



UNIVERSITAT POLITÈCNICA  
DE CATALUNYA  
BARCELONATECH

## *Aportaciones al análisis de faltas y técnicas de diagnóstico en los accionamientos de reluctancia autoconmutados*

**Antonio Sánchez López**

**ADVERTIMENT** La consulta d'aquesta tesi queda condicionada a l'acceptació de les següents condicions d'ús: La difusió d'aquesta tesi per mitjà del repositori institucional UPCommons (<http://upcommons.upc.edu/tesis>) i el repositori cooperatiu TDX (<http://www.tdx.cat/>) ha estat autoritzada pels titulars dels drets de propietat intel·lectual **únicament per a usos privats** emmarcats en activitats d'investigació i docència. No s'autoritza la seva reproducció amb finalitats de lucre ni la seva difusió i posada a disposició des d'un lloc aliè al servei UPCommons o TDX. No s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a UPCommons (*framing*). Aquesta reserva de drets afecta tant al resum de presentació de la tesi com als seus continguts. En la utilització o cita de parts de la tesi és obligat indicar el nom de la persona autora.

**ADVERTENCIA** La consulta de esta tesis queda condicionada a la aceptación de las siguientes condiciones de uso: La difusión de esta tesis por medio del repositorio institucional UPCommons (<http://upcommons.upc.edu/tesis>) y el repositorio cooperativo TDR (<http://www.tdx.cat/?locale-attribute=es>) ha sido autorizada por los titulares de los derechos de propiedad intelectual **únicamente para usos privados enmarcados** en actividades de investigación y docencia. No se autoriza su reproducción con finalidades de lucro ni su difusión y puesta a disposición desde un sitio ajeno al servicio UPCommons No se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a UPCommons (*framing*). Esta reserva de derechos afecta tanto al resumen de presentación de la tesis como a sus contenidos. En la utilización o cita de partes de la tesis es obligado indicar el nombre de la persona autora.

**WARNING** On having consulted this thesis you're accepting the following use conditions: Spreading this thesis by the institutional repository UPCommons (<http://upcommons.upc.edu/tesis>) and the cooperative repository TDX (<http://www.tdx.cat/?locale-attribute=en>) has been authorized by the titular of the intellectual property rights **only for private uses** placed in investigation and teaching activities. Reproduction with lucrative aims is not authorized neither its spreading nor availability from a site foreign to the UPCommons service. Introducing its content in a window or frame foreign to the UPCommons service is not authorized (*framing*). These rights affect to the presentation summary of the thesis as well as to its contents. In the using or citation of parts of the thesis it's obliged to indicate the name of the author.



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# TESIS

TITULO:

APORTACIONES AL ANALISIS DE FALTAS Y TÉCNICAS DE  
DIAGNOSTICO EN LOS ACCIONAMIENTOS DE RELUCTANCIA  
AUTOCONMUTADOS

AUTOR:

José Antonio Sánchez López

DIRECTOR:

Dr. Pere Andrada Gascón

CODIRECTOR:

Dr. Marcel Torrent Burgués



*A la memoria de mi hijo Carlos.*  
*A Irene mi esposa, compañera y amiga.*  
*A mi hija Irene.*



## **Agradecimientos**

La realización de esta Tesis ha sido posible gracias a muchas personas que me han ayudado y a las cuales quiero agradecer su esfuerzo.

Al director de la Tesis Pere Andrada y al codirector Marcel Torrent, por su apoyo, consejos y motivación ya que sin su ayuda no hubiese sido posible este trabajo.

A Balduí Blanqué, Eusebi Martínez, Ignasi Perat y miembros del grupo GAECE, Por su ayuda y sus ánimos durante el largo periodo de la realización del trabajo

Los miembros de la Sección de Vilanova i la Geltrú del Departament d'Enginyeria Elèctrica, compañeros en la tarea docente.

A mis familiares y amigos, por estar siempre a mi lado en todos los momentos.

Vilanova i la Geltrú -  
Mayo del 2018



**TÍTULO TESIS:** Aportaciones al análisis de faltas y técnicas de diagnóstico en los accionamientos de reluctancia autoconmutados.

**AUTOR:** José Antonio Sánchez López.

**DIRECTOR:** Pere Andrada Gascón.

**CODIRECTOR:** Marcel Torrent Burgués.

**DEPARTAMENTO:** Departament d'Enginyeria Elèctrica.  
Universitat Politècnica de Catalunya.

**CONTENIDO:** Estudio de faltas en los accionamientos de reluctancia autoconmutados

**PALABRAS CLAVE:** Accionamiento de reluctancia autoconmutado (SRD), faltas, análisis de corrientes, vibraciones, ruido acústico, mantenimiento predictivo.

## **RESUMEN**

Hoy por hoy, la industria se enfrenta a una nueva manera de organizar la producción, Industria 4.0, que tiene como finalidad crear fábricas inteligentes que mejoren la adaptabilidad de los medios de producción, no sólo para producir más y mejor con menores costes, sino también para poder atender a las peticiones personalizadas de los clientes.

La industria 4.0 se basa en nuevas tecnologías como: inteligencia artificial, internet de las cosas, sistemas ciberfísicos, big data, realidad virtual y aumentada, robótica avanzada y fabricación aditiva. En este nuevo entorno industrial el mantenimiento predictivo tendrá un papel mucho más destacado que el que juega, actualmente, en la industria tradicional.

En la industria, los accionamientos con motores eléctricos rotativos y en especial los accionamientos con motores asíncronos trifásicos son uno de los equipos industriales a los que mayor atención se ha prestado en lo concerniente a planes de mantenimiento predictivo. En los últimos años los accionamientos con motores de reluctancia autoconmutados empiezan a tener cierta relevancia en el ámbito industrial.

Por estas razones es muy importante profundizar en el análisis de faltas y en las técnicas de detección de estas faltas en los accionamientos de reluctancia



autoconmutados, para así poder implementar un plan de mantenimiento predictivo.

En esta tesis, tras una breve presentación de la constitución, principio de funcionamiento y estrategias de control de los accionamientos de reluctancia autoconmutados, se presentará el estado del arte del análisis de faltas y de las técnicas de diagnóstico de este tipo de accionamientos.

Después de un estudio exhaustivo de los distintos tipos de faltas en los accionamientos de reluctancia autoconmutados, se procederá a la simulación de las faltas, a nuestro juicio más significativas, en base a un modelado del accionamiento de reluctancia autoconmutado mediante elementos finitos y Matlab-Simulink. Tras describir las técnicas utilizadas para el diagnóstico de faltas que se aplican, actualmente en el mantenimiento predictivo de las máquinas eléctricas, se efectuará el estudio experimental de las faltas anteriormente simuladas utilizando dos prototipos de SRD. Uno de estos prototipos está especialmente preparado para la simulación de cortocircuitos en las espiras de una bobina. Este estudio se hará recurriendo a las técnicas de detección más adecuadas para cada tipo de falta (vibraciones, análisis de corrientes,...). Tras el estudio experimental se analizarán los resultados obtenidos, se mostrará la validez de las simulaciones efectuadas y se propondrá un plan de mantenimiento predictivo.

Para finalizar se presentarán las conclusiones y se apuntarán futuras líneas de investigación.

## **ABSTRACT**

Today, the industry is facing a new way of organizing production, Industry 4.0, which aims to create smart factories that improve the adaptability of the means of production, not only to produce more and better with lower costs, but also to be able to attend to the personalized requests of the clients.

Industry 4.0 is based on new technologies such as: artificial intelligence, internet of things, cyber-physical systems, big data, virtual and augmented reality, advanced robotics and additive manufacturing. In this new industrial environment, predictive maintenance will have a much more prominent role than it currently plays in traditional industry.

In the industry, the drives with rotary electric motors and especially the drives with asynchronous three-phase motors are one of the industrial equipment to which greater attention has been paid with regard to predictive maintenance plans. In recent years, drives with switched reluctance drives have begun to have some relevance in the industrial field.

For these reasons, it is very important to deepen the analysis of faults and fault detection techniques in switched reluctance drives, to implement a predictive maintenance plan.

In this thesis, after a brief presentation of the constitution, operation principle and control strategies of the auto-switched reluctance drives, the state of the art of fault analysis and the diagnostic techniques of this type of drives will be presented.

After an exhaustive study of the different types of faults in the switched reluctance drives, we will proceed to the simulation of the faults, in our most significant judgment, based on a modeling of the self-commutated reluctance drive by means of finite elements and Matlab-Simulink. After describing the techniques used to diagnose faults that are currently applied in the predictive maintenance of electrical machines.

The experimental study of the previously simulated faults will be carried out using two SRD prototypes. One of the prototypes is specially prepared for the simulation of short circuits in the turns of a coil. This study will be done using the most appropriate detection techniques for each type of fault (vibrations, analysis of the currents,...). After the experimental study, the results obtained will be analyzed, the validity of the simulations will be shown and a predictive maintenance plan will be proposed.

Finally, the conclusions will be presented and future lines of research will be pointed out.

## ÍNDICE

<b>Objetivos</b> .....	1
<b>Estructura</b> .....	1
<b>I Aspectos generales del motor de reluctancia autocomutado</b>	
1.1 Accionamientos eléctricos .....	5
1.2 El SRD. Constitución y principio de funcionamiento.....	7
1.2.1 Constitución .....	5
1.2.2 Principio de funcionamiento del SRD .....	8
1.3 Descripción del SRD .....	13
1.3.1 Estructura magnética reluctante .....	13
1.3.2 Convertidor estático de potencia .....	15
1.3.3 Captadores de posición .....	16
1.4 Control del SRD .....	20
1.5 Accionamientos eléctricos tolerantes a faltas.....	23
1.6 Estado del arte del análisis de faltas y técnicas de diagnóstico en los SRD .....	24
Referencias bibliográficas .....	27
<b>II Faltas en los SRD</b>	
2.1 Clasificación de las faltas en los SRD.....	35
2.2 Faltas mecánicas .....	35
2.3 Faltas eléctricas .....	35
2.3.1 Faltas en la estructura magnética reluctante.....	36
2.3.1.A Cortocircuito de una fase a masa.....	37
2.3.1.B Análisis de espiras en cortocircuito. ....	38
2.3.2 Faltas en el convertidor estático de potencia .....	41
2.3.3 Cortocircuitos en los interruptores.....	44
2.3.4 Faltas en los sensores de posición .....	44
2.3.5 Faltas en el sistema de control.....	45
2.4 Propuesta de circuito para la simulación de faltas .....	45
Referencias bibliográficas .....	47

### **III Modelado y simulación del SRD**

3.1 Modelo del SRD .....	51
3.2 Herramientas para la simulación de SRD.....	53
3.2.1. Simulación con elementos finitos .....	54
3.2.2 Simulación con Matlab-Simulink.....	56
3.2.2.A Modelo SRD .....	60
3.2.2.B Modelo del convertidor electrónico de potencia .....	61
3.2.2.C Modelo del control del convertidor .....	63
3.2.2.D Modelado del sistema de control .....	64
3.2.2.E Configuración de los parámetros de control.....	65
3.2.2.F Visualización de las medidas .....	67
3.3 Simulación y análisis de faltas.....	68
3.3.1 Fase cortada en el accionamiento.....	68
3.3.2 Espiras en cortocircuito de una bobina de una fase.....	75
Referencias bibliográficas .....	83

### **IV Técnicas de diagnóstico**

4.1 Técnicas de diagnóstico en las máquinas eléctricas .....	87
4.2 Diagnóstico con máquina parada .....	87
4.2.1 Medida de resistencia del orden de megaohmios .....	87
4.2.2. Medida con generador de ondas de choque .....	88
4.2.3 Medida de capacidad y de tangente de delta (puentes de Schering) ....	89
4.2.4. Medida con detectores de descargas parciales .....	90
4.3 Diagnóstico con máquina en funcionamiento .....	91
4.3.1 Diagnóstico mediante el análisis de vibraciones .....	91
4.3.2 Diagnóstico mediante termografía infrarroja .....	93
4.3.3 Diagnóstico mediante análisis acústico .....	95
4.4 Diagnóstico mediante análisis eléctricos .....	96
4.4.1 Análisis de corrientes.....	96
4.5 Diagnóstico mediante análisis eléctricos en las máquinas de reluctancia.....	100
Referencias bibliográficas .....	103

## **V Validación experimental de resultados**

5.1 Análisis experimental de las distintas faltas .....	107
5.2 Fase cortada en el accionamiento.....	109
5.2.1 Fase cortada en el accionamiento. Motor 1 .....	109
5.2.2 Fase cortada en el accionamiento. Motor 2 .....	119
5.3 Cortocircuitos en una fase del accionamiento .....	122
5.3.1 Cortocircuitos en una fase del accionamiento. Análisis de corrientes ....	133
5.3.2 Cortocircuitos en una fase del accionamiento. Análisis de vibraciones .....	136
5.4 Elección de las técnicas de análisis .....	152
Referencias bibliográficas .....	153

## **VI Guía para el mantenimiento predictivo aplicable a los accionamientos SRD**

6.1 Mantenimiento predictivo.....	157
6.2 Metodología propuesta en el análisis de las faltas en el SRD.....	158
6.3 Selección de las máquinas y de las técnicas óptimas de análisis .....	160
6.4 Determinación de las mediciones de referencia.....	160
6.5 Determinación de los patrones de falta. ....	165
6.5.1 Falta en una fase del estator .....	165
6.5.2 Cortocircuito entre espiras .....	170
6.6 Protocolo de detección de faltas. ....	184
Referencias bibliográficas .....	186

## **VII Conclusiones. Futuras líneas de investigación**

7.1 Conclusiones.....	189
7.2 Futuras líneas de investigación .....	189
Referencias bibliográficas .....	191

## **Anexo I Análisis acústico**

AI.1. Introducción .....	196
AI.2 Niveles de las magnitudes características .....	198

AI.3 Nivel de ruido acústico en los SRDs .....	206
AI.4 Estudio acústico comparativo entre dos SRD y un motor de inducción .....	210
AI.4.1 Medidas de nivel de presión sonora .....	213
Referencias bibliográficas .....	217

## **Anexo II Equipos utilizados**

Motor 1 SRD 6/4.....	221
Motor 2 SRD 8/6.....	222
Motor de corriente continua: VASCAT cc id090s .....	225
Convertidor de potencia y control.....	226
Osciloscopio digital (TEKTRONIC tds5034b).....	227
Sonómetro brüel & kjaer 2260 observer.....	228
Acelerómetro PCB modelo 352c33 .....	229
Adaptador de señales del acelerómetro PCB modelo 482a22.....	229

## **Publicaciones y proyectos de investigación**

Proyectos de investigación subvencionados .....	233
Artículos en revistas indexadas.....	233
Comunicaciones y ponencias presentadas en congresos.....	234
Otras publicaciones.....	236

## LISTA DE FIGURAS

### I Aspectos generales del motor de reluctancia autocomutado

Figura 1.1: Diagrama de bloques que muestra las distintas partes de un accionamiento eléctrico.....	5
Figura 1.2: Estructura de polos salientes de estator y de rotor de un motor de reluctancia autoconmutado. ....	8
Figura 1.3: Diagrama de bloques de un accionamiento de reluctancia autoconmutado, Switched Reluctance Drive (SRD) .....	8
Figura 1.4: Conmutación de las fases del estator en función de la posición del rotor.....	9
Figura 1.5: Evolución de las inductancias, de la secuencia de conmutación y de las corrientes de forma idealizada	11
Figura 1.6: Variación de la corriente de fase según el inicio de la conducción en un SRD de 3 fases y estructura polar 6/4 (la flecha indica el inicio en la posición de no alineamiento, efectuándose retrasos con intervalos de 2º) .....	12
Figura 1.7: Evolución de la corriente de fase con control de histéresis (rojo) y pulso único (azul) (SRD trifásico con estructura polar 6/4) .....	12
Figura 1.8: Par motor y par generador, según nos encontremos en la zona de crecimiento o de decrecimiento de la inductancia .....	13
Figura 1.9: Estructuras electromagnéticas del SRD.....	14
Figura 1.10: Topologías de los convertidores estáticos .....	14
Figura 1.11: Disposición de los optointerruptores respecto del disco ranurado acoplado al motor.....	17
Figura 1.12: Encoder incremental .....	18
Figura 1.13: Encoder absoluto .....	19
Figura 1.14: Resolver .....	19
Figura 1.15: Control de pulso único.....	20
Figura 1.16: Control PWM.....	21
Figura 1.17: Control de histéresis.....	21
Figura 1.18: Característica par-velocidad de un SRD .....	23

### II Faltas en los SRD

Figura 2.1: Faltas en la estructura electromagnética reluctante.....	37
Figura 2.2: Cortocircuito de una fase a masa, (A) polo superior, (A') polo inferior ....	37
Figura 2.3: Cortocircuito entre espiras .....	38

Figura 2.4: Relación de la corriente circulante y el número de espiras cortocircuitadas para $\lambda$ (0 - 0,1 - 0,25 - 0,5 - 1 - 2 - 3 - 4 - 5 - 6) .....	41
Figura 2.5: Faltas en el convertidor clásico .....	42
Figura 2.6: Faltas en el convertidor unipolar .....	42
Figura 2.7: (a) Funcionamiento normal. (b) Conducción en la descarga .....	43
Figura 2.8: Funcionamiento con el interruptor $Q_2$ cortocircuitado .....	43
Figura 2.9: Montaje de los sensores de posición .....	44
Figura 2.10: Conexiones para la simulación de faltas.....	46
Figura 2.11: Conexiones para la simulación de faltas en el caso particular de una fase en el motor 8/6 .....	46

### III Modelado y simulación del SRD

Figura 3.1: Evolución de la inductancia en función de la posición por tramos lineales durante un ciclo rotórico .....	53
Figura 3.2: Simulaciones efectuadas mediante FEMM en el motor SRD de 4 fases y estructura 8/6 para una corriente de 12 A.....	55
Figura 3.3: Curvas de flujo concatenado en función de la corriente, para diferentes posiciones del rotor, en el motor SRD de 4 fases y estructura 8/6 .....	55
Figura 3.4: Curvas de par estático en función de la posición del rotor, para diferentes corrientes, en el motor SRD de 4 fases y estructura 8/6 .....	56
Figura 3.5: Composición de un accionamiento SRD .....	57
Figura 3.6: Estructura del accionamiento SRD con control .....	58
Figura 3.7: Modelo del SRD realizado con Simulink .....	59
Figura 3.8: Modelo del SRD .....	61
Figura 3.9: Topología del convertidor clásico.....	62
Figura 3.10: Modelo del convertidor en Simulink.....	62
Figura 3.11: Modelo de cada fase en Simulink.....	63
Figura 3.12: Modelo del control del convertidor en Simulink .....	64
Figura 3.13: Modelo del control del convertidor en Simulink, selección referencia de corriente .....	64
Figura 3.14: Controlador PI de velocidad .....	65
Figura 3.15: Panel de configuración de los parámetros de la simulación.....	65
Figura 3.16: Aspecto de la ventana de visualización de medidas .....	67
Figura 3.17: Formas de onda control histéresis con control de par funcionando a cuatro fases.....	69
Figura 3.18: Formas de onda control histéresis con control de par funcionando a tres fases.....	70



Figura 3.19: Formas de onda control de histéresis con control de velocidad funcionando a cuatro fases .....	71
Figura 3.20: Formas de onda control de velocidad funcionando a tres fases .....	72
Figura 3.21: Formas de onda control pulso único funcionando a cuatro fases .....	73
Figura 3.22: Formas de onda control I pulso único funcionando a tres fases.....	74
Figura 3.23: Formas de onda funcionamiento normal, con control de corriente.....	75
Figura 3.24: Formas de onda cortocircuito en $\frac{1}{4}$ de espiras de la bobina, con control de corriente.....	76
Figura 3.25: Formas de onda cortocircuito en $\frac{1}{2}$ de espiras de la bobina, con control de corriente.....	77
Figura 3.26: Formas de onda cortocircuito en $\frac{2}{3}$ de espiras de la bobina, con control de corriente.....	78
Figura 3.27: Formas de onda funcionamiento normal, a pulso único .....	79
Figura 3.28: Formas de onda cortocircuito $\frac{1}{4}$ de la bobina, a pulso único .....	80
Figura 3.29: Formas de onda cortocircuito $\frac{1}{2}$ de la bobina, a pulso único .....	81
Figura 3.30: Formas de onda cortocircuito $\frac{2}{3}$ de la bobina, a pulso único .....	82

#### **IV Técnicas de diagnóstico**

Figura 4.1: Tensiones y corriente en el condensador real.....	89
Figura 4.2: Diagrama básico de un puente de Schering .....	89
Figura 4.3: Diagrama básico de un detector de descargas parciales.....	90
Figura 4.4: Imagen termográfica de un motor eléctrico .....	95
Figura 4.5: Amplitudes en dB grado de avería .....	98
Figura 4.6: Espectro de corriente motor sano .....	99
Figura 4.7: Espectro de corriente motor en mal estado.....	99
Figura 4.8: Diagrama de bloques del método propuesto de detección de faltas.....	101

#### **V Validación experimental de resultados**

Figura 5.1: Banco de pruebas con el motor 1 6/4.....	108
Figura 5.2: Banco de pruebas con el motor 2 8/6.....	108
Figura 5.3: Motor 2 8/6 .....	109
Figura 5.4: Respuesta en el accionamiento SRD 6/4. Formas de onda de la velocidad y del par antes y después de la apertura de una fase. Par 1,8 Nm, referencia de velocidad $750 \text{ min}^{-1}$ .....	110

Figura 5.5: Velocidad y par antes de la apertura de la fase, funcionamiento normal. Carga 1,8 Nm, velocidad de referencia 750 min <sup>-1</sup> .....	111
Figura 5.6: Velocidad y par después de la apertura de la fase. Carga 1,8 Nm, velocidad de referencia 750 min <sup>-1</sup> .....	111
Figura 5.7: Evolución de las corrientes de fase antes y después de la apertura de la fase A (curva superior).Carga 1.8 Nm, referencia de velocidad 750 min <sup>-1</sup> . (3.8 A/div), 200 ms/div.....	112
Figura 5.8: Corrientes de fase antes de la apertura de la fase (funcionamiento a 3 fases), 1.8 Nm, 750 min <sup>-1</sup> . (3.8 A/div), 20 ms/div.....	112
Figura 5.9: Corrientes de fase después de la apertura de la fase (funcionamiento a 2 fases) 1.8 Nm, 750 min <sup>-1</sup> . (3.8 A/div), 20 ms/div.....	113
Figura 5.10: Vibración, R1, (20 m/s <sup>2</sup> /div); ruido acústico, R2, (0,2 N/m <sup>2</sup> /div), en funcionamiento normal. Velocidad 750 min <sup>-1</sup> , carga 1.8 Nm, base de tiempo: 10 ms/div.....	114
Figura 5.11: Vibración, R1, (20 m/s <sup>2</sup> /div); ruido acústico, R2, (0,2 N/m <sup>2</sup> /div), funcionamiento con fase abierta. Velocidad 750 min <sup>-1</sup> , carga 1.8 Nm, base de tiempo: 10 ms/div.....	115
Figura 5.12: Vibración, R1, (20 m/s <sup>2</sup> /div); ruido acústico, R2, (0,2 N/m <sup>2</sup> /div), en funcionamiento normal. Velocidad 750 min <sup>-1</sup> , carga 1.8 Nm, base de tiempo: 1 ms/div.....	115
Figura 5.13: Vibración, R1, (20 m/s <sup>2</sup> /div); ruido acústico, R2, (0,2 N/m <sup>2</sup> /div) funcionamiento con fase abierta. Velocidad 750 min <sup>-1</sup> , carga 1.8 Nm, base de tiempo: 1 ms/div.....	116
Figura 5.14: Espectro de la aceleración funcionamiento normal, Velocidad 750 min <sup>-1</sup> , carga 1,8 Nm, 0.3m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div.....	117
Figura 5.15: Espectro de la aceleración funcionamiento con una fase abierta. Velocidad 750 min <sup>-1</sup> , carga 1.8 Nm, 3 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div.....	117
Figura 5.16: Valores de la resistencia, para t = 0, R <sub>0</sub> , para la determinación de la temperatura. Operación con una fase abierta (curva superior), funcionamiento normal (curva inferior) 1000 min <sup>-1</sup> , 1,8 Nm.....	118
Figura 5. 17: Control de par funcionando a cuatro fases.....	120
Figura 5.18: Control de par funcionando a tres fases.....	121
Figura 5.19: Control de velocidad funcionando a cuatro fases.....	122
Figura 5.20: Control de velocidad funcionando a tres fases.....	123
Figura 5.21: Control de pulso único funcionando a cuatro fases.....	124
Figura 5.22: Control de pulso único funcionando a tres fases.....	125
Figura 5.23: Vibración, R1, (20 m/s <sup>2</sup> /div); ruido acústico, R2, (0,2 N/m <sup>2</sup> /div), funcionamiento normal. Velocidad 1000 min <sup>-1</sup> , carga 1 Nm, base de tiempo: 200 ms/div.....	126
Figura 5.24: Vibración, R1, (20 m/s <sup>2</sup> /div); ruido acústico, R2, (0,2 N/m <sup>2</sup> /div), funcionamiento fase abierta. Velocidad 1000 min <sup>-1</sup> , carga 1 Nm, base de tiempo: 200 ms/div.....	126

Figura 5.25: Vibración, R1, (20 m/s <sup>2</sup> /div); ruido acústico, R2, (0,2 N/m <sup>2</sup> /div), funcionamiento normal control de corriente. Velocidad 1000 min <sup>-1</sup> , carga 1 Nm, base de tiempo: 2 ms/div .....	127
Figura 5.26: Vibración, R1, (20 m/s <sup>2</sup> /div); ruido acústico, R2, (0,2 N/m <sup>2</sup> /div), funcionamiento fase abierta control de corriente. Velocidad 1000 min <sup>-1</sup> , carga 1 Nm, base de tiempo: 200 ms/div .....	127
Figura 5.27: Vibración, R1, (20 m/s <sup>2</sup> /div); ruido acústico, R2, (0,2 N/m <sup>2</sup> /div), funcionamiento normal, pulso único. Velocidad 1890 min <sup>-1</sup> , carga 0,5 Nm, base de tiempo: 200 ms/div .....	128
Figura 5.28: Vibración, R1, (20 m/s <sup>2</sup> /div); ruido acústico, R2, (0,2 N/m <sup>2</sup> /div), funcionamiento fase abierta, pulso único. Velocidad 1720 min <sup>-1</sup> , carga 0,5 Nm, base de tiempo: 200 ms/div.....	128
Figura 5.29: Vibración, R1, (20 m/s <sup>2</sup> /div); ruido acústico, R2, (0,2 N/m <sup>2</sup> /div), funcionamiento normal, pulso único. Velocidad 1890 min <sup>-1</sup> , carga 0,5 Nm, base de tiempo: 2 ms/div .....	129
Figura 5.30: Vibración, R1, (20 m/s <sup>2</sup> /div); ruido acústico, R2, (0,2 N/m <sup>2</sup> /div), funcionamiento fase abierta, pulso único. Velocidad 1720 min <sup>-1</sup> , carga 0,5 Nm, base de tiempo: 2 ms/div .....	129
Figura 5.31: Espectro de la aceleración, funcionamiento normal con control de corriente, Velocidad 1000 min <sup>-1</sup> , carga 1 Nm, 0.5 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	130
Figura 5.32: Espectro de la aceleración, funcionamiento con fase abierta, control de corriente, Velocidad 1000 min <sup>-1</sup> , carga 1 Nm, 0.5 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div ....	130
Figura 5.33: Espectro de la aceleración, funcionamiento normal, pulso único, velocidad 1890 min <sup>-1</sup> , carga 0,5 Nm, 0.5 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	131
Figura 5.34: Espectro de la aceleración, funcionamiento 3 fases, pulso único, velocidad 1890 min <sup>-1</sup> , carga 0,5 Nm, 0.5 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	131
Figura 5.35: In R en función del tiempo, funcionando el motor con 4 fases (azul) y con 3 fases (rojo) .....	132
Figura 5.36: Esquema de las tomas de la bobina de un polo del motor de cuatro fases de 475 W, 42 V, con una configuración 8/6 .....	133
Figura 5.37: Motor funcionando a 4 fases, control de corriente, 1 Nm, 1000 min <sup>-1</sup> .....	134
Figura 5.38: Motor funcionando a 4 fases, control pulso único, 1 Nm, 1580 min <sup>-1</sup> .....	134
Figura 5.39: Motor funcionando a 4 fases control de corriente, 1 Nm, 1000 min <sup>-1</sup> , cortocircuito de la mitad de las espiras .....	135
Figura 5.40: Motor funcionando a 4 fases pulso único, 1 Nm, 1000 min <sup>-1</sup> , cortocircuito de la mitad de las espiras .....	135
Figura 5.41: Análisis con elementos finitos, posición alineada 25 A, sin espiras en cortocircuito .....	136
Figura 5.42: Análisis con elementos finitos, posición alineada 25 A, cortocircuito 8 espiras.....	137

Figura 5.43: Análisis con elementos finitos, posición alineada 25 A, cortocircuito 24 espiras.....	137
Figura 5.44: Análisis con elementos finitos, posición alineada 25 A, cortocircuito en todas la espiras del polo.....	138
Figura 5.45: Análisis con elementos finitos, posición desalineada 25 A, sin cortocircuito.....	138
Figura 5.46: Análisis con elementos finitos, posición desalineada 25 A, cortocircuito 8 espiras .....	139
Figura 5.47: Análisis con elementos finitos, posición desalineada 25 A, cortocircuito 24 espiras .....	139
Figura 5.48: Análisis con elementos finitos, posición desalineada 25 A, cortocircuito en todas la espiras del polo .....	140
Figura 5.49: Motor funcionando a 4 fases, con control de corriente, cortocircuito 8 espiras, 1 Nm, 1000 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 200 ms/div.....	140
Figura 5.50: Motor funcionando a 4 fases, con control de corriente, cortocircuito 16 espiras, 1 Nm, 1000 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 200 ms/div.....	141
Figura 5.51: Motor funcionando a 4 fases, con control de corriente, cortocircuito 24 espiras, 1 Nm, 1000 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 200 ms/div.....	141
Figura 5.52: Motor funcionando a 4 fases, con control de corriente, cortocircuito 32 espiras, 1 Nm, 1000 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2,ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 200 ms/div .....	142
Figura 5.53: Motor funcionando a 4 fases, con control de corriente, cortocircuito 8 espiras, 1 Nm, 1000 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 2 ms/div .....	143
Figura 5.54: Motor funcionando a 4 fases, con control de corriente, cortocircuito 16 espiras, 1 Nm, 1000 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 2 ms/div .....	143
Figura 5.55: Motor funcionando a 4 fases, con control de corriente, cortocircuito 24 espiras, 1 Nm, 1000 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 2 ms/div .....	144
Figura 5.56: Motor funcionando a 4 fases, con control de corriente, cortocircuito 32 espiras, 1 Nm, 1000 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 2 ms/div .....	144
Figura 5.57: Motor funcionando a 4 fases, pulso único, cortocircuito 8 espiras, 1 Nm, 1640 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 200 ms/div.....	145
Figura 5.58: Motor funcionando a 4 fases, pulso único, cortocircuito 16 espiras, 1 Nm, 1640 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 200 ms/div .....	146

Figura 5.59: Motor funcionando a 4 fases, pulso único, cortocircuito 24 espiras, 1 Nm, 1640 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 200 ms/div .....	146
Figura 5.60: Motor funcionando a 4 fases, pulso único, cortocircuito 32 espiras, 1 Nm, 1640 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 200 ms/div .....	147
Figura 5.61: Motor funcionando a 4 fases, pulso único, cortocircuito 8 espiras, 1 Nm, 1640 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 2 ms/div.....	147
Figura 5.62: Motor funcionando a 4 fases, pulso único, cortocircuito 16 espiras, 1 Nm, 1640 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 2 ms/div .....	148
Figura 5.63: Motor funcionando a 4 fases, pulso único, cortocircuito 24 espiras, 1 Nm, 1640 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 2 ms/div .....	148
Figura 5.64: Motor funcionando a 4 fases, pulso único, cortocircuito 32 espiras, 1 Nm, 1640 min <sup>-1</sup> , R1 aceleración de la vibración 100 m/s <sup>2</sup> /div, R2 ruido acústico 0,2 N/m <sup>2</sup> /div, 2 ms/div .....	149
Figura 5.65: Motor funcionando a 4 fases, control de corriente, funcionamiento correcto, 1 Nm, 1000 min <sup>-1</sup> , espectro de la aceleración de la vibración 4 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	150
Figura 5.66: Motor funcionando a 4 fases, control de corriente, cortocircuito 16 espiras, 1 Nm, 1000 min <sup>-1</sup> , espectro de la aceleración de la vibración, 4 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	150
Figura 5.67: Motor funcionando a 4 fases, pulso único, funcionamiento correcto, 1 Nm, 1640 min <sup>-1</sup> , espectro de la aceleración de la vibración, 4 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	151
Figura 5.68: Motor funcionando a 4 fases, pulso único, cortocircuito 16 espiras, 1 Nm, 1640 min <sup>-1</sup> , espectro de la aceleración de la vibración, 4 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	151

## **VI Guía para el mantenimiento predictivo aplicable a los motores SRD**

Figura 6.1: Diagrama de implantación de un sistema de mantenimiento predictivo .....	159
Figura 6.2: Corrientes de fase, funcionando a 3 fases, carga 1.8 Nm, velocidad 750 rpm, 3.8 A/div, 4 s/div .....	161
Figura 6.3: Motor funcionando a 3 fases, espectro de la aceleración de la vibración con 1,8 Nm, 750 rpm 0,15 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	161
Figura 6.4: Motor funcionando a 4 fases, control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm.....	162
Figura 6.5: Motor funcionando a 4 fases, control pulso único, 1 Nm, 1580 rpm.....	163
Figura 6.6: Motor funcionando a 4 fases, con control de corriente, espectro de la aceleración de la vibración 1 Nm, 1000 rpm, 1m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	163

Figura 6.7: Motor funcionando a 4 fases, con control de corriente, espectro de la aceleración de la vibración 1 Nm, 2000 rpm, 1 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	164
Figura 6.8: Motor funcionando a 4 fases, pulso único, espectro de la aceleración de la vibración 0,5 Nm, 1890 rpm, 1 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	164
Figura 6.9: Motor funcionando a 4 fases, pulso único, espectro de la aceleración de la vibración 1 Nm, 1580 rpm, 1 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	165
Figura 6.10: Corrientes de fase, funcionando a 2 fases carga 1.8 Nm, velocidad 750 rpm, 3.8 A/div, 4 s/div .....	166
Figura 6.11: Espectro de la aceleración funcionamiento con una fase abierta. Velocidad 750 rpm, carga 1.8 Nm, 0.15 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	167
Figura 6.12: Corrientes de fase, funcionando a 3 fases, control de corriente, carga 1 Nm, velocidad 1000 rpm.....	167
Figura 6.13: Corrientes de fase, funcionando a 3 fases, pulso único, carga 0,85 Nm, velocidad 1500 rpm .....	168
Figura 6.14: Motor funcionando a 4 y 3 fases, control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm, espectro de la aceleración, R2 4 fases, R3 3 fases, 250 Hz/div, 1 m/s <sup>2</sup> /div.....	169
Figura 6.15: Motor funcionando a 4 y 3 fases, control de corriente, 1 Nm, 2000 rpm, espectro de la aceleración, R2 4 fases, R3 3 fases, 1 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/ div.....	169
Figura 6.16: Motor funcionando a 4 y 3 fases, pulso único, espectro de la aceleración, R2 4 fases 1 Nm, 1580 rpm, R3 3 fases 0,85 Nm, 1500 rpm, espectro de la aceleración, 10 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	170
Figura 6.17: Motor funcionando a 4 fases, control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm, cortocircuito de 8 espiras .....	171
Figura 6.18: Motor funcionando a 4 fases control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm, cortocircuito de 16 espiras.....	171
Figura 6.19: Motor funcionando a 4 fases control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm, cortocircuito de 24 espiras.....	172
Figura 6.20: Motor funcionando a 4 fases control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm, cortocircuito de 32 espiras.....	172
Figura 6.21: Motor funcionando a 4 fases control de corriente, 1 Nm, 2000 rpm, cortocircuito de 8 espiras .....	173
Figura 6.22: Motor funcionando a 4 fases control de corriente, 1 Nm, 2000 rpm, cortocircuito de 16 espiras.....	173
Figura 6.23: Motor funcionando a 4 fases control de corriente, 1 Nm, 2000 rpm, cortocircuito de 24 espiras.....	174
Figura 6.24: Motor funcionando a 4 fases control de corriente, 1 Nm, 2000 rpm, cortocircuito de 32 espiras.....	174
Figura 6.25: Motor funcionando a 4 fases con pulso único, 1 Nm, 1640 rpm, cortocircuito de 8 espiras .....	175
Figura 6.26: Motor funcionando a 4 fases con pulso único, 1 Nm, 1640 rpm, cortocircuito de 16 espiras.....	176

Figura 6.27: Motor funcionando a 4 fases con pulso único, 1 Nm, 1640 rpm, cortocircuito de 24 espiras.....	176
Figura 6.28: Motor funcionando a 4 fases con pulso único, 1 Nm, 1640 rpm, cortocircuito de 32 espiras.....	177
Figura 6.29: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm, R1 funcionamiento normal, R2 cortocircuito 8 espiras, R3 cortocircuito 16 espiras, espectro de la aceleración, 5 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz .....	178
Figura 6.30: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm, R1 funcionamiento normal, R2 cortocircuito 24 espiras, R3 cortocircuito 32 espiras, espectro de la aceleración, 5 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div.....	178
Figura 6.31: Motor funcionando a 4 fases, con control de corriente 1 Nm, 1500 rpm, R1 funcionamiento normal, R2 cortocircuito 8 espiras, R3 cortocircuito 16 espiras, espectro de la aceleración, 5 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div.....	179
Figura 6.32: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 1500 rpm, R1 funcionamiento normal, R2 cortocircuito 24espiras, R3 cortocircuito 32 espiras, espectro de la aceleración, 7 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div.....	179
Figura 6.33: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 2000 rpm, R1 funcionamiento normal, R2 cortocircuito 8 espiras, R3 cortocircuito 16 espiras, espectro de la aceleración, 7 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div.....	180
Figura 6.34: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 2000 rpm, R1 funcionamiento normal, R2 cortocircuito 24 espiras, R3 cortocircuito 32 espiras, espectro de la aceleración, 10 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div.....	180
Figura 6.35: Motor funcionando a 4 fases, con pulso único, 0.25 Nm, R1 funcionamiento normal a 2000 rpm, R2 cortocircuito 8 espiras a 2140 rpm, R3 cortocircuito 16 espiras a 2140 rpm, espectro de la aceleración, 10 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	181
Figura 6.36: Motor funcionando a 4 fases con pulso único, 0.25 Nm, R1 funcionamiento normal a 2000 rpm, R2 cortocircuito 24 espiras a 2140 rpm, R3 cortocircuito 32 espiras a 2140 rpm, espectro de la aceleración, 10 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	182
Figura 6.37: Motor funcionando a 4 fases con pulso único, 0.5 Nm, R1 funcionamiento normal a 1890 rpm, R2 cortocircuito 8 espiras a 1970 rpm, R3 cortocircuito 16 espiras a 1970 rpm, espectro de la aceleración, 10 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	182
Figura 6.38: Motor funcionando a 4 fases con pulso único, 0.5 Nm, R1 funcionamiento normal a 1890 rpm, R2 cortocircuito 24 espiras a 1970 rpm, R3 cortocircuito 32 espiras a 1970 rpm, espectro de la aceleración, 10 m/s <sup>2</sup> /div, 250 Hz/div .....	183

## **Anexo I Análisis acústico**

Figura AI.1: Nivel equivalente.....	200
Figura AI.2: Adición de niveles de presión sonora. Eje x = diferencia de niveles a sumar, eje y = cantidad a sumar al nivel más alto.....	201

Figura AI.3: Resta de niveles de presión sonora. Eje x = diferencia de niveles a sumar eje y = cantidad a sumar al nivel más alto.....	201
Figura AI.4: Análisis espectral en bandas estrechas.....	202
Figura AI.5: Análisis espectral en bandas de octava.....	203
Figura AI.6: Análisis espectral en bandas de tercio de octava.....	204
Figura AI.7: Ponderaciones frecuenciales A y C.....	205
Figura AI.8: Modos de vibración radial.....	206
Figura AI.9: Parte del estator.....	208
Figura AI.10: Nivel de presión sonora (dB-A) para el SRM 6/4 a 3000 rpm con histéresis.....	210
Figura AI.11: Nivel de presión sonora (dB-A) para el SRM 6/4 a 3000 rpm con PWM (frecuencia portadora 4 kHz). a) 0-5 kHz y b) 0-25 kHz.....	211
Figura AI.12: Nivel de presión sonora (dB-A) para el SRM 6/4 a 3000 rpm con PWM-CR (frecuencia portadora 4 kHz). a) 0-5 kHz y b) 0-25 kHz.....	211
Figura AI.13: Nivel de presión sonora (dB-A) para el SRM 12/8 a 3000 rpm con histéresis. a) 0-5 kHz y b) 0-25 kHz.....	211
Figura AI.14: Nivel de presión sonora (dB-A) para el SRM 12/8 a 3000 rpm con PWM (frecuencia portadora 4 kHz). a) 0-5 kHz y b) 0-25 kHz.....	212
Figura AI.15: Nivel de presión sonora (dB-A) para el SRM 12/8 a 3000 rpm con PWM-CR (frecuencia portadora 4 kHz). a) 0-5 kHz y b) 0-25 kHz.....	212
Figura AI.16. Situación de los puntos de medida: a) Plano vertical b) Plano horizontal.....	213
Figura AI.17: Nivel de presión sonora $\bar{L}_p$ (dB-A), versus velocidad en vacío, SRM 6/4.....	214
Figura AI.18: Nivel de presión sonora $\bar{L}_p$ (dB-A), versus velocidad en vacío, SRM 12/8.....	214
Figura AI.19: Espectro a 1/3 de octava en vacío y 3000 rpm, SRM 6/4, control PWM.....	214
Figura AI.20: Espectro a 1/3 de octava en vacío y 3000 rpm, SRM 12/8, control PWM.....	214
Figura AI.21: Espectro a 1/3 de octava en vacío y 3000 rpm, motor de inducción....	215

## Anexo II. Equipos utilizados

Figura AII.1: Estator sin bobinas y rotor, SRM 6/4.....	221
Figura AII.2: Estator con bobinas y rotor, SRM 6/4.....	222
Figura AII.3: Chapas del rotor y del estator en posición alineada y desalineada, SRM 8/6.....	223



Figura All.4: Estator sin bobinas, SRM 8/6.....	223
Figura All.5: Rotor, SRM 8/6 .....	223
Figura All.6: Conjunto rotor y estator sin bobinas, SRM 8/6 .....	224
Figura All.7: Estator con bobinas, SRM 8/6 .....	225
Figura All.8: Motor de corriente continua para la carga .....	225
Figura All.9: Convertidor de control.....	226
Figura All.10: Osciloscopio digital .....	227
Figura All.11: Sonómetro .....	228
Figura All.12: Captura de señales con el sonómetro .....	228
Figura All.13: Acelerómetro.....	229
Figura All.14: Adaptador de señales del acelerómetro .....	229

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1.1: Configuraciones más habituales de SRD .....	14
Tabla 1.2: Configuración de los optointerruptores y del disco ranurado en diversas estructuras .....	17
Tabla 1.3: Estrategias de control en cada zona de funcionamiento .....	23
Tabla 3.2: Excentricidades en el entrehierro .....	56
Tabla 4.1: Frecuencias de distintos faltas .....	93
Tabla 6.1: Resumen de las técnicas a utilizar para la detección de las distintas faltas.....	183
Tabla 6.2: Figuras del patrón de falta a comparar para la detección de las distintas faltas.....	184
Tabla AI.1: Frecuencias de las bandas de octava y tercio de octava.....	204
Tabla AI.2: Corrección en dB para la curva de ponderación A.....	205
Tabla AI.3: Características de los motores estudiados .....	209
Tabla AI.4: Cálculo analítico del modo de frecuencias.....	209
Tabla AI.5: Nivel de presión sonora, $\bar{L}_p$ (dB-A), a plena carga y 3000 rpm.....	215



## **Objetivos**

El principal objetivo de la tesis es hacer aportaciones al análisis de faltas y a las técnicas de diagnóstico en los accionamientos de reluctancia autoconmutados que sirvan de base para proponer un plan de mantenimiento predictivo para este tipo de accionamientos.

## **Estructura**

La tesis se ha estructurado en siete capítulos y dos anexos.

El primer capítulo trata de los aspectos generales de los accionamientos eléctricos de reluctancia autoconmutados (SRD), constitución, principio de funcionamiento y estrategias de control. En este capítulo se introduce el concepto de accionamientos tolerantes a faltas y el estado del arte del análisis de faltas y de las técnicas de diagnóstico en los SRD.

En el segundo capítulo se hace un análisis exhaustivo de las faltas en los SRD.

En el tercer capítulo, tras presentar los modelos de SRD y herramientas de simulación a utilizar, elementos finitos y Matlab-Simulink, se realiza la simulación de las faltas eléctricas en los SRD.

En el cuarto capítulo se describen las técnicas utilizadas para el diagnóstico de faltas que se aplican, actualmente, en el mantenimiento predictivo de las máquinas eléctricas.

En el quinto capítulo se lleva a cabo el análisis experimental de las faltas simuladas en el capítulo tercero.

En el sexto capítulo se analizan los resultados obtenidos en el capítulo anterior y de mantenimiento predictivo para los SRD.

Para finalizar en el capítulo séptimo se presentan las conclusiones finales, así como futuras líneas de investigación derivadas de los trabajos realizados en esta tesis.

En el anexo I, se incluye un estudio acústico general y en particular de los SRD y en el anexo II se describen las características de los SRD y de los equipos utilizados en las pruebas experimentales.



# **Capítulo 1**

## **Aspectos generales del motor de reluctancia autoconmutado**



# I Aspectos generales del motor de reluctancia autocomutado

## 1.1 Accionamientos eléctricos

Un accionamiento es un sistema utilizado para el control del movimiento de una máquina o carga. Los accionamientos que utilizan máquinas eléctricas se denominan accionamientos eléctricos. Un accionamiento eléctrico está constituido por una fuente de alimentación, un convertidor electrónico de potencia, un motor, una transmisión mecánica, una carga o máquina a impulsar y una unidad de control, figura 1.1.

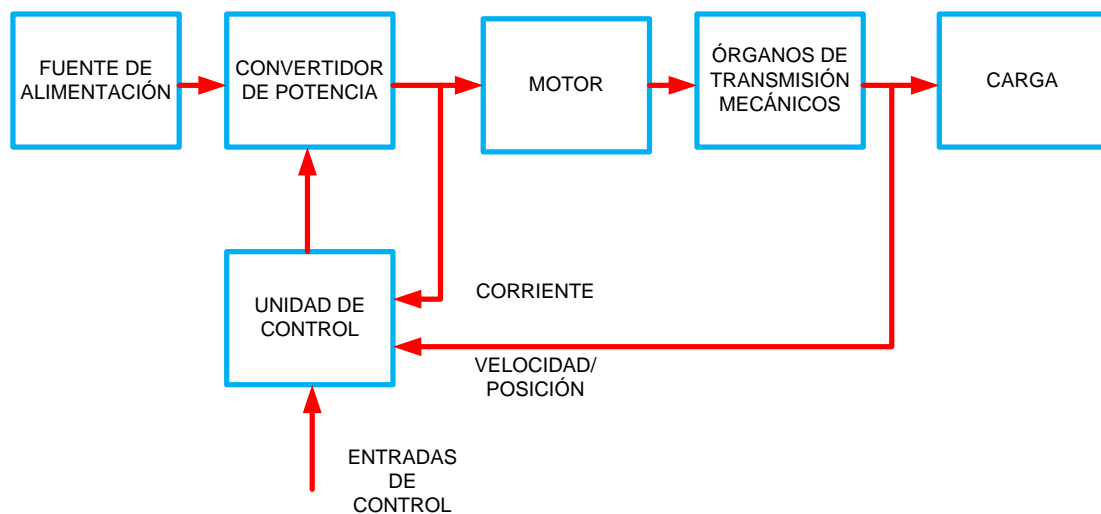


Figura 1.1: Diagrama de bloques que muestra las distintas partes de un accionamiento eléctrico.

Las exigencias de la carga se especifican en términos de par y de velocidad. El motor debe seleccionarse con una característica par velocidad que se adapte a las exigencias de la carga a la cual se acoplará mediante una transmisión mecánica. El convertidor de potencia regula el flujo de potencia entre la fuente de alimentación y el motor atendiendo a las órdenes enviadas por la unidad de control de acuerdo con las entradas de control y según el estado del sistema conocido a partir de las señales obtenidas de los sensores (velocidad / posición, corriente). La unidad de control, además, selecciona el modo de operación (motor, frenado) y mantiene algunas variables (básicamente la corriente) dentro de límites admisibles durante el funcionamiento en régimen transitorio (puesta en marcha, frenado, inversión de sentido de giro). El tipo de motor escogido es el que da nombre al accionamiento en cuestión.

Los accionamientos de corriente alterna, principalmente con motores asíncronos trifásicos, dominan el mercado de los accionamientos eléctricos industriales, ocupando los accionamientos con motores de corriente continua un papel más secundario. En sectores emergentes como los vehículos eléctricos e híbridos los accionamientos con motores síncronos con imanes permanentes están teniendo un gran protagonismo.



Los accionamientos con motor de reluctancia autoconmutado empiezan a ser una alternativa en el mercado de los accionamientos eléctricos, aunque no son unos recién llegados ya que el primer motor de reluctancia autoconmutado está documentado en 1838. Este motor fue construido por Robert Davidson, quien poco después, en 1842, utilizó una versión mejorada del mismo para impulsar una locomotora en la línea férrea entre Glasgow y Edimburgo [CAS 99].

La denominación Switched Reluctance Motor fue utilizada por vez primera por Nasar en 1969 [NAS69] y las primeras patentes sobre este tipo de motores fueron registradas por Bedford en 1972. Sin embargo, no es hasta finales de la década de los '70 del siglo pasado, como consecuencia de los trabajos de investigación sobre vehículos eléctricos alimentados desde batería realizados en las Universidades de Leeds y Nottingham y esponsorizados por Chloride Technical Ltd, cuando puede decirse que comienza la era moderna del accionamiento de reluctancia autoconmutado.

Desde entonces los accionamientos con motores de reluctancia autoconmutados, en adelante SRD, han despertado gran interés en la comunidad universitaria concretándose en un gran número de comunicaciones en congresos internacionales y revistas especializadas. En el ámbito industrial las aplicaciones de los SRD han ido creciendo paulatinamente en todos los sectores.

En el sector electrodoméstico se ha utilizado en la lavadora MAH400 de la marca de electrodomésticos de línea blanca Maytag, del grupo Emerson, en las aspiradoras INF-A-TEK de Ametek Lamb Electric y en los robots de cocina de la marca Smallfry.

En el sector aire acondicionado y climatización CompAir Ltd introdujo en su gama de compresores de 1-300 kW. También se han utilizado en el equipo de aire acondicionado del tren alemán de alta velocidad ICE1.

Los SRD son adecuados para aplicaciones que trabajen en ambientes hostiles y peligrosos. British Jeffrey Diamond 100 Ltd desarrolló una línea para aplicaciones mineras en el rango de 35-200 kW. Algunos fabricantes como Oulton (Tasc Drives) y Sicme Motori crearon series para accionamientos industriales de propósito general.

Se encuentran en aplicaciones industriales muy diversas, por ejemplo Emotron ha utilizado SRD para el equipo de bombeo de la planta de tratamiento de aguas de Ringsjöverket, Suecia. Picanol los ha incorporado a sus telares. Beckam ha empleado SRD en su centrifugadora de alta velocidad y elevada eficiencia. Besam AB, los ha usado para sus unidades de apertura automática de puertas.

En lo que se refiere a la tracción eléctrica encontramos SRD en el triciclo Sparrow, AMC-Densei, en la motocicleta Lectra de EMB Inc, con un accionamiento de Magna Physics Division de Tridelta Industries. Radio

Energie lanzó al mercado SRD especialmente adaptados para carretillas eléctricas.

Diversos Centros de investigación de las principales firmas de automóviles, entre ellos Daimler Chrysler, Volkswagen y Toyota, han trabajado en la utilización de estos accionamientos en el grupo tractor de vehículos eléctricos. En 2013 Land Rover presentó un modelo de Land Rover Defender eléctrico propulsado por RSD. En el sector auxiliar del automóvil encontramos SRD en el accionamiento para el control del acelerador del motor Jaguar S V-6 y V-8 desarrollado por Dana Corporation.

En los últimos cuatro años, el mercado de los SRD ha mantenido una tasa de crecimiento anual del 6.27% de promedio, pasando de 300 millones de euros en 2013 a 360 millones de euros en 2016. Los analistas creen que en los próximos años el tamaño del mercado cambiará, se espera que para el año 2021 el tamaño del mercado de los SRD llegará a 450 millones de euros.

Entre los fabricantes de SRD destacar Nidec Corporation, con las marcas US motors y sobre todo SR drives que es la empresa que fundó a principios de la década de los 80 el profesor Lawrenson de la Universidad de Leeds y que fue absorbida por Emerson Electric en 1994 y recientemente por Nidec. Otras empresas que ofrecen SRD son: Rocky Mountain Technologies, Ametek, VS Technology, Macoon GmbH, Shandong Kehuei Power Automation y Rongjia Motor Co.

## **1.2 El SRD. Constitución y principio de funcionamiento**

### **1.2.1 Constitución**

El motor de reluctancia autoconmutado es un motor de corriente continua sin escobillas y sin imanes permanentes, que está constituido por una estructura magnética con polos salientes tanto en el estator como en el rotor, figura 1.2.

En los polos estáticos se ubican bobinas concentradas que conectadas entre sí en serie, a pares diametralmente opuestos, forman las fases del motor. La conmutación de las corrientes en las fases se realiza mediante un convertidor estático de potencia, en el que la secuencia de conmutación de los interruptores de estado sólido que lo componen está controlada por la posición del rotor a través de sensores ópticos, magnéticos, encoders o resolvers, según se puede observar en el diagrama de bloques de la figura 1.3. Dado que el motor de reluctancia autoconmutado, a diferencia de los motores convencionales no puede entenderse sin un convertidor electrónico de potencia y un control asociado, nos referiremos a ellos, preferentemente, como accionamientos de reluctancia autoconmutados.



Figura 1.2: Estructura de polos salientes de estator y de rotor de un motor de reluctancia autoconmutado.

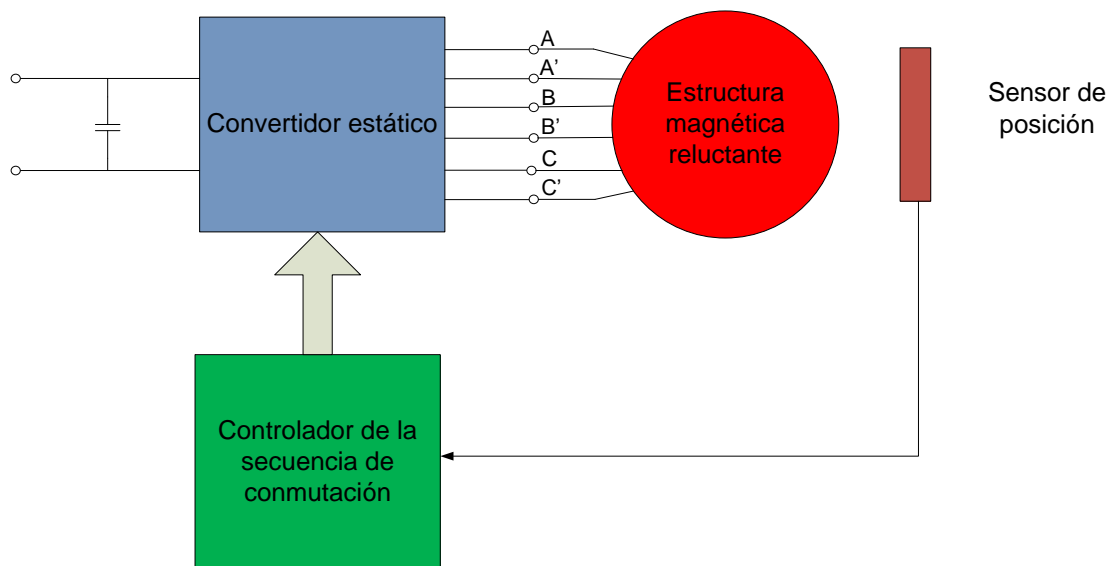


Figura 1.3: Diagrama de bloques de un accionamiento de reluctancia autoconmutado, Switched Reluctance Drive (SRD).

### 1.2.2 Principio de funcionamiento del SRD

En la figura 1.4 se muestra la secuencia de conmutación de las fases del estator de un motor de reluctancia autoconmutado de tres fases,  $m = 3$ , con seis polos estatóricos,  $N_e = 6$ , y cuatro polos rotóricos,  $N_r = 4$ . Las fases en conducción se han representado en trazo de color mientras que las que no lo están se han dibujado en negro.

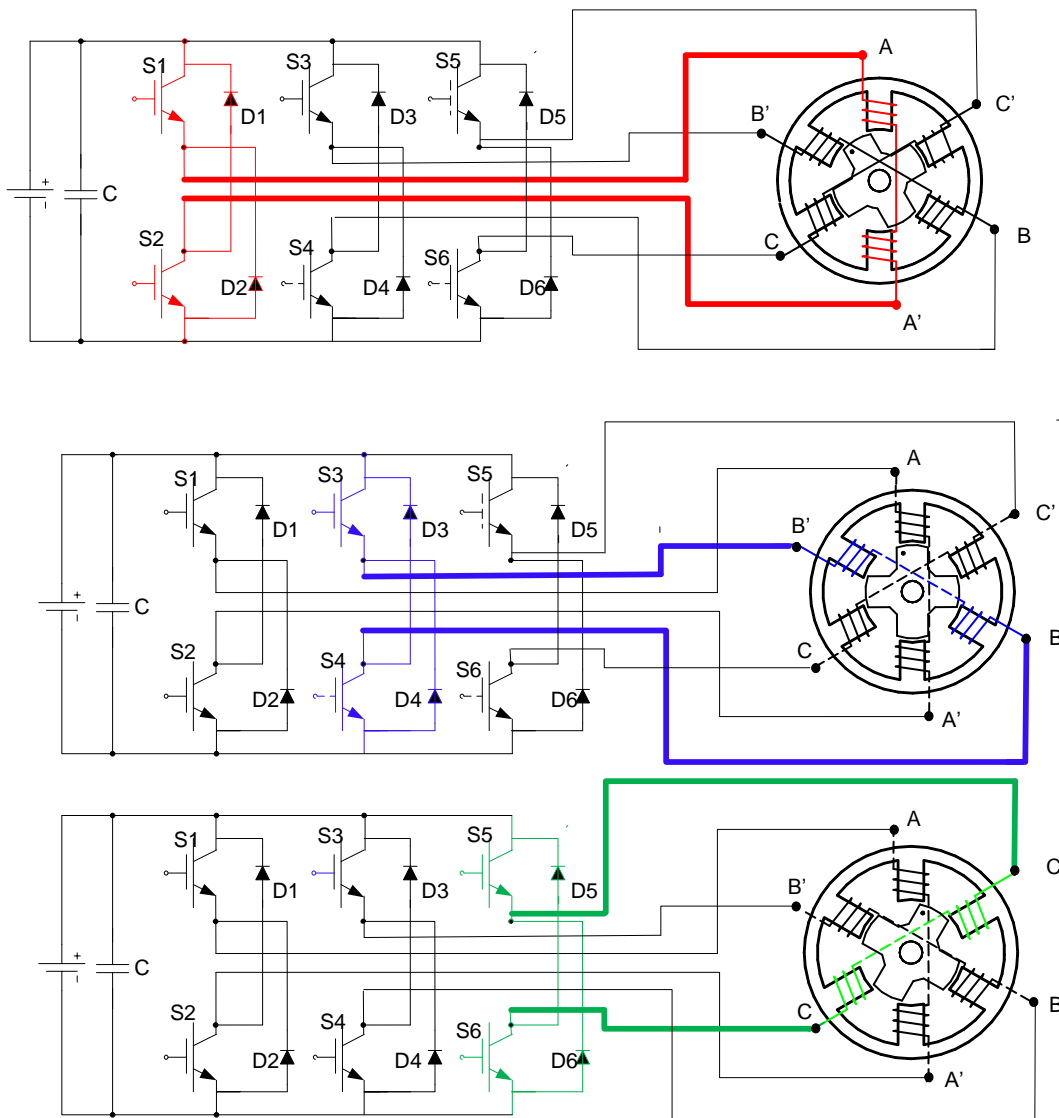


Figura 1.4: Conmutación de las fases del estator en función de la posición del rotor.

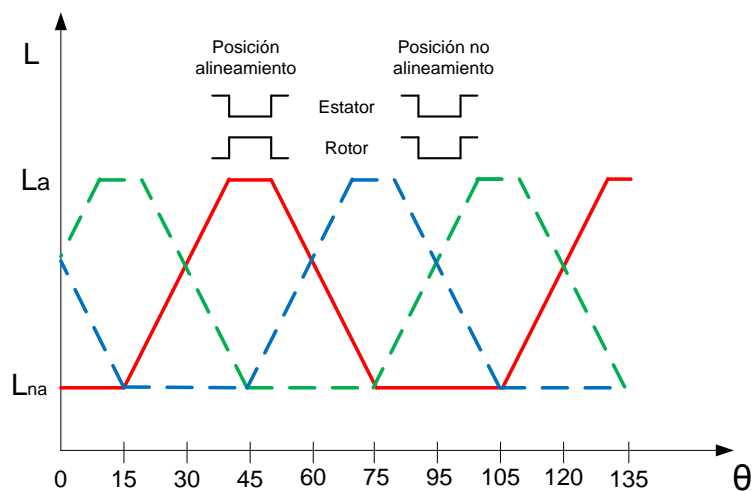
Suponiendo que el rotor gira en el sentido de las agujas del reloj, en el instante en que el polo rotórico (●) inicia el recubrimiento del polo estático, se genera una señal a través de los sensores de posición que produce el cierre de los interruptores  $S_1$ - $S_2$  quedando excitada la fase  $AA'$ . La conducción se prolonga aproximadamente a lo largo de un ángulo de paso ( $\varepsilon = 360^\circ/N_r m$ , en nuestro ejemplo  $30^\circ$ ). Llegado este momento los interruptores se abren, pasan a conducir los diodos, quedando aplicada una tensión negativa en la fase  $AA'$  que fuerza a la corriente a anularse, y se excita la fase  $BB'$ . Durante los siguientes  $30^\circ$  la corriente circula por esta fase, al cabo de los cuales la corriente se extingue circulando por los diodos. A continuación se repetirá el proceso ahora a través de la fase  $CC'$  y completado un paso polar rotórico ( $\tau = 360^\circ/N_r$ , en nuestro caso  $90^\circ$ ), volverá a iniciarse la secuencia con la excitación de nuevo de la fase  $AA'$ .

Al excitar una fase cualquiera del SRD se produce un par que tiende a alinear los polos rotóricos con los estáticos de la fase excitada. Para obtener un par no nulo y unidireccional las distintas fases deben excitarse en una secuencia adecuada. Los interruptores de estado sólido de una fase, por ejemplo en la fase AA' serán los interruptores  $S_1$ - $S_2$  según la figura 1.4, han de activarse mediante señales en sus puertas, sincronizadas con el instante en que el polo rotórico empieza a solaparse con el estático, generadas a partir de las señales del detector de posición del rotor.

→

Las inductancias de cada fase del motor evolucionan desde un valor máximo que corresponde a la posición de alineamiento entre polos del estator y del rotor, hasta un valor mínimo que corresponde a la posición de máximo desalineamiento entre estos polos. La excitación de cada fase coincide, habitualmente, con la posición de inductancia mínima.

En la figura 1.5 se representa una evolución idealizada y lineal de las inductancias del motor, la secuencia de conmutación de las fases y una representación ideal de la corriente por las fases del motor. La forma de onda de las corrientes realmente no es rectangular, ya que la corriente no se puede ni establecer ni anular instantáneamente y, además, dependerá del instante en que se inicie la conmutación (adelanto o retardo respecto del punto de crecimiento de la inductancia), de la frecuencia de conmutación (por tanto, de la velocidad de giro del motor), de la duración del periodo de conducción en cada fase (llamado ángulo de conducción) y del tipo de control utilizado.



Evolución de las inductancias

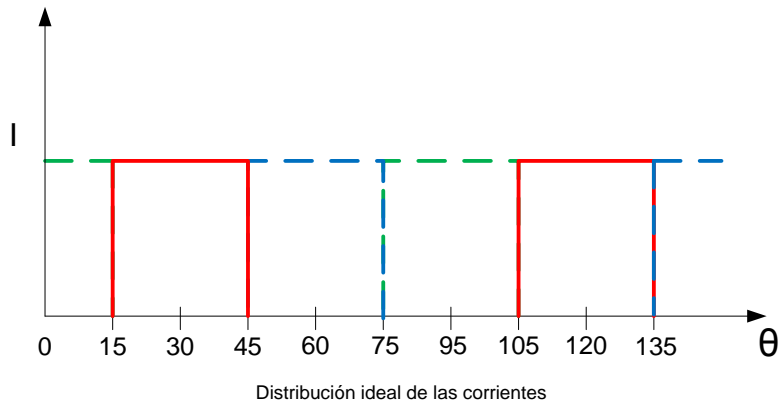
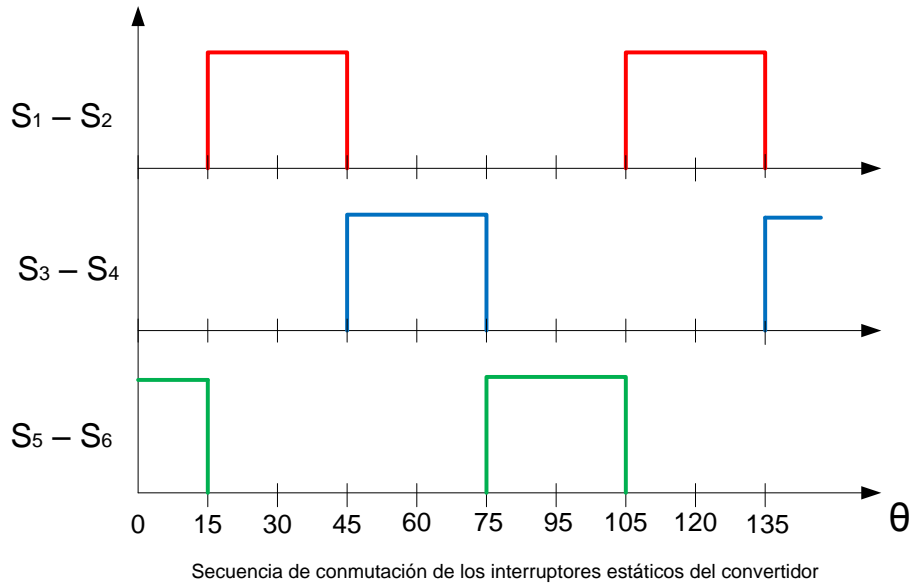


Figura 1.5: Evolución de las inductancias, de la sequencia de conmutación y de las corrientes de forma idealizada.

Como ejemplo, en la figura 1.6 puede observarse la influencia del retraso de la conmutación respecto del crecimiento de la inductancia en la forma de onda de la corriente de fase, mientras que en la figura 1.7 se presenta la evolución de la corriente en un control de histéresis y con pulso único para destacar las diferencias respecto a la forma rectangular idealizada.

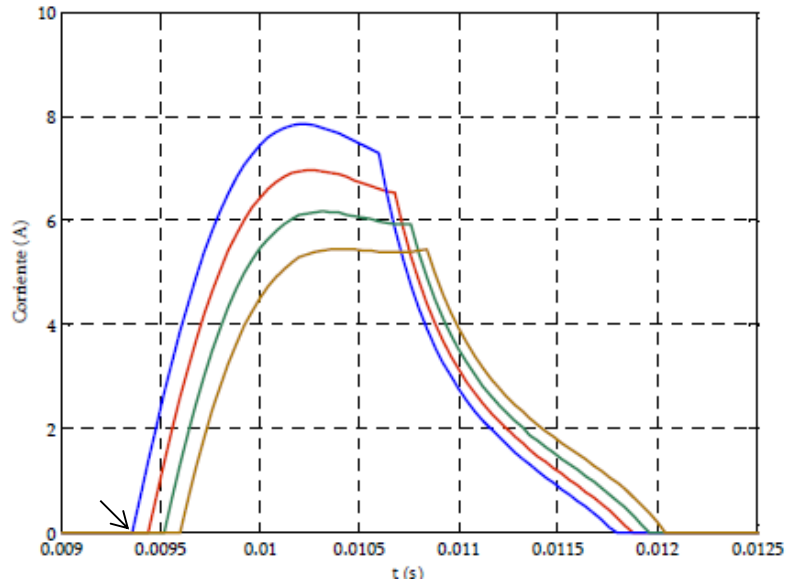


Figura 1.6: Variación de la corriente de fase según el inicio de la conducción en un SRD de 3 fases y estructura polar 6/4 (la flecha indica el inicio en la posición de no alineamiento, efectuándose retrasos con intervalos de 2°).

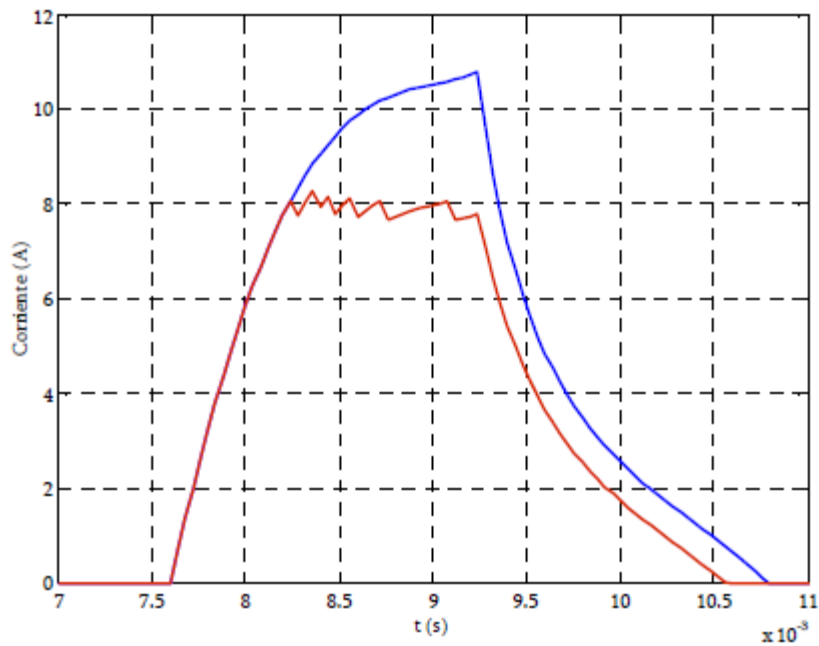


Figura 1.7: Evolución de la corriente de fase con control de histéresis (rojo) y control de pulso único (azul). (SRD trifásico con estructura polar 6/4).

Por lo que a la producción de par se refiere, considerando un funcionamiento a corriente constante, el funcionamiento en la zona de crecimiento de la inductancia ( $\partial L/\partial \theta > 0$ ) produce un par motor ( $T(\theta) > 0$ ), mientras que trabajar en la zona correspondiente a una evolución de la inductancia decreciente ( $\partial L/\partial \theta < 0$ ) implica un par generador ( $T(\theta) < 0$ ), figura 1.8.

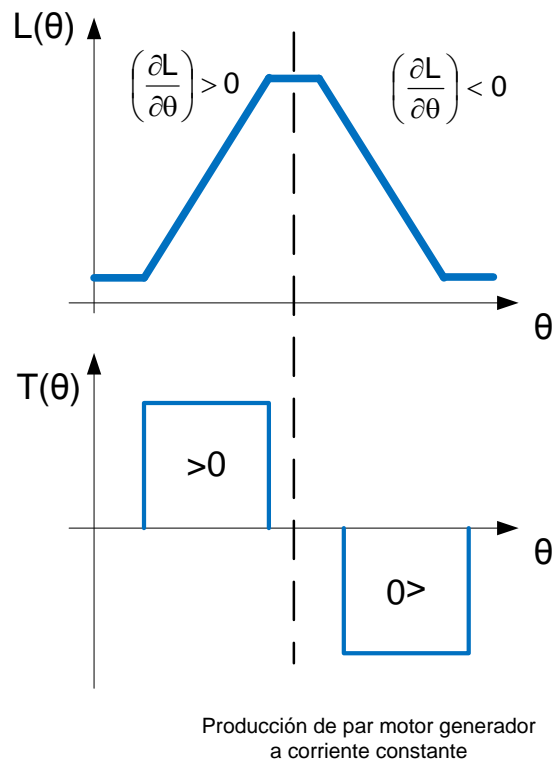


Figura 1.8: Par motor y par generador, según nos encontremos en la zona de crecimiento o de decrecimiento de la inductancia.

### 1.3 Descripción del SRD

#### 1.3.1 Estructura magnética reluctante

La estructura magnética reluctante puede adoptar diversas configuraciones según el número de polos del estator y del rotor, y se identifica en cada caso según la relación  $N_e/N_r$ . El número de polos del rotor tiene que ser tal que impida, para cualquier posición, la alineación completa con todos los polos estáticos, ya que siempre ha de existir algún polo rotórico que pueda alcanzar el alineamiento. Por lo tanto, han de cumplirse las condiciones siguientes:

$$N_e = 2km \quad (1.1)$$

$$N_r = 2k(m \pm 1) \quad (1.2)$$

Siendo  $m$  número de fases,  $k$  un número entero al que se denominará multiplicidad, y  $2k$  el número de polos por fase. La frecuencia de conmutación de una fase,  $f_s$ , viene dada por la expresión:

$$f_s = \frac{N_e N_r}{60} \quad (1.3)$$



Se obtiene  $f_s$  en Hz con  $N_r$ , velocidad de rotación del motor, en rpm. Si se quieren evitar elevadas frecuencias de conmutación, el signo negativo en la ecuación (1.2) ha de ser la opción preferente.

Recordemos que el ángulo de paso,  $\varepsilon$ , se calcula según la ecuación 1.4:

$$\varepsilon = \frac{360^\circ}{m N_r} \quad (1.4)$$

Por tanto el número de pasos por revolución,  $s$ , es igual a:

$$s = m N_r \quad (1.5)$$

El número de polos del estator condiciona el número de fases del motor y, por tanto, también la estructura y el número de interruptores estáticos necesarios del convertidor. Aunque hay accionamientos de reluctancia monofásicos y bifásicos, para poder garantizar el arranque y la reversibilidad el número de fases ha de ser como mínimo de tres. Así las configuraciones más habituales de SRD son las 6/4, 12/8, 8/6 y 16/12, tabla 1.1 y figura 1.9.

<b>Ne</b>	<b>Nr</b>	<b>m</b>	<b>k</b>	<b><math>\varepsilon</math></b>	<b>s</b>
6	4	3	1	30°	12
12	8	3	2	15°	24
8	6	4	1	15°	24
16	12	4	2	7,5°	48

Tabla 1.1: Configuraciones más habituales de SRD.

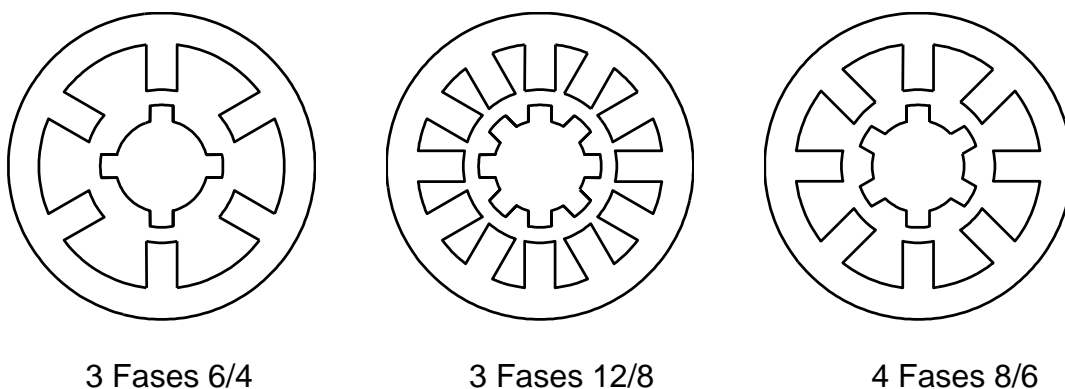


Figura 1.9: Estructuras electromagnéticas del SRD.

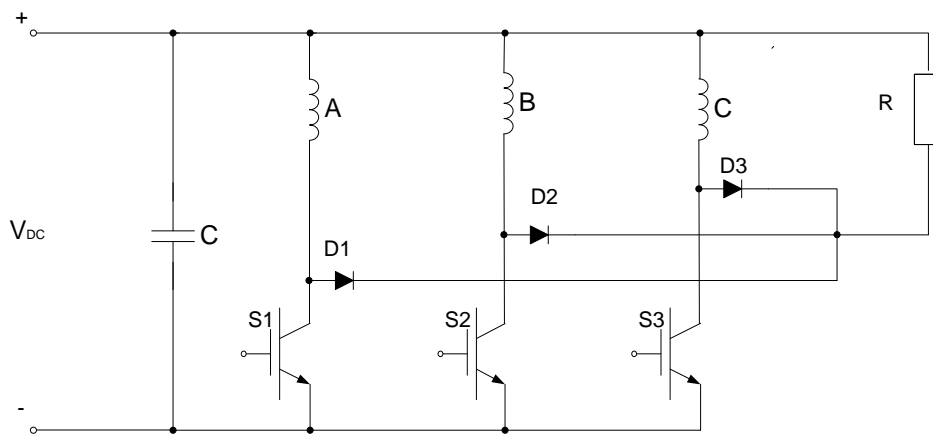
### 1.3.2 Convertidor estático de potencia

El convertidor estático de potencia en un SRD cumple con dos funciones. En primer lugar efectúa la conmutación de las fases en el orden establecido por el control según la posición rotórica, cerrando y abriendo los interruptores de estado sólido que lo componen, generalmente IGBT's para potencias superiores a 1 kW y MOSFET's para potencias inferiores. La segunda función es la de garantizar la rápida desmagnetización de las fases del SRD. La corriente de fase en un SRD es unipolar por lo que en principio basta con un sólo interruptor por fase para realizar la conmutación. La desmagnetización de la fase, una vez abierto el interruptor, se realiza a través de un diodo de libre circulación con una resistencia en serie para aplicar una tensión inversa en bornes de la fase para forzar a la corriente a anularse, convertidor estático unipolar, figura 1.10a.

Hay distintas topologías para el convertidor estático de un SRD [VUK91] [KRI93], aunque el denominado convertidor en puente asimétrico o convertidor clásico es la más popular, figura 1.10b. Consta de dos interruptores por fase y el circuito de desmagnetización se efectúa mediante dos diodos que al abrirse los interruptores aplican sobre la fase una tensión negativa del mismo valor que la tensión de alimentación. Este convertidor tiene como ventajas: independencia entre fases, gran tolerancia a faltas y elevado número de opciones de control. En cuanto a inconvenientes cabe citar el elevado número de componentes de potencia y de circuitos de disparo.

Otros convertidores interesantes son el convertidor con toma intermedia, también denominado convertidor Oulton, figura 1.10c, que es especialmente adecuado para motores con número par de fases y el convertidor de acumulación capacitivo C-dump, figura 1.10d.

El convertidor de potencia ha de adaptarse tanto a la estructura electromagnética como al control para obtener las mejores prestaciones. Habitualmente, es la parte más costosa del accionamiento.



a) Convertidor Unipolar con un único interruptor por fase.

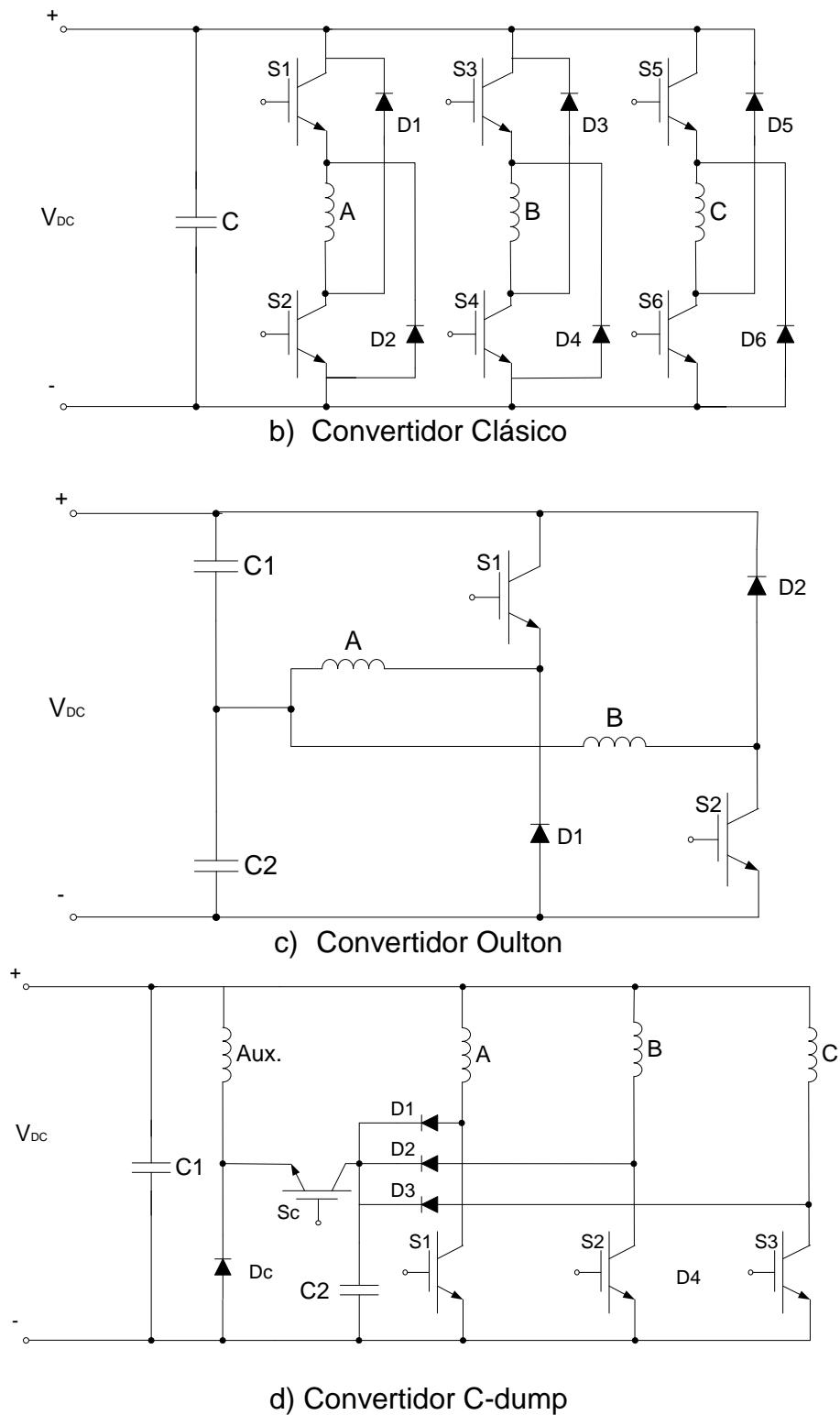


Figura 1.10: Topologías de los convertidores estáticos.

### 1.3.3 Captadores o sensores de posición

En un SRD es imperativo el conocimiento más o menos preciso de la posición rotórica en todo instante. En muchos casos no se requiere una gran

resolución, en tales circunstancias la detección de la posición puede realizarse utilizando tres optointerruptores fijos en la carcasa del estator asociados a un disco ranurado acoplado al eje del motor, figura 1.11, y la disposición de los optointerruptores así como su número y las características de las ranuras del disco dependerán de la estructura electromagnética elegida, tabla 1.2.

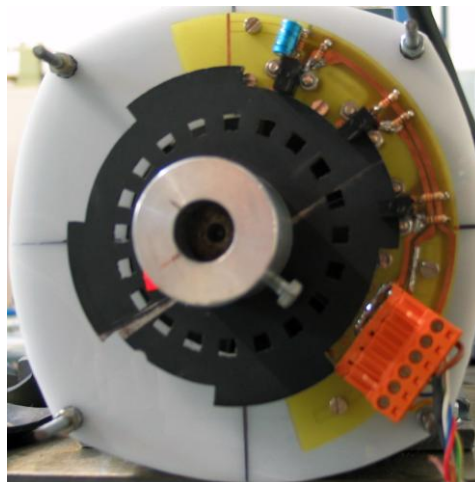
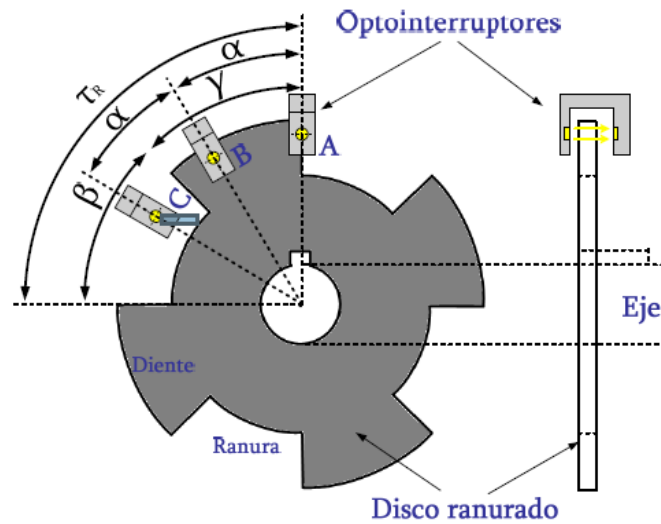


Figura 1.11: Disposición de los optointerruptores respecto del disco ranurado acoplado al motor.

