



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELÈCTRICA

TESIS DOCTORAL

**APORTACIONES AL DISEÑO Y A LA CARACTERIZACIÓN
DEL MOTOR DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADO**

AUTOR: MARCEL TORRENT BURGUES

DIRECTOR: PERE ANDRADA GASCON

MARZO 2002

INDICE GENERICO

Título: APORTACIONES AL DISEÑO Y A LA CARACTERIZACION DEL MOTOR DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADO

Indice.

Resumen.

Objetivos y estructura de la tesis.

Nomenclatura y símbolos.

Capítulo I: El motor de reluctancia autoconmutado: aspectos generales.

Capítulo II: Introducción al diseño de motores de reluctancia autoconmutados.

Capítulo III: Simulación mediante modelos lineales y no lineales del motor de reluctancia autoconmutado.

Capítulo IV: Estudio de la influencia de diversas variables constructivas y de control en las prestaciones del SRM.

Capítulo V: Resultados experimentales.

Capítulo VI: Propuesta de metodología para el dimensionamiento.
Aportaciones y conclusiones.

Anexo 1: Equipo electrónico para la caracterización magnética de motores de reluctancia autoconmutados.

Anexo 2: Pruebas mediante una estructura electromagnética elemental.

Anexo 3: Estudio del número de coeficientes a utilizar en el ajuste de las curvas de magnetización en los modelos no lineales.

Anexo 4: Listado de los programas de simulación mediante Pspice.

Anexo 5: Planos de los prototipos y documentación adicional.

Anexo 6: Comunicaciones con participación del autor.

Anexo fotográfico.

INDICE DE CAPITULOS

Capítulo I:	EL MOTOR DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADO: ASPECTOS GENERALES.	
I.1	El SRM en el marco de los accionamientos eléctricos.....	I.1.1
I.1.1	Accionamientos eléctricos.....	I.1.1
I.1.2	Accionamientos a velocidad variable.....	I.1.1
I.1.3	Nuevos accionamientos con conmutación electrónica.....	I.1.2
I.1.4	Perspectivas de los accionamientos eléctricos.....	I.1.3
I.1.5	Comparación entre diversos accionamientos eléctricos.....	I.1.5
I.2	Evolución histórica.....	I.2.1
I.3	Aplicaciones del SRM.....	I.3.1
I.4	Constitución.....	I.4.1
I.5	Principio de funcionamiento.....	I.5.1
I.6	Producción del par.....	I.6.1
I.6.1	Máquina no saturada.....	I.6.1
I.6.2	Característica par-velocidad.....	I.6.1
I.6.3	Máquina saturada.....	I.6.5
	Referencias bibliográficas.	
Capítulo II:	INTRODUCCIÓN AL DISEÑO DE MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS.	
II.1	Antecedentes.....	II.1.1
II.2	Criterios básicos de diseño de la estructura electromagnética.....	II.2.1
II.3	Diseño y construcción de motores de reluctancia autoconmutados.....	II.3.1
II.4	Caracterización magnética.....	II.4.1
II.4.1	Caracterización magnética utilizando métodos analíticos.....	II.4.1
II.4.2	Caracterización magnética utilizando métodos numéricos.(FEMM).....	II.4.6
II.4.3	Caracterización magnética utilizando métodos experimentales.....	II.4.14
	Referencias bibliográficas.	

Capítulo III: SIMULACIÓN MEDIANTE MODELOS LINEALES Y NO LINEALES DEL MOTOR DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADO.

Introducción

III.1 Modelos lineales sin considerar el efecto de la saturación....	III.1.1
III.1.1 Evolución de la inductancia en función de la posición por tramos lineales.....	III.1.2
III.1.2 Evolución de la inductancia en función de la posición como suma de términos senoidales.....	III.1.2
III.2 Simulación mediante modelos lineales.....	III.2.1
III.3 Modelos no lineales.....	III.3.1
III.4 Simulación mediante modelos no lineales.....	III.4.1
III.5 Modelos no lineales simplificados.....	III.5.1
III.6 Simulación mediante modelos no lineales simplificados.....	III.6.1
III.7 Conclusiones y propuesta. Comparación de resultados obtenidos.....	III.7.1
Referencias bibliográficas.	

Capítulo IV: ESTUDIO DE LA INFLUENCIA DE DIVERSAS VARIABLES CONSTRUCTIVAS Y DE CONTROL EN LAS PRESTACIONES DEL SRM.

IV.1 Procedimiento utilizado en el estudio.....	IV.1.1
IV.1.1 Estudio de la influencia de diversas variables constructivas.....	IV.1.1
IV.1.2 Estudio de la influencia de las variables de control.....	IV.1.6
IV.2 Influencia del número de espiras.....	IV.2.1
IV.2.1 Estudio efectuado en el prototipo SRM 6/4.....	IV.2.1
IV.2.2 Estudio efectuado en el prototipo SRM 12/8.....	IV.2.6
IV.2.3 Análisis de los resultados obtenidos.....	IV.2.11
IV.3 Influencia del entrehierro.....	IV.3.1
IV.3.1 Estudio efectuado en el prototipo SRM 6/4.....	IV.3.1
IV.3.2 Estudio efectuado en el prototipo SRM 12/8.....	IV.3.6
IV.3.3 Análisis de los resultados obtenidos.....	IV.3.11
IV.4 Influencia de los ángulos polares.....	IV.4.1
IV.4.1 Estudio efectuado en el prototipo SRM 6/4.....	IV.4.1
IV.4.2 Estudio efectuado en el prototipo SRM 12/8.....	IV.4.11
IV.4.3 Análisis de los resultados obtenidos.....	IV.4.21
IV.5 Influencia de los yugos.....	IV.5.1
IV.5.1 Estudio efectuado en el prototipo SRM 6/4.....	IV.5.1
IV.5.2 Estudio efectuado en el prototipo SRM 12/8.....	IV.5.11
IV.5.3 Análisis de los resultados obtenidos.....	IV.5.21

IV.6 Influencia de los materiales magnéticos utilizados.....	IV.6.1
IV.6.1 Estudio efectuado en el prototipo SRM 6/4.....	IV.6.2
IV.6.2 Estudio efectuado en el prototipo SRM 12/8.....	IV.6.7
IV.6.3 Análisis de los resultados obtenidos.....	IV.6.12
IV.7 Influencia de las variables de control.....	IV.7.1
IV.7.1 Influencia del ángulo de disparo.....	IV.7.2
IV.7.2 Influencia del ángulo de conducción.....	IV.7.11
IV.7.3 Influencia de la referencia de corriente.....	IV.7.20
Referencias bibliográficas.	

Capítulo V: RESULTADOS EXPERIMENTALES.

V.1 Ensayos efectuados.....	V.1.1
V.2 Resultados experimentales obtenidos en el prototipo SRM 6/4.....	V.2.1
V.3 Resultados experimentales obtenidos en el prototipo SRM 12/8.....	V.3.1
V.4 Comparación entre los dos prototipos.....	V.4.1
Referencias bibliográficas.	

Capítulo VI: PROPUESTA DE METODOLOGIA PARA EL
DIMENSIONAMIENTO. APORTACIONES Y CONCLUSIONES.

VI.1 Proceso de dimensionamiento. Metodología propuesta.....	VI.1.1
VI.2 Consideraciones de interés en cada paso del proceso propuesto.....	VI.2.1
VI.3 Aportaciones efectuadas.....	VI.3.1
VI.4 Conclusiones finales.....	VI.4.1
VI.5 Futuras líneas de trabajo.....	VI.5.1

ANEXOS.

Anexo 1: EQUIPO ELECTRÓNICO PARA LA CARACTERIZACIÓN
MAGNÉTICA DE MOTORES DE RELUCTANCIA
AUTOCONMUTADOS.

A1.1 Fundamentos del equipo de prueba.....	A1.2
A1.2 Descripción del equipo de prueba.....	A1.4
A1.3 Resultados experimentales.....	A1.5
Referencias bibliográficas.	

Anexo 2:	PRUEBAS MEDIANTE UNA ESTRUCTURA ELECTROMAGNÉTICA ELEMENTAL.	
	A2.1 Estructura electromagnética elemental.....	A2.1.1
	A2.2 Comparación entre diferentes estructuras constructivas.....	A2.2.1
	A2.3 Aplicación de los modelos no lineales a las diferentes estructuras.....	A2.3.1
	A2.4 Simulaciones efectuadas.....	A2.4.1
	A2.5 Resultados experimentales.....	A2.5.1
Anexo 3:	ESTUDIO DEL NÚMERO DE COEFICIENTES A UTILIZAR EN EL AJUSTE DE LAS CURVAS DE MAGNETIZACIÓN EN LOS MODELOS NO LINEALES.	
	A3.1 Ajuste a partir de la ecuación de Froehlich (alternativa 1).....	A3.1.1
	A3.2 Ajuste a partir de la ecuación polinómica (alternativa 2).....	A3.2.1
	A3.3 Ajuste en las curvas flujo concatenado-posición (alternativa 3).....	A3.3.1
Anexo 4:	LISTADO DE LOS PROGRAMAS DE SIMULACIÓN MEDIANTE PSPICE.	
Anexo 5:	PLANOS DE LOS PROTOTIPOS Y DOCUMENTACIÓN ADICIONAL.	
	Planos de las chapas magnéticas del prototipo SRM 6/4.	
	Planos de las chapas magnéticas del prototipo 12/8.	
	Planos de las chapas magnéticas de la estructura electromagnética elemental.	
	Plano de los captadores de posición y de velocidad.	
	Plano del eje.	
	Plano del soporte del paquete de chapas del rotor.	
	Esquema del convertidor estático de alimentación.	
	Características de los materiales magnéticos utilizados.	
Anexo 6:	COMUNICACIONES CON PARTICIPACIÓN DEL AUTOR.	
	Anexo fotográfico.	

- TITULO TESIS:** Aportaciones al diseño y a la caracterización del motor de reluctancia autoconmutado.
- AUTOR:** Marcel Torrent Burgués.
- DIRECTOR:** Pere Andrada Gascón.
- DEPARTAMENTO:** Departament d'Enginyeria Elèctrica.
Universitat Politècnica de Catalunya.
- CONTENIDO:** Proceso de dimensionamiento de motores de reluctancia autoconmutados, considerando herramientas de caracterización y de simulación del motor.
- PALABRAS CLAVE:** Motor de reluctancia autoconmutado (SRM), diseño, dimensionamiento, estructura electromagnética, caracterización, curvas de magnetización, inductancia, modelo lineal y no lineal.

RESUMEN

En los últimos años, investigadores de diferentes laboratorios y universidades han mostrado un interés creciente en el estudio del motor de reluctancia autoconmutado (SRM). Aunque sus aplicaciones industriales son escasas se presenta como una alternativa a los accionamientos convencionales debido a su construcción simple y robusta, a sus bajos costes de manufactura y a su elevado rendimiento, además de poder escoger entre diversas topologías de convertidor estático, prácticamente todas tolerantes a fallos.

En esta tesis se hacen aportaciones al diseño y al dimensionamiento de SRM trifásicos para un margen de potencias comprendido entre 0,25 kW y 10 kW, partiendo de las ecuaciones básicas de la conversión electromecánica, dedicando especial atención a la saturación. Se hacen contribuciones a la caracterización del SRM mediante métodos analíticos, numéricos y experimentales, comparando los resultados obtenidos con los diferentes métodos.

Inicialmente se abordan temas de carácter general, como son la ubicación del SRM en el marco de los accionamientos eléctricos, una breve introducción histórica y sus aplicaciones industriales actuales, su constitución y principio de funcionamiento, así como la producción de par.

A continuación se presentan las pautas básicas de diseño de la estructura electromagnética para el rango de potencias entre 0,25 kW y 10 kW, aplicadas a la construcción de dos prototipos de 3 fases con configuraciones polares 6/4 y 12/8. Se procede a la caracterización magnética de los prototipos construidos utilizando métodos analíticos, numéricos y experimentales, efectuando una comparación de los resultados obtenidos con cada método.

Posteriormente se procede al estudio de modelos que permiten la simulación del SRM, modelos lineales sin considerar el efecto de la saturación y modelos no lineales. Dentro de los modelos no lineales, se presenta el ajuste de las curvas de magnetización mediante diferentes alternativas novedosas, aplicadas al caso de que se conozcan todas las curvas de magnetización y al caso de que únicamente se disponga de su conocimiento en las posiciones alineada y no alineada. Se procede a la simulación de los prototipos diseñados y construidos utilizando los modelos propuestos con control mediante pulso único y con control de histéresis, comparándose los resultados obtenidos con resultados experimentales.

Seguidamente se efectúa un estudio de la influencia de diversas variables constructivas de la estructura electromagnética sobre la base de los dos prototipos, variables como el entrehierro, el número de espiras, los ángulos polares, la anchura de los yugos y el material magnético utilizado. También se estudia la influencia de diversas variables de control sobre el funcionamiento del motor, como la influencia del ángulo de disparo, del ángulo de conducción y de la referencia de corriente.

Se presentan los resultados experimentales de los ensayos de laboratorio efectuados en los dos prototipos, y se efectúa una propuesta final de metodología en el proceso de dimensionamiento.

Finalmente se relacionan las aportaciones realizadas, se presentan las conclusiones y se apuntan futuras líneas de trabajo.

ABSTRACT

In the last few years, investigators of different laboratories and universities have shown a growing interest in the study of the switched reluctance motor (SRM). Although industrial applications are few and far between, it is an alternative to the conventional drives because its construction is simple and strong, the cost of manufacture is low and its efficiency is high, besides being able to select between different topologies of power electronic converters, practically all fault tolerant.

In this thesis contributions in design and size of the three-phase SRM's for a margin of power between 0.25-10 kW are presented, to initiate fundamental equation of the electromechanical conversion, and dedicate special attention to the magnetic saturation. Contributions to characterise SRM's by analytical, numerical and experimental methods are presented, comparing results obtained with different methods.

Initially, general themes are studied, such as the position of SRM in the framework of electric drives, a short introduction on the history, current industrial applications, constitution and basic operation, and principles of torque production.

Next, we shall look at a guide for electromagnetic structure design for power between 0.25-10 kW, applied to the construction of two prototypes of three-phases with polar configurations 6/4 and 12/8. We then go on to the magnetic characterisation of both prototypes manufactured by analytical, numerical and experimental methods, and to compare obtained results.

Subsequently, we shall proceed to the study of models for the simulation of SRM, unsaturated linear models and non-linear models. Within the non-linear models, the adjustment of magnetisation curves through different new alternatives are presented, applied to the case where all the magnetisation curves are known, and in the case where the magnetisation curves in the aligned and non-aligned positions only are known. We then simulate two prototypes designed and manufactured using the proposed models with single pulse control and hysteresis control, comparing results obtained with experimental results.

Next, we carry out a study on the various influence of construction variables of electromagnetic structure, on the basis of the two prototypes, variables such as airgap, number of turns, polar angles, yoke widths and magnetic materials used. Also, we study the influence of different control variables in motor function, such as the influence of commutation angle, conduction angle and the reference of the current.

The experimental results of laboratory tests on two prototypes are presented, and a final proposal is put forward as to the methodology in the process for design and size.

Finally, the contributions are listed, the conclusions are presented and future lines of work are noted.

OBJETIVOS

El objetivo principal de la tesis es realizar propuestas que permitan un mejor diseño de los motores de reluctancia autoconmutados (SRM) trifásicos para el margen de potencias comprendido entre 0,25 kW y 10 kW, contrastando su validez mediante la construcción y ensayo de prototipos.

Además, se pretende:

- Efectuar aportaciones al estudio del comportamiento del SRM en saturación, efectuando su caracterización magnética con el uso de métodos analíticos, numéricos y experimentales.
- Desarrollar modelos que permitan simular el funcionamiento del SRM y estudiar la influencia de diferentes tipos y variables de control.
- Estudiar la influencia de diferentes parámetros geométricos de la estructura electromagnética en el funcionamiento del SRM, así como la influencia del material magnético utilizado y del número de espiras del bobinado.

ESTRUCTURA DE LA TESIS

Para cumplir con estos objetivos, se estructura la tesis en 6 capítulos y en 6 anexos.

En el capítulo I se abordan temas de carácter general, como son la ubicación del SRM en el marco de los accionamientos eléctricos, una breve introducción histórica y sus aplicaciones industriales actuales, su constitución y principio de funcionamiento, así como la producción de par.

En el capítulo II se presentan las pautas básicas de diseño de la estructura electromagnética para el rango de potencias entre 0,25 kW y 10 kW, aplicadas a la construcción de dos prototipos de 3 fases con configuraciones polares 6/4 y 12/8. Se procede a la caracterización magnética de los prototipos construidos utilizando métodos analíticos, numéricos y experimentales, efectuando una comparación de los resultados obtenidos con cada método.

En el capítulo III se procede al estudio de modelos que permiten la simulación del SRM, modelos lineales sin considerar el efecto de la saturación y modelos no lineales. Dentro de los modelos no lineales, se presenta el ajuste de las curvas de magnetización mediante diferentes alternativas novedosas, aplicadas al caso de que se conozcan todas las curvas de magnetización y al caso de que únicamente se disponga de su conocimiento en las posiciones alineada y no alineada. Se procede a la simulación de

los prototipos diseñados y construidos utilizando los modelos propuestos con control mediante pulso único y con control de histéresis, comparándose los resultados obtenidos con resultados experimentales.

