3. <i>Dependencia con L_1 y R_1.</i>	96
6.4. <i>Atenuación en función de R_f y μ.</i>	97
6.5. <i>Zoom en R_f de la característica de atenuación</i>	98
6.6. <i>Impedancia equivalente del estator en función de la falla.</i>	99
6.7. <i>Relación $R_s/2L_s$ del estator, en función de la falla.</i>	100
6.8. <i>Impacto de la distribución de inductancias en la atenuación.</i> . . .	101
6.9. <i>Período en función de L_1, $L_1 + L_2 = cte$.</i>	103
6.10. <i>Período en función de $L_1 + L_2$.</i>	104
6.11. <i>Período en función de $L_1 + L_2$.</i>	104
6.12. <i>Período en función de $R_f + \mu$.</i>	105
6.13. <i>Período en función de $R_f(\mu)$.</i>	106
6.14. <i>Impacto en el período de la distribución de inductancias.</i> . . .	108
7.1. <i>Señal obtenida sin procesamiento</i>	119
7.2. <i>Detalle de señal obtenida sin procesamiento</i>	120
7.3. <i>Respuesta en frecuencia del filtro</i>	121
7.4. <i>Onda original y onda filtrada</i>	122

7.5.	<i>Voltaje en bornes del motor en una descarga.</i>	123
7.6.	<i>Señales obtenidas según planteos.</i>	125
7.7.	<i>Señal obtenida luego del filtrado.</i>	131
7.8.	<i>Señal filtrada y envolvente según método</i>	135
7.9.	<i>Envolventes según picos considerados.</i>	136
8.1.	<i>T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 0\%$)</i>	141
8.2.	<i>T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 1\%$, $R_f = 0.5\ \Omega$)</i>	142
8.3.	<i>T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 1.73\%$, $R_f = 0.5\ \Omega$)</i>	143
8.4.	<i>T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 2.73\%$, $R_f = 0.5\ \Omega$)</i>	144
8.5.	<i>T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 1\%$, $R_f = 1.5\ \Omega$)</i>	145
8.6.	<i>T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 1.73\%$, $R_f = 1.5\ \Omega$)</i>	146
8.7.	<i>T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 2.73\%$, $R_f = 1.5\ \Omega$)</i>	147
8.8.	<i>T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 1\%$, $R_f = 5.5\ \Omega$)</i>	148
8.9.	<i>T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 1.73\%$, $R_f = 5.5\ \Omega$)</i>	149
8.10.	<i>T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 2.73\%$, $R_f = 5.5\ \Omega$)</i>	150
8.11.	<i>Voltajes de entrada en la bobina</i>	152
8.12.	<i>Corrientes de entrada en la bobina</i>	152
8.13.	<i>Voltaje y corriente de entrada para $\mu = 50\%$ y $U_c = 14.1V$</i>	153
8.14.	<i>Intervalos de confianza de ζw_n para cada nivel de c.c y resistencia de falla.</i>	155
8.15.	<i>Intervalos de confianza de T para cada nivel de c.c y resistencia de falla.</i>	155
8.16.	<i>Calibración del modelo segun valores relevados.</i>	159
8.17.	<i>Corriente en una descarga.</i>	160
9.1.	<i>T y ζw_n para cada muestra ($\mu = 0\%$, Motor 11 HP)</i>	165

Esta es la última página.
Compilado el miércoles 14 mayo, 2014.
<http://iie.fing.edu.uy/>