CONFIGURACION	m - Ns/Nr	3 - 6/4	3 - 12/8	4 - 8/6
Nº Optointerruptores		3	3	4
Nº Ranuras		4	8	6
Angulo desfase entre optointerruptores ( $\alpha$ )		30°	15°	15°
Angulo ranura ( $\beta$ )		45°	22,5°	22,5°
Angulo diente ( $\gamma$ )		45°	22,5°	37,5°

Tabla 1.2: Configuración de los optointerruptores y del disco ranurado en diversas estructuras.

En las aplicaciones que requieran un conocimiento preciso de la posición deberá recurrirse a la utilización de un encoder o un resolver.

En el mercado existen dos clases principales de encoders rotativos, los incrementales y los absolutos. Se subdividen en dos versiones en función del tipo de acoplamiento al eje: con eje de acoplamiento “shaft versión” o de eje hueco “hollow shaft versión”, utilizados para ser acoplados en el mismo eje del motor.

Los encoders incrementales proporcionan una salida en serie (tren de pulsos) en función del ángulo de giro del eje donde estén acoplados mientras este gira. Una vez el eje se detiene, el encoder deja de dar salida (señal de posición). Para saber en qué posición se halla el eje es necesario disponer de un circuito electrónico complementario que permita saber la posición anterior.

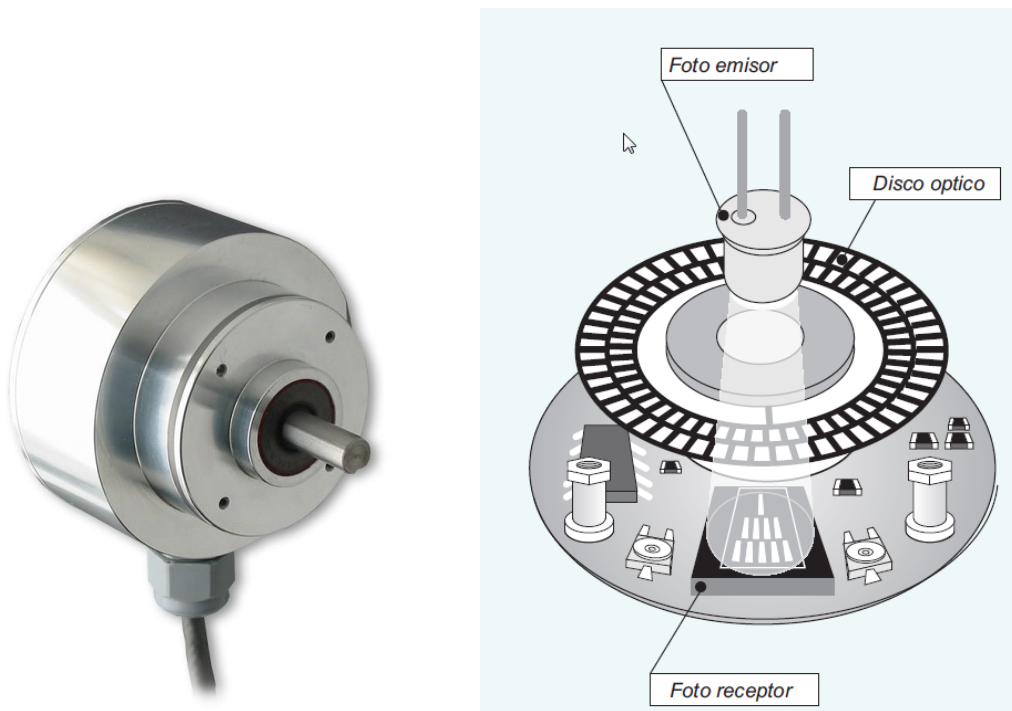


Figura 1.12: Encoder incremental.

Los encoders absolutos emiten un valor numérico codificado único para cada posición del eje. En las tareas de posicionamiento particularmente, los encoders absolutos liberan al controlador de las tareas de cálculo, además de que nos proporciona señal aun cuando está parado, a diferencia de los anteriores.



Figura 1.13: Encoder absoluto.

Los resolvers se basan en la utilización de una bobina solidaria al eje excitada por una portadora, generalmente con 400Hz, y por dos bobinas fijas situadas a su alrededor. El giro de la bobina móvil hace que el acoplamiento con las bobinas fijas varíe, consiguiendo que la señal resultante en estas dependa del seno del ángulo de giro. La bobina móvil excitada con tensión  $V \text{ sen}(wt)$  y girada un ángulo  $\emptyset$  induce en las bobinas fijas, situadas en cuadratura, las siguientes tensiones:

$$V1 = V \text{ sen}(wt) \text{ sen}\emptyset \quad (1.6)$$

$$V2 = V \text{ sen}(wt) \text{ cos}\emptyset \quad (1.7)$$

El cambio del llamado formato sincro a formato resolver o viceversa es inmediato, ya que se puede pasar de uno a otro a través de la llamada red de scott, transformador de scott o funcionamiento bidireccional. Para que el sistema de control pueda tratar la información generada por los resolvers y los sincros es necesario convertir las señales analógicas en digitales. Para ello se utilizan los llamados convertidores resolver/digital (r/d), que tradicionalmente se basan en dos tipos de estructuras distintas: tracking o muestreo (sampling).



Figura 1.14: Resolver.

## 1.4 Control de SRD

Existen distintas formas de control, según se envíe a las puertas de los interruptores estáticos del convertidor un único pulso o trenes de pulsos durante el período de conducción de los interruptores,  $\theta = \theta_c - \theta_o$ .

En el primer caso hablaremos de control de pulso único, figura 1.15.

Cuando se envíen trenes de pulsos, distinguiremos entre:

- regulación de tensión, control PWM (Pulse Width Modulation, modulación de anchura de pulsos), figura 1.16. Las señales de disparo se generan a partir de la comparación entre una portadora triangular de alta frecuencia con una tensión moduladora de control.
- regulación de corriente, control de histéresis, figura 1.17. Los pulsos se producen mediante la comparación entre la corriente real de la fase y la de consigna a través de un controlador de histéresis.

En todos los casos, una vez abiertos los interruptores de estado sólido controlados, la corriente por la fase sigue circulando a través de un interruptor y un diodo o bien de dos diodos, período de desmagnetización,  $\theta_D = \theta_q - \theta_c$ , hasta que se anula.

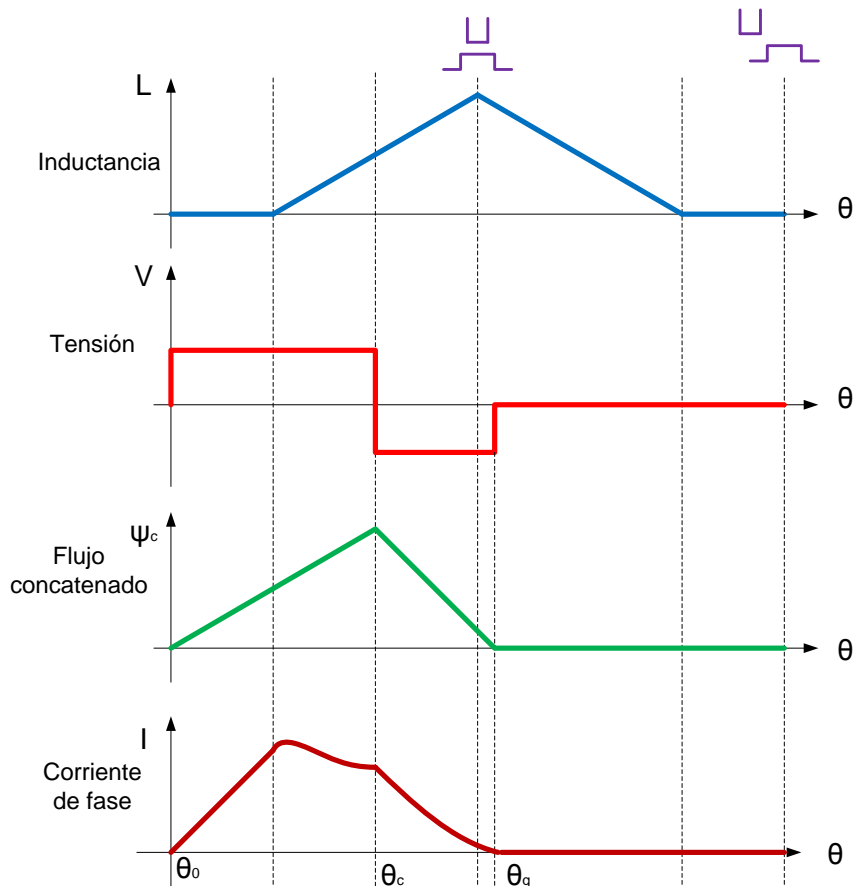


Figura 1.15: Control de pulso único.

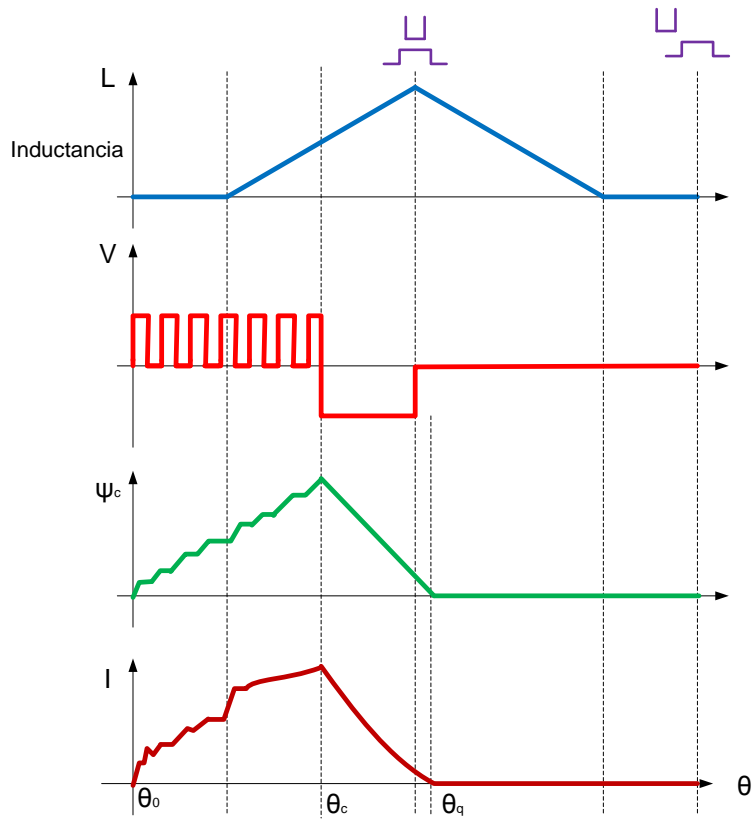


Figura 1.16: Control PWM.

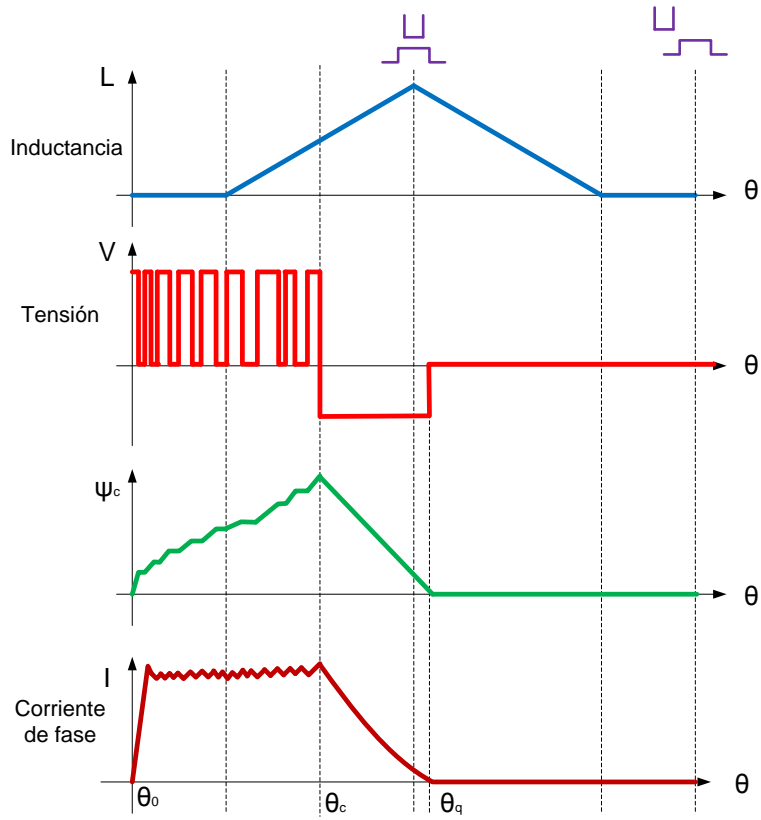


Figura 1.17: Control de histéresis.



Además existen distintas estrategias de control de los interruptores que pueden utilizarse en las distintas regulaciones expuestas anteriormente. Estas estrategias son softchopping y hardchopping.

El modo softchopping consiste en que el interruptor inferior conduce durante el tiempo de conducción mientras que el superior llamado troceador lo hace controlando la corriente fijada según el método de control elegido.

En el modo hardchopping los interruptores tanto superiores como inferiores conmutan a la vez según el método de control elegido.

La característica par-velocidad de un SRD puede modificarse actuando:

- Sobre la tensión aplicada a cada fase (modificando la relación cíclica  $D$ :  $D = T_{ON}/T$ ).
- Sobre la corriente (modificando la consigna o referencia de corriente  $i_{ref}$ ).
- Sobre el período de conducción (modificando el ángulo de disparo  $\theta_0$ , el ángulo de cese de conducción  $\theta_c$ , o ambos a la vez).

La característica par-velocidad natural de un SRD, manteniendo la tensión y el período de conducción constantes, es idealmente inversamente proporcional al cuadrado de la velocidad. Sin embargo, un SRD puede trabajar a potencia constante, par inversamente proporcional a la velocidad, manteniendo la tensión fija y variando el período de conducción hasta aproximadamente la mitad del paso polar rotórico.

También es posible trabajar a par constante, a bajas velocidades, manteniendo constante el periodo de conducción y controlando la tensión o la corriente en las fases del motor.

En los dos primeros casos el control es por pulso único. En el caso de par constante, si el control es por tensión, control PWM, y si el control es por corriente, control por histéresis. Para velocidades muy bajas, debido al bajo valor de la fuerza electromotriz y de las pérdidas en el hierro, es posible incrementar el par aumentando la corriente y manteniendo la tensión.

En la figura 1.18 se muestran sobre la característica par-velocidad las opciones de operación citadas. Es importante señalar que dado que el par en un SRD puede expresarse como una función no lineal de múltiples variables, esto es:  $T = f(\theta_0, \theta_c, i_{ref}, D, V_{DC}, \omega)$ , existen posibilidades de control más sofisticadas que las hasta ahora planteadas, como por ejemplo el control de tensión SRD maximizando el rendimiento, lo que requiere que además de actuar sobre la relación cíclica se han de elegir los ángulos  $\theta_0$  y  $\theta_c$  adecuados en cada instante.

En la tabla 1.3 se presenta de forma resumida las estrategias de control a utilizar para cada zona de funcionamiento.

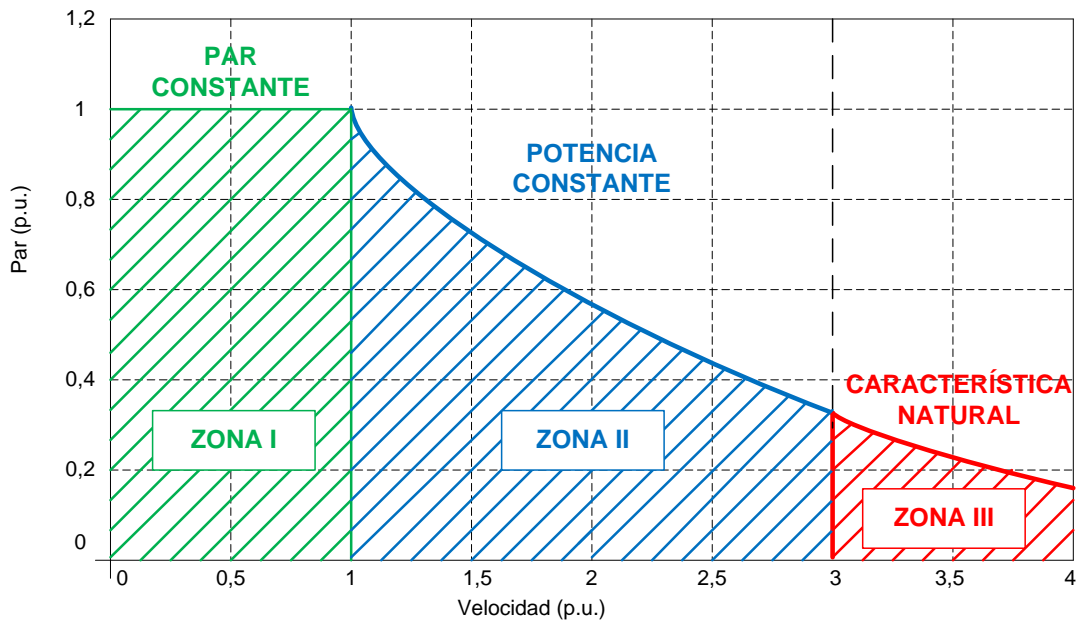


Figura 1.18: Característica par-velocidad de un SRD.

	<b>Funcionamiento</b>	<b>Tipo de Control</b>	<b>Variables</b>	<b>Constantes</b>
Zona I	Par constante	Control histéresis	$I_{ref}$	$\theta_0$ y $\theta_c$
		Control PWM	D	$\theta_0$ y $\theta_c$
Zona II	Potencia constante	Control Pulso único	$\theta_0$ y $\theta_c$	$V_{DC}$
Zona III	Característica natural	Control Pulso único		$\theta_0$ y $\theta_c$ $V_{DC}$

Tabla 1.3: Estrategias de control en cada zona de funcionamiento.

## 1.5 Accionamientos eléctricos tolerantes a faltas

En primer lugar entenderemos por falta cualquier variación accidental de una variable que ocasiona un mal funcionamiento de una parte o de todo un sistema.

La aparición de una falta en un accionamiento puede tener serias repercusiones para el funcionamiento de la carga. En la industria, una falta se traduce, por lo general, en la interrupción del proceso y en la pérdida de la producción. En otros sectores, como el sector aeronáutico y aeroespacial, puede incluso poner en peligro la seguridad de las personas. En las aplicaciones especialmente sensibles a faltas, es conveniente utilizar accionamientos tales que cuando aparezca alguna falta sean capaces de proporcionar prestaciones similares a las habituales (funcionamiento sin faltas). A un accionamiento de estas características se le denomina tolerante a faltas.

Un accionamiento tolerante a faltas ha de cumplir con los siguientes requisitos:

- Estar subdividido en partes independientes (fase del motor y convertidor asociado a la misma) que garanticen cada una de ellas el funcionamiento del accionamiento a una determinada fracción de su carga nominal.
- Asegurar el aislamiento entre las partes.
- Disponer de mecanismos de detección de faltas y de desconexión de las partes afectadas por las faltas.
- Garantizar el funcionamiento del accionamiento hasta la próxima interrupción de la máquina que impulsa, para a continuación proceder a su reparación.

Los accionamientos tolerantes a faltas y el análisis de faltas y de técnicas de diagnóstico en los accionamientos eléctricos es un campo en el que se han publicado últimamente un gran número de trabajos. La mayoría de estos trabajos se han centrado en los accionamientos con motores asíncronos con elevado número de fases [LEV07] y motores síncronos con imanes permanentes [MEC95], [EI-REF11]. Sin embargo, por todo lo visto hasta ahora, los SRD se ajustan bastante bien a los requisitos de un accionamiento tolerante a faltas, debido a la ausencia de bobinados de excitación o de imanes permanentes en el rotor y a la independencia de las fases del motor. Además, las ramas del convertidor electrónico de potencia también son independientes y prácticamente inmunes a disparos intempestivos. Por otro lado, una vez aparecida una falta, ésta puede detectarse y aislarse la fase o la rama afectada. En circunstancias de falta, el SRD puede continuar en funcionamiento en condiciones satisfactorias, es decir, sin efectos excesivos en cuanto a oscilaciones de velocidad, de par, de vibraciones, de ruido, de incremento de temperatura o de reducción de potencia se refiere.

## **1.6 Estado del arte del análisis de faltas y técnicas de diagnóstico en los SRD**

En el campo del análisis de faltas en los SRD, las primeras aportaciones se deben a Charles Stephens [STE91] de G. E. Aircraft Engines de Cincinnati, en 1989 y 1991, con su artículo "Fault detection and management system for fault-tolerant Switched Reluctance Motor Drives", donde realiza un estudio sobre las distintas faltas y las consecuencias de las mismas, poniendo en evidencia la gran tolerancia a faltas de este tipo de accionamientos.

A partir de este artículo inicial son varios los autores que hacen aportaciones sobre este tema, por ejemplo: A.A. Arkadan y B.B. Kielgas [ARK94a] [ARK94b] [ARK94c], Marquette University Milwaukee, en 1994 estudian los efectos que provocan las faltas en el convertidor estático, así como el cortocircuito parcial de una fase. T. J. E. Miller [MIL95], University of Glasgow, en 1995 estudia los efectos de desequilibrio que provocan distintas faltas, utilizando elementos finitos.

En 1996, A. G. Jack, B. C. Mecrow y J. A. Haylock [JAC96], University of Newcastle, realizan un estudio comparativo entre el SRD y un accionamiento con imanes permanentes tolerante a faltas.

V. K. Sharma, S. S. Murthy, B. Sing [SHA98], Indian Institute of Technology, en 1998 analizan el comportamiento del SRD bajo distintas faltas, tanto en el motor como en el convertidor estático.

En 1999, el grupo formado por N. R. Garrigan, W. L. Son, C Stephens, A Storace y T. A. Lipo [GAR99], de distintos estamentos norteamericanos, estudian los desequilibrios que provocan las fuerzas radiales que se originan ante una falta de diseño o por una falta ocurrida durante el funcionamiento.

P. Pillay y W. Cai [PIL99], Clarkson University, Potsdam USA, en 1999 estudian los distintos modos de vibración del estator de los SRD utilizando elementos finitos y métodos analíticos.

Husain y M. N. Anwar [HUS99], University of Akron, en 1999 introducen una metodología de simulación de faltas válida para cualquier tipo de SRD.

En 2000, V. K. Sharma, M. A. Khan, B Singh y S. S. Murthy [SHA00], Indian Institute of Tecnology, realizan una comparación cualitativa entre los SRD, los accionamientos de corriente continua y los accionamientos brushless de imanes permanentes.

H. Chen, J. Jiang, C Zhang and G. Xie [CHE00a] [CHE00b], del College of information and Electrical Engineering, China University of Mining and Tecnology, analizan la falta de una fase en los SRD con estructura 8/6.

En 1999 y en 2002, I. Huasain, A. Radum y J. Nairus [HUS99] [HUS02], de USA, analizan las distintas faltas en los generadores de reluctancia, pensados para aplicaciones aeroespaciales.

Otra área de interés en el que se está trabajando y que tiene relación directa con el análisis de faltas es el estudio del análisis de vibraciones y ruido acústico. A continuación describiremos los trabajos más importantes relacionados con el tema.

D. E. Cameron, J. H. Lang y S. D. Umans [CAM92], de la Universidad de Cambridge, en 1992 estudiaron el origen y reducción del ruido acústico en accionamientos de reluctancia.

En 1993, C. Y. Wu y C. Pollock [WU93], de la Universidad de Warwick, realizaron un estudio sobre el análisis y reducción de las vibraciones y del ruido acústico en los SRD. En 1995 propusieron algunas técnicas para la mitigación del ruido en los SRD.

R. S. Colby, F. M. Mottier de USA y T. J. E. Miller [COL96], de la Universidad de Glasgow, en 1996 relacionaron los distintos modos de vibración con el ruido acústico.

P. O. Rasmusen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, P. C. Kjaer y T. J. E. Miller [RAS99], de Dinamarca, Suiza, y U. K., en 1999 simulaban el ruido acústico

basándose en la geometría del accionamiento relacionándolo con los modos de vibración.

En 1999, M. N. Anwar y I. Husain [ANW99] [ANW00] [ANW03], de la Universidad de Akron, a partir del cálculo analítico de las fuerzas radiales que se originan en los SRD, predicen el ruido acústico y las vibraciones que pueden originarse. En 2000 proponen diseños en los SRD que reduzcan el ruido acústico. En 2003, junto con S. Mir y T. Sebastián del Delphi Saginaw Steering System APC, continúan su estudio sobre el diseño de los SRD y la evaluación experimental del ruido acústico.

B. Fahimi y M. Ehsani [FAH00], de Texas, en 2000 utilizan el análisis de elementos finitos para una mejora en el diseño de los SRD que mitigue el ruido acústico.

Z. Tang, P. Pillay, A. M. Omekanda y Ch. Cetin Cetinkaya [ZHA03], de distintas universidades de USA, en 2003 miden mediante ensayos con ultrasonidos los distintos modos de vibración en los motores de reluctancia.

En 2005 y 2006, B. Lequesne, S. Gopalakrishnan, A. M. Omekanda [LEQ05] [GOP06], estudian de forma exhaustiva distintas faltas en los SRD y proponen posibles soluciones.

En 2009, M. Ruba, C. Oprea, L. Szabo [RUB09], de la Universidad de Cluj (Rumania), realizan un estudio comparativo de los SRD basado en sistemas de accionamientos tolerantes a faltas.

En 2012, N.S.Gameiro y A.C.Cardoso [GAM12], presentan un nuevo método para el diagnóstico de faltas en el convertidor de potencia de un SRD

En 2013, M.Ruba, I-A.Viorel, L. Szabó [RUB13], proponen un SRD modular tolerante a faltas.

G. Han, H. Chen, X. Shi han presentado, en 2017, un completo estudio sobre las faltas entre fases de un SRD.

## Referencias bibliográficas

- [AND97] Andrada P., Martínez E., Perat I., Sánchez J.A., Torrent M.; "La enseñanza de los accionamientos eléctricos hoy". V Congrés Universitari sobre innovació metodològica en els ensenyaments tècnics, 25-27 de Septiembre 1997, Barcelona.
- [AND04] Andrada P., Blanqué B., Castellana F., Martínez E., Perat I., Sánchez J.A., Torrent M.; "El motor de reluctancia autoconmutado". Técnica Industrial, extra 2004, pp 32-41, octubre 2004.
- [ANW99] Anwar M.N., Husain I.; "Radial force calculation and acoustic noise prediction in switched reluctance machines". Industry Applications Conference, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, Conference Record of the 1999 IEEE, Vol 4, 3-7 Oct. 1999, pp 2242-2249.
- [ANW00a] Anwar M.N., Husain I.; "Design perspectives of a low acoustic noise switched reluctance machine". Industry Applications Conference Record of the IEEE, Vol 1, 8-12 Oct. 2000, pp 99-106.
- [ANW00b] Anwar M.N., Husain I.; "Radial force calculation and acoustic noise prediction in switched reluctance machines". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 36, Issue 6, Nov-Dec 2000, pp 1589-1597.
- [ANW03] Anwar M.N., Husain I., Mir S., Sebastian T.; "Evaluation of acoustic noise and mode frequencies with design variations of switched reluctance machines". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 39, Issue 3, May-June 2003, pp 695-703.
- [ARK94a] Arkadan A.A., Kielgas B.W.; "Switched reluctance motor drive systems dynamic performance prediction under internal and external fault conditions". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 9, Issue 1, March 1994, pp 45-52.
- [ARK94b] Arkadan A.A., Kielgas B.W.; "Switched reluctance motor drive systems dynamic performance prediction and experimental verification". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 9, Issue 1, March 1994, pp 36-44.
- [ARK94c] Arkadan A.A., Kielgas B.W.; "The coupled problem in switched reluctance motor drive systems during fault conditions". IEEE Transactions on Magnetics, Vol 30, Issue 5, Sep. 1994, pp 3256-3259.
- [BAR99] Bartos F.J.; "Forward to the past with SR technology". Control Engineering, Noviembre-Diciembre 1999, pp 38-44.
- [BAU78] Bausch H., Rieke B.; "Speed and torque control of thyristor-fed reluctance motors". Proceedings ICEM 1978, Viena.

**[BEC93]** Becerra R.C., Ehsani M., Miller T.J.E.; "Commutation of SR motors". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 8, N° 3, July 1993, pp 257-263.

**[BYR82]** Byrne J.V., McMullin M.F.; "Design of a reluctance motor as a 10 kW spindle drive". Motorcon Proceedings, Sep. 1982, pp 10-14.

**[CAM92]** Cameron D.E., Lang J.H., Umans S.D.; "The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient variable - reluctance motors". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 28, Issue 6, November/December 1992.

**[CAS94]** Castellana F., Andrada P., Martínez E., Perat I., Torrent M.; "Motores de reluctancia autoconmutados (Switched Reluctance Motors)". Theknos, Marzo-Abril 1994, Barcelona.

**[CAS99]** Castellana F.; "Aportacions al desenvolupament dels motors de reluctància autocommutats sense sensors de posició (Per aplicacions de petita potència i tensions reduïdes)". Tesi Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, Departament d'Enginyeria Elèctrica, 1999.

**[COL96]** Colby R.S., Montier F.M., Miller T.J.E.; "Vibration Modes and Acoustic Noise in a Four – Phase Switched Reluctance Motor". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 32, N° 6, November/December 1996.

**[CHE00a]** Chen H., Jiang J., Zhang C., Xie G.; "Analysis of the four-phase switched reluctance motor drive under the lacking one phase fault condition". Circuits and Systems, IEEE APCCAS 2000 Conference on the IEEE Asia-Pacific, 4-6 Dec. 2000, pp 304-308.

**[CHE00b]** Chen H., Zhang C.; "Analysis of electrical faults for switched reluctance motor driver". Proceedings of the 3rd World Congress on Intelligent Control and Automation, Vol 1, 28 June-2 July 2000, pp 666-669.

**[EDE02]** Ede J.D., Atallah K., Wang J.B., Howe D.; "Modular fault-tolerant permanent magnet brushless machines". Power Electronics Machines and Drives, 16 -18 Abril 2002, pp 415-420.

**[ELREF11]** El-Refaie A.M.; "Fault-tolerant permanent magnet machines: a review". IET Electr. Power Appl., 2011, Vol 5, N° 1, pp 59-74.

**[FAH00]** Fahimi B., Ehsani M.; "Spatial distribution of acoustic noise caused by radial vibration in switched reluctance motors: application to design and control". Industry Applications Conference Record of the IEEE, Vol 1, 8-12 Oct. 2000, pp 114-118.

**[GAM12]** Gameiro N.S., Cardoso A.C.; "New method for power converter fault diagnosis in SRD drives". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 48, N° 2 , March/April 2012, pp 653-662.

**[GAR99]** Garrigan N.R., Soong W.L., Stephens C.M., Storace A., Lipo T.A.; "Radial force characteristics of a switched reluctance machine". Industry Applications Conference 1999, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting Conference Record of the IEEE, Vo 4, 3-7 Oct. 1999, pp 2250-2258.

**[GOP06]** Gopalakrishnan S., Omekanda A.M., Lequesne B.; "Classification and Remediation of Electrical Faults in the Switched Reluctance Drive". IEEE Transactions on industry applications, Vol 42, N° 2, march/april 2006, pp 479–486.

**[HAN17]** Han G., Chen H., Shi X.; "Modelling, diagnosis, and tolerant control of phase-to-phase fault in switched reluctance machine". IET Electr. Power Appl., 2017, Vol 11, Issue 9, pp 1527-1537.

**[HUS02]** Husain I., Radun A., Nairus J.; "Fault analysis and excitation requirements for switched reluctance-generators". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 17, Issue 1, March 2002, pp 67-72.

**[HAR91]** Harris M.R., Miller T.J.E.; "Comparison of design and performance parameters in switched reluctance and induction motors". IEEE Fourth International Conference on Electrical Machines and Drives, 13-15 Sep., 1991.

**[JAK96]** Jack A.G., Mecrow B.C., Haylock J.A.; "A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault tolerant machines". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 32, N° 4, Jul- Aug 1996, pp 889-895.

**[KRI93]** Krishnan R., Materu N.; "Analysis and design of a low-cost converter for switched reluctance motor drives". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 29, N° 2, Mar-Apr 1993, pp 320-327.

**[KRI01]** Krishnan R.; "Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design and applications". CRC Press LLC, New York, 2001.

**[LAW80]** Lawrenson P.J., Stephenson J.M., Blenkinsop P.T., Corda J., Fulton N.N.; "Variable speed switched reluctance motors". IEE, July 1980.

**[LAW92]** Lawrenson P.J.; "Switched reluctance drives: a perspective". ICEM 1992.

**[LEV06]** Levi E., Bojoi R., Profumo F., Toliyat H.A., Williamson S.; "Multiphase induction drives-a technology status review". IET Electr. Power Appl., 2007, Vol 1, Issue 4, pp 489-51.

**[MEC95]** Mecrow B.C., Jack A.G., Haylock J.A., Coles J.; "Fault Tolerant Permanent Magnet Machine Drives". IEE Electrical Machines and Drives Conference, 11-13 Sep 1995, pp 433-437.



**[MIL85]** Miller T.J.E.; "Converter Volt-Ampere requirements of the switched reluctance drive". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 21, N° 5, Sep-Oct 1985, pp 1136-1144.

**[MIL89]** Miller T.J.E.; "Brushless permanent magnet and reluctance motor drives". Clarendon Press, Oxford 1989.

**[MIL93]** Miller T.J.E.; "Switched reluctance motors and their control". Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford 1993.

**[MOG91]** Moghbelli H., Adams G.E., Hoft R.G.; "Performance of a 10 HP Switched reluctance motor and comparison with induction motors". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 27, N° 3, May-Jun 1991, pp 531-538.

**[MUL94]** Multon B.; "Nouvelles possibilités avec les moteurs à alimentation électronique". RGE, N° 1, 1994, pp 11-19.

**[NAS69]** Nasar S.A.; "DC Switched reluctance motor". IEE Proceedings, Vol 116, N° 6, 1969.

**[NAG00]** Nagel N.J., Lorenz R.D.; "Modeling of a saturated switched reluctance motor using an operating point analysis and the unsaturated torque equation". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 36, N° 3, May-Jun 2000, pp 714-722.

**[PIL99]** Pillay P.; Cai W.; "An investigation into vibration in switched reluctance motors". IEEE Transactions on Industry Applications", Vol 35, Issue 3, May-June 1999, pp 589-596.

**[RAS99]** Rasmussen P.O., Blaabjerg F., Pedersen J.K, Kjaer P.C., Miller T.J.E.; "Acoustic noise simulation for switched reluctance motors with audible output". EPE' 99, Lausanne.

**[RUB09]** Ruba M., Oprea C., Szabo L.; "Comparative study on Switched Reluctance Machine based fault-tolerant electrical drive systems". Electric Machines and Drives, IEEE International Conference 2009, IEMDC '09. pp 987-992.

**[RUB13]** Ruba M., Viorel L., Szabo L.; "Modular stator switched reluctance motor for fault tolerant drive systems". IET Electr. Power Appl., 2013, Vol 7, Issue 3, pp 159-169.

**[SHA00]** Sharma V.K., Khan M.A., Singh B., Murthy, S.S.; "Comparison of power quality aspects of switched reluctance and permanent magnet brushless DC motor". Proceedings TENCON 2000, Vol 3, 24-27 Sep 2000, pp 300-303.

**[TOR98]** Torrent M., Martínez E., Andrada P.; "Accionaments elèctrics i estalvi d'energia". 2<sup>es</sup> Jornades Tècniques sobre Energia, 19-20 de Novembre 1998, Barcelona.

**[UNN74]** Unnewehr L.E., Koch W.H.; "An axial air-gap reluctance motor for variable speed applications". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-93, Feb 1974, pp 367-376.

**[VAS98]** Vas P.; "Sensorless vector and direct torque control". Oxford Science publications, Oxford University Press, 1998.

**[VUK91]** Vukosavic S., Stefanovic V.R.; "SRD inverter topologies: a comparative evaluation". IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol 27, N° 6, Nov-Dec 1991, pp 1034-1047.

**[WU93]** Wu C.Y., Pollock C.; "Analysis and reduction of vibration and acoustic noise in the switched reluctance drive". Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1993 IEEE, 2-8 Oct. 1993, Vol 1, pp 106-113.

**[ZHA03]** Zhangjun T., Pillay P., Omekanda A.M., Chen L., Cetinkaya C.; "Measurement of Young's modulus for switched reluctance motor vibration determination". Electric Machines and Drives, IEEE International Conference 2003, IEMDC'03. Vol 3, 1-4 June 2003, pp 1590-1595.

**[ZHA04]** Zhangjun T., Pillay P., Omekanda A.M., Chen L., Cetinkaya C.; "Young's modulus for laminated machine structures with particular reference to switched reluctance motor vibrations". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 40, Issue 3, May-June 2004.



## **Capítulo 2**

### **Faltas en los SRD**



## **II Faltas en los SRD**

### **2.1 Clasificación de las faltas en los SRD.**

En una primera clasificación de las faltas en los SRD distinguiremos dos tipos:

- Faltas mecánicas.
- Faltas eléctricas.

### **2.2 Faltas mecánicas**

Las faltas mecánicas son comunes a todas las máquinas rotativas, dependen generalmente de la velocidad de giro y de la carga que tienen acoplada, aunque en algunos casos son propias de los componentes del motor o de fallos constructivos del mismo y, generalmente, se traducen en un aumento de las vibraciones.

En una máquina rotativa, teóricamente perfecta, no debería existir ninguna vibración ya que todas las fuerzas presentes estarían compensadas [CAB98]. Lo que sucede es que debido a las imperfecciones constructivas aparecen unas fuerzas que someten a las máquinas a unos niveles de vibración que podríamos llamar tolerables.

Cuando se produce una falta estos niveles de vibración aumentan, por lo que mediante un análisis de vibraciones se puede detectar la falta que provoca dicho aumento. La detección de dichas faltas, como se verá en el capítulo 4, es relativamente simple ya que existen múltiples estudios realizados, sobre todo en motores trifásicos de inducción, los cuales han creado distintos patrones de faltas para cada tipo de falta distinto.

Mediante un análisis espectral de la vibración, comparándolo con los patrones establecidos, la frecuencia de la vibración nos indicará el tipo de falta, mientras que la amplitud de la misma nos dirá la gravedad de dicha falta.

Las faltas más comunes son: desequilibrio en sus dos formas, estático y dinámico, desalineación con la carga, que puede ser de distintas formas, faltas en los rodamientos generalmente debidos al desgaste, excentricidades del rotor respecto del estator, que también pueden ser de forma estática o dinámica.

También podemos tener faltas debido a problemas en la carga que nos afectaran directamente al motor, como por ejemplo problemas en engranajes, roturas de álabes en bombas y problemas de cavitación en bombas y ventiladores.

### **2.3 Faltas eléctricas**

Para el estudio de las faltas eléctricas deberemos prestar atención a las características del accionamiento y también del control. Los SRD (como ya se ha referido anteriormente), constan de un convertidor electromecánico formado por una estructura magnética reluctante, un convertidor estático con

un control de la secuencia de conmutación y unos sensores para la detección de la posición del rotor, tal y como se muestra en la figura 1.3 del capítulo anterior.

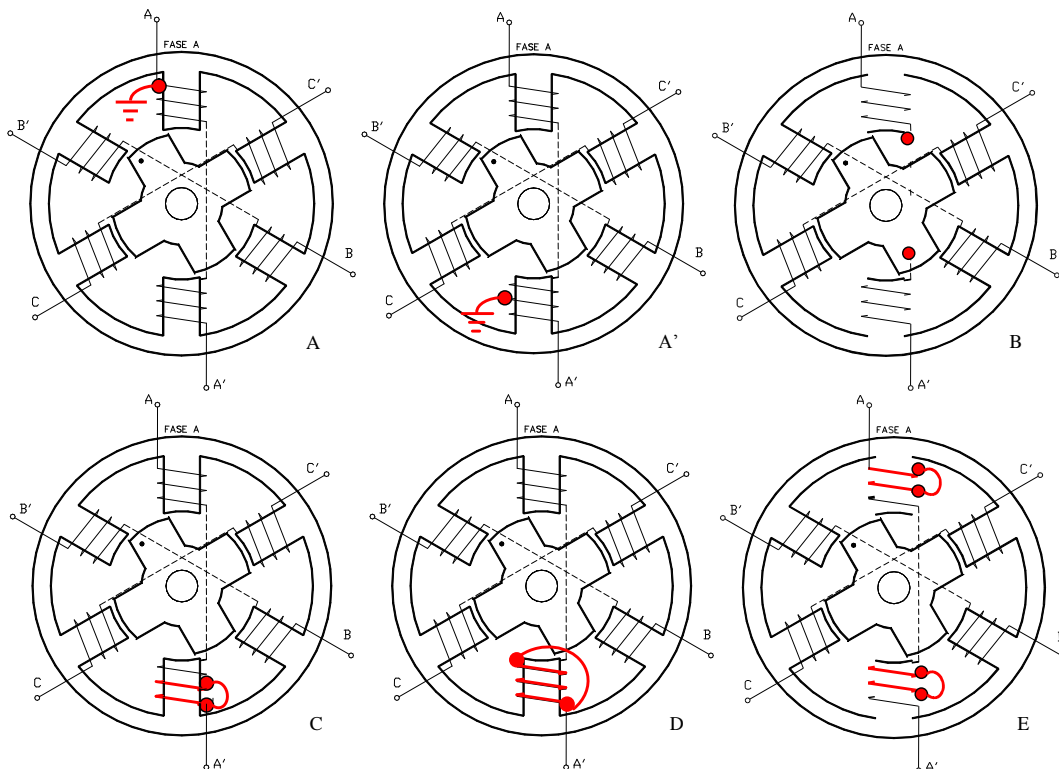
Distinguiremos las faltas que provengan de la estructura magnética reluctante, del convertidor estático o de los captadores de posición, aunque algunos de ellos produzcan los mismos efectos.

### 2.3.1 Faltas en la estructura magnética reluctante

A continuación se describirán los distintos tipos de faltas en los SRD, para lo cual se tomará como base un SRD con estructura 6/4, es decir 6 polos en el estator y 4 polos en el rotor.

Dado que no hay arrollamientos ni imanes en el rotor, las posibles faltas aparecerán en el estator serán (faltas que se muestran en la figura 2.1):

- Fase a masa (A) (A').
- Fase cortada (B).
- Bobina de un polo con varias espiras cortocircuitadas (C).
- Bobina de un polo en cortocircuito total (D).
- Bobinas de una fase cortocircuitadas (E).
- Bobinas de polos de distintas fases con varias espiras cortocircuitadas (F).
- Cortocircuito entre fases (G).



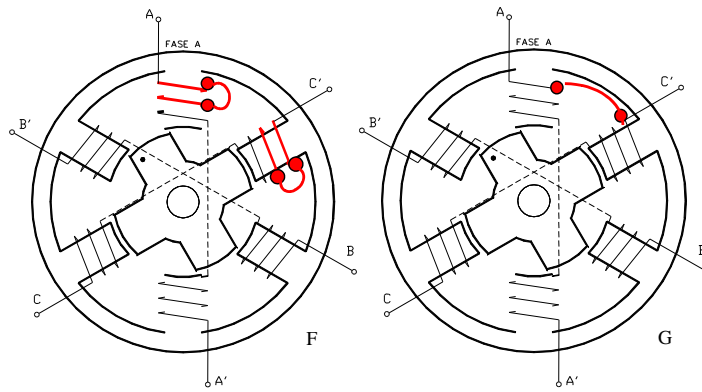


Figura 2.1: Faltas en la estructura electromagnética reluctante.

Los efectos que provocaran estas faltas en el motor serán distintos según la configuración de la estructura magnética.

### 2.3.1.A Cortocircuito de una fase a masa

Hay que distinguir si el cortocircuito a masa se produce al inicio de la fase del polo superior que está conectada a través del interruptor  $Q_1$ , figura 2.2 (A), o si se produce en el centro del polo inferior, figura 2.2 (A').

En el primer caso, tal como se puede observar en la figura 2.2 (A), se produce un cortocircuito directo cuando conduce el interruptor, en este caso la única solución es desconectar la fase.

En el segundo caso [GOP06], figura 2.2 (A'), se puede seguir funcionando ya que las corrientes pueden tomar dos caminos. El primer camino por el que circula  $i_1$  lo hace a través del diodo y, por tanto es unidireccional. El otro camino, por el que circula  $i_2$ , pasa por el interruptor inferior, y puede ser desconectado cuando el interruptor no conduce.

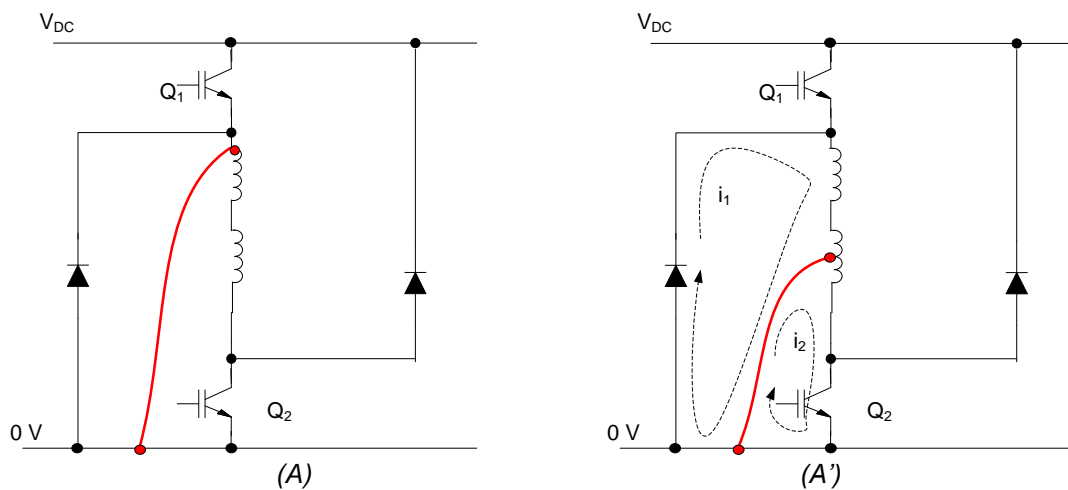


Figura 2.2: Cortocircuito de una fase a masa, (A) polo superior, (A') polo inferior.



Las espiras incluidas en el camino de  $i_1$  están conectadas a la fuente de voltaje a través del interruptor superior, y por tanto, generarán un par. Por el contrario, las espiras del camino de  $i_2$  están desconectadas de la fuente y por tanto provocarán una pérdida de par. Este camino, sin embargo, todavía puede ser controlado por el interruptor inferior.

Como podemos observar, el camino por el que circula la corriente  $i_1$  es igual que el del cortocircuito del interruptor. El camino por donde circula  $i_2$ , es similar al secundario de un transformador, semejante al caso de espiras en cortocircuito. Por tanto podemos afirmar que el cortocircuito de una fase a masa provoca la combinación de dos faltas, la de un cortocircuito en el interruptor y la de espiras en cortocircuito.

Por lo tanto, durante el periodo de conducción la forma de la corriente será normal, pero en el periodo de no conducción la fase no se descargará completamente.

### 2.3.1.B Análisis de espiras en cortocircuito.

En el caso de espiras en cortocircuito, figura 2.1 (C), (D), (E) y (F), será válido el análisis efectuado en [LEQ05], que se basa en los tres parámetros siguientes: el par producido por la máquina, la corriente en la fase con falta y la corriente que circula en el interior del cortocircuito. Este último es de importancia sólo cuando ésta es de suficiente magnitud para crear un sobrecalentamiento en el interior de la máquina.

Suponiendo la independencia de las fases, es posible centrar el análisis en cada fase por separado, tal como se observa en el circuito de la figura 2.3.

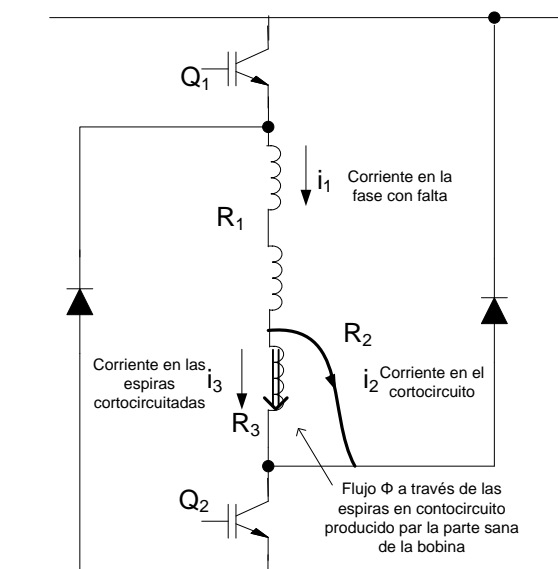


Figura 2.3: Cortocircuito entre espiras.

Si tenemos un cortocircuito parcial en una fase, y para un determinado valor de la corriente de la fase  $i_1$ , el flujo magnético tiende a ser más débil, por dos

razones. En primer lugar, hay menos vueltas activas que generen flujo. En segundo lugar, aparece una corriente de corto circuito  $i_3$  que se genera en las espiras en cortocircuito y que se opone al flujo de forma análoga a un transformador con un cortocircuito en el secundario. Por estas razones la coenergía  $W'$  vendrá dada según la ecuación 2.1 y, consecuentemente, el par según la ecuación 2.2 será menor. En estas ecuaciones,  $\theta$  es la posición del rotor,  $N_{act}$  son el número de espiras no cortocircuitadas y  $\Phi_k$  es el flujo concatenado en cada una de las  $N_{act}$  espiras.

$$W' = \sum_{k=1}^{N_{act}} \int_0^{i_1} \Phi_k(i, \theta) di \quad (2.1)$$

$$T = \left[ \frac{\partial W'}{\partial \theta} \right]_{i=\text{constante}} \quad (2.2)$$

Funcionando con control de corriente, el nivel medio de la corriente de fase  $i_1$  se mantiene constante pese a la existencia de un cortocircuito. Aunque se produce una disminución del par, el funcionamiento con la falta aún es posible.

La pérdida del par debida al cortocircuito puede ser compensada por un incremento de corriente, tanto en las fases sanas como en la fase dañada. Si se trabaja a par contante, este aumento se realiza de forma automática sin necesidad de detección de la falta, aunque deberemos tener presente el no sobrepasar la corriente nominal del sistema. Otro método, con detección de la falta, sería variar el ángulo de disparo, haciéndolo distinto para las fases sanas respecto de la fase dañada.

En modo de control de tensión, la corriente de la fase  $i_1$  es función de la tensión aplicada a la fase  $V$  y del flujo concatenado  $\Phi_k$  en cada una de las  $N_{act}$  espiras no cortocircuitadas, según la ecuación 2.3:

$$V = i_1 R + \sum_{k=1}^{N_{act}} \frac{d\Phi_k(i, \theta)}{dt} \quad (2.3)$$

Como el flujo se ve debilitado por el cortocircuito y la tensión es fija, la corriente de la fase  $i_1$  aumenta. Con una disminución de flujo pero con un incremento de corriente, el par puede ser mayor que con la ausencia de la falta. Esta situación solo es aceptable si se trabaja por debajo de la carga nominal, en caso de trabajar a plena carga deberemos tomar medidas para disminuir la corriente, ya sea mediante un control de corriente, una reducción del voltaje aplicado o modificando de forma adecuada los ángulos de conducción.

Si observamos las espiras en cortocircuito, la corriente que circula en el cortocircuito se determina por las siguientes ecuaciones:

$$N_{sh} \frac{d\Phi}{dt} = +i_2 R_2 - i_3 R_3 \quad (2.4)$$

$$i_1 = i_2 + i_3 \quad (2.5)$$

Donde  $N_{sh}$  es el número de espiras cortocircuitadas, y los subíndices 2 y 3 denotan, según la figura 2.3, las espiras en cortocircuito y el cortocircuito respectivamente. El flujo  $\Phi$  es el flujo a través de las espiras cortocircuitadas, considerándose uniforme en todas las  $N_{sh}$  espiras, y es inducido por las espiras sanas de la fase y por el resto de la máquina. En el caso de estar cortocircuitada la bobina de un polo completamente, únicamente sería inducido por las fases restantes, siendo esta corriente muy pequeña. Si solo está cortocircuitada una parte, las espiras no cortocircuitadas magnetizan el polo y el flujo es mayor, por tanto cuanto menor sea el número de espiras cortocircuitadas el flujo será mayor.

Despejando  $i_3$  en las ecuaciones 2.4 y 2.5 tendremos:

$$i_3 = \frac{N_{sh} \frac{d\Phi}{dt}}{R_2 + R_3} + i_1 \frac{R_2}{R_2 + R_3} \quad (2.6)$$

El último término en la ecuación anterior corresponde a la corriente de la fase que se divide entre las espiras en cortocircuito y el cortocircuito. Siempre es menor que  $i_1$ , dependiendo del valor de  $R_2$ , que cuanto menor sea menor será el valor de la corriente. El primer término es la corriente que circula entre las espiras en cortocircuito y el cortocircuito, y la denominaremos  $i_{cir}$ . Si denominamos  $r$  a la resistencia de una espira y  $\lambda$  al ratio  $R_2/r$ , la  $i_{cir}$  valdrá:

$$i_{cir} = \frac{N_{sh} \frac{d\Phi}{dt}}{r(\lambda + N_{sh})} \quad (2.7)$$

El flujo  $\Phi$  es inducido por la corriente de fase  $i_1$  pero reducido por la corriente del corto circuito  $i_3$  de la forma siguiente, donde  $\mathfrak{R}$  es la reluctancia variable del circuito magnético:

$$\mathfrak{R}\Phi = (N - N_{sh})i_1 - N_{sh}i_3 \quad (2.8)$$

Con el flujo proporcional en mayor parte al número de espiras no cortocircuitadas ( $N - N_{sh}$ ), por tanto  $i_{cir}$  dependerá del término proporcional:

$$\frac{N_{sh}(N - N_{sh})}{r(\lambda + N_{sh})} \quad (2.9)$$

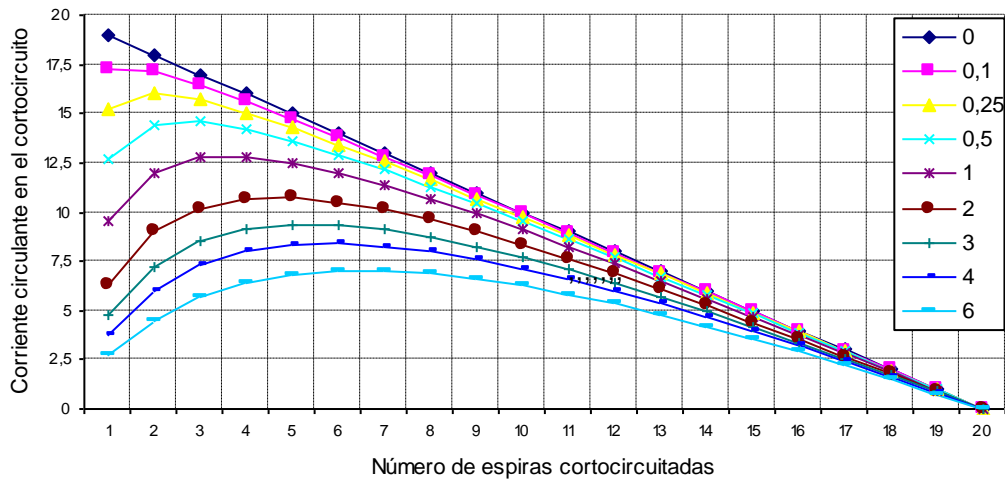


Figura 2.4: Relación de la corriente circulante y el número de espiras cortocircuitadas para  $\lambda = (0 - 0,1 - 0,25 - 0,5 - 1 - 2 - 3 - 4 - 5 - 6)$ .

En la figura 2.4 se muestra la relación que existe entre la corriente que circula en el cortocircuito con el número de espiras cortocircuitadas. En el caso de  $N = 20$ , se observa que si la resistencia del corto circuito  $R_2$  no es 0 ( $\lambda > 0$ ), la mayor corriente del cortocircuito se produce para más de una espira cortocircuitada, mientras que para  $R_2 = 0$  ( $\lambda = 0$ ) el valor máximo de corriente se produce para una espira cortocircuitada, siendo el valor máximo:

$$i_{cir,max} = \frac{d\Phi_{(N-1)}}{dt} \cdot \frac{1}{r} \quad (2.10)$$

Donde  $\Phi_{(N-1)}$  es el flujo inducido con (N-1) espiras sanas.

### 2.3.2 Faltas en el convertidor estático de potencia

El convertidor estático de potencia en el SRD se ocupa de efectuar la conmutación de cada fase según una secuencia determinada a partir de los sensores de posición. Aunque puede adoptar diversas topologías, como se ha visto en el apartado 1.3.2 del capítulo 1, para el estudio de las faltas nos basaremos en el convertidor en puente asimétrico o convertidor clásico y en el convertidor unipolar.

Las faltas a considerar en el convertidor estático de potencia clásico, serán tal como se muestran en la figura 2.5:

- Interruptor de una fase abierto (A).
- Interruptor conmutador de una fase en cortocircuito (B).
- Interruptor controlador de una fase en cortocircuito (B).
- Interruptores de una fase en cortocircuito (C).
- Diodo de una fase abierto (D).
- Diodos de una fase abiertos (E).

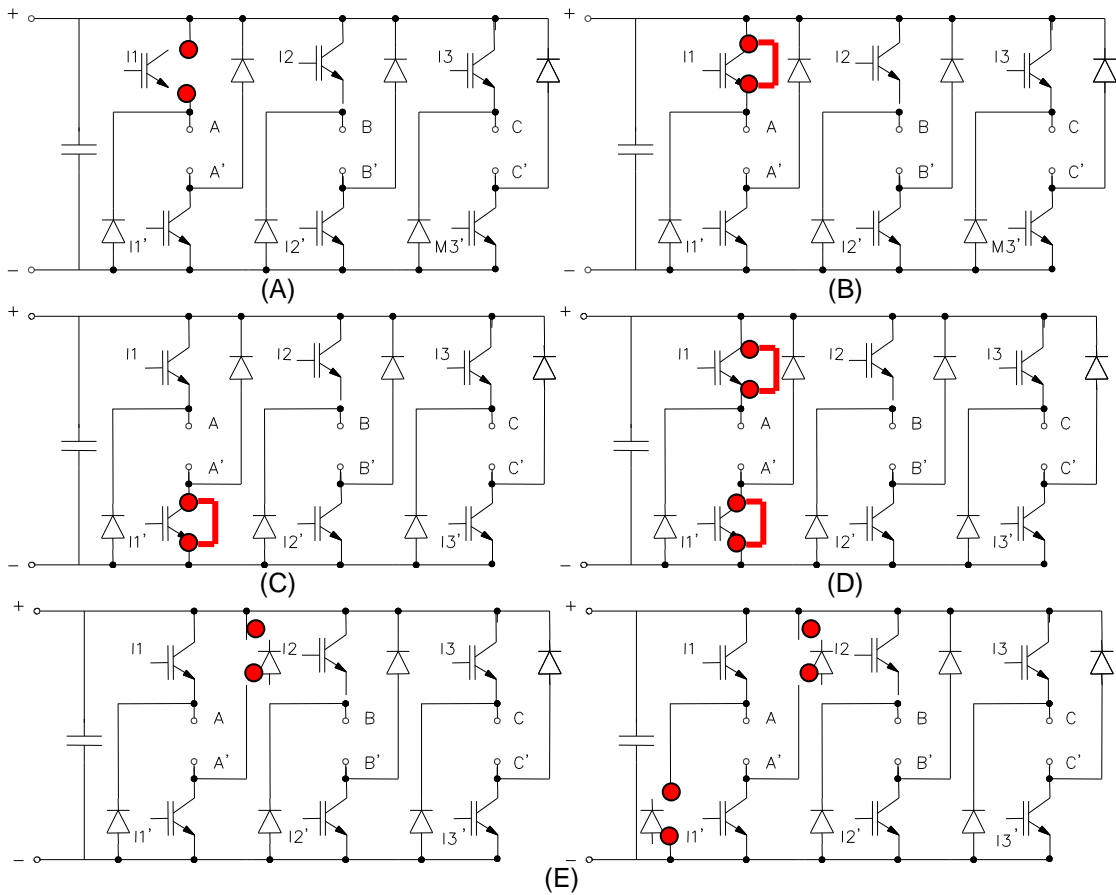


Figura 2.5: Faltas en el convertidor clásico.

Para el convertidor unipolar, las faltas que se pueden presentar son (figura 2.6):

- Interruptor de una fase abierto (F).
- Resistencia de descarga abierta (G).
- Resistencia de descarga cerrada (H).

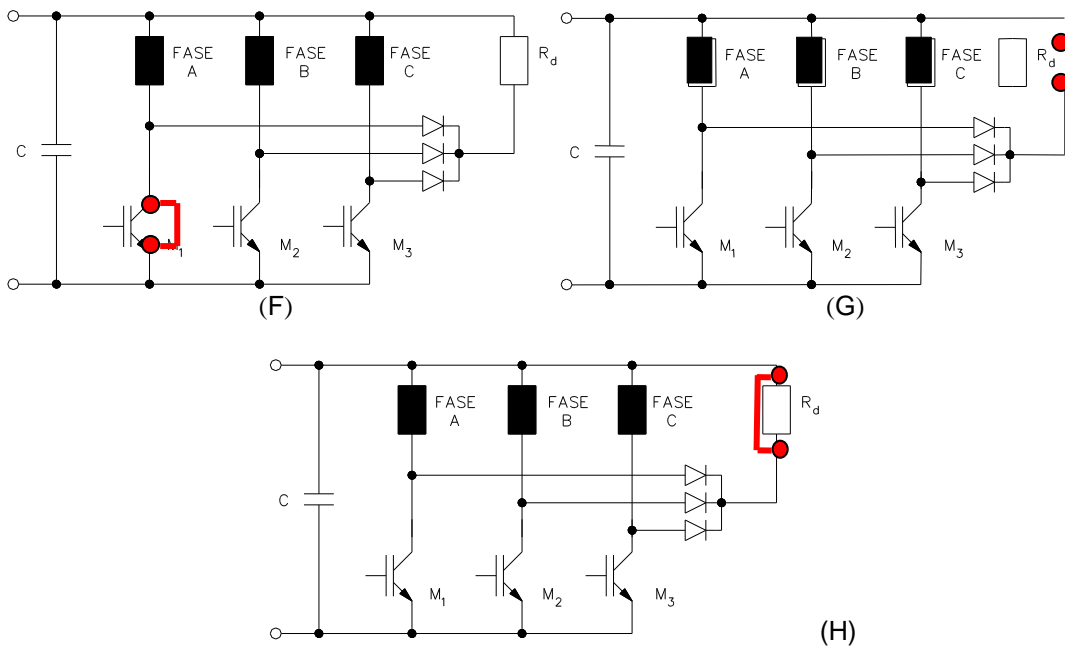


Figura 2.6: Faltas en el convertidor unipolar.

### 2.3.3 Cortocircuitos en los interruptores

Si se produce un cortocircuito en un interruptor, hemos de distinguir si se trata del interruptor conmutador  $Q_2$  o del interruptor controlador  $Q_1$ . El primero está a on durante todo el tiempo de la conducción, mientras que el otro está conmutando dependiendo del tipo de control que realicemos. Supondremos en este caso que es el interruptor conmutador  $Q_2$  el que está cortocircuitado.

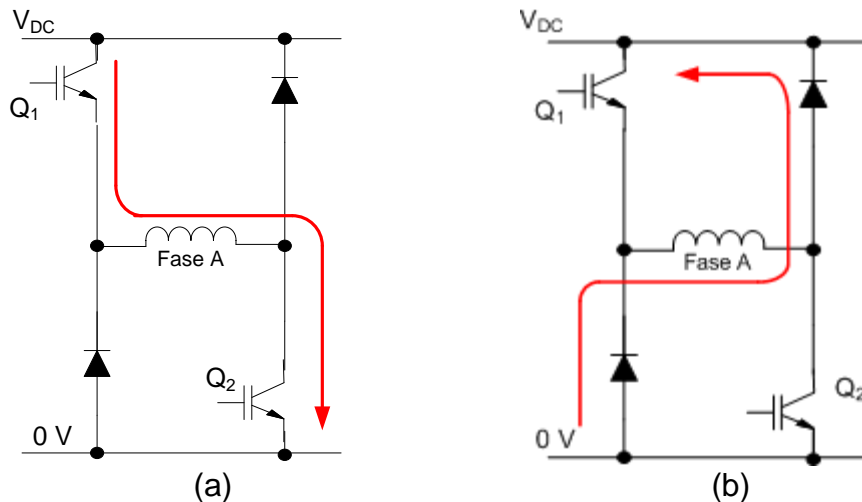


Figura 2.7: (a) Funcionamiento normal. (b) Conducción en la descarga.

En la figura 2.7 (a) podemos ver el funcionamiento normal. Cuando conducen los dos interruptores la corriente circula a través de ellos. Cuando dejan de conducir se produce la descarga a través de los diodos, como se puede observar en la figura 2.7 (b).

Cuando el interruptor  $Q_2$  está cortocircuitado en el momento de conducción, el funcionamiento es normal, figura 2.7 (a), pero cuando deja de conducir no se puede producir la descarga correctamente, ya que la corriente circula tal como se muestra en la figura 2.8, lo que retrasa el tiempo de descarga, puesto que la fase está sometida a una diferencia de potencial igual a 0, e impide que la descarga se realice completamente.

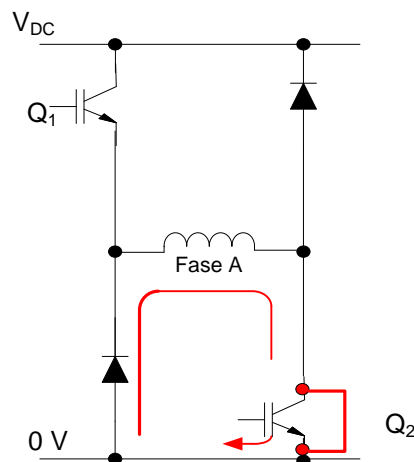


Figura 2.8: Funcionamiento con el interruptor  $Q_2$  cortocircuitado.

Este problema implica que por la bobina esté circulando continuamente corriente y crea un par positivo en el funcionamiento como motor. Pero en el momento de la descarga genera un par negativo y trabaja como generador, lo cual implicará un rizado elevado del par, un incremento de la corriente de dicha fase (alrededor del doble) [GOP06], además de un incremento de vibraciones y ruidos acústicos. Esos incrementos de corriente dependerán de la velocidad, siendo menores cuando menor sea esta. Para bajas velocidades, entre 500 y 1500 rpm, el incremento de corriente puede soportarse y por tanto la máquina puede funcionar sin necesidad de desactivar la fase.

En caso de que se produzca el cortocircuito en el interruptor  $Q_1$  controlador, no se podrá realizar ningún tipo de control y la máquina funcionará a pulso único, por lo tanto es aconsejable cambiar la función de los interruptores y trabajar como se ha indicado anteriormente.

### 2.3.4 Faltas en los sensores de posición

En los SRD es imperativo el conocimiento más o menos preciso de la posición rotórica en todo instante. En muchos casos no se requiere una gran resolución, en tales circunstancias la detección de la posición puede realizarse utilizando una serie de optointerruptores asociados a un disco ranurado y decalados entre sí un cierto ángulo.

La posición de los optointerruptores, así como las ranuras del disco, dependen de las distintas estructuras del motor tal como se ha indicado en la tabla 1.III del capítulo 1, en que se han presentado estas características para las distintas estructuras más comunes de SRD.

En la figura 2.9 podemos ver un ejemplo de montaje de los optointerruptores, alimentados a 5 V y con las correspondientes salidas A, B, C.

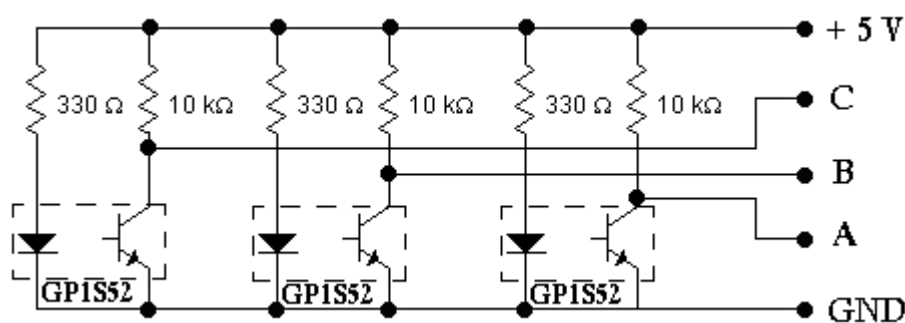


Figura 2.9: Montaje de los sensores de posición.

Las faltas que se podrán producir en los sensores de posición serán:

- Distintos ángulos de decalaje en uno o varios sensores.
- Falta de un optointerruptor.
- Falta de la alimentación.

Tanto en las faltas de la estructura electromagnética como en los del convertidor estático y en los sensores de posición no se han tenido en cuenta los cortocircuitos francos, ya que éstos se despejaran inmediatamente por las protecciones del circuito. Las faltas que se han presentado son las que permiten que el motor funcione en condiciones incorrectas, pero que no provocan ninguna avería que afecte a la fuente de alimentación.

Además de estas faltas, se pueden producir la combinación de varias de ellas, lo cual dificulta su detección.

### **2.3.5 Faltas en el sistema de control**

En los SRD hay distintas estrategias de control, según se envíe a las puertas de los interruptores un único pulso o trenes de pulsos durante el período de conducción de los interruptores. En el primer caso hablaremos de control de pulso único. Cuando se envíen trenes de pulsos, distinguiremos entre:

- Regulación de tensión, control PWM (Pulse Width Modulation, modulación de anchura de pulsos): las señales de disparo se generan a partir de la comparación entre una portadora triangular de alta frecuencia con una tensión de control.
- Regulación de corriente, control de histéresis: cuando los pulsos se producen mediante la comparación entre la corriente real de la fase y la de consigna a través de un controlador de histéresis.

En todos los casos (capítulo 1.4), una vez abiertos los interruptores de estado sólido controlados, la corriente por la fase sigue circulando a través de los diodos, período de desmagnetización,  $\theta_D = \theta_q - \theta_c$ , hasta que se anula.

Cualquier perturbación en el sistema de control provocará un comportamiento incorrecto en el funcionamiento del motor que se verá reflejada en una forma anómala de la corriente. Las posibles faltas estarán condicionadas por el control elegido y sus consecuencias se reflejarán por lo general en faltas en el convertidor estático.

### **2.4 Propuesta de circuito para la simulación de faltas**

Para poder detectar los efectos de algunas de las faltas descritas anteriormente, de forma experimental se puede montar un circuito como el de la figura 2.10, en el que mediante 5 interruptores se simulan de forma sencilla algunos de los posibles casos.

Si abrimos los interruptores  $S_1$  simularemos la desconexión de una fase; con éstos abiertos, si cerramos el interruptor  $S_2$  simularemos la apertura de una fase quedando ésta posteriormente cortocircuitada; con  $S_1$  y  $S_3$  cerrados simularemos el cortocircuito de la bobina de un polo, es decir, de la mitad de la bobina de una de las fases; cerrando el  $S_4$  y manteniendo cerrados  $S_1$



simularemos el mismo caso anterior pero además con el interruptor correspondiente en cortocircuito; por último, cerrando el S<sub>5</sub> simularemos el cortocircuito entre dos fases.

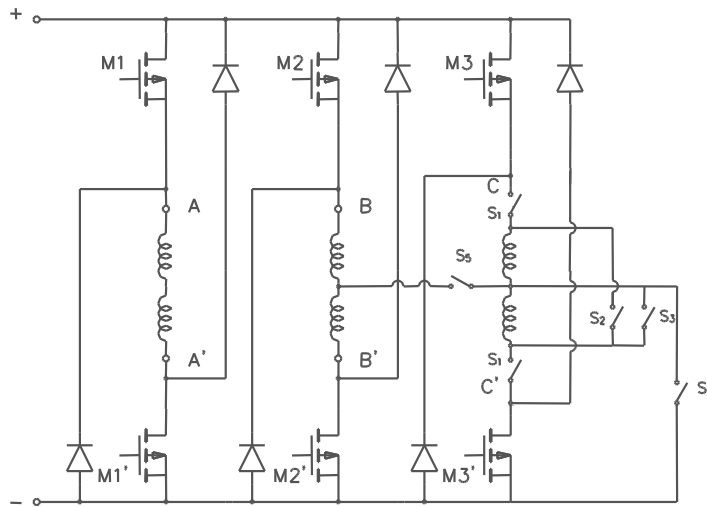


Figura 2.10: Conexiones del circuito experimental para la simulación de faltas.

Como se puede observar, se trata de un sistema de gran simplicidad y económico, que nos permitirá la validación de los resultados obtenidos mediante los distintos sistemas de simulación utilizados previamente [STE91].

En nuestro caso concreto, como se verá más adelante en el capítulo 5, las faltas que simularemos serán el de fase abierta y el de distintas espiras en cortocircuito en el polo de una fase. Como se puede observar en la figura 2.11 y siguiendo la metodología anterior, mediante 4 interruptores simularemos las siguientes faltas: si abrimos el interruptor I1 podemos simular una fase abierta, si cerramos los interruptores I2, I3 e I4 podemos simular el cortocircuito de 1/4, 1/2 y 3/4 de las espiras en el polo de una fase respectivamente. Se utilizará experimentalmente un SRD 8/6 que se ha bobinado especialmente para poder realizar dichos ensayos.

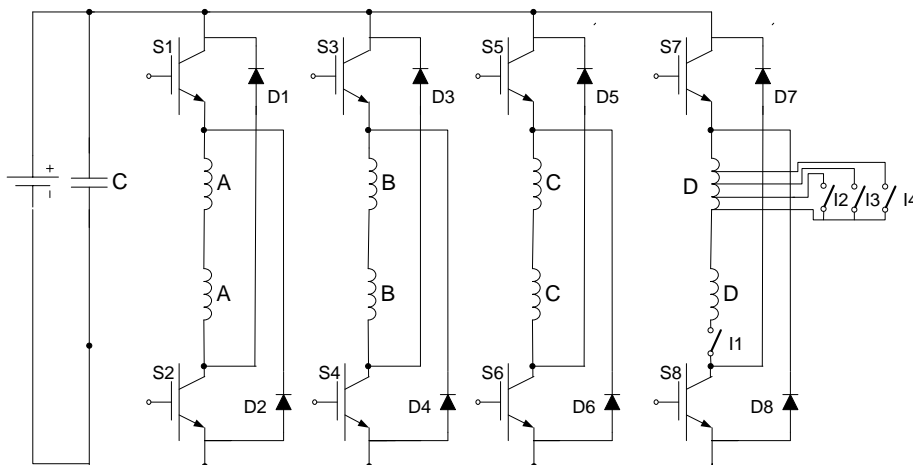


Figura 2.11: Conexiones del circuito experimental para la simulación de faltas en el caso particular de una fase del motor 8/6.

## Referencias bibliográficas

**[CAB98]** Cabanas M.F., Melero M.G., Orcajo G.A., Cano J.M., Solares J.; “Técnicas para el mantenimiento y diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas”. Edit. Marcombo, 1998.

**[HUS99]** Husain I., Anwa M.N.; “Fault analysis of switched reluctance motor drives”. Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99, 9-12 May 1999, pp 41-43.

**[LEQ05]** Lequesne B., Gopalakrishnan S., Omekanda A.M.; “Winding Short Circuits in the Switched Reluctance Drive”. IEEE Transactions on industry applications, Vol 41, N° 5, Sep/Oct 2005, pp 1178–1183.

**[SHA98]** Sharma V.K., Murthy S.S., Singh B.; “Analysis of switched reluctance motor drive under fault conditions”. Industry Applications Conference, the 1998 IEEE Thirty-Third IAS Annual Meeting, Vol 1, 12-15 Oct. 1998, pp 553-562.

**[STE91]** Stephens C.M.; “Fault detection and management system for fault-tolerant switched reluctance motor drives”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 27, Issue 6, Nov-Dec 1991, pp 1098-1102.



## **Capítulo 3**

### **Modelado y simulación del SRD**



### III Modelado y simulación del SRD

#### 3.1 Modelo del SRD

El modelado de un SRD, se realizará en base a las ecuaciones siguientes:

$$u(t) = R \cdot i(t) + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \quad (3.1)$$

$$W'(\theta, i) = \int_0^i \psi(\theta, i) di \quad (3.2)$$

$$M = \sum_{i=1}^m \left[ \frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial \theta} \right]_{i=\text{constante}} \quad (3.3)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_L \quad (3.4)$$

Con:

$u$  = tensión

$i$  = corriente

$R$  = resistencia de fase

$\psi$  = flujo concatenado

$\theta$  = posición

$W'$  = coenergía

$J$  = momento de inercia

$\omega$  = velocidad angular

$M$  = par motor

$M_L$  = par resistente

$m$  = número de fases

En estas expresiones juegan un papel fundamental las curvas de magnetización,  $\psi(\theta, i)$ . Estas curvas, pueden obtenerse analíticamente, por experimentación o por medio de simulaciones mediante elementos finitos, y se representan habitualmente como el flujo concatenado en función de la corriente para diferentes posiciones del rotor, pero también pueden representarse como el flujo concatenado en función de la posición para diferentes corrientes.

Una vez obtenidas las curvas de magnetización, en ocasiones es conveniente encontrar expresiones analíticas que permitan relacionar el flujo concatenado con la corriente para cada posición rotórica y que se aproximen lo más posible a los resultados experimentales y/o numéricos.

Existen importantes contribuciones sobre este tema [DAT95] [BAU97] [MAH97] [VUJ00]. Una de las expresiones más utilizadas para relacionar el flujo

concatenado en función de la corriente para diferentes posiciones del rotor, ha sido la propuesta por Torrey y Lang [DAT90]:

$$\psi(\theta, i) = a(\theta) \cdot (1 - e^{b(\theta) \cdot i}) + c(\theta) \cdot i \quad (3.5)$$

Para el ajuste de las curvas existen distintas formas de realizarlo, una de ellas es realizar el ajuste de las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones del rotor. Este ajuste puede realizarse, por ejemplo, mediante la ecuación de Froerlich modificada [TOR02]:

$$\psi(\theta, i) = \frac{a(\theta) \cdot i}{1 + b(\theta) \cdot i} + c(\theta) \cdot i \quad (3.6)$$

Las ecuaciones anteriores tienen en cuenta el comportamiento no lineal del SRD. En determinadas circunstancias puede ser útil considerar el modelo lineal de SRD que vendrá dado por las ecuaciones:

$$U = R \cdot i + \frac{d\psi}{dt} \quad (3.7)$$

$$\psi = L(\theta) \cdot i \quad (3.8)$$

$$M = \sum_{i=1}^m \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot i^2 \quad (3.9)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_L \quad (3.10)$$

Para determinar la evolución de la inductancia en función de la posición rotórica,  $L(\theta)$ , podemos utilizar dos modelos diferentes, por tamos lineales o en función de la posición como una suma de términos sinusoidales.

El modelo en función de la posición por tamos lineales, considera el valor de la inductancia en cada tramo para un ciclo rotórico  $\tau$ , tal como se indica en la figura 3.1, teniendo en cuenta las siguientes consideraciones:

- Inductancia de la posición de alineamiento,  $L_{al}$ , constante durante el tramo correspondiente al ángulo  $\beta_r - \beta_s$ , donde  $\beta_r$  es el ángulo polar del rotor y  $\beta_s$  es el ángulo polar del estator.
- Evolución lineal de la inductancia entre los valores correspondientes a la posición de alineamiento y de no alineamiento durante el tramo correspondiente al ángulo  $\beta_s$ .
- Inductancia de la posición no alineada,  $L_{noal}$ , constante durante el resto de ángulos de rotación.

La dificultad aquí radica en escoger para qué corriente se determinan los valores de inductancia en la posición alineada y en la no alineada.

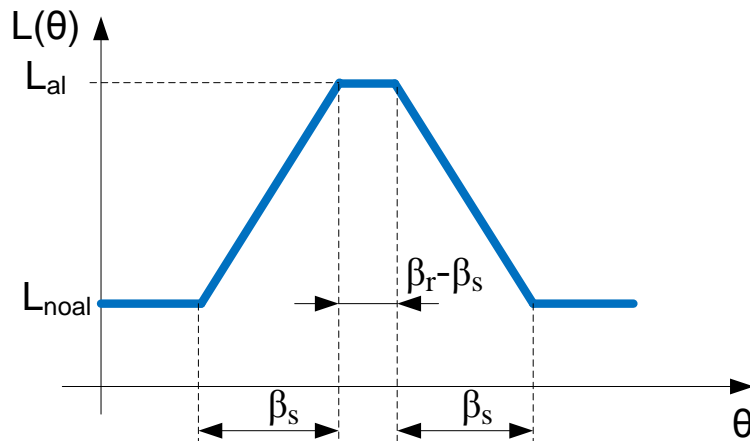


Figura 3.1: Evolución de la inductancia en función de la posición por tramos lineales durante un ciclo rotórico.

En el caso de la evolución de la inductancia en función de la posición como una suma de términos sinusoidales, la inductancia se obtiene a partir de la ecuación siguiente:

$$L(\theta) = k_1 + k_2 \cos N_r \theta + k_3 \cos 2N_r \theta - k_4 \sin 4N_r \theta \quad (3.11)$$

Los coeficientes  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  y  $k_4$  se obtienen por aproximación matemática con la evolución de la inductancia en función de la posición para una corriente determinada. Igualmente, la dificultad radica en escoger a qué corriente se efectúa dicha aproximación.

Por lo general, se preferirá utilizar los modelos no lineales cuando se disponga del conocimiento completo de las curvas de magnetización de la máquina a simular, mientras que se utilizarán los modelos lineales cuando se disponga de un conocimiento limitado de los parámetros constructivos del SRD a simular.

### 3.2 Herramientas para la simulación de SRD

En la actualidad, la simulación de todo tipo de dispositivos nos permite prever y evaluar, en un tiempo razonablemente breve, el comportamiento de dichos dispositivos, tanto en condiciones de operación como en condiciones anómalas sin necesidad de construir, a priori, costosos prototipos. Éstos se construirían una vez la simulación haya validado su funcionamiento. La veracidad de los resultados de simulación dependerá en gran medida del modelo utilizado para la caracterización del dispositivo en cuestión. Existen herramientas comerciales que permiten realizar la simulación de fenómenos físicos o dispositivos de forma rápida, eficaz y de fácil utilización. De todas formas, los resultados obtenidos de la simulación de un prototipo siempre deberían contrastarse con los resultados experimentales realizados sobre el prototipo una vez construido éste.



En el caso del análisis de faltas en el SRD, la simulación es especialmente útil para evaluar el comportamiento del accionamiento en condiciones de falta, evitando a priori innumerables pruebas, algunas de difícil implementación y sin poner en riesgo el accionamiento.

Las herramientas de simulación que se utilizarán en este trabajo serán el programa FEMM (Finite Element Method Magnetics), programa de cálculo de campos electromagnéticos de elementos finitos en dos dimensiones y MATLAB-Simulink.

### **3.2.1 Simulación con elementos finitos**

El método de los elementos finitos aplicado a las máquinas eléctricas rotativas permite analizar las diferentes magnitudes magnéticas (inducción, flujo, inductancia,...) y posibilita la optimización de su diseño. En general, en el caso de las máquinas eléctricas los resultados son razonablemente buenos si el estudio se realiza en dos dimensiones (x,y), considerando sólo la sección transversal de la máquina, Para el análisis de un SRD mediante elementos finitos se procede realizando los siguientes pasos:

- dibujar a escala la geometría del circuito magnético.
- definir los materiales utilizados.
- efectuar la segmentación en elementos.
- especificar las condiciones de la simulación.
- obtención de resultados.

La utilización del método de los elementos finitos permite determinar con precisión las curvas de magnetización y el par estático a partir del tensor de Maxwell.

En la figura 3.2 se presenta el resultado de las simulaciones efectuadas mediante FEMM para las posiciones alineada y no alineada en un motor de 4 fases con estructura 8/6, mostrando la distribución de las líneas de campo magnético en ambos casos.

En la figura 3.3 se muestran las curvas de magnetización (flujo concatenado en función de la corriente para diferentes posiciones del rotor) y en la figura 3.4 las curvas de par estático (par en función de la posición para diferentes valores de la corriente).