En el capítulo IV se efectúa un estudio de la influencia de diversas variables constructivas de la estructura electromagnética sobre la base de los dos prototipos, variables como el entrehierro, el número de espiras, los ángulos polares, la anchura de los yugos y el material magnético utilizado. También se estudia la influencia de diversas variables de control sobre el funcionamiento del motor, como la influencia del ángulo de disparo, del ángulo de control y de la referencia de corriente.

En el capítulo V se presentan los resultados experimentales de los ensayos de laboratorio efectuados en los dos prototipos.

En el capítulo VI se efectúa una propuesta final de metodología en el proceso de dimensionamiento, compendio del estudio efectuado en capítulos anteriores. Se presentan finalmente las aportaciones y conclusiones.

En los anexos, tenemos que en el anexo 1 se presenta el equipo de medida construido en el laboratorio utilizado para la caracterización magnética de los SRM. En el anexo 2, se efectúa un estudio a partir de la construcción de diferentes variaciones geométricas en una estructura electromagnética elemental, estudio que ha permitido elaborar aportaciones de interés, tanto en referencia al estudio de la influencia de diversos parámetros de la estructura electromagnética en el funcionamiento del SRM, como en el ajuste de las curvas de magnetización en los modelos utilizados en la simulación. En el anexo 3 se ha elaborado un estudio con diferentes alternativas de ajuste de las curvas de magnetización según el número de coeficientes utilizado. En el anexo 4 tenemos el listado de los programas de simulación desarrollados, en el anexo 5 los planos de los prototipos construidos y en el anexo 6 el listado de comunicaciones con participación del autor relacionadas con el SRM. Finalmente, se presentan una serie de fotografías de los prototipos y equipos utilizados en la elaboración del trabajo.

AGRADECIMIENTOS

La presentación de la tesis ha sido posible gracias a multitud de aportaciones. Especialmente quiero agradecer su apoyo y ayuda a:

Pere Andrada, director de la tesis, por sus valiosos consejos y dedicación al trabajo en todo momento.

Balduí Blanqué, Francesc Castellana, Eusebi Martínez, Ignasi Perat y Josep Antoni Sánchez, miembros del grupo de trabajo, por su dedicación, paciencia, por sus excelentes contribuciones y por compartir las dificultades y pericias durante todo el trabajo.

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

Enric Arbonés, Andreu Cánovas y Javier Iglesias, por sus contribuciones durante la realización de su proyecto final de carrera.

Rafael Bermúdez, del "Laboratori Comú d'Enginyeria Mecànica" y Juan Francisco Casado, por su ayuda en la construcción de los prototipos.

David Meeker, por ofrecer la posibilidad de utilizar el programa de simulación de elementos finitos.

Mis familiares y amigos, por compartir otros aspectos de la vida, necesarios para poder avanzar en el trabajo diario.

Vilanova i la Geltrú - Menàrguens
Marzo del 2002

NOMENCLATURA Y SIMBOLOS

A	Carga lineal específica
A_{cu}	Area ocupada por el cobre
A_v	Area de ventana
ac	Corriente alterna
al	Alineamiento
B	Inducción
B_g	Inducción en el entrehierro
B_{pr}	Inducción en el polo del rotor
B_{ps}	Inducción en el polo del estator
B_{yr}	Inducción en el yugo del rotor
B_{ys}	Inducción en el yugo del estator
B_r	Angulo polar del rotor
B_s	Angulo polar del estator
b_r	Ancho polar del rotor
b_s	Ancho polar del estator
C	Coefficiente de utilización de la máquina
C_u	Coefficiente de utilización de ventana
D	Diámetro interior del estator
D_{eje}	Diámetro del eje
D_y	Diámetro exterior del estator
dc	Corriente continua
div	División
e	f.e.m. inducida
E.C.	"Energy conversion ratio"
exp	Exponente del factor de saturación
f	Frecuencia de conmutación
f_i	Inicio del ángulo de conducción
g	Entrehierro
H	Intensidad de campo
H_{pr}	Intensidad de campo en los polos del rotor
H_{ps}	Intensidad de campo en los polos del estator
H_n	Intensidad de campo en el yugo del rotor
H_y	Intensidad de campo en el yugo del estator
his	Control de histéresis
h_n	Ancho del yugo del rotor
h_y	Ancho del yugo del estator
i	Corriente
I_{ref}	Referencia de corriente
I_{rms}	Corriente eficaz

J	Momento de inercia
k_{fe}	Coefficiente de apilamiento
k_s	Factor de saturación
k_α	Coefficiente de ventilación
L	Longitud del paquete de chapas
L	Inductancia
L_{AM}	Nivel sonoro medio
l	Longitud del circuito magnético
l_g	Longitud del entrehierro
l_{pr}	Longitud media en los polos del rotor
l_{ps}	Longitud media en los polos del estator
l_n	Longitud media en el yugo del rotor
l_y	Longitud media en el yugo del estator
L_{al}	Inductancia en la posición alineada
L_{max}	Inductancia en la posición alineada
L_{nal}	Inductancia en la posición no alineada
L_{min}	Inductancia en la posición no alineada
M	Par
M_{mi}	Par mecánico interno
M_{max}	Par instantáneo máximo
M_{min}	Par instantáneo mínimo
m	Número de fases
N	Número de espiras por polo
N_F	Número de espiras por fase
N_r	Número de polos del rotor
N_s	Número de polos del estator
n	Velocidad en min^{-1}
noal	No alineamiento
P	Potencia
P	Potencial vector
PWM	"Pulse width modulation"
pu	Control de pulso único
r	Relación de inductancias
R	Resistencia
R_{amb}	Resistencia a la temperatura ambiente
R	Energía retornada del SRM a la fuente de alimentación
R_g	Reluctancia del entrehierro
R_{pr}	Reluctancia de los polos del rotor
R_{ps}	Reluctancia de los polos del estator
R_n	Reluctancia del yugo del rotor
R_y	Reluctancia del yugo del estator
R_p	Rizado de par

SRM	"Switched reluctance motor"
s_c	Sección del conductor
s_{pr}	Sección del polo del rotor
s_{ps}	Sección del polo del estator
t	Tiempo
T	Periodo
T_{amb}	Temperatura ambiente
ΔT	Incremento de temperatura
V, U	Tensión
V_r	Volumen del rotor
W	Energía
W'	Coenergía
Y_r	Ancho yugo rotor
Y_s	Ancho yugo estator
Z	Longitud axial
ε	Angulo de paso
γ	Ciclo de operación
ϕ	Flujo
ψ	Flujo concatenado
ψ_{al}	Flujo concatenado en la posición alineada
ψ_{nal}	Flujo concatenado en la posición no alineada
ρ	Coefficiente de resistividad
Δ	Densidad de corriente
μ	Permeabilidad
μ_o	Permeabilidad del aire
ω	Velocidad en rad/s
σ	Temperatura
θ	Angulo de posición
θ_c	Angulo de conducción
θ_{al}	Posición alineada
θ_{nal}	Posición no alineada
τ	Ciclo rotórico
τ	Constante de tiempo
η	Rendimiento

CAPITULO I

EL MOTOR DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADO: ASPECTOS GENERALES

Capítulo I.1: El SRM en el marco de los accionamientos eléctricos.

Capítulo I.2: Evolución histórica.

Capítulo I.3: Aplicaciones del SRM.

Capítulo I.4: Constitución.

Capítulo I.5: Principio de funcionamiento.

Capítulo I.6: Producción del par.

Referencias bibliográficas.

I.1 EL MOTOR DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADO EN EL MARCO DE LOS ACCIONAMIENTOS ELECTRICOS.

I.1.1 ACCIONAMIENTOS ELECTRICOS.

A principios del siglo XX, los accionamientos eléctricos revolucionaron la industria ya que proporcionaron una fuerza motriz descentralizada para cada máquina y también para cada eje. En el transcurso del siglo evolucionaron hacia relaciones potencia/peso más elevadas, mejor fiabilidad y menor coste. Hasta la década de los setenta, las máquinas eléctricas tenían muy definido su ámbito de aplicación en la industria. Así, el motor de inducción de jaula de ardilla era el motor por excelencia; el motor síncrono, aparte de su exclusividad en la generación, quedaba reducido a las aplicaciones de gran potencia; y el motor de corriente continua monopolizaba los accionamientos de velocidad variable. En las aplicaciones que necesitaban pequeñas potencias se utilizaban motores de inducción monofásicos y motores universales. A partir de los años setenta la modernización y automatización de los procesos industriales, la aparición de nuevos sectores como la informática y la robótica y una mayor sensibilidad por el medio ambiente, provocaron que los accionamientos eléctricos evolucionaran en los aspectos siguientes [TOR98]:

- Mejora de las prestaciones y del rendimiento en las máquinas eléctricas convencionales.
- Desarrollo de nuevos tipos de máquinas eléctricas mejor adaptadas a las necesidades de los procesos que han de impulsar.
- Desarrollo de accionamientos de velocidad variable en corriente alterna.
- Ampliación de la utilización de la velocidad variable a sectores en que aunque no fuese necesaria para el proceso, su utilización permitía conseguir importantes ahorros energéticos.
- Reducción del impacto ambiental.

Esta evolución fue posible gracias al desarrollo en paralelo de los interruptores de estado sólido, de las técnicas de control avanzado, de los convertidores estáticos y de los imanes permanentes de elevadas prestaciones.

I.1.2 ACCIONAMENTOS A VELOCIDAD VARIABLE.

Aproximadamente el 80% de los accionamientos que impulsan los motores eléctricos son a velocidad constante. No obstante, hay aplicaciones industriales donde la velocidad variable es imprescindible para regular el proceso, como pueden ser los trenes de laminación, la industria papelera, la industria textil, la industria del cable, las máquinas herramienta o la tracción eléctrica.

El mercado europeo de los accionamientos de velocidad variable, según Frost and Sullivan, era de 1780 millones de dólares en el año 1995, con una tendencia creciente que puede llegar a los 2230 millones en el año 2002. La cuota de mercado de los diferentes accionamientos viene dada en la tabla I.1.2.1, de la que se deduce una fuerte disminución de los accionamientos mecánicos y de los eléctricos de corriente continua, mientras que se aprecia un fuerte ascenso de los accionamientos de corriente alterna y un moderado incremento de los accionamientos hidráulicos.

El futuro de los accionamientos eléctricos es de los accionamientos de corriente alterna. En los accionamientos de corriente continua el conjunto colector de delgas+escobillas presenta limitaciones de tipo dimensional (potencia, velocidad, tensión de delgas) y de tipo funcional (incompatibilidad con exigencias de seguridad en atmósferas explosivas) o de fiabilidad (atmósferas corrosivas, mantenimiento mínimo). Aunque se continúa trabajando en la línea de mejorar las prestaciones y reducir los costes, este tipo de accionamientos han evolucionado poco en los últimos años y han alcanzado un elevado grado de madurez. En cambio, los accionamientos de corriente alterna, especialmente los asíncronos, se encuentran en un período de rápida evolución como consecuencia del gran esfuerzo en investigación efectuado y es posible obtener prestaciones equiparables a los accionamientos de corriente continua sin sus incompatibilidades funcionales además de unos precios competitivos.

	1995	2002
Accionamientos eléctricos corriente alterna	50,9%	67,8%
Accionamientos eléctricos corriente continua	26,6%	14,9%
Accionamientos mecánicos	13,9%	7,6%
Accionamientos hidráulicos	8,6%	9,7%

Tabla I.1.2.1: Mercado europeo de accionamientos industriales de velocidad variable.

Hay aplicaciones, como el caso de bombas, ventiladores y compresores, en los que la regulación de velocidad no es una exigencia del proceso, pero su utilización puede comportar importantes ahorros energéticos.

I.1.3 NUEVOS ACCIONAMIENTOS CON CONMUTACION ELECTRONICA.

Actualmente se está trabajando en el desarrollo de nuevos accionamientos eléctricos con conmutación electrónica que presentan ventajas ante el motor asíncrono convencional. Básicamente, estos accionamientos son:

- Motor de corriente continua sin escobillas.
- Motor síncrono con imanes.
- Motores de reluctancia síncronos y autoconmutados.

En el ámbito industrial estos nuevos accionamientos se abren camino en aplicaciones muy específicas, pero no son competidores de los motores de inducción en las aplicaciones de propósito general. Actualmente, se intuyen nuevos campos de utilización, nuevos negocios para los accionamientos eléctricos. Entre ellos, hay uno que destaca sobre todos los demás: el de los vehículos eléctricos.

I.1.4 PERSPECTIVAS DE LOS ACCIONAMIENTOS ELECTRICOS.

La elección de un accionamiento para una aplicación concreta depende, además de los requisitos específicos de la propia aplicación, de la potencia, del margen de velocidades, de las condiciones ambientales, de la capacidad térmica y del coste. Actualmente, para muchas aplicaciones existe más de una opción satisfactoria que complica la selección del accionamiento.

Si se efectúa una clasificación de los accionamientos eléctricos según su potencia [AND97], se podrían distinguir tres segmentos (ver figuras I.1.4.1, I.1.4.2 y I.1.4.3):

- Pequeña potencia ($P < 1\text{kW}$).
- Mediana potencia ($1\text{kW} \div 1\text{MW}$).
- Gran potencia ($P > 1\text{ MW}$).

Como puede observarse en estas figuras, el motor de reluctancia autoconmutado se encuentra en los grupos correspondientes a la pequeña y mediana potencia.

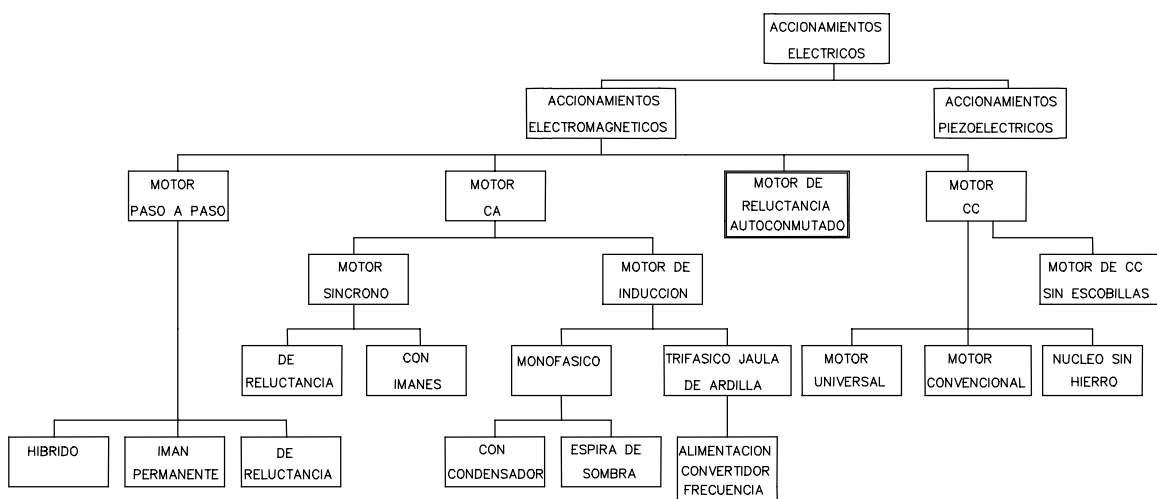


Figura I.1.4.1: Accionamientos eléctricos de pequeña potencia ($P < 1\text{kW}$).

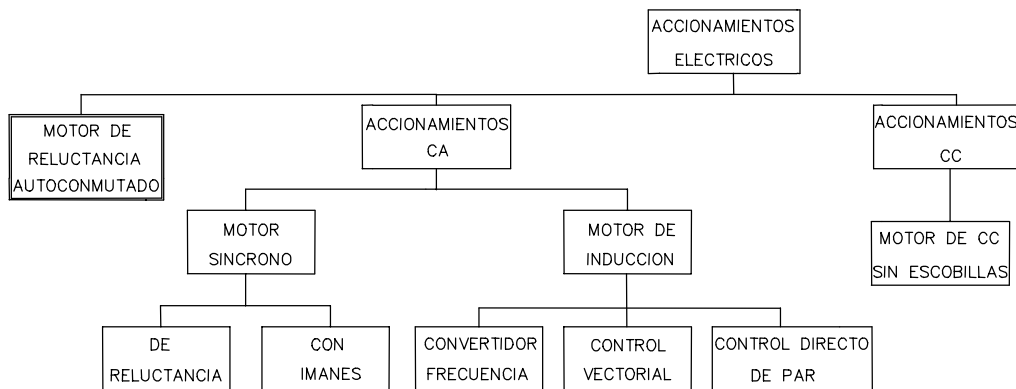


Figura I.1.4.2: Accionamientos eléctricos de potencia mediana (1kW÷1MW).