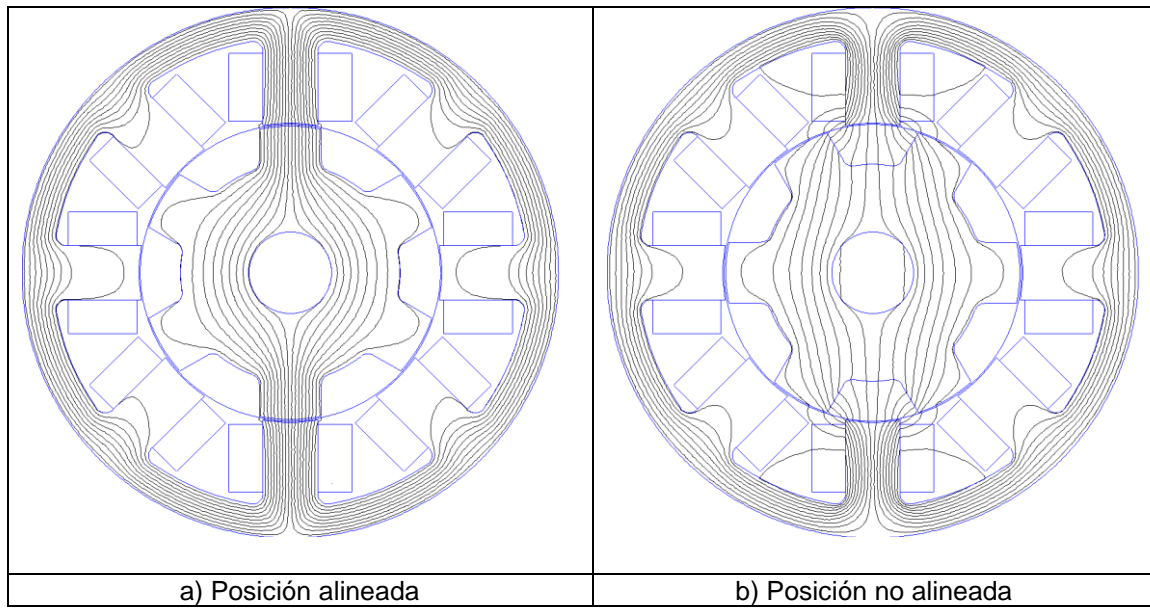


Figura 3.2: Simulaciones efectuadas mediante FEMM en el motor SRD de 4 fases y estructura 8/6 para una corriente de 12 A.

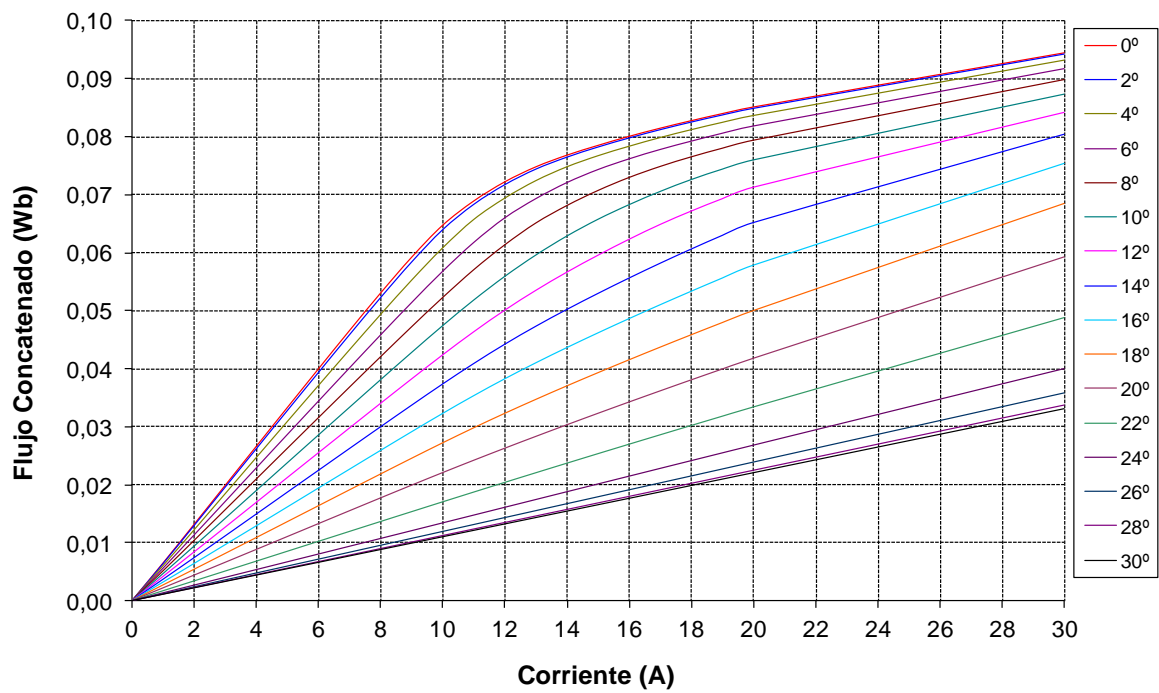


Figura 3.3: Curvas de flujo concatenado en función de la corriente, para diferentes posiciones del rotor, en el motor SRD de 4 fases y estructura 8/6.

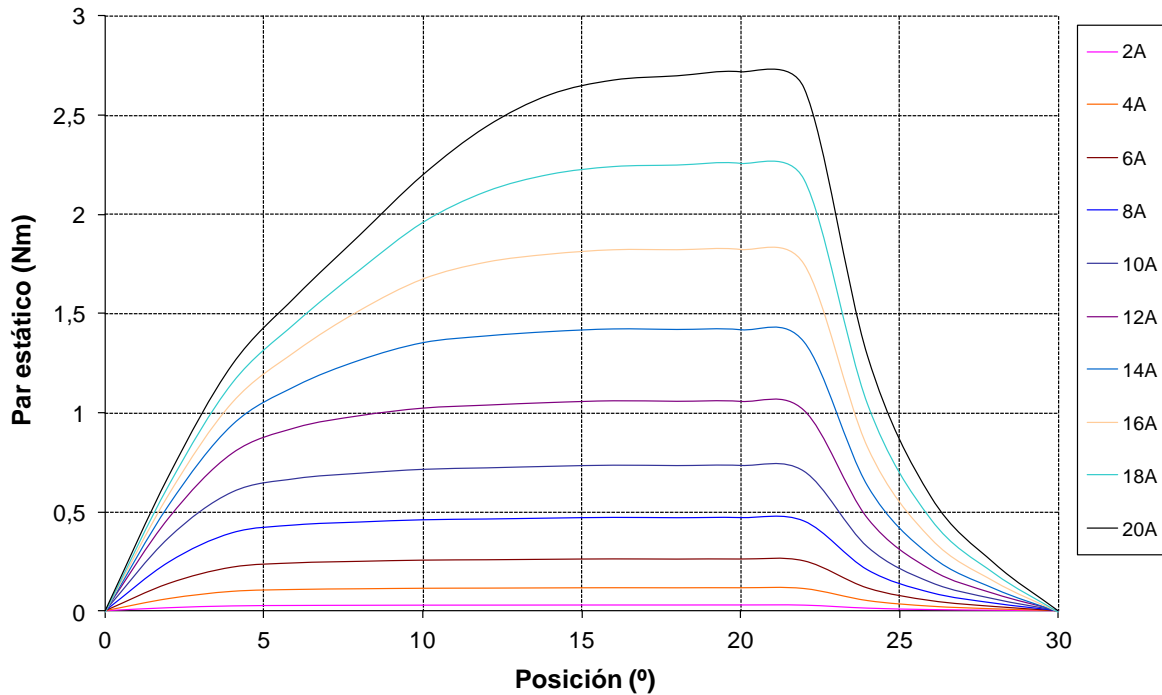


Figura 3.4: Curvas de par estático en función de la posición del rotor, para diferentes corrientes, en el motor SRD de 4 fases y estructura 8/6.

La simulación con elementos finitos puede ser útil, además, para estudiar algunos aspectos como cortocircuitos entre espiras que veremos en el capítulo 5, o para ver el efecto de la excentricidad del entrehierro. Para ello se ha excitado la fase del motor A-A' de un motor SRD 8/6, cuyas características se muestran en el Anexo I, con una corriente de 25 A. En la posición de alineamiento de los polos de estator y de rotor se ha desplazado el centro del eje del rotor sobre el eje y, de forma que el entrehierro superior e inferior sean distintos, obteniéndose para cada caso la fuerza en la dirección y,  $F_y$ . Siendo ésta prácticamente nula en el caso de excentricidad nula y alcanzando un valor superior a 200 N con un entrehierro superior de 0.35 mm y uno inferior de 0.65 mm, Tabla 3.1.

Entrehierro: superior/inferior	$F_y$ (N)
0.50/0.50	0.5026
0.45/0.55	66.5724
0.40/0.60	131.528
0.35/0.65	201.991

Tabla 3.1: Fuerza  $F_y$  según las excentricidades en el entrehierro.

### 3.2.2 Simulación con Matlab-Simulink

La simulación dinámica del SRD se realiza mediante el software Simulink, utilizando resultados de la simulación con elementos finitos. Simulink es un potente entorno de programación visual que funciona sobre Matlab.

La programación visual facilita la confección de modelos extensos y complejos, como es el caso, en comparación con programación basada en la escritura de código. Además, Simulink cuenta con una amplia selección de herramientas y librerías que permiten múltiples posibilidades de desarrollo de modelos, así como obtener una gran cantidad de información de los resultados obtenidos de la simulación.

Según lo expuesto con anterioridad, el accionamiento SRD puede dividirse en cinco bloques, tal como se muestra en la figura 3.5 [BLA07]:

- El convertidor electromecánico (motor SRM).
- El convertidor estático de potencia.
- El driver de disparo, bloque que se encarga de acoplar el sistema digital de control con el convertidor estático de potencia.
- El sistema de detección de la posición.
- El sistema de lógica de control del convertidor.

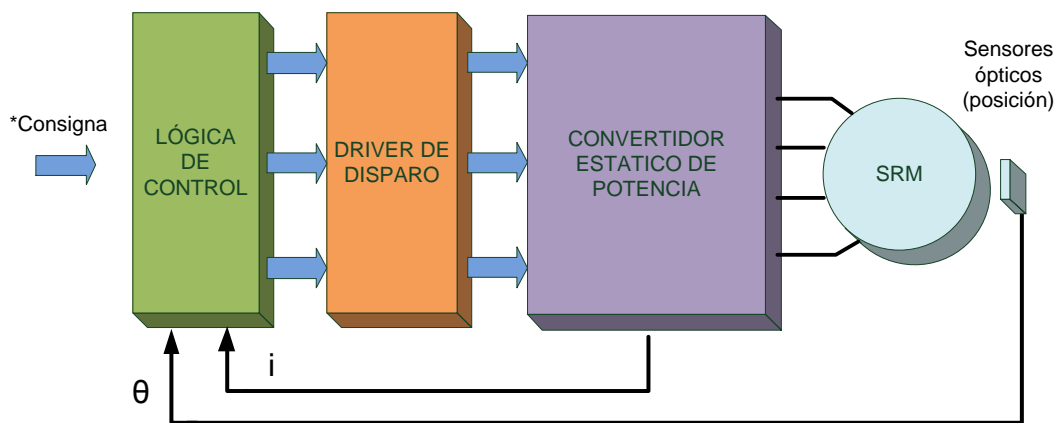


Figura 3.5: Composición de un accionamiento SRD.

Las características requeridas a nuestro modelo son:

- Realizar un modelado del conjunto motor-convertidor realista.
- Implementar diferentes modos de funcionamiento del convertidor estático de potencia: *soft-chopping*, *hard-chopping*, etc.
- Poder modificar los ángulos de conducción de las fases.
- Implementar diferentes estrategias de regulación de corriente: PWM e histéresis.
- Disponer de control de velocidad y de par (controladores PI).

Todos estos requisitos nos llevan al siguiente diagrama de bloques (figura 3.6):

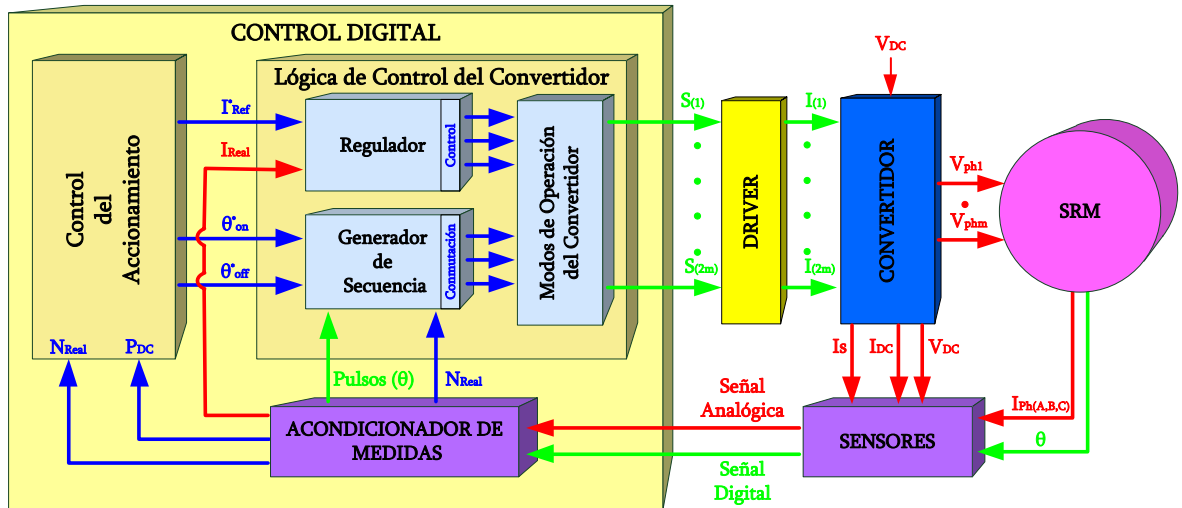


Figura3.6: Estructura del accionamiento SRD con control.

Trasladando esta estructura a Simulink, subdividimos el modelo en los siguientes bloques:

- **MODELO SRD**  
Modelo del motor.
- **CONVERTIDOR CLASICO**  
Modelo del convertidor electrónico de potencia.
- **REGULACION DE CORRIENTE Y LOGICA DE CONTROL DEL CONVERTIDOR**  
Modelo de la lógica del control del convertidor.
- **SISTEMA DE CONTROL**  
Modelo del control del accionamiento.

En la figura 3.7 se muestran los distintos bloques que componen el modelo.

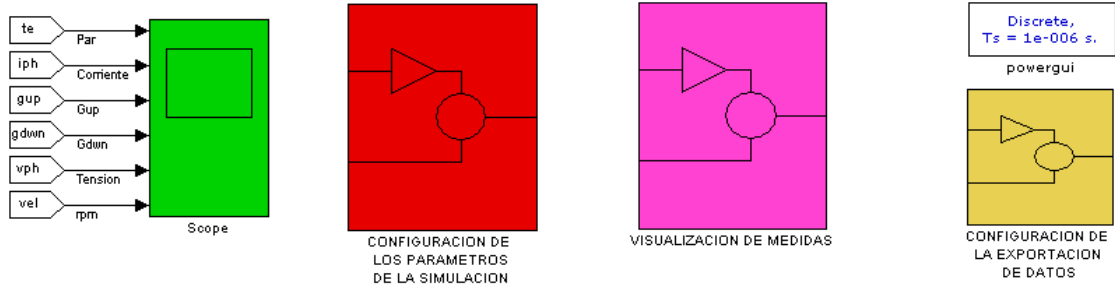
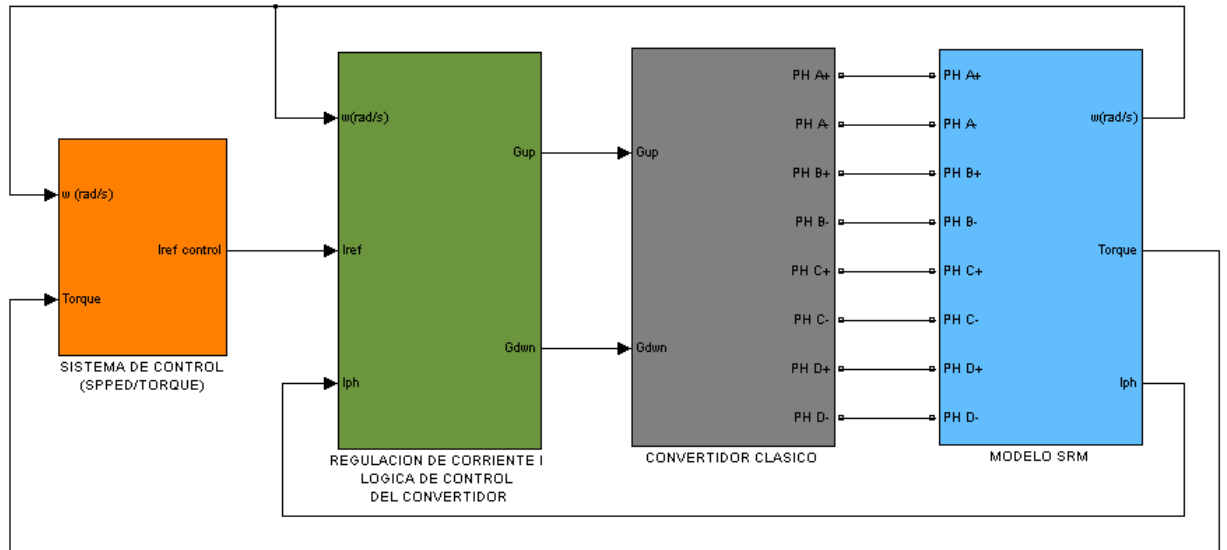


Figura 3.7: Modelo del SRD realizado con Simulink.

Dentro de los bloques que componen el accionamiento en sí mismo podemos encontrar cinco bloques más:

- **CONFIGURACION DE LOS PARAMETROS DE LA SIMULACION**  
Donde se recogen todas las opciones y configuración de parámetros para la simulación.
- **VISUALIZACION DE MEDIDAS**  
Permite visualizar on-line la medida de los valores de velocidad, par medio, potencia útil, potencia absorbida y rendimiento.
- **CONFIGURACION DE LA EXPORTACION DE DATOS**  
Parametrización de las opciones relativas a los datos a exportar al workspace de Matlab para su posterior tratamiento y análisis (visualización en figuras, etc.)
- **POWERGUI**  
Módulo necesario para sistemas con elementos de la librería SimPowerSystems que permite opciones de configuración y otras utilidades a nivel gráfico. Necesario para el funcionamiento del modelo.
- **SCOPE**  
Para la visualización rápida de diferentes variables del modelo: par, corriente, tensión, velocidad y señal de activación de los interruptores.

A continuación pasaremos a detallar el modelado de las distintas partes que componen el sistema.

### 3.2.2.A Modelo SRD

El modelo SRD se ha subdividido en tres apartados diferenciados: ecuaciones eléctricas del motor, características magnéticas y ecuaciones del sistema mecánico.

La ecuación eléctrica que nos permite obtener la corriente por cada una de las fases la obtenemos mediante manipulaciones matemáticas a partir de la ecuación 3.1, en una fase del SRD:

$$u(t) = R \cdot i(t) + \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} \quad (3.1)$$

En primer lugar, derivando el flujo concatenado respecto a sus dos variables, posición y corriente, se obtiene:

$$\frac{\partial \Psi}{\partial t} = \frac{\partial \Psi}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial \Psi}{\partial i} \cdot \frac{di_{ph}}{dt} \quad (3.12)$$

Se usan los resultados de la ecuación 3.12 en la expresión de la velocidad angular:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \rightarrow \frac{\partial \Psi}{\partial t} = \frac{\partial \Psi}{\partial \theta} \cdot \omega + \frac{\partial \Psi}{\partial i} \cdot \frac{di_{ph}}{dt} \quad (3.13)$$

Introduciendo estos cambios en la ecuación 3.1, ésta se transformará en:

$$V_{ph} = R_{ph} \cdot i_{ph} + \frac{\partial \Psi}{\partial \theta} \cdot \omega + \frac{\partial \Psi}{\partial i} \cdot \frac{di_{ph}}{dt} \quad (3.14)$$

Aislando el diferencial de corriente de fase:

$$\frac{di_{ph}}{dt} = \frac{1}{\frac{d\Psi}{di}(\theta, i_{ph})} \cdot \left( V_{ph} - R_{ph} \cdot i_{ph} - \omega \cdot \frac{\partial \Psi}{\partial \theta}(\theta, i_{ph}) \right) \quad (3.15)$$

Finalmente, resolviendo la integral obtenemos la siguiente ecuación:

$$i_{ph} = \int \frac{1}{\frac{d\Psi}{di}(\theta, i_{ph})} \cdot \left( V_{ph} - R_{ph} \cdot i_{ph} - \omega \cdot \frac{\partial \Psi}{\partial \theta}(\theta, i_{ph}) \right) \quad (3.16)$$

Ésta es la ecuación necesaria para implementar el sistema eléctrico modelado en el entorno de simulación. Confeccionamos mediante bloques dicha ecuación, introduciendo todos sus elementos tal y como se muestra en la figura 3.8.

Los bloques correspondientes a las derivadas parciales del flujo concatenado respecto a la corriente y la posición se introducen, en forma de tablas, a partir de las curvas de magnetización obtenidos en la simulación mediante elementos finitos (figura 3.3).

Por lo que al par se refiere, considerando el modelo no lineal que contempla la saturación magnética, recordemos que se obtiene según la ecuación 3.3:

$$M = \sum_{i=1}^m \left[ \frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial \theta} \right]_{i=\text{constante}} \quad (3.3)$$

En el modelo propuesto de SRD, figura 3.8, los valores del par estático se introducen, en forma de tabla, a partir de los datos obtenidos en la simulación mediante elementos finitos (figura 3.4).

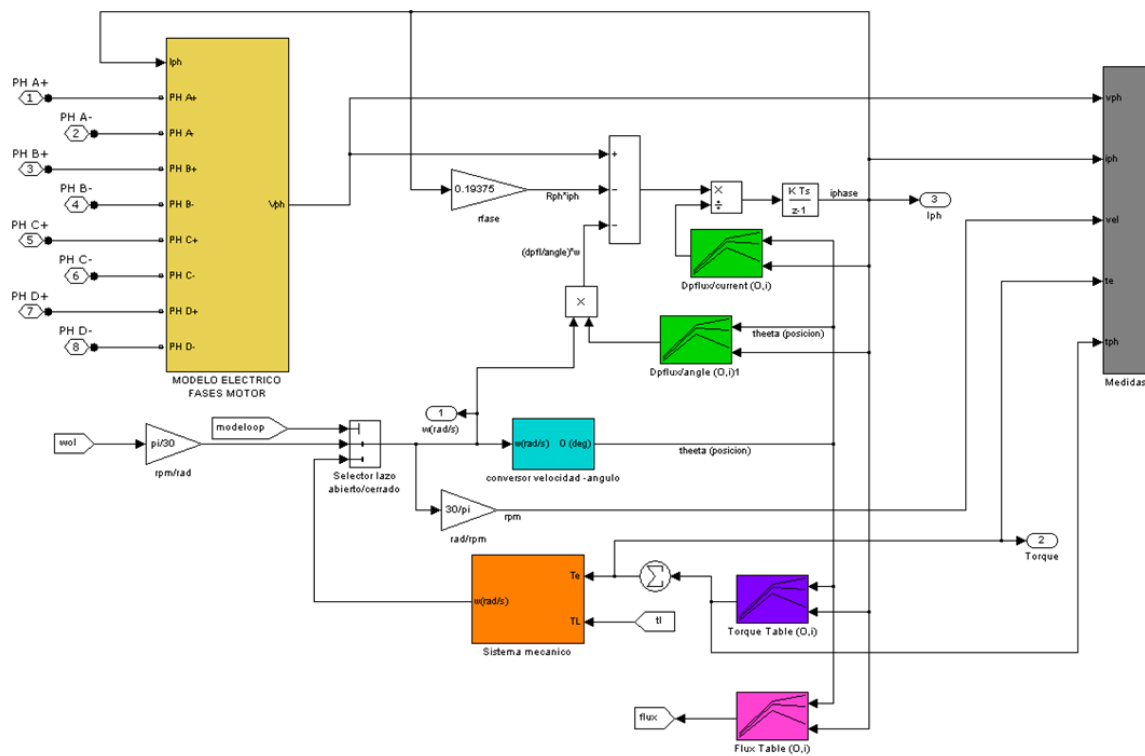


Figura 3.8: Modelo del SRD.

### 3.2.2.B Modelo del convertidor electrónico de potencia

La simulación se ha realizado utilizando el convertidor comúnmente llamado clásico, representado en la figura 3.9, en el cual en cada rama o fase del convertidor hay dos interruptores controlados (IGBT's) y dos interruptores no controlados (diodos).



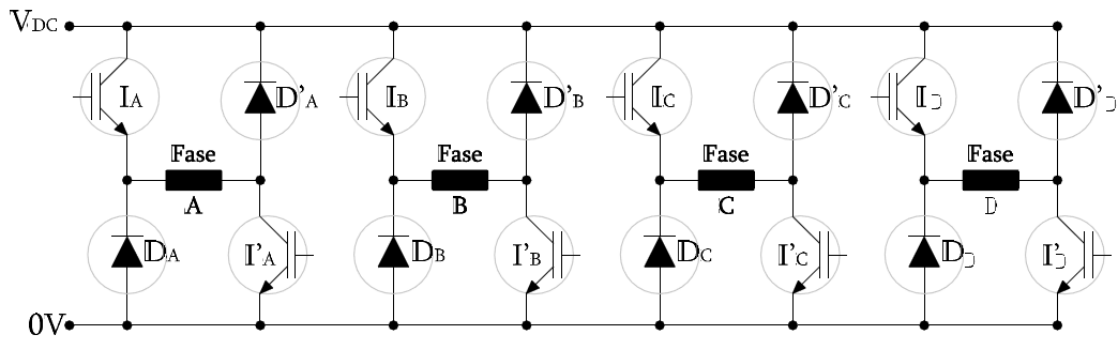


Figura 3.9: Topología del convertidor clásico.

Trasladando al Simulink obtenemos el circuito de la figura 3.10:

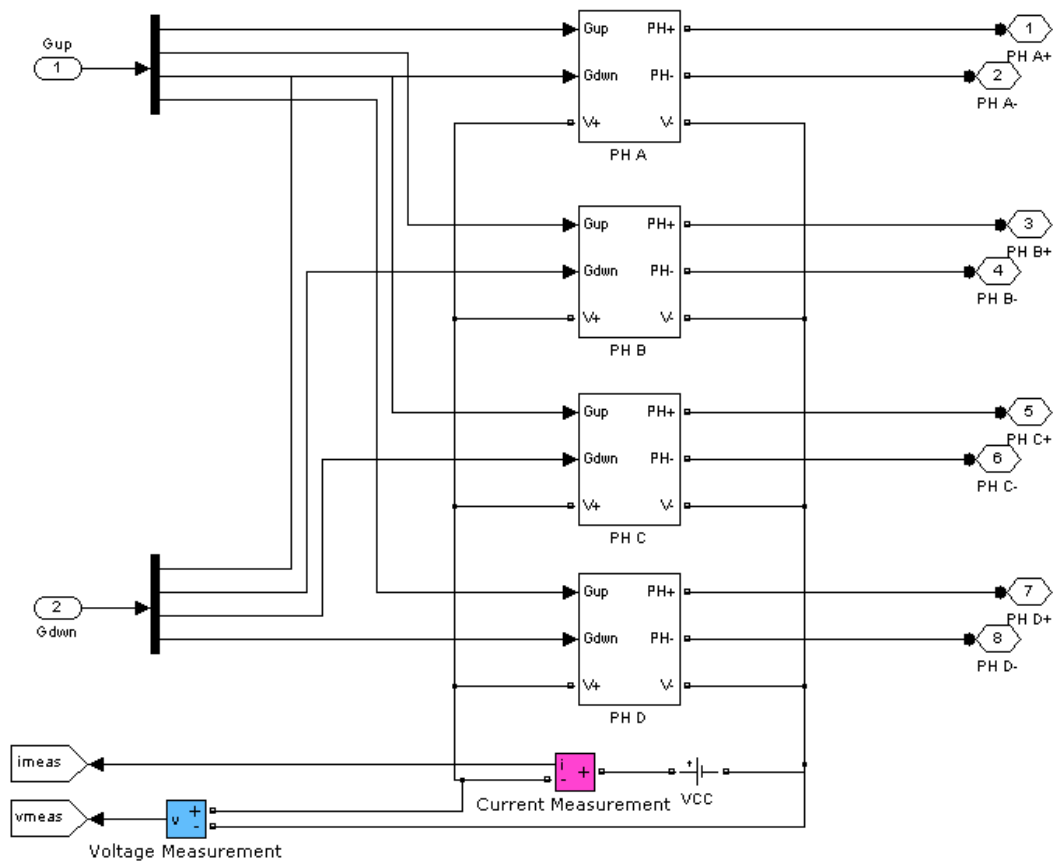


Figura 3.10: Modelo del convertidor en Simulink.

El bloque de cada una de las fases se ha diseñado tal como se puede observar en la figura 3.11.

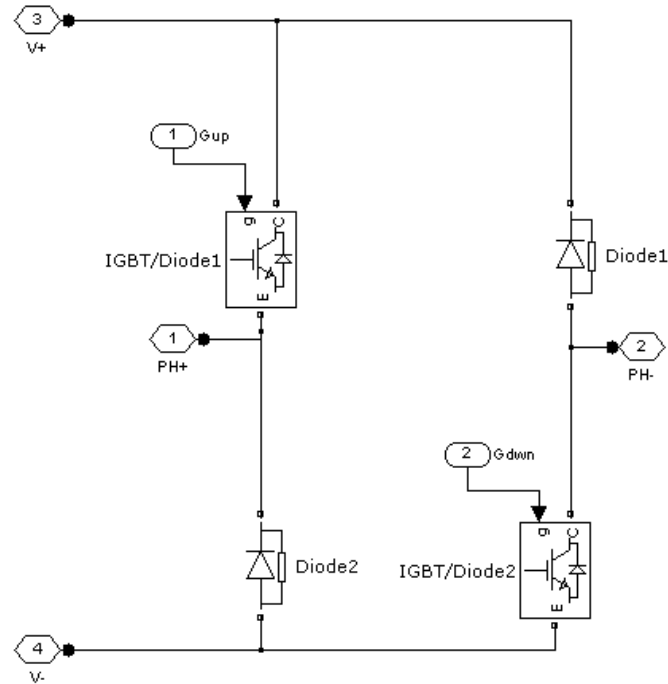


Figura 3.11: Modelo de cada fase en Simulink.

### 3.2.2.C Modelo del control del convertidor

El control del convertidor está formado por los siguientes bloques:

- Generación lógica ángulo disparo: encargado de generar las señales de disparo acorde a la posición del rotor.
- Pulso único: Para el trabajo a pulso único, sin ningún tipo de regulación de corriente.
- Regulación corriente histéresis: Encargado de la regulación de corriente por banda de histéresis.
- Regulación corriente PWM: Encargado de la regulación de corriente por modulación de ancho de pulso (PWM).
- Control convertidor: Bloque que combina las señales de disparo por posición y regulación y las envía al convertidor.

En la figura 3.12 podemos observar los distintos bloques:

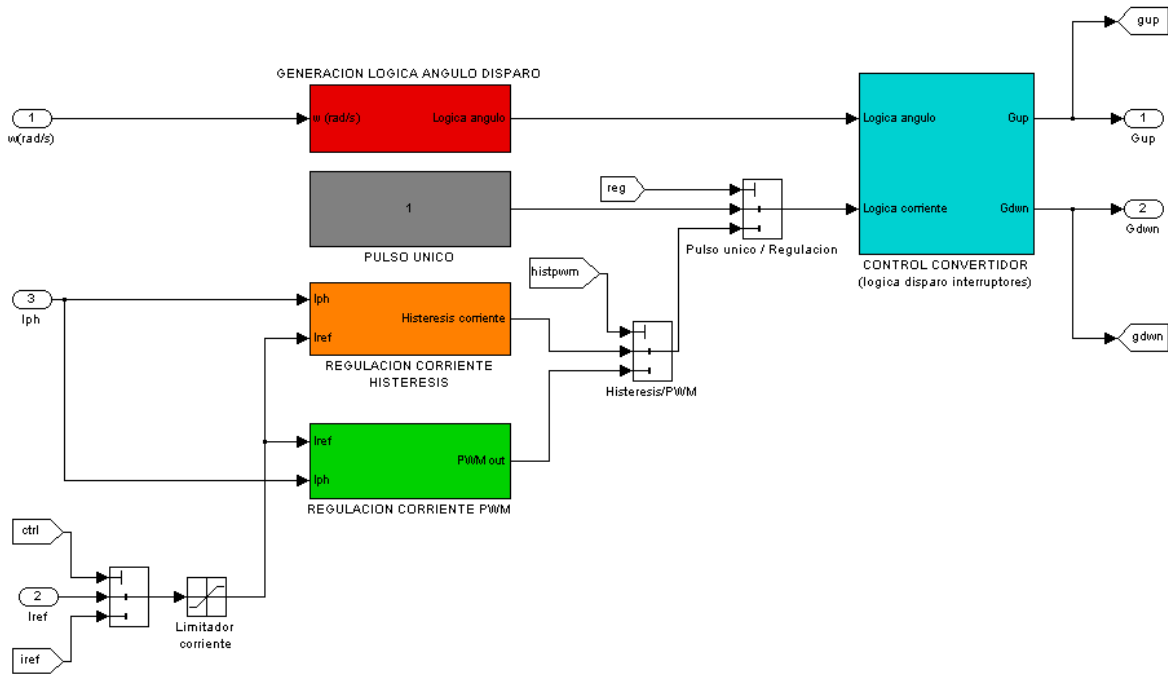


Figura 3.12: Modelo del control del convertidor en Simulink.

### 3.2.2.D Modelado del sistema de control

El programa de simulación presenta dos estrategias de control del accionamiento: control de par y control de velocidad.

Ambos controladores están basados en un regulador PI que proporciona la corriente de referencia que debe generarse para alcanzar el valor de par o velocidad deseado, a partir del valor del error entre la señal medida y el valor de referencia. En la figura 3.13 vemos como mediante un selector (vinculado al panel de configuración de los parámetros de la simulación) se selecciona el tipo de controlador que genera la referencia de corriente.

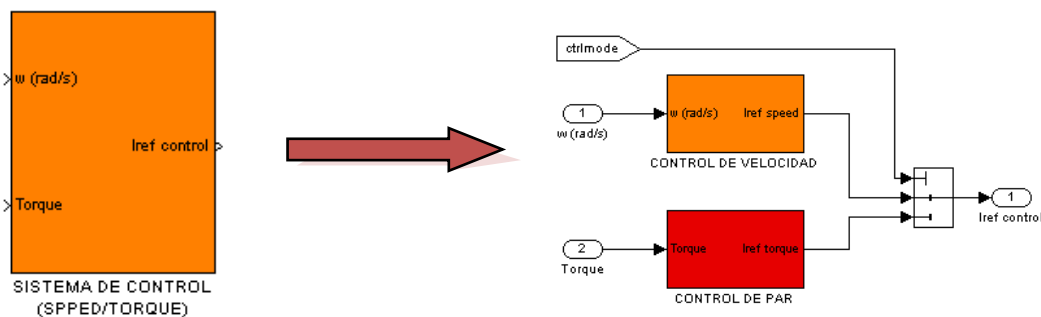


Figura 3.13: Modelo del control del convertidor en Simulink, selección referencia de corriente.

La figura 3.14 muestra los bloques implementados en Simulink que componen el regulador PI de velocidad.

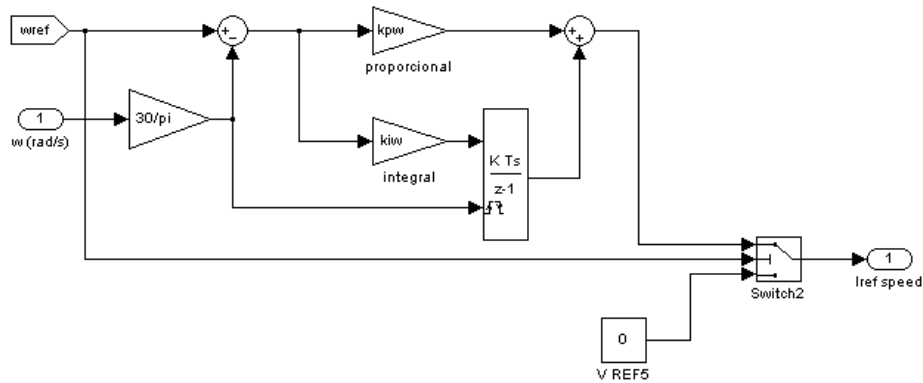


Figura 3.14: Controlador PI de velocidad.

### 3.2.2.E Configuración de los parámetros de control

Para evitar la modificación de los distintos bloques que componen el modelo, se han creado unos parámetros de control que nos permiten simular todas las posibles variaciones de control. En la figura 3.15, se muestran dichas combinaciones.

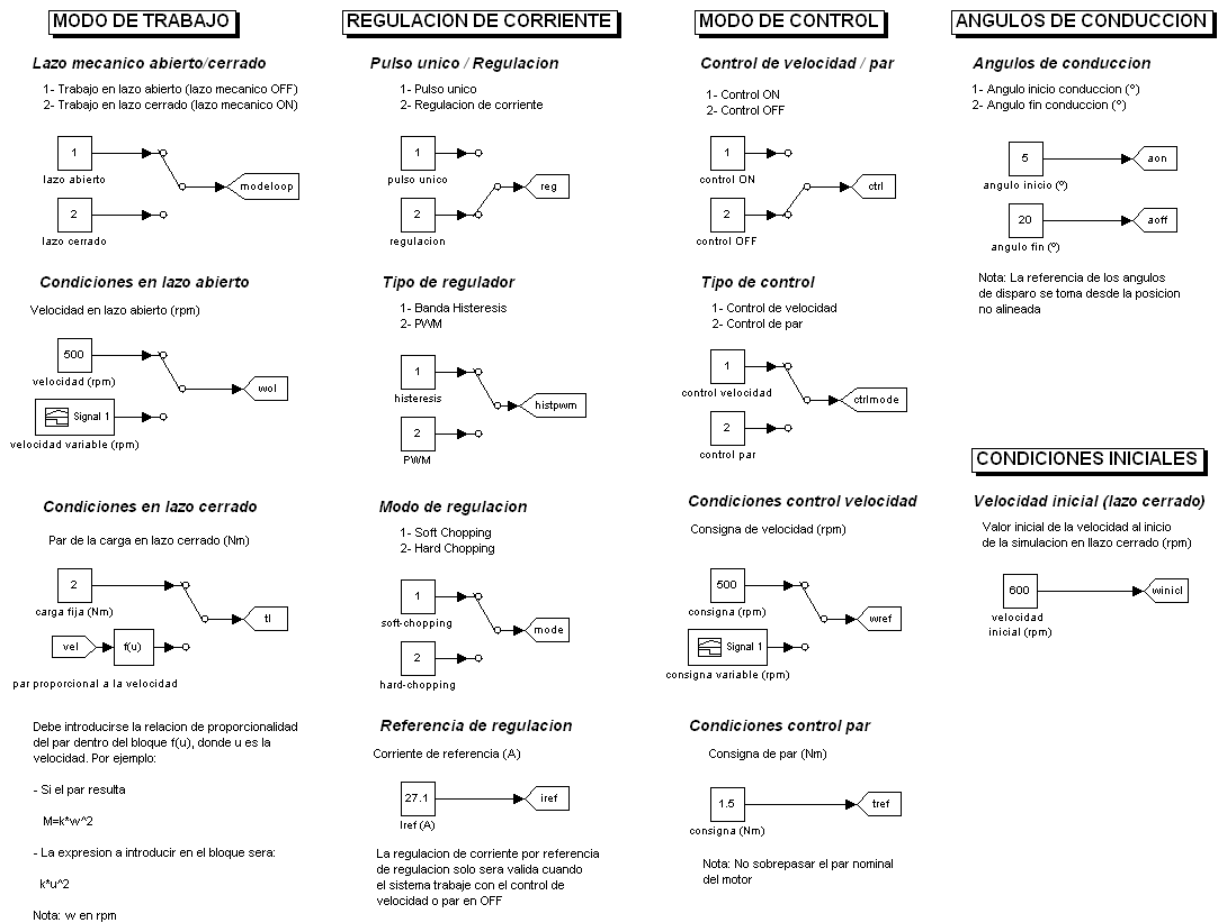


Figura 3.15: Panel de configuración de los parámetros de la simulación.

Los parámetros de la simulación que pueden configurarse son:

#### Modo de trabajo

- Lazo mecánico abierto/cerrado  
En lazo abierto/cerrado la velocidad es constante, sin influir en ella el efecto de los parámetros del sistema mecánico.
- Condiciones en lazo abierto  
Valor de la velocidad del motor en lazo abierto.
- Condiciones en lazo cerrado  
Valor del par resistente de la carga que arrastra el motor (valor en Nm). El valor de par resistente puede ser:
  - Fijo: valor constante.
  - Proporcional a la velocidad.

#### Regulación de corriente

- Pulso único/regulación  
Selección entre pulso único (no hay regulación de corriente) o regulación de corriente.
- Tipo de regulador  
Selección entre regulación por banda de histéresis o por modulación por ancho de pulso (PWM).
- Modo de regulación  
Permite seleccionar el modo de trabajo de los interruptores para la regulación.
- Referencia de regulación  
Permite configurar el valor de la corriente de referencia cuando el control de velocidad o de par está desactivado.

#### Modo de control

- Control de velocidad/par  
Permite activar o desactivar el control de velocidad o par.
- Tipo de control  
Selección entre control de velocidad o de par.
- Condiciones control velocidad  
Definición de la consigna de velocidad. Ésta puede ser:
  - Fija: valor constante.
  - Variable en el tiempo.

- Condiciones control par  
Valor de la consigna de par.

### Ángulos de conducción

- Ángulos de conducción  
Definición de los ángulos de inicio y de extinción de la conducción. La referencia de disparo se toma desde la posición no alineada.

### Condiciones iniciales

- Velocidad inicial en lazo cerrado  
Para el modo de trabajo en lazo cerrado se puede definir un valor inicial de velocidad para el instante  $t=0$  de simulación. De este modo se dota de mayor flexibilidad el simulador evitando el transitorio de arranque del motor.

### 3.2.2.F Visualización de las medidas

El bloque de visualización de medidas muestra “*on-line*” el valor de las siguientes magnitudes:

- Par medio generado por el motor [Nm]
- Velocidad del motor [rpm]
- Potencia absorbida [W]
- Potencia útil [W]
- Rendimiento (%)

En la figura 3.16 podemos ver el aspecto que presenta el panel de visualización de medidas.

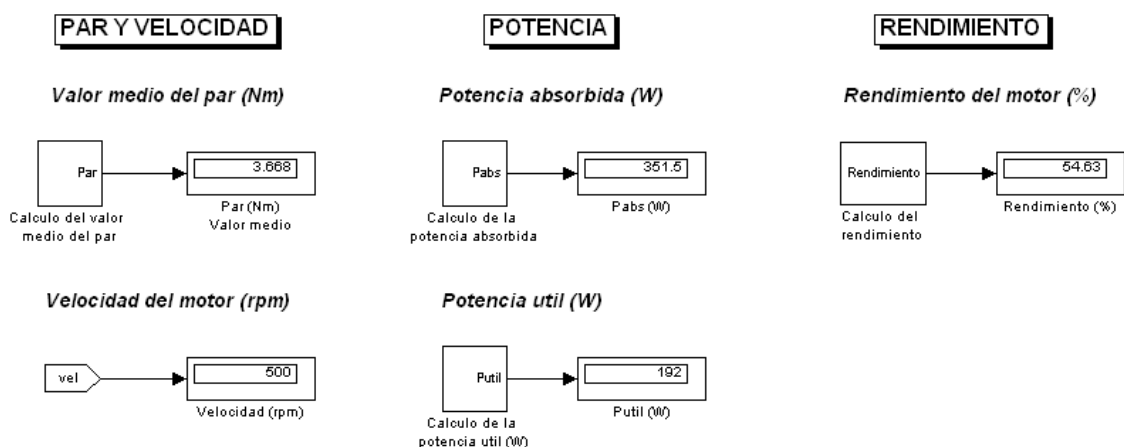


Figura 3.16: Aspecto de la ventana de visualización de medidas.

### 3.3 Simulación y análisis de faltas con Matlab-Simulink

A partir del modelo expuesto y de las faltas descritas en el capítulo 2, pasaremos a simular aquellas que consideramos más interesantes. Para ello utilizaremos como base el modelo del SRD de 4 fases con estructura 8/6 (ver Anexo I) y realizaremos las modificaciones que creamos convenientes para su correcta simulación.

#### 3.3.1 Fase cortada en el accionamiento

El caso de una fase cortada en el estator del motor, es el caso que presentará una mejor solución para el funcionamiento a posteriori del SRD y generalmente es cómo quedará funcionando cuando se despejen la mayoría de faltas que se produzcan, de aquí la importancia de este análisis.

Cuando falta una fase, la corriente de la misma es nula, así como el flujo concatenado de la fase, haciendo nulo el par entregado por la fase y, por tanto, la velocidad instantánea disminuye.

Esto dependerá del tipo de control que se utilice, si trabajamos en lazo cerrado con control de velocidad las fases sanas mantienen la velocidad constante y por tanto aumenta la corriente, apareciendo inevitablemente un rizado del par y de la velocidad.

El problema se presenta cuando trabajamos a pulso único o a pares elevados que hacen que la corriente no pueda aumentar. En este caso se producirá una disminución del par entregado por la máquina, siendo esta disminución de  $1/n$  (siendo  $n$  el número de fases del motor). En el caso de que la carga no disminuya esta proporción, lo que sucederá es que caerá la velocidad del motor.

A continuación se presentan distintas simulaciones de distintos controles en funcionamiento normal y en funcionamiento con una avería que deja al motor funcionando con una fase menos. Se han realizado las simulaciones para un par de 2 Nm y  $750 \text{ min}^{-1}$ .

En todas las figuras que se muestran a continuación, se presentan cuatro gráficas, en la primera se muestra la corriente de las fases en A (cuatro o tres según el caso), en la segunda la tensión aplicada en V a una de las fases, en la tercera el par total en Nm y por último en la cuarta gráfica se muestra la velocidad en rpm.

Los casos a analizar son los siguientes:

1. Control de par funcionando a cuatro fases.
2. Control de par funcionando a tres fases.
3. Control de velocidad funcionando a cuatro fases.
4. Control de velocidad funcionando a tres fases.
5. Control de pulso único funcionando a cuatro fases.
6. Control de pulso único funcionando a tres fases.

### 1. Control de par funcionando a cuatro fases

En la figura 3.17 se muestran las gráficas de corriente de las cuatro fases, tensión de una fase, el par medio y la velocidad. Como se observa, al realizar el control de par éste se mantiene prácticamente constante, mientras que la velocidad presenta pequeñas oscilaciones, lo cual es normal ya que en este caso, como se ha indicado, el control se ejerce sobre el par.

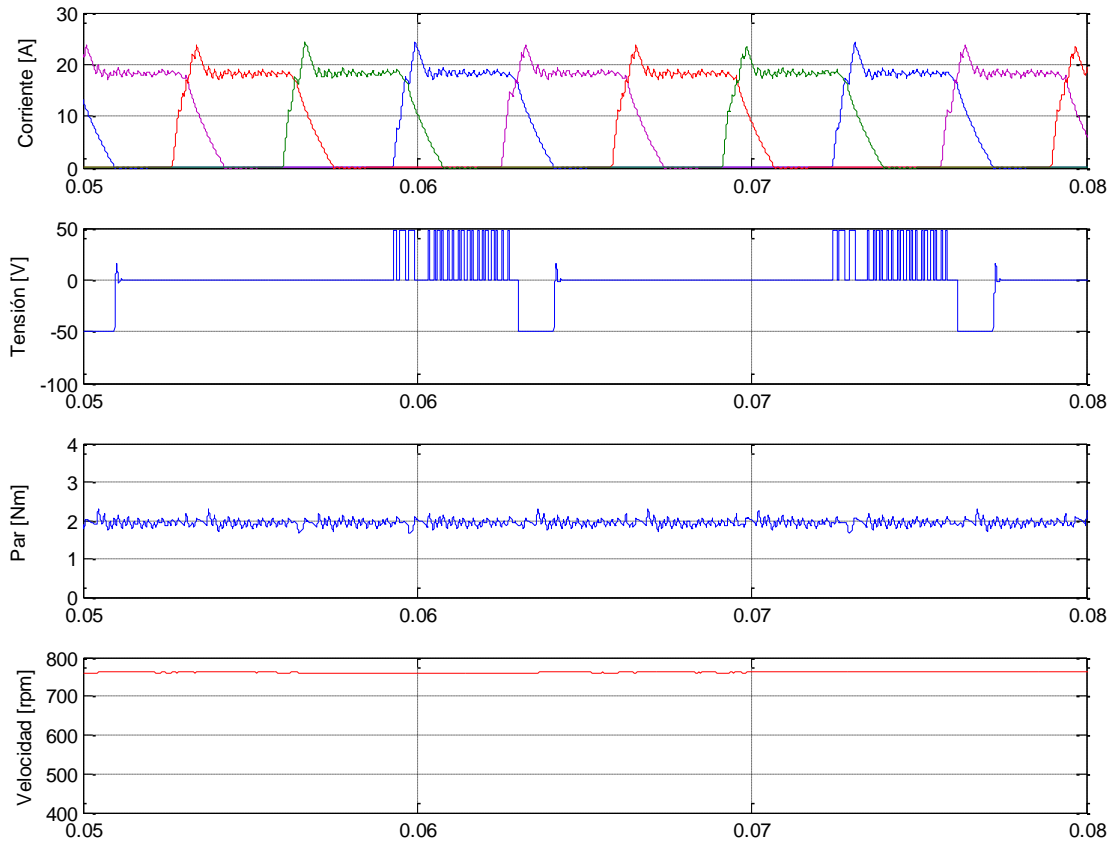


Figura 3.17: Formas de onda, control de histéresis con control de par funcionando a cuatro fases.



## 2. Control de par funcionando a tres fases

Cuando se produce la falta de una fase, observamos en la gráfica de la corriente de la figura 3.18 como la fase siguiente a la dañada presenta un incremento de corriente para compensar la caída del par provocado por la falta. Podemos observar como el par trata de mantenerse constante por medio del control, mientras que la velocidad oscila ostensiblemente presentando un leve descenso.

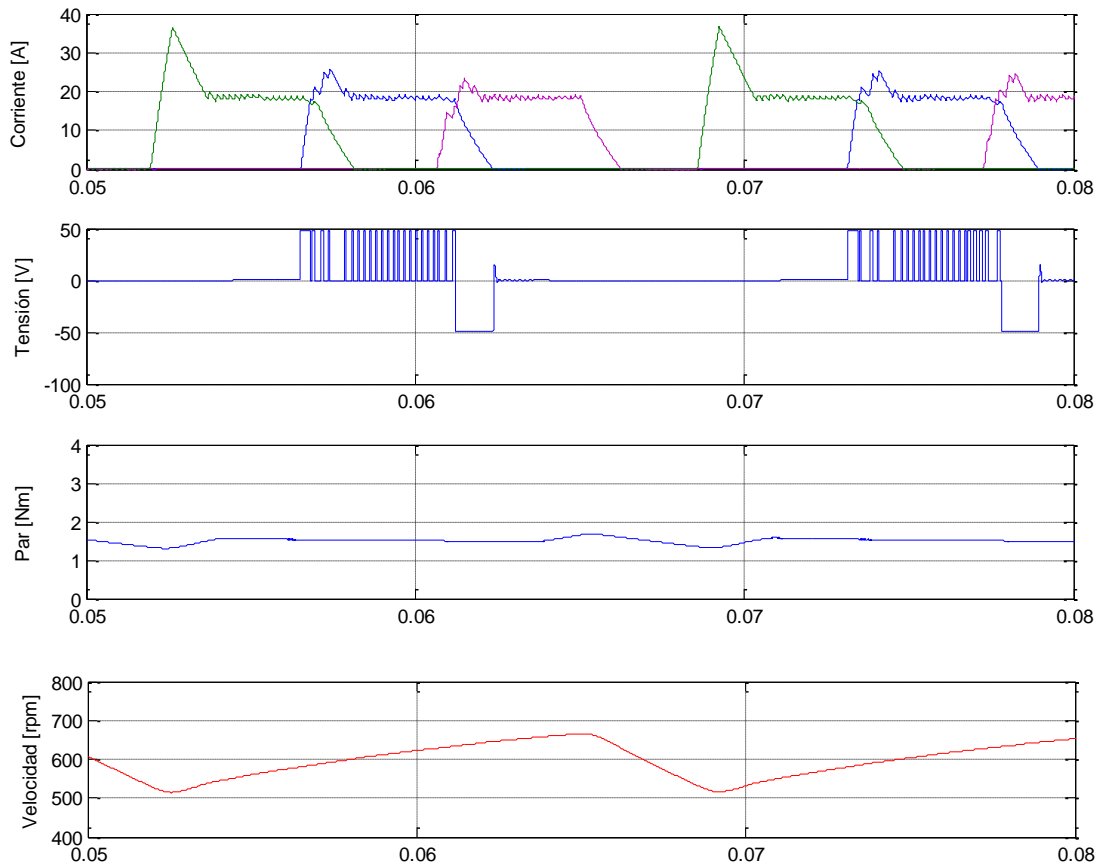


Figura 3.18: Formas de onda, control de histéresis con control de par funcionando a tres fases.

### 3. Control de velocidad funcionando a cuatro fases

En este caso podemos observar un funcionamiento estable tanto de velocidad como de par, aunque este último presenta una mayor oscilación que en el caso anterior. En la figura 3.19 se observa que, una vez transcurrido el periodo transitorio, se estabilizan tanto la velocidad como el par.

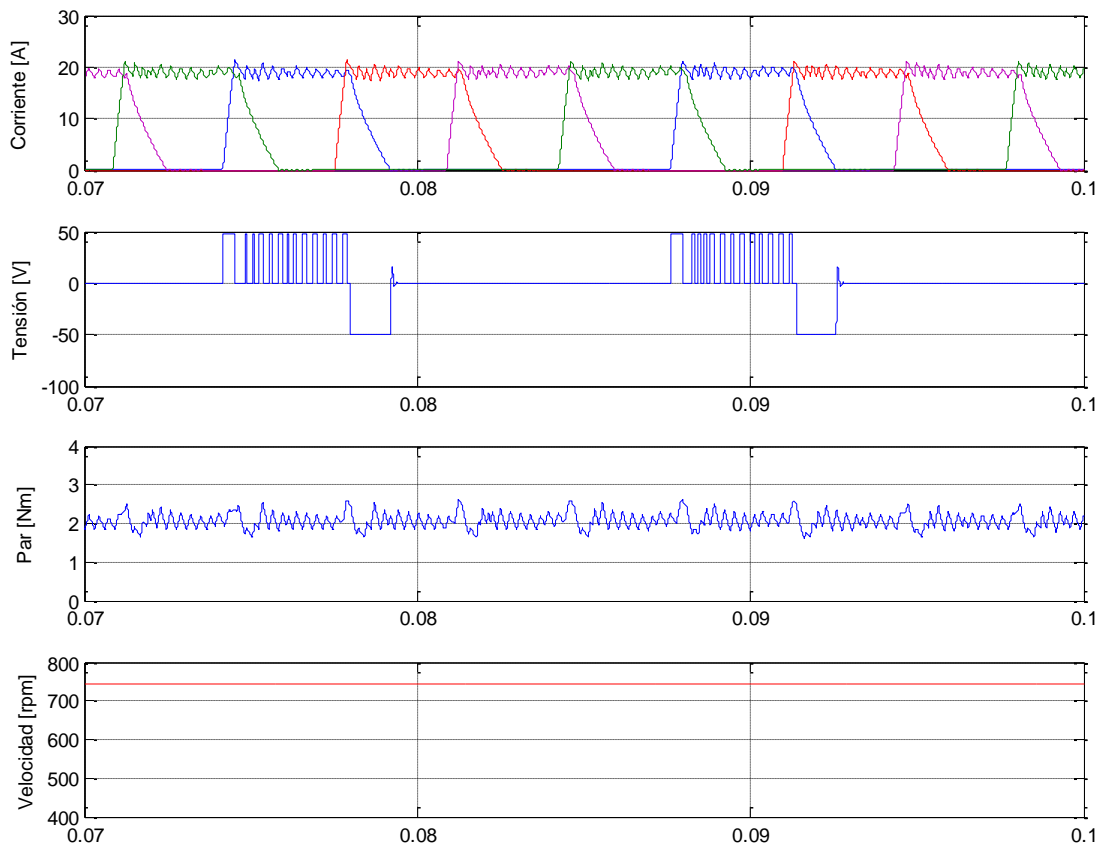


Figura 3.19: Formas de onda, control de histéresis con control de velocidad funcionando a cuatro fases.

#### 4. Control de velocidad funcionando a tres fases

Cuando se funciona a tres fases con regulación de velocidad, podemos ver en primer lugar como se produce un incremento de corriente respecto del funcionamiento a cuatro fases, debido a que el control trata de mantener la velocidad constante. El par total tiene grandes oscilaciones debido precisamente a la falta de una fase.

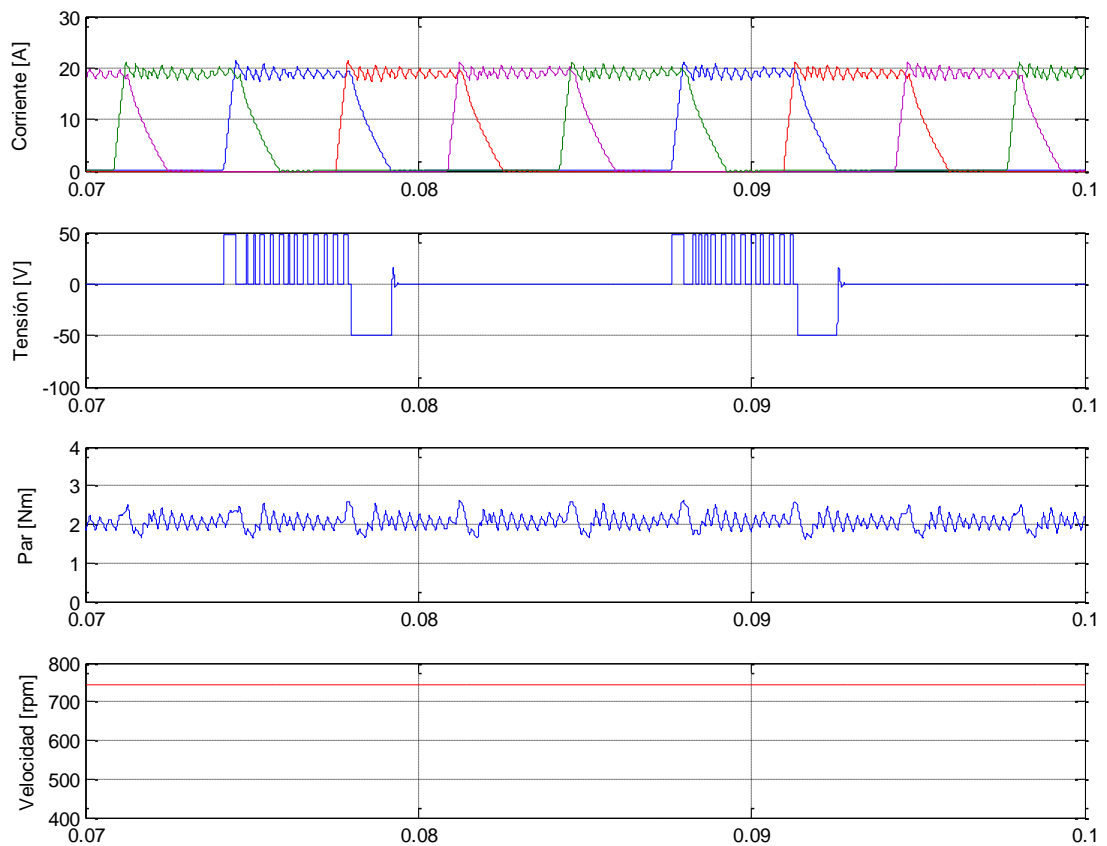


Figura 3.20: Formas de onda, control de histéresis con control de velocidad funcionando a tres fases.

## 5 Control de pulso único a cuatro fases

Funcionado a pulso único, al no existir ningún tipo de control, se observa que mantenemos el par mientras que la velocidad se dispara por encima de las  $2000 \text{ min}^{-1}$  manteniéndose estable tanto la velocidad como el par, que es la característica típica de este tipo de funcionamiento.

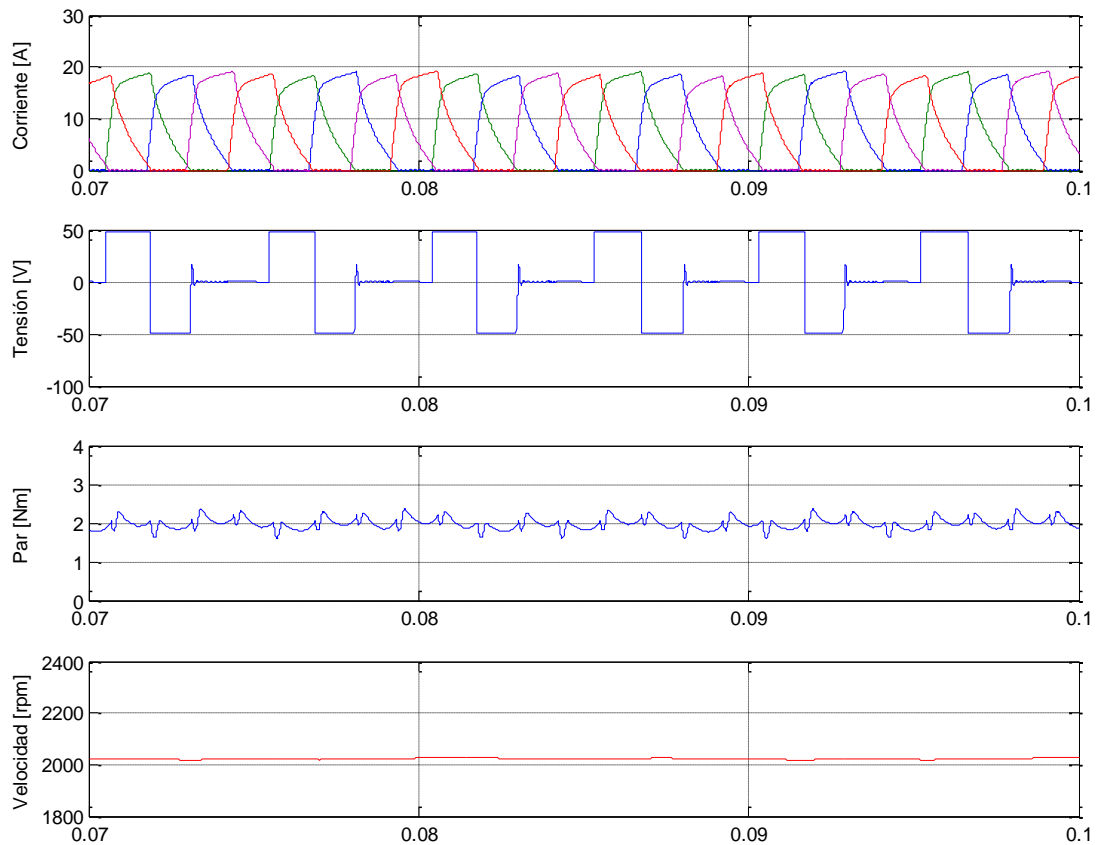


Figura 3.21: Formas de onda, control de pulso único funcionando a cuatro fases.

## 6 Control de pulso único a tres fases

Observamos en la figura 3.22 como, al funcionar con tres fases sin ningún tipo de control, aumenta la corriente con respecto al funcionamiento normal a cuatro fases. El par oscila y la velocidad cae a  $1900 \text{ min}^{-1}$ , aumentando las oscilaciones de la velocidad, todo ello debido a la falta de control.

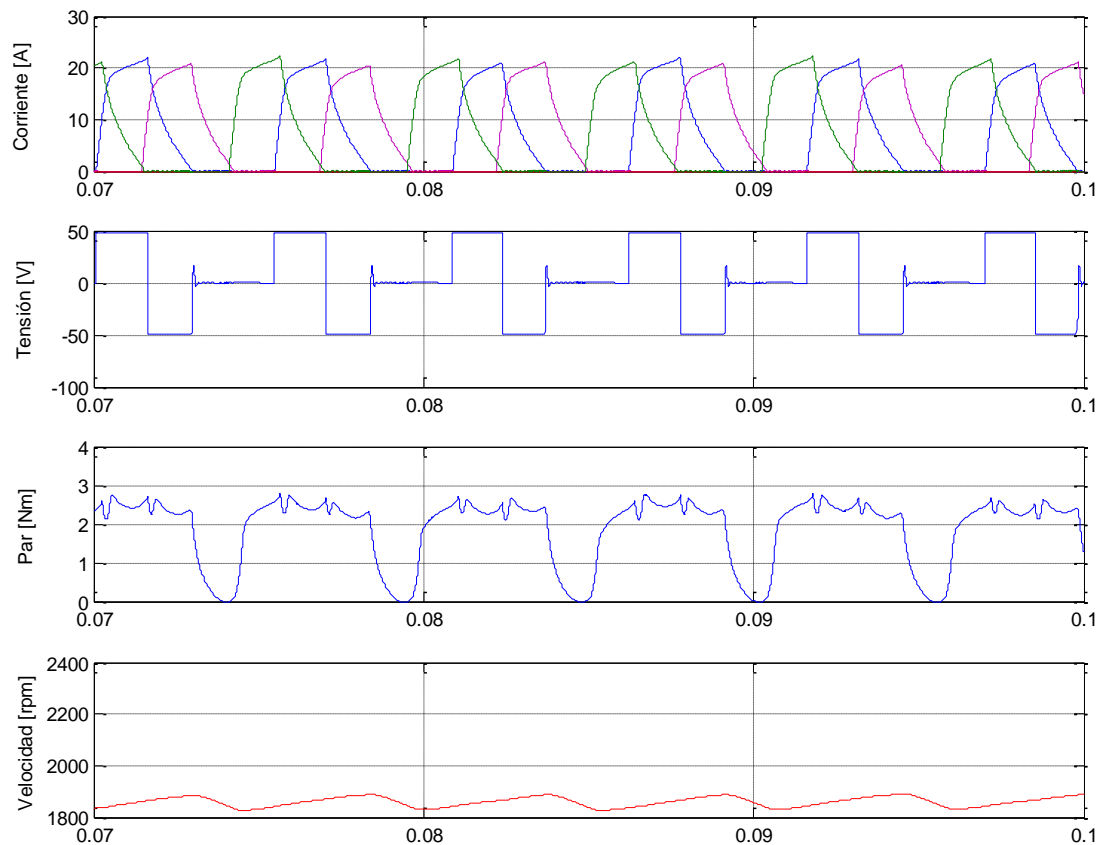


Figura 3.22: Formas de onda, control de pulso único funcionando a tres fases.

### 3.3.2 Espiras en cortocircuito de una bobina de una fase

A continuación presentaremos las simulaciones obtenidas en el caso de espiras en cortocircuito en una fase, utilizando dos controles, control de corriente y control de pulso único. Se considerarán los siguientes casos:

1. Funcionamiento normal, con control de corriente.
2. Cortocircuito en  $\frac{1}{4}$  de espiras de la bobina, con control de corriente.
3. Cortocircuito en  $\frac{1}{2}$  de espiras de la bobina, con control de corriente.
4. Cortocircuito en  $\frac{2}{3}$  de espiras de la bobina, con control de corriente.
5. Funcionamiento normal, pulso único.
6. Cortocircuito en  $\frac{1}{4}$  de espiras de la bobina, pulso único.
7. Cortocircuito en  $\frac{1}{2}$  de espiras de la bobina, pulso único.
8. Cortocircuito en  $\frac{2}{3}$  de espiras de la bobina, pulso único.

#### 1 Funcionamiento normal, con control de corriente.

En este caso, como únicamente controlamos la corriente, observamos que una vez estabilizada ésta se mantiene constante, produciéndose oscilaciones tanto en la velocidad como en el par.

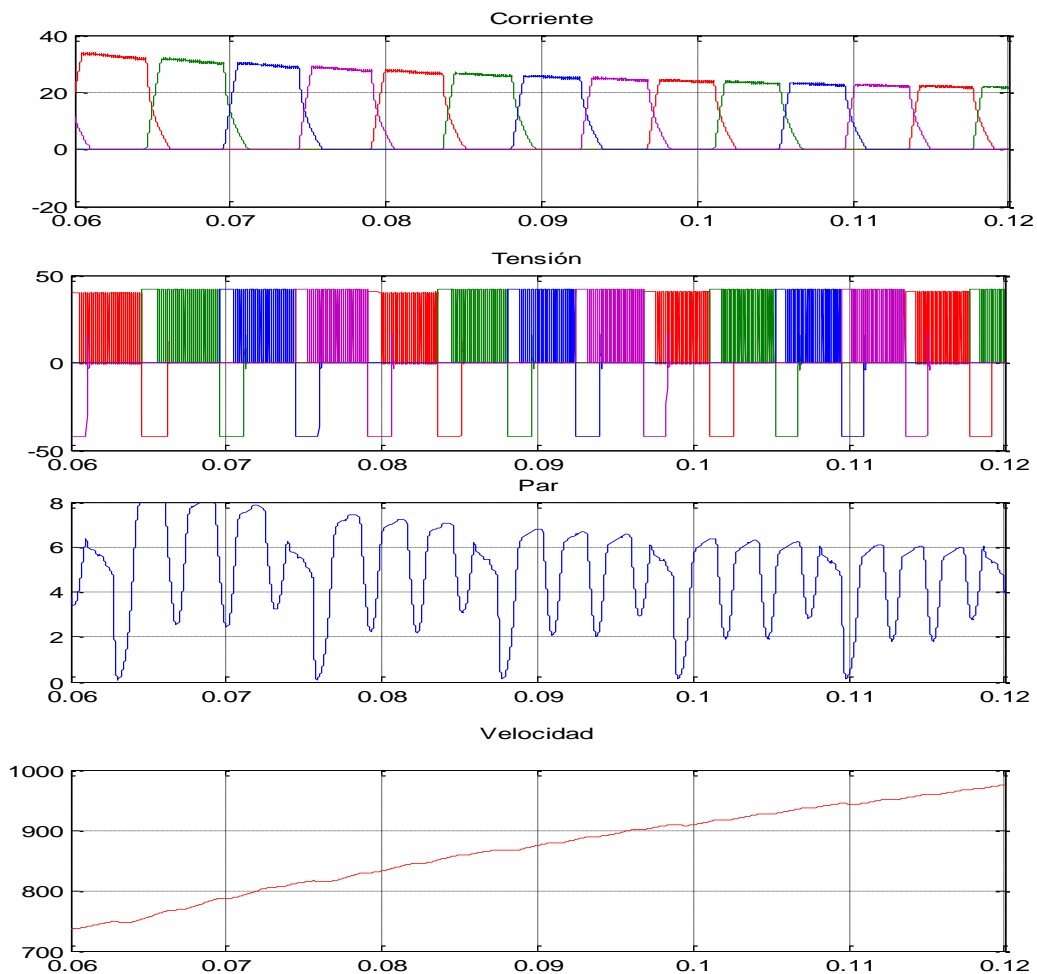


Figura 3.23: Formas de onda, funcionamiento normal con control de corriente.

## 2 Cortocircuito en $\frac{1}{4}$ de espiras de la bobina, con control de corriente.

Cuando se produce un cortocircuito en una cuarta parte de las espiras de una bobina, observamos en la figura 3.24 que la corriente de la fase afectada no aumenta, ya que se lo impide el control, pero sí que disminuye el par aportado por la fase dañada debido a la disminución del campo magnético, disminuyendo también la velocidad.

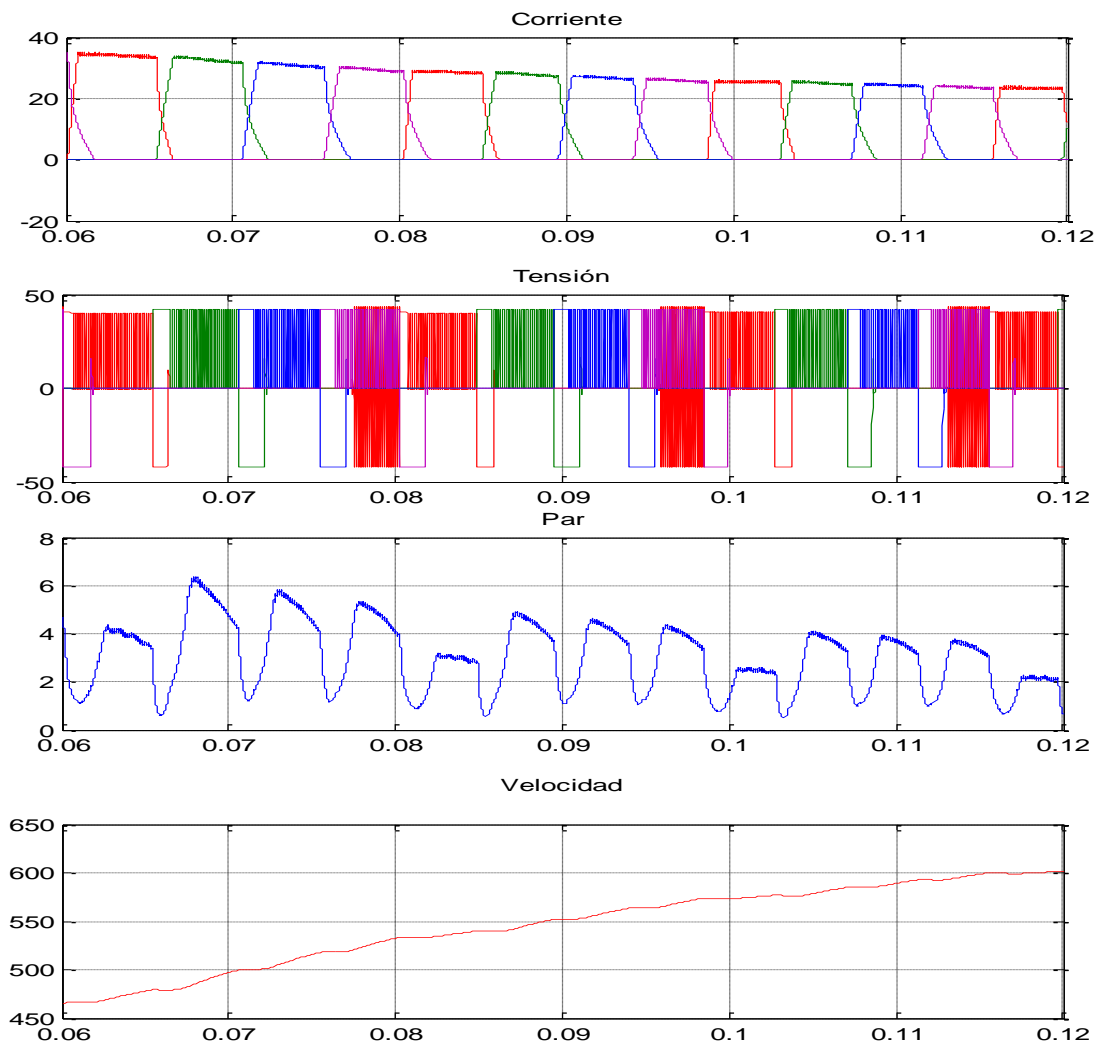


Figura 3.24: Formas de onda, cortocircuito en  $\frac{1}{4}$  de espiras de la bobina con control de corriente.

### 3 Cortocircuito en $\frac{1}{2}$ de espiras de la bobina, con control de corriente.

Si se aumenta el número de espiras en cortocircuito, como era de prever, lo que sucede es la disminución del par aportado por la fase afectada, sin que la corriente aumente debido al control efectuado, tal como se puede observar en la figura 3.25.

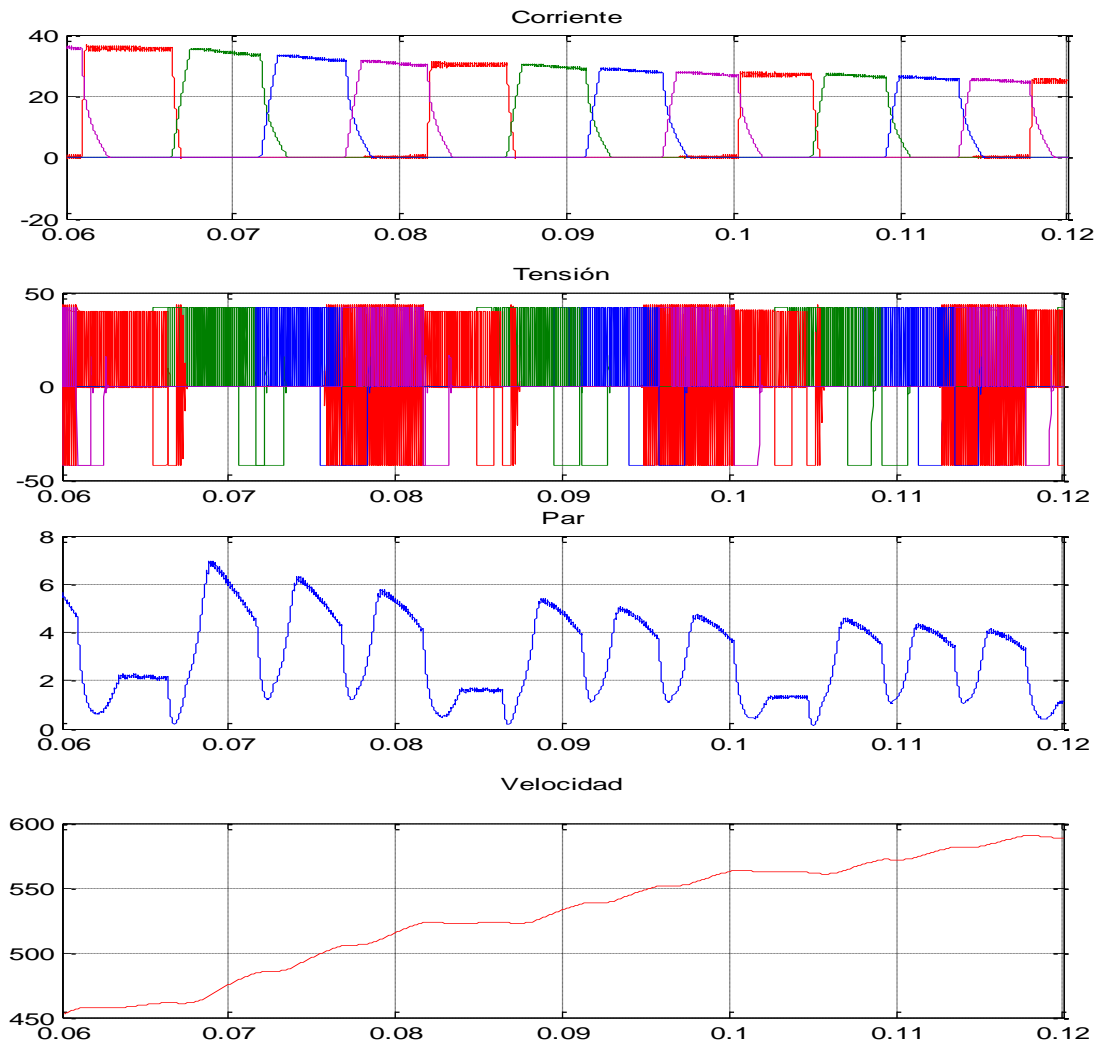


Figura 3.25: Formas de onda, cortocircuito en  $\frac{1}{2}$  de espiras de la bobina con control de corriente.



#### 4 Cortocircuito en 2/3 de espiras de la bobina, con control de corriente

Podemos observar que cuando se aumenta el número de espiras afectadas la aportación de par sigue disminuyendo, ya que la corriente se mantiene constante debido al control.

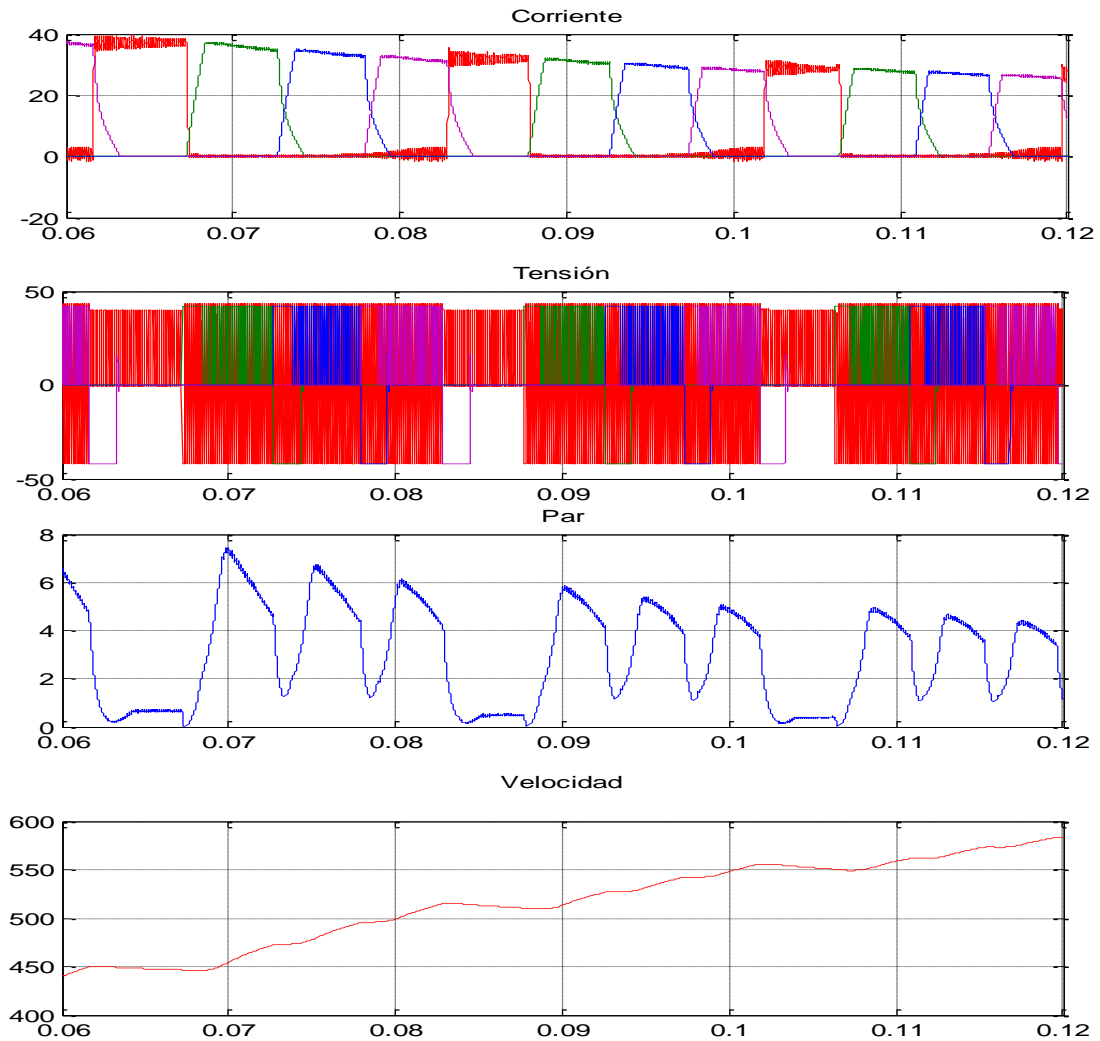


Figura 3.26: Formas de onda, cortocircuito en 2/3 de espiras de la bobina, con control de corriente.

Pasaremos a continuación a mostrar lo que sucede trabajando a pulso único, es decir, sin ningún tipo de control.

### 5. Funcionamiento normal, pulso único.

En el funcionamiento sin faltas a pulso único observamos que la forma de la corriente de las fases no presenta ninguna limitación y, por tanto, presenta la forma descrita en la figura 1.15 (capítulo1).

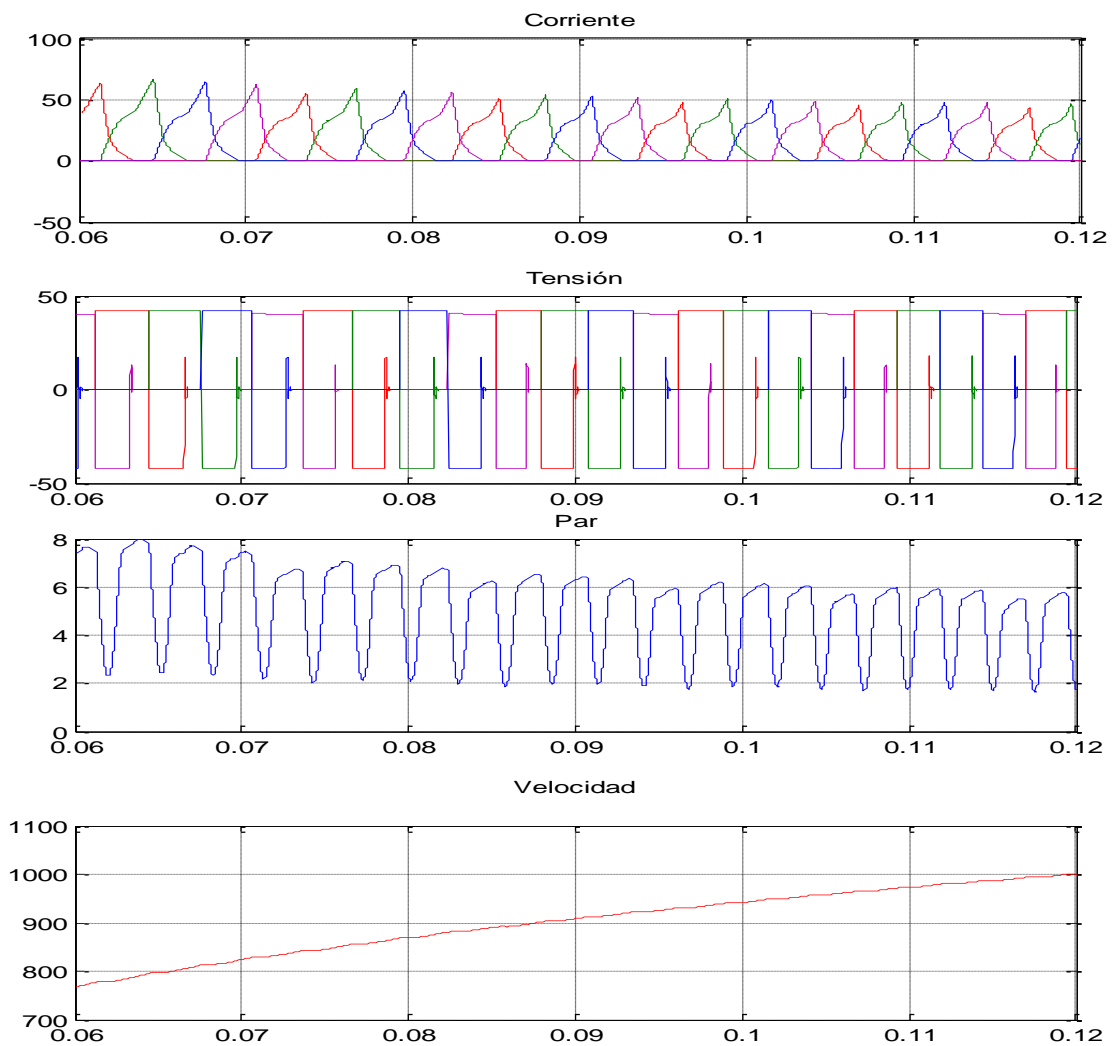


Figura 3.27: Formas de onda, funcionamiento normal a pulso único.

A continuación pasaremos a simular el funcionamiento con diferentes espiras cortocircuitadas en la bobina de un polo de estator.

### 6. Cortocircuito en $\frac{1}{4}$ de espiras de la bobina, pulso único.

En este caso, debido a que no existe ningún tipo de control, la corriente de la bobina con espiras cortocircuitadas aumenta, lo que se traduce en un incremento del par cuando conduce la bobina dañada, como podemos observar en la figura 3.28.

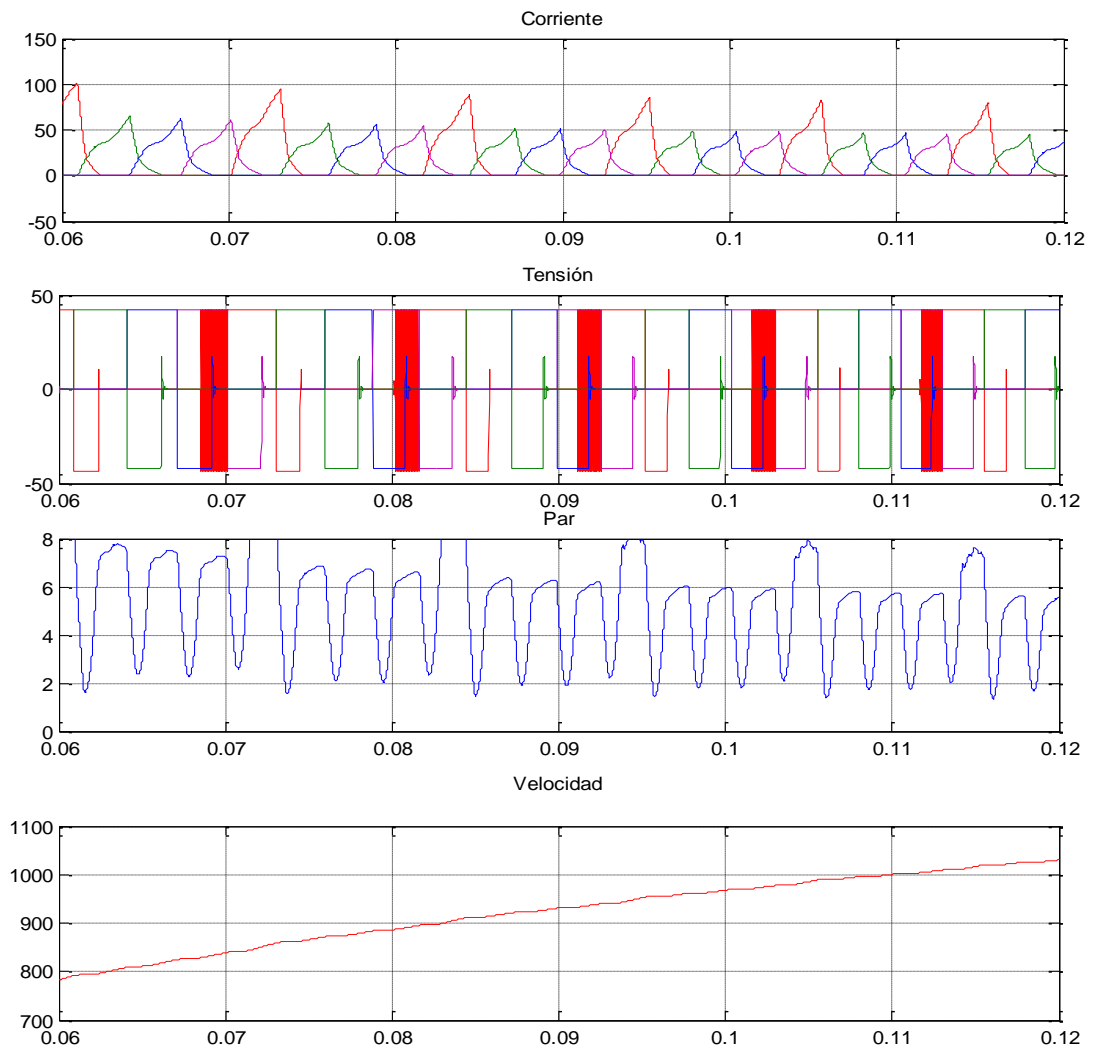


Figura 3.28: Formas de onda, cortocircuito en  $\frac{1}{4}$  de espiras de la bobina a pulso único.

7. Cortocircuito en  $\frac{1}{2}$  de espiras de la bobina, pulso único.

Conforme vamos aumentando el número de espiras en cortocircuito de una fase, la corriente de dicha fase aumenta y con ella el par que produce dicha fase. Como podemos también, las fases sanas se mantienen como en funcionamiento normal, tanto en lo referente a la corriente como al par, lo que nos indica la independencia de las fases ante una falta.

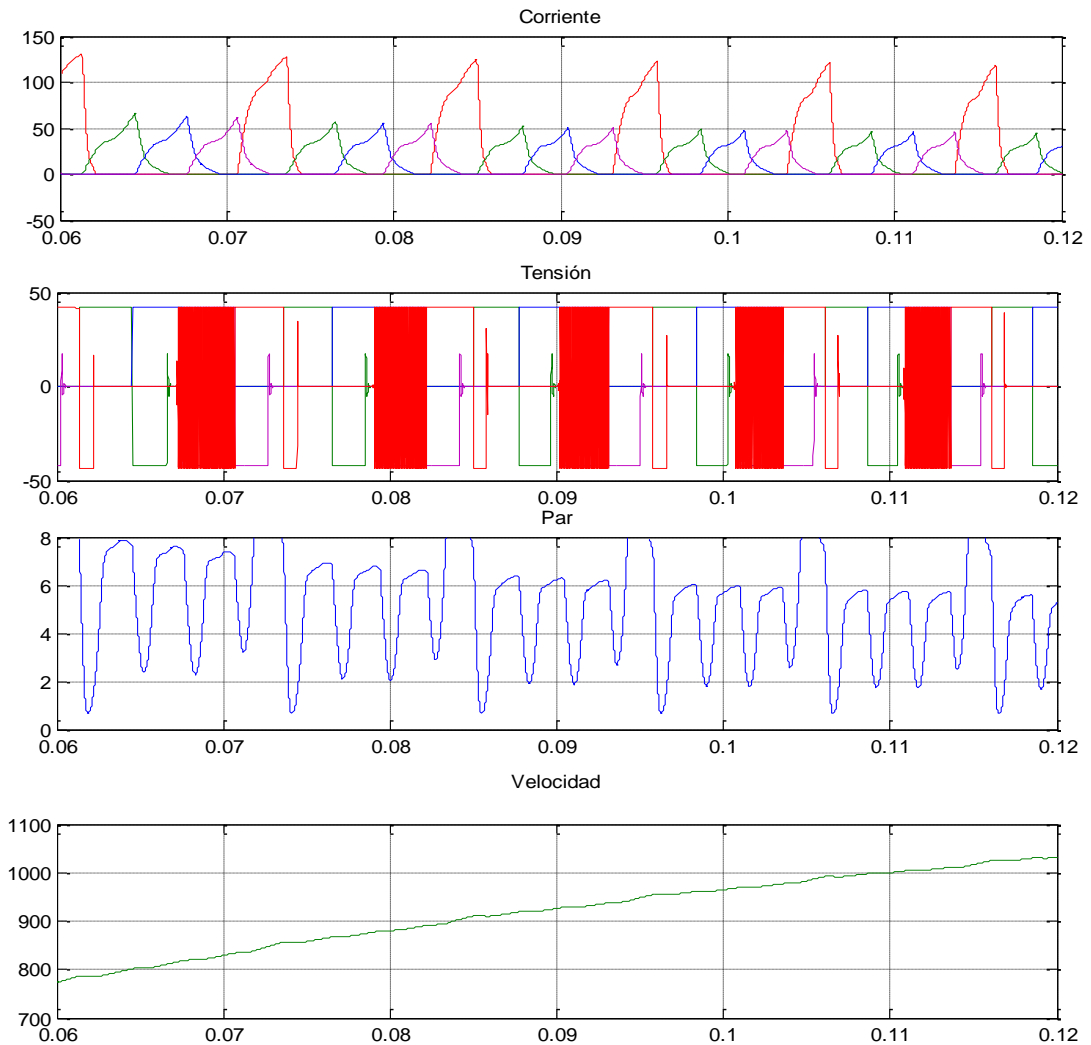


Figura 3.29: Formas de onda, cortocircuito en  $\frac{1}{2}$  de espiras de la bobina a pulso único.

### 8. Cortocircuito en 2/3 de espiras de la bobina, pulso único.

En este caso se mantiene la tónica de aumento de corriente, con el aumento de las espiras en cortocircuito. Podemos observar lo que sucede cuando se limita la corriente, en este caso a 150 A.

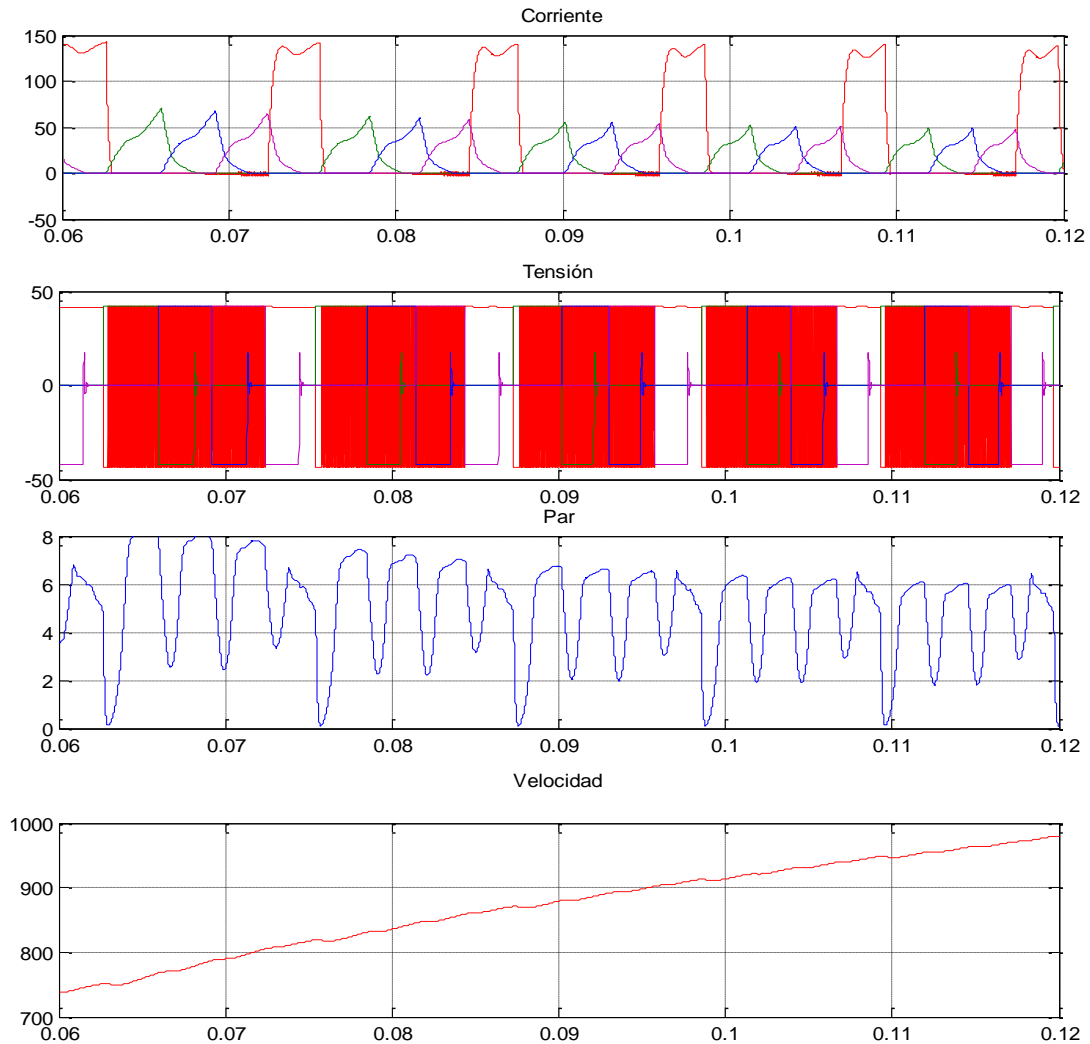


Figura 3.30: Formas de onda, cortocircuito en 2/3 de espiras de la bobina, a pulso único.

Todas estas simulaciones nos permitirán prever lo que nos sucederá cuando realicemos las pruebas con los motores de forma experimental, así como poder validar el modelo utilizado en las mismas.

## Referencias bibliográficas

**[BEL02]** Belfore L.A., Arkadan A.; "A methodology for characterizing fault tolerant switched reluctance motors using neurogenetically derived models" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 17, Issue 3, Sep. 2002, pp 380-384.

**[BLA07]** Blanqué B; "Simulación interactiva de motores de reluctancia autoconmutados". Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, Departament d'Enginyeria Elèctrica, Director: P. Andrada, Noviembre 2007.

**[CAI02]** Cai W., Pillay P., Tang Z.; "Impact of stator windings and end-bells on resonant frequencies and mode shapes of switched reluctance motors". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 38, Issue 4, July/Aug 2002, pp 1027-1036.

**[CAI03]** Cai W., Pillay P., Tang Z., Omekanda A.M.; "Low-vibration design of switched reluctance motors for automotive applications using modal analysis". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 39, Issue 4, July/Aug 2003, pp 971-977.

**[CAM92]** Cameron D.E., Lang J.H., Umans S.D.; "The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient variable - reluctance motors". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 28, Issue 3, Nov/Dec 1992.

**[CHE00a]** Chen H., Jiang J., Zhang C., Xie G.; "Analysis of the four-phase switched reluctance motor drive under the lacking one phase fault condition". Circuits and Systems, Conference on the IEEE Asia-Pacific, IEEE APCCAS 2000, 4-6 Dec. 2000, pp 304-308.

**[CHE00b]** Hao C., Chao Z.; "Analysis of electrical faults for switched reluctance motor driver". Proceedings of the 3rd World Congress on Intelligent Control and Automation, Vol 1, 28 June-2 July 2000, pp 666-669.

**[CHE02]** Hao C., Xianjun M., Fang X., Tao S., Guilin X.; "Fault tolerant control for switched reluctance motor drive". 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON 02, Vol 2, pp 1050-1054.

**[HAY99]** Haylock J.A., Mecrow B.C., Jack A.G., Atkinson D.J.; "Operation of fault tolerant machines with winding failures". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 14, Issue 4, Dec. 1999, pp 1490-1495.

**[JAC96]** Jack A.G., Mecrow B.C., Haylock J.A.; "A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 32, Issue 4, July/Aug 1996, pp 889-895.

**[MIL95]** Miller T.J.E.; "Faults and Unbalance Forces in the Switched Reluctance Machines". IEEE Transaction on Industry Applications, Vol 31, N° 2, March/April 1995.

**[MIR04]** Mir S., Islam M.S., Sebastian T., Husain I.; “Fault-tolerant switched reluctance motor drive using adaptive fuzzy logic controller”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 19, Issue 2, March 2004, pp 289-295.

**[POL95]** Pollock C., Wu C.Y.; “Acoustic noise cancellation techniques for switched reluctance drives”. Thirtieth IAS Annual Meeting, Industry Applications Conference Record of the IEEE, IAS '95, Vol 1, 8-12 Oct. 1995, pp 448-455.

**[POL03]** Pollock C., Brackley M.; “Comparison of the acoustic noise of a flux-switching and a switched reluctance drive”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 39, Issue 3, May/June 2003, pp 826-834.

**[RUB09]** Ruba M., Oprea C., Szabo L.; “Comparative study on Switched Reluctance Machine based fault-tolerant electrical drive systems”. IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC '09, pp 987-992.

**[STE91]** Stephens C.M., “Fault detection and management system for fault-tolerant switched reluctance motor drives”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 27, Issue 6, Nov/Dec 1991, pp 1098-1102.

**[TER11]** Terec R., Bentia I., Ruba M., Szabo L., Rafajdus P.; “Effects of winding faults on the switched reluctance machine's working performances”. 3rd IEEE International Symposium on Logistics and Industrial Informatics, LINDI 2011, pp 143-148.

**[TOR02]** Torrent, M.; “Aportaciones al diseño y a la caracterización del motor de reluctancia autoconmutado”. Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, Departament d'Enginyeria Elèctrica, Director: P. Andrada, Marzo 2002.

## **Capítulo 4**

### **Técnicas de diagnóstico**





## **IV Técnicas de diagnóstico**

### **4.1 Técnicas de diagnóstico en las máquinas eléctricas**

Las máquinas eléctricas en general presentan distintos tipos de faltas, debido a que en la actualidad la fiabilidad de las mismas es un factor importante dentro del sistema productivo donde desarrollan su función, es por ello que el diagnóstico precoz de dichas faltas cobra gran importancia y justifican el uso de técnicas sofisticadas para su detección, así como el estudio y mitigación de las mismas.

Según estudios realizados, mediante el análisis de faltas de gran variedad de máquinas, el 40% de las faltas en las máquinas eléctricas rotativas corresponde a faltas en los rodamientos, entre un 30 y un 40 % corresponden a los devanados (en nuestro caso del estator), el 10 % a faltas en el rotor (debido principalmente a excentricidades) y el resto a faltas diversas [VER07].

Existen por tanto distintas técnicas para la detección de faltas, que podríamos clasificar inicialmente en dos tipos:

- Las que precisan la parada de la máquina (off line).
- Las que se realizan con la máquina en marcha (on line).

Es importante remarcar, que el conocimiento a fondo de dichas técnicas nos permitirá la aplicación correcta para cada caso y por tanto la detección de la falta.

### **4.2 Diagnóstico con máquina parada**

Generalmente se utilizan para la detección de faltas en los aislamientos de los bobinados. Existen diferentes técnicas y su utilización dependerá de dos factores, del tipo de defecto que queramos detectar y del coste de la técnica a utilizar en relación al coste de la falta que pueda provocar en la instalación donde se encuentre ubicada la máquina.

Las técnicas utilizadas para la detección de faltas en los aislamientos son:

- Medida de resistencia del orden de megaohmios (megóhmetro o Megger).
- Medida con generadores de ondas de choque.
- Medida de capacidad y de tangente de delta (puente de Schering).
- Medida con detectores de descargas parciales.

#### **4.2.1 Medida de resistencia del orden de megaohmios**

La medida de la resistencia de aislamiento de un bobinado se basa en la aplicación de una tensión continua al circuito capacitivo compuesto por el conjunto conductor-aislante-hierro [CAB98].

Mediante los megóhmetros se pueden realizar distintas pruebas, las cuales generalmente se hallan incorporadas a los distintos aparatos y nos indicaran distintos aspectos del estado del aislamiento. Estas pruebas son:

- Pruebas puntuales de resistencia.
- Índice de polarización (PI).

La prueba puntual de resistencia es la más simple de todas, consiste en aplicar el voltaje de prueba, próximo al valor nominal de la máquina, durante un corto periodo de tiempo (generalmente 60 segundos), y tomar la lectura para compararla con los valores específicos de la máquina. Es interesante registrar los datos para obtener gráficos de tendencia que nos indique el grado de deterioro del aislamiento con el transcurso del tiempo.

El índice de polarización consiste en obtener la relación entre la resistencia de aislamiento medida a 1 minuto y a 10 minutos después de aplicada la tensión continua de prueba.

Los valores del índice de polarización y diagnóstico del aislamiento son los siguientes:

IP<1 estado aislamiento: mal estado  
1<=IP<2 estado aislamiento: cuestionable  
2<=IP<4 estado aislamiento: bueno  
4<=IP estado aislamiento: muy bueno

El índice de polarización nos informa sobre el estado de humedad y limpieza de la máquina. Un valor bajo del índice de polarización nos indicará que existe una corriente alta de conducción o de fugas, originada por suciedad y humedad. En sistemas aislantes modernos, la corriente de absorción puede hacerse próxima a cero en dos o tres minutos desde el comienzo del ensayo.

Así, se utiliza en estos casos una variante del índice de polarización que calcula la relación entre las resistencias de aislamiento a 1 minuto y 30 s, después de iniciado el ensayo.

Este valor es denominado "índice de absorción" (IA).

#### **4.2.2. Medida con generador de ondas de choque**

Las ondas de choque son ondas de sobretensión que se presentan típicamente al realizar maniobras con interruptores o ante la descarga de un rayo. Los generadores de ondas de choque crean este tipo de ondas para realizar ensayos [CAB98].

Se utilizan para la evaluación del estado del aislamiento entre espiras de los devanados.

Son muy útiles para el control de calidad en la fabricación de bobinados y también para el diagnóstico en programas de mantenimiento y se utilizan para máquinas de potencia elevada (MW).

#### 4.2.3 Medida de capacidad y de tangente de delta (puentes de Schering)

El sistema conductor-aislamiento-hierro en una máquina rotativa se puede asimilar a un circuito capacitivo, en el cual la medida de su capacidad y del factor de pérdidas resulta de utilidad para el diagnóstico del estado del aislamiento [CAB98].

Si se toma el equivalente de un condensador real como un condensador ideal en serie con una resistencia, se obtiene el diagrama fasorial de la figura 4.1.

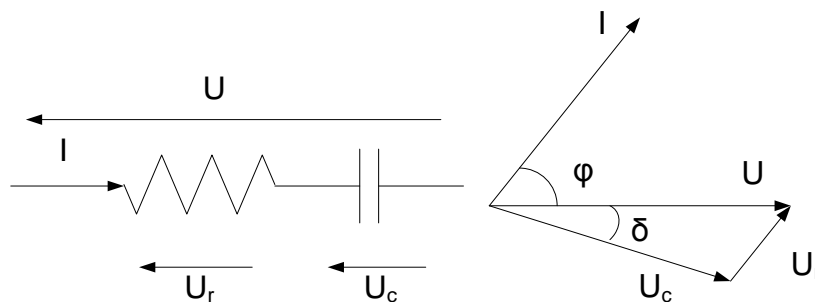


Figura 4.1: Tensiones y corriente en el condensador real.

Para este condensador se define el factor de pérdidas D como:

$$D = \frac{R}{X_c} \text{ o lo que es lo mismo: } D = \omega RC = \operatorname{tg} \delta = \operatorname{cot} g \varphi \quad (4.1)$$

El puente de Schering, figura 4.2, se utiliza para medir el factor de pérdidas:

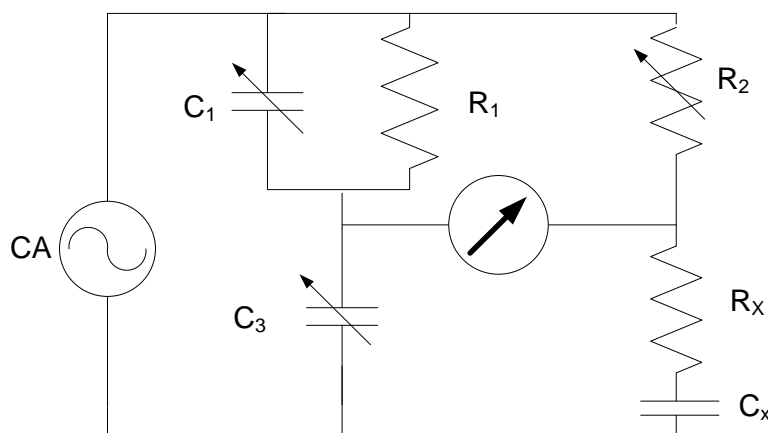


Figura 4.2: Diagrama básico de un puente de Schering.

#### 4.2.4. Medida con detectores de descargas parciales

Las descargas parciales son pequeñas descargas eléctricas que se producen siempre en el seno de un gas presente en un medio aislante cuando el gradiente de tensión aplicado excede de un determinado valor crítico [CAB98].

Cuando se alcanza dicho valor el gas se ioniza y genera la descarga.

Su detección y medida en los bobinados de una máquina rotativa indican la presencia de defectos.

Estos efectos son básicamente los siguientes:

- 1 Transferencia de la carga eléctrica.
- 2 Fuerte aumento local de la temperatura en el punto en que ocurre la descarga.
3. Pérdidas dieléctricas.
4. Radiación visible y ultravioleta.
5. Emisión de radiación electromagnética.
6. Ruido provocado por las ondas de presión que se desplazan en el seno del aislamiento (ultrasonidos).
7. Generación de gases.

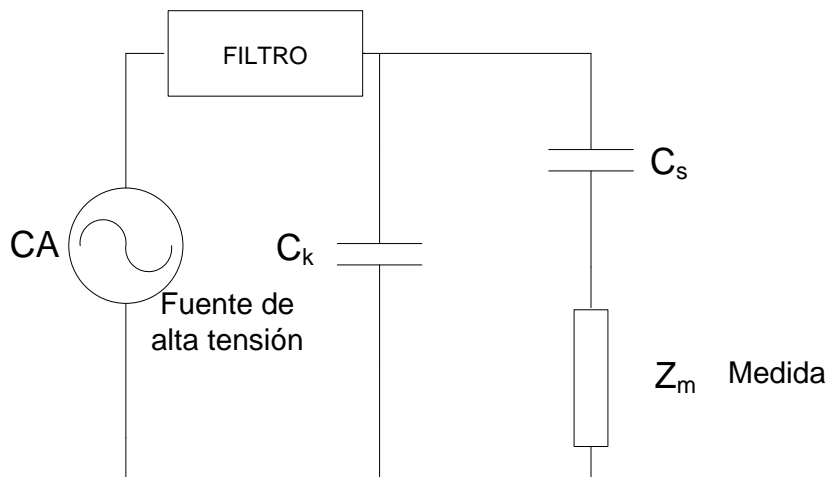


Figura 4.3: Diagrama básico de un detector de descargas parciales.

Con respecto al esquema de la figura 4.3, tenemos que:

- Elemento a ensayar:  $C_s$
- Condensador de acoplamiento:  $C_k$  ; su finalidad es facilitar la circulación de los pulsos creados por las descargas, presentando una baja impedancia que favorece la circulación de señales de alta frecuencia.
- Impedancia filtro; para impedir que los impulsos de las descargas sean cortocircuitados por la fuente de alimentación de alta tensión y reducir las perturbaciones por ella generadas.

- Impedancia de medida:  $Z_m$  ; su finalidad es la de convertir los pulsos de corriente generados en el elemento a ensayar, en impulsos de tensión que serán captados por el equipo de detección.

Asimismo, debe discriminar las señales circulantes, detectando las componentes de alta frecuencia correspondientes a las señales de descarga y filtrando las corrientes de 50 Hz inducidas por la alimentación del circuito de ensayo.

Las impedancias comúnmente usadas son un circuito paralelo RC o RLC.

### **4.3 Diagnóstico con máquina en funcionamiento**

Existen pruebas que únicamente se pueden realizar cuando la máquina está funcionando y generalmente se deben realizar en carga, es decir con la máquina trabajando en condiciones normales. Este tipo de pruebas presentan una gran ventaja respecto a las descritas anteriormente, ya que se pueden realizar en cualquier momento y en algunos casos de forma continua (monitorización).

Las técnicas más extendidas son:

- Análisis de vibraciones.
- Termografía. (análisis de la temperatura).
- Análisis de ruidos.
- Análisis eléctricos (corrientes, tensiones, potencia, flujo, par.)

Todas estas técnicas actualmente se utilizan y son motivo de constantes mejoras para una mejor detección de las faltas, precisan por lo general de equipos especializados compuestos por transductores específicos y equipos para el tratamiento de los datos obtenidos con las mediciones.

#### **4.3.1 Diagnóstico mediante el análisis de vibraciones**

El análisis de vibraciones permite detectar gran cantidad de faltas, ya que cualquier anomalía en la máquina hará que se produzca una alteración en su funcionamiento con el consiguiente aumento, generalmente, de las vibraciones.

Precisamos para este análisis de un transductor de vibraciones, generalmente un acelerómetro, un colector de datos para poder recopilar las medidas obtenidas en la instalación y un programa para su posterior estudio.

Hemos de remarcar que el análisis de vibraciones es la técnica de diagnóstico más utilizada en la industria para la detección de faltas, ya que de una forma relativamente simple permite detectar, con gran exactitud, faltas generalmente de tipo mecánico, aunque como veremos más adelante nos permitirá detectar faltas de tipo eléctrico.

Algunas de las faltas que se pueden detectar mediante vibraciones son:

- Desequilibrio de las piezas rotativas.
- Falta de alineación de acoplamientos y rodamientos.
- Ejes torcidos.
- Bandas o cadenas de transmisión en mala condición.
- Rodamientos deteriorados.
- Desviaciones del par de torsión.
- Fuerzas electromagnéticas.
- Aflojamiento.
- Rozamientos.
- Resonancia.

Cada una de estas faltas presenta unos valores característicos que mediante el posterior análisis podemos detectar.

Algunas de estas faltas son debidas al conjunto formado por la máquina y la carga correspondiente, como pueden ser:

- Desequilibrio de las piezas rotativas.
- Falta de alineación de acoplamientos y rodamientos.
- Bandas o cadenas de transmisión en mala condición.
- Resonancia.

Otras faltas, sin embargo, son debidas a la propia máquina, como pueden ser:

- Rodamientos deteriorados.
- Ejes torcidos.
- Aflojamiento.
- Fuerzas electromagnéticas.

De todas estas faltas las más comunes, tal como se ha dicho anteriormente, son las faltas en los rodamientos, puesto que se trata de los elementos de menor fiabilidad dentro de la máquina.

El método de análisis de vibraciones consiste en realizar el análisis espectral de la señal de la vibración que puede estar medida en velocidad o aceleración y en casos excepcionales el desplazamiento.

La frecuencia de la vibración permite identificar el problema y la pieza que lo provoca, mientras que la amplitud nos determina la severidad de la misma y por tanto el estado de la máquina.

Una vez se haya detectado la presencia de algún problema que ocasiona alta vibración, encontrar el defecto debe ser un proceso sencillo que generalmente se realiza por eliminación.

La amplitud más alta de la vibración se encuentra normalmente cerca de la pieza de la máquina en la cual se localiza el problema.

La principal misión del análisis de vibraciones es la detección de posibles averías y, por tanto, no tendremos en cuenta aquellas frecuencias de vibraciones que no superen un mínimo prefijado.

Como ejemplo, en la Tabla 4.1 mostramos la frecuencia típica de las distintas faltas para motores de inducción trifásicos.

<b>Frecuencia en rpm</b>	<b>Causas más probable</b>	<b>Otras causas posibles</b>
1 x rpm	Desequilibrio	Falta de alineación. Eje torcido. Resonancia. Problemas eléctricos.
2 x rpm	Aflojamiento mecánico	Desalineación frecuencias altas vibraciones. Resonancia. Fuerzas recíprocas.
4 x rpm	Desalineación	Desalineación y excesiva holgura.
Frec. sincrónica	Problemas eléctricos	Barras rotas en el rotor. Entrehierro no uniforme. Rotores con desequilibrio. Rotores desplazados.
Varias veces rpm	Engranajes en mal estado Fuerzas aerodinámicas. Aflojamiento mecánico. Fuerzas recíprocas	Engranaje en mal estado.

*Tabla 4.1: Frecuencias de distintas faltas en los motores de inducción trifásicos.*

### **4.3.2 Diagnóstico mediante termografía infrarroja**

La termografía es un método de inspección de equipos mediante la obtención de imágenes de su distribución de temperatura. Este método de inspección se basa en que, en la mayoría de los casos, los componentes de un sistema muestran un incremento de temperatura en mal funcionamiento. El incremento de temperatura en un circuito eléctrico podría deberse a una mala conexión o problemas con un rodamiento en caso de equipos rotativos. Observando el comportamiento térmico de los componentes pueden detectarse defectos y evaluar su seriedad. Para el análisis se utiliza una cámara termográfica, que mide la emisión natural de radiación infrarroja procedente de un objeto y genera una imagen térmica. Las cámaras de termografía modernas son portátiles y de fácil manejo. Al no necesitar contacto físico con el sistema, las inspecciones pueden realizarse a pleno funcionamiento sin pérdida o reducción de productividad. La relación entre longitud de onda y temperaturas se basa en la ley del desplazamiento de Wien, que establece que el máximo de la densidad de energía  $u(\lambda)$  a distintas



temperaturas  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  se produce a las longitudes de onda  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$ ,  $\lambda_3$  tales que:

$$\lambda_1 T_1 = \lambda_2 T_2 = \lambda_3 T_3 \quad (4.2)$$

A medida que la temperatura del cuerpo aumenta, el máximo de su distribución de energía se desplaza hacia longitudes de onda más cortas, origina un cambio en el color del cuerpo y, por tanto, es muy útil para determinar la temperatura de cuerpos calientes.

La ley de Stefan-Boltzman [PIC12] relaciona la radiación emitida con la temperatura según la ecuación 4.3:

$$W = \sigma \varepsilon T^4 \quad (4.3)$$

Donde:

W= radiación emitida

$\sigma$ = constante de Boltzman

$\varepsilon$ = emisividad

T= temperatura

La emisividad es el parámetro más importante y se define como la capacidad de emisión de los cuerpos reales, siendo el coeficiente de emisividad la relación entre la radiación infrarroja que emite y la emitida por un cuerpo negro para la misma longitud de onda. Como es lógico, los valores de emisividad varían de un cuerpo a otro y es la determinación del mismo donde reside el problema para la medición correcta de la temperatura.

Existen distintas formas de medir la emisividad de un objeto, alguna de las cuales son:

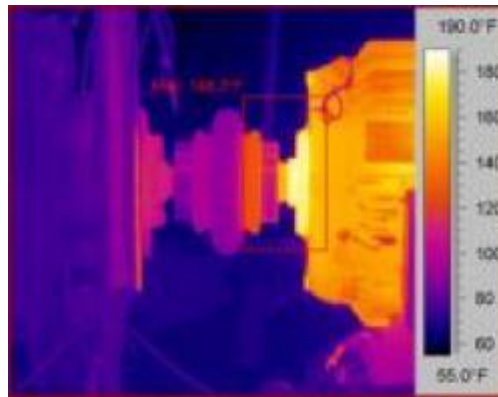
- Consultar manuales de los fabricantes (asegurarse que han sido evaluados a la longitud de onda de trabajo de su cámara de termografía, ya que la emisividad puede variar con la longitud de onda).
- Evaluar la emisividad del objeto mediante un método de laboratorio.

Hay dos métodos principales para solucionar el problema de la emisividad:

- a) Corregir matemáticamente el valor de temperatura medido. Generalmente se realiza en la señal del procesador de la Cámara de termografía. La mayoría de las cámaras actuales tienen un ajuste de compensación que el operador puede ajustar.
- b) Pintando la superficie del objeto con un recubrimiento de emisividad conocida y constante, ajustando posteriormente el valor de la emisividad con la cámara termográfica.

Cuando se realizan las inspecciones termográficas, las faltas generalmente se identifican por comparación de temperatura de los componentes similares en las mismas condiciones. Es una alternativa muy precisa para predecir la

emisividad de cada componente y obtener unos valores de temperatura absolutas.



*Figura 4.4: Imagen termográfica de un motor eléctrico.*

En la figura 4.4 observamos, la imagen termográfica de un motor eléctrico donde podemos observar distintas temperaturas.

### **4.3.3 Diagnóstico mediante análisis acústico**

El sonido es la sensación producida en el órgano del oído por el movimiento vibratorio de los cuerpos, transmitido por un medio elástico como el aire. Esto se debe al efecto de la propagación de las ondas producidas por los cambios de densidad y presión en los medios materiales y en especial el que es audible. La energía que transportan las ondas provoca vibraciones en el tímpano, que se trasladan al cerebro produciendo la sensación sonora. No obstante solo se perciben sonidos de las vibraciones con frecuencias entre 20 y 20000 Hz.

El ruido en las máquinas eléctricas esta generado por las vibraciones de las mismas, por tanto existe una correlación entre el análisis espectral de las vibraciones y el análisis acústico y, por tanto, podremos detectar las mismas faltas utilizando un método u otro.

Existen no obstante diferencias sobre todo en la medida, ya que el caso acústico presenta ventajas sobre las vibraciones ya que mediante un sonómetro o un micrófono y un analizador de espectros asociado, podemos realizar la medida no precisando contacto con la máquina, lo cual es una gran ventaja sobre todo para medidas en máquinas en la industria. En el caso de las vibraciones precisamos de un sensor, generalmente un acelerómetro, que precisa estar en contacto con la máquina a analizar, lo cual presenta un inconveniente ya que se necesita un sistema de fijación adecuado.

Por otra parte, el grave problema que presenta la medición de ruido es la interferencia de otras fuentes sonoras presentes en el entorno, lo cual es difícil de eliminar en un entorno industrial. En nuestro caso estudiaremos las

correlaciones que existen entre vibraciones y ruido acústico teniendo en cuenta otros trabajos que se han realizado [JAN10].

#### 4.4 Diagnóstico mediante análisis eléctricos

Las técnicas de diagnóstico desarrolladas anteriormente son válidas para cualquier tipo de máquina y en particular para las máquinas eléctricas rotativas. Lo que podríamos llamar análisis eléctricos dependen de cada tipología de máquina, así como del control del funcionamiento que incorporan.

Actualmente existen diversas técnicas de análisis de faltas basadas en ensayos eléctricos que hacen referencia al motor de inducción, cosa lógica ya que son los motores más utilizados actualmente en el sector industrial. A continuación describiremos algunas de las técnicas más utilizadas en el motor de inducción, ya que pueden servir de referencia en el estudio del análisis de corrientes en los SRD.

##### 4.4.1 Análisis de corrientes para motores de inducción trifásicos

La corriente del estator en las máquinas de inducción contiene generalmente armónicos, debido a las imperfecciones constructivas que afectan a la disposición de los devanados, a posibles descentrajes del rotor, así como posibles componentes armónicas de la fuente de alimentación [VER07].

Cuando se produce una falta, por ejemplo una rotura de barras del rotor, se produce un desequilibrio que provoca una circulación de corrientes inversas, apareciendo una serie de armónicos superpuestos a los ya existentes en el motor [VER07] [FIL98] [SCH94].

Para determinar el efecto que producen, es necesario analizar la velocidad a la que se mueven respecto del estator.

Si consideramos el armónico fundamental de la serie, su velocidad de giro geométrica respecto al rotor será:

$$N_s - N \quad (4.4)$$

Donde  $N_s = \frac{f}{p}$  es la velocidad de sincronismo en rev/s y N es la velocidad de giro del rotor.

La velocidad eléctrica respecto del rotor del armónico fundamental de sentido directo de la serie será:

$$p (N_s - N) \quad (4.5)$$

siendo p el número de pares de polos de la máquina.

Si en lugar de considerar el primer armónico hubiesemos considerado un armónico cualquiera de orden i, se habría obtenido la misma velocidad

eléctrica. Para obtener la velocidad geométrica del armónico respecto del rotor bastará con dividir la velocidad eléctrica por el número de pares de polos del armónico de orden  $i$ . Puesto que el campo creado por la rotura de barras es de dos polos, el número de polos del armónico coincidirá con su orden, así pues, la velocidad geométrica respecto del rotor del armónico de orden  $i$  causado por la avería se podrá expresar como:

$$\frac{p(N_s - N)}{i} \quad (4.6)$$

Si queremos referir la velocidad anterior al estator bastará con sumar la velocidad de giro rotórica:

$$\frac{p(N_s - N)}{i} + N = \frac{pN_s}{i} + N\left(1 - \frac{p}{i}\right) \quad (4.7)$$

La velocidad eléctrica respecto del estator del armónico directo de orden  $i$  causado por la rotura de barras será:

$$pN_s + N(i - p) \quad (4.8)$$

Así las frecuencias inducidas en el estator por este armónico serán:

$$f + N(i - p) = f + N_s(1 - s)(i - p) = f \left[ \frac{i}{p}(1 - s) + s \right] \quad (4.9)$$

Si en lugar de considerar el armónico de sentido directo se considerase el armónico inverso, se obtendría una ecuación equivalente salvo que, en este caso, aparecerían dos signos cambiados debido a que dicho armónico presenta un sentido de giro contrario al del rotor:

$$\frac{p(N_s - N)}{i} + N = \frac{pN_s}{i} + N\left(1 + \frac{p}{i}\right) \quad (4.10)$$

Por tanto, la velocidad eléctrica del armónico rotórico en sentido inverso y de orden  $i$  respecto al estator será:

$$-pN_s + N(i + p) \quad (4.11)$$

Y las frecuencias serán:

$$-f + N(i + p) = f + N_s(1 - s)(i + p) = f \left[ \frac{i}{p}(1 - s) - s \right] \quad (4.12)$$

Por tanto, hemos encontrado las frecuencias que aparecen debido a la presencia de armónicos de sentido directo e inverso en el espectro de corrientes de la máquina.

No todos los armónicos creados por la avería serán capaces de inducir fuerzas electromotrices y por tanto corrientes en el estator. En la práctica se demuestra que las frecuencias más características provocadas por la avería son las bandas laterales alrededor de 50 Hz.

El método de diagnóstico mas generalizado consiste en realizar el seguimiento de dos armónicos situados a ambos lados del armónico fundamental y separados  $-2fs$  y  $+2fs$ , quedando la ecuación siguiente:

$$f_s = (1+2s)f \quad ; \quad f_i = (1-2s)f \quad (4.13)$$

siendo  $f$  la frecuencia y  $s$  el deslizamiento. A dichas frecuencias las llamaremos  $f_i$  armónico lateral inferior y  $f_s$  armónico lateral superior. Las amplitudes en dB nos darán el grado de la avería tal como se presenta en la figura 4.5.

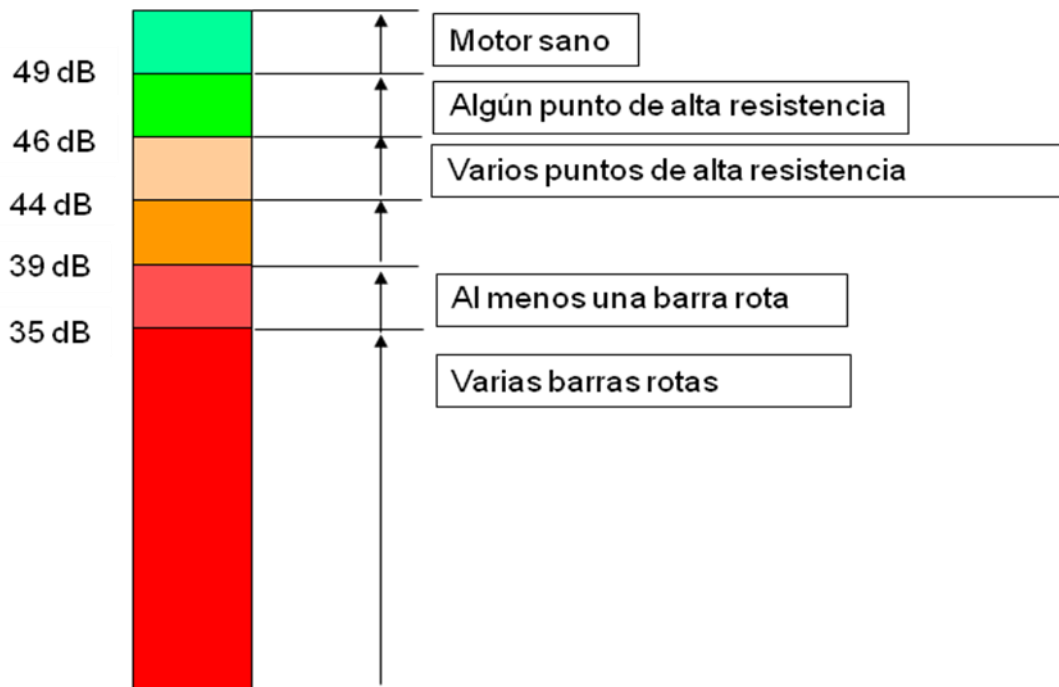


Figura 4.5: Amplitudes en dB según el grado de avería.

Para corroborar lo indicado, se ha realizado en el laboratorio un ensayo con un motor en buen estado y se ha analizado el espectro de corriente dando el resultado de la figura 4.6.

El motor ensayado es de 2 CV de potencia y de 4 polos. Con el motor en carga, la velocidad  $N$  fue de  $1317 \text{ min}^{-1}$  con un deslizamiento  $s$  de 0,122.

Aplicando la ecuación 4.13, se obtiene  $f_s = 62,2 \text{ Hz}$ ,  $f_i = 37,8 \text{ Hz}$ .

Las amplitudes en dB nos dan 50 dB a 37,8 Hz, 104 dB a 50 Hz y 40 dB a 62,2 Hz.

Las diferencias obtenidas entre los armónicos laterales y la fundamental nos dan valores superiores a 49 dB. Según la figura 4.5 implica motor sano, como

era de esperar. El espectro de corrientes obtenido en este caso se puede observar en la figura 4.6.

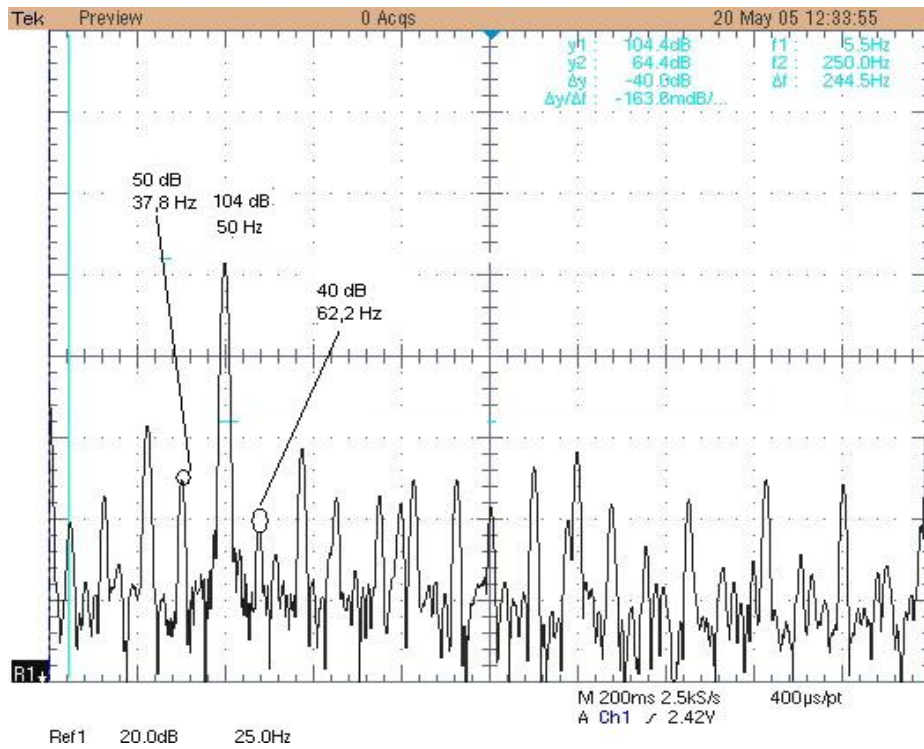


Figura 4.6: Espectro de corriente con motor sano.

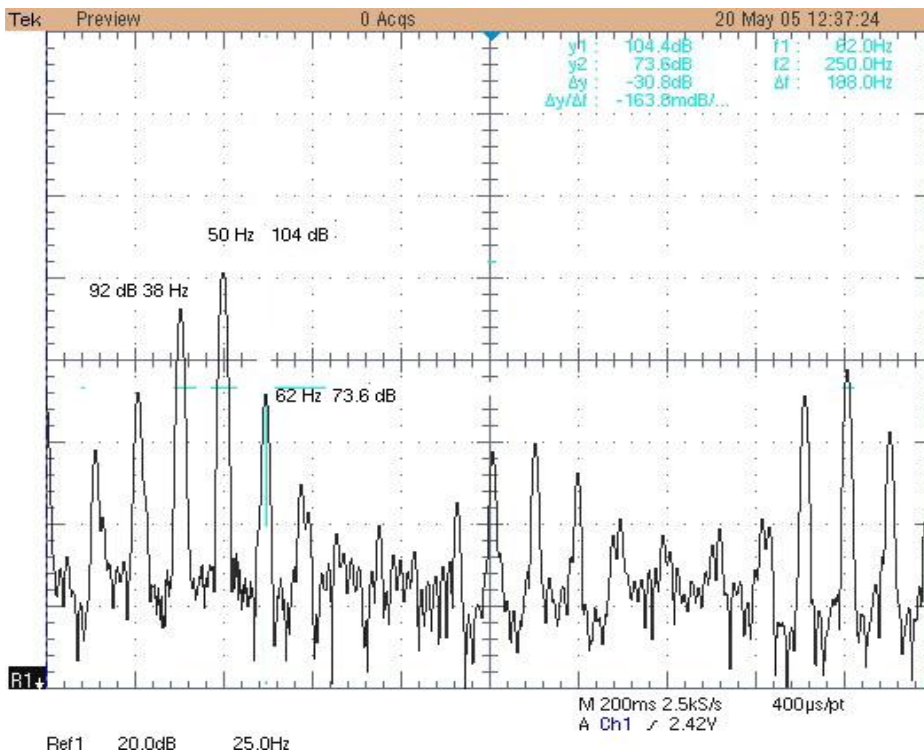


Figura 4.7: Espectro de corriente con motor en mal estado.

A continuación se realizó otra prueba con un motor de las mismas características y con varias barras rotas en el rotor. La velocidad en carga N fue de  $1320 \text{ min}^{-1}$  con un deslizamiento  $s$  de 0,12.

Aplicando la ecuación 4.13, obtenemos  $f_s = 62 \text{ Hz}$ ,  $f_i = 38 \text{ Hz}$ .

Las amplitudes en dB nos dan 92 dB a 38 Hz, 104 dB a 50 Hz y 73,6 dB a 62 Hz como se puede observar en la figura 4.7. Las diferencias obtenidas en este caso nos dan 12 y 30,4 dB lo que nos indica claramente, según la figura 4.5, la rotura de varias barras en el rotor, como también era de esperar.

También, mediante el análisis espectral de la corriente, se pueden detectar cortocircuitos en las bobinas del estator, cuyas frecuencias vendrán dadas por la siguiente ecuación [THO01] [VER07]:

$$f \left[ n \frac{(1-s)}{p} \pm k \right] \quad (4.14)$$

Donde  $f$  es la frecuencia de la fuente,  $s$  el deslizamiento del motor,  $p$  el número de pares de polos,  $k = 1, 3, 5$  y  $n = 1, 2, 3$ .

Podemos detectar excentricidades del rotor, cuyas frecuencias nos vendrán dadas por la ecuación [THO01]:

$$f_{ec} = f \left[ (R \pm n_d) \frac{(1-s)}{p} \pm n_{\omega s} \right] \quad (4.15)$$

Donde  $f$  es la frecuencia de la fuente,  $s$  el deslizamiento del motor,  $p$  el número de pares de polos,  $R$  el número de ranuras el rotor,  $n_d = \pm 1$ ,  $n_{\omega s} = 1, 3, 5, \dots$

Existen estudios que indican que podemos aplicar el análisis espectral de corrientes para detectar faltas en los rodamientos, aunque industrialmente el método utilizado es el análisis de vibraciones. Estudios realizados por [VER07] [SCH94] nos indican que en el espectro de corrientes aparecen las frecuencias a las que se producen las vibraciones que afectan a los rodamientos.

Dentro de los análisis eléctricos se pueden también realizar análisis espectrales de la potencia y del par [VER07], ya que ambas presentan ante una falta en el rotor componentes a la frecuencia  $2sf$ , cosa lógica ya que si mantenemos constante la tensión de alimentación ambas variables dependen de la corriente y, por tanto, no aparecerán las mismas bandas laterales que en el caso estudiado del espectro de corriente.

#### 4.5 Diagnóstico mediante análisis eléctricos en las máquinas de reluctancia

Como se ha dicho, existen diversas técnicas para el análisis y diagnóstico de faltas en la máquina de inducción. Sin embargo en las máquinas de

reluctancia aún queda mucho por hacer, aunque hay algunos estudios sobre el tema como veremos a continuación.

Uno de estos estudios es el realizado por [CHI03] donde se relaciona el análisis espectral de la vibración con el cortocircuito de espiras en una bobina, basándose en el desequilibrio que provoca dicho cortocircuito. Un cortocircuito entre varias espiras de una bobina hace que el motor trabaje desequilibrado, y provoca un gran incremento de las fuerzas radiales que, en funcionamiento normal, permanecen equilibradas. Este desequilibrio se traduce en un incremento de las vibraciones.

Analíticamente estas fuerzas radiales  $\alpha$  (horizontal) y  $\beta$  (vertical) pueden calcularse mediante [DOR03]:

$$F_{\alpha} = L \int_0^{2\pi r} \sigma(y,t) \cos ky \, dy \quad (4.16)$$

$$F_{\beta} = L \int_0^{2\pi r} \sigma(y,t) \sin ky \, dy \quad (4.17)$$

Donde:

L = longitud de las chapas apiladas.

$\sigma$  = fuerza radial total del rotor.

k = inversa del radio del rotor.

Otro estudio, en este caso sobre el análisis de faltas en el convertidor (convertidor clásico), es el propuesto en [GAM12], basado en el análisis de la corriente de alimentación del convertidor. Se detecta una falta cuando la amplitud medida de la corriente del bus de CC difiere de su esperada amplitud, respecto de las condiciones normales de funcionamiento. Se utiliza para ello el algoritmo representado en la figura 4.8.

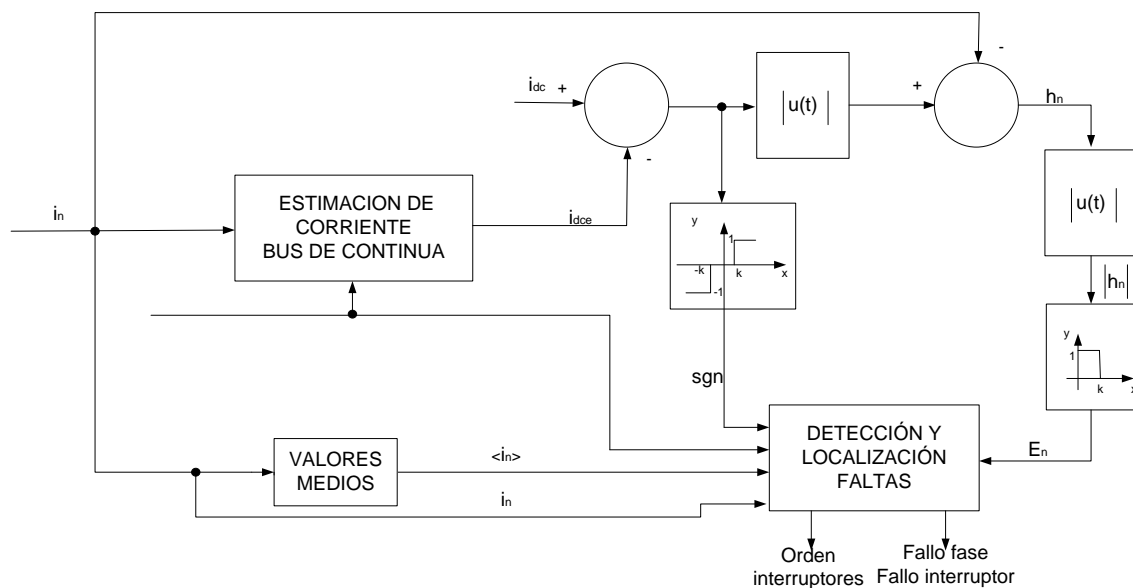


Figura. 4.8: Diagrama de bloques del método propuesto para detección de faltas en el convertidor.



El diagrama de bloques efectúa la estimación de corriente en el bus de continua. Dicha estimación de corriente del bus de CC ( $I_{dce}$ ) se calcula utilizando la información acerca el estado de los distintos interruptores de potencia, a partir del controlador del convertidor, y de la información sobre la amplitud de la corriente de fase  $i_n$ , que se utiliza también para el control. De esta manera,  $I_{dce}$  corresponde a la suma de las corrientes, proporcionadas por la fuente de alimentación a las diversas fases de la máquina.  $I_{dce}$  se compara con la corriente medida ( $I_{dc}$ ). Las diferencias entre estas dos magnitudes indican una aparición de la falta. El bloque de diagnóstico *sgn* denota cualquier diferencia entre la señal medida y la estimada de la corriente del bus de CC. Su valor se formula de acuerdo con la siguiente expresión:

$$\text{sgn} = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{dc} - i_{dce} < -k \\ 0 & \text{si } -k \leq i_{dc} - i_{dce} \leq k \\ 1 & \text{si } i_{dc} - i_{dce} > k \end{cases} \quad (4.18)$$

Siendo  $k$  un parámetro no constante determinado experimentalmente en función de la corriente de fase de referencia ( $I_{ref}$ ), según la siguiente ecuación:

$$k = 1,5 + 0,05 I_{ref} \quad (4.19)$$

Cuando *sgn* es igual a -1, significa que la fuente de alimentación está proporcionando, a la máquina menos energía de la que se espera. Cuando *sgn* es igual a 1, significa que se proporciona más energía de la necesaria. El primer escenario se produce si la falta es de circuito abierto en un interruptor de alimentación. El segundo escenario se produce cuando hay un cortocircuito en un interruptor de alimentación. Ambas situaciones corresponden a un defecto, pero para identificar el defecto debemos de realizar otras comparaciones, entre la corriente que debe circular y la que realmente circula por la fase, dependiendo de la lógica de conmutación de los interruptores de potencia.

Existen también trabajos que aplican redes neuronales artificiales y algoritmos genéticos para la detección de faltas [BEL02] [SAL06] [SHE07].

## Referencias bibliográficas

**[CAB98]** Cabanas M.F., Melero M.G., Orcajo G.A., Cano J.M., Solares J.; “Técnicas para el mantenimiento y diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas”. Edit. Marcombo, 1998

**[CHI03]** Chindurza I., Dorrell D.G., Cossar C.; “Non-invasive fault diagnosis for switched-reluctance machines with incorrect winding turns, inter-turn winding faults and eccentric rotors”. The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2003, Vol 1, pp 485-490.

**[DOR03]** Dorrell D.G., Ooshima M., Chiba A.; “Force analysis of a buried permanent- magnet bearingless motor”. International Electric Motors and Drives Conference, June 2003.

**[FIL98]** Filippetti F., Franceschini G., Tassoni C., Vas P.; “AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect”. Thirty-First IAS Annual Meeting, Industry Applications Conference, IAS '96, Vol 1, pp 655-662.

**[GAM12]** Gameiro N.S., Cardoso A.J.M; “A New Method for Power Converter Fault Diagnosis in SRD Drives”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 48, Issue 2, 2012, pp 653-662.

---

**[JAN10]** Janda M., Vitek O., Skalka M.; “Noise diagnostic of induction machine”. XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM 2010), pp 1-4.

**[KUN11]** Kunli M., Yunxin W.; “Fault Diagnosis of Rolling Element Bearing Based on Vibration Frequency Analysis”. Third International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation (ICMTMA 2011), 6-7 Jan. 2011, Vol 2, pp 198-201.

**[LEE06]** Lee K., Park N., Kim K., Hyun D.; “Simple Fault Detection and Tolerant Scheme in VSI-fed Switched Reluctance Motor”. Power Electronics Specialists Conference, PESC '06, pp 1-6.

**[PIC12]** Picazo-Rodenas M.J., Royo R., Antonino-Daviu J., Roger-Folch J.; “Use of infrared thermography for computation of heating curves and preliminary failure detection in induction motors”. XXth International Conference on Electrical Machines, ICEM 2012, pp 525-531.

---

**[SCH94]** Schoen R.R., Habetler T.G., Kamran F., Bartheld R.G.; “Motor bearing damage detection using stator current monitoring”. Industry Applications Society Annual Meeting, 1994, Vol 1, pp 110-116.

**[SEL06]** Selvaganesan N., Raja D., Renganathan S.; “Neural control and fault simulation of 6/4 switched reluctance motor”. India International Conference on Power Electronics, IICPE 2006, 19-21 Dec. 2006, pp 156-160.

---

**[SHE07]** Lu S., Chen H., Chen Z.; “Modeling inter-turn winding faults in switched reluctance machines based on neural network”. International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2007, Oct. 2007, pp 1600-1605.

**[THO01]** Thomson W.T., Fenger M.; “Current signature analysis to detect induction motor faults”. IEEE Industry Applications Magazine, Vol 7, Issue 4, July/August 2001, pp 26-34.

**[VER07]** Verucchi C., Acosta G.; “Fault Detection and Diagnosis Techniques in Induction Electrical Machines”. IEEE Latin America Transactions, Vol 5, Issue 1, 2007, pp 41-49.

## **Capítulo 5**

### **Validación experimental de resultados**



## V Validación experimental de resultados

### 5.1 Análisis experimental de las distintas faltas

Para la contrastación experimental de resultados se han utilizado diversos equipos: los accionamientos, el equipo de carga de dichos accionamientos y los distintos aparatos y sensores de medida.

Como accionamientos se han utilizado dos motores. El que denominaremos Motor 1 de 3 fases, con 6 polos en el estator y 4 en el rotor (6/4), de 0,75 kW, 300 V y 3000  $\text{min}^{-1}$ . El segundo motor denominado Motor 2 es de 4 fases con 8 polos en el estator y 6 en el rotor (8/6), de 0,475 kW, 42 V y 1800  $\text{min}^{-1}$ .

Para la carga se ha utilizado una dinamo de corriente continua de 4,4 kW, 400 V y 3000  $\text{min}^{-1}$ , conjuntamente con un módulo de resistencias variables.

Para la medida se han utilizado: acelerómetros PCB MODELO 352C33 para la medida de las vibraciones, un sonómetro Brüel & Kjaer 2260 Observer para la medida del ruido acústico, un osciloscopio Tektronic TDS5034B con PC incorporado para la adquisición de señales, además que voltímetros y sensores de corriente incorporados en el convertidor de control.

En los anexos describiremos con mayor detalle las características de dichos equipos.

Realizaremos distintas pruebas con distintos tipos de faltas, para poder determinar cual es la mejor técnica para la detección de dichas faltas. La simulación, que hemos realizado en el capítulo 3, nos servirá de referencia del comportamiento de los SRD ante distintas faltas.

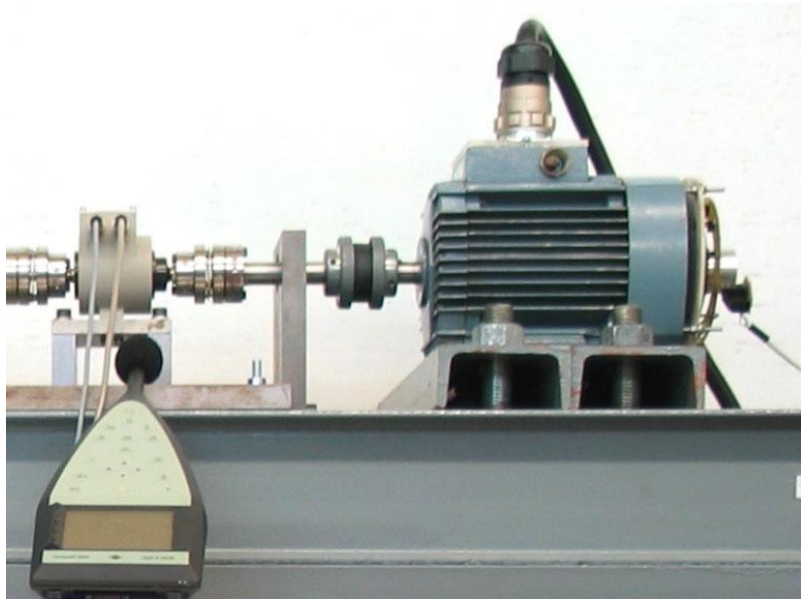
Las faltas que provocaremos serán: faltas de fase para los dos motores y cortocircuito en distintas espiras de una bobina para el motor 2.

En cuanto a los tipos de control, para el motor 1 realizaremos un control de velocidad y veremos la evolución del par y de las corrientes de las fases para el caso de funcionamiento normal y funcionamiento con una fase abierta, con una carga de 1,8 Nm y 750  $\text{min}^{-1}$ . Analizaremos la aceleración de la vibración en forma temporal y en forma espectral, así como el ruido acústico. Además efectuaremos un ensayo de temperatura para ambos casos.

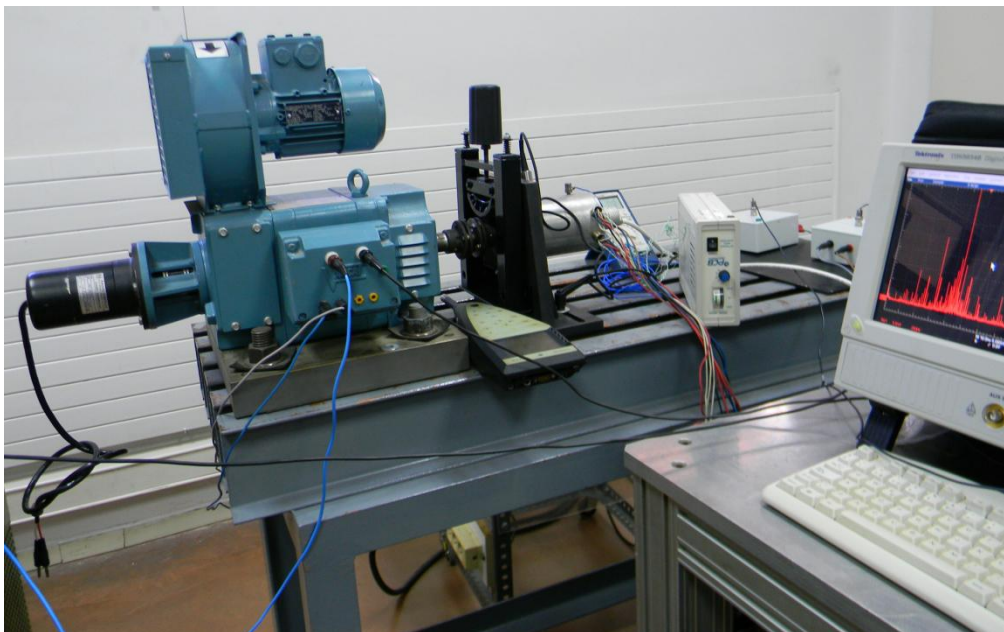
En el motor 2 realizaremos un estudio más exhaustivo, ya que este motor presenta la posibilidad de provocar cortocircuitos en la bobina de un polo de una fase. Se han realizado tres tipos de control: control de par, control de velocidad y control de pulso único, para los casos de funcionamiento normal y funcionamiento con fase abierta. Hemos visualizado la evolución de las corrientes, tensión, par y velocidad.

En los controles de velocidad y de par se aplica una regulación de corriente, por ello para los análisis de faltas mediante vibraciones y corrientes se

utilizará el término control de corriente, para facilitar de esta forma el análisis posterior, tanto en la falta de fase como en el análisis de cortocircuitos.



*Figura 5.1: Banco de pruebas con el motor 1, SRM 6/4.*



*Figura 5.2: Banco de pruebas con el motor 2, SRM 8/6.*

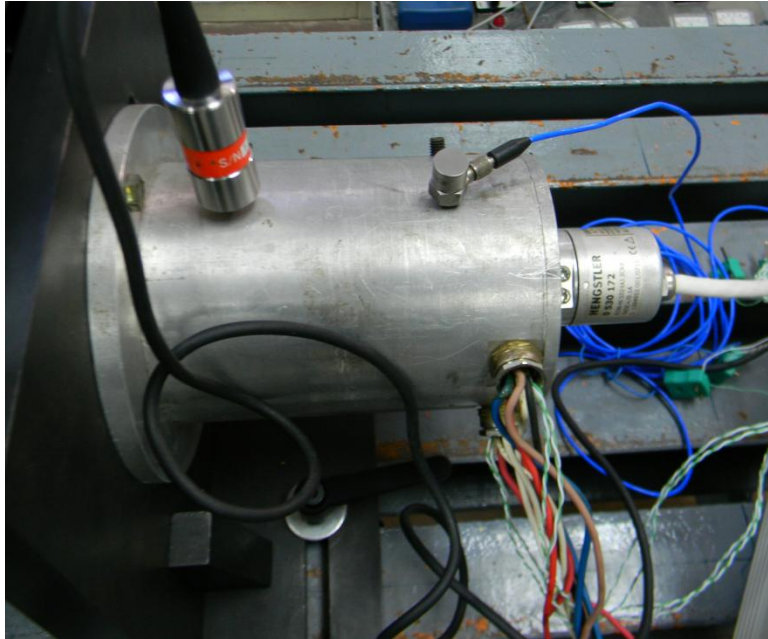


Figura 5.3: Motor 2, SRM 8/6.

## 5.2 Fase cortada en el accionamiento.

Tal como se ha comentado en el apartado de simulación, la falta que tiene una mejor solución para el funcionamiento a posteriori del SRD es cuando queda una fase cortada o abierta en el estator del motor y, generalmente, es como quedará funcionando cuando se despejen la mayoría de faltas que se produzcan, de aquí la importancia de este análisis.

En nuestro caso utilizaremos los dos accionamientos mencionados y descritos en los anexos correspondientes.

### 5.2.1 Fase cortada en el accionamiento: Motor 1.

#### a) Análisis de par, velocidad y corrientes.

En primer lugar veremos el motor de tres fases con las siguientes características: 6/4, 0,75 kW, 300 V y  $3000 \text{ min}^{-1}$ . Se ha realizado el estudio con control de velocidad y analizamos la evolución de la velocidad y del par, así como de la corriente de las fases antes y después de la falta.



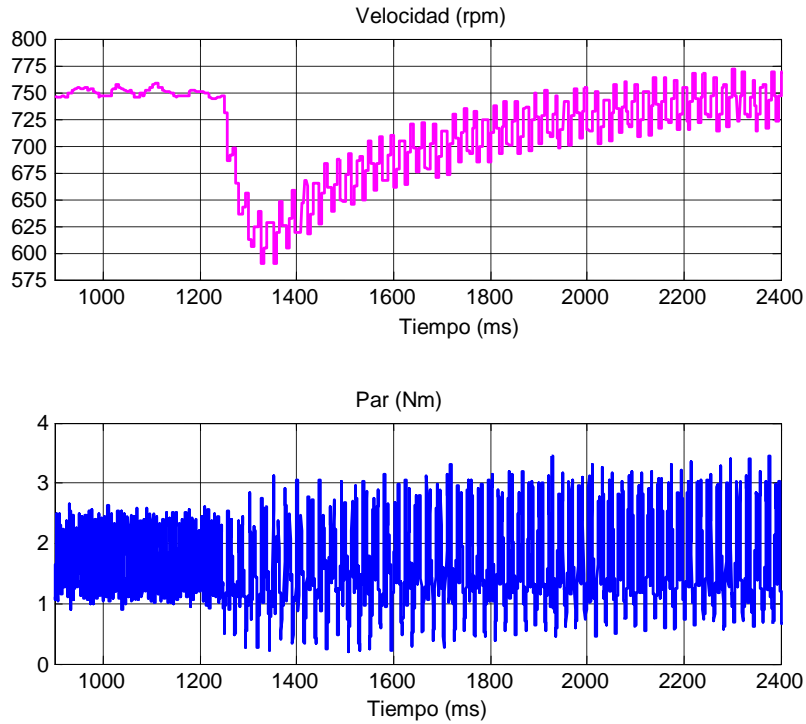


Figura 5.4: Respuesta en el accionamiento SRD 6/4. Formas de onda de la velocidad y del par antes y después de la apertura de una fase. Par 1,8 Nm, referencia de velocidad  $750 \text{ min}^{-1}$ .

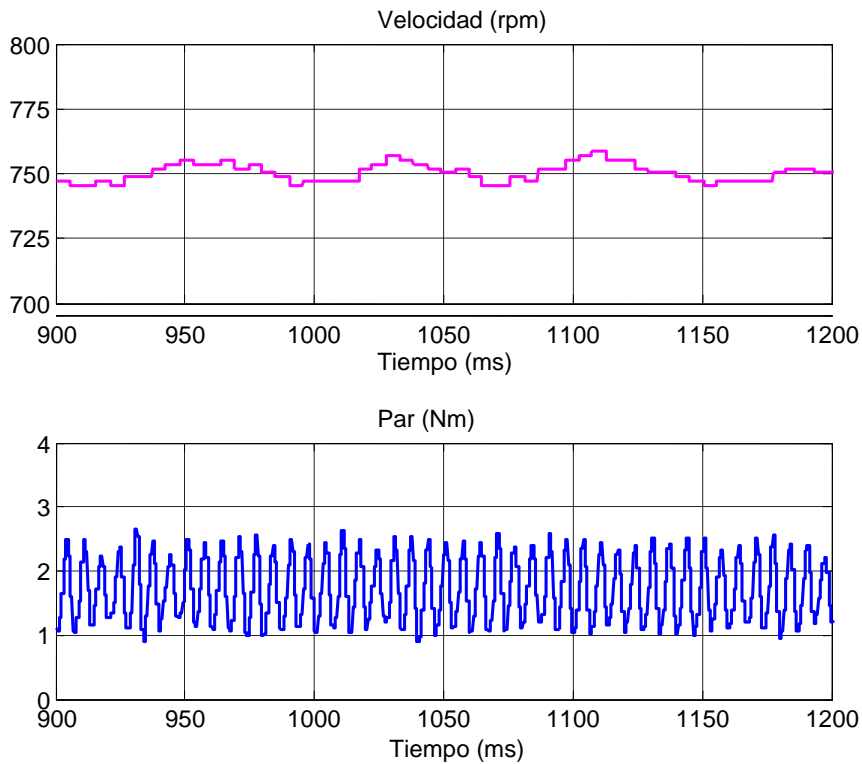


Figura 5.5: Velocidad y par antes de la apertura de la fase, funcionamiento normal. Carga 1,8 Nm, velocidad de referencia  $750 \text{ min}^{-1}$ .

En la figura 5.4 se muestran las formas de onda de la velocidad y del par antes y después de la apertura de la fase, mientras que las figuras 5.5 y 5.6 muestran ampliaciones de la figura 5.4, para evaluar las variaciones entre el funcionamiento de forma normal, a tres fases, y el funcionamiento con una fase fuera de servicio.

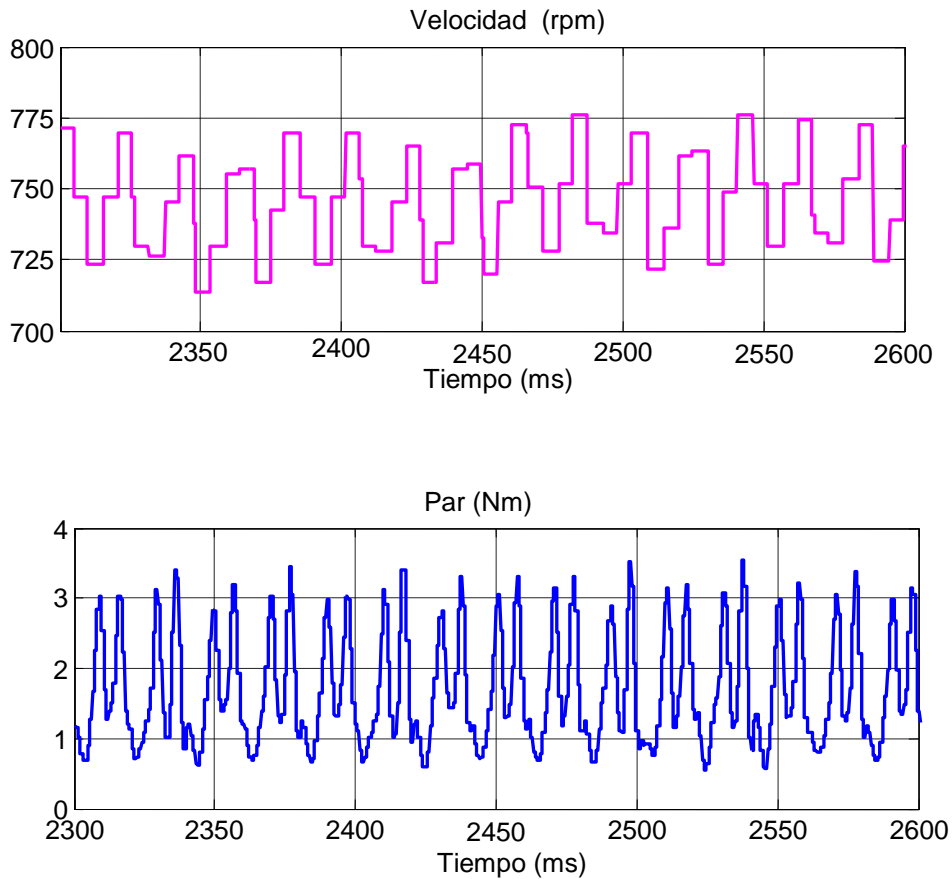


Figura 5.6: Velocidad y par después de la apertura de la fase. Carga 1,8 Nm, velocidad de referencia  $750 \text{ min}^{-1}$ .

En la figura 5.7 podemos observar la evolución de las corrientes de fase antes y después de la apertura de la fase. En las siguientes figuras 5.8 y 5.9, se ha realizado una ampliación de las zonas de funcionamiento a tres fases, funcionamiento sin falta, y a dos fases, funcionamiento con una fase cortada.

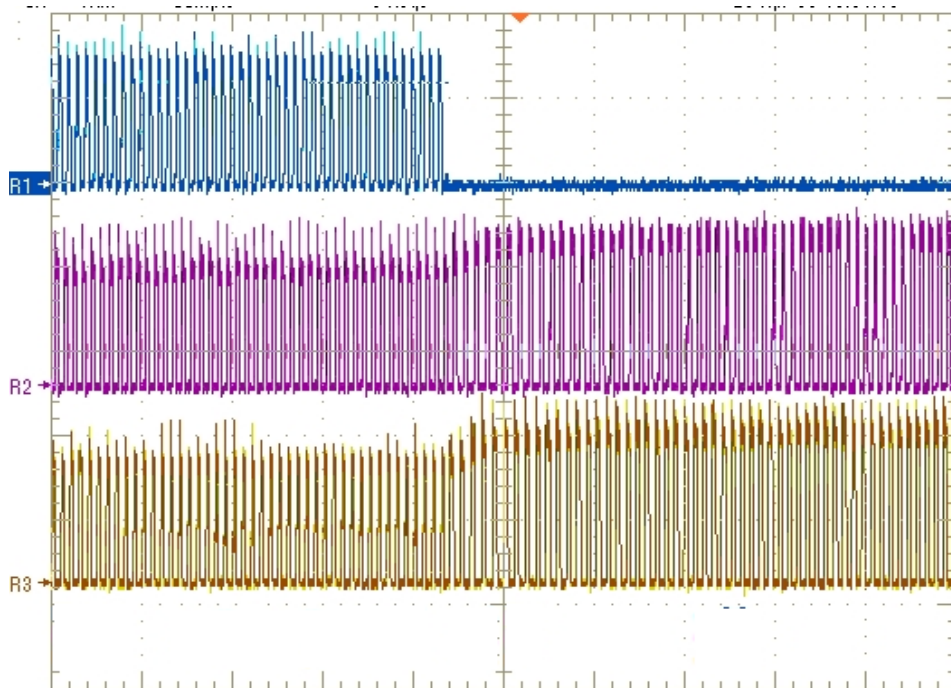


Figura: 5.7: Evolución de las corrientes de fase antes y después de la apertura de la fase A (curva superior). Carga 1.8 Nm, referencia de velocidad 750  $\text{min}^{-1}$ . (3.8 A/div), 200 ms/div.



Figura: 5.8: Corrientes de fase antes de la apertura de la fase (funcionamiento a 3 fases), 1.8 Nm, 750  $\text{min}^{-1}$ . (3.8 A/div), 20 ms/div.



Figura: 5.9: Corrientes de fase después de la apertura de la fase (funcionamiento a 2 fases), 1.8 Nm, 750 min<sup>-1</sup>. (3.8 A/div), 20 ms/div.

Cuando la fase del SRD está abierta debido a una falta, el controlador aumenta la corriente de las fases sanas. Después de un corto periodo de transición el accionamiento continúa funcionando con algunas perturbaciones, en la corriente, velocidad y par.

En el siguiente análisis haremos hincapié en algunas magnitudes externas como son las vibraciones, el ruido acústico y la temperatura. Se ha particularizado el análisis, para una carga de 1,8 Nm y una velocidad de referencia de 750 min<sup>-1</sup>.

Durante el funcionamiento normal la forma de onda del par está compuesta por un valor medio más una señal sinusoidal de frecuencia  $f$ , ecuación 5.1:

$$f = \frac{N_r N_s}{N_s - N_r} \frac{N}{60} \quad (5.1)$$

En el funcionamiento posterior a la falta, es significativa la presencia de las frecuencias indicadas según la ecuación 5.2:

$$f = k N_r \frac{N}{60} \quad (5.2)$$

Donde:

$k$  = número entero.

$f$  = frecuencia (Hz).

$N_r$  = polos del rotor.

$N_s$  = polos del estator.

$N$  = velocidad (min<sup>-1</sup>).

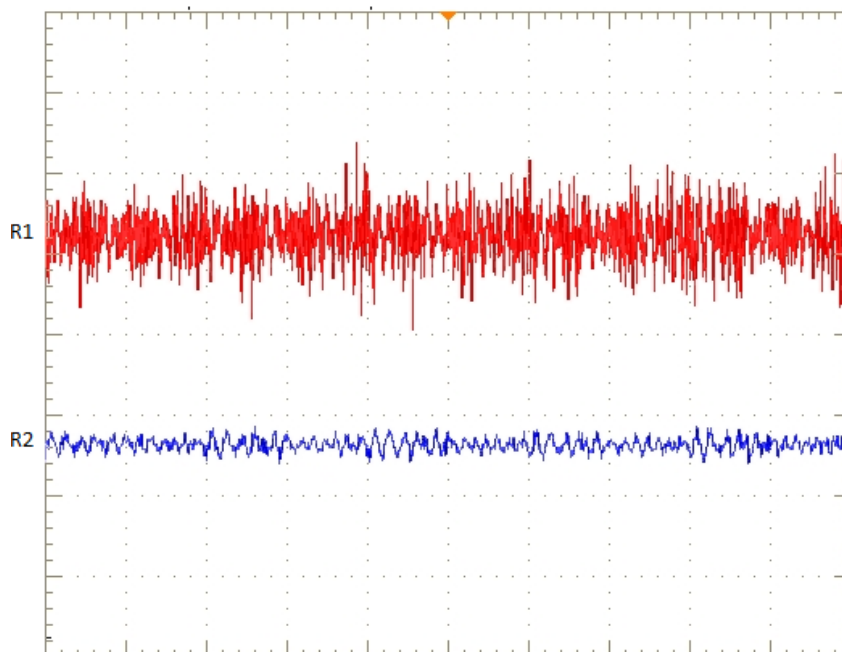
En nuestro caso, funcionando correctamente, la frecuencia de la señal sinusoidal es de 150 Hz, mientras que con una fase abierta las frecuencias más relevantes son 50, 100, 150 y 200 Hz.