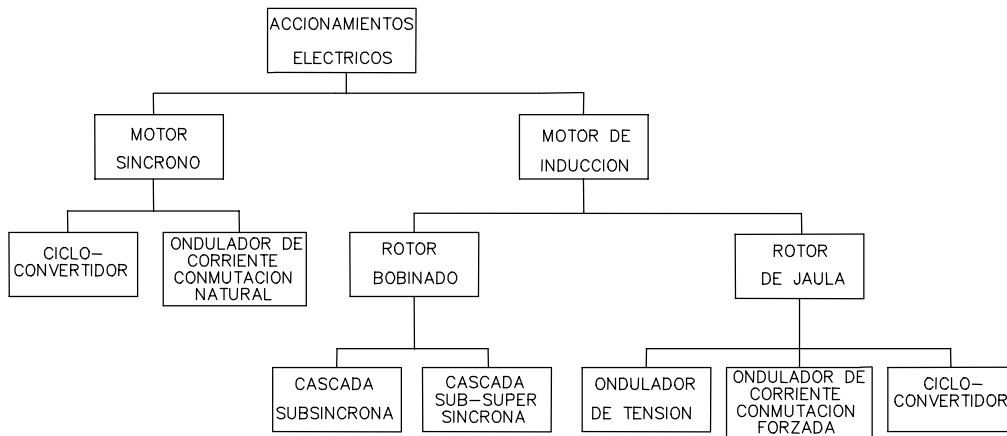


Figura I.1.4.3: Accionamientos eléctricos de gran potencia (P>1MW).

Algunas tendencias que parecen destacar en el mercado de los accionamientos son las siguientes:

Pequeña potencia:

- Utilización de circuitos integrados específicos que engloben los componentes de potencia y de control.
- Sustitución de motores de corriente continua convencionales por motores de corriente continua sin escobillas y SRM especialmente en el sector auxiliar del automóvil.
- Utilización de motores de inducción trifásicos alimentados des de la red monofásica a través de convertidor y motores sin escobillas en sustitución de motores monofásicos con condensador en el sector de los electrodomésticos.
- Desarrollo de accionamientos piezoeléctricos en equipos electrónicos de muy pequeña potencia.

Mediana potencia:

- Tendencia general a utilizar el motor de inducción de jaula de ardilla con control vectorial y control directo de par.
- En máquinas herramienta y robótica, introducción progresiva de los motores síncronos con imanes, de los motores síncronos de reluctancia y de los SRM.
- En aplicaciones de tracción y en los vehículos eléctricos competirán los motores de inducción, los motores de corriente continua sin escobillas, motores síncronos con imanes y motores de reluctancia síncronos y autoconmutados.
- Tendencia a sistemas de control *sensorless* eliminando los captadores y sensores de posición.

Gran potencia:

- Competirán el motor síncrono, el motor asíncrono de jaula de ardilla y el de rotor bobinado. Según la regulación de velocidad necesaria y la potencia puede variar el tipo de convertidor estático utilizado para el control.

Por lo que a la segmentación del mercado se refiere, la cuota según el tipo de aplicación en grandes bloques puede ser aproximadamente la siguiente:

- Aplicaciones de propósito general (bombas, ventiladores, cintas transportadoras,...): 45%.
- Aplicaciones de potencia elevada (laminación, sistemas de elevación,...): 23%.
- Servomotores (posicionamiento, robótica, máquinas herramienta,...): 32%.

Geográficamente, todo parece indicar que la industria de los accionamientos eléctricos se concentrará principalmente en Europa, Japón y en los Estados Unidos. Por ejemplo, en la fabricación de convertidores electrónicos para el control de accionamientos cubren una cuota de mercado del 30%, 25% y 23% respectivamente.

I.1.5 COMPARACION ENTRE DIVERSOS ACCIONAMENTOS ELECTRICOS.

En la tabla I.1.5.1 se pueden observar de forma concreta y simplificada algunas de las ventajas e inconvenientes de diferentes accionamientos eléctricos que son competidores directos de los SRM en muchas de las aplicaciones donde éstos intentan ocupar una parte del mercado actual [MIL89] [MOG91].

ACCIONAMIENTO	VENTAJAS	INCONVENIENTES
Motor de corriente continua	* Dependencia directa entre la velocidad y la tensión, y del par con la corriente. * Convertidores simples.	* Colector de delgas + escobillas. * Relación potencia/peso baja.
Motor de inducción	* Robusto y sencillo. * Económico. * Buena relación potencia/peso.	* Control del flujo y del par desde el estator.
Motor de corriente continua sin escobillas	* Sencillo. * Económico.	* Par pulsante.
Motor síncrono con imanes	* Excelente calidad del par y relación potencia/peso. * Bajo momento de inercia. * Gran capacidad de sobrecarga.	* Coste elevado.
Motor paso a paso	* Económico. * Convertidores simples.	* Respuesta dinámica deficiente. * Bajo rendimiento. * Pérdida de pasos con controles simples.
Motor de reluctancia autoconmutado.	* Robusto y sencillo. * Económico. * Convertidores resistentes a los fallos.	* Par pulsante. * Ruidoso.

Tabla I.1.5.1: Comparación entre diferentes accionamientos eléctricos.

El papel que puede jugar el SRM en el futuro presenta unas expectativas interesantes, aunque no tenemos que olvidar que otros accionamientos se encuentran actualmente en una posición ventajosa en aplicaciones industriales de propósito general, como puede ser el motor de inducción de jaula en potencias medianas y los motores de corriente continua con y sin escobillas en pequeñas potencias. Algunos de los sectores industriales donde se podría introducir el SRM sería en el auxiliar del automóvil, en electrodomésticos de línea blanca, en el campo de las máquinas herramienta y en los nuevos mercados, como en los vehículos eléctricos [LAW92] [MUL94]. Evidentemente, esta evolución y crecimiento en la utilización del SRM pasará por las posibilidades de mejora de sus prestaciones por lo que se refiere a potencia y par por unidad de volumen, rendimiento,..., así como por una reducción de sus defectos, como el par pulsante, las vibraciones y el ruido.

I.2 EVOLUCION HISTORICA.

La primera referencia de construcción y utilización del motor de reluctancia se sitúa en Escocia en el año 1838, cuando Robert Davidson diseña un motor para tracción en la línea férrea de Glasgow a Edimburgo [CAS99]. Este motor se prueba en el mes de septiembre de 1842 sin continuidad de utilización. El año 1851 Charles Grafton Page construye otro motor de reluctancia también para aplicaciones de tracción que resulta un fracaso. Los dos intentos resultaron inviables en aquellos momentos principalmente porque los materiales electromagnéticos y los interruptores disponibles no permitían obtener unas mínimas prestaciones, pero el tiempo ha demostrado la buena intuición de los autores al utilizar los motores de reluctancia para aplicaciones de tracción. Más de cien años después la mejora en la calidad de los materiales y la posibilidad de efectuar la conmutación a partir de interruptores de estado sólido ha permitido que se renueven los intentos de hacer competitivos estos motores.

En el año 1969, Nasar [NAS69] introduce por primera vez los términos *Switched Reluctance Motor (SRM)* para definir al motor de reluctancia con alimentación de sus fases de manera sincronizada con la posición rotórica. En los años 1971 y 1972 se presentan en los EUA dos patentes correspondientes a Bedford y Hoft con características similares a las actuales del motor de reluctancia autoconmutado, utilizando un conmutador electrónico sincronizado con la posición del rotor. De relevancia son los trabajos presentados por Unnewehr y Koch [UNN74] en 1974 y por Bausch y Rieke [BAU78] en 1978 utilizando tiristores en el control del SRM. Byrne en la University College de Dublín y Lawrenson en la Leeds University inician la explotación comercial de los SRM; éste último funda la empresa SRDL, motivado por el interés creciente de estos motores durante la década de los ochenta. La fabricación está enfocada a aplicaciones industriales que requieren velocidades variables en el rango de potencias entre 4 kW y 80 kW [LAW80] [BYR82]. Posteriormente, las empresas Allenwest Electrical (Escocia), British Jeffrey Diamond (Gran Bretaña) y Radioenergie (Francia) han incorporado el SRM en su cartera de productos. En EUA, Hewlett-Packard desarrolla la primera aplicación comercial en el accionamiento de ploters, y utiliza circuitos integrados específicos para su control. El año 1994, la empresa Emerson (expendedora de licencias para la producción de motores eléctricos a nivel mundial) adquiere la empresa SRDL.

En los últimos años, investigadores de diferentes universidades han mostrado un interés creciente en el estudio de los SRM, cuestión que ha provocado la aparición de múltiples artículos en revistas y comunicaciones en congresos. De entre todos ellos, T.J.E. Miller merece una mención especial con sus trabajos en el Glasgow University SPEED Consortium que propiciaron la publicación del libro *Switched Reluctance Motors and their Control* [MIL93]. De referencia son también los trabajos y las aportaciones

realizadas por R. Krishnan, especialmente la reciente publicación del libro *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design and applications* [KRI01]. Todo ello parece indicar que los esfuerzos dirigidos a mejorar los accionamientos con SRM continuarán y, por tanto, continúan vigentes las posibilidades para que se incrementen las aplicaciones que incorporen estos motores y puedan ser más competitivos ante sus competidores.

I.3 APLICACIONES DEL SRM.

Algunas de las ventajas principales que presenta el motor de reluctancia autoconmutado consisten en su construcción simple y robusta, en los bajos costes de manufactura y en su elevado rendimiento. Además, presenta la ventaja de poder escoger entre diversas topologías de convertidor estático, prácticamente todas tolerantes a fallos.

Hasta ahora el desarrollo del SRM se ha concentrado en aplicaciones para potencias medianas y elevadas alimentado desde la red, donde se presenta como una alternativa atractiva para las aplicaciones que requieren un elevado par de arranque, elevado rendimiento, alta fiabilidad y que no sean sensibles al ruido. Estos motores pueden ser muy adecuados para la tracción eléctrica y la automoción como consecuencia de la característica par-velocidad que presentan, que en la zona de funcionamiento natural recuerda mucho la característica del motor de corriente continua con excitación serie. También pueden ser una buena opción para los accionamientos que han de trabajar en ambientes hostiles o peligrosos (minería,...). Otros sectores donde los SRM podrían acceder en un futuro son los correspondientes a las máquinas herramienta, la robótica y la industria aeroespacial, a causa de la adaptabilidad que estos accionamientos permiten ante diferentes tipos de carga, y porque pueden funcionar a par constante o a potencia constante a través de un control adecuado.

No obstante, hay otras aplicaciones en diversos sectores como el del auxiliar del automóvil, ventiladores, electrodomésticos y equipos electrónicos que requieren pequeñas potencias o potencias fraccionarias donde los motores de reluctancia pueden llegar a ser competitivos en un futuro cercano, debido al bajo coste que presenta el conjunto del accionamiento y por las posibilidades de control sin sensores de posición que mejoran día a día. Aunque cuando la dimensión del motor se reduce (principalmente por debajo de 1 kW) el rendimiento y el par por unidad de volumen son menores en los SRM que en los motores de corriente continua excitados con imanes permanentes, la ausencia de imanes, la eliminación del colector y el hecho de utilizar un convertidor estático y un control más simples son razones suficientes para considerar el SRM como un potencial competidor en el futuro de los motores de corriente continua con y sin escobillas.

Algunas de las aplicaciones comerciales más importantes, actualmente disponibles, son [BAR99] [AND00c]:

Sector electrodoméstico:

Podemos citar la utilización del SRM en la lavadora MAH400 de la marca de electrodomésticos de línea blanca Maytag, del grupo Emerson. La aplicación en aspiradoras INF-A-TEK de Ametek y en los robots de cocina de la marca Smallfry.

Sector aire acondicionado, climatización:

CompAir Ltd. utiliza SRM en su gama de compresores de 1-300 kW, también se ha aplicado el SRM en el equipo de aire acondicionado del tren alemán de alta velocidad ICE1.

Tracción eléctrica:

Encontramos SRM en el recientemente comercializado triciclo Sparrow, AMC-Densei. La motocicleta Lectra de EMB Inc., que incorpora un SRM de Magna Physics Division de Tridelta Industries, que se denominó posteriormente MaVrik Motors y desde Julio de 2001 se denomina Baldor. RadioEnergie ha lanzado al mercado SRM's especialmente adaptados para carretillas eléctricas. Es importante añadir que muchos fabricantes de automóviles están investigando la incorporación del SRM a la cadena de tracción en sus propuestas de vehículo eléctrico, como por ejemplo Daimler Chrysler.

Sector auxiliar del automóvil:

La utilización del SRM en este sector es incipiente pero puede ser uno de los más dinámicos en un futuro próximo. Destacar el arrancador generador de Lucas y el accionamiento para el control del acelerador del motor Jaguar S V-6 y V-8 desarrollado por Dana Corporation.

Aplicaciones para ambientes hostiles y peligrosos:

British Jeffrey Diamond 100 Ltd. ha desarrollado una línea de SRM para aplicaciones mineras en el rango de 35-200 kW.

Aplicaciones industriales diversas:

Emotron ha utilizado SRM para el equipo de bombeo de la planta de tratamiento de aguas de Ringsjöverket, Suecia. Picanol ha incorporado el SRM a sus telares. Beckam utiliza SRM en su centrifugadora de alta velocidad y elevada eficiencia. Besam AB, utiliza SRM para sus unidades de apertura automática de puertas. NSK Ltd. (Japón) incorpora el SRM en su cartera de productos para aplicaciones de elevadas prestaciones de par. AMC Technologies comercializa SRM's de 8 kW en servicio continuo y 15.000 min^{-1} de velocidad máxima. Sicmemotori comercializa 7 tamaños de SRM entre 80 y 180 mm de altura de eje con una potencia máxima de 140 kW, adoptando el motor una configuración exterior similar a la de los motores de corriente continua con refrigeración mediante ventilador exterior. Emotron (Novocherkassk, Rusia) comercializa una amplia gama de SRM's, desde motores monofásicos de 50 W hasta motores de 720 kW de potencia.

Muchas de las aplicaciones industriales de los SRM que se han desarrollado hasta ahora son licencias de SRDL, la empresa que fundó a principios de la década de los 80 el profesor Lawrenson de la Universidad de Leeds. También es importante destacar el papel del consorcio SPEED de la Universidad de Glasgow, especialmente en el desarrollo del software para el diseño del SRM y por la labor investigadora y de divulgación del grupo que dirige el profesor Miller.

I.4 CONSTITUCION.

El motor de reluctancia autoconmutado es un accionamiento de corriente continua sin escobillas ni imanes permanentes. Su constitución habitual dispone de una estructura magnética reluctante de polos salientes en el estator y en el rotor. En los polos del estator se colocan las bobinas concentradas, que conectadas a pares diametralmente opuestos forman las fases del motor. En cada fase la conmutación de la corriente se efectúa a partir de un convertidor estático. La secuencia de conmutación de los interruptores estáticos del convertidor viene controlada por la posición del rotor mediante sensores de posición ópticos o magnéticos. Por tanto, podemos hablar de tres bloques constitutivos claramente diferenciados (ver figura I.4.1):

- La estructura magnética reluctante.
- El convertidor estático.
- El dispositivo de control, formado por los sensores de posición y la lógica de conmutación.

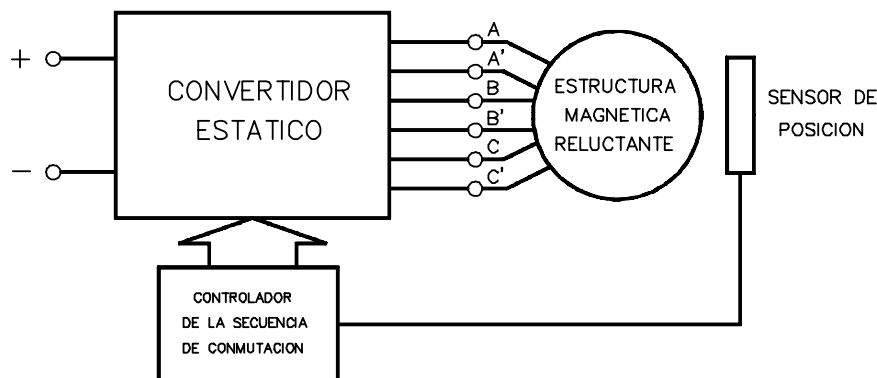


Figura I.4.1: Estructura general del SRM

Por lo que a la estructura magnética reluctante se refiere, existen diversas topologías según el número de polos del estator (N_s) y del rotor (N_r), y se identifica cada caso según la relación N_s/N_r . Así, algunas de las topologías más habituales son las 6/4, 8/6 y 12/8 (ver figura I.4.2). El número de polos del estator condiciona el número de fases del motor (m) y, por tanto, también condicionará la estructura y el número de interruptores estáticos necesarios del convertidor. Así, los motores con 6 y 12 polos en el estator serán de 3 fases (con 2 y 4 polos por fase, respectivamente), y los motores con 8 polos en el estator serán de 4 fases.

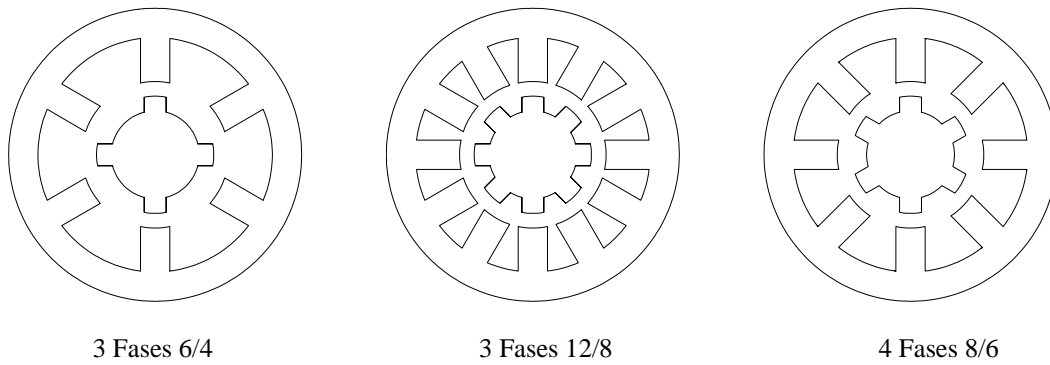


Figura I.4.2: Estructuras electromagnéticas del SRM.

El convertidor estático puede adoptar diversas topologías [VUK91] [KRI93], pero las más habituales son la Clásica, la de Miller y la Unipolar (ver figura I.4.3). La topología del convertidor Clásico necesita acceso a las dos conexiones de cada fase del motor, mientras que las otras dos únicamente necesitan una conexión por fase. La alimentación se efectuará desde una fuente de corriente continua del valor de tensión impuesto por la aplicación, o desde la red a través de un rectificador y un filtro. Evidentemente, la tensión de alimentación condicionará la elección de los interruptores de estado sólido. Se pueden utilizar MOSFET, BJT, IGBT ó GTO's.

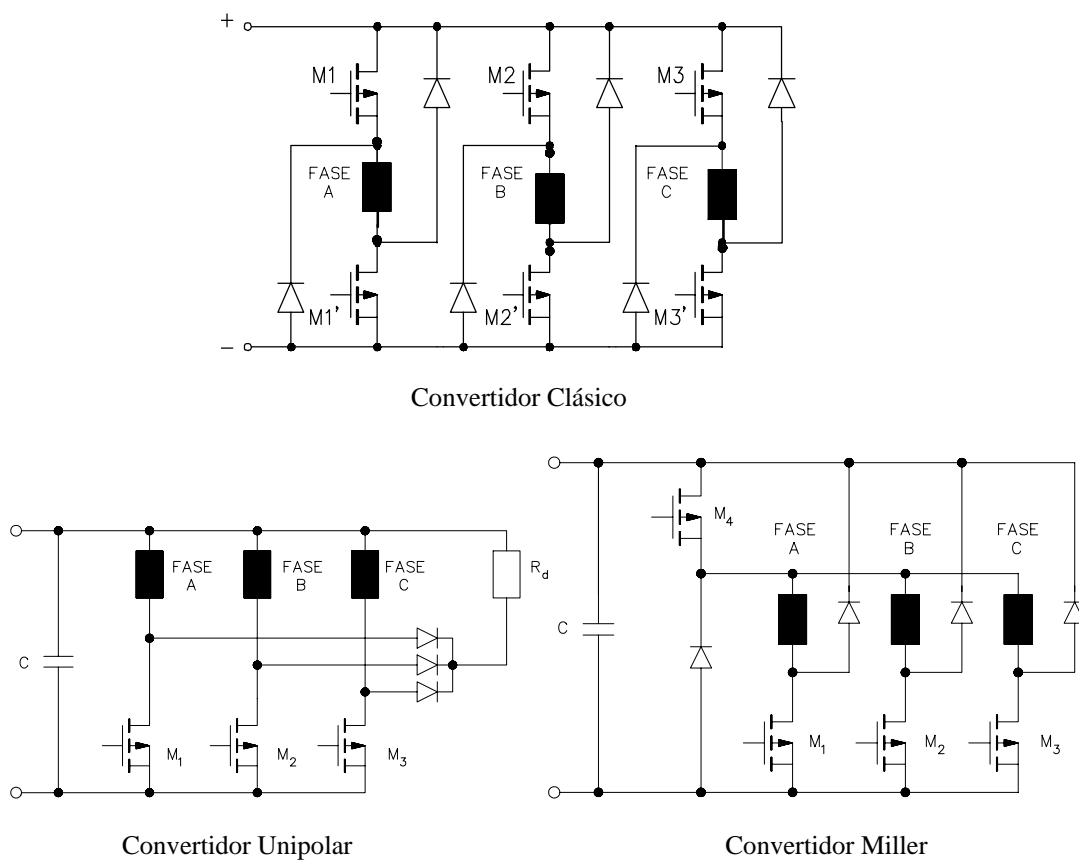


Figura I.4.3: Topologías de los convertidores estáticos (3 fases).

En el convertidor Unipolar, la resistencia de descarga R_d se puede sustituir por un diodo Zener y mejorar en algunas condiciones determinadas el comportamiento del conjunto.

La detección de la posición del rotor se puede efectuar mediante optointerruptores asociados a un disco ranurado acoplado al eje del motor (ver figura I.4.4). La disposición de los optointerruptores, así como el número y características de las ranuras del disco (ángulos α , β , γ), dependerán de las condiciones de funcionamiento y de la estructura electromagnética elegida [BEC93]. A partir de las señales de éstos optointerruptores y a través de un convertidor frecuencia-tensión se puede obtener la velocidad del motor. Existe también la posibilidad de realizar dicha detección mediante un *Encoder*.

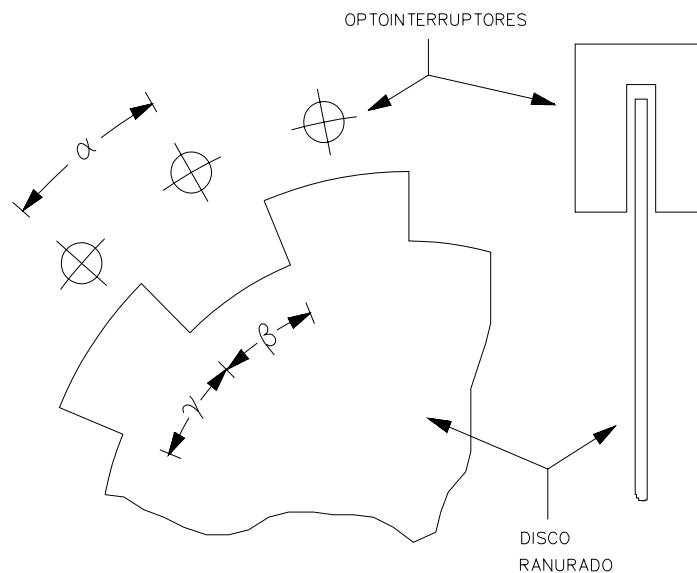


Figura I.4.4: Disposición de los optointerruptores respecto del disco ranurado acoplado al eje del motor.

En la tabla I.4.1 se presenta como ejemplo los ángulos característicos en la disposición del disco ranurado y de los optointerruptores para las configuraciones más habituales con 3 y 4 fases.

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 (α)		30°	15°	15°
Angulo ranura (β)		45°	22,5°	22,5°
Angulo diente (γ)		45°	22,5°	37,5°

Tabla I.4.1: Configuración de los optointerruptores y del disco ranurado en diversas estructuras.

La secuencia de conmutación se generará a partir de las señales de los optointerruptores mediante dispositivos lógicos según la estructura elegida, que pueden incorporar las funciones asociadas de inhibición, inversión del sentido de giro y frenado.

El bloque de control puede constar de un bucle externo de velocidad y de uno interno de corriente. El regulador de velocidad se puede implementar a partir de un regulador PI, mientras que el de corriente se puede implementar a partir de un regulador de histéresis. Las estrategias de control que pueden incorporarse son de pulso único para obtener la característica natural de funcionamiento del motor, o bien un control a corriente constante mediante histéresis o PWM para un funcionamiento a par constante.

En la figura I.4.5 se puede ver una estructura más completa del conjunto del accionamiento con las diferentes partes constitutivas.

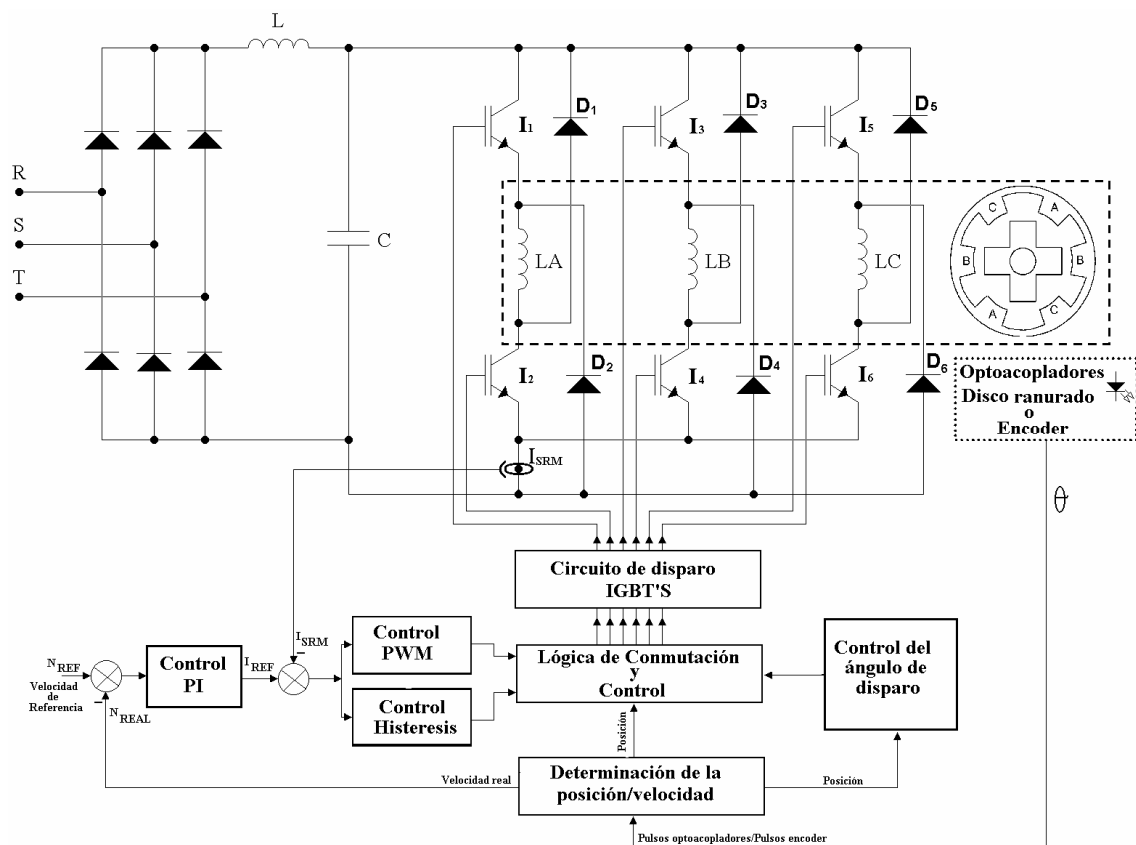


Figura I.4.5: Estructura general del accionamiento.

I.5 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.

Para ver el funcionamiento del SRM utilizaremos como ejemplo una estructura electromagnética 6/4 y una topología de convertidor estático tipo Clásico [CAS94].

En la figura I.5.1 se observa que, para conseguir que el rotor gire hacia la derecha, los sensores de posición han de proporcionar a la lógica de control la información adecuada para que ésta ejecute la orden de excitar la fase A, es decir, se tendrán que cerrar los interruptores M1 y M1' del convertidor, en este caso Power Mosfet's, aproximadamente en el instante en que la inductancia de la fase A tenga una evolución creciente, ya que durante todo el tiempo en que gire el motor, para que proporcione par, la inductancia ha de seguir esta evolución. La conducción de la fase A durará, aproximadamente, el tiempo que tardará el motor en girar un ángulo correspondiente al llamado ángulo de paso del motor (ε), instante en que la fase A llegará a la posición de alineamiento y se acabará la evolución creciente de la inductancia. El ángulo de paso viene dado por la expresión siguiente:

$$\varepsilon = \frac{360}{N_r m} \quad (\text{I.5.1})$$

En este ejemplo, el ángulo de paso es de 30°.

A continuación se provoca la apertura de los interruptores M1 y M1', los diodos pasan a conducir y imponen una tensión negativa en bornes de la fase A. De esta manera la corriente va disminuyendo hasta que llega a anularse.

Posteriormente se procede de la misma forma excitando la fase B, cerrando los interruptores M2 y M2', y posteriormente se excita la fase C cerrando los interruptores M3 y M3'. Así se completa el llamado ciclo rotórico (τ), igual a $360^\circ/N_r$, que en este ejemplo será de 90° (ver figura I.5.1). A continuación se va repitiendo el ciclo anterior excitando correlativamente las fases A, B y C con los intervalos comentados.

La frecuencia de conmutación necesaria (f) para que el rotor gire a una determinada velocidad (n), será de:

$$f (\text{Hz}) = \frac{N_r n (\text{min}^{-1})}{60} \quad (\text{I.5.2})$$

Aunque este funcionamiento puede recordar claramente el motor paso a paso de reluctancia variable, han de destacarse dos diferencias básicas: la primera es la necesidad de conocer en todo momento la posición del rotor para conseguir así una adecuada secuencia de excitación que permita un giro sincronizado, y la segunda que el

motor puede presentar rendimientos elevados y un buen comportamiento en accionamientos a velocidad variable con adaptabilidad a diferentes tipos de cargas.

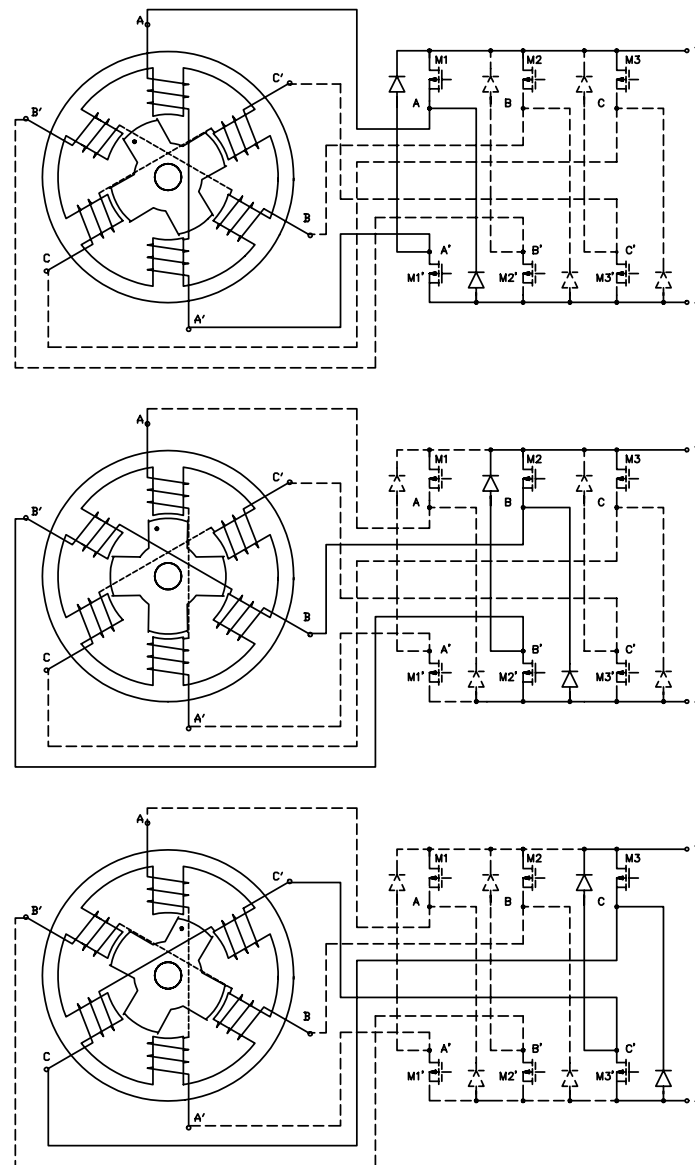


Figura I.5.1: Conmutación de las fases del motor en función de la posición del rotor.

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 I.5.2 se representa una evolución idealizada y lineal de las inductancias del motor, su correspondencia con 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 no se puede ni establecer ni anular

instantáneamente y, además, dependerá del instante en que se inicia 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), así como de la duración del periodo de conducción en cada fase (llamado ángulo de conducción).

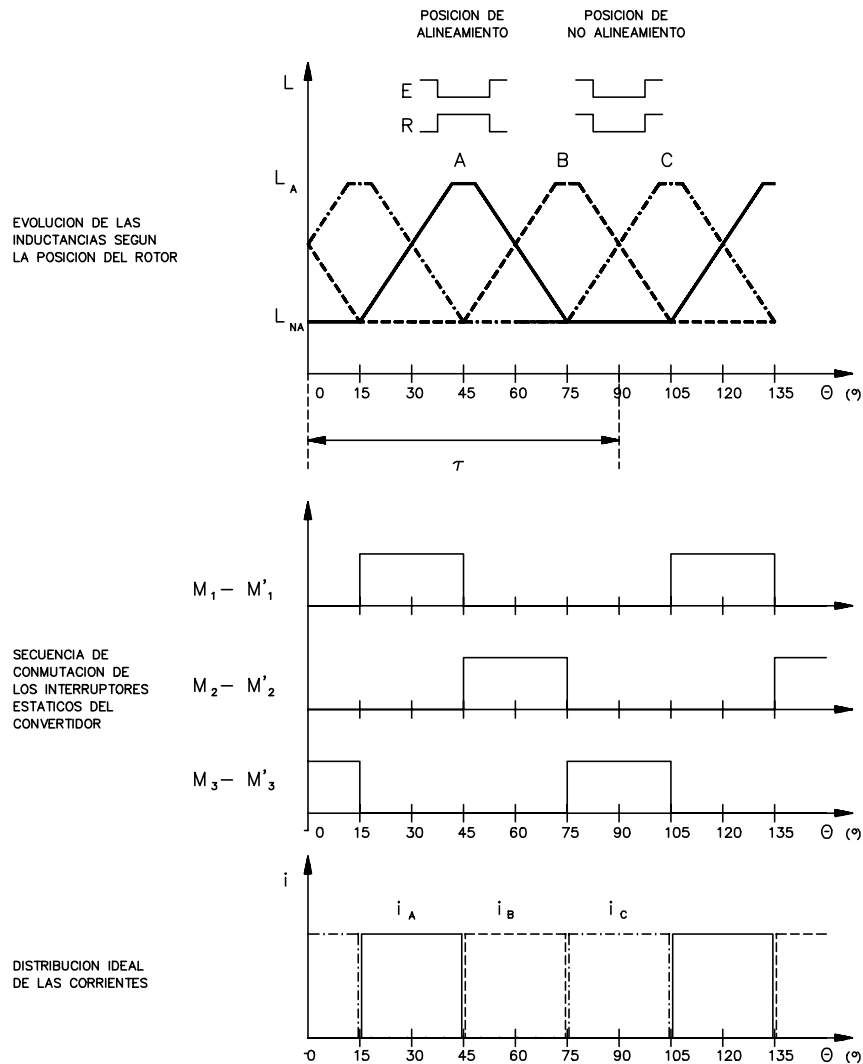


Figura I.5.2: Evolución de las inductancias, de la secuencia de conmutación y de las corrientes de forma idealizada.