En las condiciones de carga especificadas, la corriente de las fases sanas se incrementa 1,22 veces respecto de la corriente en funcionamiento normal. Los resultados experimentales de la figura 5.7 lo confirman, la corriente antes de la falta era de 3,08 A en valor RMS y la corriente después de la falta es de 3,8 A, valor RMS.

*b) Análisis de vibraciones y ruido acústico.*

Se ha realizado el estudio de la aceleración de la vibración en forma temporal y en forma espectral, así como del ruido acústico en forma temporal.

El análisis de las vibraciones y del ruido acústico en el dominio del tiempo indica que no existen diferencias notables entre ambos tipos de funcionamiento en valores RMS, figuras 5.10 y 5.11. No obstante, un análisis más detallado de las formas de la aceleración de la vibración con una fase abierta, R1 en la figura 5.11, muestra un incremento de vibraciones cuando las fases sanas dejan de conducir. Este hecho puede ser utilizado para distinguir el funcionamiento normal y el funcionamiento posterior a la falta.



*Figura 5.10: Vibración, R1, ( $20 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ); ruido acústico, R2, ( $0,2 \text{ N/m}^2/\text{div}$ ), funcionamiento normal. Velocidad  $750 \text{ min}^{-1}$ , carga  $1.8 \text{ Nm}$ , base de tiempo:  $10 \text{ ms}/\text{div}$ .*

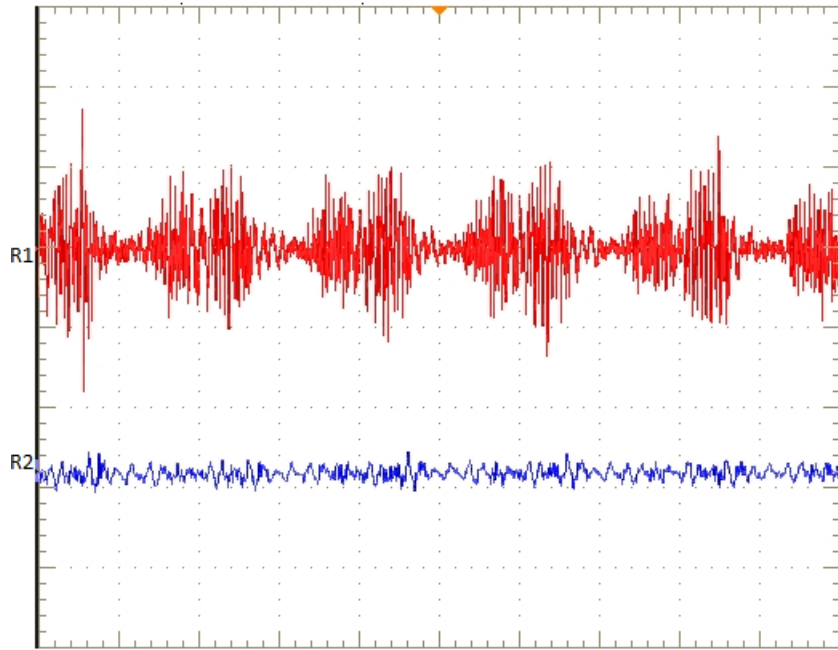


Figura 5.11: Vibración, R1, ( $20 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ); ruido acústico, R2, ( $0,2 \text{ N/m}^2/\text{div}$ ), funcionamiento con fase abierta. Velocidad  $750 \text{ min}^{-1}$ , carga  $1.8 \text{ Nm}$ , base de tiempo:  $10 \text{ ms}/\text{div}$ .

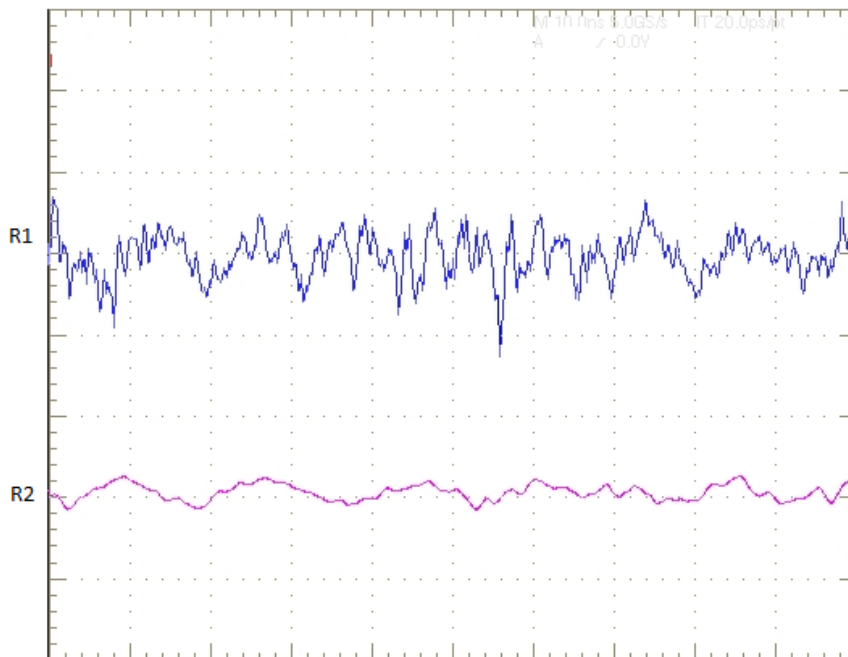


Figura 5.12: Vibración, R1, ( $20 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ); ruido acústico, R2, ( $0,2 \text{ N/m}^2/\text{div}$ ), funcionamiento normal. Velocidad  $750 \text{ min}^{-1}$ , carga  $1.8 \text{ Nm}$ , base de tiempo:  $1 \text{ ms}/\text{div}$ .

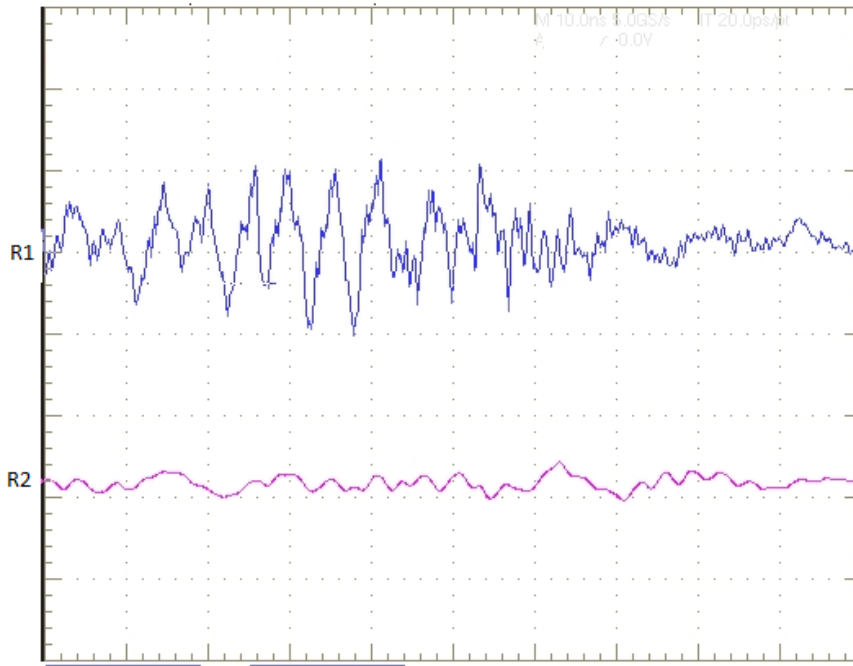


Figura: 5.13: Vibración, R1, (20 m/s<sup>2</sup>/div); ruido acústico, R2, (0,2 N/m<sup>2</sup>/div) funcionamiento con fase abierta. Velocidad 750 min<sup>-1</sup>, carga 1.8 Nm, base de tiempo: 1 ms/div.

En las figuras 5.12 y 5.13, hemos realizado un zoom de la señal para poder observar con más precisión las variaciones entre funcionar a 3 y a 2 fases. Aunque observemos algún cambio, no es posible realizar una detección con garantías mediante este análisis.

El análisis en el dominio de la frecuencia de la aceleración de la vibración, figuras 5.14 y 5.15, muestra una importante presencia de armónicos múltiples de la frecuencia calculada con la ecuación 5.2, siendo importante la diferencia de amplitudes y algunos armónicos particulares entre el funcionamiento normal y con una fase abierta, lo cual puede ser utilizado para estudios de detección de faltas.

No es significativa la variación del ruido acústico en ambos tipos de funcionamiento, ya que el valor en dB en uno y otro caso son de 80 dB en funcionamiento normal y 81 dB funcionando con la apertura de una fase.

La temperatura de las fases sanas se incrementa cuando el SRD está funcionando con una fase abierta, en condiciones normales es de 72°C y ésta se incrementa a 83°C cuando funciona con una fase abierta, según se muestra en la figura 5.16.

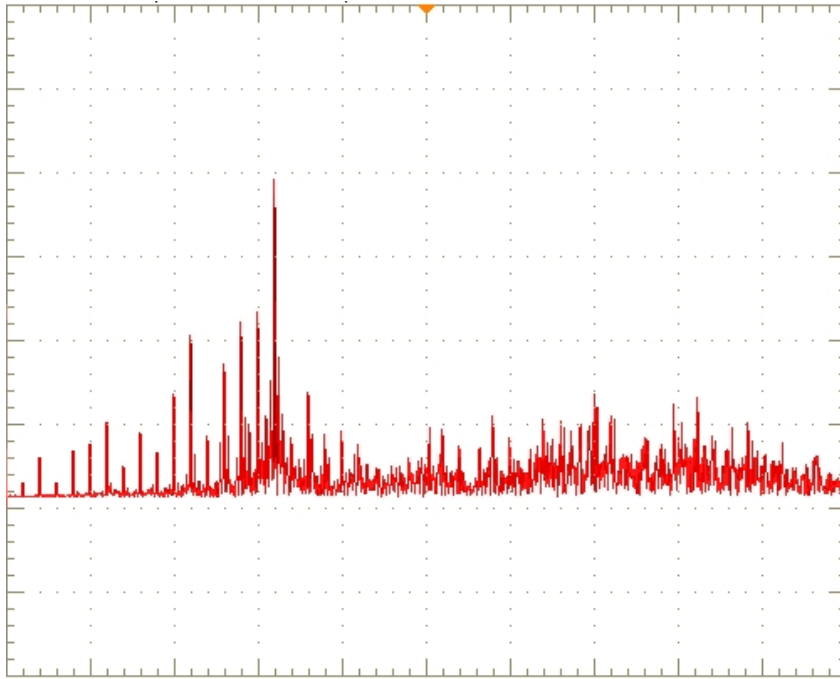


Figura 5.14: Espectro de la aceleración en funcionamiento normal, Velocidad  $750 \text{ min}^{-1}$ , carga  $1,8 \text{ Nm}$ ,  $0.3 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ,  $250 \text{ Hz/div}$ .

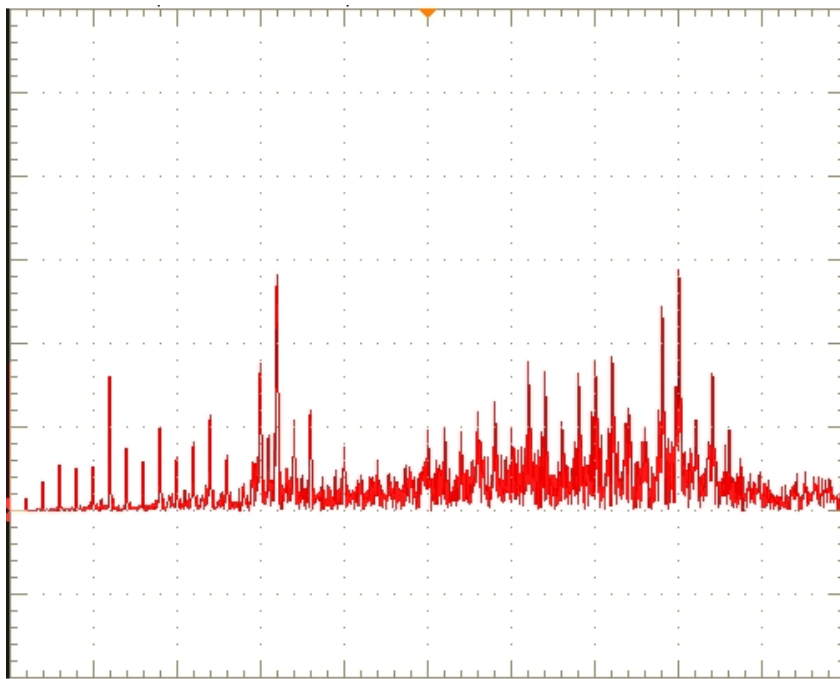


Figura 5.15: Espectro de la aceleración en funcionamiento con una fase abierta. Velocidad  $750 \text{ min}^{-1}$ , carga  $1.8 \text{ Nm}$ ,  $3 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ,  $250 \text{ Hz/div}$ .



Para determinar el incremento medio de temperatura se carga el motor a una potencia constante durante un determinado periodo de tiempo, se desconecta de la alimentación y se mide la resistencia de una fase. Ésta volverá a medirse en intervalos de tiempo preestablecidos, construyendo una gráfica como la de la figura 5.16, en la que  $\tau$  es la constante de tiempo.

Conociendo la resistencia ( $R_{amb}$ ) a la temperatura ambiente ( $T_{amb}$ ) se deducirá el incremento medio de temperatura del devanado ( $\Delta T$ ) en las condiciones de funcionamiento especificadas, a partir de la resistencia calculada ( $R_T$ ) en  $t = 0$ , a partir de las expresiones siguientes:

$$R = R_T \cdot e^{-t/\tau} \quad (5.3)$$

$$\ln R = \ln R_T - \frac{t}{\tau} \quad (5.4)$$

$$T = \left[ \frac{R_T}{R_{amb}} (235 + T_{amb}) \right] - 235 \quad (5.5)$$

$$\Delta T = T - T_{amb} \quad (5.6)$$

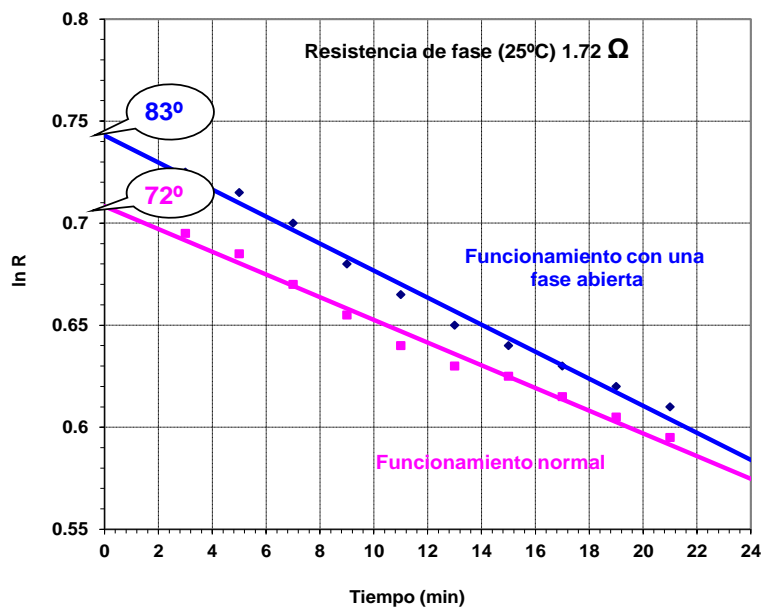


Figura 5.16: Valores de la resistencia, para  $t = 0$ ,  $R_0$ , para la determinación de la temperatura. Operación con una fase abierta (curva superior), funcionamiento normal (curva inferior),  $1000 \text{ min}^{-1}$ ,  $1,8 \text{ Nm}$ .

El accionamiento SRD puede soportar distintos tipos de faltas y continuar su funcionamiento aunque con algunas perturbaciones. El diseño de los SRD para aplicaciones tolerantes a faltas ha de considerar el incremento de la corriente y de la temperatura en las fases sanas cuando ocurre una falta, esto implica incrementar el tamaño del motor y del convertidor.

En algunos casos será deseable reducir los efectos del rizado de par cuando funciona con una fase abierta, esto puede conseguirse aumentando el ángulo de conducción de las fases sanas, pero requiere un control de mayor complejidad para las condiciones de falta.

### **5.2.2 Fase cortada en el accionamiento: Motor 2.**

El segundo estudio experimental se ha realizado mediante un motor de cuatro fases, denominado Motor 2, de 0,475 kW, 42 V, con una configuración 8/6.

Para el análisis trabajaremos a un par de 2 Nm y una velocidad de  $750 \text{ min}^{-1}$ .

*a) Análisis de par, velocidad, tensión y corrientes.*

Los tipos de control que realizaremos en este caso serán los siguientes:

1. Control de par funcionando a cuatro fases.
2. Control de par funcionando a tres fases.
3. Control de velocidad funcionando a cuatro fases.
4. Control de velocidad funcionando a tres fases.
5. Control de pulso único funcionando a cuatro fases.
6. Control de pulso único funcionando a tres fases.

Se mostrarán gráficas para cada caso del par, tensión y corrientes, para poder analizar los cambios que se producen cuando deja de funcionar una fase.

Como veremos, la finalidad principal es la posible detección de la falta, pero como se ha comentado en el caso anterior del Motor 1, es importante comprobar el posible funcionamiento con una fase menos y corroborar la tolerancia a faltas de estos accionamientos, ya que en caso de avería la solución más efectiva es la eliminación de la fase dañada y el funcionamiento con una fase menos.

### 1 Control de par funcionando a cuatro fases

En la figura 5.17 se muestran las gráficas de corriente de las cuatro fases, tensión en una fase, del par y de la velocidad. Como se observa, al realizar el control de par, éste se mantiene prácticamente constante, mientras que la velocidad presenta oscilaciones, mayores que en la simulación (capítulo 3).

Estas oscilaciones se pueden considerar normales, ya que en este caso el control se ejerce sobre el par y éste se compensa con la variación de velocidad.

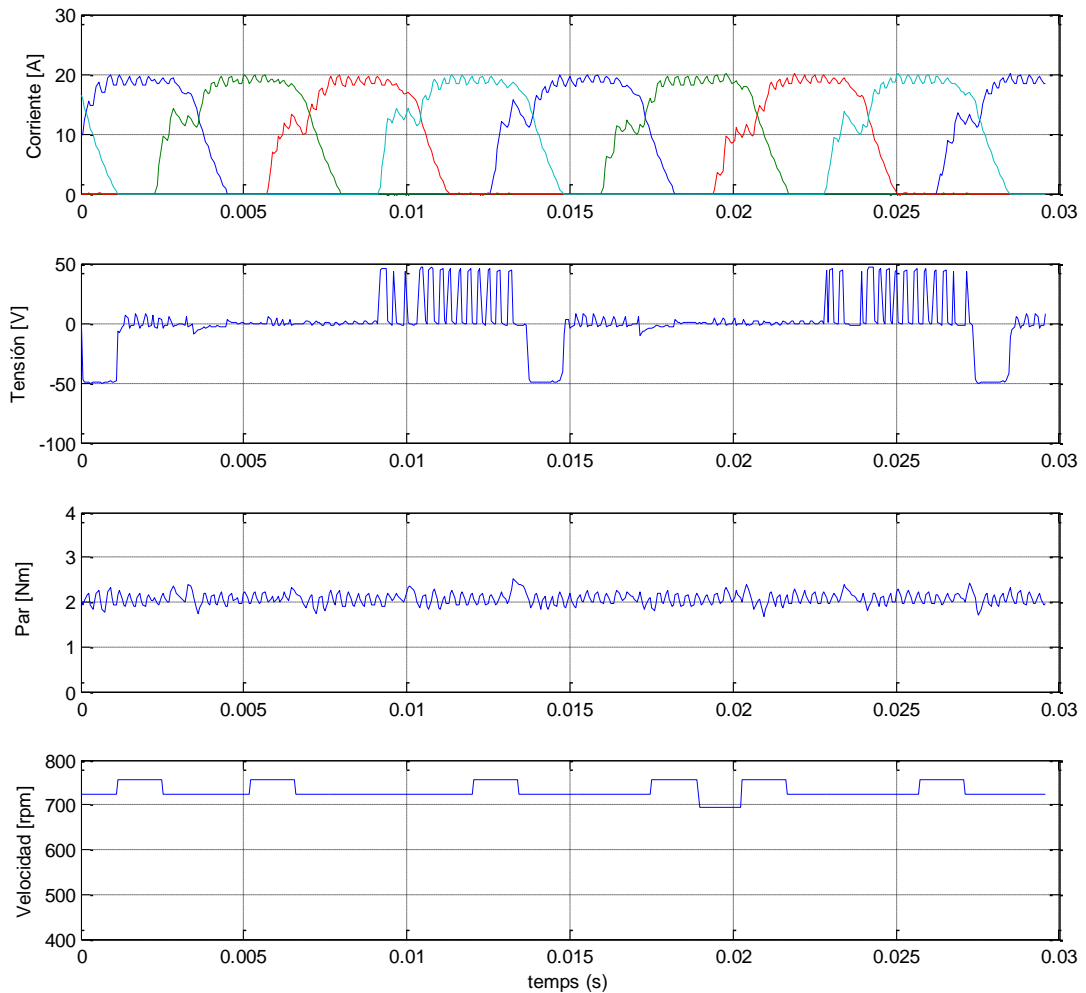


Figura 5. 17: Formas de onda, control PWM con control de par funcionando a cuatro fases.

## 2 Control de par funcionando a tres fases

Cuando se produce la falta de una fase, observamos en la gráfica de la corriente de la figura 5.18 como la fase siguiente a la dañada presenta un incremento de corriente para compensar la caída del par provocado por la falta.

Podemos observar como el par trata de mantenerse constante por medio del control, mientras que la velocidad descende hasta las  $650 \text{ min}^{-1}$ , lo cual es coherente ya que con esta regulación lo que mantenemos constante es el par, cosa que como observamos se cumple.

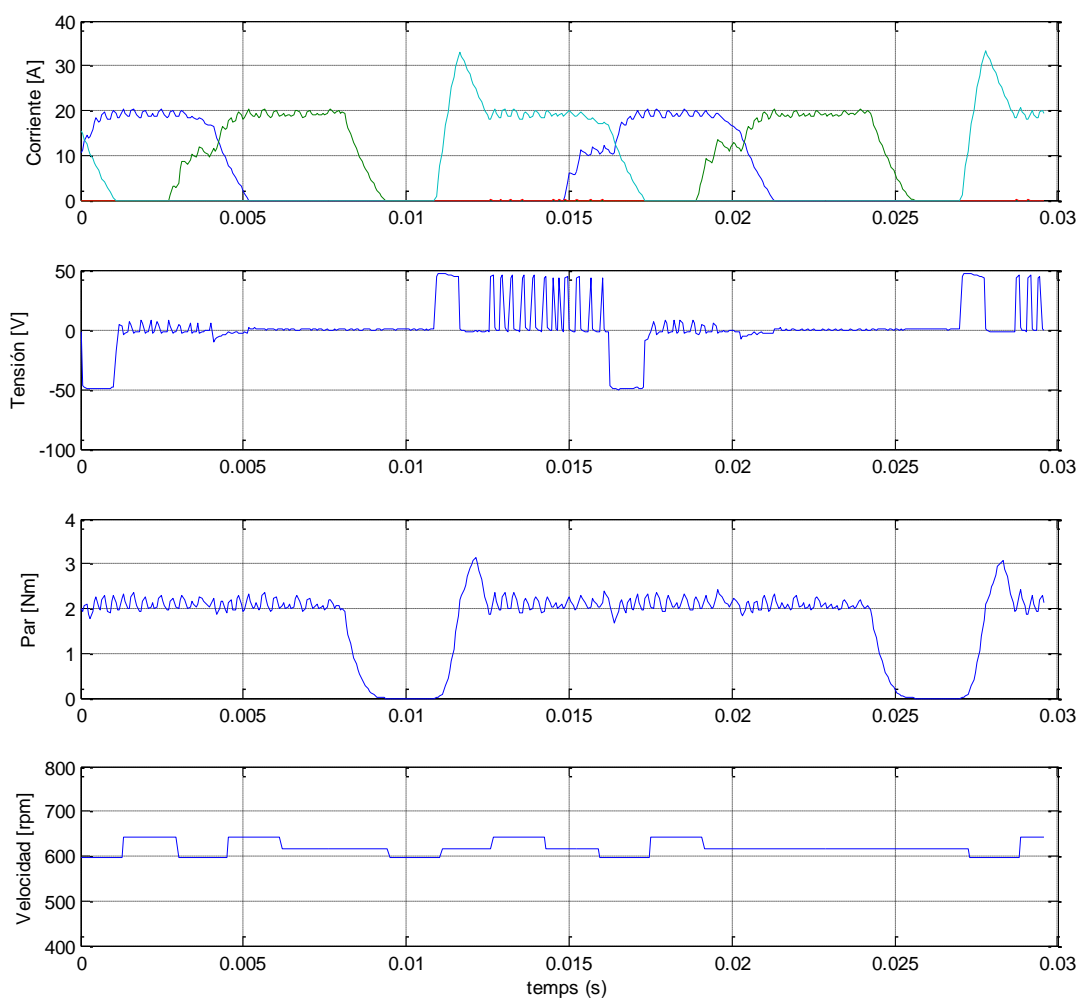


Figura 5.18: Formas de onda, control PWM con control de par funcionando a tres fases.

### 3. Control de velocidad funcionando a cuatro fases.

El control de velocidad en funcionamiento normal a cuatro fases se muestra en la figura 5.19. Observamos cómo se mantiene constante la velocidad, objetivo de dicha regulación, y cómo el par presenta mayores oscilaciones que en el caso anterior ya que se produce el efecto contrario al que se producía con el control sobre el par.

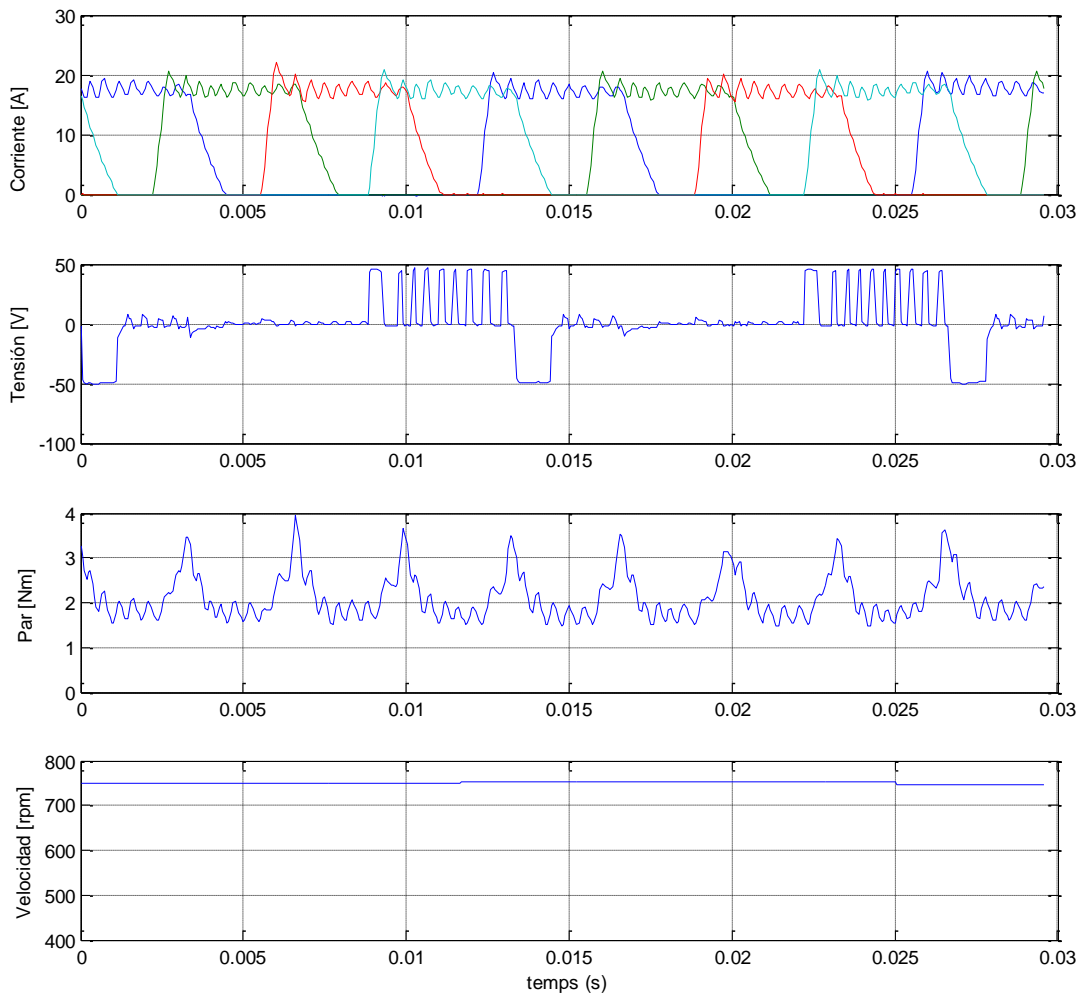


Figura 5.19: Formas de onda, control de histéresis con control de velocidad funcionando a cuatro fases.

#### 4 Control de velocidad funcionando a tres fases

Funcionando a tres fases y con regulación de velocidad observamos cómo se produce un pequeño incremento de corriente, respecto del funcionamiento a cuatro fases, debido a que el control trata de mantener la velocidad constante.

Esto hace que aumenten las oscilaciones en el par con respecto al funcionamiento normal, mientras que la velocidad se mantiene constante debido al control, tal como observamos en la figura 5.20.

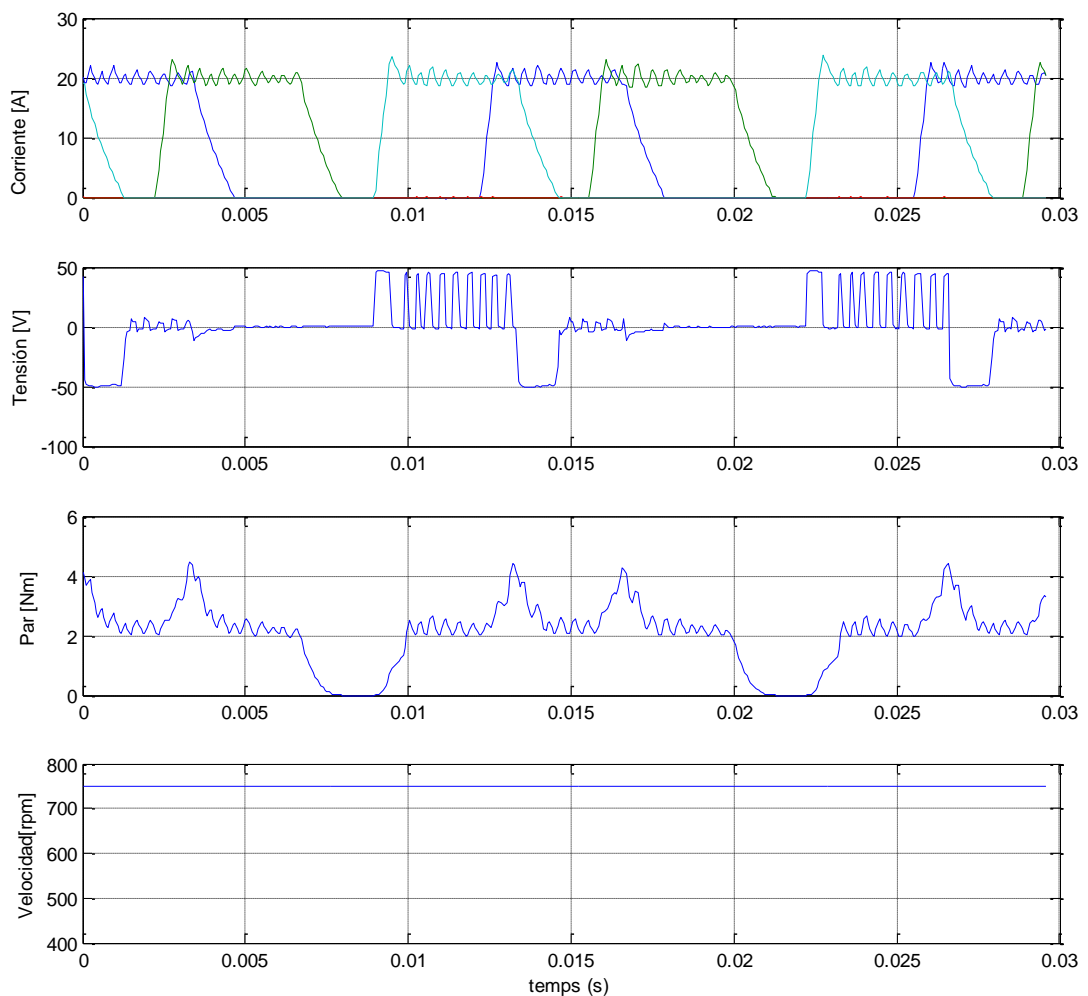


Figura 5.20: Formas de onda, control de histéresis con control de velocidad funcionando a tres fases.

## 5 Control de pulso único funcionando a cuatro fases

Tal como se vió en el apartado de simulación funcionado a pulso único, al no existir ningún tipo de control, se observa que para el par de 2 Nm la velocidad se dispara por encima de las 2000  $\text{min}^{-1}$ , manteniéndose estable tanto la velocidad como el par, tal y como se puede ver en la figura 5.21.

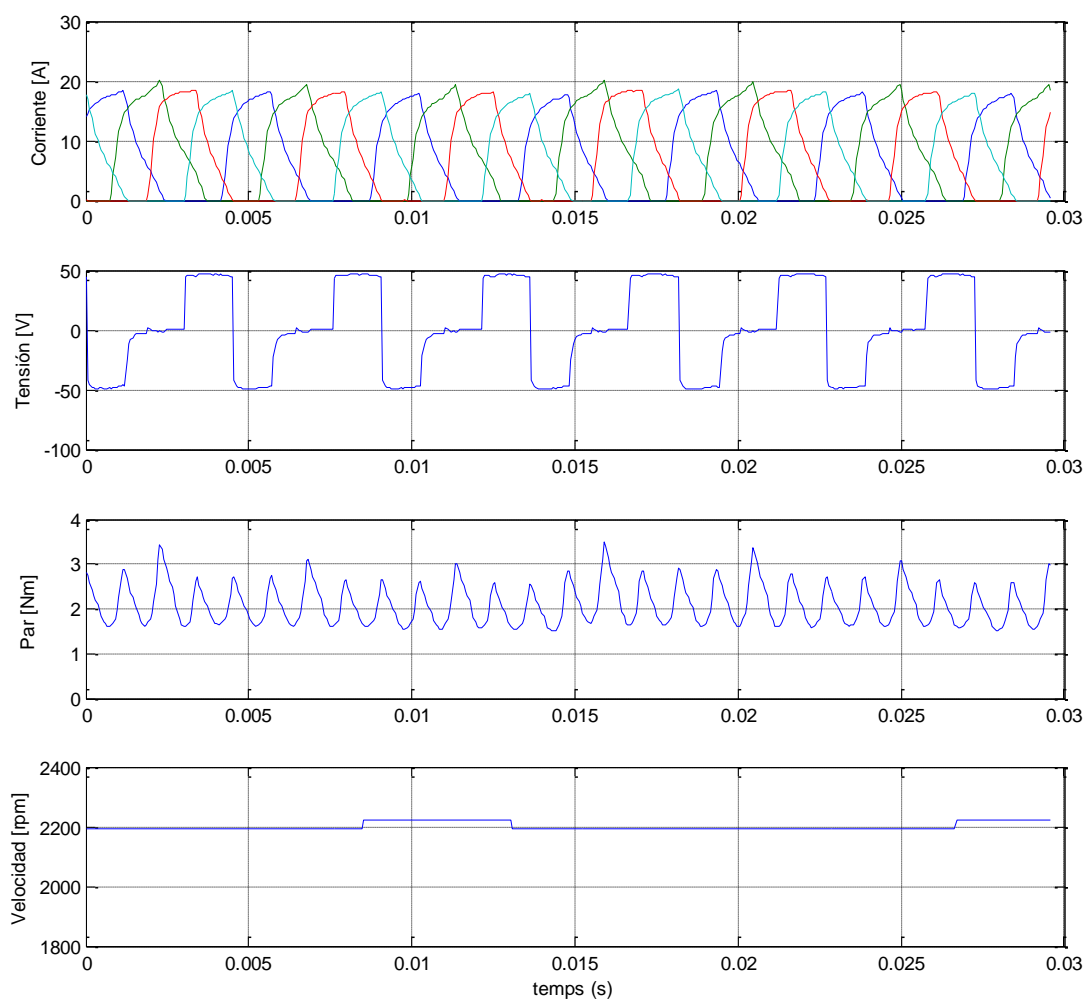


Figura 5.21: Formas de onda, control de pulso único funcionando a cuatro fases.

## 6 Control de pulso único funcionando a tres fases

Observamos en la figura 5.22 como al funcionar con tres fases, sin ningún tipo de control, aumenta la corriente, el par oscila y la velocidad cae a  $1985 \text{ min}^{-1}$ , aumentando las oscilaciones del par debido a la falta de aportación de par de la fase que no funciona.

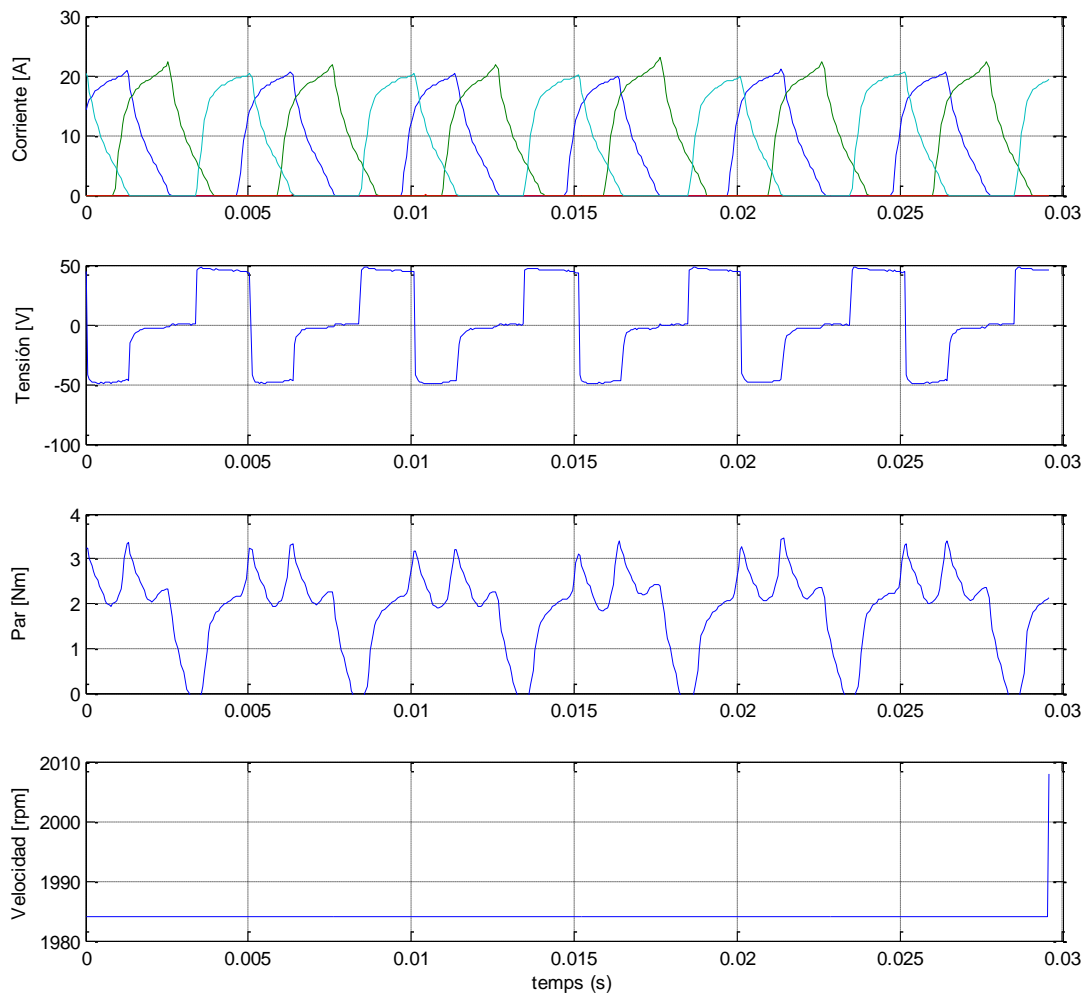


Figura 5.22: Formas de onda, control de pulso único funcionando a tres fases.

### b) Análisis de vibraciones y ruido acústico.

Para este motor realizaremos el análisis de vibraciones y el análisis de ruido acústico, para una de velocidad  $1000 \text{ min}^{-1}$  y para una carga de  $1 \text{ Nm}$ , con control de corriente en primer lugar y a pulso único seguidamente.



Analizaremos la aceleración de la vibración en forma temporal y en forma espectral, tal como se hizo en el primer caso del motor 6/4, mientras que el ruido acústico analizaremos únicamente la forma temporal, debido a que su variación no es importante como veremos.

En las figuras 5.23 y 5.24 observamos la aceleración de la vibración y el ruido acústico en forma temporal.

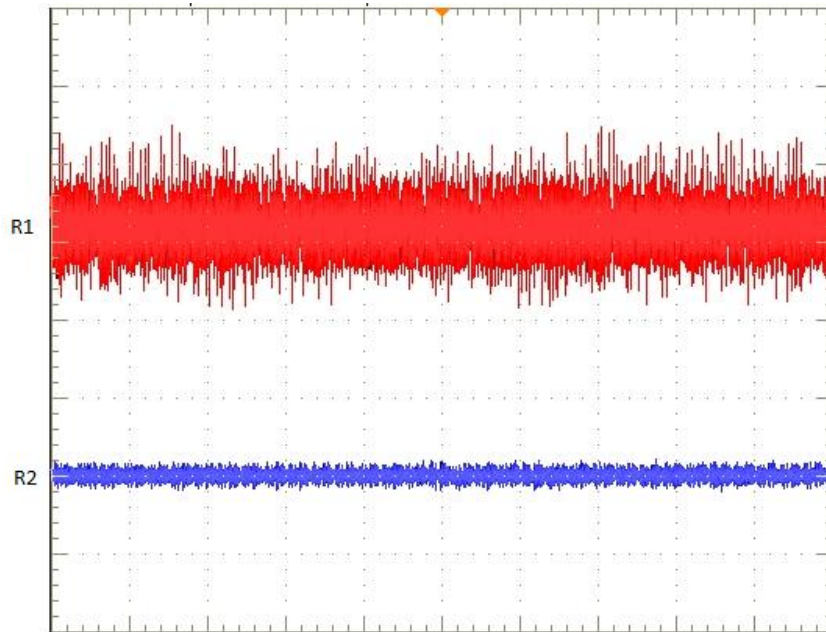


Figura 5.23: Vibración, R1, ( $20 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ); ruido acústico, R2, ( $0,2 \text{ N/m}^2/\text{div}$ ), funcionamiento normal. Velocidad  $1000 \text{ min}^{-1}$ , carga  $1 \text{ Nm}$ , base de tiempo:  $200 \text{ ms/div}$ .

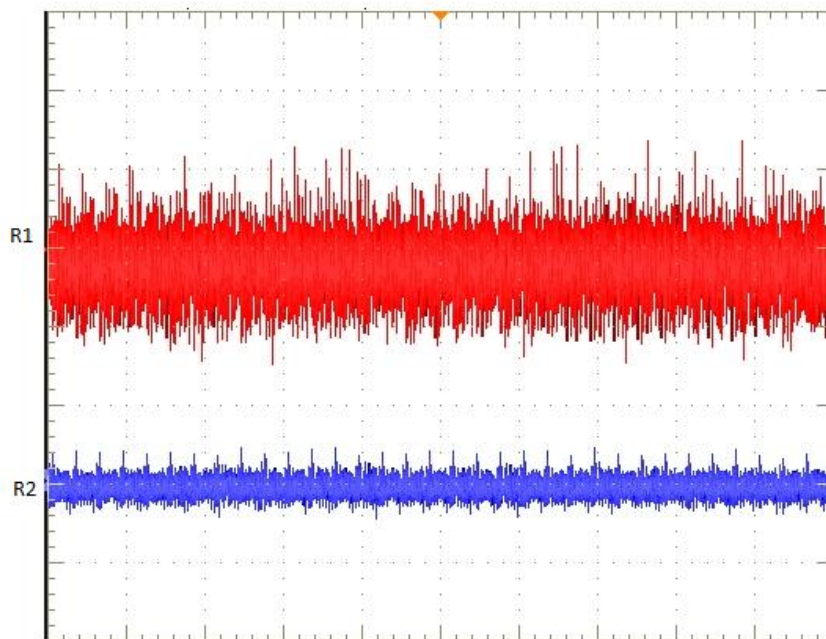


Figura 5.24: Vibración, R1, ( $20 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ); ruido acústico, R2, ( $0,2 \text{ N/m}^2/\text{div}$ ), funcionamiento con fase abierta. Velocidad  $1000 \text{ min}^{-1}$ , carga  $1 \text{ Nm}$ , base de tiempo:  $200 \text{ ms/div}$ .

En las figuras 5.25 y 5.26 hemos realizado un zoom de las anteriores y podemos apreciar alguna pequeña diferencia entre los dos funcionamientos referidos. En el funcionamiento a tres fases, figura 5.26, observamos unos huecos que corresponden al no funcionamiento de una fase.

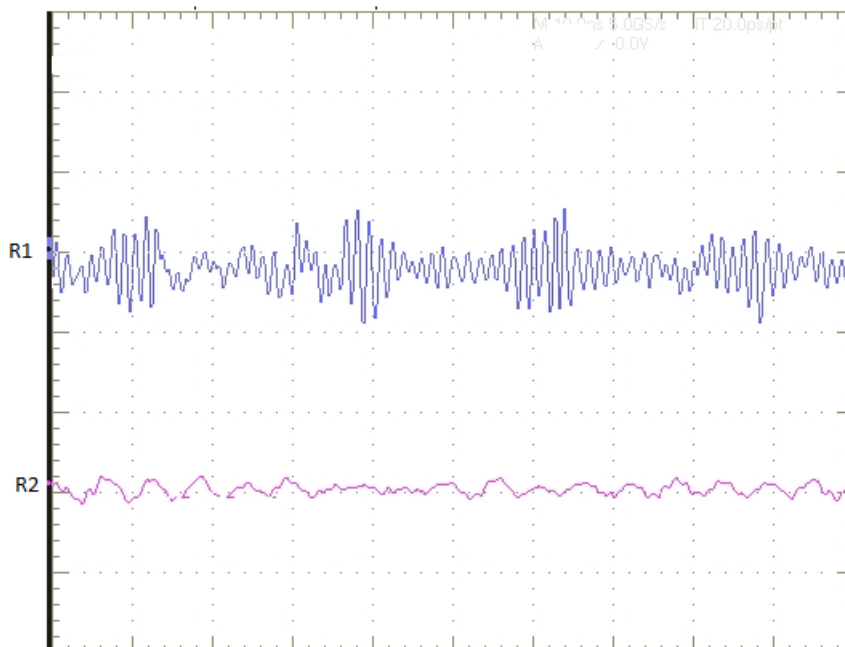


Figura 5.25: Vibración, R1, ( $20 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ); ruido acústico, R2, ( $0,2 \text{ N/m}^2/\text{div}$ ), funcionamiento normal con control de corriente. Velocidad  $1000 \text{ min}^{-1}$ , carga  $1 \text{ Nm}$ , base de tiempo:  $2 \text{ ms}/\text{div}$ .

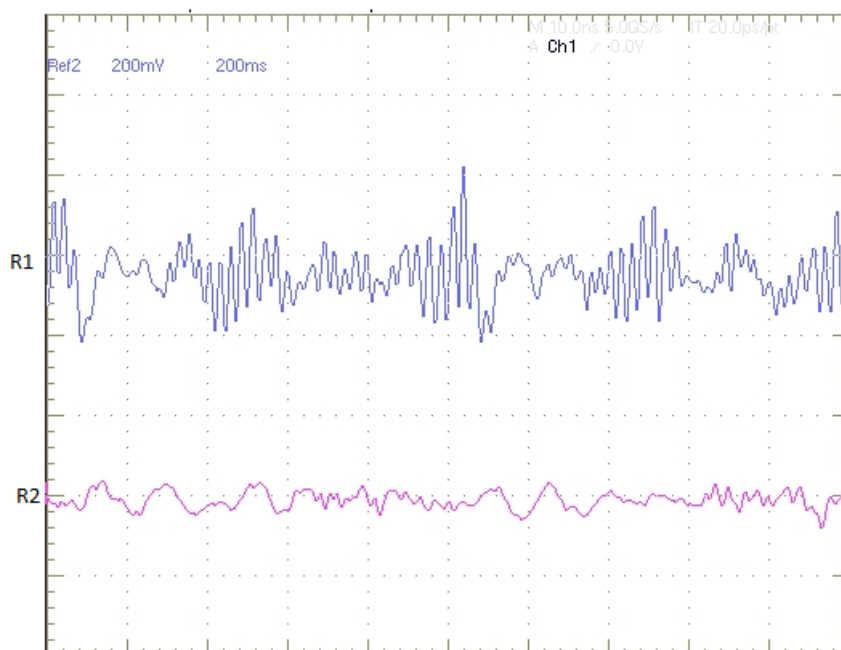


Figura 5.26: Vibración, R1, ( $20 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ); ruido acústico, R2, ( $0,2 \text{ N/m}^2/\text{div}$ ), funcionamiento con fase abierta y control de corriente. Velocidad  $1000 \text{ min}^{-1}$ , carga  $1 \text{ Nm}$ , base de tiempo:  $200 \text{ ms}/\text{div}$ .

Se han realizado pruebas a pulso único, como se muestra en las figuras 5.27 y 5.28, además de realizar un zoom de dichas figuras, que se puede observar en las figuras 5.29 y 5.30.

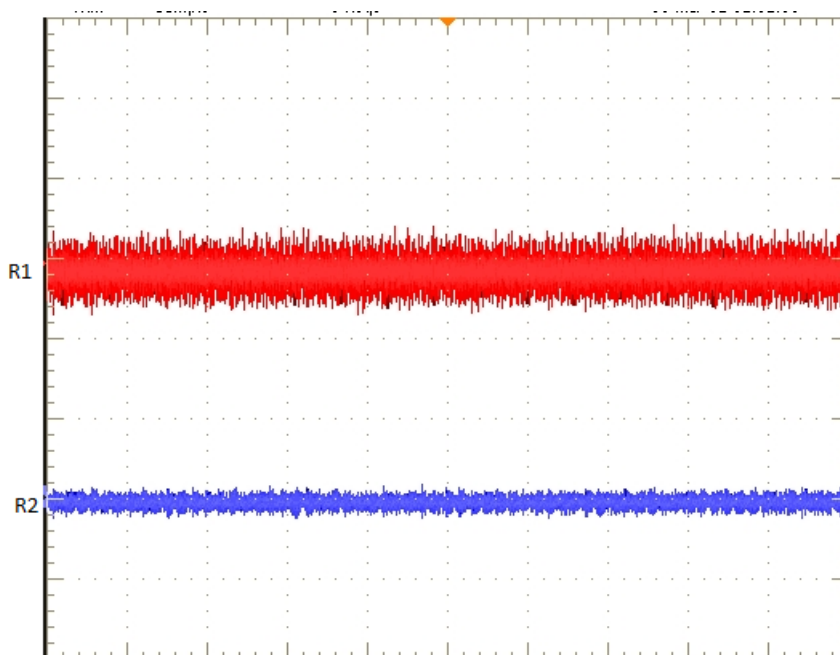


Figura 5.27: Vibración, R1, ( $20 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ); ruido acústico, R2, ( $0,2 \text{ N/m}^2/\text{div}$ ), funcionamiento normal y pulso único. Velocidad  $1890 \text{ min}^{-1}$ , carga  $0,5 \text{ Nm}$ , base de tiempo:  $200 \text{ ms/div}$ .

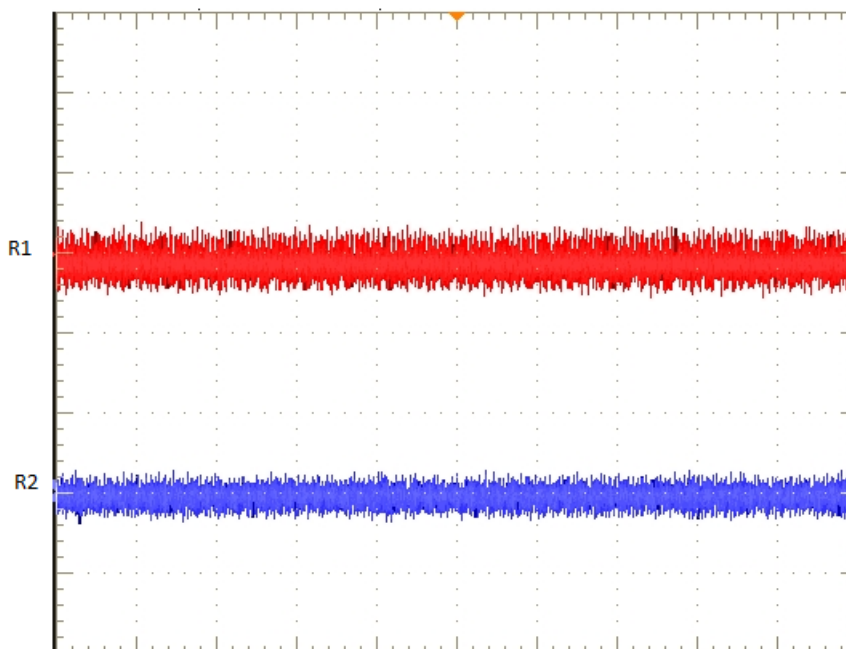


Figura 5.28: Vibración, R1, ( $20 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ); ruido acústico, R2, ( $0,2 \text{ N/m}^2/\text{div}$ ), funcionamiento con fase abierta y pulso único. Velocidad  $1720 \text{ min}^{-1}$ , carga  $0,5 \text{ Nm}$ , base de tiempo:  $200 \text{ ms/div}$ .

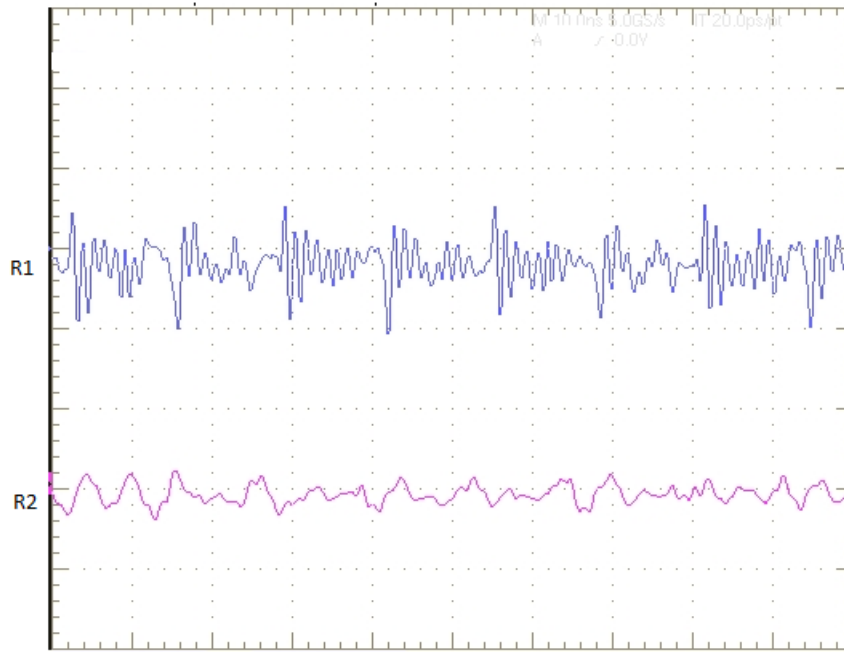


Figura 5.29: Vibración, R1, ( $20 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ); ruido acústico, R2, ( $0,2 \text{ N/m}^2/\text{div}$ ), funcionamiento normal y pulso único. Velocidad  $1890 \text{ min}^{-1}$ , carga  $0,5 \text{ Nm}$ , base de tiempo:  $2 \text{ ms/div}$ .

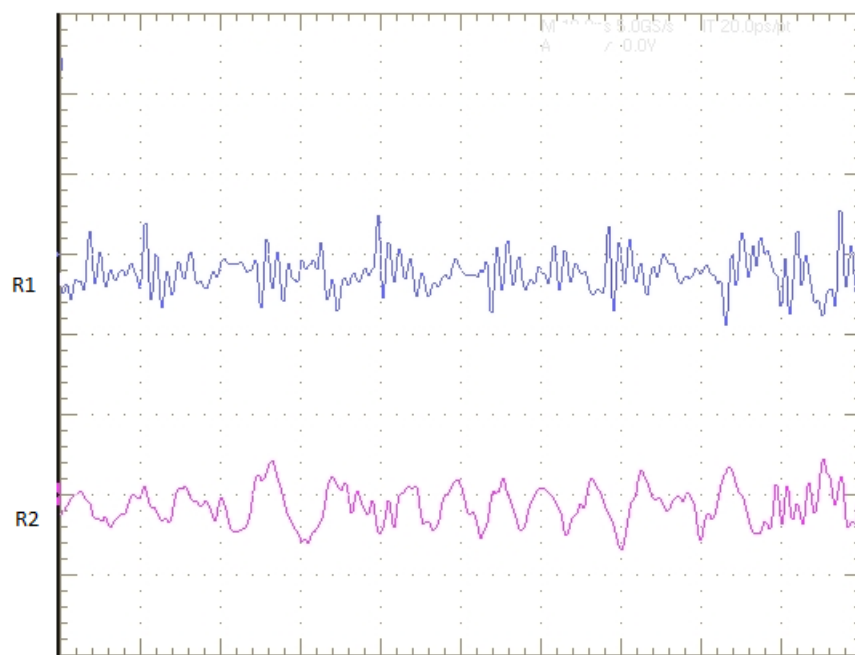


Figura 5.30: Vibración, R1, ( $20 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ); ruido acústico, R2, ( $0,2 \text{ N/m}^2/\text{div}$ ), funcionamiento con fase abierta y pulso único. Velocidad  $1720 \text{ min}^{-1}$ , carga  $0,5 \text{ Nm}$ , base de tiempo:  $2 \text{ ms/div}$ .

Podemos ver que, como en el caso anterior de funcionamiento con control de corriente, existen pequeñas variaciones entre el funcionamiento normal y el funcionamiento con falta.

El análisis en el dominio de la frecuencia de la aceleración de la vibración se muestra en las figuras 5.31 a 5.34. Como se puede apreciar, el aumento de la

vibración no es significativo, ya que las escalas de ambas figuras son iguales,  $0,5 \text{ m/s}^2$ .

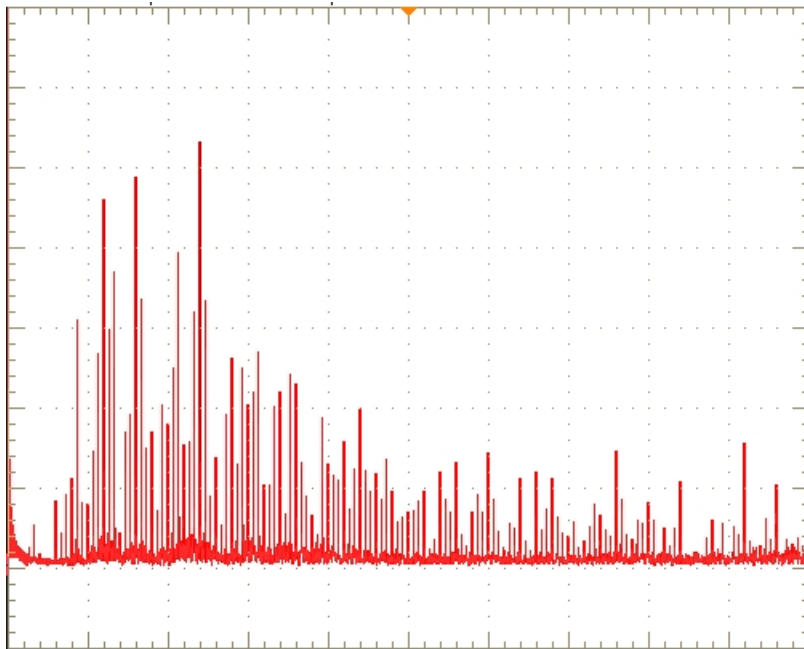


Figura 5.31: Espectro de la aceleración en funcionamiento normal, control de corriente, Velocidad  $1000 \text{ min}^{-1}$ , carga  $1 \text{ Nm}$ ,  $0.5 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ,  $250 \text{ Hz/div}$ .

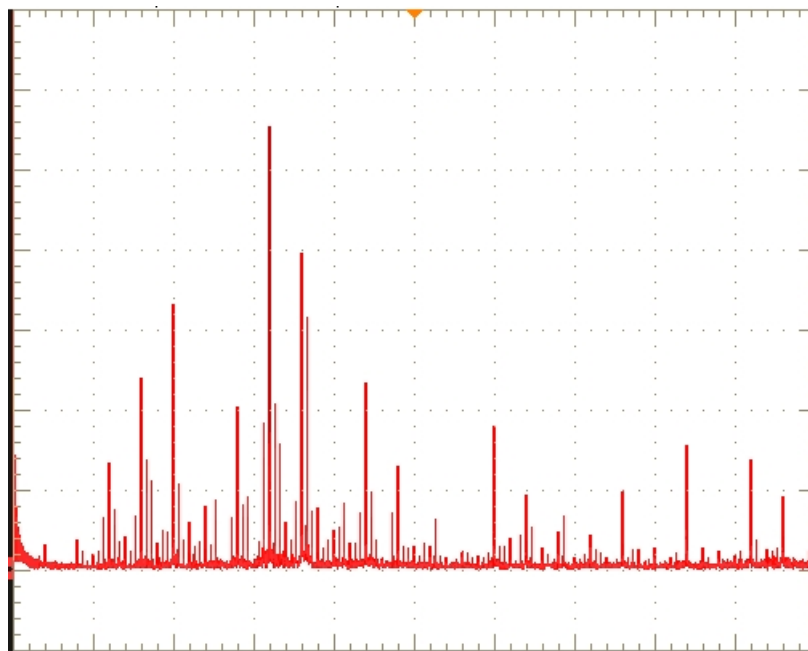


Figura 5.32: Espectro de la aceleración en funcionamiento con fase abierta, control de corriente, Velocidad  $1000 \text{ min}^{-1}$ , carga  $1 \text{ Nm}$ ,  $0.5 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ,  $250 \text{ Hz/div}$ .

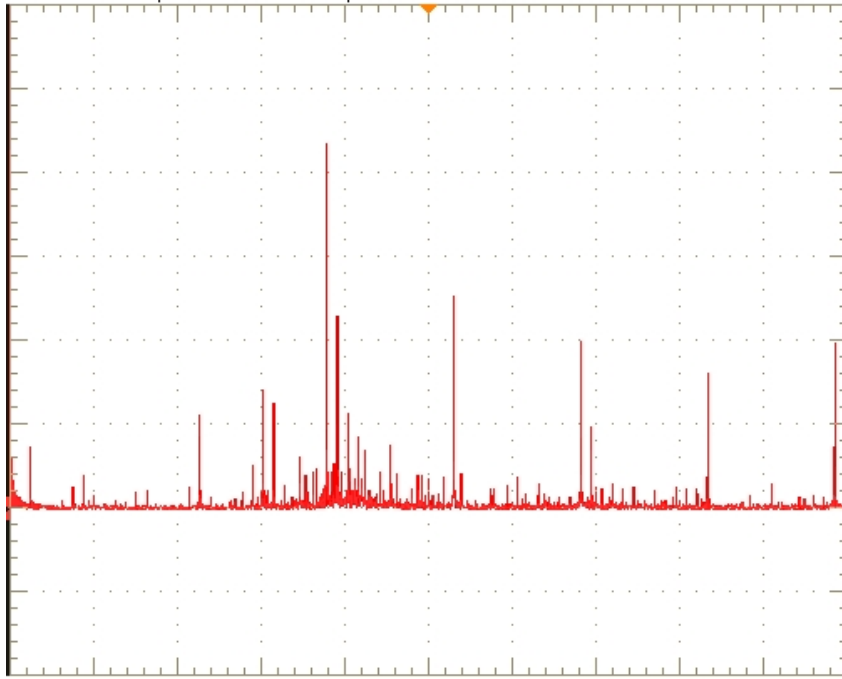


Figura 5.33: Espectro de la aceleración en funcionamiento normal y pulso único, velocidad  $1890 \text{ min}^{-1}$ , carga  $0,5 \text{ Nm}$ ,  $0.5 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ,  $250 \text{ Hz/div}$ .

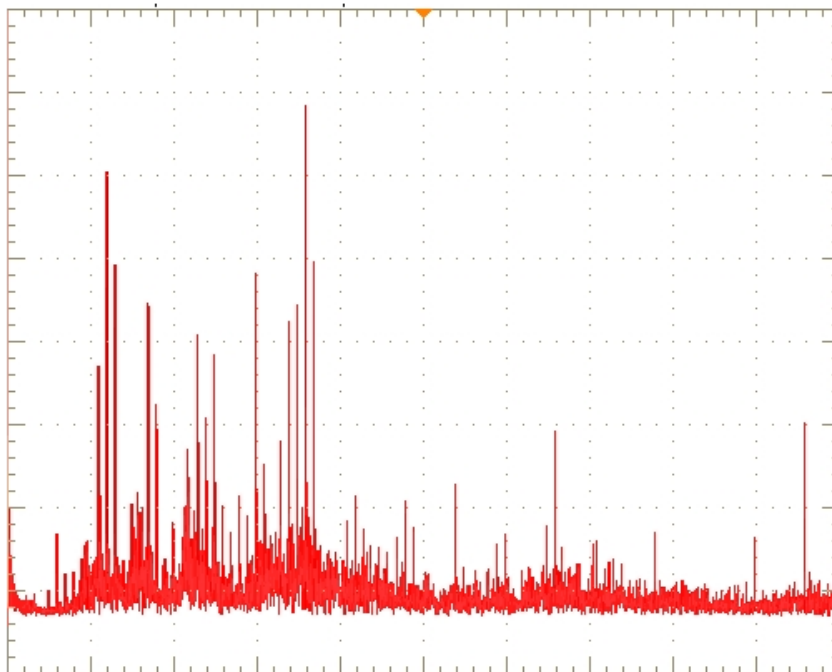


Figura 5.34: Espectro de la aceleración en funcionamiento con fase abierta y pulso único, velocidad  $1890 \text{ min}^{-1}$ , carga  $0,5 \text{ Nm}$ ,  $0.5 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ,  $250 \text{ Hz/div}$ .

La variación del ruido acústico en ambos tipos de funcionamiento no ha sido perceptible, ya que se han medido  $82 \text{ dB}$  en funcionamiento normal y  $84 \text{ dB}$  funcionando con la apertura de una fase, para un control de corriente con  $1 \text{ Nm}$  y  $1000 \text{ min}^{-1}$ .

La temperatura de las fases sanas se incrementa cuando el SRD está funcionando con una fase abierta. En condiciones normales es de 102°C y se incrementa hasta 110°C cuando funciona con una fase abierta, según se muestra en la figura 5.35.

El incremento medio de la temperatura se ha determinado de la misma forma que para el motor 1, como se explica en el apartado 5.2.1.

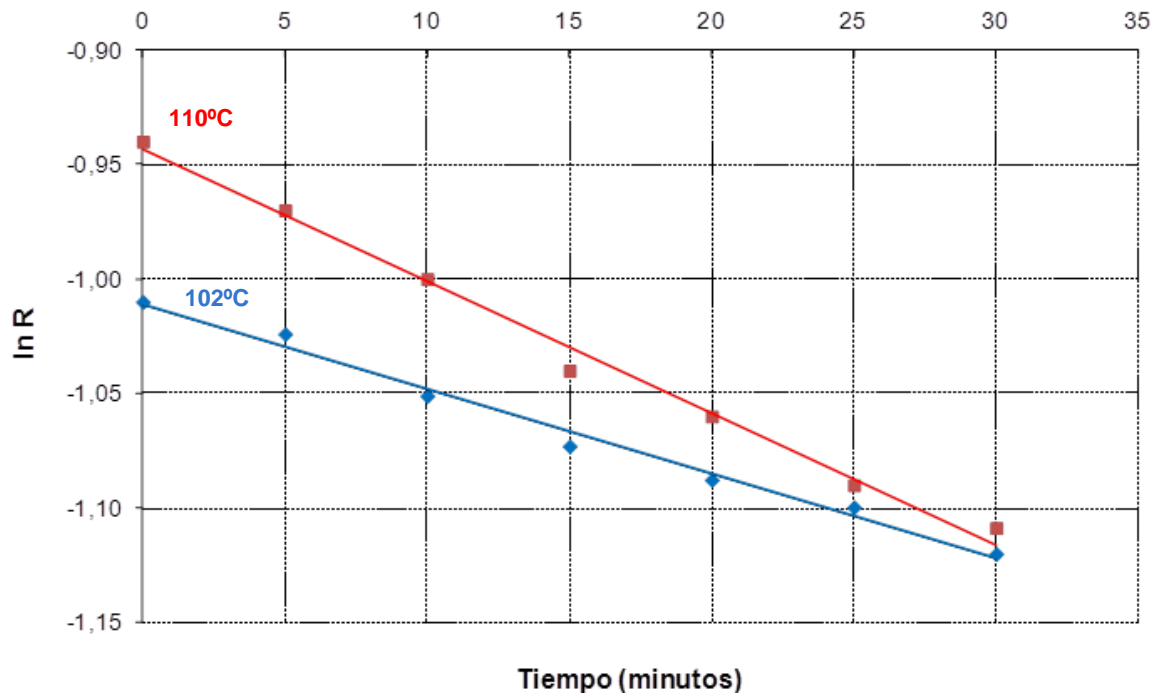


Figura 5.35:  $\ln R$  en función del tiempo, funcionando el motor con 4 fases (azul) y con 3 fases (rojo)

### 5. 3 Cortocircuitos en una fase del accionamiento

Para analizar el caso de distintos cortocircuitos utilizaremos el motor 2 de cuatro fases, de 475 W, 42 V, con una configuración 8/6.

A este motor se le han realizado cuatro tomas en la bobina de uno de los polos del estator de tal manera que podamos provocar distintos cortocircuitos.

Como se observa en la figura 5.36, la bobina tiene un total de 32 espiras por polo y las tomas se han realizado equitativamente, es decir de ocho en ocho espiras, con lo cual podemos trabajar con el motor en funcionamiento normal y con la bobina del polo con 24, 16, 8 y 0 espiras.

De esta forma hemos podido comprobar cómo le afecta el cortocircuito tanto a la corriente de las fases como a las vibraciones que estos cortocircuitos provocan.

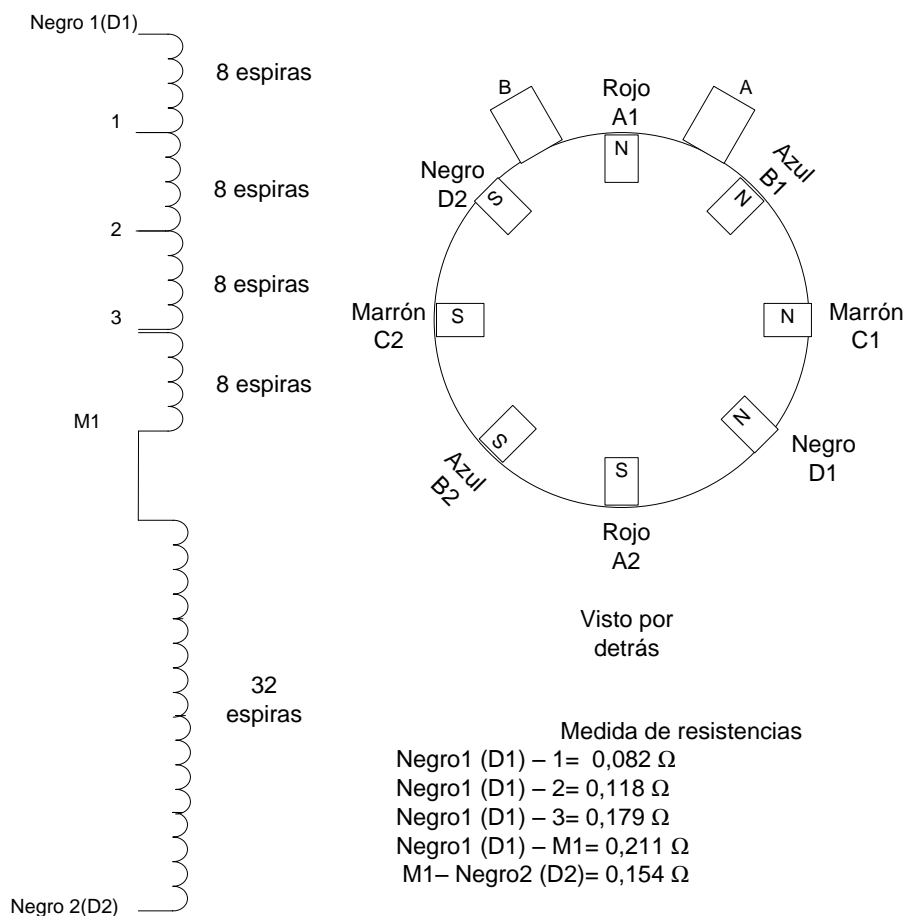


Figura 5.36: Esquema de las tomas de la bobina de un polo del motor de cuatro fases de 475 W, 42 V, con una configuración 8/6.

### 5.3 .1 Cortocircuitos en una fase del accionamiento. Análisis de corrientes

En primer lugar analizaremos la corriente de cada una de las fases funcionando con las cuatro fases, para distintas velocidades y distintas cargas.

Posteriormente efectuaremos los cortocircuitos de la fase D, fase en la que se provoca la falta de cortocircuito a través de las distintas tomas, cortocircuitando 8, 16, 24 y 32 espiras, siendo este último caso el cortocircuito total de la bobina del polo, quedando únicamente la bobina del polo opuesto funcionando con todas las espiras.

Realizaremos dos tipos de control, el control de corriente y el control a pulso único.

Primeramente se ha analizado los valores de la corriente de las cuatro fases sin cortocircuito, figuras 5.37 y 5.38, con control de corriente para una carga de 1 Nm y 1000 min<sup>-1</sup>, y con control de pulso único para una carga de 1 Nm y 1580 min<sup>-1</sup> respectivamente.



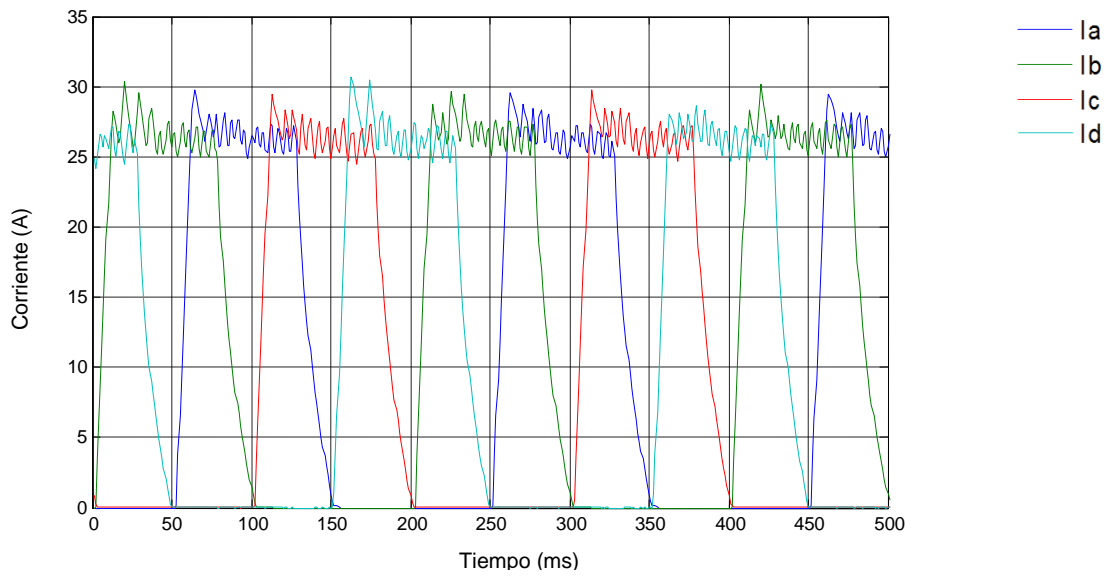


Figura 5.37: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 1000  $\text{min}^{-1}$ .

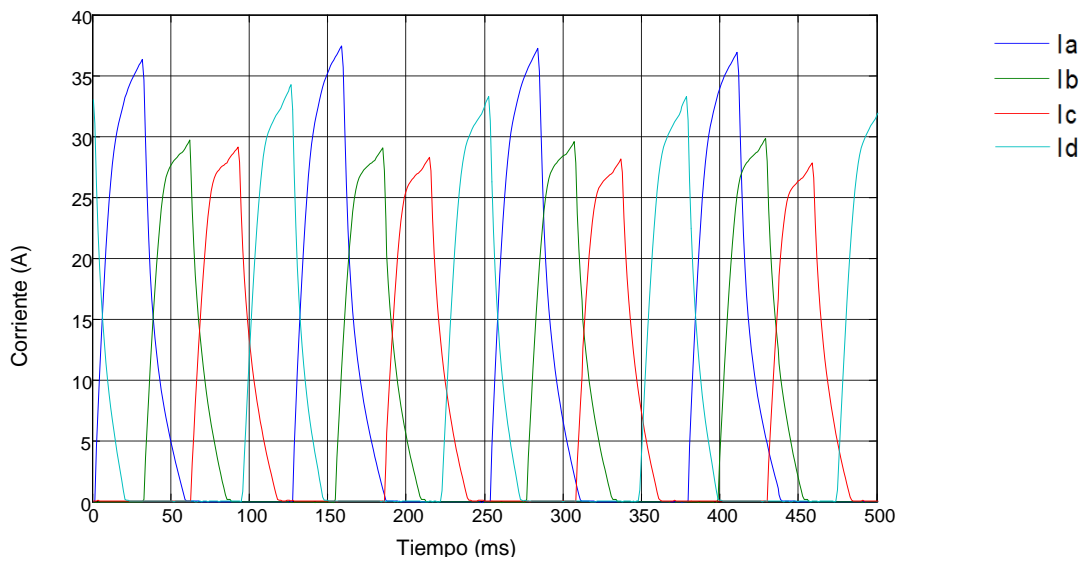


Figura 5.38: Motor funcionando a 4 fases y control de pulso único, 1 Nm, 1580  $\text{min}^{-1}$ .

A continuación se han obtenido las corrientes de las cuatro fases, con los distintos cortocircuitos posibles de 8, 16, 24, y 32 espiras de la bobina de la fase D de un polo.

Mostramos en las figuras 5.39 y 5.40 el cortocircuito de la mitad de la bobina, para control de corriente y para pulso único.

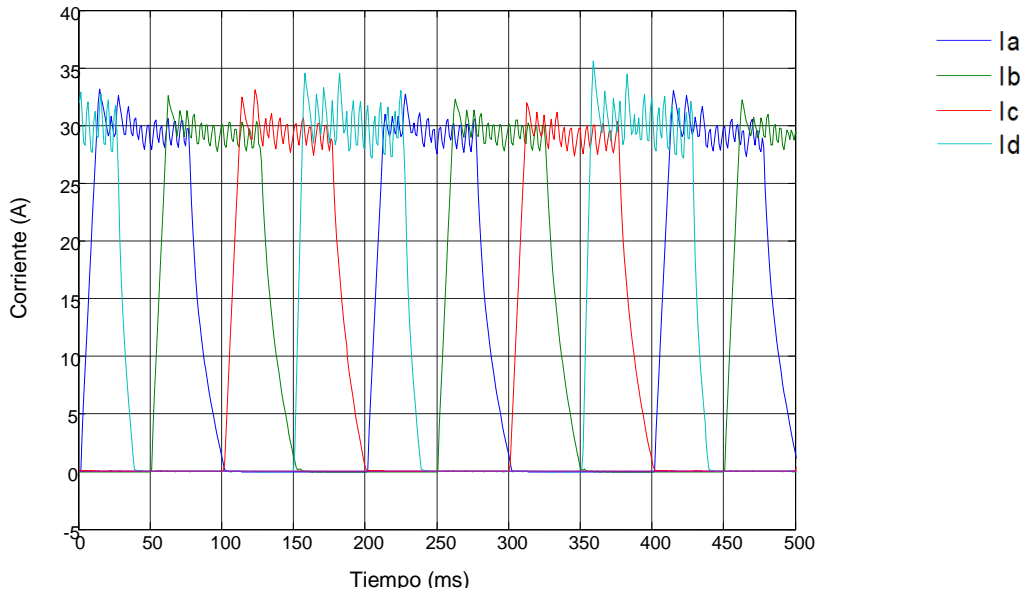


Figura 5.39: Motor funcionando a 4 fases y control de corriente, 1 Nm, 1000 min<sup>-1</sup>, cortocircuito de la mitad de las espiras de un polo.

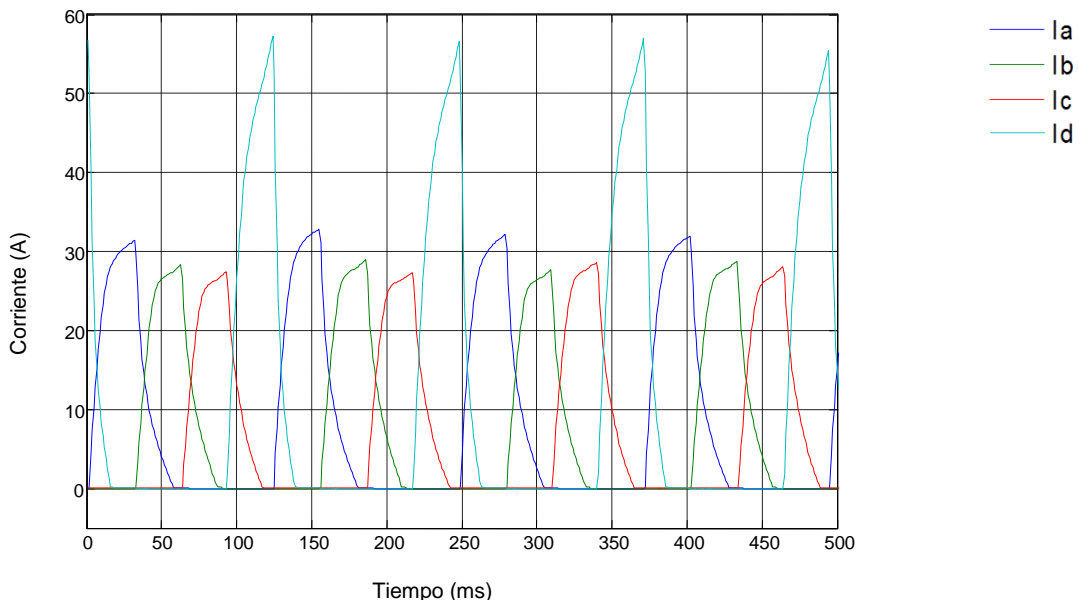


Figura 5.40: Motor funcionando a 4 fases y pulso único, 1 Nm, 1000 min<sup>-1</sup>, cortocircuito de la mitad de las espiras de un polo.

Podemos observar la diferencia entre control de corriente y pulso único. En el primer caso no se aprecia prácticamente diferencia, debido a la limitación de corriente que provoca el control de la corriente, mientras que el segundo caso, debido precisamente a la ausencia de dicha limitación, la corriente de la fase dañada se incrementa en la fase donde se provoca el corto circuito.

Estos datos se han repetido para medidas realizadas a distintas velocidades y cargas, por ello hemos creído conveniente mostrar una parte de las mismas, tal como hemos indicado.

### 5.3.2 Cortocircuitos en una fase del accionamiento. Análisis de vibraciones

Se ha realizado un análisis de vibraciones para los distintos cortocircuitos, con distintas cargas y distintas velocidades. Para intentar comprender los efectos que provocan los cortocircuitos en las vibraciones se ha realizado un estudio con elementos finitos provocando los distintos cortocircuitos, figuras 5.41 a 5.48.

Se han realizado las simulaciones a una corriente de 25 A en cuatro casos: sin cortocircuito, cortocircuitando 8 espiras, cortocircuitando 24 espiras y cortocircuitando todas las espiras de un polo. Se muestra el resultado de las simulaciones en las posiciones alineada y no alineada.

Podemos apreciar que al provocar el cortocircuito en un solo polo de la fase, el campo magnético se debilita en dicho polo de forma proporcional a las espiras cortocircuitadas, mientras que el polo de la misma fase con todas las espiras intactas mantiene el campo magnético uniforme. Este hecho provoca un desequilibrio en el rotor que provoca un incremento en la amplitud de las vibraciones.

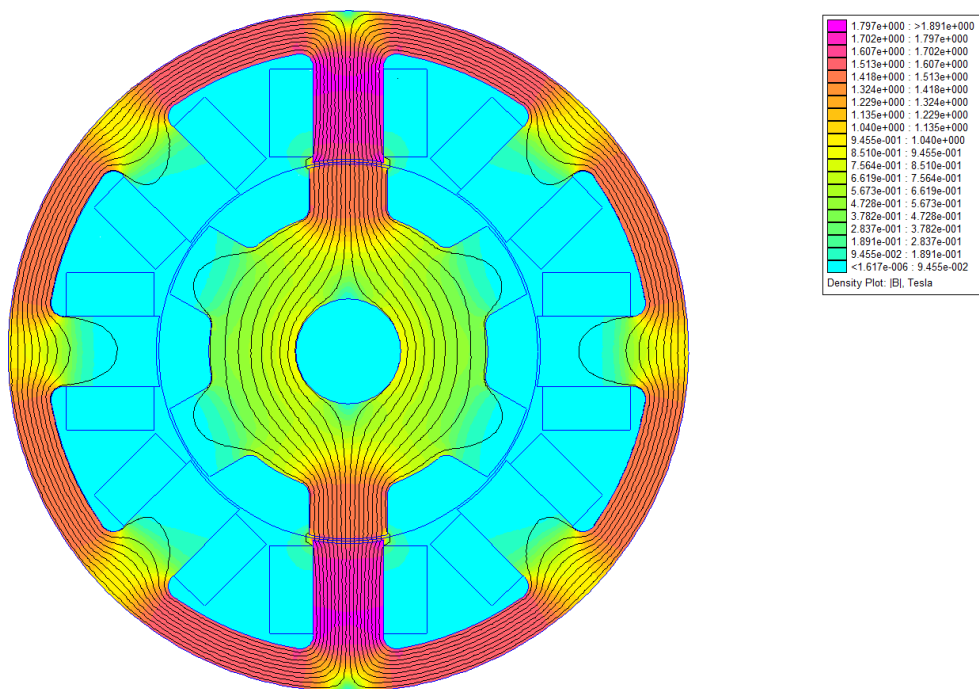


Figura 5.41: Análisis con elementos finitos, posición alineada, 25 A, sin cortocircuito.

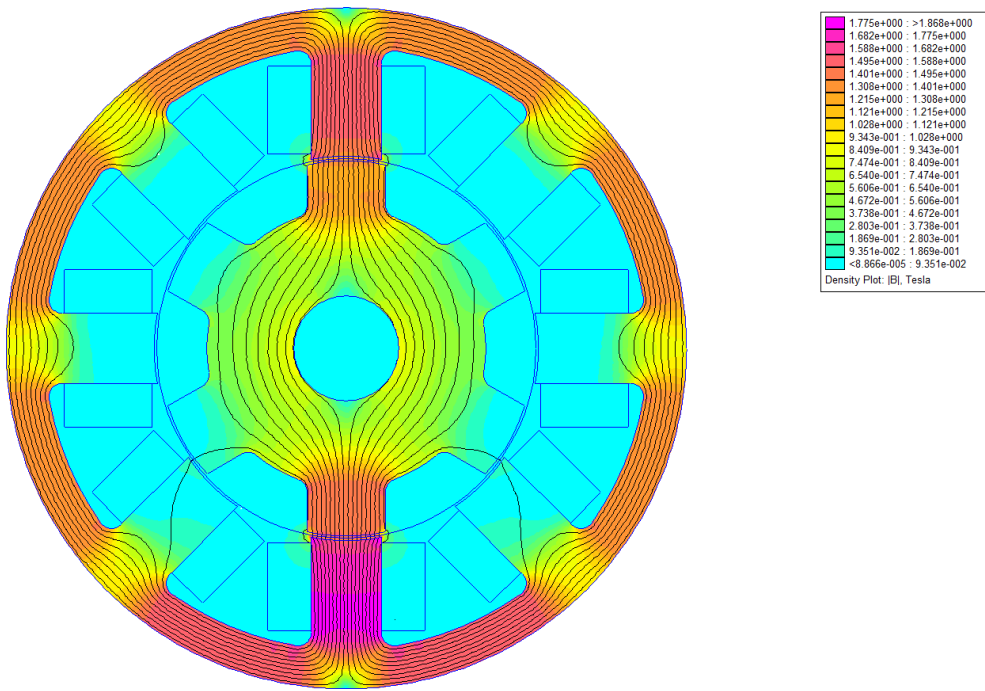


Figura 5.42: Análisis con elementos finitos, posición alineada, 25 A, cortocircuito 8 espiras.

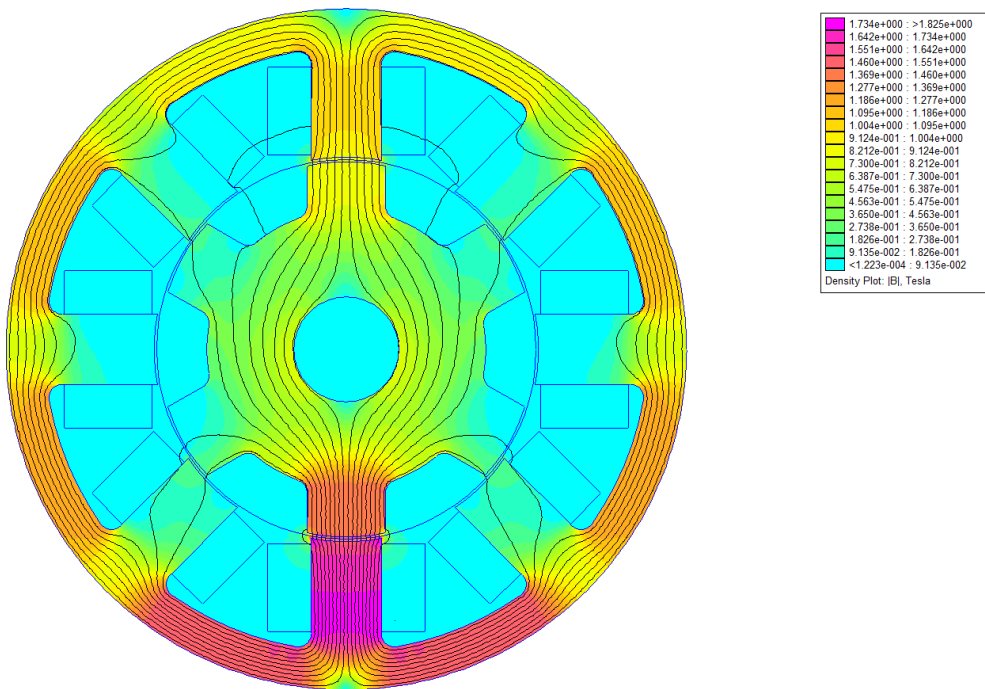


Figura 5.43: Análisis con elementos finitos, posición alineada. 25 A, cortocircuito 24 espiras.

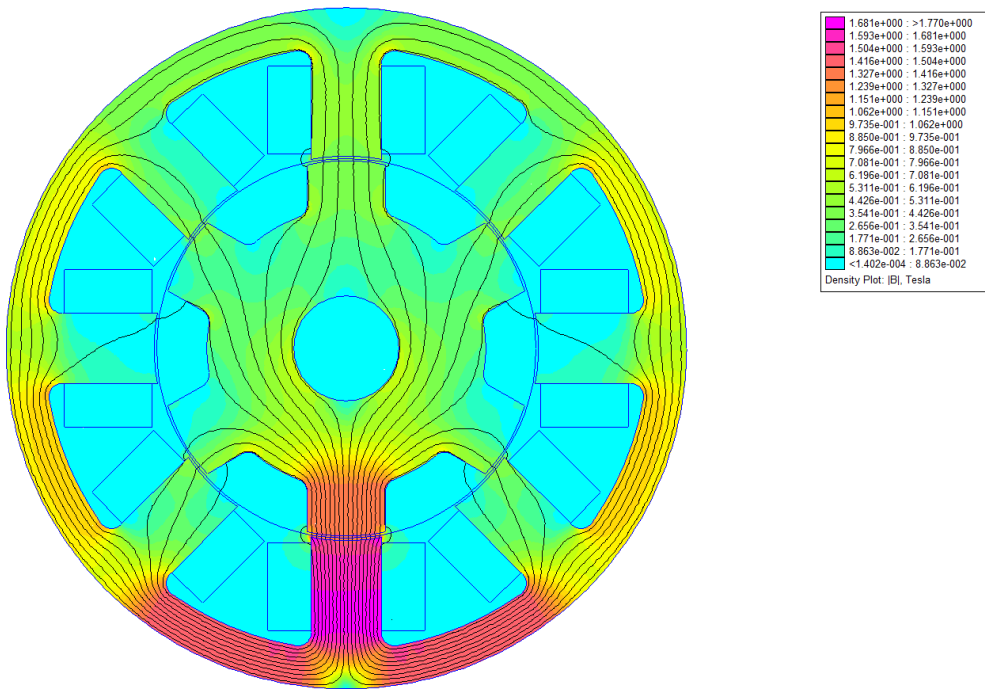


Figura 5.44: Análisis con elementos finitos, posición alineada, 25 A, cortocircuito en todas las espiras del polo.

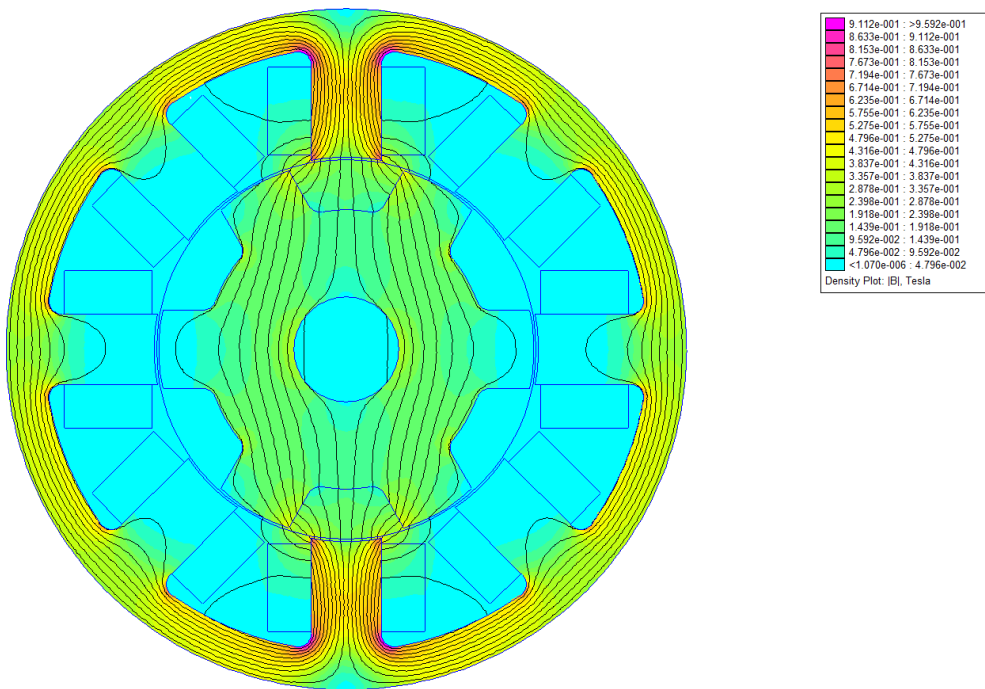


Figura 5.45: Análisis con elementos finitos, posición desalineada, 25 A, sin cortocircuito.

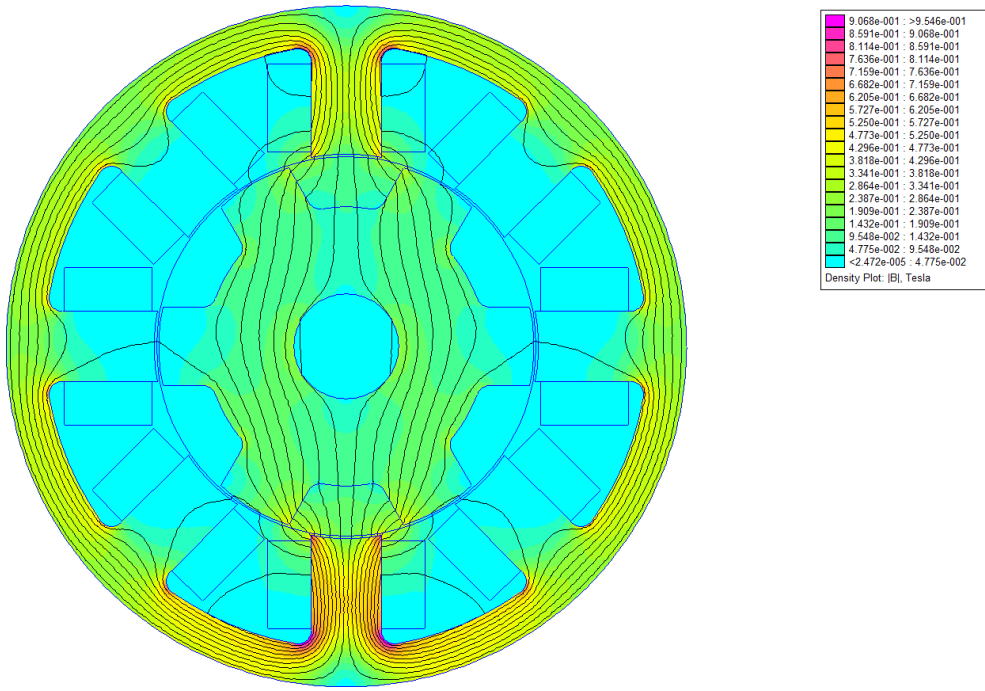


Figura 5.46: Análisis con elementos finitos, posición desalineada, 25 A, cortocircuito 8 espiras.

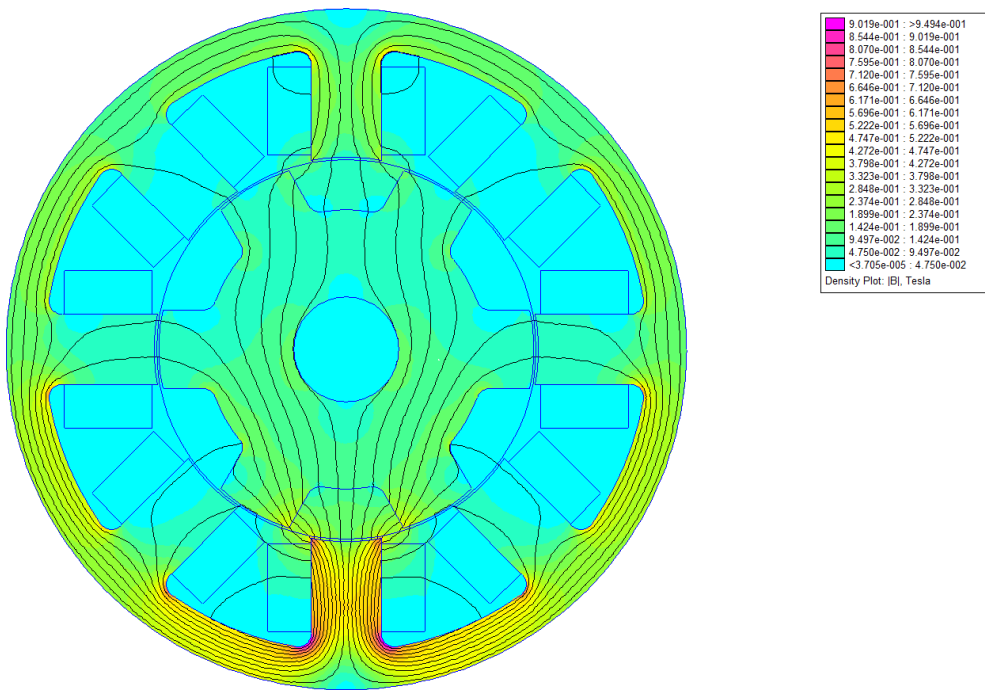


Figura 5.47: Análisis con elementos finitos, posición desalineada, 25 A, cortocircuito 24 espiras.

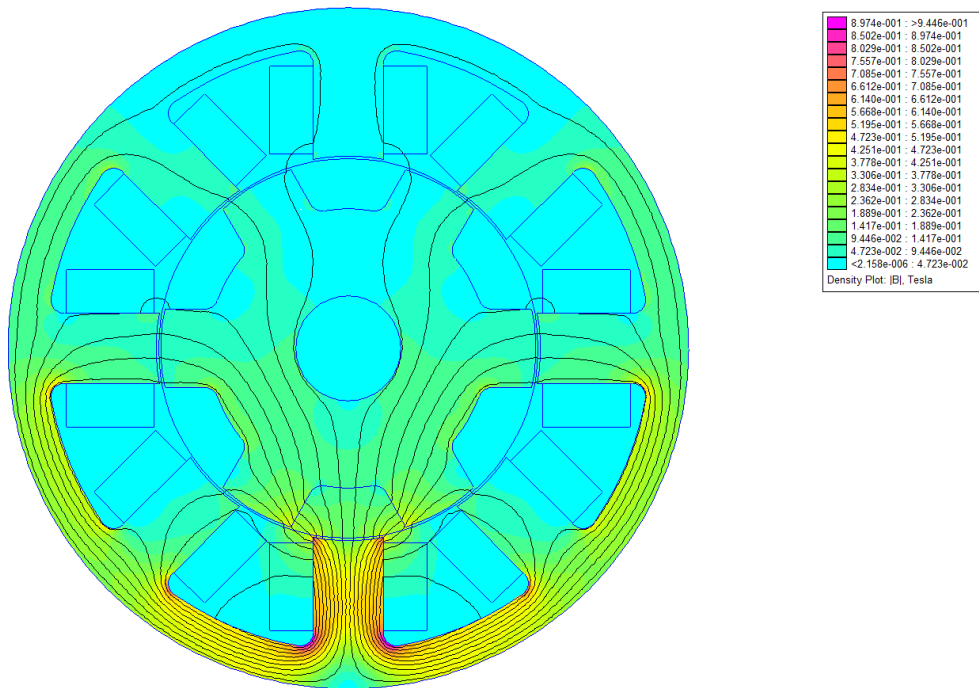


Figura 5.48: Análisis con elementos finitos, posición desalineada, 25 A, cortocircuito en todas las espiras del polo.

A continuación realizaremos el análisis de las vibraciones (aceleración de la vibración) y del ruido acústico en función temporal, provocando los distintos cortocircuitos (8, 16, 24 y 32 espiras).

En primer lugar, mostraremos en las figuras 5.49 a 5.52 los resultados obtenidos para un funcionamiento a  $1000 \text{ min}^{-1}$  y  $1 \text{ Nm}$ , con control de corriente.

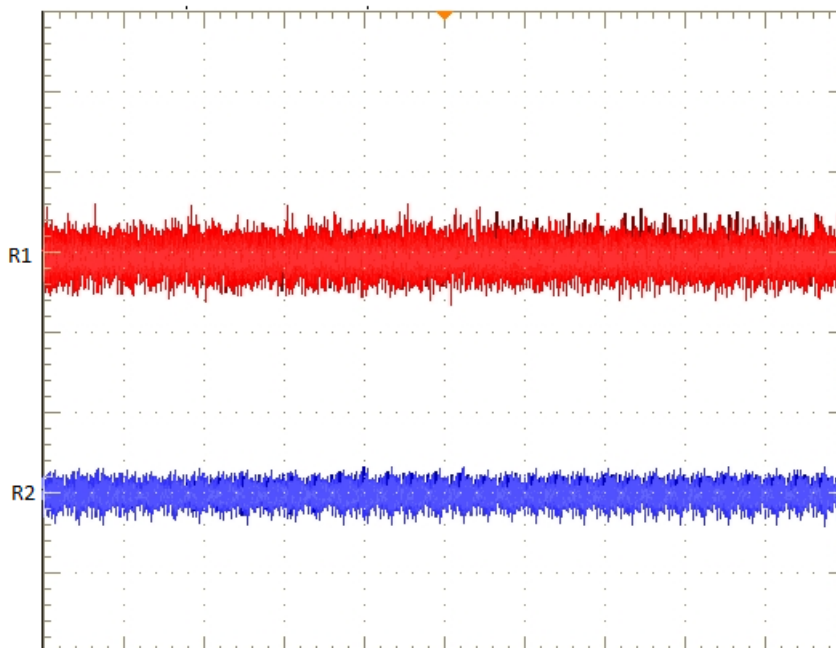


Figura 5.49: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, cortocircuito 8 espiras,  $1 \text{ Nm}$ ,  $1000 \text{ min}^{-1}$ , R1 aceleración de la vibración  $100 \text{ m/s}^2/\text{div}$ , R2 ruido acústico  $0,2 \text{ N/m}^2/\text{div}$ ,  $200 \text{ ms}/\text{div}$ .



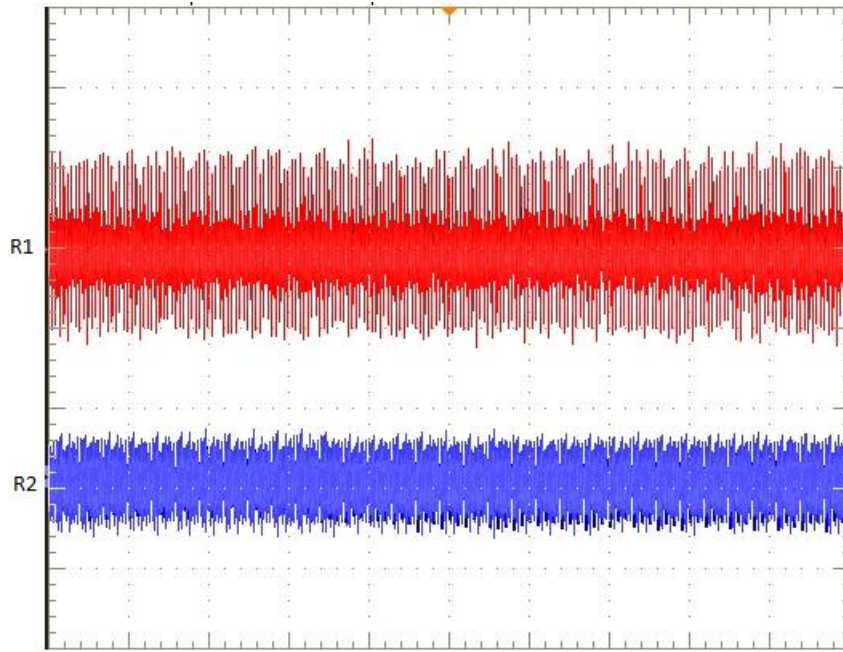


Figura 5.50: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, cortocircuito 16 espiras, 1 Nm, 1000 min<sup>-1</sup>, R1 aceleración de la vibración 100 m/s<sup>2</sup>/div,, R2 ruido acústico 0,2 N/m<sup>2</sup>/div, 200 ms/div.

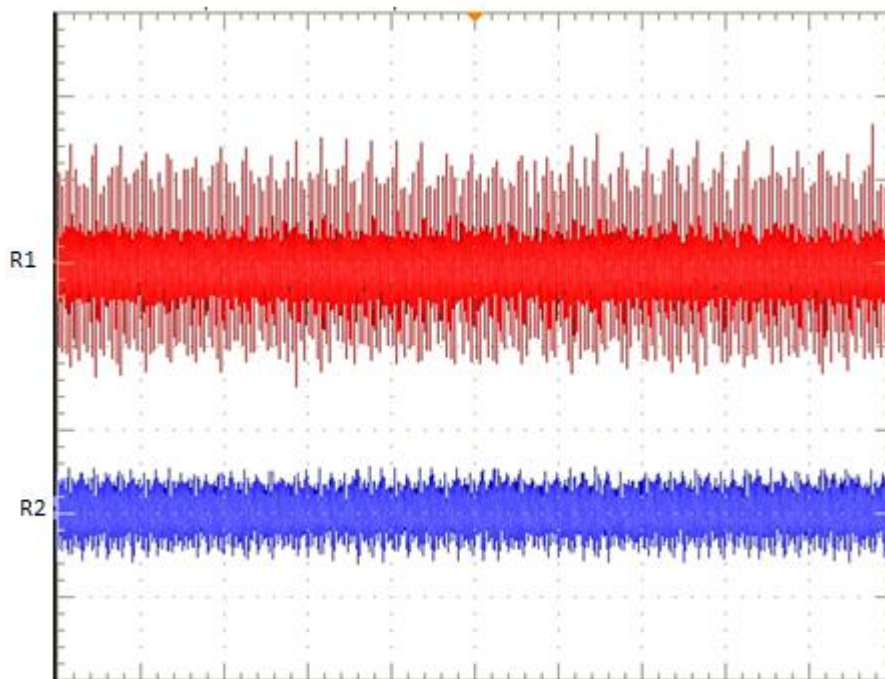
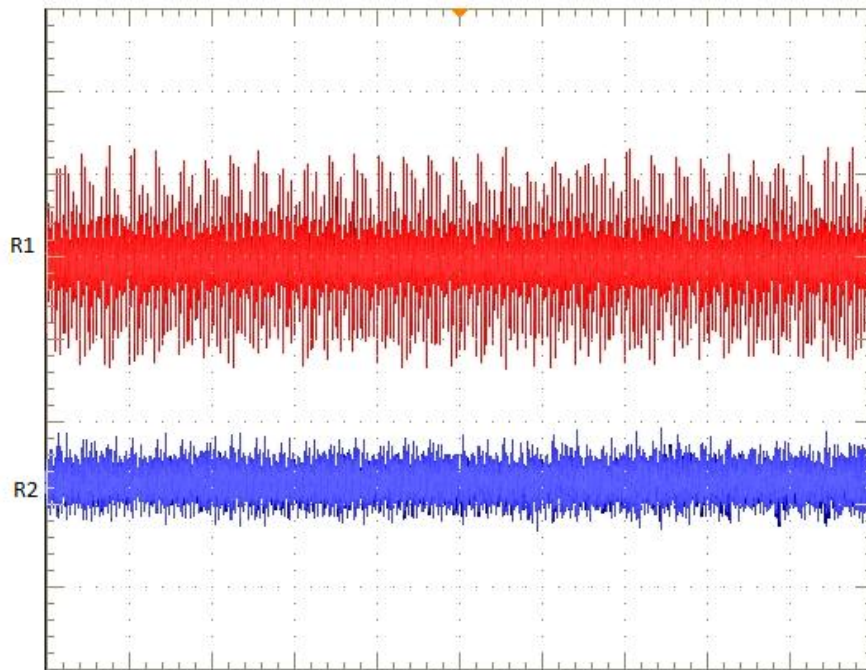


Figura 5.51: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, cortocircuito 24 espiras, 1 Nm, 1000 min<sup>-1</sup>, R1 aceleración de la vibración 100 m/s<sup>2</sup>/div, R2 ruido acústico 0,2 N/m<sup>2</sup>/div, 200 ms/div.





*Figura 5.52: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, cortocircuito 32 espiras, 1 Nm, 1000 min<sup>-1</sup>, R1 aceleración de la vibración 100 m/s<sup>2</sup>/div, R2, ruido acústico 0,2 N/m<sup>2</sup>/div, 200 ms/div.*

Se puede apreciar un incremento de las vibraciones cuando se provocan los cortocircuitos, comparando con el funcionamiento normal de la figura 5.23 (nótese el cambio de amplitud de la escala, 20 m/s<sup>2</sup>/div en la figura 5.23 frente a los 100 m/s<sup>2</sup>/div en las figuras 5.49 a 5.52).

Es de destacar que cuando se cortocircuitan 8 espiras, es decir, una cuarta parte de la bobina del polo, el incremento de la vibración es poco apreciable (R1 de la figura 5.49), mientras que cuando se cortocircuitan 16 espiras, la mitad de la bobina, el incremento es notable (R1 de la figura 5.50).

A partir del cortocircuito de las 16 espiras, los incrementos de las vibraciones no son tan importantes, tal como se puede observar en las figura 5.51 y 5.52, con 24 y 32 espiras en cortocircuito respectivamente.

En cuanto al ruido acústico representado (R2 en todas las figuras anteriores), se produce un aumento provocado por los cortocircuitos, aunque no es significativo.

A continuación hemos realizado un zoom, pasando de 200 ms/div a 2 ms/div en las figuras 5.53 a 5.56.

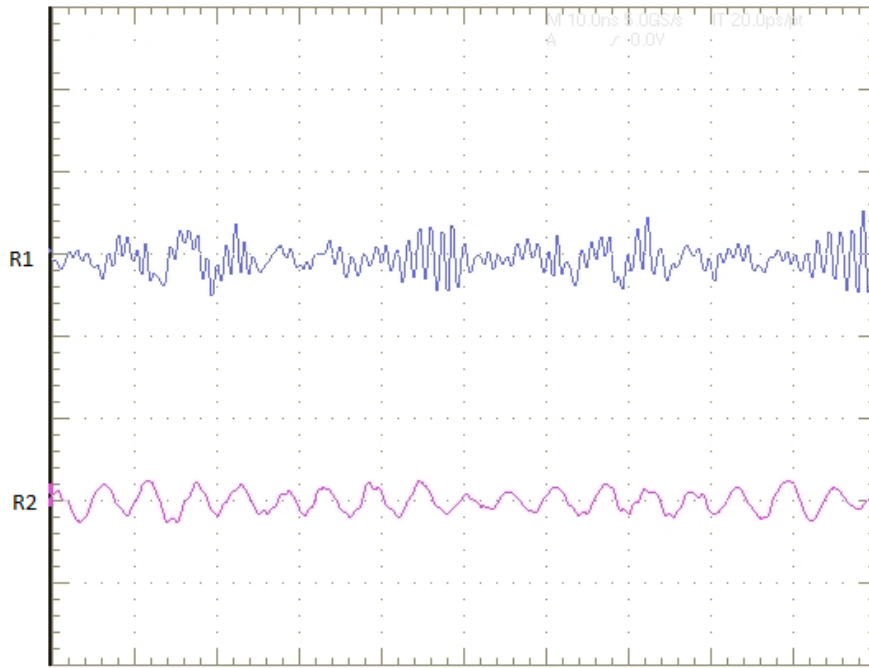


Figura 5.53: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, cortocircuito 8 espiras, 1 Nm, 1000 min<sup>-1</sup>, R1 aceleración de la vibración 100 m/s<sup>2</sup>/div, R2 ruido acústico 0,2 N/m<sup>2</sup>/div, 2 ms/div.

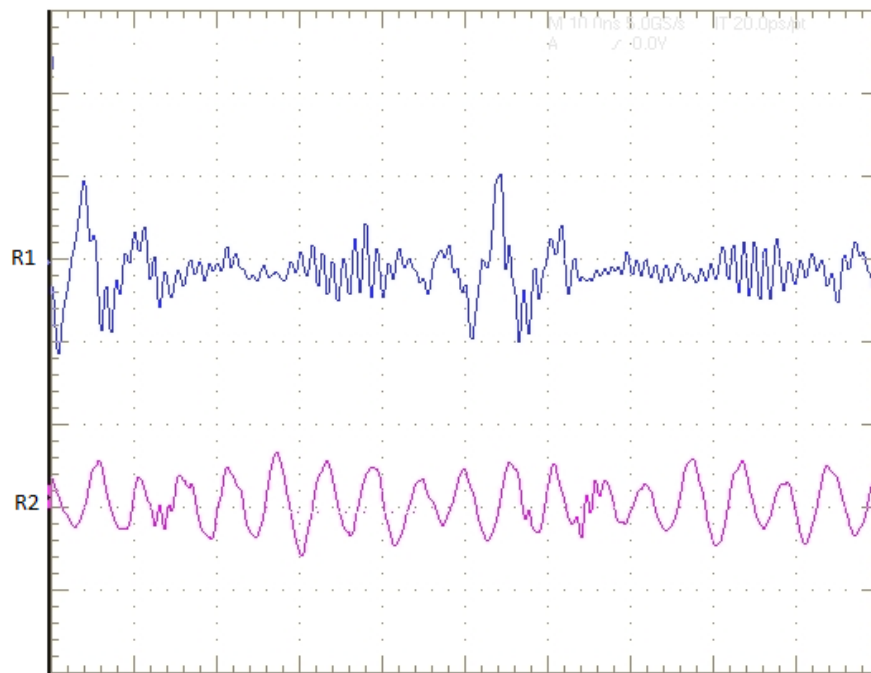


Figura 5.54: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, cortocircuito 16 espiras, 1 Nm, 1000 min<sup>-1</sup>, R1 aceleración de la vibración 100 m/s<sup>2</sup>/div, R2 ruido acústico 0,2 N/m<sup>2</sup>/div, 2 ms/div.

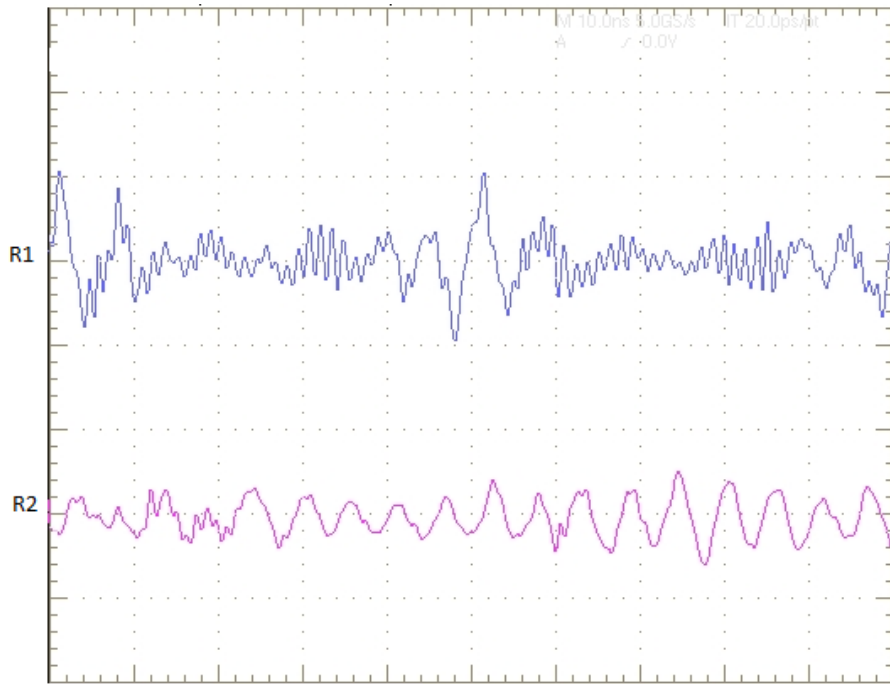


Figura 5.55: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, cortocircuito 24 espiras, 1 Nm, 1000  $\text{min}^{-1}$ , R1 aceleración de la vibración 100  $\text{m/s}^2/\text{div}$ , R2 ruido acústico 0,2  $\text{N/m}^2/\text{div}$ , 2  $\text{ms}/\text{div}$ .

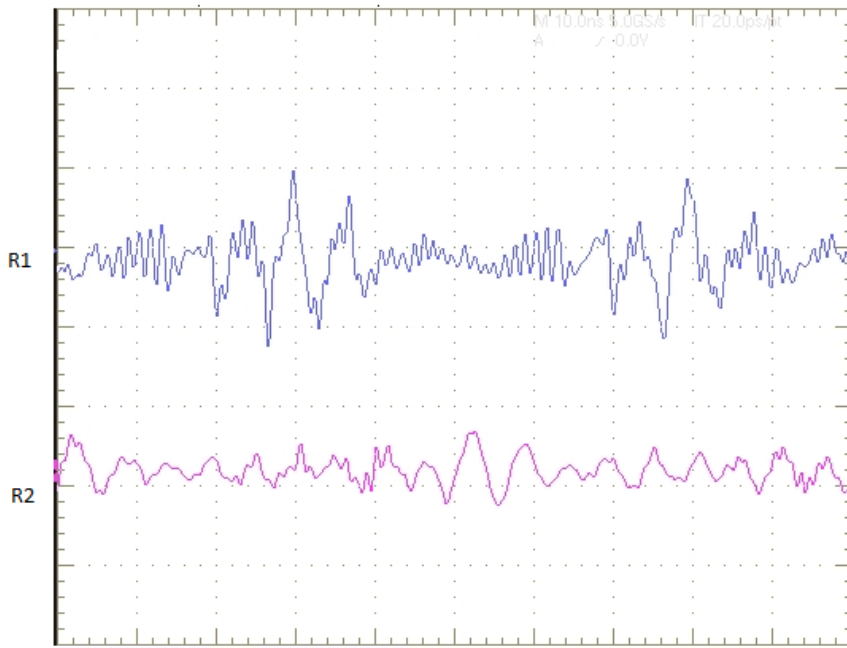


Figura 5.56: Motor funcionando a 4 fases con control de corriente, cortocircuito 32 espiras, 1 Nm, 1000  $\text{min}^{-1}$ , R1 aceleración de la vibración 100  $\text{m/s}^2/\text{div}$ , R2 ruido acústico 0,2  $\text{N/m}^2/\text{div}$ , 2  $\text{ms}/\text{div}$ .

Comparando estas figuras con la figura 5.25 correspondiente al funcionamiento sin falta, podemos apreciar un incremento de las vibraciones cuando se provocan los cortocircuitos (nótese el cambio de la amplitud de la

escala, 20 m/s<sup>2</sup>/div en la figura 5.25 frente a los 100 m/s<sup>2</sup>/div en las figuras 5.53 a 5.56).

La diferencia mayor se produce a partir del cortocircuito de 16 espiras correspondiente a la mitad de las espiras de la bobina.

Se han realizado las mismas pruebas para el funcionamiento a pulso único, en este caso para una carga de 1 Nm y una velocidad de 1649 min<sup>-1</sup>. Los resultados obtenidos se muestran a continuación, figuras 5.57 a 5.60.

Podemos observar en estas figuras que se cumple lo dicho para el caso del control de corriente, en cuanto a las funciones temporales de la aceleración de la vibración (R1) y del ruido acústico (R2).

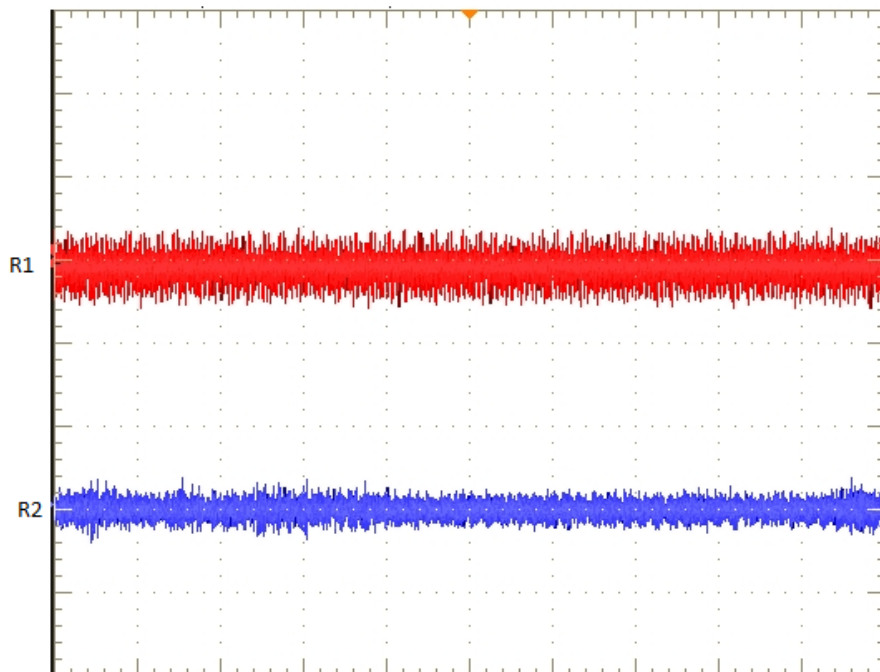


Figura 5.57: Motor funcionando a 4 fases y pulso único, cortocircuito 8 espiras, 1 Nm, 1640 min<sup>-1</sup>, R1 aceleración de la vibración 100 m/s<sup>2</sup>/div, R2 ruido acústico 0,2 N/m<sup>2</sup>/div, 200 ms/div.

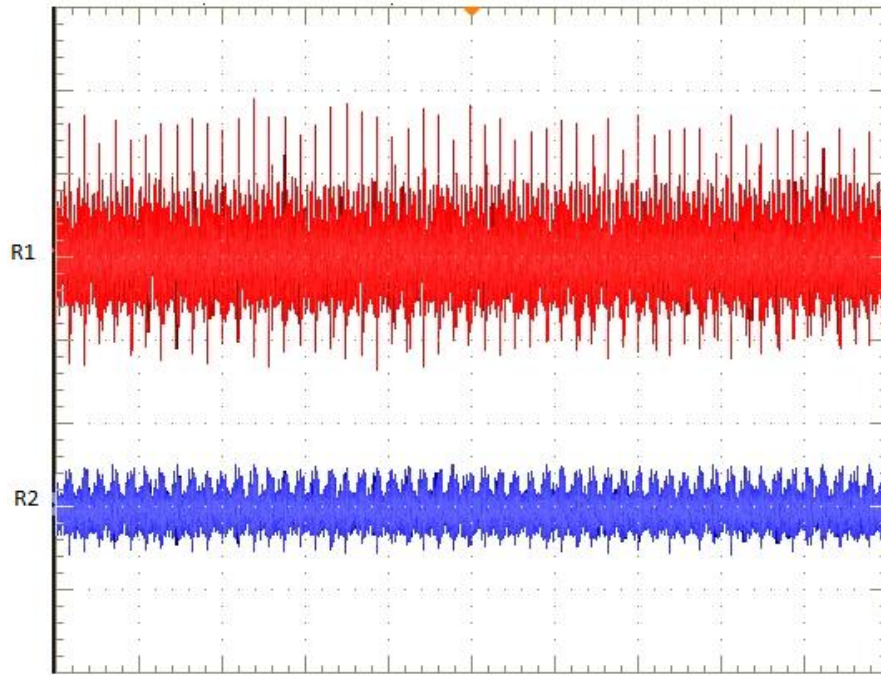


Figura 5.58: Motor funcionando a 4 fases y pulso único, cortocircuito 16 espiras, 1 Nm, 1640 min<sup>-1</sup>, R1 aceleración de la vibración 100 m/s<sup>2</sup>/div, R2 ruido acústico 0,2 N/m<sup>2</sup>/div, 200 ms/div.

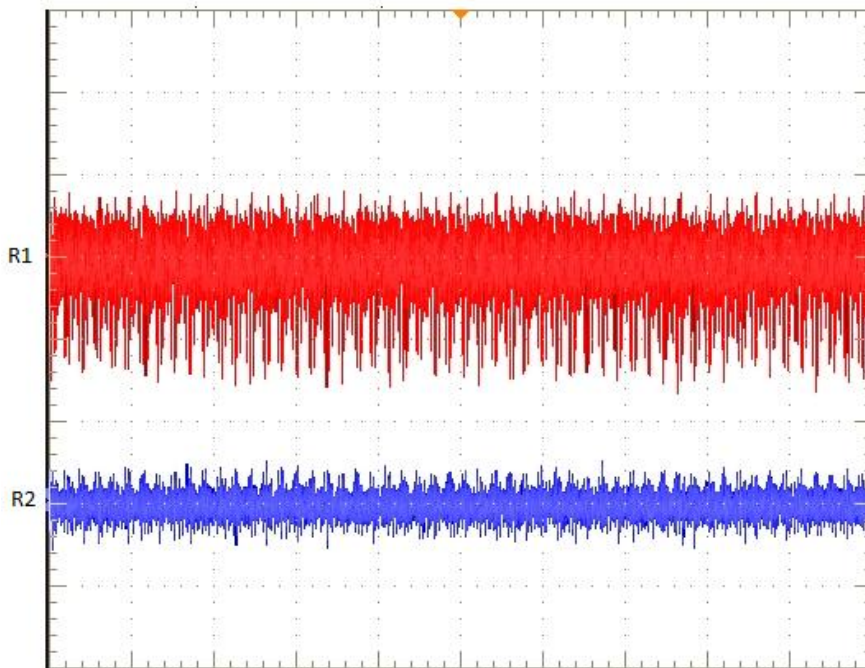


Figura 5.59: Motor funcionando a 4 fases y pulso único, cortocircuito 24 espiras, 1 Nm, 1640 min<sup>-1</sup>, R1 aceleración de la vibración 100 m/s<sup>2</sup>/div, R2 ruido acústico 0,2 N/m<sup>2</sup>/div, 200 ms/div.

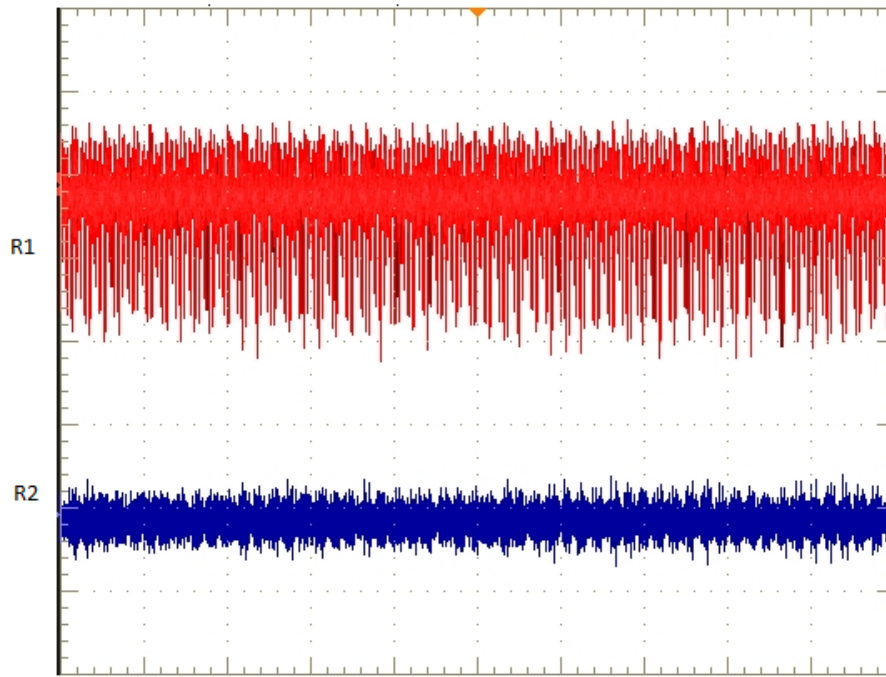


Figura 5.60: Motor funcionando a 4 fases y pulso único, cortocircuito 32 espiras, 1 Nm, 1640  $\text{min}^{-1}$ , R1 aceleración de la vibración 100  $\text{m/s}^2/\text{div}$ , R2 ruido acústico 0,2  $\text{N/m}^2/\text{div}$ , 200  $\text{ms}/\text{div}$ .

Siguiendo la misma pauta que para el control de corriente, realizamos un zoom que se puede observar en las figuras 5.61 a 5.64, pasando de una base de tiempo de 200  $\text{ms}/\text{div}$  a 2  $\text{ms}/\text{div}$ .

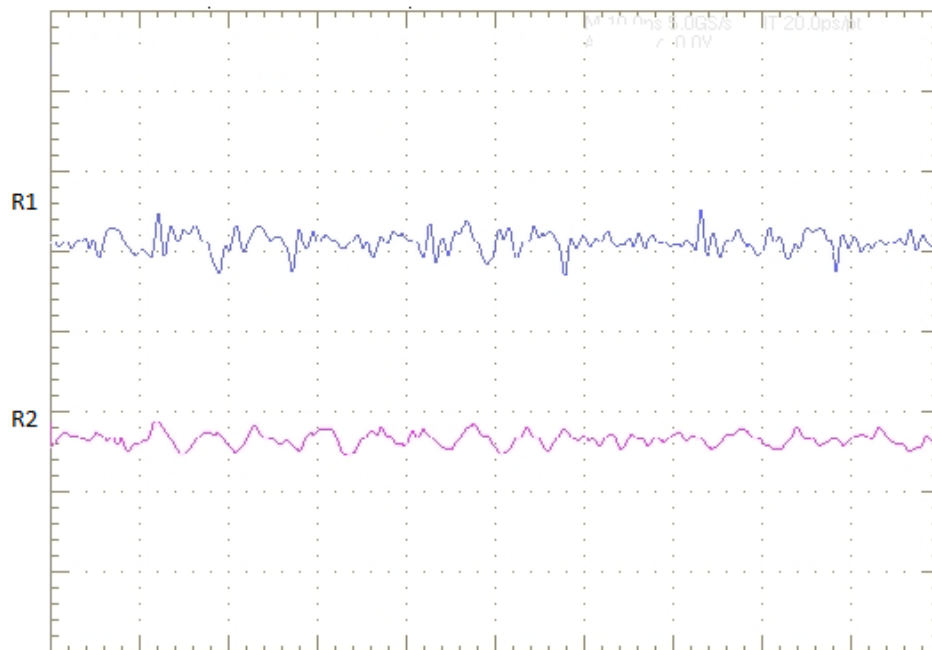


Figura 5.61: Motor funcionando a 4 fases y pulso único, cortocircuito 8 espiras, 1 Nm, 1640  $\text{min}^{-1}$ , R1 aceleración de la vibración 100  $\text{m/s}^2/\text{div}$ , R2 ruido acústico 0,2  $\text{N/m}^2/\text{div}$ , 2  $\text{ms}/\text{div}$ .



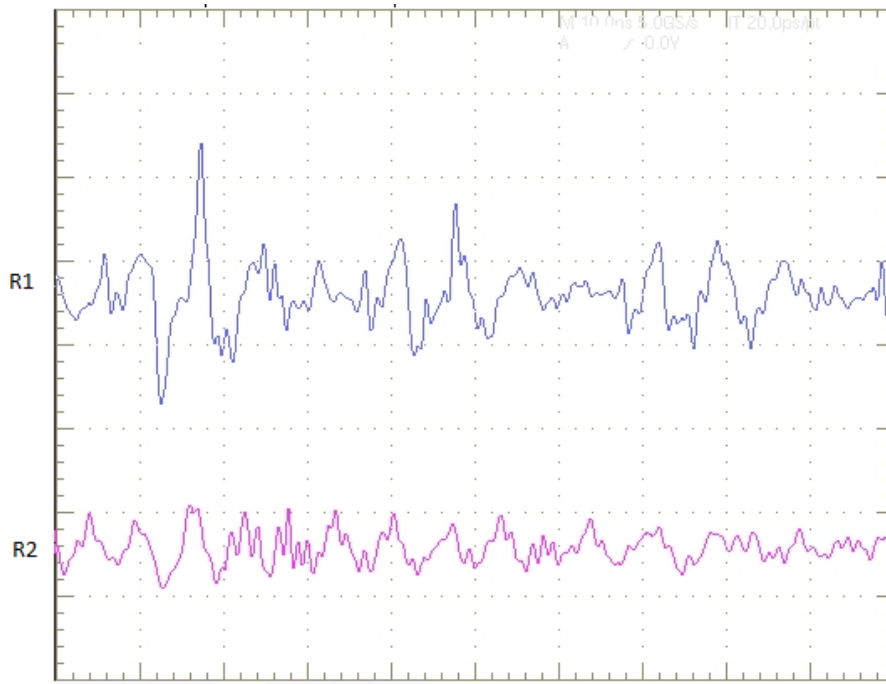


Figura 5.62: Motor funcionando a 4 fases y pulso único, cortocircuito 16 espiras, 1 Nm, 1640 min<sup>-1</sup>, R1 aceleración de la vibración 100 m/s<sup>2</sup>/div, R2 ruido acústico 0,2 N/m<sup>2</sup>/div, 2 ms/div.



Figura 5.63: Motor funcionando a 4 fases y pulso único, cortocircuito 24 espiras, 1 Nm, 1640 min<sup>-1</sup>, R1 aceleración de la vibración 100 m/s<sup>2</sup>/div, R2 ruido acústico 0,2 N/m<sup>2</sup>/div, 2 ms/div.

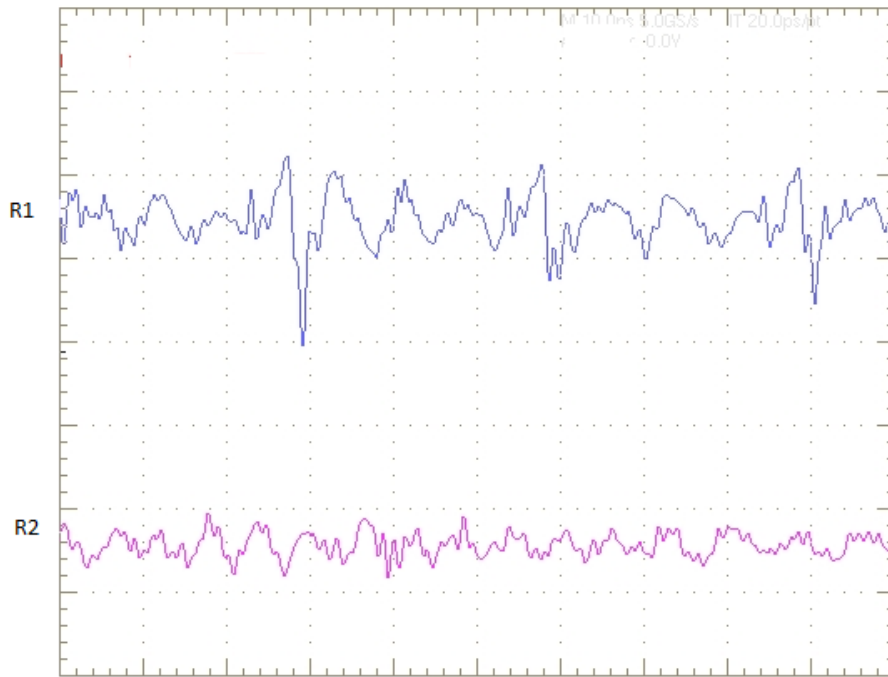


Figura 5.64: Motor funcionando a 4 fases y pulso único, cortocircuito 32 espiras, 1 Nm, 1640 min<sup>-1</sup>, R1 aceleración de la vibración 100 m/s<sup>2</sup>/div, R2 ruido acústico 0,2 N/m<sup>2</sup>/div, 2 ms/div.

Como en el caso anterior, se produce un incremento considerable de la aceleración de la vibración, comparándola con el funcionamiento normal de la figura 5.29, nótese la diferencia de amplitud en la escala de las figuras.

Para finalizar hemos representado el análisis espectral de la aceleración de la vibración para el caso de funcionamiento correcto (figura 5.65) y con cortocircuito en 16 espiras, es decir, la mitad de la bobina (figura 5.66). Observamos el incremento de la vibración y su correspondencia con la frecuencia fundamental calculada de 100 Hz, según la ecuación 5.7, donde estos incrementos corresponderían a los armónicos 7<sup>o</sup>, 8<sup>o</sup> y 9<sup>o</sup>, lo que nos permite crear un patrón de averías según expondremos en el capítulo 6.

$$F(\text{Hz}) = kN_r \frac{N(\text{rpm})}{60} = k6 \frac{1000}{60} = k 100\text{Hz} \quad (5.7)$$



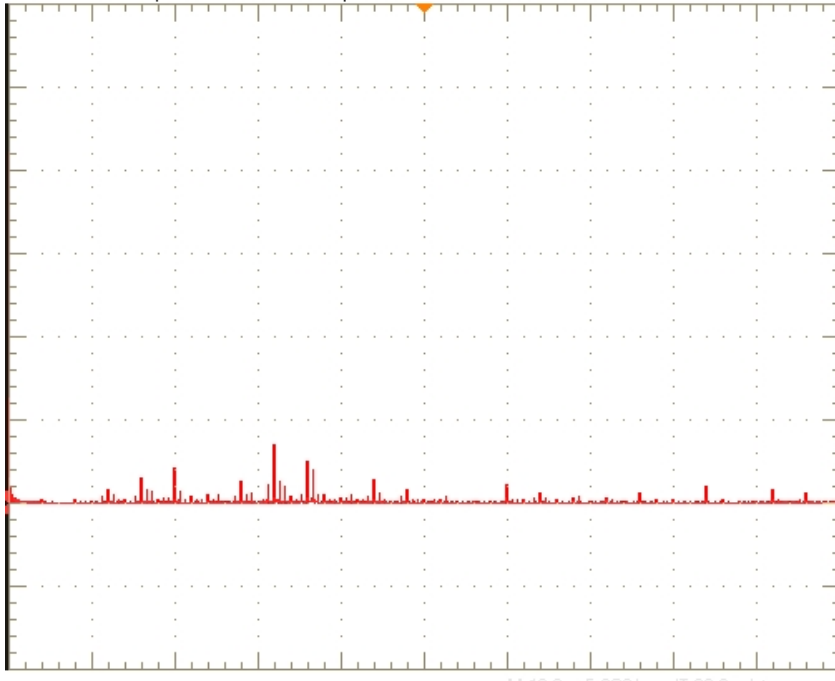


Figura 5.65: Motor funcionando a 4 fases y control de corriente, funcionamiento correcto, 1 Nm,  $1000 \text{ min}^{-1}$ , espectro de la aceleración de la vibración  $4 \text{ m/s}^2/div$ ,  $250 \text{ Hz/div}$ .

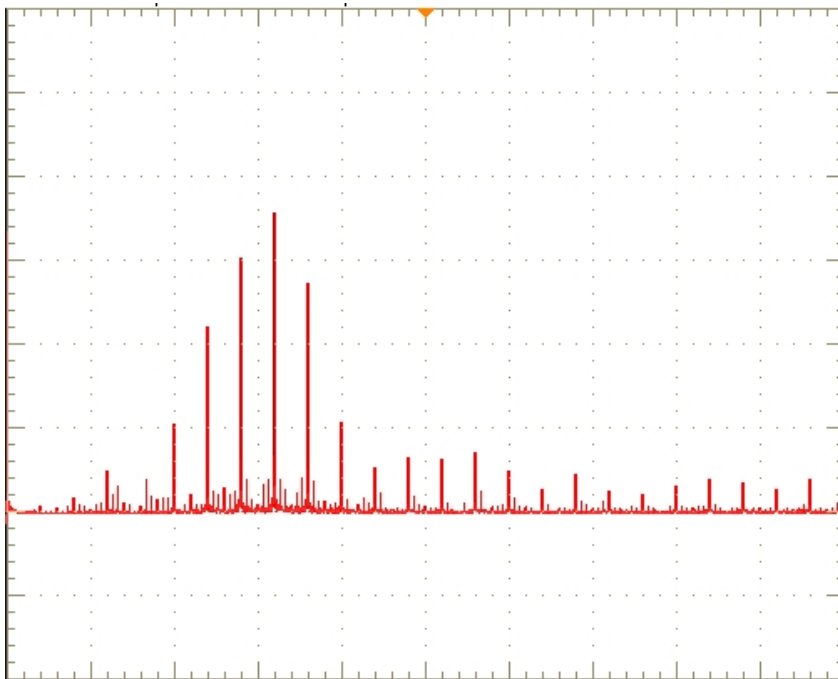


Figura 5.66: Motor funcionando a 4 fases y control de corriente, cortocircuito 16 espiras, 1 Nm,  $1000 \text{ min}^{-1}$ , espectro de la aceleración de la vibración,  $4 \text{ m/s}^2/div$ ,  $250 \text{ Hz/div}$ .

Hemos realizado la misma operación con el funcionamiento a pulso único (figuras 5.67 y 5.68). En este caso sucede lo mismo que en caso anterior, aunque ahora son los armónicos 3º, 4º y 5º los que presentan un mayor aumento de la amplitud de la vibración.

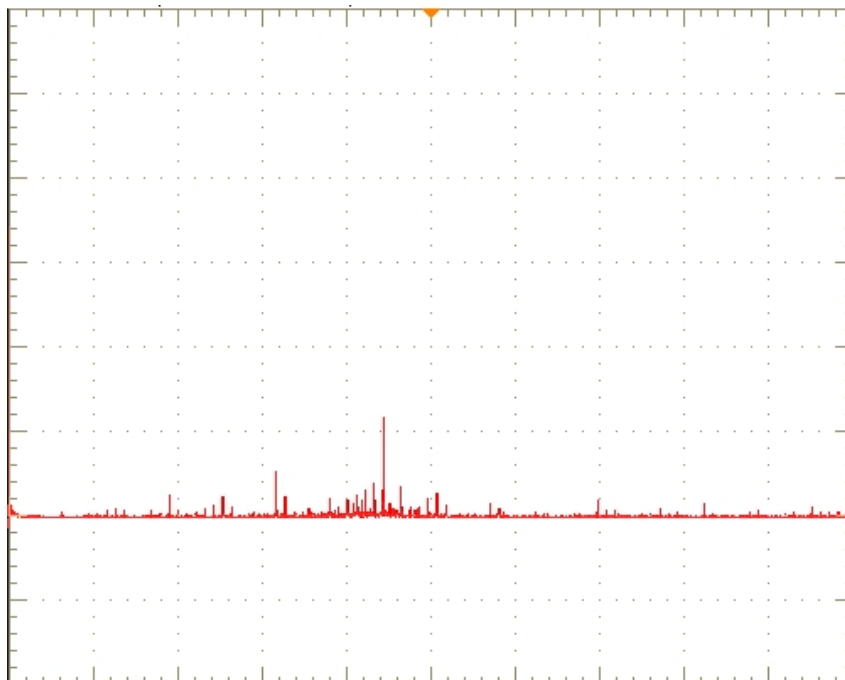


Figura 5.67: Motor funcionando a 4 fases y pulso único, funcionamiento correcto, 1 Nm,  $1640 \text{ min}^{-1}$ , espectro de la aceleración de la vibración,  $4 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ,  $250 \text{ Hz/div}$ .

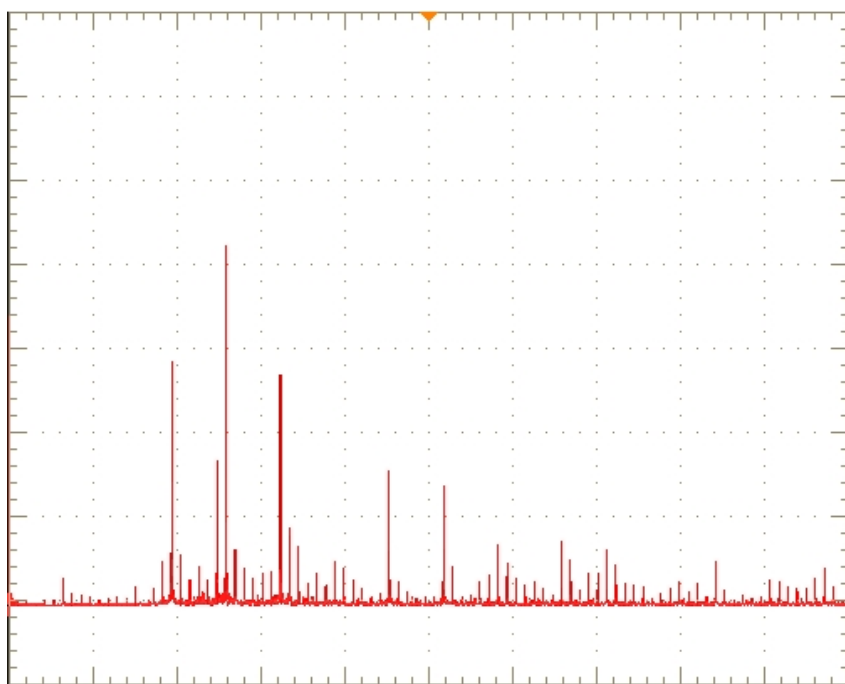


Figura 5.68: Motor funcionando a 4 fases y pulso único, cortocircuito 16 espiras, 1 Nm,  $1640 \text{ min}^{-1}$ , espectro de la aceleración de la vibración,  $4 \text{ m/s}^2/\text{div}$ ,  $250 \text{ Hz/div}$ .

#### **5.4 Elección de las técnicas de análisis**

Una vez realizadas las pruebas experimentales, pasaremos a seleccionar las que nos proporcionan una mayor información y claridad para la detección de las faltas que nos hemos propuesto en este trabajo.

El estudio de la falta de una fase del motor, como ya se ha comentado, se ha realizado para los dos motores mencionados. Se han efectuado estudios de las corrientes y el análisis de vibraciones (aceleración de la vibración), tanto en su forma temporal como en forma espectral, es decir, en función del tiempo y de la frecuencia. Complementariamente, también se han recogido datos correspondientes al ruido acústico, únicamente en forma temporal, así como del incremento de la temperatura ante una falta.

Se han realizado multitud de pruebas a distintas cargas y distintas velocidades, así como en vacío. Aquí solo exponemos un resumen de aquellas pruebas más significativas y que aportan mayores datos a la finalidad del trabajo, que es la detección de posibles faltas.

A la vista de los resultados obtenidos, diremos en un primer lugar que procedemos a descartar la medida del ruido acústico para la detección de faltas, ya que sus variaciones son poco significativas. Tampoco consideramos un sistema eficiente para este cometido las medidas del incremento de la temperatura.

Por lo tanto, utilizaremos el análisis de corrientes y la aceleración de la vibración en forma espectral, ya que creemos que son las técnicas que nos aportan una información más clara y concisa, además de permitirnos detectar cualquiera de las faltas planteadas en el objeto de nuestro estudio.

Se ha observado la importancia del control, ya que dependiendo del control con el que funciona el motor condiciona la técnica de detección a utilizar. Los controles con los que se ha trabajado son el control de corriente (que se aplica en los controles de par y de velocidad) y el control de pulso único.

A continuación en el capítulo 6 procederemos a realizar una guía completa que nos permita detectar con facilidad y de forma sistemática las faltas estudiadas.

## Referencias bibliográficas

**[ANW00]** Anwar M.N., Husain I.; "Radial force calculation and acoustic noise prediction in switched reluctance machines". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 36, Issue 6, Nov/Dec 2000, pp 1589-1597.

**[COL96]** Colby R.S., Mottier F.M., Miller T.J.E.; "Vibration Modes and Acoustic Noise in a Four-Phase Switched Reluctance Motor". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 32, N° 6, Nov/Dec 1996.

**[CHE00a]** Chen H., Jiang J., Zhang C., Xie G.; "Analysis of the four-phase switched reluctance motor drive under the lacking one phase fault condition". The 2000 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems, IEEE APCCAS 2000, 4-6 Dec. 2000, pp 304-308.

**[CHE00b]** Chen H., Zhang C.; "Analysis of electrical faults for switched reluctance motor driver". 3rd World Congress on Intelligent Control and Automation, Vol 1, 28 June-2 July 2000, pp 666-669.

**[FAH00]** Fahimi B., Ehsani, M; "Spatial distribution of acoustic noise caused by radial vibration in switched reluctance motors: application to design and control". IEEE Industry Applications Conference, Vol 1, 8-12 Oct. 2000, pp 114-118.

**[PIL99]** Pillay P., Cai W.; "An investigation into vibration in switched reluctance motors". IEEE Transactions on Industry Applications", Vol 35, Issue 3, May/June 1999, pp 589-596.

**[SAN05]** Sanchez J.A., Andrada P., Blanqué B., Torrent M., Perat J.I. "Post-fault performance of a fault-tolerant switched reluctance motor drive". European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, pp 1-8.

**[WU93]** Wu C.Y., Pollock C.; "Analysis and reduction of vibration and acoustic noise in the switched reluctance drive". IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2-8 Oct. 1993, Vol 1, pp 106-113.



## **Capítulo 6**

### **Guía para el mantenimiento predictivo aplicable a los accionamientos SRD**



## **VI Guía para el mantenimiento predictivo aplicable a los accionamientos SRD**

### **6.1 Mantenimiento predictivo**

El mantenimiento predictivo, también denominado mantenimiento basado en la condición, podemos definirlo como mantenimiento subordinado a un tipo de acontecimientos predeterminados (autodiagnóstico, información de un captador, medida) lo cual nos indicará en qué momento deberemos intervenir en las máquinas. Su misión principal consiste en optimizar la fiabilidad y la disponibilidad de los equipos al mínimo coste [BAL11].

Otra característica es la sustitución del mantenimiento preventivo o sistemático en el que se interviene por periodos de funcionamiento, sin tener la certeza de la existencia o no de un problema, lo cual origina un gasto importante tanto en materiales como en mano de obra [CHA17] [DUR09].

Este tipo de mantenimiento comienza a desarrollarse a partir de mediados de la década de los ochenta del siglo XX. Actualmente se aplica en muchas industrias donde está justificada su utilización, ya que generalmente ésta depende en gran parte del coste de la falta que provoque la máquina a analizar y por tanto la importancia de la misma dentro del sistema productivo.

Se basa en analizar mediante una serie de técnicas de medida las variables que nos permitan claramente la detección de una falta, para ello se deben cumplir una serie de condiciones: la medida debe poder hacerse con el equipo funcionando en condiciones normales, los resultados deben ser fáciles de analizar y sobre todo de comparar con posteriores medidas, ya que otra condición indispensable es la facilidad de repetición de las muestras [BAL11].

Desde el punto de vista organizativo, el mantenimiento predictivo debe de realizar las medidas en forma de vigilancia periódica (rutas) y sus resultados deben poder analizarse fácilmente y con el tiempo suficiente, para poder coordinar las intervenciones con los servicios de operación de la industria.

La vigilancia periódica consiste en realizar un control periódico de la maquinaria cuya periodicidad depende de la velocidad de degradación estimada. Este método es el más utilizado, ya que con un solo captador acoplado a un colector de datos y a un programa de análisis podemos determinar los parámetros a analizar.

Para ello deberemos saber cuál es el tiempo de reacción del servicio de mantenimiento y cuáles son las necesidades de operación para realizar la intervención, causando el mínimo perjuicio al sistema productivo. Ello se consigue fijando unas alarmas antes de la falta, así como estudiando las pendientes de evolución del mismo.

Aunque la definición de mantenimiento predictivo indica que la medida debe realizarse con el equipo en funcionamiento y de forma periódica, también



podemos considerar como mantenimiento predictivo el seguimiento continuo (monitorización) y el análisis continuo desde la concepción (testigos).

El seguimiento continuo se basa en fijar los captadores de forma permanente y, con un sistema informático, detectar cuándo se alcanza el nivel de alarma prefijado. Además, permite realizar un paro automático de funcionamiento cuando se alcance un nivel peligroso, también prefijado anteriormente, así como de un registro continuo que nos permite ver la evolución de la medida. Este método presenta el inconveniente de su elevado coste y únicamente se aplica en casos en los que el coste de falta es muy elevado o donde la aparición del falta no sigue ninguna ley de degradación (faltas catalécticas).

El análisis desde la concepción consiste en utilizar captadores fijos en el momento de la fabricación del equipo y, generalmente, estos captadores nos informan únicamente del momento de la alarma. Este tipo cada vez está más extendido sobre todo en el sector de la automoción, como por ejemplo en detectores de presión de neumáticos, niveles de desgates, temperaturas etc.

Por último, existen técnicas de detección que se deben realizar con el equipo parado, que no entrarían en la definición de mantenimiento predictivo, pero que en la práctica cumplen los objetivos del mismo. Es el caso del análisis de aislamiento en las máquinas eléctricas, en que generalmente se debe hacer con el equipo parado.

En cuanto a las técnicas predictivas utilizadas, las de mayor uso actualmente son:

- Análisis de vibraciones.
- Termografía infrarroja.
- Análisis de corrientes.
- Análisis de aislamientos
- Ultrasonidos.

Cada una de estas técnicas permite la detección de un determinado tipo de faltas y, en algunos casos, podemos utilizar dos o más técnicas para la determinación de las faltas como se verá más adelante. Este hecho aumenta la fiabilidad del análisis [LU09].

En el capítulo 4 hemos descrito algunas de estas técnicas, básicamente las que se refieren a motores eléctricos, que es el caso que nos ocupa.

## **6.2 Metodología propuesta en el análisis de las faltas en el SRD**

En nuestro caso, y en base a lo desarrollado en los capítulos anteriores, se propone una metodología de mantenimiento predictivo.

Hemos de significar que, en los análisis de mantenimiento predictivo, no es tan importante la exactitud del valor de la medida de una variable como el cambio que se ha producido desde la última inspección realizada.

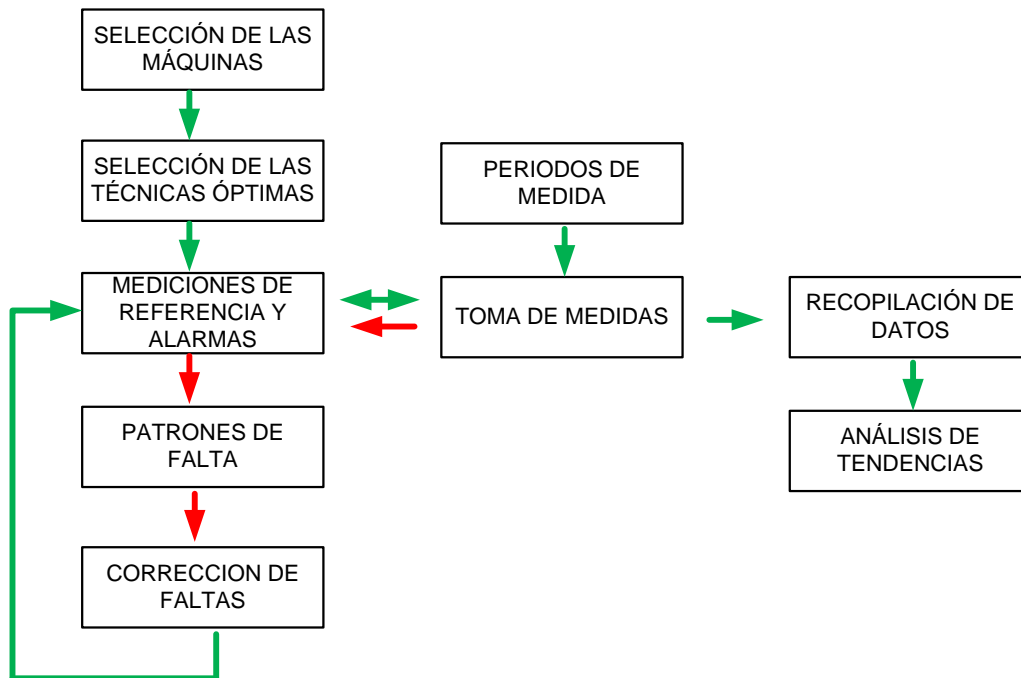


Figura 6.1: Diagrama de implantación de un sistema de mantenimiento predictivo.

Como podemos observar en la figura 6.1, en primer lugar deben seleccionarse las máquinas SRD a analizar. A continuación debe elegirse la técnica o técnicas óptimas para la detección, para posteriormente crear, a partir de mediciones, las medidas de referencia obtenidas al inicio del funcionamiento del equipo, cuando éste funcione en perfecto estado o después de una reparación o corrección de faltas (denominadas mediciones de referencia). Debe determinarse también un punto de alarma que nos indique cuándo la maquina empieza a presentar problemas.

Este punto de alarma debe fijarse teniendo en cuenta el tiempo de reacción del equipo de mantenimiento para proceder a la corrección de la falta. Una vez realizado el proceso descrito, pasamos a la toma de medidas de cada una de las técnicas seleccionadas, fijando un periodo de medida que dependerá de la gravedad de la falta y de las características de la máquina. Si la medida es correcta, comparándola con la referencia fijada, recopilamos los datos y analizamos las tendencias, es decir, podemos prever en cuánto tiempo alcanzará el punto de alarma fijado. En el caso de que la medida alcance el punto de alarma, pasaremos a comparar la medida con los patrones de falta que se han obtenido. Con esta comparación determinaremos el tipo de falta que se ha producido y realizaremos la corrección de la falta. Una vez corregida, volveremos a determinar la medida de referencia para volver a comenzar un nuevo ciclo, además de tomar la medida una vez reparada la falta, esto nos servirá para detectar faltas precoces producidas por deficiencias en la reparación.

Dicho esto, lo que se ha desarrollado en este trabajo ha sido la detección de una serie de faltas, determinar la técnica más adecuada y fiable para la

detección de cada una de ellas y la creación de los patrones de faltas que nos permitan detectar de qué falta se trata.

En el capítulo 5 se han descrito las pruebas realizadas, para analizar las faltas de falta de una fase y el cortocircuito entre espiras de una fase del motor. Se han elegido estas dos faltas porque permiten el funcionamiento del motor reduciendo algunas prestaciones, ya que otro tipo de faltas como por ejemplo el cortocircuito total de la fase, provocaría un disparo de los sistemas de protección o, en el peor de los casos, dañaría el convertidor y el sistema de control.

A continuación, con los datos obtenidos, determinaremos el proceso, siguiendo lo indicado en la figura 6.1 para la determinación de la técnica más adecuada para cada una de las faltas analizadas.

### **6.3 Selección de las máquinas y de las técnicas óptimas de análisis**

Siguiendo el gráfico de la figura 6.1, en primer lugar deberíamos seleccionar los SRD a los cuales deberíamos aplicar el mantenimiento predictivo. Los criterios de selección serían, en primer lugar, la existencia de una técnica adecuada y a continuación el coste de la falta, ya que deberemos tener en cuenta tanto los criterios técnicos como los económicos.

Una vez establecidos los SRD a analizar, deberemos seleccionar la técnica de análisis adecuada. Esto se ha desarrollado en profundidad en el capítulo 5, llegando a la conclusión de que las técnicas más adecuadas para el caso que nos ocupa son: el análisis de corriente y el análisis espectral de la aceleración de la vibración.

### **6.4 Determinación de las mediciones de referencia.**

A continuación hemos de determinar la medida de referencia, es decir, cuándo el accionamiento a analizar funciona correctamente, por tanto tomaremos las medidas expuestas en el capítulo 5 mediante las técnicas seleccionadas.

En primer lugar lo haremos para la falta de una fase. En este caso lo haremos con la medida de las corrientes de las fases para el motor 1 (descrito en el capítulo 5 y en los anexos), funcionando con las tres fases, en funcionamiento con control de corriente.

En la figura 6.2 se ha realizado un zoom de la figura 5.4 en la zona de funcionamiento sin faltas, es decir, con las tres fases y con control sobre la corriente. Esta figura nos servirá como medida de referencia para observar posibles faltas.

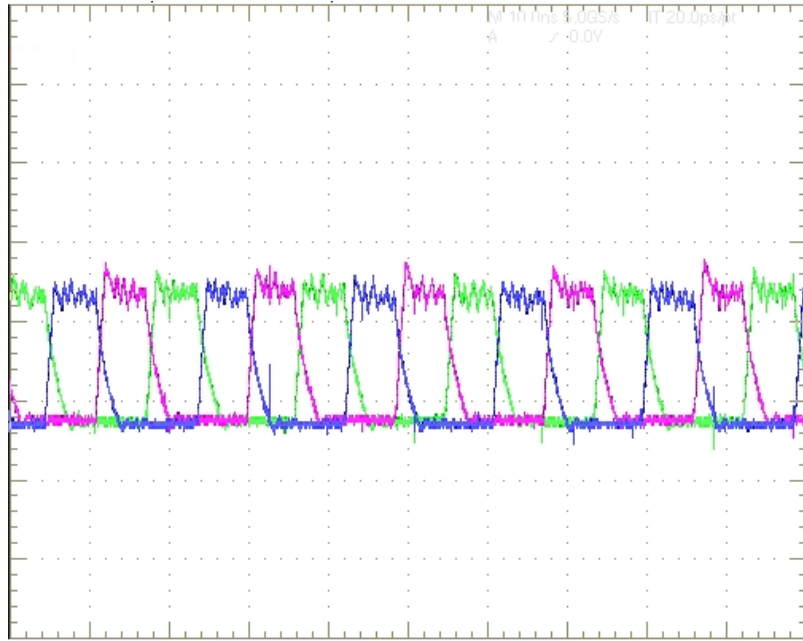


Figura 6.2: Corrientes de fase en el motor 1, funcionando a 3 fases, carga 1.8 Nm, velocidad 750 rpm, 3.8 A/div, 4 s/div.

Se han tomado medidas del espectro de la aceleración de la vibración en funcionamiento a 3 fases, es decir, sin falta. Estas se muestran en la figura 5.7 y la reproducimos en la figura 6.3, debido a su importancia como medida de referencia.

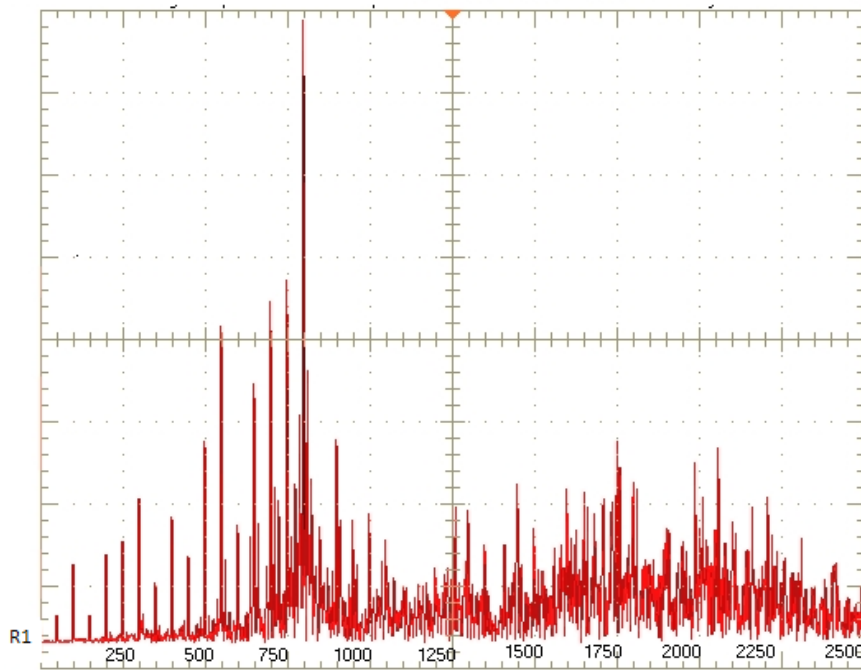


Figura 6.3: Motor 1 funcionando a 3 fases, espectro de la aceleración de la vibración con 1,8 Nm, 750 rpm, 0,15 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.

Por tanto, en estas dos figuras observamos las medidas de referencia para este motor mediante las dos técnicas que utilizaremos, corrientes de fase y aceleración de la vibración. Más adelante analizaremos el comportamiento de

este motor cuando se produzca una falta y decidiremos cuál de las técnicas es más precisa para su detección.

Seguidamente realizaremos este mismo estudio para el motor 2, también descrito en el capítulo 5 y en los anexos. En este caso, además de realizar el estudio para la falta de una fase, veremos el efecto que provoca el cortocircuito en distintas espiras de la bobina de un polo de una fase, debido al bobinado especial con tomas intermedias en dicha bobina que dispone este motor, como se puede ver en la figura 5.25 (Capítulo 5).

En lo referente a las corrientes, en primer lugar mostraremos la gráfica de las corrientes de las cuatro fases funcionando con control de corriente. En la figura 6.4 podemos observar la forma de dichas corrientes funcionando correctamente.

A continuación, en la figura 6.5 se muestran las corrientes de fase en funcionamiento a pulso único. Obsérvese en este caso que existen algunas pequeñas variaciones de la corriente en cada una de las fases debido a cuestiones constructivas del prototipo, lo que nos permite una mejor diferenciación de las mismas.

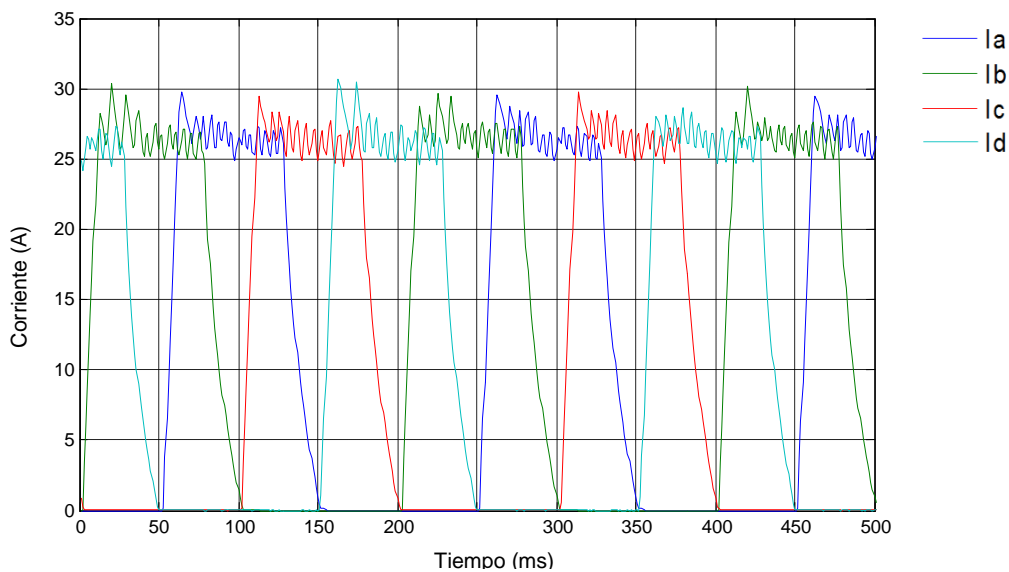


Figura 6.4: Motor 2 funcionando a 4 fases, control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm.