Como ejemplo, en la figura I.5.3 puede observarse la influencia del inicio de la conmutación en la forma de onda de la corriente de fase, mientras que en la figura I.5.4 se presenta la evolución de la corriente en un control a corriente constante, para destacar las diferencias respecto a la forma rectangular idealizada.

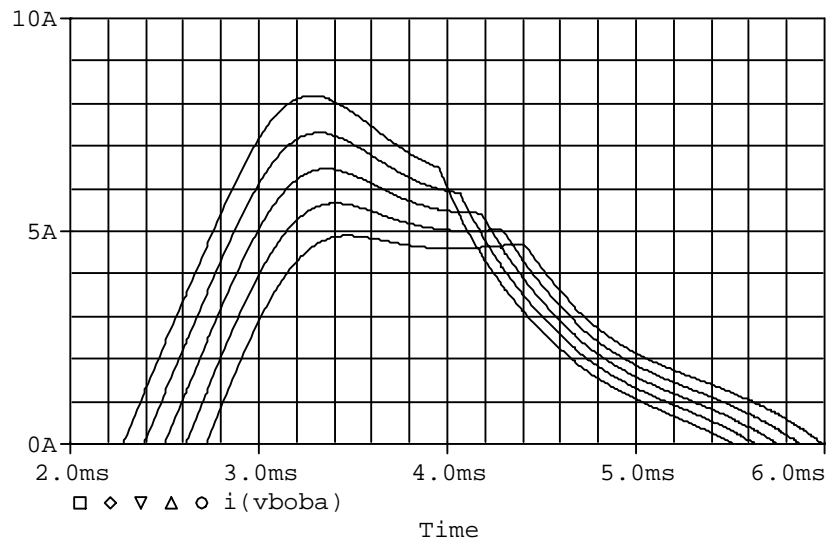


Figura I.5.3: Variación de la corriente de fase según el inicio de la conducción.

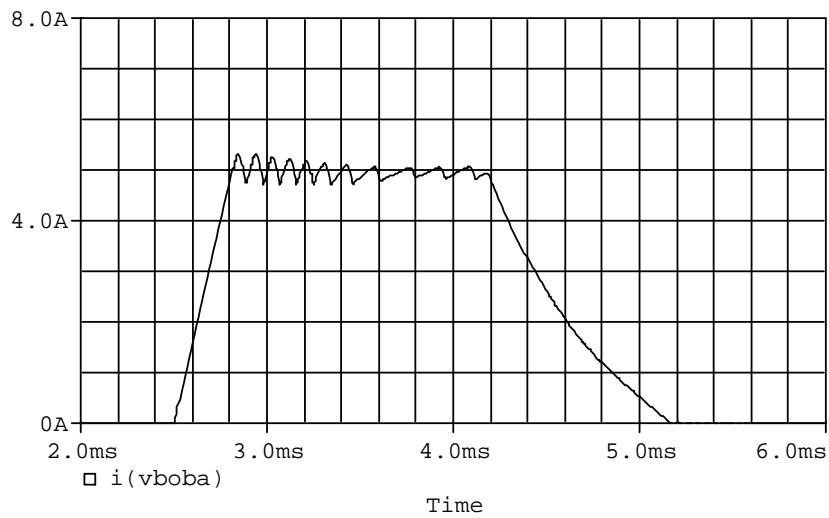


Figura I.5.3: Evolución de la corriente de fase con control a corriente constante.

I.6 PRODUCCION DEL PAR.

La ecuación característica en cada fase de la máquina en conducción viene dada por:

$$U = R \cdot i + \frac{d\psi}{dt} \quad (\text{I.6.1})$$

donde:

U = tensión de alimentación.

R = resistencia de fase.

i = corriente de fase.

ψ = flujo concatenado de fase.

I.6.1 MAQUINA NO SATURADA.

Si se considera la hipótesis de máquina no saturada podemos representar el flujo concatenado como:

$$\psi = L(\theta) \cdot i \quad (\text{I.6.1.1})$$

donde L es la inductancia, función de la posición rotórica (θ).

En estas condiciones, el par viene definido por:

$$M = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot i^2 \quad (\text{I.6.1.2})$$

Según la ecuación anterior se observa que el par se produce por la tendencia del circuito magnético a adoptar la posición de mínima reluctancia. El par es pulsante e independiente del sentido de la corriente, cuestión que permite simplificar el convertidor estático si se desea.

El par generado puede ser motor o de frenado según el signo de la derivada $dL/d\theta$. Así pues, si se excita la fase cuando su inductancia crece obtendremos un par motor, y si la excitamos cuando la inductancia decrece obtendremos un par de frenado.

I.6.2 CARACTERISTICA PAR-VELOCIDAD.

A partir de las ecuaciones anteriores, efectuamos un análisis cualitativo planteando las hipótesis siguientes:

- máquina no saturada.
- resistencia de fase despreciable.
- forma de onda rectangular de la corriente durante el ángulo de conducción θ_c , cubriendo una tercera parte del ciclo rotórico τ , figura I.6.2.1.

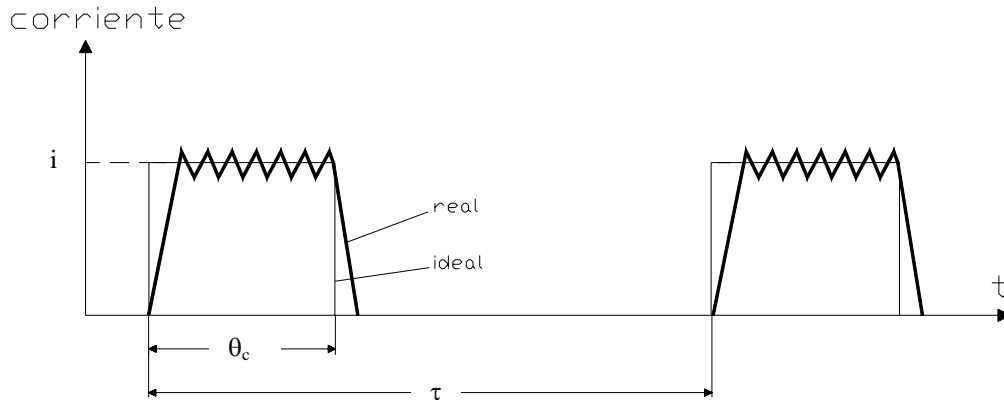


Figura I.6.2.1: Consideración de corriente ideal respecto de la corriente real, durante el ángulo de conducción θ_c .

A partir de la ecuación I.6.1 tendremos:

$$U = R \cdot i + \frac{d\psi}{dt} = R \cdot i + L \frac{di}{dt} + i \cdot \omega \cdot \frac{dL}{d\theta} \quad (I.6.2.1)$$

donde $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ es la velocidad en rad/s.

Con las hipótesis definidas, podemos escribir:

$$U \approx i \omega \frac{dL}{d\theta} \approx i \omega \ell \quad (I.6.2.2)$$

donde $\ell = \frac{dL}{d\theta}$.

Para el cálculo del par medio, procederemos como sigue:

$$M_{\text{medio}} = m \left[\frac{1}{T} \int_0^T M d\theta \right] = m \left[\frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} d\theta \right] = \frac{m}{2} \ell \frac{1}{T} \left[\int_0^T i^2 d\theta \right] \quad (I.6.2.3)$$

Introduciendo el valor de corriente eficaz, I_{rms} :

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{\tau} \int_0^{\theta_c} i^2 d\theta} = \sqrt{\frac{\theta_c}{\tau} i^2} = i \left(\frac{\theta_c}{\tau} \right)^{1/2} \quad (I.6.2.4)$$

el par medio que proporciona el motor se puede representar como la expresión siguiente:

$$M_{\text{medio}} = \frac{m}{2} \cdot \left(\frac{U}{\omega} \right)^2 \cdot \frac{1}{\ell} \cdot \frac{\theta_c}{\tau} \quad (I.6.2.5)$$

Del análisis de esta expresión se derivan diversas posibilidades de operación:

a) Característica natural.

$$U = \text{cte} \quad \text{y} \quad \theta_c = \text{cte} \quad (\text{ángulo de conducción constante})$$

$$M_{\text{medio}} = \frac{k}{\omega^2} \quad P = \frac{k}{\omega}$$

b) Característica de par constante.

$$\frac{U}{\omega} = \text{cte} \quad \text{ó} \quad i = \text{cte} \quad \text{y} \quad \theta_c = \text{cte} \quad (\text{ángulo de conducción constante})$$

$$M_{\text{medio}} = k \quad P = k\omega$$

c) Característica de potencia constante.

$$U = \text{cte} \quad \text{y} \quad \theta_c = c \omega \quad (\text{ángulo de conducción proporcional a la velocidad})$$

$$M_{\text{medio}} = \frac{k}{\omega} \quad P = k$$

Estas características pueden darse por separado o bien combinadas en un mismo accionamiento, como se observa en la figura I.6.2.2. En este caso en el margen de velocidades bajas hasta ω_b (velocidad base, velocidad más elevada en que a través de la tensión máxima podemos obtener el par nominal), el funcionamiento es a par constante. Entre ω_b y ω_c trabajará a potencia constante (y se incrementará el ángulo de conducción, aunque no es aconsejable aumentarlo por encima de $\theta_c = \tau/2$). Para velocidades superiores a ω_c el accionamiento seguirá la característica natural de los motores de reluctancia autoconmutados.

A velocidades muy bajas se puede obtener un incremento del par si se mantiene la tensión constante y se incrementa la corriente, como consecuencia de que las pérdidas en el hierro son más pequeñas, tal como se indica en la figura I.6.2.2 con la línea discontinua.

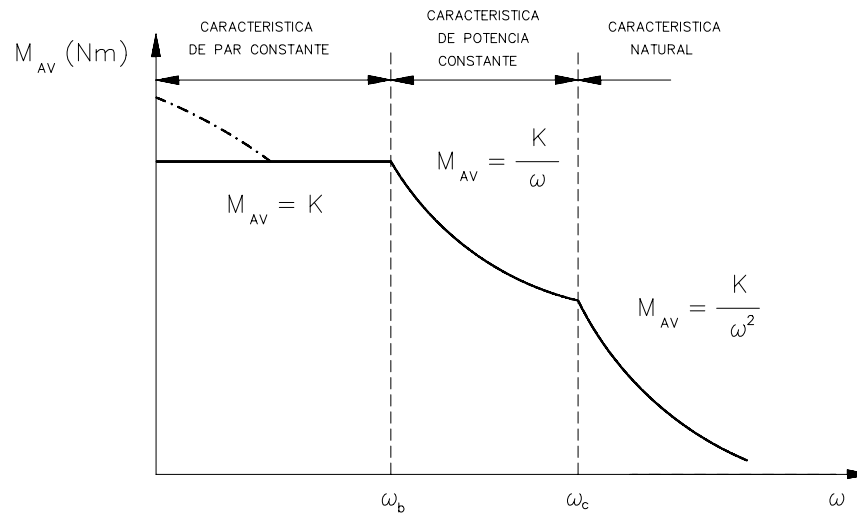


Figura I.6.2.2: Posibilidades de operación del SRM.

Los tipos de control más utilizados son:

- Control de pulso único (*single pulse*): se mantiene constante el pulso de control para la conducción de cada fase durante todo el ángulo de conducción. Habitualmente se utiliza un ángulo de conducción igual al ángulo de paso del motor, aunque su variación permite un funcionamiento a potencia constante. Si el ángulo de conducción no se modifica, se obtiene la característica de funcionamiento natural.
- Control de histéresis: se fija una referencia de corriente según el par constante deseado, y se compara la corriente real con la corriente de referencia. El resultado de dicha comparación constituye la entrada de un regulador de histéresis en el que se puede variar la ganancia de la corriente entre unos valores máximo y mínimo (banda de histéresis) que se prefijen.
- Control PWM (*pulse width modulation*): se utiliza también en el funcionamiento a par constante según una corriente de referencia. Se compara la corriente real con la corriente de referencia, y el error obtenido entre estas corrientes se compara con la señal obtenida de un generador de señal triangular. El resultado de la comparación son los pulsos PWM que se aplicarán al circuito de conmutación y control. En este caso la corriente no tiene una evolución tan rectangular como con el control de histéresis.

En los estudios posteriores sobre el funcionamiento del SRM, nos centraremos prácticamente en el comportamiento con control de pulso único y con control de histéresis, para obtener así las características de funcionamiento natural y de par constante.

I.6.3 MAQUINA SATURADA.

En una primera aproximación, considerar la máquina no saturada puede ayudar a la comprensión de su funcionamiento, pero en realidad el SRM es una máquina que acostumbra a trabajar con fuertes saturaciones. Así pues, para evaluar el flujo concatenado debe considerarse que la inductancia depende también de la corriente que circula por la fase (ver figura I.6.3.1).

Esto implica que para poder evaluar el comportamiento de la máquina se tenga que utilizar las curvas características de flujo concatenado en función de la corriente y de la posición, $\psi = \psi(i, \theta)$, donde para la posición de no alineamiento y ángulos próximos estas curvas son prácticamente lineales, pero en la zona de alineamiento entre los polos presentan fuertes saturaciones (ver figura I.6.3.2).

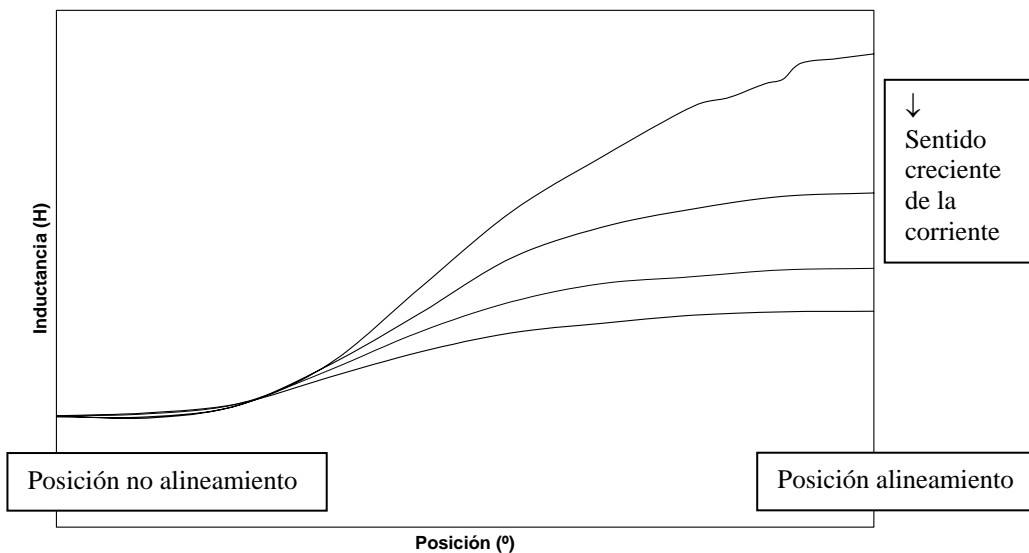


Figura I.6.3.1: Curvas de inductancia en función de la posición para diferentes corrientes.

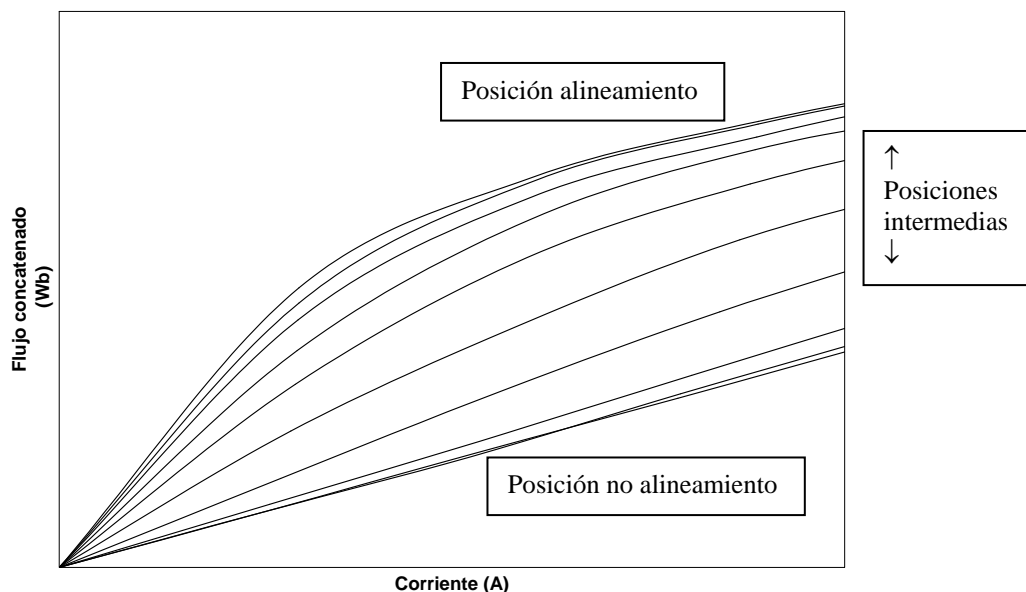


Figura I.6.3.2: Curvas de flujo concatenado en función de la corriente para diferentes posiciones.

Estudio de la obtención del par.

Para la obtención del par, consideraremos inicialmente el SRM como un sistema reluctante a partir de la estructura electromagnética básica, a base de material ferromagnético, de la figura I.6.3.3:

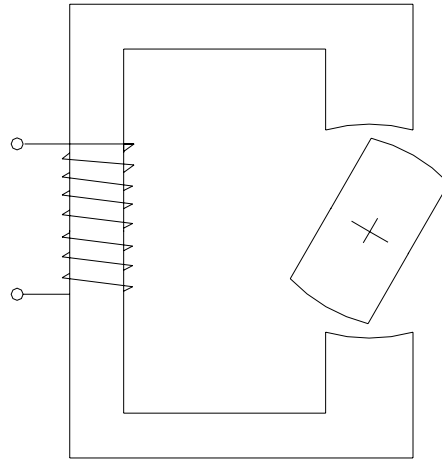


Figura I.6.3.3: Estructura electromagnética reluctante básica.

En la parte fija, estator, se ha enrollado una bobina de N espiras alimentada de una fuente de energía eléctrica. En estas condiciones, la energía convertida en mecánica puede expresarse mediante [NAG00]:

$$dW_{\text{mec}} = dW_{\text{elec}} - dW_{\text{am}} \quad (\text{I.6.3.1})$$

donde:

dW_{mec} = diferencial de energía mecánica.

dW_{elec} = diferencial de energía eléctrica.

dW_{am} = diferencial de energía almacenada en el campo magnético.

Considerando que:

$$dW_{\text{elec}} = (U - R \cdot i) \cdot i \, dt = e \cdot i \, dt \quad (\text{I.6.3.2})$$

Aplicando la ley de Faraday, según la cual la tensión inducida en los bornes de la bobina es la variación temporal del flujo concatenado, obtenemos:

$$e = \frac{d\psi}{dt} \quad (\text{I.6.3.3})$$

Por lo que quedará:

$$dW_{\text{elec}} = i \, d\psi \quad (\text{I.6.3.4})$$

Como el dispositivo es un convertidor electromecánico rotativo:

$$dW_{\text{mec}} = M \, d\theta \quad (\text{I.6.3.5})$$

Por tanto:

$$dW_{\text{am}} = i \, d\psi - M \, d\theta \quad (\text{I.6.3.6})$$

Puesto que se trata de un convertidor conservativo, no hay pérdidas en el sistema de almacenamiento de energía magnética que enlaza el sistema eléctrico y el sistema mecánico, la energía magnética almacenada (W_{am}) es una función de estado determinada únicamente por las variables de estado flujo concatenado (ψ) y posición (θ). En algunas ocasiones resulta más conveniente introducir una nueva función de estado, denominada coenergía y que notaremos mediante $W'(i,\theta)$, definida mediante:

$$W'(i, \theta) = i \cdot \psi - W_{am}(\psi, \theta) \tag{I.6.3.7}$$

Diferenciando la ecuación anterior obtenemos:

$$dW'(i, \theta) = i \cdot d\psi + \psi \cdot di - dW_{am}(\psi, \theta) \tag{I.6.3.8}$$

Sustituyendo la ecuación I.6.3.6 en la I.6.3.8:

$$dW'(i, \theta) = i \cdot d\psi + \psi \cdot di - i \cdot d\psi + M \cdot d\theta \tag{I.6.3.9}$$

Como la diferencial de la coenergía respecto de las variables de estado puede escribirse como:

$$dW'(i, \theta) = \frac{\partial W'(i, \theta)}{\partial i} di + \frac{\partial W'(i, \theta)}{\partial \theta} d\theta \tag{I.6.3.10}$$

identificado miembro a miembro las ecuaciones I.6.3.9 y I.6.3.10 se llega a:

$$\psi = \left[\frac{\partial W'(i, \theta)}{\partial i} \right]_{\theta = \text{constante}} \tag{I.6.3.11}$$

$$M = \left[\frac{\partial W'(i, \theta)}{\partial \theta} \right]_{i = \text{constante}} \tag{I.6.3.12}$$

La ecuación I.6.3.12 proporciona el par instantáneo en términos de la derivada parcial de la coenergía respecto a la posición, para una corriente constante.

La energía almacenada en el campo magnético se representa en el área indicada en la figura I.6.3.4, y puede expresarse como sigue:

$$W_{am} = \int_0^\psi i(\psi, \theta) d\psi \tag{I.6.3.13}$$

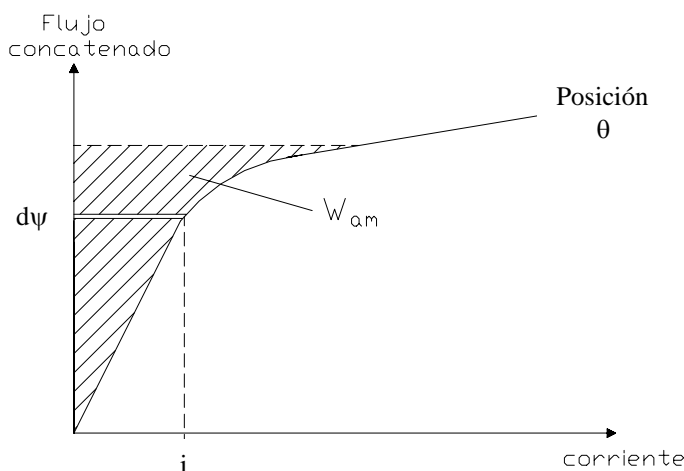


Figura I.6.3.4: Representación de la energía almacenada en el campo magnético.

La coenergía (W') puede expresarse como el área complementaria a la energía almacenada en el campo magnético en el plano flujo concatenado-corriente, indicada en la figura I.6.3.5, y puede integrarse para una determinada posición:

$$W' = \int_0^i \psi(i, \theta) di \tag{I.6.3.14}$$

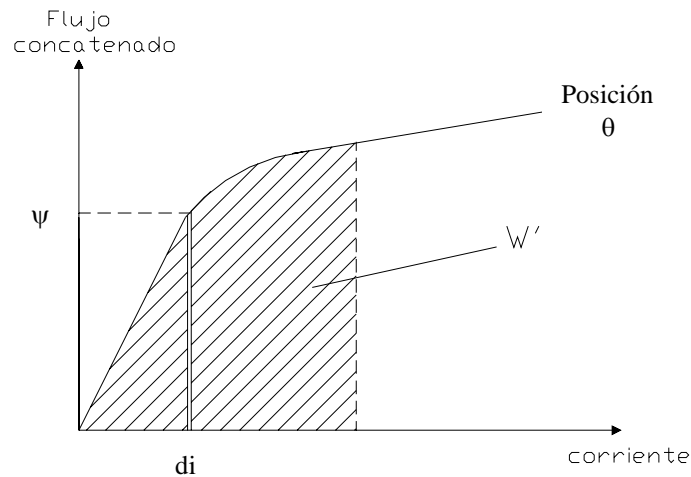


Figura I.6.3.5: Representación de la coenergía en el campo magnético.

Un SRM no es más que la superposición de varias estructuras electromagnéticas como la de la figura I.6.3.3, en las que las diferentes bobinas se alimentan en el instante y en la secuencia oportuna para proporcionar un par unidireccional y un arranque sin problemas, para lo cual basta con una estructura trifásica (fases A,B,C) como la de la figura I.6.3.6.

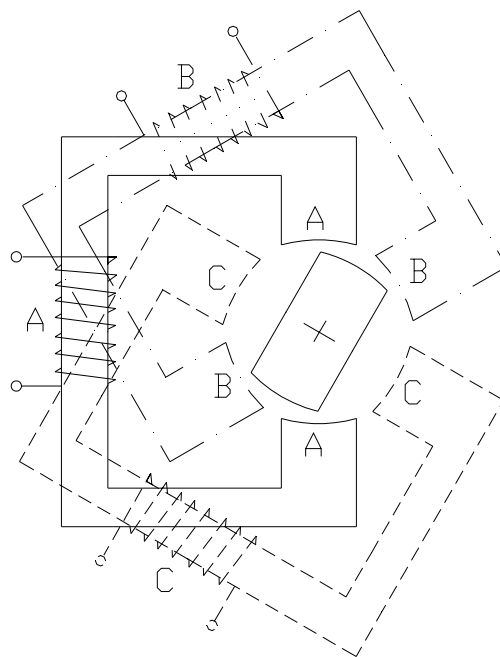


Figura I.6.3.6: Estructura electromagnética trifásica básica.

La estructura de la figura I.6.3.6 se modifica para adquirir la configuración práctica presentada en los capítulos anteriores (ver figura I.4.2), que para tres fases puede realizarse con una corona estática con seis polos (figura I.6.3.7) y una corona rotórica con cuatro polos (figura I.6.3.8).

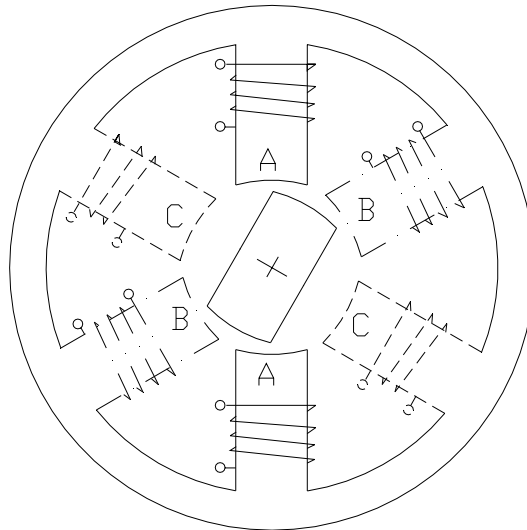


Figura I.6.3.7: Estructura electromagnética con la corona estática de 6 polos.

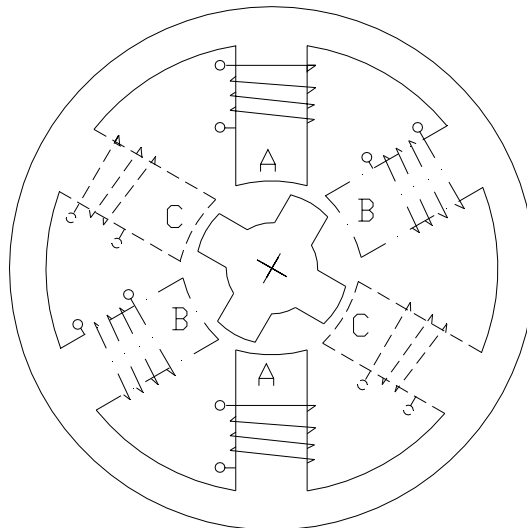


Figura I.6.3.8: Estructura electromagnética con la corona rotórica de 4 polos.

En el SRM aparecen niveles muy bajos de acoplamiento magnético entre fases, por tanto la superposición de los pares individuales de las m fases proporciona el par mecánico interno total [VAS98]:

$$M = \sum_{i=1}^m \left[\frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^i \psi(i, \theta) di \right]_{i=cte} \tag{I.6.3.15}$$

El par medio se determinará por el área comprendida en la trayectoria del flujo concatenado (W), llamada ciclo de conversión de energía (ver figura I.6.3.9), que representa la cantidad de energía mecánica conseguida en un *stroke* (desplazamiento del rotor provocado en cada cambio de la secuencia de conmutación de las fases). El par mecánico interno en valor medio, M_{mi} , es:

$$M_{mi} = \frac{m \cdot N_r}{2\pi} \cdot W \quad (I.6.3.16)$$

donde $m \cdot N_r$ es el número de *strokes* en cada revolución.

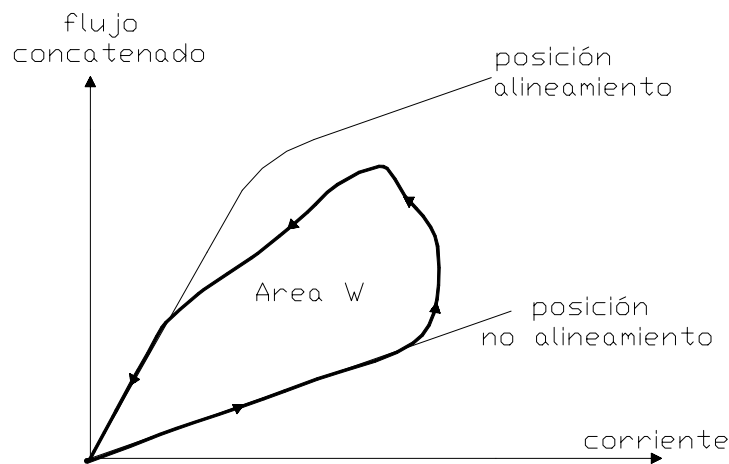


Figura I.6.3.9: Representación de la trayectoria del flujo concatenado durante el ciclo de energía.

Se observa claramente que el par medio depende del área W , y ésta puede incrementarse adoptando criterios de diseño que permitan conseguir relaciones entre la inductancia máxima y la inductancia mínima elevadas, circunstancia que mejora con:

- fuertes saturaciones en la máquina para la posición alineada (por ejemplo, utilizando materiales magnéticos con mayor inducción de saturación).
- elevadas pendientes en la zona lineal para el flujo concatenado en la posición alineada (por ejemplo, utilizando materiales magnéticos con una mayor permeabilidad relativa en la zona de no saturación del material).
- reducidas pendientes para el flujo concatenado en la posición no alineada (por ejemplo, con un diseño adecuado del circuito magnético).

En el motor de reluctancia es interesante introducir la relación denominada ratio de conversión de la energía, E.C. (*energy conversion ratio*), que es la relación entre la energía convertida en mecánica y la energía eléctrica suministrada por la alimentación. El área R indicada en la figura I.6.3.10 representa la energía retornada hacia la alimentación cuando se produce la conmutación. La suma de las áreas $W+R$ tiene una

influencia directa sobre la dimensión del convertidor que se utilice [MIL85], y el cálculo de E.C. viene dado por la siguiente expresión:

$$E.C. = \frac{W}{W+R} \tag{I.6.3.17}$$

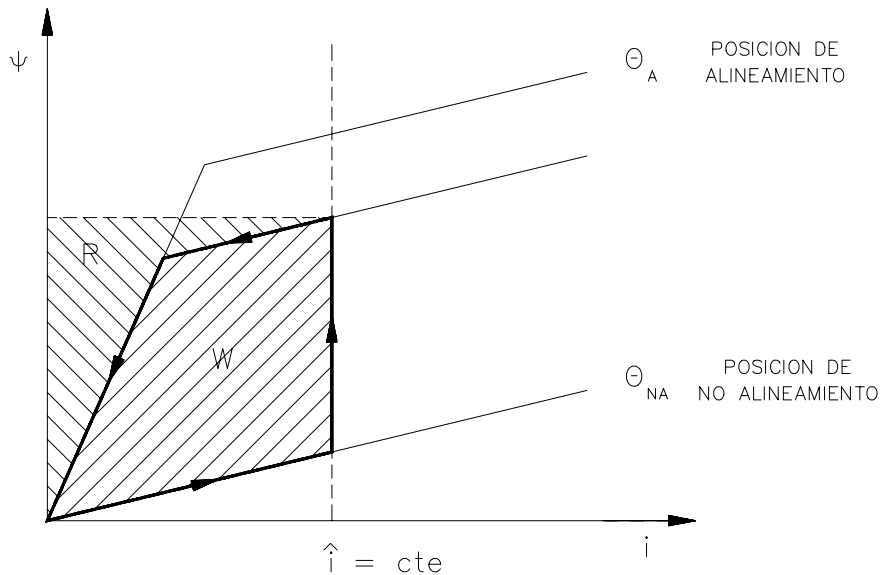


Figura I.6.3.10: Ciclo de conversión de energía, idealizado para $i=constante$, durante un *stroke*.

El ratio E.C. aumenta cuando la máquina trabaja con saturaciones elevadas. Muchos autores han comparado el ratio de conversión de energía de los SRM con el factor de potencia de las máquinas de corriente alterna [HAR91].

Se observa claramente que un comportamiento lineal del motor implica conseguir un área W netamente superior, sin embargo también se incrementa el área $W+R$ y por tanto las necesidades del producto tensión por corriente (VA). La saturación disminuye, para un mismo valor de corriente, la cantidad de energía convertida en mecánica y, por tanto, el motor deberá ser más algo más grande que en el caso de que hubiera linealidad, pero por otra parte reduce de forma importante el tamaño del convertidor estático que ha de alimentarlo.