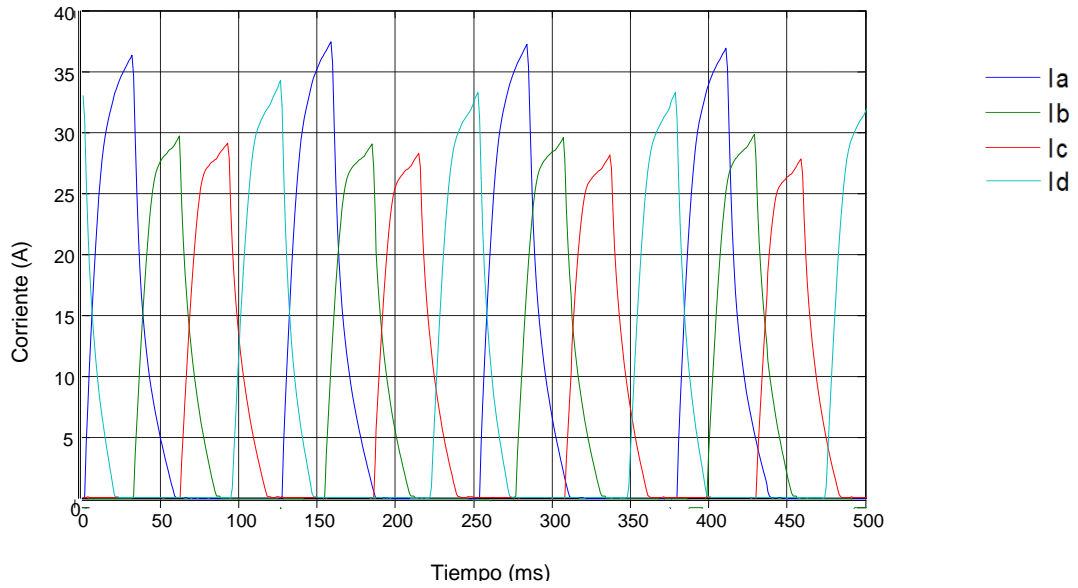


Figura 6.5: Motor 2 funcionando a 4 fases, control de pulso único, 1 Nm, 1580 rpm.

En cuanto a las vibraciones, según las medidas realizadas en el capítulo 5 estableceremos las medidas de referencia, en este caso mediante el análisis espectral de la aceleración de la vibración para un funcionamiento correcto, es decir a 4 fases, y con una carga de 1Nm.

Para el control de corriente se muestran las gráficas de las figuras 6.6 y 6.7, para una carga de 1 Nm y velocidades de 1000 rpm y de 2000 rpm respectivamente. Para control de pulso único, las cargas seleccionadas son de 0,5 Nm y 1 Nm que corresponden con 1890 rpm y 1580 rpm respectivamente, figuras 6.8 y 6.9.

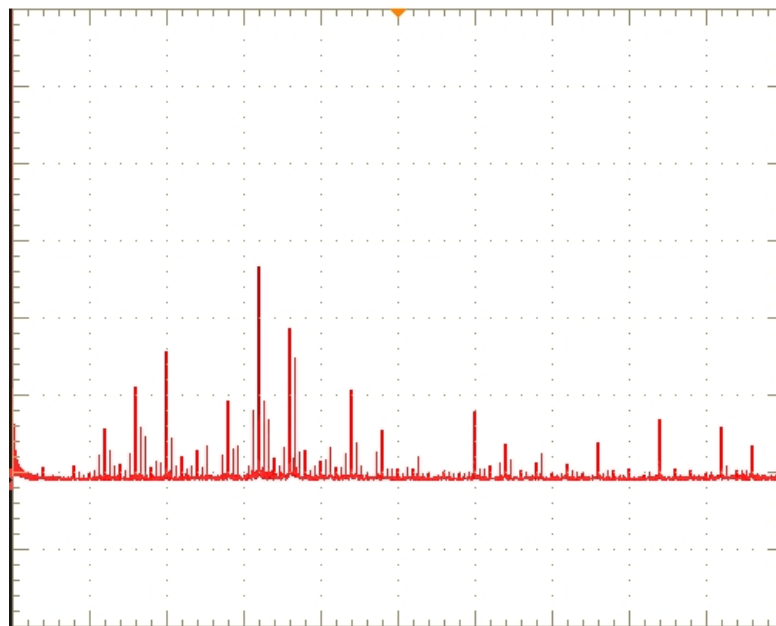


Figura 6.6: Motor 2 funcionando a 4 fases, con control de corriente, espectro de la aceleración de la vibración, 1 Nm, 1000 rpm,  $1\text{m/s}^2/\text{div}$ ,  $250\text{ Hz}/\text{div}$ .

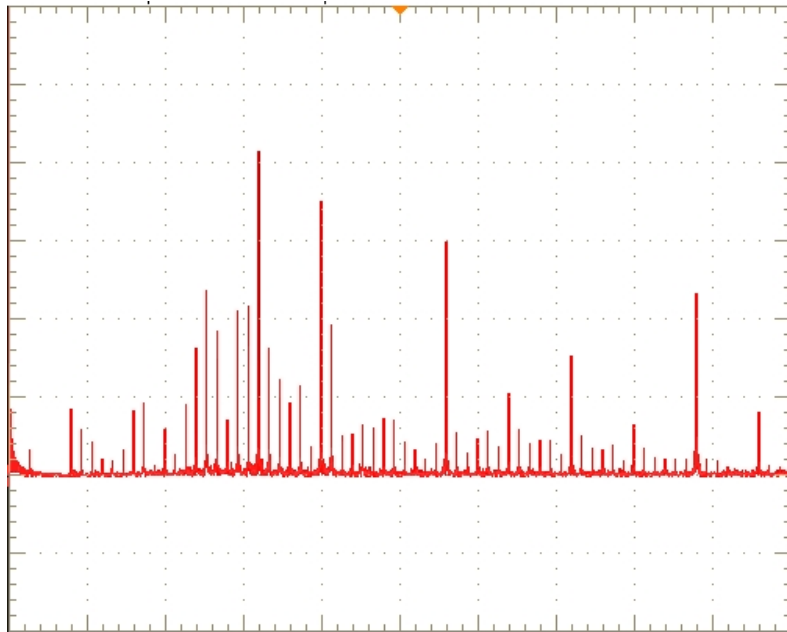


Figura 6.7: Motor 2 funcionando a 4 fases, con control de corriente, espectro de la aceleración de la vibración, 1 Nm, 2000 rpm, 1 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.

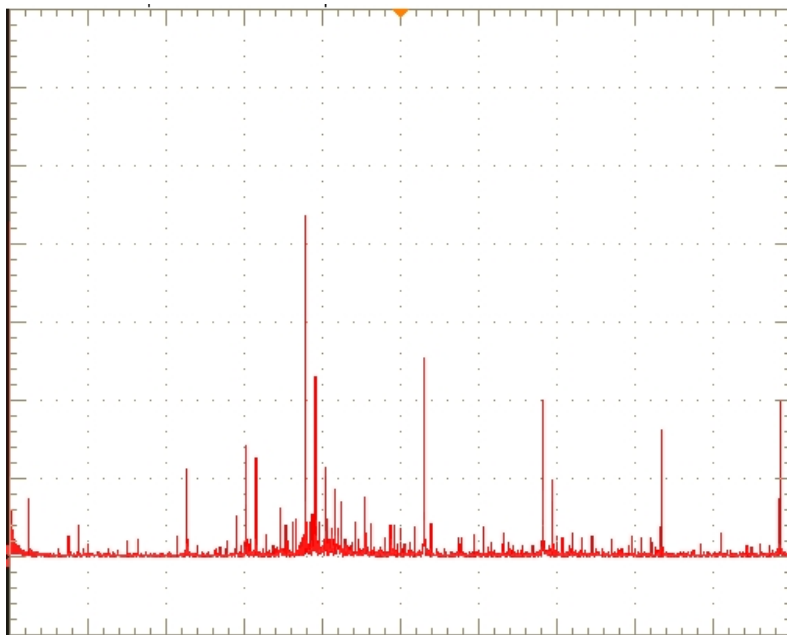


Figura 6.8: Motor 2 funcionando a 4 fases, pulso único, espectro de la aceleración de la vibración, 0,5 Nm, 1890 rpm, 1 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.

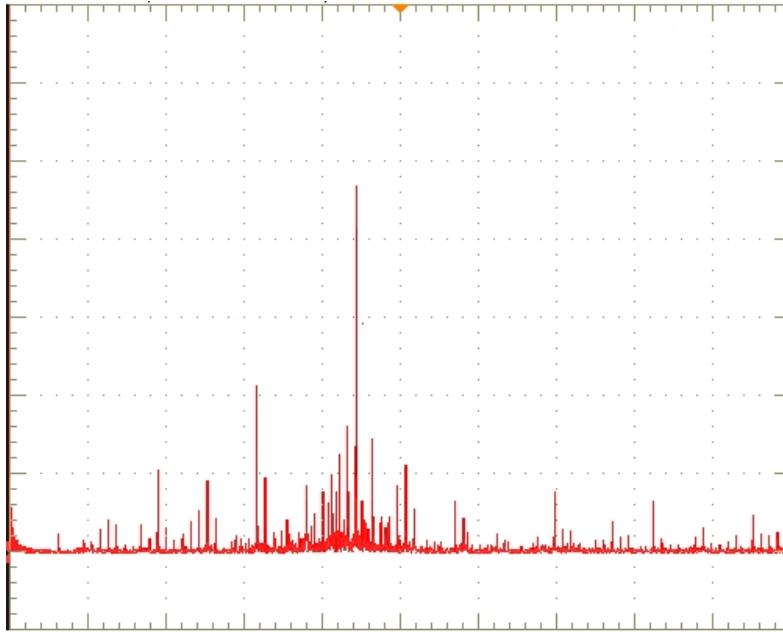


Figura 6.9: Motor 2 funcionando a 4 fases, pulso único, espectro de la aceleración de la vibración, 1 Nm, 1580 rpm, 1 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.

Estas serán las medidas de referencia, que compararemos con las medidas que se vayan efectuando durante el funcionamiento del motor y que servirán para detectar si existen diferencias.

### 6.5 Determinación de los patrones de falta.

Una vez obtenidas las medidas de referencia, es decir cuando el accionamiento funciona correctamente, deberemos desarrollar el paso siguiente que nos permita determinar, en el caso que se produzca una variación de la medida obtenida con respecto a los valores de referencia, cuál es la falta que nos provoca dicha variación.

Para ello compararemos dicha medida de referencia con las medidas realizadas cuando se ha provocado una falta, con ello comprobaremos la eficacia de la técnica seleccionada y estableceremos como patrón de falta aquella medida que nos proporcione una mayor información sobre la falta.

En nuestro caso, como se ha descrito en el capítulo 4, analizaremos dos tipos de faltas: la falta en una fase y el cortocircuito de espiras en la bobina de un polo del estator.

#### 6.5.1 Falta en una fase del estator

En primer lugar analizaremos el motor 1 de tres fases con seis polos en el estator y 4 polos en el rotor. En la figura 6.10 mostramos las corrientes de las fases cuando funciona a dos fases, es decir, cuando se produce la abertura de una de las fases.



Podemos comprobar que la fase dañada deja de consumir corriente. Trabajando con el control de corriente, las corrientes de las dos fases sanas no sufren alteración.



Figura 6.10: Corrientes de fase, Motor 1 funcionando a 2 fases, carga 1.8 Nm, velocidad 750 rpm, 3.8 A/div, 4 s/div.

Si comparamos las figuras 6.2 y 6.10 veremos que la falta se muestra muy claramente, ya que la corriente de la tercera fase pasa a valer cero, lo cual nos indica que ésta ha dejado de consumir corriente y que por tanto está abierta. Esta técnica nos permite identificar de una forma sencilla y clara este tipo de faltas.

En cuanto a las vibraciones para la falta de una fase, en la figura 6.11 mostramos la aceleración de la vibración.

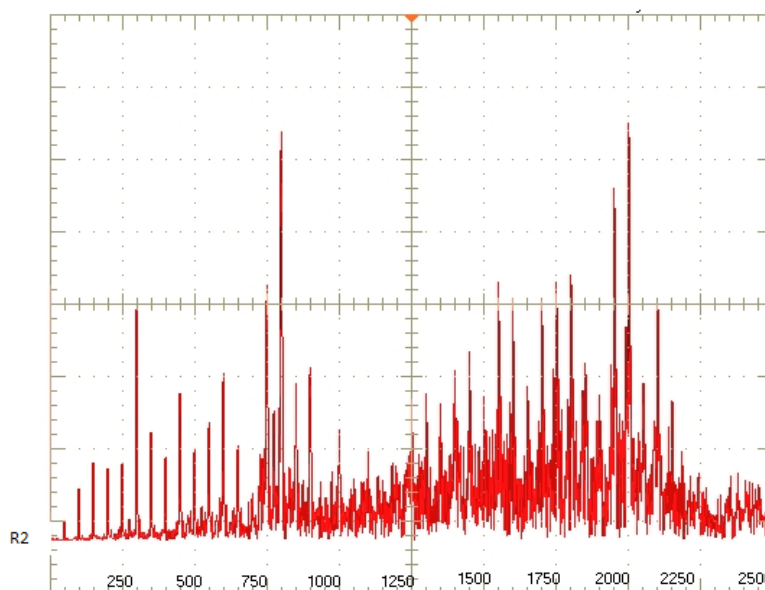


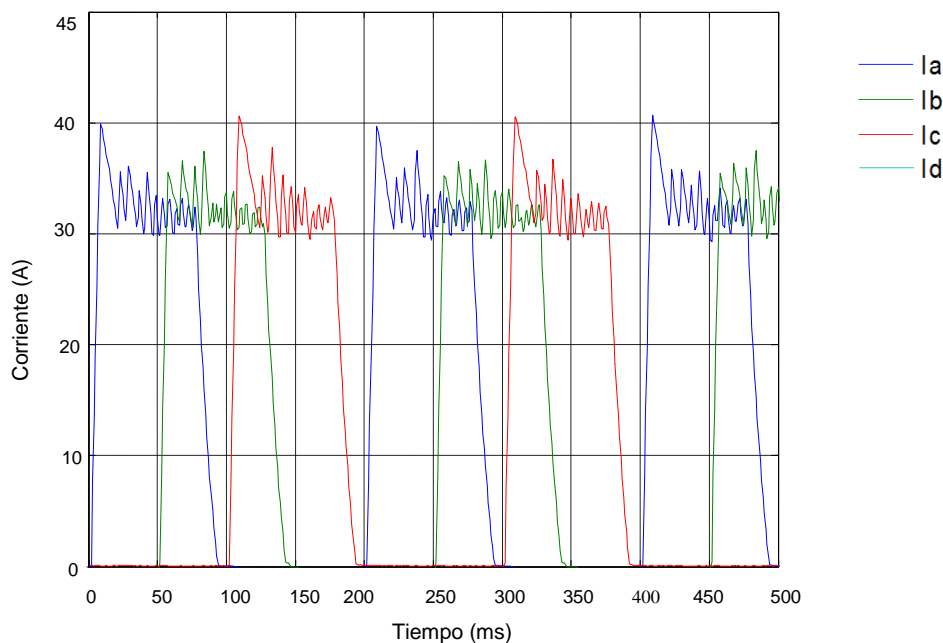
Figura 6.11: Espectro de la aceleración, Motor 1 funcionando con una fase abierta. Velocidad 750 rpm, carga 1.8 Nm, 0.15 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.

En este caso y para este motor observamos un incremento en la amplitud de la vibración en las frecuencias comprendidas entre 1500 y 2250 Hz, comparándola con la figura 6.3 en la que mostramos la misma medida, pero para el funcionamiento correcto sin ninguna fase dañada.

Para esta falta concreta, podemos determinar que la técnica más adecuada es la del análisis de corrientes, aunque el análisis de vibración puede ser una técnica complementaria, ya que como podemos ver se producen variaciones significativas entre las dos figuras mostradas. No obstante, la técnica que elegiremos será la del análisis de corrientes debido a su mayor claridad para el diagnóstico.

En el motor 2 de cuatro fases con ocho polos en estator y seis en el rotor, en primer lugar determinaremos la falta de una fase, tanto con control de corriente como en pulso único. Para ello compararemos las curvas de corriente obtenidas, así como las de la aceleración de la vibración, con las medidas de referencia de las figuras 6.3 a 6.9.

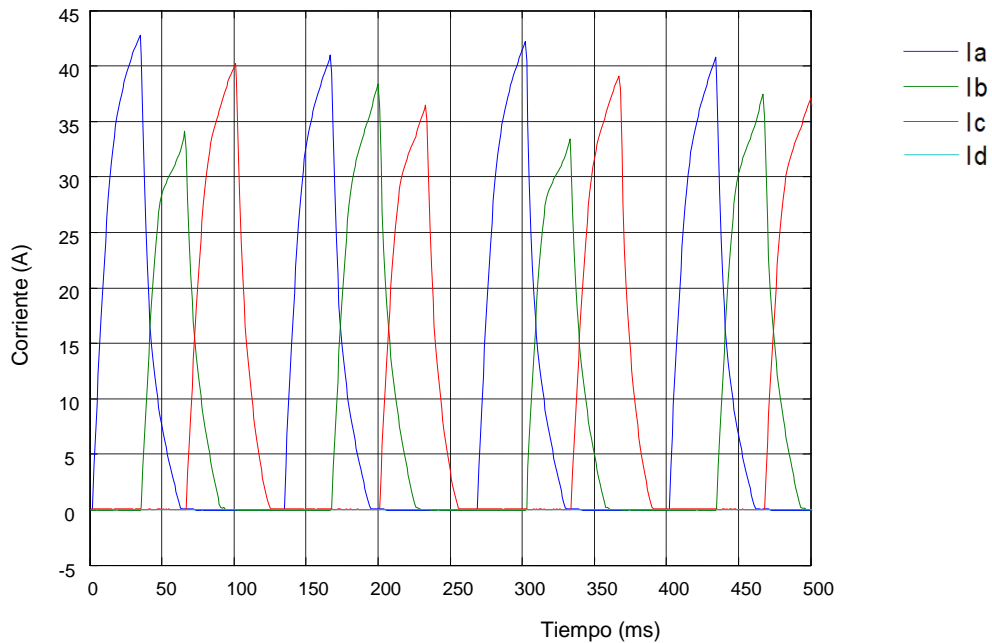
En primer lugar observaremos la gráfica de las corrientes de fase funcionando a tres fases y con control de corriente, figura 6.12.



*Figura 6.12: Corrientes de fase, Motor 2 funcionando a 3 fases con control de corriente, carga 1 Nm, velocidad 1000 rpm.*

Observamos que la fase dañada deja de consumir corriente y, comparándola con la medida de referencia, que en este caso se muestra en la figura 6.4, podemos fácilmente determinar cuál es el problema. Cabe destacar que las fases restantes no sufren alteraciones, igual que en el motor 1, lo cual corrobora la independencia de fases.

A continuación se ha realizado el mismo proceso para el control a pulso único, la medida de referencia se muestra en la figura 6.5. En este caso, como en el anterior, se observa fácilmente la falta, ya que la fase dañada deja de consumir corriente. Comparando por tanto las figuras 6.5 con la 6.13 fácilmente podremos detectar la falta.



*Figura 6.13: Corrientes de fase, Motor 2 funcionando a 3 fases con pulso único, carga 0,85 Nm, velocidad 1500 rpm.*

Siguiendo el mismo proceso que en el motor 1, a continuación analizaremos las vibraciones para los casos anteriores en que hemos analizado las corrientes.

En la figura 6.14 mostramos el espectro de la señal de aceleración de la vibración que comparamos con la de referencia mostrada en la figura 6.6. En este caso, para una mejor comprensión de la comparación, en la figura 6.14 se ha mostrado dicha medida de referencia (R2) correspondiente a la figura 6.6.

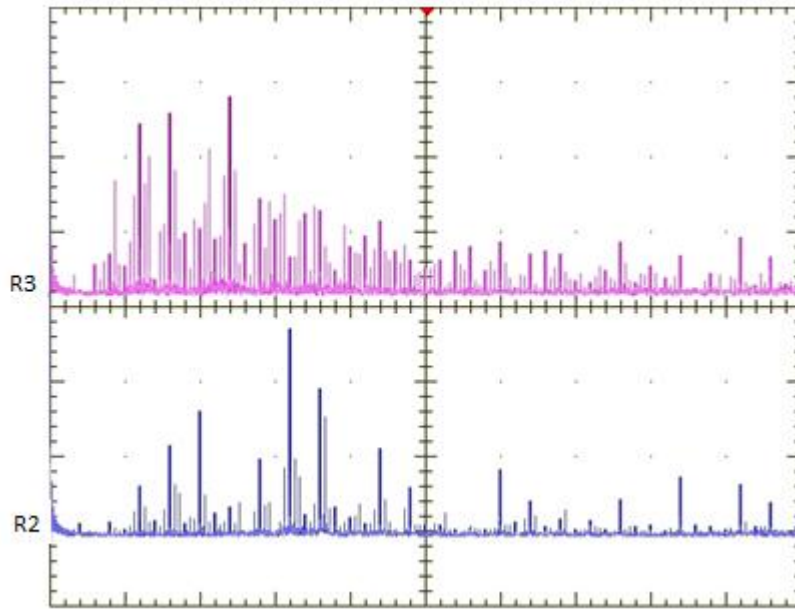


Figura 6.14: Motor 2 funcionando con 4 y 3 fases, control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm, espectro de la aceleración, R2 4 fases, R3 3 fases. 250 Hz/div, 1 m/s<sup>2</sup>/div.

En este caso nótese que la diferencia entre ambas no es significativa o, como se observa, no nos indica la avería tan claramente como en el caso del análisis de corrientes. Para corroborarlo, se muestran en la misma gráfica, figura 6.15, los resultados para otra velocidad, en este caso 2000 rpm.

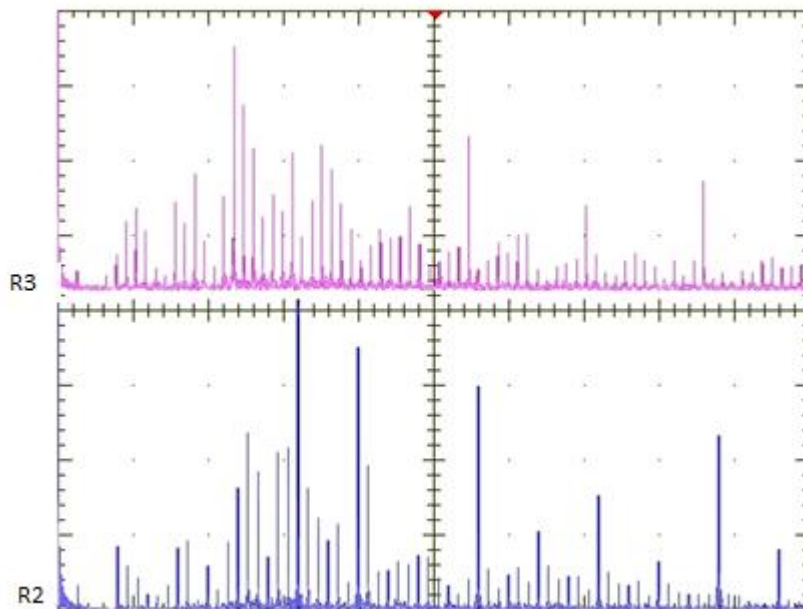


Figura 6.15: Motor 2 funcionando con 4 y 3 fases, control de corriente, 1 Nm, 2000 rpm, espectro de la aceleración, R2 4 fases, R3 3 fases. 1 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.

En este análisis, figuras 6.14 y 6.15, no se observan cambios significativos en el funcionamiento con 4 fases y con 3 fases, ya que en determinadas frecuencias la amplitud de la vibración puede ser mayor en el funcionamiento

normal que funcionando con el motor dañado, por tanto es difícil determinar una falta mediante esta medida.

Para el control a pulso único mostramos la gráfica de la figura 6.16.

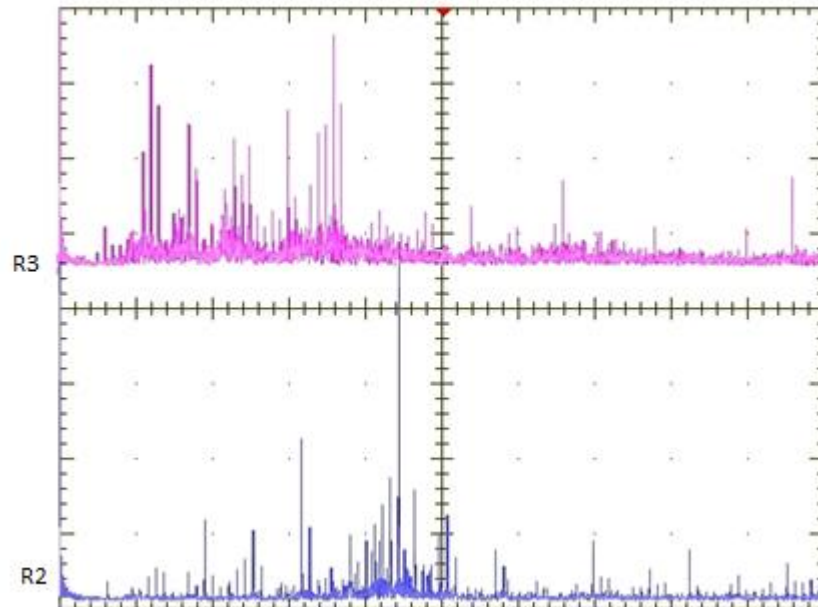


Figura 6.16: Motor 2 funcionando con 4 y 3 fases, pulso único, espectro de la aceleración, R2 4 fases 1 Nm a 1580 rpm, R3 3 fases 0,85 Nm a 1500 rpm. 10 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.

Como en el caso anterior, tampoco se observan diferencias significativas que nos permitan detectar la falta de una fase.

Por tanto, y a modo de resumen, podemos afirmar que la falta en una fase, tanto utilizando un control de corriente como un control de pulso único, la mejor técnica es el análisis de las corrientes de fase, ya que la información que nos proporciona permite detectar con gran facilidad y precisión dicha falta, en detrimento del análisis espectral de la aceleración de la vibración, que como hemos observado, no nos proporciona datos significativos.

### 6.5.2 Cortocircuito entre espiras.

En primer lugar analizaremos la corriente de cada una de las fases para distintas velocidades y distintas cargas. Efectuaremos los cortocircuitos en la fase D del Motor 2, fase que incorpora distintas tomas en la bobina de un polo. Realizaremos dos tipos de control, el control de corriente y el control de pulso único.

a) Funcionamiento con control de corriente.

En las figuras 6.17 a 6.20 puede observarse la corriente de las cuatro fases, con control de corriente, para los distintos cortocircuitos efectuados, con una carga de 1 Nm y 1000 rpm. La medida de referencia se muestra en la figura

6.4, con ella deberemos comparar las gráficas que se muestran a continuación.

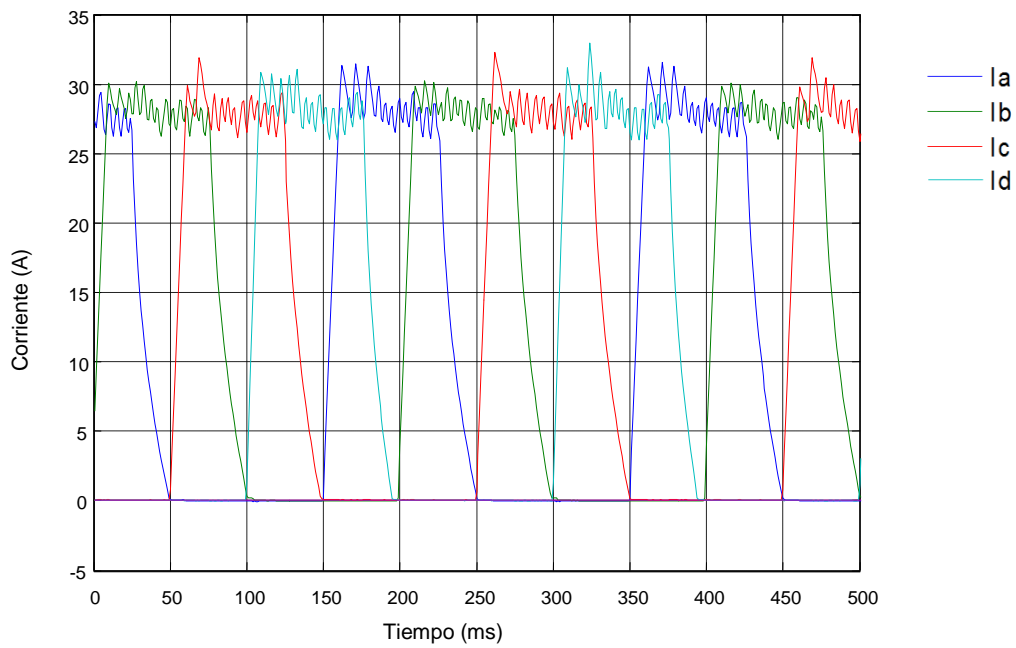


Figura 6.17: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm, cortocircuito de 8 espiras.

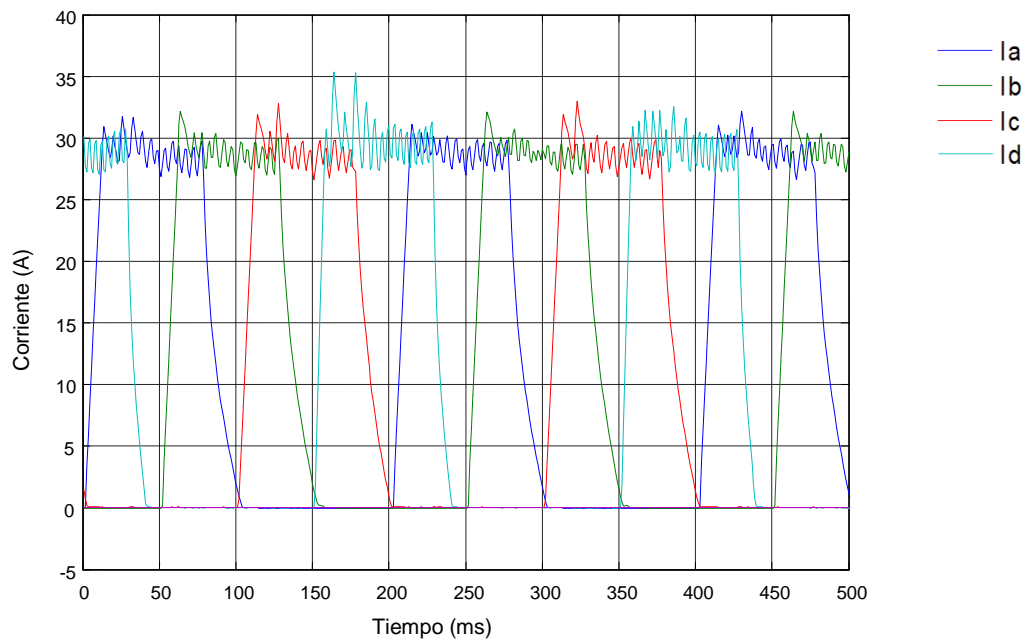


Figura 6.18: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm, cortocircuito de 16 espiras.

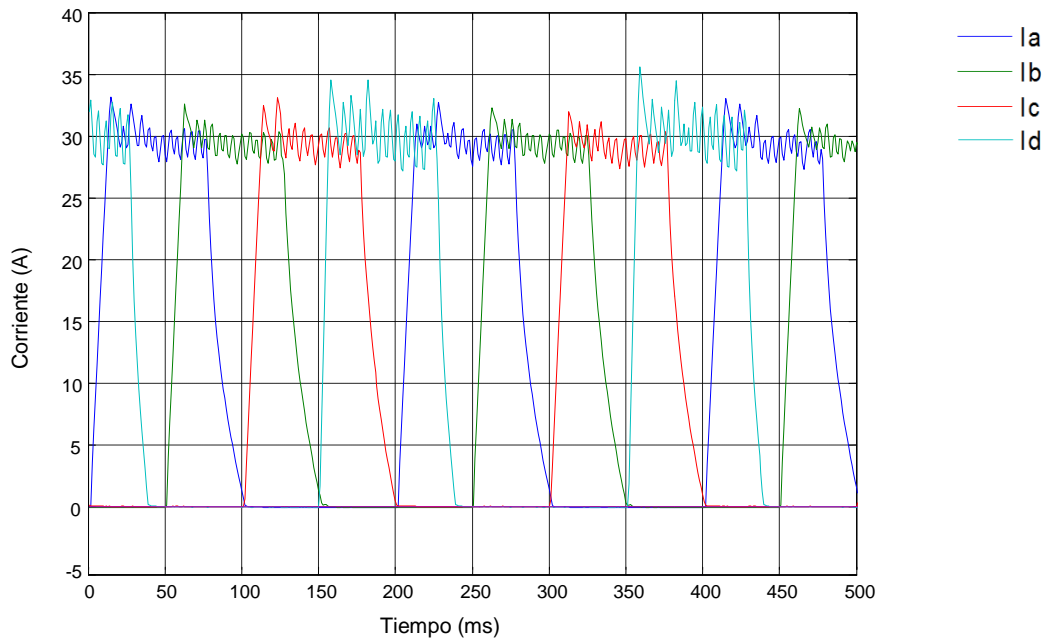


Figura 6.19: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm, cortocircuito de 24 espiras.

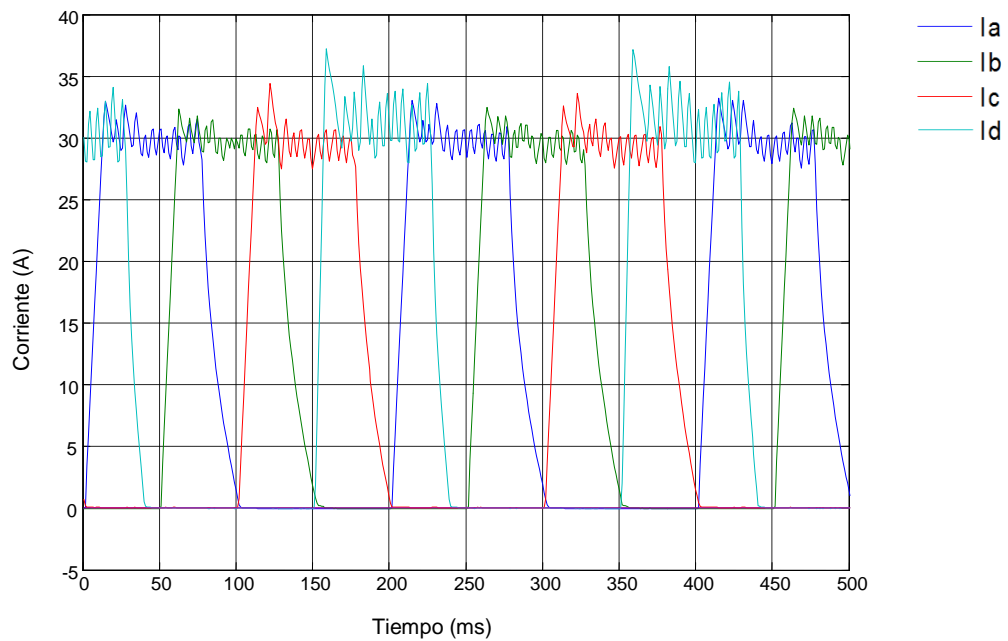


Figura 6.20: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 1000 rpm, cortocircuito de 32 espiras.

Comparando las figuras 6.17 a 6.20 con la 6.4, que corresponden a los cuatro cortocircuitos posibles y a la de funcionamiento normal, para la misma carga y la misma velocidad, podemos observar que la fase cortocircuitada (fase D)

presenta un pequeño incremento de corriente respecto a las otras fases, aunque no podemos decir que sea perceptible.

Por tanto, no podemos identificar la falta mediante este análisis, ello es debido al control aplicado sobre el motor que no permite un incremento de la corriente superior al prefijado por el control.

Realizaremos el mismo ensayo para una velocidad superior, 2000 rpm, y para la misma carga, 1 Nm, para ver si la velocidad tiene alguna influencia en el consumo.

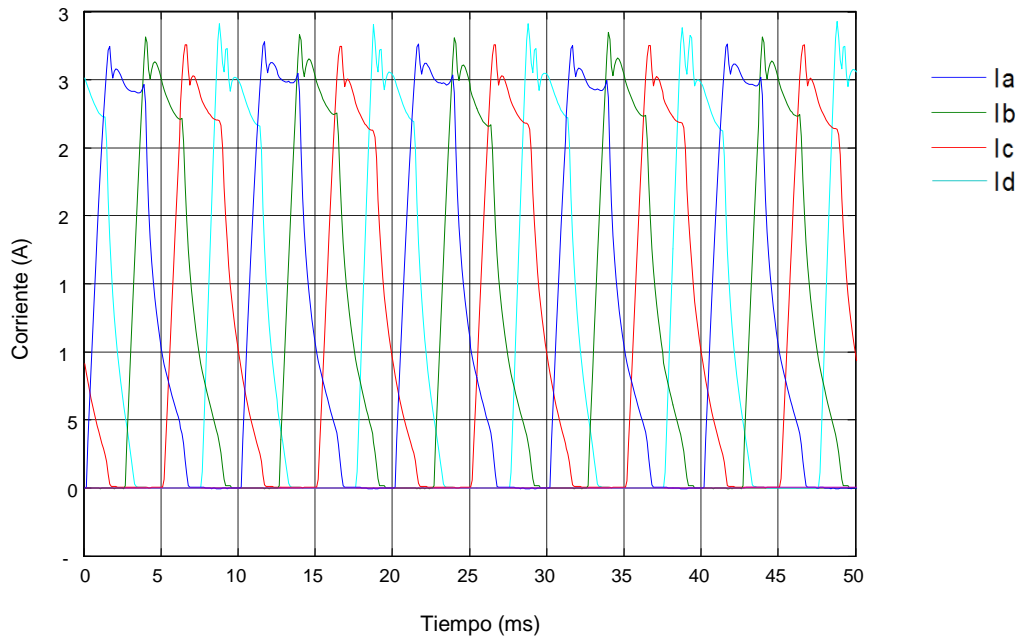


Figura 6.21: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 2000 rpm, cortocircuito de 8 espiras.

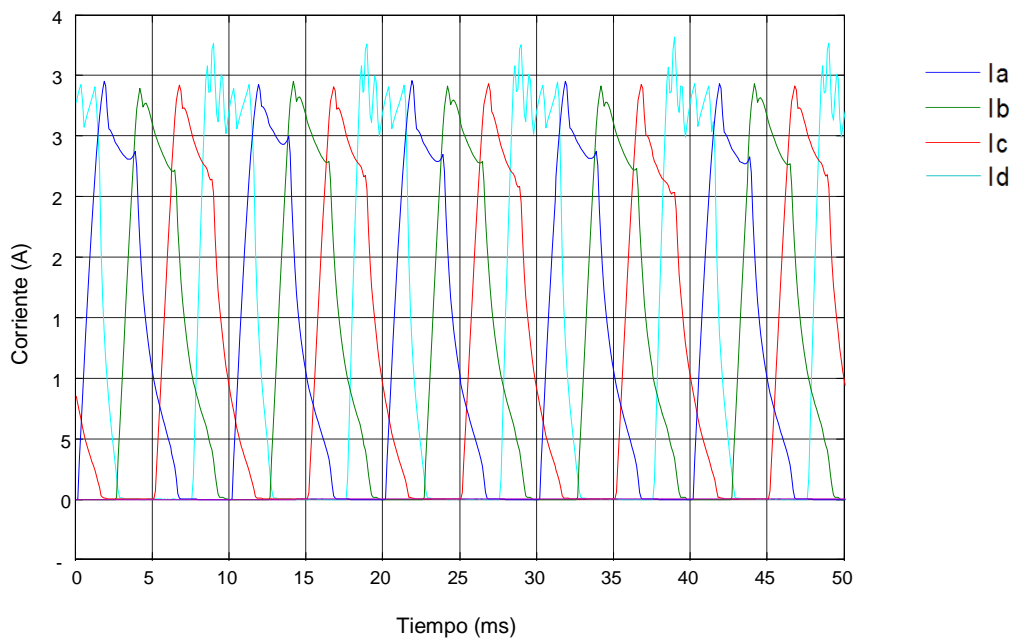


Figura 6.22: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 2000 rpm, cortocircuito de 16 espiras.



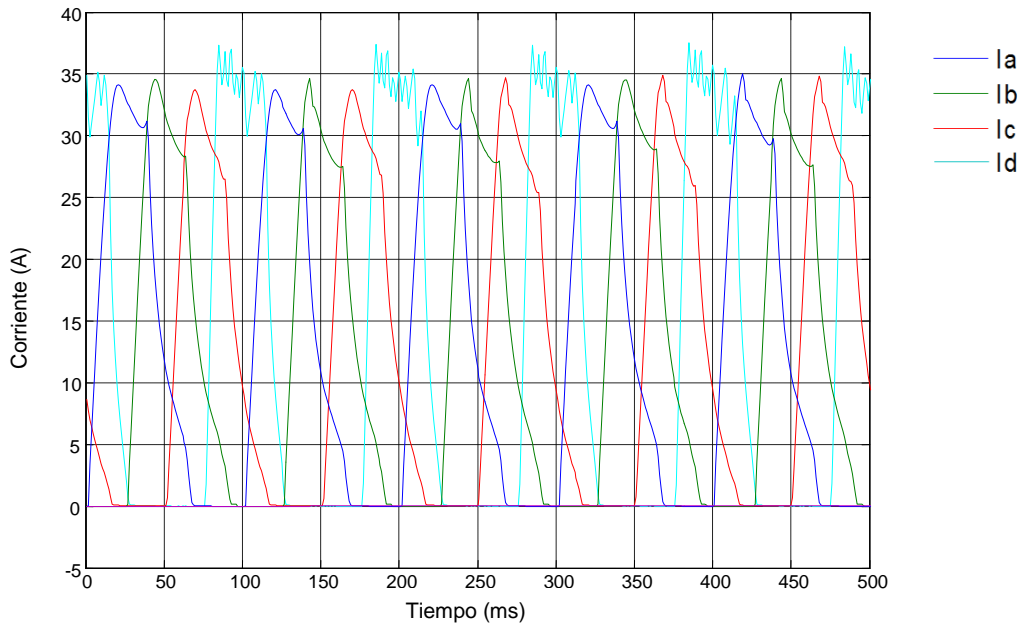


Figura 6.23: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 2000 rpm, cortocircuito de 24 espiras.

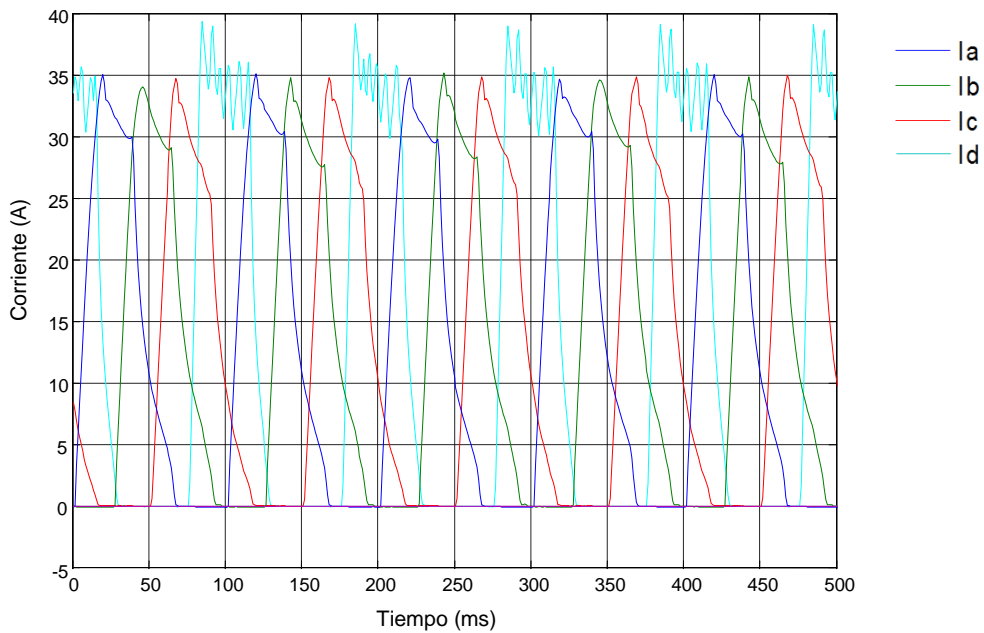


Figura 6.24: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente, 1 Nm, 2000 rpm, cortocircuito de 32 espiras.

Como en el caso anterior, podemos decir que el aumento de velocidad ha provocado un incremento de corriente y, en la fase D, se observan incrementos de corriente dependiendo de la cantidad de espiras cortocircuitadas, aunque estas diferencias no son significativas para poder realizar un diagnóstico fiable de la falta.

b) *Funcionamiento a pulso único.*

A continuación se ha realizado un control a pulso único, sin regulación de corriente. La velocidad en este caso ha sido de 1640 rpm con una carga de 1 Nm. Como era de esperar y como se puede observar en las siguientes figuras, en este caso la corriente de la fase dañada aumenta y se observa una diferencia notable con las otras fases, lo cual nos permite el diagnóstico con facilidad de la falta.

En las figuras 6.25 a 6.28 se observa el incremento de corriente, proporcional a las espiras cortocircuitadas en cada caso. Nótese que se ha limitado el valor de la corriente a 60 A como protección de los devanados del motor, con lo cual en el caso de cortocircuito de 24 y 36 espiras actúa dicha protección y no se aprecia diferencia.

Otro aspecto a tener en cuenta es el comportamiento de las fases sanas que, en ningún caso, sufren alteraciones, lo que corrobora el comportamiento independiente de las mismas.

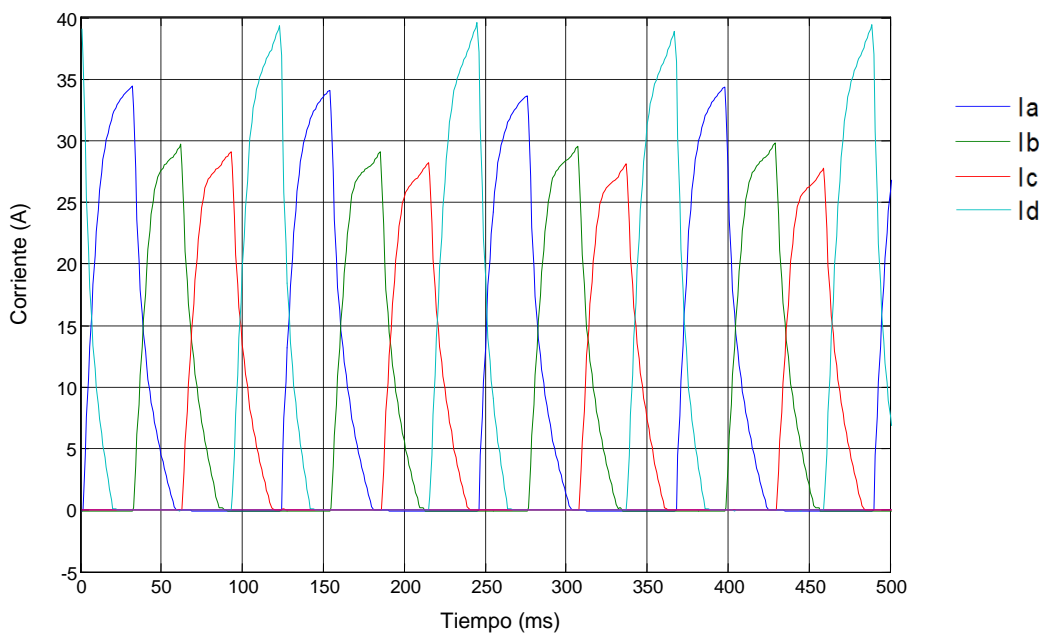


Figura 6.25: Motor 2 funcionando a 4 fases con pulso único. 1 Nm, 1640 rpm, cortocircuito de 8 espiras.

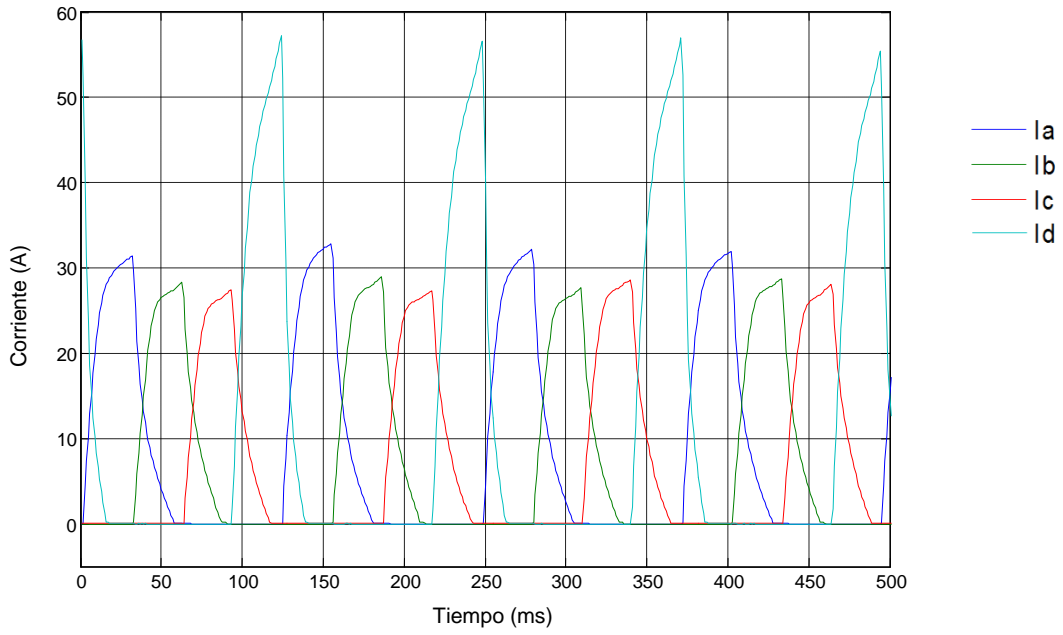


Figura 6.26: Motor 2 funcionando a 4 fases con pulso único. 1 Nm, 1640 rpm, cortocircuito de 16 espiras.

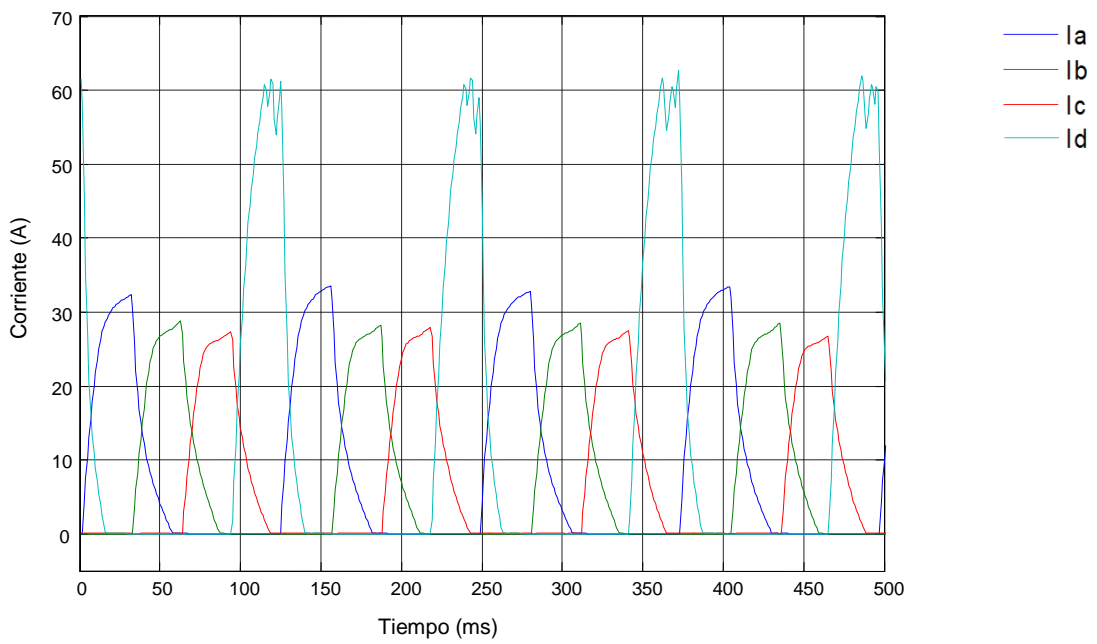


Figura 6.27: Motor 2 funcionando a 4 fases con pulso único. 1 Nm, 1640 rpm, cortocircuito de 24 espiras.

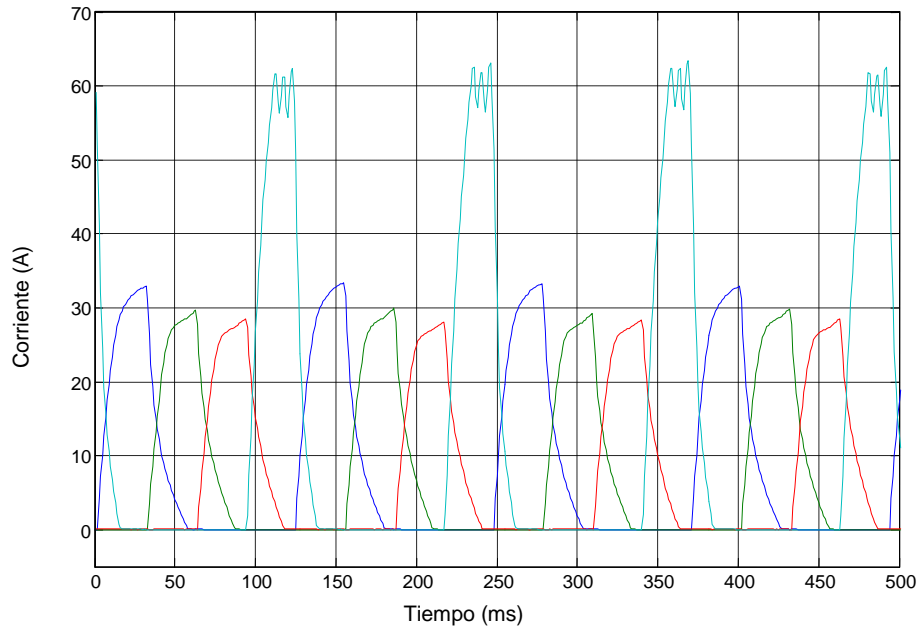


Figura 6.28: Motor 2 funcionando a 4 fases con pulso único. 1 Nm, 1640 rpm, cortocircuito de 32 espiras.

Para este tipo de funcionamiento, la detección de la falta de cortocircuito entre espiras es posible mediante el análisis de corriente de las fases ya que, como no existe control de corriente, ésta se incrementa debido a la reducción de la resistencia de la bobina, tal como era de esperar, siendo este incremento proporcional a la cantidad de espiras cortocircuitadas. Nótese, como ya se ha mencionado anteriormente, que las fases restantes no sufren alteraciones y se mantienen con los mismos valores que en el funcionamiento sin falta. En este caso se ha limitado la corriente a 60 A para proteger el resto de la bobina.

Como podemos observar las figuras 6.27 y 6.28 estas corrientes son prácticamente iguales debido a la referida limitación de la corriente.

Por tanto, y como resumen, podemos decir que para el control a pulso único la técnica del análisis de corrientes es válida para la detección de cortocircuitos en las espiras de una bobina.

A continuación analizaremos las vibraciones para el caso de cortocircuitos en espiras, tal como ya se indicó en el capítulo 5. Analizaremos el espectro de la aceleración de la vibración para distintas velocidades, comparándolas con el funcionamiento sin falta y mostraremos el análisis frecuencial de la aceleración de la vibración para distintas velocidades y distintos cortocircuitos.

Se presenta en las figuras 6.29 a 6.34 la aceleración de la vibración. En este caso, para velocidades de 1000, 1500 y 2000 rpm, en todas las gráficas se muestra la referencia R1 que es la del motor funcionando sin cortocircuito (nótese en las distintas escalas de la amplitud de la vibración).

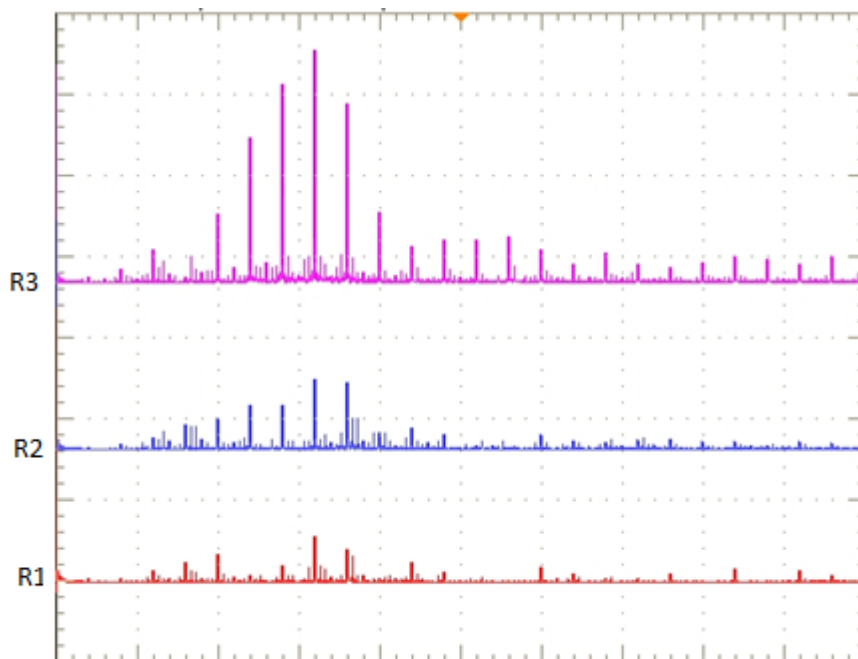


Figura 6.29: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente. 1 Nm, 1000 rpm, R1 funcionamiento normal, R2 cortocircuito 8 espiras, R3 cortocircuito 16 espiras. Espectro de la aceleración, 5 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz.

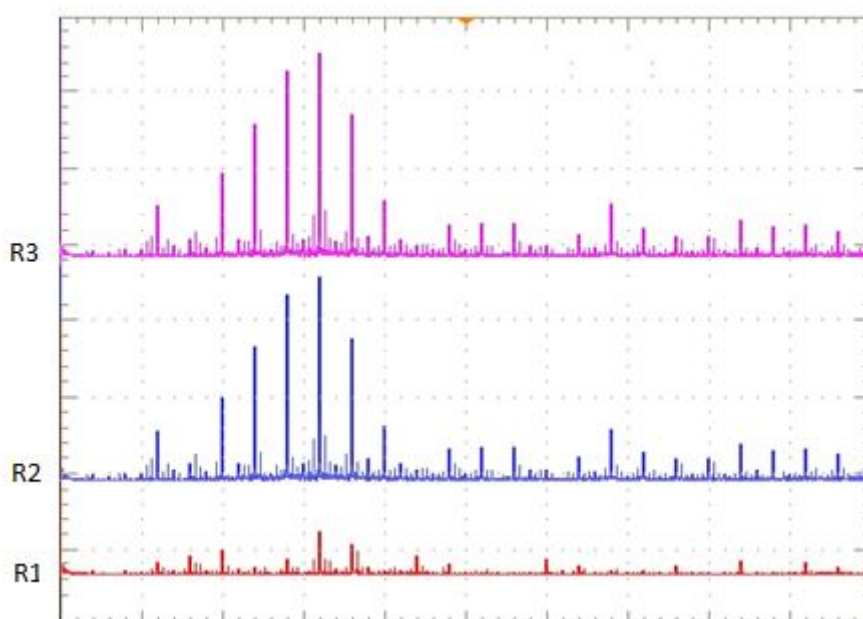


Figura 6.30: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente. 1 Nm, 1000 rpm, R1 funcionamiento normal, R2 cortocircuito 24 espiras, R3 cortocircuito 32 espiras. Espectro de la aceleración, 5 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.

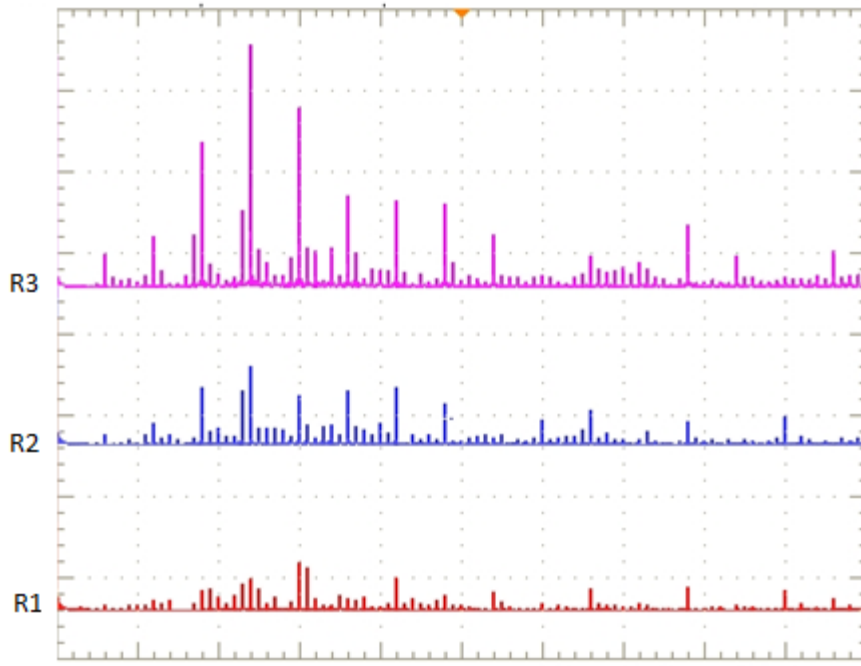


Figura 6.31: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente. 1 Nm, 1500 rpm, R1 funcionamiento normal, R2 cortocircuito 8 espiras, R3 cortocircuito 16 espiras. Espectro de la aceleración, 5 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.

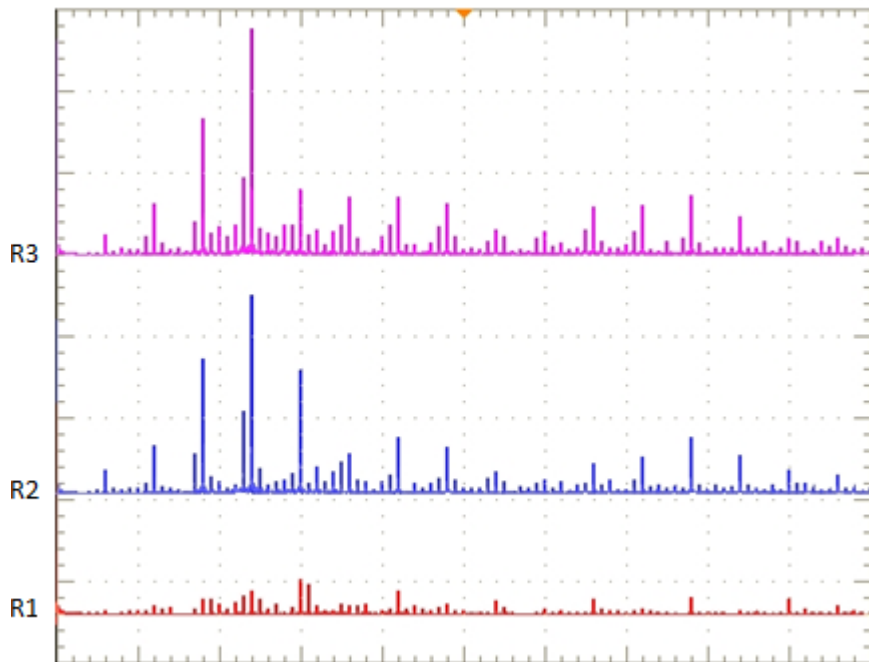


Figura 6.32: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente. 1 Nm, 1500 rpm, R1 funcionamiento normal, R2 cortocircuito 24espiras, R3 cortocircuito 32 espiras. Espectro de la aceleración, 7 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.

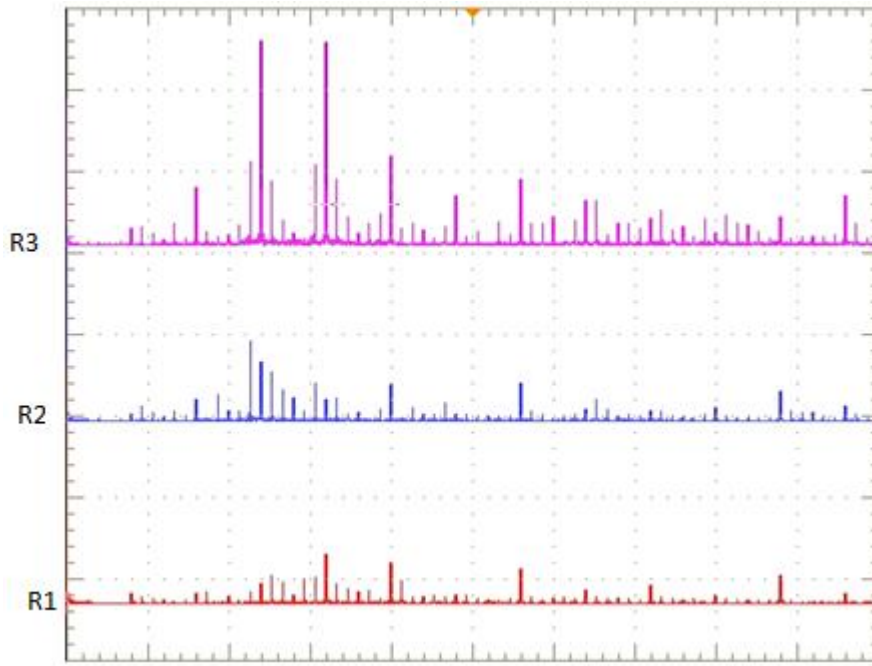


Figura 6.33: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente. 1 Nm, 2000 rpm, R1 funcionamiento normal, R2 cortocircuito 8 espiras, R3 cortocircuito 16 espiras. Espectro de la aceleración,  $7 \text{ m/s}^2/\text{div}$ , 250 Hz/div.

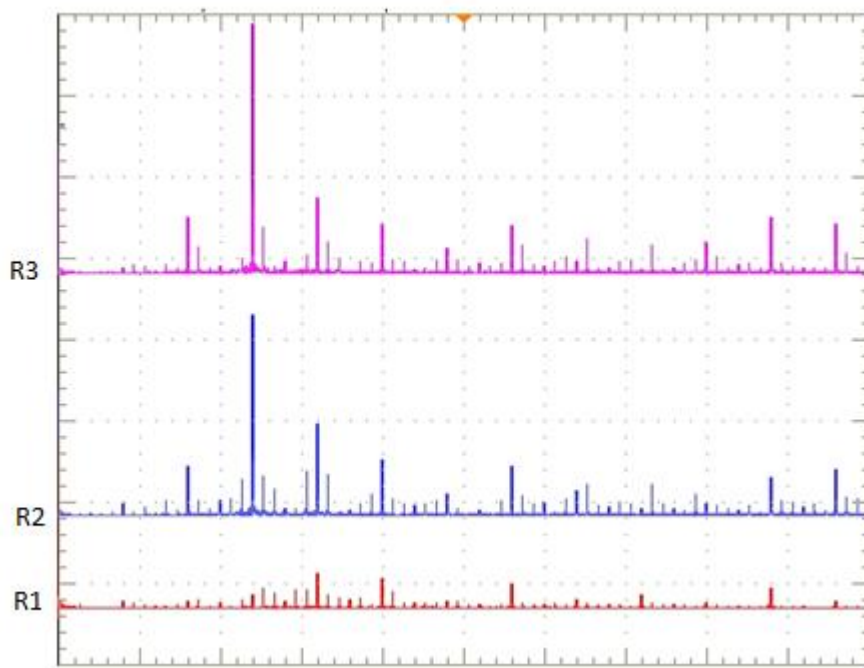


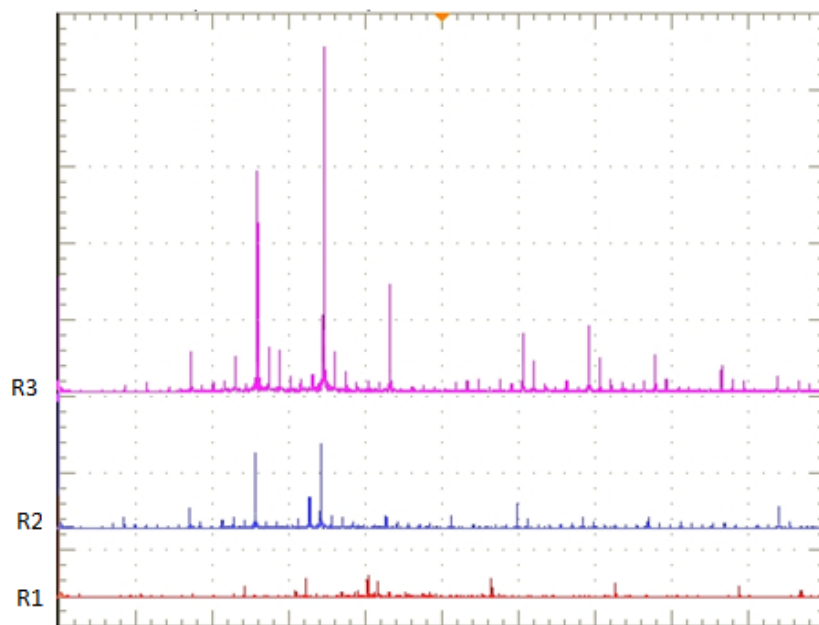
Figura 6.34: Motor 2 funcionando a 4 fases con control de corriente. 1 Nm, 2000 rpm, R1 funcionamiento normal, R2 cortocircuito 24 espiras, R3 cortocircuito 32 espiras. Espectro de la aceleración,  $10 \text{ m/s}^2/\text{div}$ , 250 Hz/div.

Como podemos ver, se produce un incremento de la amplitud de la vibración y la frecuencia fundamental varía con la velocidad según la ecuación 5.3.

A continuación, en las figuras 6.35 a 6.38, se muestran las gráficas del análisis espectral de la aceleración de la vibración trabajando el motor a pulso único. En este caso se han realizado las medidas a 0,25 Nm y a 0,5 Nm.

Se ha comparado como en el caso anterior con el funcionamiento sin falta. En todas las figuras dicho funcionamiento corresponde con la gráfica R1. Se ha realizado, como en el caso anterior de control de corriente, el análisis de cortocircuitos de 8, 16, 24 y 32 espiras.

Hemos de hacer constar que en este caso se han producido algunas pequeñas diferencias de velocidad con respecto al funcionamiento sin falta, ello es debido a la ausencia de control en este tipo de funcionamiento. Aún así, podemos observar claramente el incremento de la amplitud de la aceleración de la vibración en el caso de cortocircuitos entre espiras, lo cual nos permite la detección de este tipo de falta para el funcionamiento a pulso único.



*Figura 6.35: Motor 2 funcionando a 4 fases y pulso único. 0.25 Nm, R1 funcionamiento normal a 2000 rpm, R2 cortocircuito 8 espiras a 2140 rpm, R3 cortocircuito 16 espiras a 2140 rpm. Espectro de la aceleración, 10 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.*



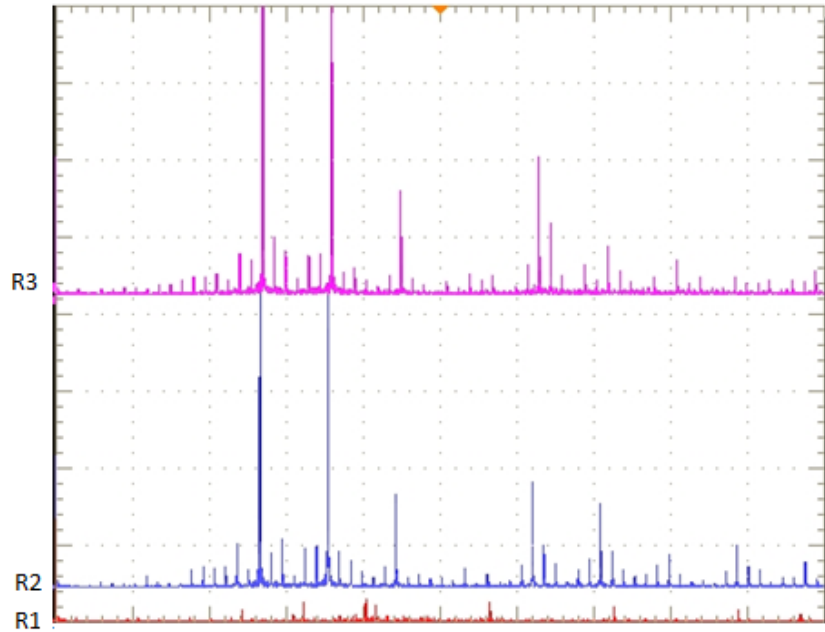


Figura 6.36: Motor 2 funcionando a 4 fases y pulso único. 0.25 Nm,  
 R1 funcionamiento normal a 2000 rpm, R2 cortocircuito 24 espiras a 2140 rpm,  
 R3 cortocircuito 32 espiras a 2140 rpm,  
 Espectro de la aceleración, 10 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.

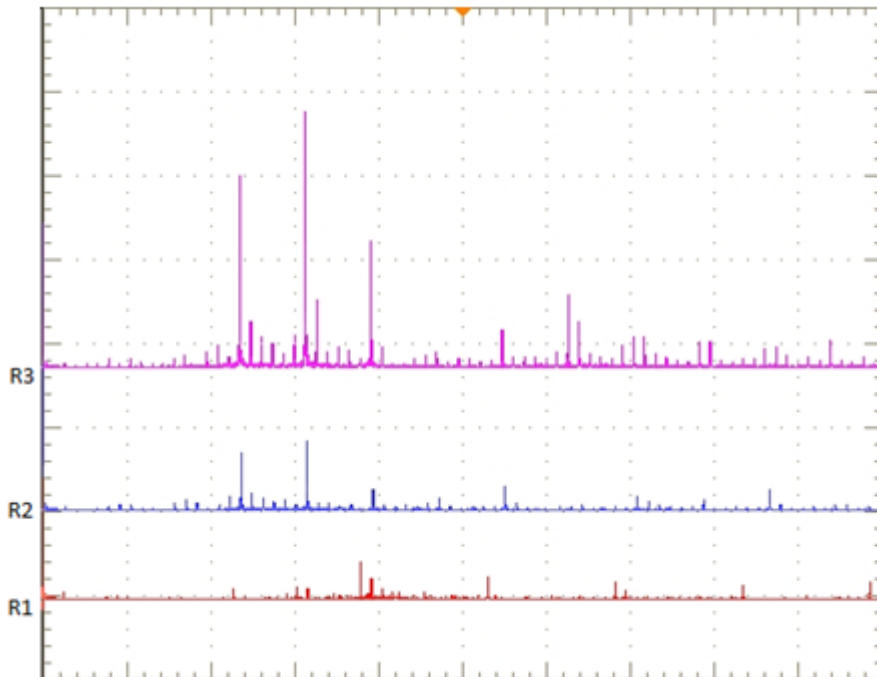


Figura 6.37: Motor 2 funcionando a 4 fases y pulso único. 0.5 Nm,  
 R1 funcionamiento normal a 1890 rpm, R2 cortocircuito 8 espiras a 1970 rpm,  
 R3 cortocircuito 16 espiras a 1970 rpm,  
 Espectro de la aceleración, 10 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.

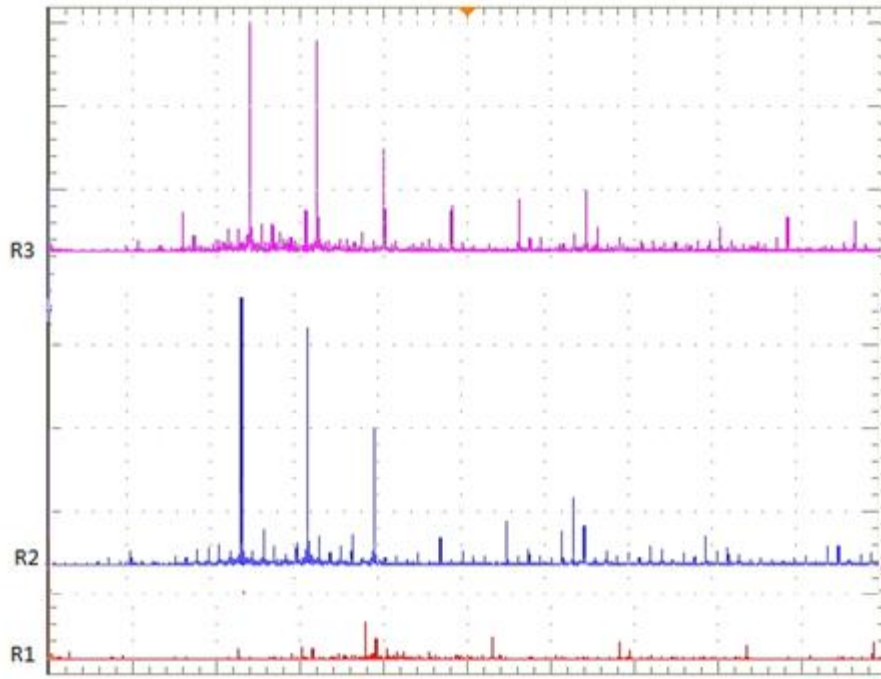


Figura 6.38: Motor 2 funcionando a 4 fases y pulso único. 0.5 Nm, R1 funcionamiento normal a 1890 rpm, R2 cortocircuito 24 espiras a 1970 rpm, R3 cortocircuito 32 espiras a 1970 rpm, Espectro de la aceleración, 10 m/s<sup>2</sup>/div, 250 Hz/div.

Teniendo en cuenta lo estudiado podemos observar que la detección de las faltas depende de varios parámetros, como pueden ser tipo de regulación, así como el tipo de falta a detectar. En cada caso existe una técnica más adecuada que otras y en algunos casos se pueden utilizar más de una, lo cual hará más fiable la detección.

Hemos de destacar que las conclusiones son las mismas para ambos motores, y ello nos puede permitir generalizar para todo tipo de SRD.

A continuación, en las Tablas 6.1 y 6.2 resumiremos tanto las técnicas a aplicar en cada caso como el patrón de falta determinado para cada falta.

Falta	Detección Control de corriente		Detección Pulso único	
	Análisis de corrientes	Análisis de vibraciones	Análisis de corrientes	Análisis de vibraciones
Falta de fase	Si	No	Si	No
Cortocircuito entre espiras	No	Si	Si	Si

Tabla 6.1: Resumen de las técnicas a utilizar para la detección de las distintas faltas.

Falta	Detección Control de corriente		Detección Pulso único	
	Análisis de corrientes	Análisis de vibraciones	Análisis de corrientes	Análisis de vibraciones
Falta de fase	6.10	No	6.13	No
Cortocircuito entre espiras	No	6.29 6.30 6.31 6.32 6.33 6.34	6.25 6.26 6.27 6.28	6.35 6.36 6.37 6.38

Tabla 6.2: Figuras del patrón de falta a comparar para la detección de las distintas faltas.

## 6.6 Protocolo de detección de faltas.

Según lo expuesto hasta ahora, y remitiéndonos al diagrama de implantación de un sistema de manteniendo predictivo expuesto en la figura 6.1, la parte a que se refiere este trabajo es la de seleccionar las técnicas óptimas, a partir de los valores de referencia y de los datos obtenidos para las distintas faltas.

Las faltas estudiadas, como ya se ha dicho, son las de faltas de una fase y la de cortocircuitos en espiras de una bobina de una fase de un polo del estator.

Se ha realizado en dos motores distintos de estructuras 6/4 y 8/6 (ver anexos) lo cual nos permite una mayor generalización y poder aplicarlo a todo tipo de SRD.

En primer lugar comenzaremos con la selección de las máquinas y de las técnicas óptimas, que en nuestro caso serán: el análisis de corrientes y el análisis frecuencial de la aceleración de la vibración.

Seguidamente realizaremos las medidas de referencia, para ello, tomaremos las medidas de corriente y de vibraciones cuando la máquina esté en perfectas condiciones, es decir, al inicio de su vida (puesta en marcha inicial), o después de una revisión o reparación.

El siguiente paso será establecer los denominados patrones de faltas, como observamos en la figura 6.1, estudio que se ha planteado como uno de los objetivos de este trabajo.

Una vez determinados estos puntos, procederemos a la aplicación del mantenimiento predictivo, fijando el periodo de toma de medidas. Esto dependerá de varios factores, determinados por la importancia de la máquina,

así como del grado de degradación de los componentes, cuestiones que nos determinarán el periodo de toma de medidas.

Ya para finalizar, y remitiéndonos a la figura 6.1, debemos seguir los pasos que se nos indican, es decir, recopilación y análisis de las tendencias. Si se detecta un problema, comparando la medida con las mediciones de referencia, comprobar de qué tipo de falta se trata mediante los patrones de falta. A continuación, reparar dicha falta (corrección de faltas) y, una vez reparada, tomar de nuevo la medida de referencia (mediciones de referencia), para continuar con otro periodo de funcionamiento. En el caso de que sea una falsa alarma, modificar el patrón de faltas para que no vuelva a ocurrir (fijación y revisión de los datos límites).

Este sería el proceso completo para realizar el mantenimiento predictivo en los motores SRD, objetivo del presente trabajo.

Dicho proceso sería válido para la detección de otras faltas, no descritas en este trabajo, aplicando las técnicas descritas en el capítulo 4. Podemos distinguir entre máquina parada, offline, y máquina en marcha, online.

Las pruebas realizadas offline tienen el inconveniente de que han de realizarse con la máquina parada, y por lo general se espera a realizarlos en los periodos de parada programada. En esta categoría se encuentran los ensayos para la comprobación del aislamiento, como los ensayos de medidas de aislamiento y los de índice de polarización (IP).

En las pruebas online, para los SRD y para los motores eléctricos en general, se aplican el análisis de vibraciones para la detección de las denominadas faltas de velocidad (desalineación, desequilibrio, holguras, excentricidades, problemas en rodamientos), el análisis de corrientes y la termografía infrarroja.

## Referencias bibliográficas

**[BAL11]** Ballesteros F.; “La estrategia predictiva en el mantenimiento industrial”. [www.predictec.com](http://www.predictec.com), Agosto 2011, pp 1-12.

**[CHA17]** Gu C., He Y., Han X., Chen Z.; “Product quality oriented predictive maintenance strategy for manufacturing systems”. Prognostics and System Health Management Conference (PHM-Harbin 2017), pp 1-7.

**[DUR09]** Durocher D.B., Feldmeier G.R.; “Predictive versus preventive maintenance”. IEEE Industry Applications Magazine, 2004, Vol 10, Issue 5, pp 12-21.

**[LU09]** Lu B., Durocher D.B., Stemper P.; “Predictive maintenance techniques”. IEEE Industry Applications Magazine, 2009, Vol 15, Issue 6, pp 52-60.

**[OPO16]** Opocenska H., Hammer M.; “Use of technical diagnostics in predictive maintenance”. 17th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME 2016), pp 1-6.

## **Capítulo 7**

### **Conclusiones. Futuras líneas de investigación**



## **VII Conclusiones. Futuras líneas de investigación**

### **7.1 Conclusiones**

En este trabajo se ha realizado un análisis exhaustivo de las distintas faltas eléctricas en los SRD.

A partir del modelado de los SRD y utilizando herramientas de simulación como elementos finitos y Matlab-Simulink se han simulado, considerando distintas estrategias de control, las faltas eléctricas más significativas.

Después de presentar las técnicas utilizadas actualmente, para el diagnóstico de faltas en el mantenimiento predictivo de máquinas eléctricas, se ha realizado un estudio experimental, utilizando dos prototipos de SRD, para contrastar las faltas anteriormente simuladas. A partir de dicha contrastación se ha determinado cual es la técnica más adecuada para la detección de cada una de las faltas analizadas. Este estudio experimental nos han permitido desarrollar una metodología de detección de las distintas faltas estudiadas (capítulo 6.2) así como una tablas resumen (Tablas 6.I y 6.II) en las que se enumera qué técnica resulta más adecuada para cada tipo de falta analizada.

A partir de los resultados experimentales obtenidos se ha propuesto un plan de mantenimiento predictivo para los SRD. Plan que empieza con la selección de las máquinas (accionamientos SRD) y de las técnicas de diagnóstico óptimas que, en nuestro caso, son el análisis de corrientes y el análisis frecuencial de la aceleración de la vibración. A continuación se realizan las medidas de referencia, para ello, se toman las medidas de la corriente y de las vibraciones con la máquina en perfectas condiciones, es decir, al inicio de su vida (puesta en marcha inicial), o después de una revisión o reparación. El siguiente paso será establecer los denominados patrones de falta y el periodo de toma de medidas. A partir de aquí, si se detecta una falta al comparar la medida efectuada con las mediciones de referencia, los patrones de falta nos permiten detectar de qué tipo de falta se trata. A continuación debería repararse dicha falta (corrección de faltas) y, una vez reparada, tomar la medida de referencia nuevamente, para continuar con otro periodo de funcionamiento. En el caso de que sea una falsa alarma, modificar el patrón de faltas para que no vuelva a ocurrir (fijación y revisión de los datos límites).

Por último, añadir que consideramos que se han alcanzado los objetivos propuestos en la tesis, quedando las puertas abiertas a futuras líneas de investigación.



## 7.2 Futuras líneas de investigación

El trabajo realizado en la tesis nos permite proponer varias líneas de investigación, que podríamos concretar en:

- Detección de otros tipos de averías no estudiadas en la tesis, como por ejemplo las faltas en el convertidor electrónico de potencia y en los sensores de posición.
- Detección automática de la avería, on-line, mediante el microprocesador o DSP del sistema de control del SRD.
- Implantación de un sistema automático de corrección o mitigación momentánea de la falta, que permita al SRD continuar funcionando de forma provisional con prestaciones reducidas.