El dimensionamiento del SRM, en consecuencia, requiere de un diseño muy escrupuloso de su circuito magnético, tarea para la que ha de recurrirse a programas de simulación de la estructura electromagnética mediante elementos finitos, y de un estudio y de un ajuste muy preciso de su control.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.

[AND97] P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "La enseñanza de los accionamientos eléctricos hoy". V Congrés Universitari sobre innovació metodològica en els ensenyaments tècnics, 25-27 de Septiembre 1997, Barcelona.

[BAR99] F.J. Bartos. "Forward to the past with SR technology". Control Engineering, Noviembre-Diciembre 1999, pp 38-44.

[BAU78] H. Bausch, B. Rieke. "Speed and torque control of thyristor-fed reluctance motors". Proceedings ICEM, 1978, Viena.

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

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

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

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

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

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

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

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

- [**LAW92**] P.J. Lawrenson. "Switched reluctance drives: a perspective". ICEM 1992.
- [**MIL85**] T.J.E. Miller. "Converter Volt-Ampere requirements of the switched reluctance drive". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, N° 5, Septiembre-Octubre 1985, pp 1136-1144.
- [**MIL89**] T.J.E. Miller. "Brushless permanent magnet and reluctance motor drives". Clarendon Press, Oxford 1989.
- [**MIL93**] T.J.E. Miller. "Switched reluctance motors and their control". Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford 1993.
- [**MOG91**] H. Moghbelli, G.E.Adams and R.G. Hoft. "Performance of a 10 HP-Switched reluctance motor and comparison with induction motors". IEEE Transactions, Vol. IA-27, N° 3, Mayo-Junio 1991, pp 531-538.
- [**MUL94**] B. Multon. "Nouvelles possibilités avec les moteurs à alimentation électronique". RGE, N° 1, 1994, pp 11-19.
- [**NAS69**] S.A. Nasar. "DC Switched reluctance motor". IEE Proceedings, Vol.116, N° 6, 1969.
- [**NAG00**] N. J. Nagel, R.D. Lorenz. "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, Mayo-Junio 2000, pp 714-722.
- [**TOR98**] M. Torrent, E. Martínez, P. Andrada. "Accionaments elèctrics i estalvi d'energia". 2^{es} Jornades Tècniques sobre Energia. 19-20 de Novembre 1998, Barcelona.
- [**UNN74**] L.E. Unnewehr, W.H. Koch. "An axial air-gap reluctance motor for variable-speed applications". IEEE Transactions, PAS-93, pp 367-376, 1974.
- [**VAS98**] P. Vas. "Sensorless vector and direct torque control". Oxford Science publications. Oxford University Press, 1998.
- [**VUK91**] Vukosavic, Stefanovic. "SRM inverter topologies: a comparative evaluation". IEEE Transactions on Industrial Applications. Vol. 27, N° 6, Noviembre-Diciembre 1991, pp 1034-1047.

CAPITULO II

INTRODUCCION AL DISEÑO DE MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS

Capítulo II.1: Antecedentes.

Capítulo II.2: Criterios básicos de diseño de la estructura electromagnética.

Capítulo II.3: Diseño y construcción de motores de reluctancia autoconmutados.

Capítulo II.4: Caracterización magnética utilizando métodos analíticos, numéricos y experimentales.

Referencias bibliográficas.

II.1 ANTECEDENTES

Los motores de reluctancia autoconmutados han generado un gran interés en los últimos años dentro de la comunidad universitaria y en el mundo industrial, principalmente a partir de la década de los ochenta. En el año 1979 W.F.Ray y R.M.Davis [RAY79] presentan un trabajo sobre convertidores diseñados para accionamiento del SRM y en el año 1980 P.J.Lawrenson, J.M.Stephenson, P.T.Blenkinsop, J.Corda y N.N.Fulton [LAW80] presentan una comunicación de alcance muy general sobre el SRM y sus posibilidades. En referencia a su diseño, en el año 1982 aparece un artículo de Byrne [BYR82] donde se proporcionan pautas de diseño para motores de 10 kW y aplicaciones de cabezal. En el año 1984 el equipo formado por W.F. Ray, R.M. Davis, P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, N.N. Fulton y R.J. Blake [RAY84] presentan algunas indicaciones para el diseño del SRM en aplicaciones de tracción. Evidentemente, la experiencia de Lawrenson como fundador de la empresa SRDL es determinante, ya que los diseños van dirigidos hacia motores de diversas potencias. En el año 1985 empieza a destacar la aportación de T.J.E. Miller, tanto en los aspectos referentes al análisis del funcionamiento del motor como en el estudio del conjunto motor-convertidor-control, trabajo que finalmente culminó con la publicación de un libro específico sobre el SRM, en 1993 [MIL93]. En el año 1988 el equipo formado por R. Krishnan, R. Arumugan y J.F. Lindsay [KRI88] presentan aportaciones valiosas para el dimensionamiento de la geometría electromagnética y el equipo formado por Y. Takeda, S. Ishikawa, T. Hirasa y H. Takechi [TAK88] utilizan una estructura de flujo axial para el SRM.

Ya en la década de los noventa, otros autores han efectuado trabajos importantes en el campo del diseño, como el de A.R. Miles en que se hace referencia a motores de tensiones y potencias elevadas [ARM91], el de B.C. Mecrow que se centra en las configuraciones con bobinas de paso diametral [MEC96], los de A. Michaelides y C. Pollock en la línea de diseñar motores con rendimientos más elevados [MIC95], el de R.M. Davis que introduce estructuras del rotor anisotrópicas [DAV92], los de M. Crivii y M. Jufer que utilizan estructuras con diversos *stacks* de forma similar a los motores paso a paso [CRI98], el de J. Corda que hace un primer intento de evaluar la influencia del número de espiras en el funcionamiento del motor [COR97], el de M.E. Harris y T.J.E. Miller que efectúan comparaciones en el diseño entre el SRM y el motor de inducción [HAR91], así como el de A.V. Radun [RAD95] y el de T.S. Low, H. Lin y S. Chen que proporcionan abundantes relaciones geométricas para el dimensionamiento [LOW95]. Recientemente, M.N. Anwar, I. Husain y A.V. Radun han realizado también valiosas aportaciones en referencia al establecimiento de una metodología específica de diseño [ANW00].

Hay que destacar que de forma paralela a los aspectos de diseño también han evolucionado las técnicas de cálculo y simulación directamente relacionadas,

principalmente para resolver problemas de análisis de la máquina en saturación. En este sentido, a principios de los ochenta autores como H.B. Ertan, A. Hugues y P.J. Lawrenson utilizaron métodos numéricos [ERT80] y R. Arumugan, D.A. Lowter, R. Krishnan y J.F. Lindsay en el año 1985 introdujeron el método de los elementos finitos [ARU85]. También T.J.E. Miller junto con M.McGill realiza aportaciones de interés en el análisis con elementos finitos [MIL90], presentando resultados de varias simulaciones efectuadas en diversos artículos y en su libro. Otros autores que han realizado estudios con elementos finitos en el SRM son D.W.J. Pulle y I.R. Petersen [PUL97], resultando de especial interés la aportación de Y. Tang en referencia a la comunión entre caracterización, análisis y diseño de los SRM presentada en el año 1997 [TAN97].

Por lo que respecta a la medida de parámetros en diversas máquinas eléctricas que resulten aplicables directamente a los SRM, son especialmente interesantes los trabajos pioneros presentados por C.V. Jones [JON67], así como los desarrollados por D. Mukhedhar y M. HungSinYin [MUK73]. Ya en la década de los noventa, han de destacarse los trabajos presentados por A. Ferrero y A. Raciti [FER93], así como las aportaciones efectuadas también por T.J.E. Miller.

Como se puede intuir en este rápido repaso donde se ha efectuado una selección de algunos autores destacados, el interés y el trabajo dirigido hacia los SRM se encuentra en plena evolución y lejos de estar en punto muerto, hecho que genera un estímulo y un respeto al abordar algún tipo de trabajo que intente aportar alguna cosa nueva. A pesar de lo expuesto anteriormente, parece ser que en el campo del diseño y la mejora de la estructura electromagnética existen posibilidades de efectuar trabajos interesantes, con el potente apoyo proporcionado actualmente por las herramientas informáticas de cálculo y simulación, sin descuidar el paso por el laboratorio para poder realizar medidas que avalen las simulaciones o los cálculos efectuados teóricamente.

II.2 CRITERIOS BASICOS DE DISEÑO DE LA ESTRUCTURA ELECTROMAGNETICA.

El cálculo de los motores de reluctancia autoconmutados plantea dificultades adicionales a las ya conocidas de las máquinas eléctricas en general, básicamente debidas a la interrelación entre convertidor y motor, y a la influencia que cualquier ligera variación de muchos de los parámetros de la máquina tiene sobre sus características de funcionamiento. El primer paso, como es habitual en todas las máquinas eléctricas, consiste en un dimensionamiento del diámetro interior y de la longitud del estator a partir del par requerido y de especificaciones impuestas por la carga. Nosotros proponemos, como punto inicial del diseño, partir del coeficiente de utilización de la máquina de forma similar a como se realiza en el camino clásico con otras máquinas eléctricas [AND93] [AND97]. Otros autores han optado por otros parámetros, como por ejemplo Miller, que lo inicia a partir del TRV (*torque per unit volume rotor*), a escoger según la aplicación que se quiera dar al motor a partir de una tabla donde se indican los márgenes recomendados para cada caso [MIL93].

Adoptaremos como ejemplo base para establecer los criterios de diseño un motor SRM de tres fases, con las topologías 6/4 y 12/8 para un margen de potencias comprendido entre 0,25 kW y 10 kW, el motor 6/4 de la figura II.2.1, donde se ven indicadas algunas de sus dimensiones geométricas principales.

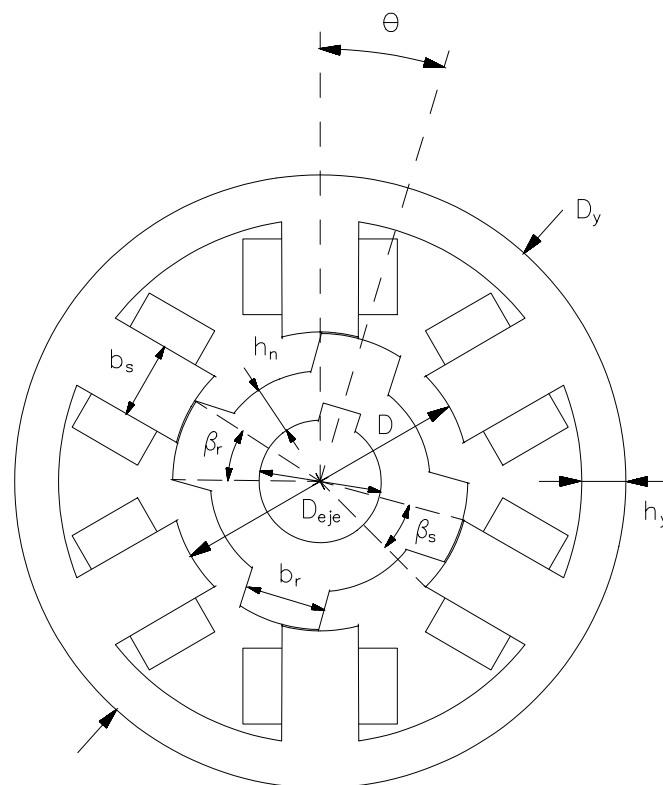


Figura II.2.1: Dimensiones geométricas principales de la estructura electromagnética.

Determinaremos de las dimensiones principales, que son el diámetro interior (D) y la longitud del estator (L), a partir del par necesario y de las especificaciones que impone la carga. Calcularemos el coeficiente de utilización de la máquina (C) a partir de la relación entre el par útil (M_u), el volumen del rotor (V_r) y el rendimiento (η):

$$C = \frac{M_u}{\eta V_r} \tag{II.2.1}$$

$$V_r = \frac{\pi D^2}{4} L \tag{II.2.2}$$

Para relacionar éstos términos con parámetros constructivos y de funcionamiento de la máquina nos basaremos en los trabajos realizados por Miller [MIL93], Harris [HAR91] y Krishnan [KRI88]. Partiremos de un funcionamiento a corriente constante, idealizado y representado en las figuras II.2.2 y II.2.3.

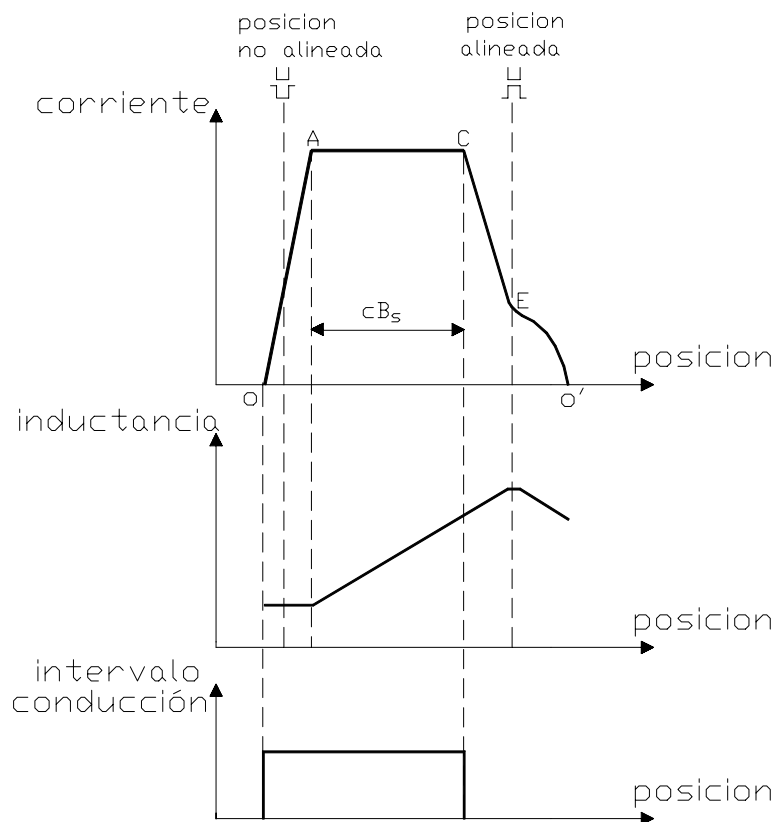


Figura II.2.2: Formas de onda idealizadas de la corriente, de la inductancia y del intervalo de conducción.

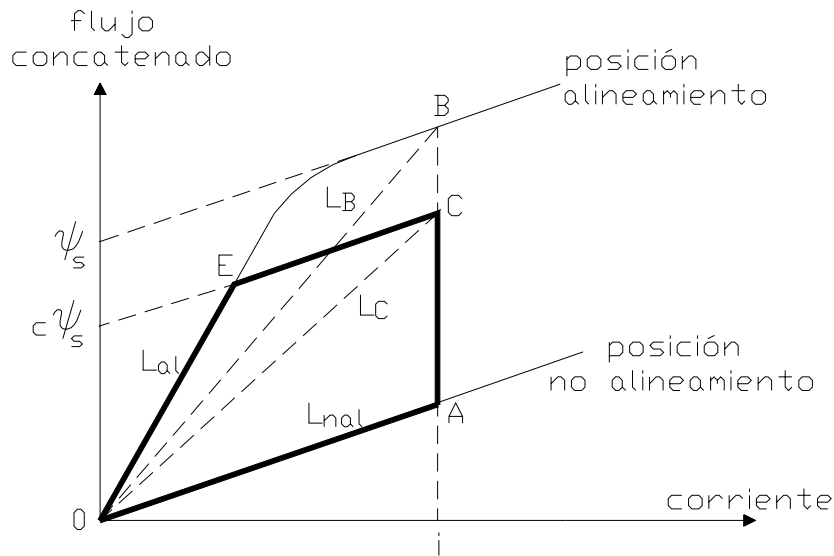


Figura II.2.3: Ciclo de energía idealizado para el modo de funcionamiento previsto.

Partiremos de la ecuación característica en cada fase de la máquina en conducción que viene dada por:

$$U = R \cdot i + \frac{d\psi}{dt} \tag{II.2.3}$$

donde:

U = tensión de alimentación.

R = resistencia de fase.

i = corriente de fase.

ψ = flujo concatenado de fase.

Si consideramos inicialmente la resistencia de fase despreciable:

$$U = \frac{d\psi}{dt} \approx \frac{\Delta\psi}{\Delta t} \tag{II.2.4}$$

Tal como se indica en la figura II.2.2 tendremos:

$$\Delta t = \frac{\theta_{AC}}{\omega} = \frac{c \beta_s}{\omega} \tag{II.2.5}$$

Definiendo los parámetros siguientes según la figura II.2.3:

$$\nu = \frac{L_B}{L_{al}} \quad \text{con } \nu < 1 \tag{II.2.6}$$

$$\lambda = \frac{L_{al}}{L_{nal}} \quad \text{con } \lambda > 1 \tag{II.2.7}$$

podemos escribir:

$$\Delta\psi = c(L_B - L_{nal})i = c(L_{al} \nu - L_{nal})i = cL_{nal} (\lambda \nu - 1)i \tag{II.2.8}$$

Sustituyendo II.2.5 y II.2.8 en II.2.4:

$$U = \frac{\omega L_{\text{nal}} (\lambda v - 1) i}{\beta_s} \quad (\text{II.2.9})$$

y considerando las relaciones II.2.6 y II.2.7:

$$U = \frac{\omega L_B i}{\beta_s} \left(1 - \frac{1}{\lambda v}\right) \quad (\text{II.2.10})$$

El flujo concatenado en la posición alineada lo podemos expresar como sigue:

$$\Psi_s = L_B i = N_F B_{\text{ps}} s_{\text{ps}} \quad (\text{II.2.11})$$

$$s_{\text{ps}} = \frac{\pi D L}{2\pi} \beta_s = \frac{D L}{2} \beta_s \quad (\text{II.2.12})$$

con:

N_F = número de espiras por fase.