## Referencias bibliográficas

**[BOU14]** Ilhem B., Amar B., Lebaroud A., Fares R.; "Automatic fault diagnosis of fault tolerant power converter for switched reluctance motor based on time-frequency technique". 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition 2014, pp 1234-1240.

**[MAR14]** Marques J.F., Estima J.O., Gameiro N.S., Marques A.J.; "A New Diagnostic Technique for Real-Time Diagnosis of Power Converter Faults in Switched Reluctance Motor Drives". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 50, 2014, pp 1854-1860.

**[HAK13]** Ro H., Kim D., Jeong H., Lee K.; "A fault diagnosis and tolerant method for switched reluctance motor drives". IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2013, pp 4294-4299.

**[HYE16]** Shin H., Lee K.; "Fault-tolerant switched reluctance machine drives using a current Park's vector". IEEE Conference on Energy Conversion, CENCON 2015, pp 19-24.

**[SAN03]** Sánchez J.A., Andrada P., Torrent M., Perat J.I.; "Acoustic noise comparison of two different switched reluctance motors and an inverter-fed induction motor". 10th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2003, Toulouse, 2-5 Setiembre 2003.

**[TOU16]** Toudji R., Zeroug H., Sahraoui H., Mahmoudi M.O.; "Performance evaluation into the fault-tolerant operation of SRM with proportional-Integral and integral-proportional speed controllers". 8th IET International Conference Power Electronics, Machines and Drives, PEMD 2016, pp 1-7.

**[YIH16]** Hu Y., Gan C., Cao W., Zhang J., Li W., Finney S.J.; "Flexible Fault-Tolerant Topology for Switched Reluctance Motor Drives". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 31, Issue 6, June 2016, pp 4654-4668.



# **Anexo I**

## **Análisis acústico: aplicado al SRM**



## Anexo I Análisis acústico: aplicado al SRM

### AI.1 Introducción

Normalmente definimos el ruido como un sonido no deseado, o como la unión estadísticamente desordenada de sonidos que pueden provocar una pérdida de audición, que puede ser nocivo para la salud o que entraña otro tipo de peligro.

Las magnitudes características para la medición del ruido, es decir de las ondas sonoras, son varias y a continuación pasaremos a describir las más importantes.

Una de las magnitudes características de las ondas sonoras es su amplitud, que es el valor de la sobrepresión que implica el paso de una onda de presión por un punto dado y en un instante determinado.

Suponiendo señales de tipo armónico, deberá tenerse en cuenta la relación existente entre amplitud máxima (o de pico), amplitud promedio y amplitud cuadrática media (RMS) [CAP04].

$$\bar{P}_{\text{RSM}} = \frac{P_m}{\sqrt{2}}, \quad \bar{P} = \frac{2P_m}{\pi}, \quad \bar{P}_{\text{RSM}} = \frac{\pi\bar{P}}{2\sqrt{2}}, \quad (\text{AI.1})$$

Otra magnitud asociada a la onda sonora es su frecuencia, indica el número de variaciones de presión en un segundo para una posición determinada. Su unidad es el Hercio (Hz). La frecuencia determina el tono de un sonido y permite diferenciar los sonidos de baja frecuencia (hasta 400 Hz), los de media frecuencia (entre 400 y 1600 Hz) y los de alta frecuencia (por encima de los 1600 Hz).

La frecuencia, a su vez, está relacionada con la pulsación ( $\omega$ ), el período (T) y la longitud de onda ( $\lambda$ ).

$$\omega = 2\pi f, \quad T = \frac{1}{f}, \quad \lambda = cT = \frac{c}{f} \quad (\text{AI.2})$$

Donde:

c = velocidad de propagación.

f = frecuencia.

En el caso de la propagación por el aire de ondas sonoras audibles se tratará de señales que tienen longitudes de onda comprendidas entre los 17m y 17mm.

Cuando se afirma que una onda de presión está propagando un estado de presión, se está diciendo que, a través del medio, se transmite una fuerza. Dicha fuerza es capaz de realizar un trabajo en cualquier punto, en consecuencia, las ondas sonoras transmiten energía.

En un campo sonoro constituido por una serie de ondas que se propagan por un medio es usual utilizar el concepto de intensidad sonora en un punto. La intensidad sonora (simbolizada por  $I$ ) es la cantidad media de energía que pasa a través de la unidad de superficie por unidad de tiempo, y se expresa en  $W/m^2$ .

Para determinar el valor de dicha intensidad, en función de los parámetros característicos de la onda, pueden plantearse dos procedimientos:

- Determinando el trabajo efectuado por las fuerzas elásticas, donde  $u$  es la velocidad de las partículas materiales.
- Calculando la energía (cinética y potencial) que ha atravesado la unidad de superficie por unidad de tiempo. La velocidad con la que se produce la propagación de estas energías es  $c$ , la misma del movimiento ondulatorio.

En cualquier caso, la cantidad de energía que atraviesa la unidad de superficie es:

$$i = \frac{dE}{dSdt} = p u \quad (A1.3)$$

La intensidad es el promedio temporal de esta cantidad de energía:

$$I = \frac{1}{T} \int_0^T p u dt \quad (A1.4)$$

Que conduce, finalmente, a la expresión:

$$I = \frac{P_m^2}{2\rho c} = \frac{P_{RMS}^2}{\rho c} \quad (A1.5)$$

Donde:

$P$  = presión sonora

$\rho$  = densidad del medio

$c$  = velocidad de propagación de la onda en el medio

$u$  = velocidad de las partículas materiales

Para determinar los valores vectoriales de la intensidad se utilizan sondas de intensidad, ya que al ser una magnitud vectorial requiere la determinación de su dirección y sentido.

Definimos la potencia sonora como la energía que emite una fuente sonora por unidad de tiempo. Para determinar esta magnitud debe determinarse la energía que atraviesa, por unidad de tiempo, una superficie cerrada que contiene la fuente, es decir:

$$W = \int_S I dS \quad (A1.6)$$

Si la superficie cerrada puede descomponerse en segmentos superficiales de área  $S_i$ , la expresión será:

$$W = \sum_i I_i S_i \quad (\text{A1.7})$$

Donde  $I_i$  es el valor medio de la intensidad sonora en el segmento de área  $S_i$ .

Si todos los segmentos tienen igual área, la potencia sonora será:

$$W = I S \quad (\text{A1.8})$$

Donde  $I$  es la intensidad sonora media sobre  $S$ .

Se denomina impedancia acústica en un punto a la razón entre la presión acústica y la velocidad de las partículas. Con carácter general, dado que  $p$  y  $u$  son números complejos, la impedancia acústica es también compleja:

$$z = r + ix \quad (\text{A1.9})$$

Se compone de la resistencia acústica específica  $r$  y de la reactancia acústica específica  $x$ .

En el caso de las ondas planas progresivas, la impedancia acústica es una característica del medio y se obtiene:

$$z = \rho_a c \quad (\text{A1.10})$$

Donde:

$\rho_a$  = densidad del aire

$c$  = velocidad de propagación

El concepto de impedancia acústica característica de un medio, que se expresa en rayls, es equivalente al índice de refracción de un medio transparente respecto de la propagación de la luz, o a la impedancia característica de una línea respecto de la transmisión eléctrica.

Si se recurre a la expresión que relaciona la intensidad acústica con la presión efectiva, es fácil advertir que una misma presión efectiva en el aire corresponde a una intensidad mucho mayor que la de la misma presión acústica en el agua.

Dado que la intensidad es inversamente proporcional a la impedancia característica del medio para amplitud dada, por ejemplo, si se comparan dos ondas acústicas de la misma frecuencia y desplazamiento de partículas, la intensidad de la que está en el agua es 3570 veces la de la que está en el aire.



## AI.2 Niveles de las magnitudes características

Las magnitudes características que se han introducido en el apartado anterior presentan unos rangos de variación muy amplios. Tanto en los niveles de presión, que se mueven en el intervalo de los  $2 \cdot 10^{-5}$  Pa hasta los 200 Pa, como en lo que hace referencia a las intensidades, que se encuentran entre los  $10^{-12}$  W/m<sup>2</sup> y los 10 W/m<sup>2</sup>. Si a esta razón se añade el hecho de que los humanos juzgan las sensaciones auditivas por comparación entre amplitudes, puede entenderse la introducción de escalas logarítmicas, que comprimen los rangos de variación de las magnitudes y la utilización de los decibelios como indicador de niveles por comparación con un valor de referencia. De manera que, con carácter general, se habla del nivel de una magnitud X como:

$$L_x = 10 \log \frac{X}{X_0} \quad (\text{AI.11})$$

Donde  $X_0$  es el valor de referencia de la magnitud cuyo nivel se está expresando.

El nivel de intensidad sonora es un indicador fundamental, ya que suministra la información correspondiente a la cantidad de energía que transporta la onda acústica en una determinada posición. El nivel de referencia es  $I_0 = 10^{-12}$  W/m<sup>2</sup>, que es aproximadamente la intensidad de un tono puro de 1000 Hz y que está en el umbral de percepción de una persona con audición normal. El nivel de intensidad sonora es:

$$L_I = 10 \log \frac{I}{I_0} \quad (\text{AI.12})$$

Siguiendo el mismo criterio que en el caso de la intensidad, puede caracterizarse una fuente por su potencia emitida. El nivel de potencia sonora se expresa también en decibelios y la potencia de referencia es  $W_0 = 10^{-12}$  W.

Debe recordarse que la potencia es una característica de la fuente emisora y no depende del punto de medida. El nivel de potencia acústica es:

$$L_W = 10 \log \frac{W}{W_0} \quad (\text{AI.13})$$

Si se recuerda la expresión, ya vista, que relaciona la potencia acústica con la intensidad:  $W = I S$  donde S es la superficie cerrada que incluye la fuente sonora, y I es la intensidad media medida sobre la superficie S, se puede encontrar la relación entre el nivel de potencia acústica y el nivel de intensidad acústica (se considera como superficie de referencia la superficie unitaria  $S_0 = 1$  m<sup>2</sup>):

$$L_W = L_I + 10 \log S \quad (\text{AI.14})$$

En el caso de las ondas planas o de las ondas de propagación esférica, se puede ver que la relación que existe entre la intensidad sonora y la presión

efectiva (presión cuadrática media) es la impedancia acústica, expresada en la ecuación A1.5. De manera que la caracterización de la onda puede realizarse a través de la presión efectiva en la posición deseada, ello permite introducir el nivel de presión sonora:

$$L_p = 20 \log \frac{P_{RMS}}{P_0} \quad (A1.15)$$

Donde la presión de referencia, para la propagación aérea, es  $P_0 = 2 \cdot 10^{-5}$  Pa.

En ciertos campos sonoros más complejos, la presión y la intensidad no están relacionadas por la expresión simple que se ha utilizado y, en consecuencia, el nivel de intensidad sonora y el nivel de presión sonora no darán el mismo resultado.

Dado que los instrumentos de captación que se utilizan normalmente, micrófonos e hidrófonos, suministran voltajes proporcionales a la presión, ésta es la variable que con mayor frecuencia se mide en los campos acústicos. Esta es la razón de que sea mucho más común expresar los niveles sonoros en términos de presión sonora que en términos de intensidad.

Es posible determinar la relación entre el nivel de presión sonora en una posición y el nivel de potencia sonora de la fuente generadora de sonido.

Supóngase una fuente monopolar situada en una posición determinada. En una esfera de radio  $r$  se realiza la determinación de la intensidad promedio y vale  $I$ . Admitiendo que  $S_0 = 1 \text{ m}^2$ ,  $I_0 = 10^{-12} \text{ W/m}^2$  y  $W_0 = 10^{-12} \text{ W}$  es fácil deducir que:

$$\left. \begin{array}{l} W = 4\pi r^2 I \\ W_0 = S_0 I_0 \end{array} \right\} L_W = 10 \log \frac{W}{W_0} = 10 \log(4\pi r^2) + 10 \log \frac{I}{I_0} \quad (A1.16)$$

De manera que:

$$L_W = 10 \log(4\pi) + 20 \log(r) + L_i \quad (A1.17)$$

Si se supone una onda plana, o de propagación esférica (por lo que  $L_i = L_p$ ), y teniendo en cuenta que  $\log(4\pi) = 11$ , quedará:

$$L_p = L_W - 20 \log(r) - 11 \quad (A1.18)$$

De esta expresión es fácil deducir que, para una misma fuente emisora, cada vez que se dobla la distancia se reduce el nivel de presión sonora en 6 db.

La expresión que se acaba de determinar es válida para una fuente omnidireccional en campo libre. Si se tratara de una fuente igual situada sobre una superficie reflectante, la expresión pasaría a ser:

$$L_p = L_w - 20\log(r) - 8 \quad (\text{Al.19})$$

Para realizar las medidas, el valor que se utiliza generalmente es el nivel equivalente  $L_{eq}$ , que se trata de un nivel promedio temporal que además de tener en cuenta los niveles de presión sonora pondera su importancia en función del tiempo que ha durado cada episodio sonoro, como se puede observar en la figura Al.1.

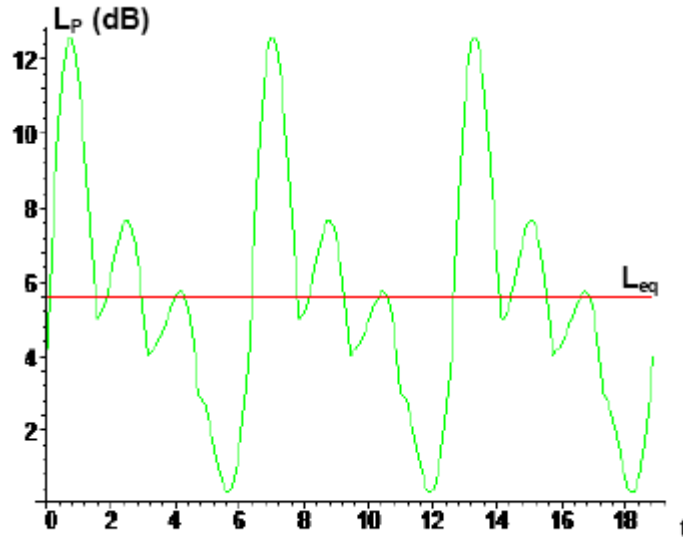


Figura Al.1: Nivel equivalente.

En términos de energía indica el nivel de presión sonora de una onda que, mantenida constante durante un período de tiempo, ha transportado la misma energía por unidad de superficie en una determinada posición del espacio.

$$L_{eq,T} = 10\log\left(\frac{1}{T} \sum_i T_i 10^{L_i/10}\right) \quad (\text{Al.20})$$

Donde  $T$  es el intervalo de tiempo total y  $T_i$  son las duraciones de los episodios sonoros de nivel  $L_i$  respectivamente.

Al medirse los niveles de presión mediante una escala logarítmica (dB), el nivel de presión sonora resultante de dos sonidos no es la suma de los niveles de presión sonora en dB de cada uno de ellos. Si lo que se produce es la adición de los niveles promedio de presión acústica, la expresión será:

$$L_T = 10\log\left(\sum_{i=1}^n 10^{L_i/10}\right) \quad (\text{Al.21})$$

La adición de niveles de presión sonora puede realizarse de forma secuencial sumando los valores de dos en dos y utilizando la gráfica de la figura A1.2

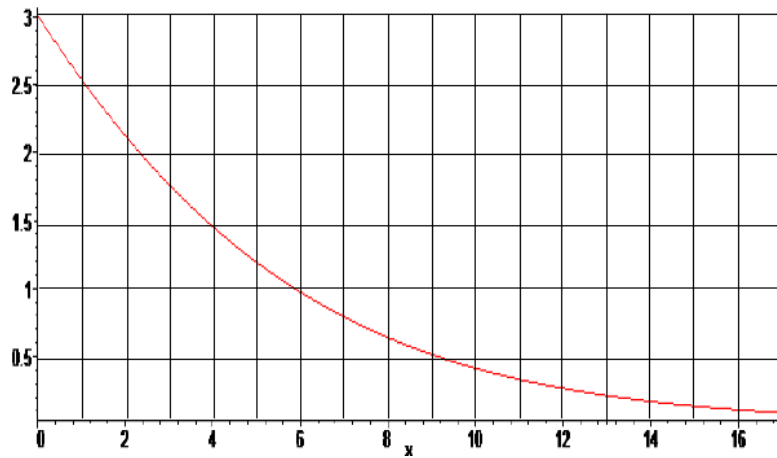


Figura A1.2: Adición de niveles de presión sonora.  
Eje x = diferencia de niveles a sumar,  
Eje y = cantidad a sumar al nivel más alto.

Tal como se indica, en abcisas se debe buscar la diferencia entre los dos valores a sumar. En ordenadas se indica la cantidad que debe añadirse al más alto de los sumandos.

En determinadas ocasiones se debe realizar la operación de resta, en este caso el nivel resultante se calculará con la siguiente expresión:

$$L_T = 10 \log \left( 10^{L_1/10} - 10^{L_2/10} \right) \quad (A1.22)$$

También, como en el caso de la adicción de valores, puede utilizarse la curva de la figura A1.3.

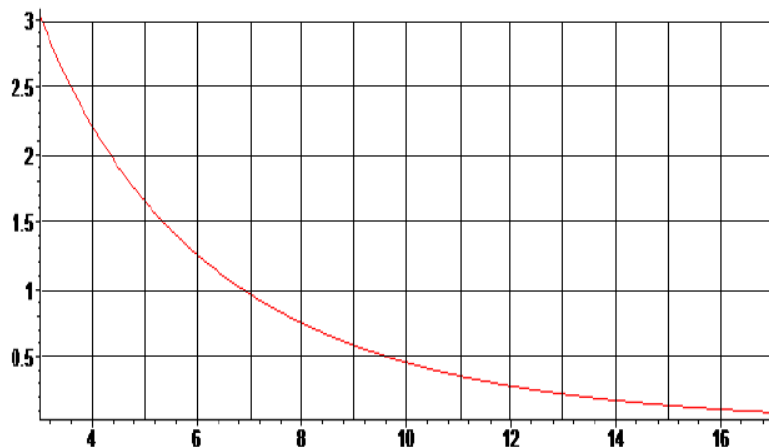


Figura A1.3: Resta de niveles de presión sonora.  
Eje x = diferencia de niveles a sumar,  
Eje y = cantidad a sumar al nivel más alto.

La otra característica fundamental de la onda sonora es, según se ha dicho, el número de pulsaciones de presión por unidad de tiempo, es decir, la frecuencia de la señal. En general, el oído humano puede detectar sonidos de frecuencias comprendidas entre 20 Hz y 20 kHz. Las variaciones de presión en el aire con una frecuencia inferior a los 20 Hz se llaman infrasonidos, y las superiores a 20 kHz ultrasonidos.

En el análisis de un sonido o ruido, es de suma importancia conocer, además del nivel de presión sonora, su espectro de frecuencias. Es decir, la distribución del contenido de energía acústica en cada una de las frecuencias o grupos de frecuencias que componen el sonido estudiado.

Por lo general, los sonidos a que se halla sometido el ser humano no son tonos puros, señales armónicas de una frecuencia determinada. Son ondas en muchos casos periódicas, de amplitud y frecuencia variables y no armónicas.

Cuando se quiere realizar un análisis detallado de las ondas sonoras, el desarrollo en serie de Fourier y la transformada de Fourier permiten descomponerlas ondas acústicas en la superposición de funciones armónicas, cuyas amplitudes varían y cuyas frecuencias son múltiplos de la llamada fundamental. Ello hace que un sonido pueda ser descompuesto en una serie de tonos puros de frecuencia y amplitud distintas; con lo que se pasa del dominio temporal al dominio de la frecuencia (espectro). En esta última representación, figura A1.4, el sonido queda caracterizado por un conjunto de barras cuyas alturas son las amplitudes de los correspondientes tonos puros y cuyas abscisas respectivas corresponden a las frecuencias de dichos tonos.

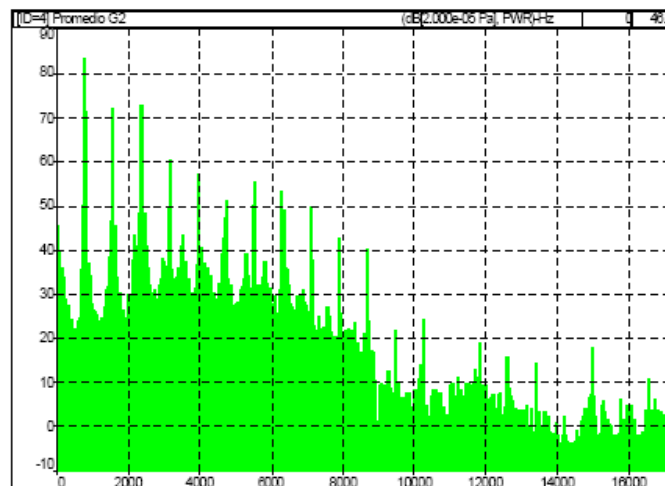


Figura A1.4: Análisis espectral en bandas estrechas.

Como un sonido complejo tiene componentes en la mayoría de las frecuencias comprendidas en el espectro audible, es poco práctico determinar una a una las frecuencias componentes. En el caso de señales no periódicas, se trabaja en bandas de frecuencia en vez de buscar tonos puros. El espectro de frecuencia especifica el contenido en dB de cada una de las bandas de frecuencia que se establecen. Para ello se divide el rango de frecuencias audibles en grupos o bandas de frecuencia, siendo las más utilizadas las

bandas de ancho proporcional y en particular las bandas de octava y tercio de octava.

Con objeto de normalizar el análisis espectral, se ha dividido el rango de frecuencias (20 Hz - 20 kHz.) en una serie de bandas continuas. La anchura de tales bandas puede ser constante para todas ellas o proporcional a la frecuencia central de la banda. La normalización internacional recomienda el trabajo en bandas de octava. En este caso el ancho de banda es proporcional y es de un 70 % de la frecuencia central. Las frecuencias extremas de cada banda se hallan en relación de 1:2 y la banda está caracterizada por su frecuencia central, que es la media geométrica de los extremos de la misma.

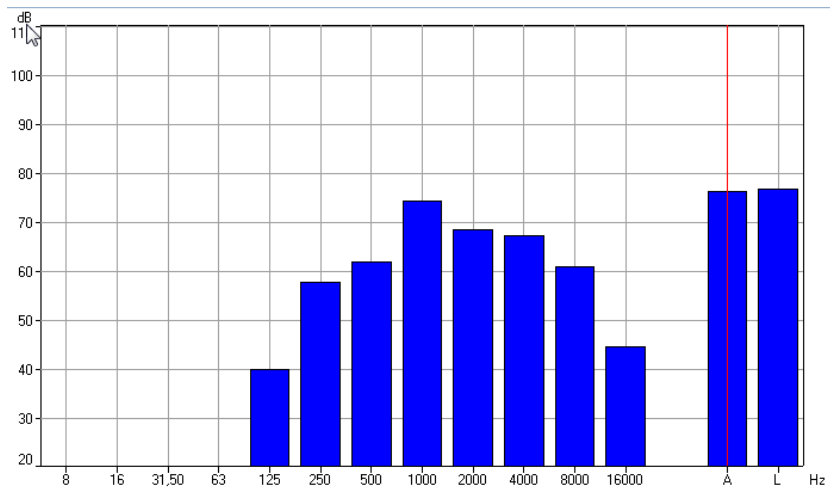


Figura A1.5: Análisis espectral en bandas de octava.

Otra escala de frecuencias internacionalmente establecida es la banda de tercio de octava. En este caso el ancho de banda es también proporcional y de un 23 % de la frecuencia central y la relación entre las frecuencias límite de la banda es igual a la raíz cúbica de dos. Cuanto más estrecha sea la banda del analizador mayor será la precisión con que se podrán identificar los contenidos de un sonido o ruido en función de las frecuencias.

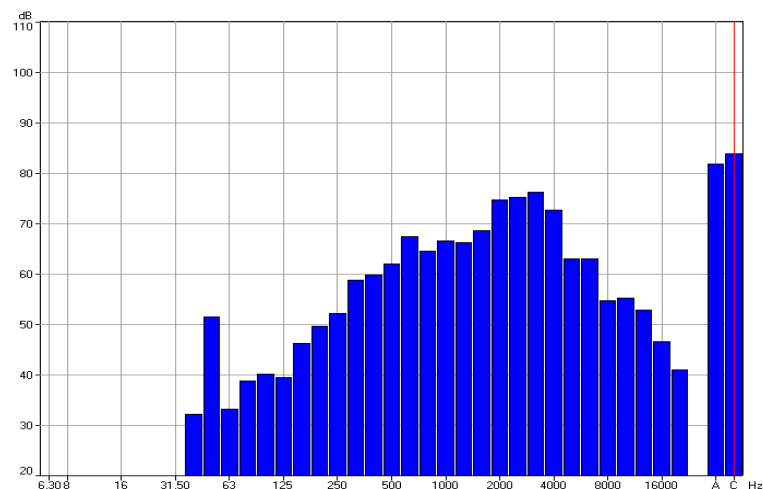


Figura A1.6: Análisis espectral en bandas de tercio de octava.

La Tabla Al.1 ilustra los valores normalizados de las frecuencias centrales y las frecuencias límite de las bandas de octava y de tercio de octava.

	<b>Bandas de octava</b>			<b>Bandas tercio de octava</b>	
<b>Límite inferior</b>	<b>Frecuencia central</b>	<b>Límite superior</b>	<b>Límite inferior</b>	<b>Frecuencia central</b>	<b>Límite superior</b>
			22	25	28
22	31,5	44	28	31,5	35
			35	40	44
			44	50	57
44	63	88	57	63	71
			71	80	88
			88	100	113
88	125	176	113	125	141
			141	160	176
			176	200	225
176	250	353	225	250	283
			283	315	353
			353	400	440
353	500	707	440	500	565
			565	630	707
			707	800	880
707	1000	1414	880	1000	1130
			1130	1250	1414
			1412	1600	1760
1414	2000	2825	1760	2000	2250
			2250	2500	2825
			825	3150	3530
2825	4000	5650	3530	4000	4400
			4400	5000	5650
			5650	6300	7070
5650	8000	11300	7070	8000	8800
			8800	10000	11300
			11300	12500	14140
11300		22500	14140	16000	17600
			17600	20000	22500

*Tabla Al.1: Frecuencias de las bandas de octava y tercio de octava.*

Debido a que el oído humano no es igualmente sensible a todas las frecuencias, para las bajas frecuencias la percepción sonora es menor que para las frecuencias medias o altas. En el rango de las frecuencias medias es donde el oído humano es más sensible. Con el fin de aproximar los resultados objetivos, consecuencia de las mediciones, a la sensibilidad subjetiva del oído humano, se establecieron tres escalas de ponderación que debían aplicarse en función del nivel sonoro global, para adecuar la medición a la sensación del oído humano.

La experiencia ha demostrado que la escala A se adecua de forma adecuada a la sensibilidad del oído. Por esta razón se trabaja siempre con la escala de ponderación A que modifica la importancia de los contenidos energéticos de

las diferentes bandas de octava. Cuando se aplica dicha escala de ponderación, se habla de decibelios A (dBA). En la figura A1.7 pueden verse las curvas de ponderación A y C.

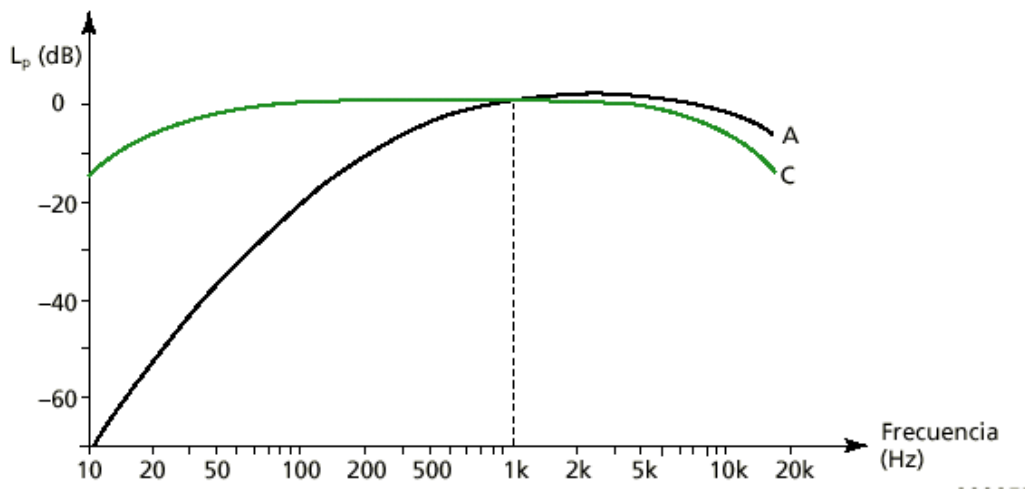


Figura A1.7: Ponderaciones frecuenciales A y C.

La Tabla A1.2 indica las reducciones que deben aplicarse a los niveles de presión sonora de cada banda de octava para obtener el correspondiente valor en dBA.

Frecuencia central	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000
Corrección dB	-39,4	-26,2	-16,1	-8,6	-3,2	0	+1,2	+1,0	-1,1

Tabla A1.2: Corrección en dB para la curva de ponderación A.

### A1.3 Nivel de ruido acústico en los SRDs

El nivel de ruido acústico en las máquinas eléctricas puede dividirse, teniendo en cuenta su origen, en cuatro categorías: magnético, mecánico, aerodinámico y eléctrico. En los SRD se considera que el más importante es el debido a la deformación del estator por la atracción magnética radial del rotor. La deformación y el nivel de ruido alcanzan un pico cuando un armónico de la fuerza magnética radial ( $f_p$ ) entra en resonancia con la frecuencia natural ( $f_m$ ) de cada una de los modos de frecuencias ( $m$ ) del estator.

El modo de frecuencias tiene frecuencia propia natural que depende de la geometría de la máquina y de las propiedades del material. En máquinas pequeñas, el más importante es normalmente  $m = 0-5$ . Es importante tener en cuenta que, para SRD trifásicos de  $6/4$  polos, el modo de segundo orden ( $m = 2$ ) es el máximo contribuidor, mientras que para SRD  $12/8$ , es el de cuarto orden ( $m = 4$ ) el que tiene mayor influencia.



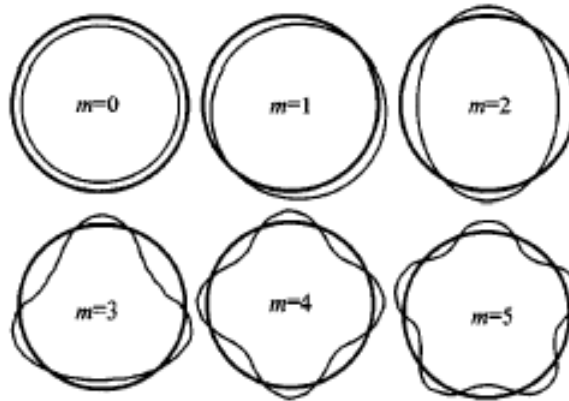


Figura A1.8: Modos de vibración radial.

La reducción del nivel acústico en los SRD consiste básicamente en la reducción de la fuerza radial, de las formas siguientes: usando estructuras electromagnéticas con más de dos polos por fase, por ejemplo usando un SRD 12/8; aumentando el entrehierro; utilizando dimensiones que creen valores de los modos de frecuencia que vayan más allá del rango audible; introduciendo una ventana rectangular en el interior del polo del estator.

Existen varias formulas para la estimación de las frecuencias naturales, como la que se muestra a continuación [ANW00]:

$$f_{m=0} = \frac{1}{2\pi R_m} \sqrt{\frac{E}{\rho \Delta}} \quad (A1.23)$$

Donde E es el módulo de elasticidad del material magnético ( $\text{kg/cm}^2$ ),  $R_m$  es el radio medio (cm) excluyendo los dientes del estator, figura A1.9,  $\rho$  es la densidad del material ( $\text{kg/cm}^3$ ) y  $\Delta$  es un factor de masa de desplazamiento que se define como:

$$\Delta = 1 + \frac{G_z + G_w + G_B}{G_J} \quad (A1.24)$$

Donde  $G_z$  es el peso total de los polos,  $G_w$  es el peso del bobinado,  $G_B$  es el peso del aislante y  $G_J$  es el peso total del yugo del estator.

El modo de vibración  $f_{m=0}$  se corresponde con la figura A1.8 para  $m=0$ . Para  $m=1$ , figura A1.8, la frecuencia natural de forma aproximada vendrá dada por:

$$f_{m=1} = f_{m=0} \sqrt{\frac{2}{1 + i^2 \frac{\Delta_m}{\Delta}}} \quad (A1.25)$$

Donde  $f_{m=0}$  está calculada en la ecuación A1.23 y  $\Delta$  en la ecuación A1.24, mientras que  $i$  viene definido por la ecuación A1.26.

$$i = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{h}{R_m} \quad (\text{Al.26})$$

Donde  $h$  es la anchura (cm) del núcleo magnético sin tener en cuenta los polos, figura Al.9, y  $\Delta_m$  es el factor de masa por rotación, que se define por la siguiente ecuación:

$$\Delta_m = 1 + \frac{Z_{st}\theta_z}{2\pi l R_m} \quad (\text{Al.27})$$

Donde  $Z_{st}$  es el número de ranuras del estator.

El parámetro  $l$  se define por la siguiente ecuación:

$$l = \frac{bh^3}{12} \quad (\text{Al.28})$$

Siendo  $b$  la longitud del estator (cm).

$\theta_z$  se define como:

$$\theta_z = F_z^* l_z^3 \left| \frac{1}{3} + \left( \frac{h}{2l_z} \right) + \left( \frac{h}{2l_z} \right)^2 \right| \quad (\text{Al.29})$$

Donde  $l_z$  es la longitud del polo (cm), ver figura Al.9 y  $F_z^*$  viene dado por:

$$F_z^* = F_z + \frac{G_z + G_w + G_B}{G_z} \quad (\text{Al.30})$$

Siendo  $F_z$  la sección media del polo (cm<sup>2</sup>), y  $G_z$ ,  $G_w$  y  $G_B$  han sido definidas en la ecuación Al.26.

Para modos de vibración superiores o iguales a 2, ver figura Al.8, se aplicará la siguiente ecuación:

$$f_{m \geq 2} = \frac{f_{m=0} i m (m^2 - 1) \phi_m}{\sqrt{(m^2 + 1)}} \quad (\text{Al.31})$$

Donde  $f_{m=0}$  viene definida en la ecuación Al.21,  $i$  se determina según la ecuación Al.26,  $m$  es el número de modo de vibración y  $\phi_m$  según la ecuación Al.32:

$$\phi_m = \sqrt{1 + \frac{i^2 (m^2 - 1) \left( m_2 \left( 4 + \frac{\Delta_m}{\Delta} \right) + 3 \right)}{m^2 + 1}} \quad (\text{Al.32})$$

En la figura Al.9 se muestra una parte del estator donde se pueden observar los parámetros  $R_m$ ,  $l_z$  y  $h$ , que se utilizan en las distintas ecuaciones.

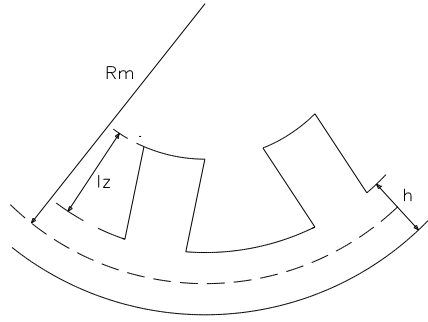


Figura A1.9: Parte del estator con parámetros geométricos.

Realizando un análisis en el dominio de la frecuencia podemos obtener la fuerza radial a partir de la misma la potencia sonora en  $W$ , según [ANW00].

La frecuencia de excitación para el estator se puede expresar por:

$$f_{exc}(n) = n f_p = \frac{n \omega_m N_{rp}}{60} \quad (A1.33)$$

Donde:

$N_{rp}$  = Número de polos del rotor.

$\omega_m$  = velocidad de la maquina (rpm).

$f_p$  = frecuencia fundamental de la corriente de fase (Hz).

$f_{exc}(n)$  = frecuencias de excitación (Hz) con  $n= 1,2,3,\dots$  número de armónicos.

El ruido acústico depende de la deflexión dinámica, cuya amplitud viene dada por la siguiente expresión, para modos de frecuencias  $m > 2$ .

$$D_{circum}(f_{exc}) = \frac{12 F_{rper}(f_{exc}) R_m \left(\frac{R_m}{h_s}\right)^3}{m^4 E \sqrt{\left\{1 - \left(\frac{f_{exc}}{f_m}\right)^2\right\}^2 + \left(\frac{\delta f_{exc}}{\pi f_m}\right)^2}} \quad (A1.34)$$

Donde:

$D_{circum}(f_{exc})$  = amplitud de la deflexión dinámica (m).

$F_{rper}$  = amplitud de la fuerza radial ( $N/m^2$ ).

$R_m$  = radio medio del estator (m).

$E$  = módulo de elasticidad de Young ( $N/m^2$ ).

$h_s$  = grosor del estator (m).

$\delta$  = decremento logarítmico =  $2 \pi \zeta$ .

$\zeta$  = factor de amortiguación.

La potencia sonora  $W$  vendrá dada por la siguiente expresión:

$$W(f_{exc}) = 4\sigma_{rel} \rho c \pi^3 f_{exc}^2 D^2(f_{exc}) R_s L_{stk} \quad (A1.35)$$

Donde:

$W$  = Potencia sonora radiada (W).

$$\sigma_{rel} = \frac{k^2}{1+k^2} \text{ intensidad sonora relativa.}$$

$$k = \frac{2\pi R_s}{c} f_{exc} \text{ factor de forma}$$

$c$  = velocidad de propagación del sonido en el medio.

$\rho$  = densidad el aire.

$\rho c = 415 \text{ Nsm}^{-3}$  para el aire a 20° C.

$R_s$  = radio exterior del estator (m).

$L_{stk}$  = longitud del estator.

A partir de la potencia sonora y aplicando las expresiones AI.13 a AI.22 podremos obtener los niveles tanto de potencia como de presión sonora.

#### AI.4 Estudio acústico comparativo entre dos SRD y un motor de inducción.

Se han analizado acústicamente dos SRD y un motor de inducción, Tabla AI.3, de las siguientes características [SAN03]:

Características	6/4 SRM	12/8 SRM	VSI-IM
Potencia (kW)	0.75	0.75	0.75
Voltaje (V)	300*	300*	400/230
Velocidad (rpm)	3000	3000	2870
Forma IEC	80	80	80
Numero de polos del estator	6	12	24**
Numero de polos del rotor	4	8	22***
Diámetro interior del estator (mm)	124.7	120.7	124.7
Longitud de las chapas de estator (mm)	59.65	60.25	58.3
Diámetro del rotor (mm)	59.75	65	70.5
Entrehierro (mm)	0.54	0.35	0.35
Longitud total (excepto eje) (mm)	225	220	220

\*Voltaje bus DC

\*\*Número de ranuras del estator

\*\*\* Número de ranuras del rotor

Tabla AI.3: Características de los motores estudiados.

Con las expresiones AI.23, AI.25 y AI.31 se obtienen los distintos valores de los modos de vibración para los distintos motores de la tabla AI.III. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla AI.4.

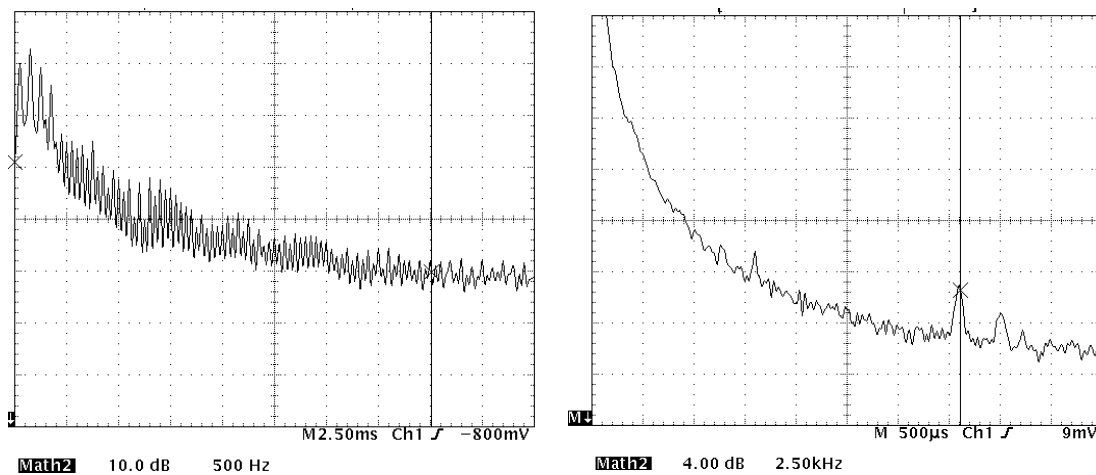
Modo frecuencias	6/4 SRM	12/8 SRM	Motor Inducción
$f_{(m=0)}$	8376	8050	9820
$f_{(m=1)}$	11620	11156	13821
$f_{(m=2)}$	948	700	1742
$f_{(m=3)}$	2421	1797	4519
$f_{(m=4)}$	4125	3079	7818
$f_{(m=5)}$	5913	4434	11350

Tabla AI.4: Cálculo analítico del modo de frecuencias.

El convertidor de potencia y particularmente las estrategias de control pueden afectar el nivel de ruido emitido. El espectro de frecuencia y nivel de presión sonora, para distintas estrategias de control y para ambos motores SRM, se registraron usando un medidor de nivel sonoro situado a 0,25 m del centro de la carcasa de los motores y conectado a un analizador de espectros. Las figuras Al.10, Al.11 y Al.12 muestran los niveles de presión sonora medidos para el SRM 6/4 a 3000 rpm con control de histéresis, control PWM (frecuencia portadora 4 kHz) y control PWM-CR (frecuencia portadora 4 kHz) respectivamente, para dos rangos de frecuencia: a) 0-5 kHz y b) 0-25 kHz.

La misma información se presenta para el SRM 12/8 en las figuras Al.13, Al.14, y Al.15. Para el rango de 0-5 kHz no se observan diferencias como consecuencia del método de control utilizado, exceptuando un pico a 4 kHz en los espectros de PWM y PWM-CR y picos en frecuencias cercanas a algunas frecuencias naturales calculadas anteriormente.

En rango de 0-25 kHz aparecen picos en las frecuencias múltiplos de la frecuencia portadora en el control PWM y PWM-CR, mientras que en el control de histéresis el espectro es más disperso debido a que los interruptores no tiene una frecuencia prefijada como en los controles PWM y PWM-CR. Si la frecuencia portadora aumenta, los picos también aumentan en la frecuencia, pudiendo desplazarlos hasta rangos de frecuencia que estén en el límite audible.



*Figura Al.10: Nivel de presión sonora (dB-A) para el SRM 6/4 a 3000 rpm con control de histéresis.  
a) 0-5 kHz y b) 0-25 kHz.*

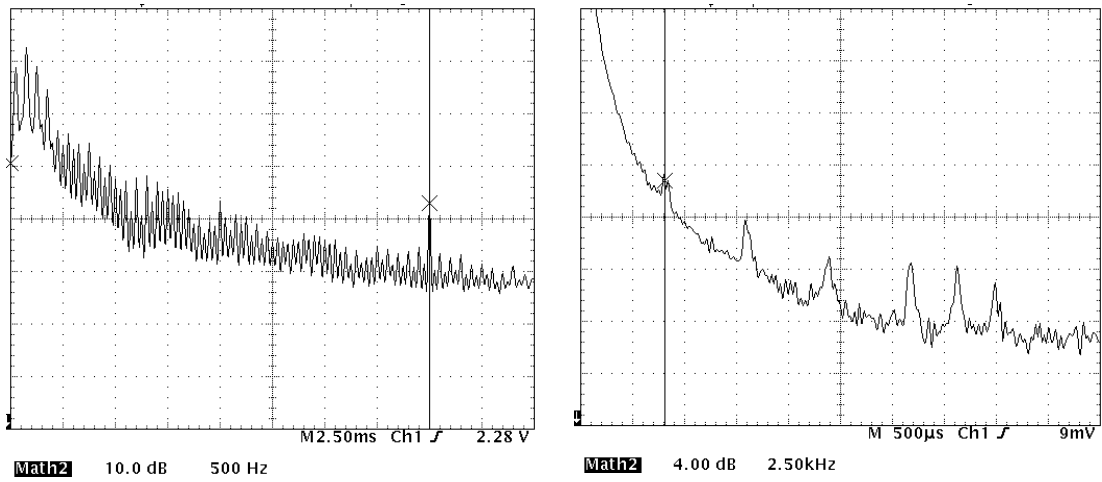


Figura A1.11: Nivel de presión sonora (dB-A) para el SRM 6/4 a 3000 rpm con control PWM (frecuencia portadora 4 kHz)  
a) 0-5 kHz y b) 0-25 kHz.

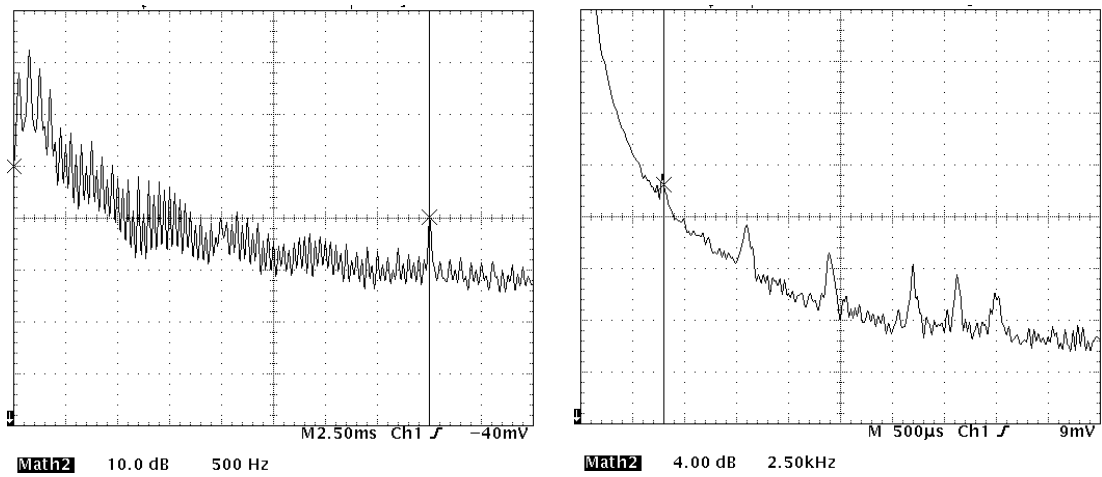


Figura A1.12: Nivel de presión sonora (dB-A) para el SRM 6/4 a 3000 rpm con control PWM-CR (frecuencia portadora 4 kHz)  
a) 0-5 kHz y b) 0-25 kHz.

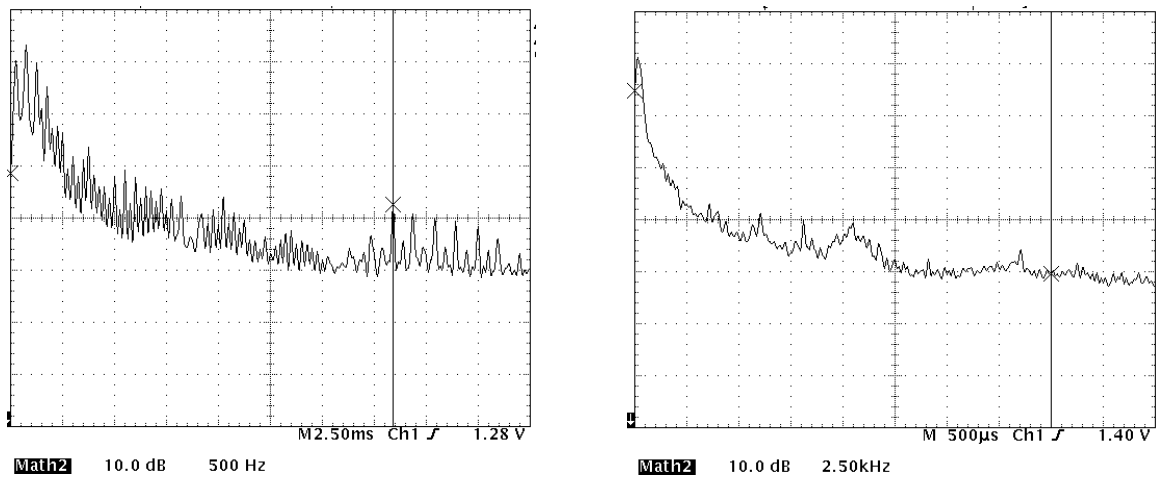


Figura A1.13: Nivel de presión sonora (dB-A) para el SRM 12/8 a 3000 rpm con control de histéresis  
a) 0-5 kHz y b) 0-25 kHz.

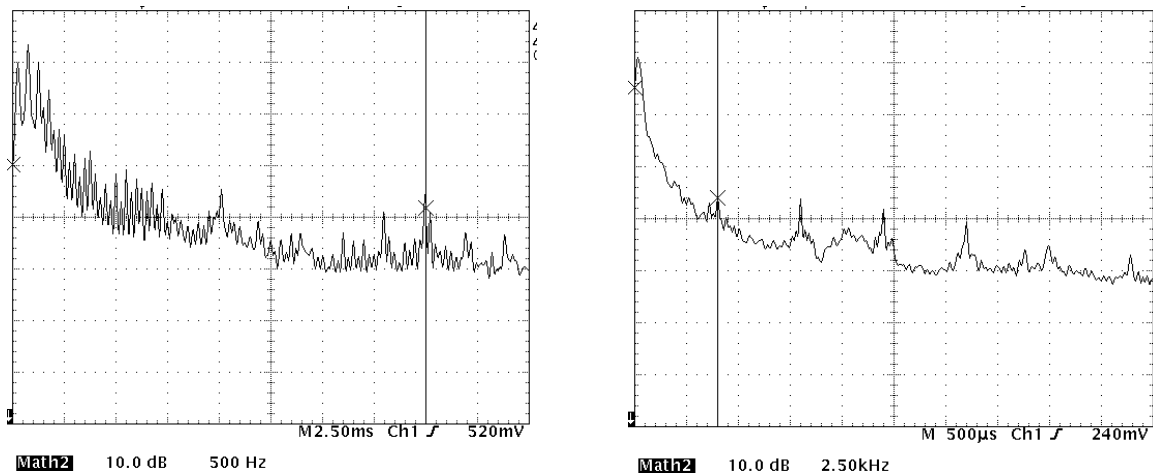


Figura AI.14: Nivel de presión sonora (dB-A) para el SRM 12/8 a 3000 rpm con control PWM (frecuencia portadora 4 kHz)  
a) 0-5 kHz y b) 0-25 kHz.

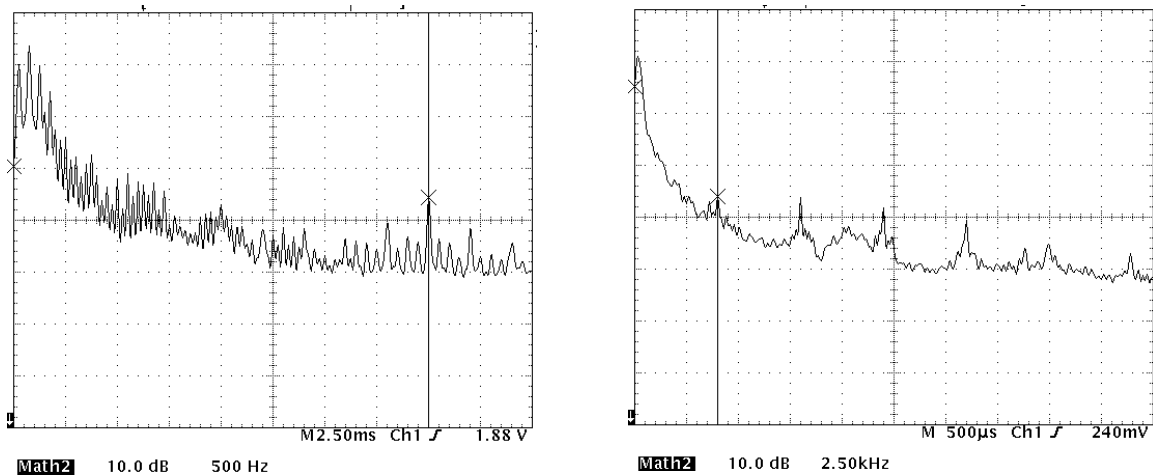


Figura AI.15: Nivel de presión sonora (dB-A) para el SRM 12/8 a 3000 rpm con control PWM-CR (frecuencia portadora 4 kHz)  
a) 0-5 kHz y b) 0-25 kHz.

#### AI.4.1 Medidas de nivel de presión sonora

Las medidas del ruido de los motores fueron realizadas con un sonómetro situado en los puntos que muestra la figura AI.16. Se realizaron en una sala normal y después de medir el ruido ambiental se realizaron las debidas correcciones, usando un sonómetro (Brüel & Kjaer 2260 Observer), que nos indica la medida directamente en decibelios. En primer lugar se realizaron medidas a diferentes velocidades, con las máquinas en vacío y considerando las distintas estrategias de control en los dos SRM y en el motor de inducción. El valor medio del nivel de presión sonora  $\bar{L}_p$  fue calculado según los resultados de las medidas, según la siguiente ecuación:

$$\bar{L}_p = 10 \log_{10} \left\{ \frac{1}{n} \left( \sum_{i=1}^n \text{antilog}_{10} \frac{L_{p_i}}{10} \right) \right\} \quad (\text{Al.36})$$

Donde  $L_{p_i}$  es la presión sonora de cada punto de medida y n el número total de puntos.

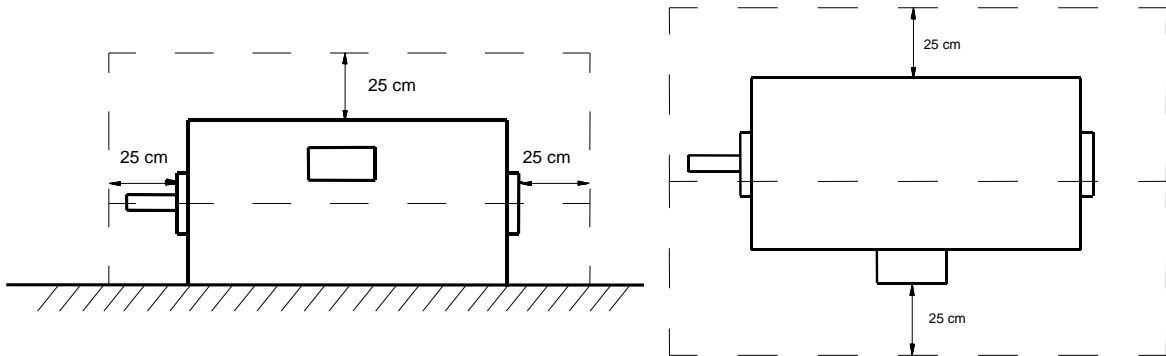


Figura Al.16: Situación de los puntos de medida.  
a) Plano vertical y b) Plano horizontal

En las figuras Al.17 y Al.18 se muestran las medidas de nivel de presión sonora obtenidas para distintas velocidades, en los SRM 6/4 y 12/8 y en el motor de inducción. Es importante resaltar que en todas las medidas la frecuencia portadora fue de 16 kHz para los controles PWM, PWM-CR y para el motor de inducción.

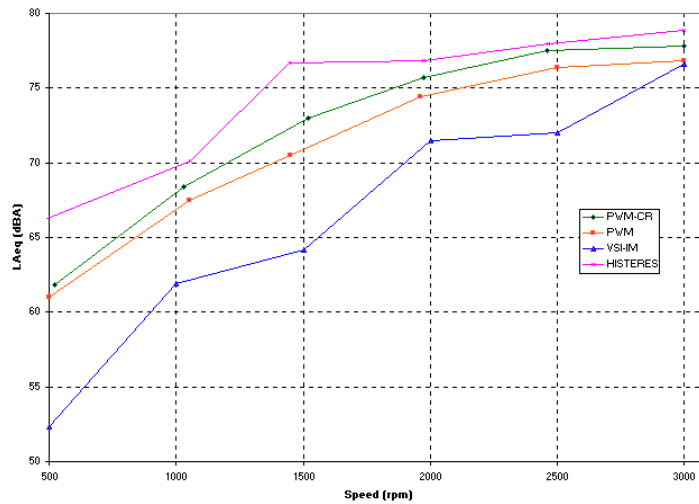


Figura Al.17: Nivel de presión sonora  $\bar{L}_p$  (dB-A) versus velocidad en vacío, SRM 6/4.



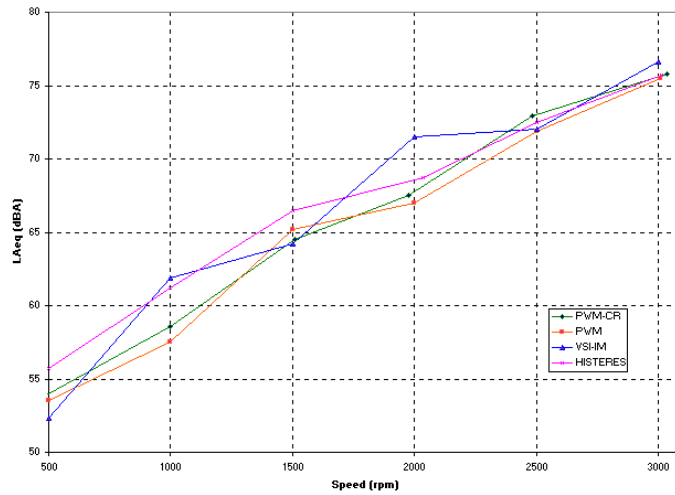


Figura AI.18: Nivel de presión sonora  $\bar{L}_p$  (dB-A) versus velocidad en vacío, SRM 12/8.

En las figuras AI.19, AI.20 y AI.21 se muestra el espectro a 1/3 de octava para los SRM 6/4 y 12/8 con control PWM, así como del motor de inducción.

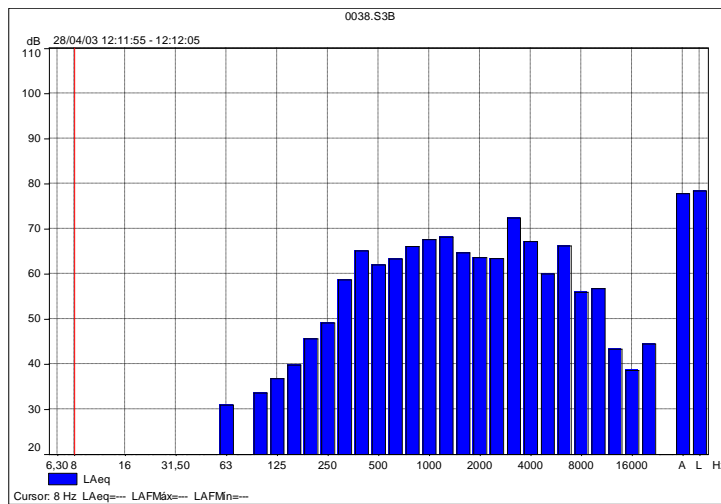


Figura AI.19: Espectro a 1/3 de octava en vacío y 3000 rpm, SRM 6/4, control PWM.

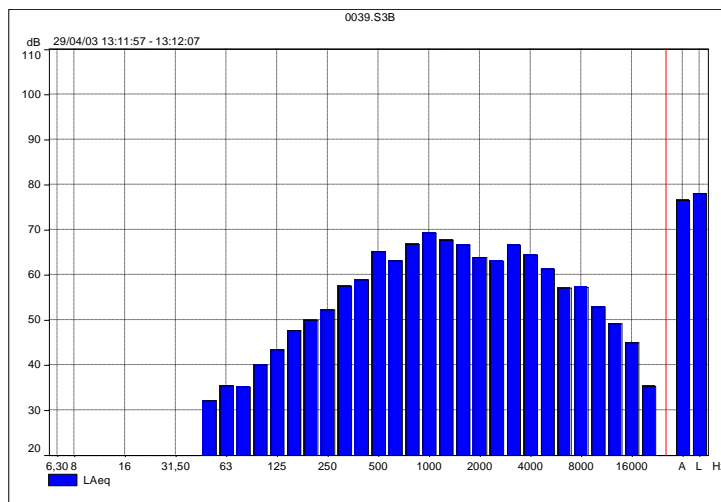


Figura AI.20: Espectro a 1/3 de octava en vacío y 3000 rpm, SRM 12/8, control PWM.

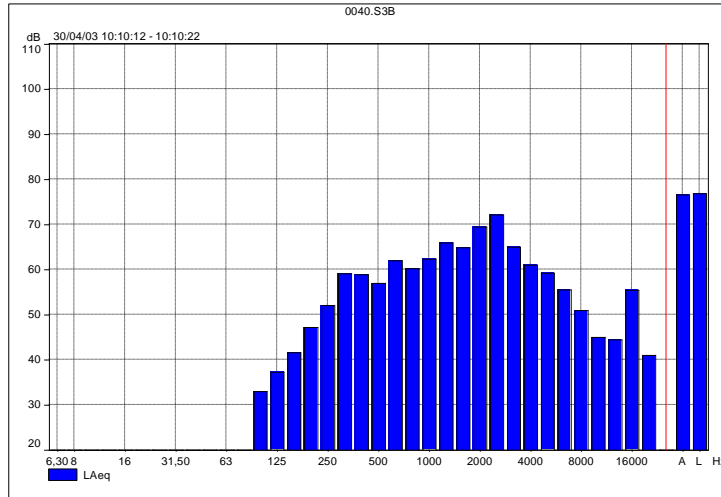


Figura AI.21: Espectro a 1/3 de octava en vacío y 3000 rpm, motor de inducción.

Las medidas de nivel de presión sonora también se realizaron con las máquinas en carga. Se acoplaron los motores mediante un medidor de par a una máquina de corriente continua que actuaba como carga. El par se mantuvo constante a plena carga y a 3000 rpm considerando las distintas estrategias de control mencionadas anteriormente. Se realizaron las medidas en los puntos que se indican en la figura AI.16, a 2,5 Nm y a 3000 rpm, en todos los motores. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla AI.5.

Estrategias de control	6/4 SRM	12/8 SRM	VSI-IM
Histéresis	90	89	-
PWM*	88	87	83
PWM-CR*	89	87	-

\* Frecuencia portadora = 16 kHz

Tabla AI.5: Nivel de presión sonora  $\bar{L}_p$  (dB-A), a plena carga y a 3000 rpm.



## Referencias bibliográficas

**[ANW00]** Anwar M.N., Husain I.; "Radial force calculation and acoustic noise prediction in switched reluctance machines". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 36, Issue 6, Nov-Dec 2000, pp 1589-1597.

**[CAB98]** Cabanas M.F., Melero M.G., Orcajo G.A, Cano J.M., Solares J.; "Técnicas para el mantenimiento y diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas". Edit. Marcombo, 1998.

**[CAP04]** Capdevila R., Jimenez S., Romeu J.; "Apuntes de acustica". Laboratori d'enginyeria Acustica i Mecànica, UPC, Vilanova 2004.

**[SAN03]** Sánchez J.A., Andrada P., Torrent M., Perat J.I.; "Acoustic noise comparison of two different switched reluctance motors and an inverter-fed induction motor". 10th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2003, Toulouse, 2-5 Setiembre 2003.



## **Anexo II**

### **Equipos utilizados**



## Anexo II. Equipos utilizados

### MOTOR 1 SRD 6/4.

#### PARÁMETROS PRINCIPALES:

Tensión: 300 V

Potencia nominal: 750W (2,5 Nm a 1800 rpm)

Velocidad nominal: 3000 rpm

Número de fases: 3

Número de polos del estator: 6

Número de polos del rotor: 4

Inductancia posición alineada: 98 mH

Inductancia posición no alineada: 16 mH

Resistencia de fase: 1,6  $\Omega$

Momento de inercia: 0,0007 kgm<sup>2</sup>

Número de espiras por polo: 156

Diámetro del eje: 25mm

Sensores de posición: optointerruptores.

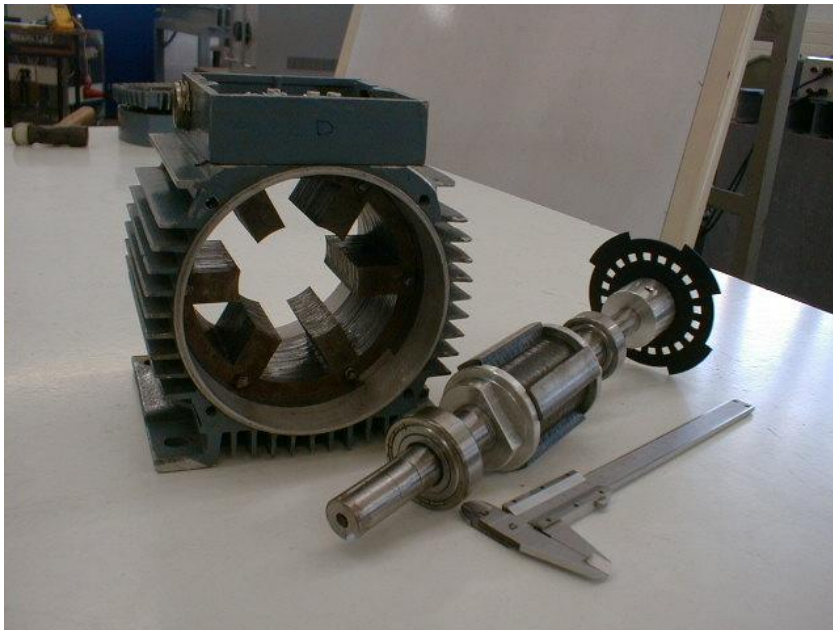
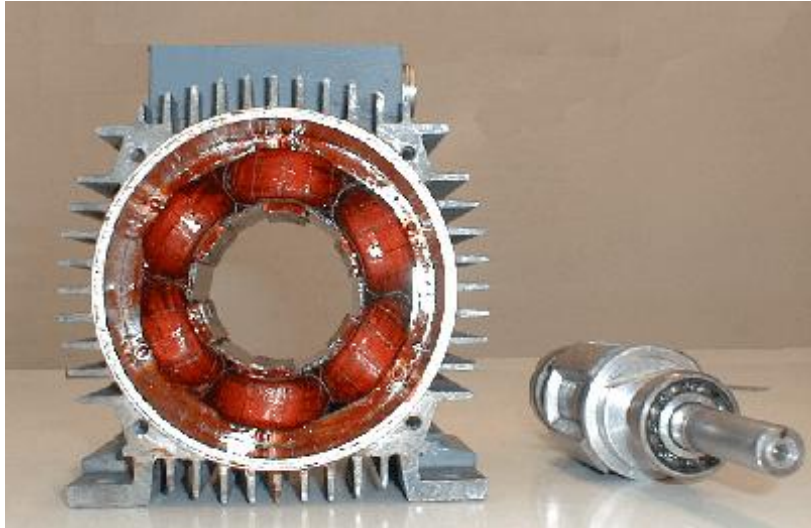


Figura AII.1: Estator sin bobinas y rotor, SRM 6/4.





*Figura AII.2: Estator con bobinas y rotor, SRM 6/4.*

## **MOTOR 2 SRD 8/6**

### **PARÁMETROS PRINCIPALES:**

Tensión: 42 V

Potencia nominal: 475 W (2,5 Nm a 1800 rpm)

Velocidad nominal: 1800 rpm

Número de fases: 4

Número de polos del estator: 8

Número de polos del rotor: 6

Inductancia posición alineada: 18 mH

Inductancia no alineada: 3,8 mH

Resistencia de fase: 0.24  $\Omega$

Momento de inercia:  $1.34 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$

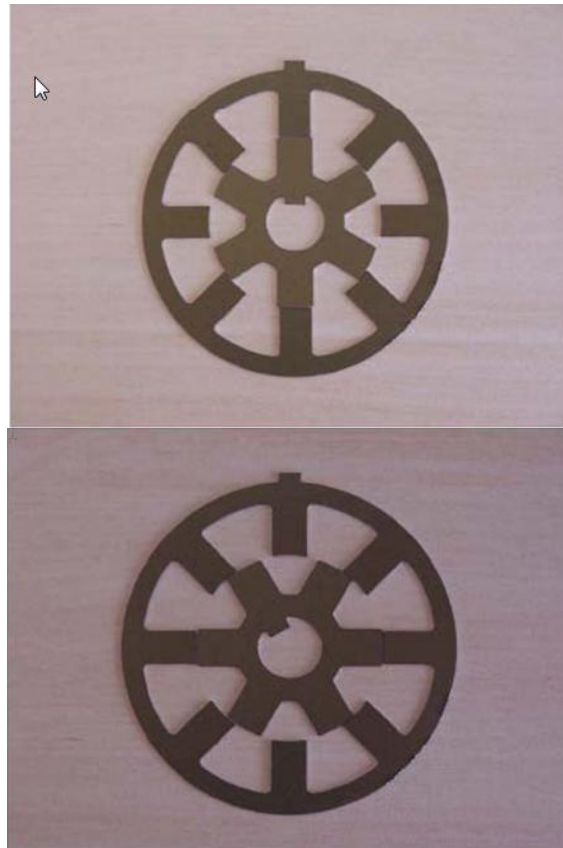
Número de espiras por polo: 32

Diámetro del eje: 12 mm

Sensores de posición: Encoder.

Tomas intermedias en la fase D de 8, 16 24 y 32 espiras.

El motor se ha bobinado exprofeso con cierta asimetría entre sus fases y con diferentes tomas en la bobina de uno de los polos, esquema en la figura 5.36.



*Figura AII.3: Chapas del rotor y del estator en posición alineada y desalineada, SRM 8/6.*



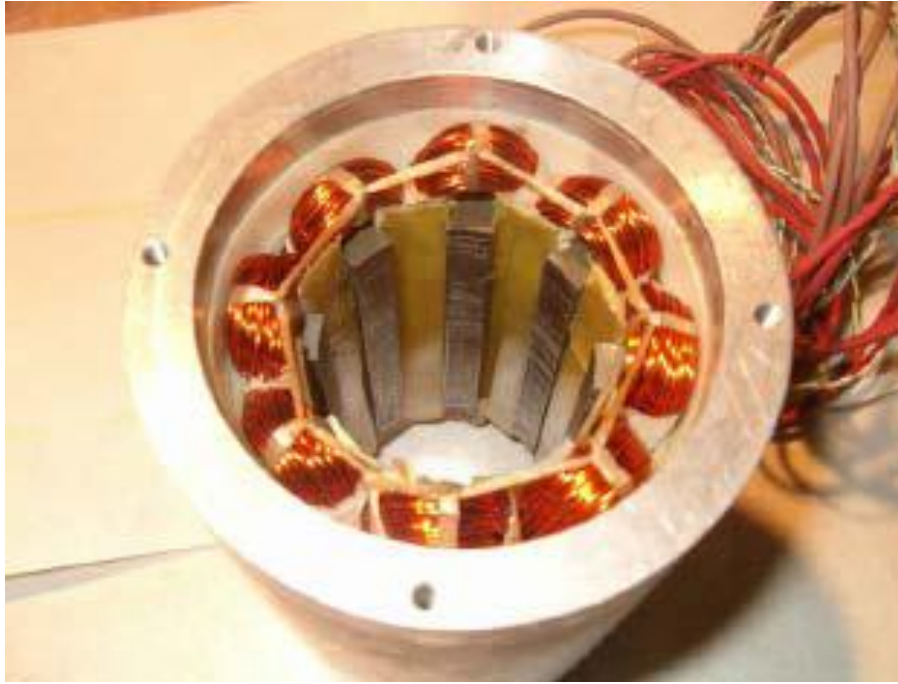
*Figura AII.4: Estator sin bobinas, SRM 8/6.*



*Figura AII.5: Rotor, SRM 8/6.*



*Figura AII.6: Conjunto rotor y estator sin bobinas, SRM 8/6.*



*Figura AII.7: Estator con bobinas, SRM 8/6.*

**MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA: VASCAT CC ID090S.**



*Figura AII.8: Motor de corriente continua utilizado como carga.*



## CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS:

Excitación: (340 V/195V) (0.43 A/0.67A)  
Tensión Nominal de inducido: 400 V  
Potencia: 4.4 KW  
Velocidad nominal: 3000 rpm  
Velocidad máxima mecánica: 5000 rpm  
Intensidad Nominal: 13 A  
Par nominal: 14 Nm  
Rendimiento nominal: 84.7 %  
Factor de forma: 1.05  
Servicio: S1  
Refrigeración: IC06  
Protección IP: 23S  
Momento de Inercia: 0.012 Kgm<sup>2</sup>  
Nivel de ruido 68dB  
Peso con motoventilador: 39 Kg  
Rodamientos: 6206ZZC3 y 6205ZZC3  
Dinamo tacométrica: 60V/1000rpm

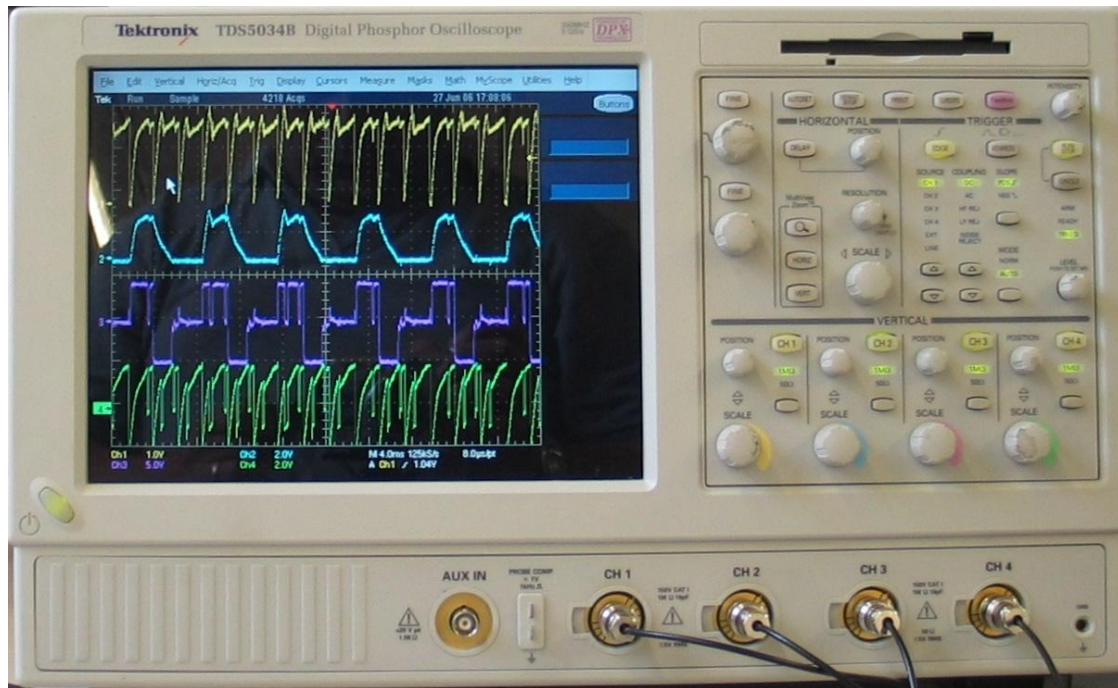
Se utiliza como carga para los accionamientos SRD.

## CONVERTIDOR DE POTENCIA y CONTROL



Figura AII.9: Convertidor de potencia y control.

## OSCILOSCOPIO DIGITAL (TEKTRONIC TDS5034B)



*Figura AII.10: Osciloscopio digital.*

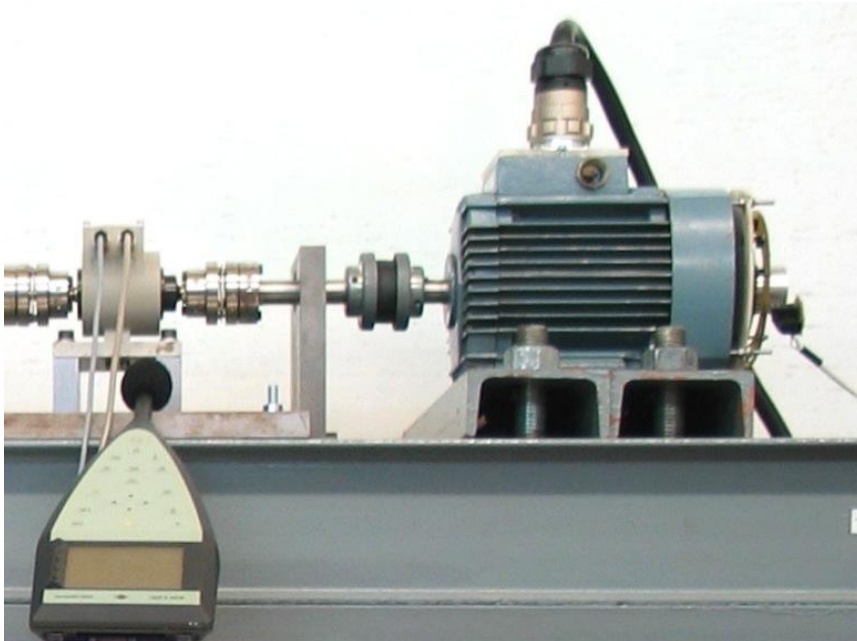
La visualización y adquisición de las formas de onda se ha realizado con un osciloscopio digital (Tektronix TDS5034B) con PC incorporado, utilizando para la adquisición de señales del convertidor y del motor sensores de efecto Hall (LEM LA25-NP para corriente y LV25-P para tensión, debidamente acondicionados). Para la adquisición de las señales de vibraciones se ha utilizado un acelerómetro PCB 352C33.

## SONÓMETRO BRÜEL & KJÆR 2260 OBSERVER

Para la medida del ruido (presión sonora) se ha utilizado un sonómetro Brüel & Kjaer 2260 Observer.



*Figura AII.11: Sonómetro.*



*Figura AII.12: Captura de señales con el sonómetro.*

## ACELERÓMETRO PCB MODELO 352C33



Figura All.13: Acelerómetro.

### PCB MODELO 352C33

Sensibilidad: ( $\pm 10\%$ ) 100 mV/g (10.2 mV/(m/s<sup>2</sup>))

Rango de medida:  $\pm 50$  g pk ( $\pm 490$  m/s<sup>2</sup> pk)

Resolución: 0.00015 g rms (0.0015 m/s<sup>2</sup> rms)

Rango de frecuencia: ( $\pm 5\%$ ) 0.5 to 10000 Hz

## ADAPTADOR DE SEÑALES DEL ACELEROMETRO PCB MODELO 482A22



Figura All.14: Adaptador de señales del acelerómetro.





## **Publicaciones y proyectos de investigación**



## **PUBLICACIONES Y PROYECTOS DE INVESTIGACIÓN**

### **Proyectos de investigación subvencionados:**

- "Accionamiento con motor híbrido de reluctancia de entrehierro axial ubicado en el interior de la rueda para escúter eléctrico". DPI2014-57086-R. Código NABS: 06060 - Producción y tecnología industrial

Proyecto presentado en el Programa Estatal de Investigación, Desarrollo e Innovación Orientada a los Retos de la Sociedad, en el marco del Plan Estatal de Investigación Científica y Técnica y de Innovación 2014-2017.

El proyecto ha sido financiado con 107.800 euros por el Ministerio de Economía y Competitividad.

Duración: desde 1/01/2015 hasta 31/12/2018.

Profesor responsable: Pere Andrada Gascón.

- "Accionamientos de reluctancia autoconmutados tolerantes a faltas para dirección asistida eléctrica adaptados al futuro sistema de 42 V". DPI2006-09880.

Proyecto presentado en el marco del programa Nacional de Diseño y Producción Industrial del Plan Nacional de Investigación Científica, Desarrollo e Innovación Tecnológica 2006-2009.

El proyecto ha sido financiado con 93.412 euros por el Ministerio de Ciencia y Tecnología y por fondos FEDER.

Duración: desde 01/10/2006 hasta 30/09/2009.

Profesor responsable: Pere Andrada Gascón.

### **Artículos en revistas indexadas:**

"M. Gomila, J. A. Sánchez, P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J. I. Perat, M.I. Torrent. "Accionamientos de reluctancia autoconmutados con control de par para dirección asistida eléctrica". Revista de Ingeniería Dyna, Vol 91, nº 3, pp 289-295, Mayo/Junio 2016, ISSN: 0012-7361, DOI: <http://dx.doi.org/10.6036/7638>.

P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Environmental and life cycle cost analysis of one switched reluctance motor drive and two inverter-fed induction motor drives". IET Electric Power

Applications 2012, Published online July 2012, DOI: 10.1049/iet-epa.2011.0320, Vol 6, Issue 7, pp 390-398, August 2012, ISSN: 1751-8660.

M. Torrent, P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J. I. Perat, J. A. Sánchez. "Method for estimating core losses in switched reluctance motors". European Transactions on Electrical Power 2011, Published online 12 July 2010 in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com), DOI: 10.1002/etep.475, Vol 21, Issue 1, pp 757-771, January 2011, ISSN: 1430-144X.

## **Comunicaciones y ponencias presentadas en congresos**

### **Congresos internacionales:**

P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "In-Wheel axial-flux SRD Drive for light electric vehicles". Workshop SRD Drives an Alternative for E-traction, Vilanova i la Geltrú, 2 de Febrero de 2018.

P. Andrada, E. Martínez, B. Blanque, M. Torrent, J.I. Perat, J.A. Sanchez. "New axial-flux switched reluctance motor for e-scooter". Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles and International Transportation Electrification Conference. ESARS ITEC 2016, URI: <http://hdl.handle.net/2117/101517>, DOI: 10.1109/ESARS-ITEC2016.7841417, Toulouse, 2-4 Noviembre 2016.

P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Switched Reluctance Motor for Electric Power-Assisted Steering". European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2009, ISBN: 97890758115009, IEEE Catalog Number CFP09850, Barcelona, 8-10 Setiembre 2009.

P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Switched reluctance motor drive for 42 V electric power steering". 11th Spanish-Portuguese Congress on Electrical Engineering, 11CHLIE, ISBN: 84-613-2234-3, Zaragoza, 1-4 Julio 2009.

P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Comparison of Environmental and Life Cycle Impact of a Switched Reluctance Motor Drive and Inverter-Fed Induction Motor Drives". International Conference on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ'09, ISBN: 978-84-612-8014-8, Valencia, 15-17 Abril 2009.

E. Martínez, P. Andrada, B. Blanqué, M. Torrent, J.I. Perat, J.A. Sánchez. "Environmental and Life Cycle Cost Analysis of a Switched Reluctance Motor". 18th International Conference on Electrical Machines, ICEM'08, ISBN: 978-1-4244-1736-0, IEEE Catalog Number: CFP0890B-CDR, Vilamoura, 6-9 Setiembre 2008.

P. Andrada, B. Blanqué, J.I. Perat, M. Torrent, E. Martínez, J. A. Sánchez. "Comparative efficiency of switched reluctance and induction motor drives for slowly varying loads". International Conference on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ'06, ISBN: 84-609-6604-6, Palma de Mallorca, 5-7 Abril 2006.

J. A. Sánchez, P. Andrada, B. Blanqué, M. Torrent, J.I. Perat. "Post fault performance of a fault-tolerant switched reluctance motor drive". 11th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2005, ISBN: 90-75815-08-5, Dresden, 11-14 Setiembre 2005.

J. A. Sánchez, P. Andrada, B. Blanqué, M. Torrent, J.I. Perat. "Motor de reluctancia autoconmutado para aplicaciones tolerantes a faltas". 9th Spanish-Portuguese Congress on Electrical Engineering, 9CHLIE, ISBN: 84-609-5231-2, Marbella, 30 Junio-2 Julio 2005.

J. A. Sánchez, P. Andrada, M. Torrent. "Análisis de faltas en los accionamientos de reluctancia autoconmutados". XIV Reunión de Grupos de Investigación de Ingeniería Eléctrica, ISBN: 84-607-9886-0, Barcelona, 1-2 Abril 2004.

J.A. Sánchez, P. Andrada, M. Torrent, J.I. Perat, B. Blanqué. "Acoustic noise comparison between two different switched reluctance motors and an inverter-fed induction motor". 8º Congresso Luso Espanhol de Engenharia Electrotécnica, ISBN: 972-8822-00-6, Vilamoura, 3-5 Julio 2003.

J.A. Sánchez, P. Andrada, M. Torrent, J.I. Perat. "Acoustic noise comparison of two different switched reluctance motors and an inverter-fed induction motor". 10th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2003, ISBN: 90-75815-07-7, Toulouse, 2-5 Setiembre 2003.

P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J. Sánchez, M. Torrent. "Modelización, control y simulación de los motores de reluctancia autoconmutados". XIII Reunión de Grupos de Investigación de Ingeniería Eléctrica, ISBN: 84-607-6769-8, Vigo, 10-12 Abril 2003.

### **Otras publicaciones**

P. Andrada, B. Blanqué, F. Castellana, E. Martínez, J. I. Perat, J. A. Sánchez, M. Torrent. "El motor de reluctancia autoconmutado". Revista "Técnica Industrial", N° Extra (Especial Monográfico Electricidad y Electrónica), pp 32-41, Octubre 2004. ISSN: 0040-1838.