B_{ps} = inducción en el polo del estator para la posición alineada.

s_{ps} = sección del polo del estator.

Así, finalmente podemos expresar la tensión de alimentación:

$$U = \omega B_{\text{ps}} N_F \frac{D L}{2} \left(1 - \frac{1}{\lambda v}\right) \quad (\text{II.2.13})$$

Para el cálculo de la potencia absorbida tenemos que:

$$P_{\text{ab}} = m \left[\frac{1}{T} \int_0^T U i dt \right] = \frac{m}{2\pi / N_r} \int_0^{\theta_c} U i d\theta \quad (\text{II.2.14})$$

donde θ_c = ángulo de conducción de los interruptores estáticos.

A partir de II.2.13 y II.2.14 podemos escribir:

$$P_{\text{ab}} = \frac{N_r}{2\pi} m \theta_c \left[\omega B_{\text{ps}} N_F \frac{D L}{2} \left(1 - \frac{1}{\lambda v}\right) \right] i \quad (\text{II.2.15})$$

y introduciendo el término de carga lineal específica (A) tendremos:

$$A = \frac{2 N_F m i}{\pi D} \quad (\text{II.2.16})$$

$$P_{\text{ab}} = \frac{N_r \theta_c}{2\pi} \left[\omega B_{\text{ps}} \left(1 - \frac{1}{\lambda v}\right) \right] V_r A \quad (\text{II.2.17})$$

Denominando γ = ciclo de operación:

$$\gamma = \frac{N_r m \theta_c}{2\pi} \quad (\text{II.2.18})$$

y haciendo $\gamma = 1$, es decir, considerando el ángulo de conducción igual al ángulo de paso (ε) :

$$\theta_c = \varepsilon = \frac{2\pi}{N_r m} \quad (\text{II.2.19})$$

tenemos que:

$$P_{ab} = \frac{\gamma}{m} \left[\omega B_{ps} \left(1 - \frac{1}{\lambda v} \right) \right] V_r A \quad (\text{II.2.20})$$

Así pues podemos escribir:

$$M_u = \frac{P_u}{\omega} = \frac{P_{ab} \eta}{\omega} = \frac{\gamma}{m} \left[B_{ps} \left(1 - \frac{1}{\lambda v} \right) \right] V_r A \eta \quad (\text{II.2.21})$$

Denominando $(1 - r)$ a:

$$(1-r) = \left(1 - \frac{1}{\lambda v} \right) \quad (\text{II.2.22})$$

$$M_u = \frac{\gamma}{m} (1-r) B_{ps} V_r A \eta \quad (\text{II.2.23})$$

con lo que finalmente el coeficiente de utilización de la máquina queda:

$$C = \frac{M_u}{\eta V_r} = \frac{\gamma}{m} (1-r) B_{ps} A \quad (\text{II.2.24})$$

En la expresión anterior aparecen los parámetros inducción y carga lineal específica que pueden relacionarse entre sí de forma similar al flujo concatenado con la corriente, más habituales en la presentación de las curvas de magnetización de la máquina. A partir de los datos constructivos, pueden relacionarse fácilmente la inducción con el flujo concatenado y la carga lineal específica con la corriente [GU97], por lo que las curvas de magnetización pueden presentarse indistintamente tal como se indica en la figura II.2.4.

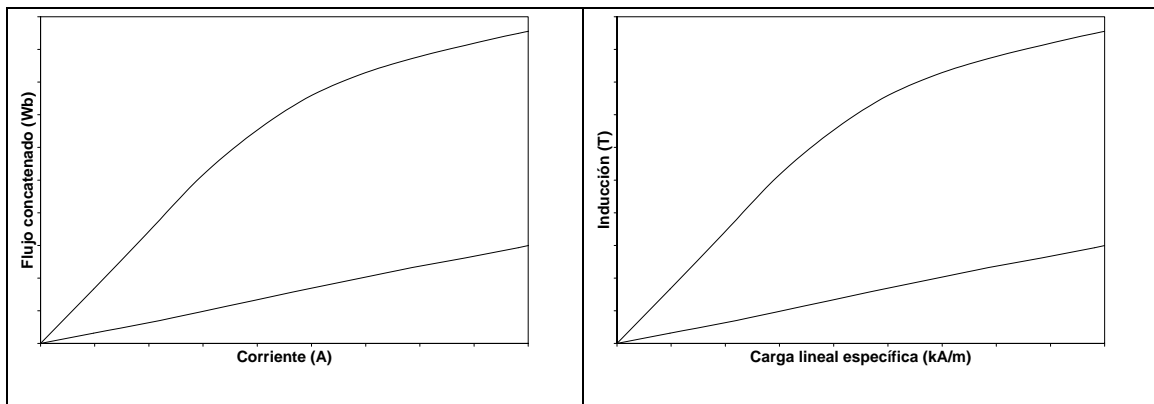


Figura II.2.4: Curvas de magnetización flujo concatenado-corriente y inducción-carga lineal específica.

Valores recomendados para los términos de la expresión II.2.24 pueden ser:

- inducción (B_{ps}): vendrá condicionada por la inducción de saturación del material ferromagnético utilizado, aproximadamente 1,9 T en chapa magnética, 2,3 T con aleaciones de Co-Fe y 1,5 T con aleaciones de Ni-Fe.
- carga lineal específica (A): la geometría de la estructura electromagnética y el nivel de saturación deseado condicionan su valor, aproximadamente entre 25 y 90 kA/m.
- parámetro (1-r): con valores de λ entre 5 y 7, valores de ν entre 0,4 y 0,5, implica utilizar valores de (1-r) entre 0,5 y 0,7.

Para el cálculo de la longitud del estator tomaremos $L = k \cdot D$, donde para los valores de k se recomienda que estén comprendidos entre 0,25 y 3.

A partir de D y L , determinaremos la longitud del entrehierro (g) mediante la expresión:

$$g = \frac{1}{200} \cdot k \cdot D \quad (\text{II.2.25})$$

A continuación vamos a fijar el ángulo polar estático (β_s) y el ángulo polar rotórico (β_r), además de la anchura de los polos del estator (b_s) y del rotor (b_r), a partir de las consideraciones siguientes:

$$\beta_s = \varepsilon \quad (\text{II.2.26})$$

$$b_s = D \cdot \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) \quad (\text{II.2.27})$$

Una relación aconsejable inicialmente entre las anchuras del estator y del rotor permite dimensionar los polos del rotor:

$$b_r - b_s = 2 \cdot g \quad (\text{II.2.28})$$

Por tanto, a partir de:

$$b_r = (D - 2 \cdot g) \cdot \sin\left(\frac{\beta_r}{2}\right) \quad (\text{II.2.29})$$

obtendremos:

$$\beta_r = 2 \cdot \arcsin\left(\frac{D \cdot \sin\left(\frac{\beta_s}{2}\right) + 2 \cdot g}{D - 2 \cdot g}\right) \quad (\text{II.2.30})$$

Inicialmente, las dimensiones más adecuadas para estos ángulos se encuentran sometidas a las restricciones siguientes:

- $\beta_r > \beta_s$: de esta forma se consigue maximizar favorablemente el flujo concatenado en la posición de alineamiento, mejorando la relación entre inductancias del motor.
- $\beta_s \geq \varepsilon$: con esta restricción nos aseguramos que el motor podrá proporcionar par durante todo el ángulo de paso (después, evidentemente, vendrá condicionado por el control efectuado sobre el tiempo de conducción de las fases).

- $\beta_s < 2\pi/N_r - \beta_r$: esta restricción es puramente constructiva para permitir que el rotor se mueva desde la posición de alineamiento con los polos de una fase hacia la siguiente.

Además, hay que tener en cuenta que en el espacio interpolar del estator están ubicadas las bobinas, por tanto, un incremento del ángulo β_s implicará una reducción del espacio de ventana. Así pues, si queremos mantener las mismas bobinas incrementando β_s tendrá que vigilarse que el coeficiente de utilización de ventana no rebase los límites recomendados (aproximadamente un 40%).

En la figura II.2.5 se puede ver en forma de triángulo el área recomendada por Lawrenson (para el motor 6/4) a utilizar en la elección de los ángulos polares [LAW80], donde se cumplen las consideraciones definidas anteriormente.

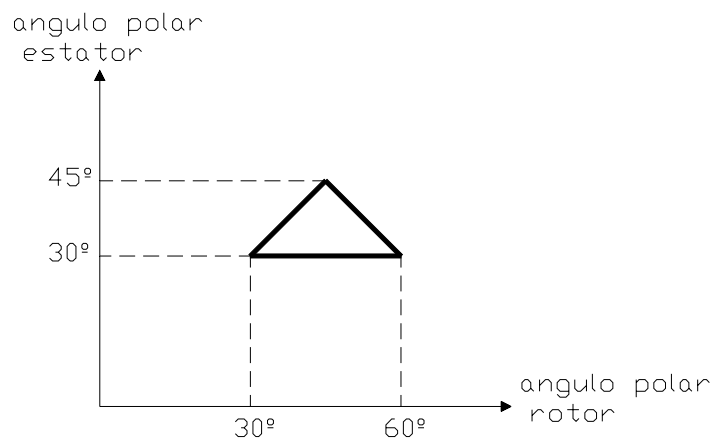


Figura II.2.5: Triángulo para la elección de los ángulos polares del estator y del rotor (motor 6/4).

Los ángulos que inicialmente parecen más adecuados para diferentes estructuras vienen dados en la tabla II.2.1 [LOU92] [MIL93]:

m	Ns/Nr	β_s	β_r
3	6/4	30°	32°
3	12/8	15°	16°
4	8/6	21°	23°

Tabla II.2.1: Ángulos recomendados para diferentes estructuras de SRM.

Para el cálculo de las otras dimensiones fundamentales de la máquina se recomienda considerar:

$$D_y = 2 \cdot D \quad (\text{motor } 6/4) \quad (\text{II.2.31})$$

$$D_y = \sqrt{3} \cdot D \quad (\text{motor } 12/8) \quad (\text{II.2.32})$$

$$h_y > \frac{b_s}{2} \quad (\text{II.2.33})$$

$$h_n > \frac{b_r}{2} \quad (\text{II.2.34})$$

El diámetro del eje del motor se puede determinar a través de la expresión empírica:

$$D_{\text{eje}} = 16 \cdot \sqrt[3]{\frac{P}{\omega}} \quad (\text{II.2.35})$$

con P en W y ω en rad/s.

En una primera aproximación, el cálculo del número de espiras puede realizarse a partir de las expresiones II.2.4 y II.2.5 de la forma siguiente [TOR00]:

$$\psi = U \frac{\Delta\theta}{\omega} = U \frac{2\pi}{m N_r \omega} \quad (\text{II.2.36})$$

Por otra parte, el flujo concatenado también se puede expresar a partir de:

$$\psi = N_F \Phi = 2 N B_{ps} b_s L \quad (\text{II.2.37})$$

Igualando las ecuaciones II.2.36 y II.2.37, el número de espiras por polo (N) queda:

$$N = \frac{\pi U}{m N_r \omega b_s L B_{ps}} \quad (\text{II.2.38})$$

Uno de los problemas que presenta la ecuación anterior es la de escoger la velocidad y el tipo de control. En un principio se adopta la velocidad base, es decir, la velocidad en que el motor desarrollará el par y la potencia nominales alimentado a la tensión nominal. Además, debe tenerse en cuenta que las dimensiones geométricas de la bobina entren dentro de la ventana y que la densidad de corriente sea admisible para la sección del cable a escoger y para el calentamiento de la máquina. Para comprobar la cabida, se calcula el coeficiente de utilización de ventana (C_u), recomendándose un valor del 40% para no tener problemas de ocupación de espacio utilizando conductores redondos aislados con una capa de esmalte, solución más general para el margen de potencias considerado, pudiéndose utilizar pletinas de cobre rectangulares para motores con corrientes elevadas y, en estos casos, los valores del coeficiente de utilización de ventana pueden ser más elevados. El coeficiente de utilización de ventana se calcula a partir de la expresión siguiente:

$$C_u (\%) = \frac{A_{cu}}{A_v} \cdot 100 \quad (II.2.39)$$

donde:

A_{cu} = área ocupada por el cobre.

A_v = área de ventana.

$$A_{cu} = N \cdot s_c \quad (II.2.40)$$

donde s_c es la sección del conductor.

El cálculo del área de ventana se realiza como sigue, según la figura II.2.6:

$$A_v = \left(\frac{(D_y - 2h_y) - D}{4} \right) \left(\frac{(D_y - 2h_y) + D}{2N_s} \cdot \pi - b_s \right) \quad (II.2.41)$$

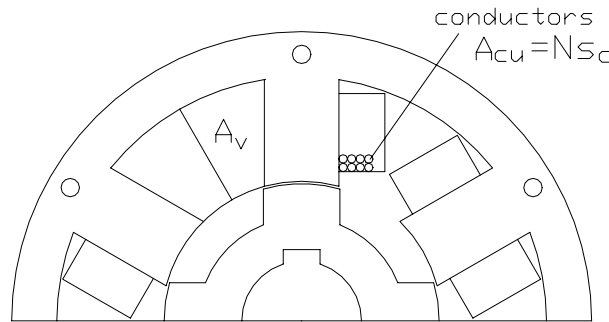


Figura II.2.6: Área de ventana y área de cobre para determinar el coeficiente de utilización de ventana.

La resistencia de cada fase se puede calcular a partir de:

$$R_{20^\circ} = \rho \frac{(2L + 6b_s)}{s_c} N_F \quad (II.2.42)$$

donde ρ es la resistividad del material.

La densidad de corriente (Δ_{rms}) puede calcularse a partir de:

$$\Delta_{rms} = \frac{I_{rms}}{s_c} \quad (II.2.43)$$

donde, si consideramos una forma de la corriente ideal aproximadamente rectangular, en el caso trifásico tenemos:

$$I_{rms} = \frac{i}{\sqrt{3}} \quad (II.2.44)$$

Finalmente, se determinará la sección del conductor (s_c) fijando una densidad de corriente adecuada (Δ_{rms}), según las condiciones de trabajo y de refrigeración de la máquina a diseñar:

$$\Delta_{rms} = \sqrt{\frac{4 k_{\alpha} \sigma}{\rho_{\sigma} k_{\sigma} C_u \left[\left(\frac{D_y - 2h_y + D}{2 N_s} \right) \pi - b_s \right]}} \quad (\text{II.2.45})$$

con:

Δ_{rms} = densidad de corriente en A/mm^2 .

k_{α} = coeficiente de ventilación en $W/mm^2 \text{ } ^\circ C$.

ρ_{σ} = coeficiente de resistividad del conductor en $\Omega \text{ mm}^2/m$.

$$k_{\sigma} = \frac{235 + \sigma}{235 + 20} \quad (\text{II.2.46})$$

recomendándose:

$$\sigma \cong \frac{2}{3} \sigma_{max} \quad (\text{II.2.47})$$

donde σ_{max} será el admitido por la clase de aislamiento del conductor.

Velocidad crítica.

Todos los ejes, aún sin la presencia de cargas exteriores, se deforman durante la rotación. La deformación en función de la velocidad presenta sus valores máximos en las denominadas velocidades críticas, pero generalmente sólo la más baja, primera, y ocasionalmente la segunda, tienen importancia en el proyecto de ejes. Las otras suelen estar muy alejadas de las velocidades de operación.

En la primera velocidad crítica la deformación debida a la flexión del eje provoca su destrucción. En el SRM, la única masa unida al eje es la estructura magnética del rotor. En estas condiciones, considerando la masa centrada entre los puntos de apoyo, cojinetes, la velocidad crítica (ω_{cri}) en rad/s puede calcularse de forma aproximada mediante la fórmula:

$$\omega_{cri} = \sqrt{\frac{3}{4} \pi E} \frac{D_{eje}}{\sqrt{I_c^3 M_{eje}}} \quad (\text{II.2.48})$$

con:

E = módulo de elasticidad del material utilizado en la construcción del eje.

l_c = distancia entre cojinetes.

D_{eje} = diámetro del eje.

M_{eje} = masa total del eje.

La velocidad crítica ha de ser muy superior a la velocidad de operación, $\omega_{cri} \gg \omega$, y prácticamente concuerda con el número de oscilaciones por flexión propia del eje, frecuencia natural, pudiendo determinarse experimentalmente suspendiendo el eje con el rotor y hallando la frecuencia del sonido que emite al ser golpeado.

Frecuencia natural del estator.

Una de las principales fuentes de ruido del SRM y de las máquinas eléctricas en general es la estructura estática. En el SRM, las grandes fuerzas radiales sobre los polos opuestos tienden a deformar el estator modificando su forma original, de una sección circular a una oval. El estator tiene una frecuencia natural y cuando coincide con ella la frecuencia de excitación se produce resonancia y, en consecuencia, ruido.

La frecuencia natural del SRM, en realidad los distintos modos de vibración a distintas frecuencias, puede determinarse mediante análisis estructural utilizando elementos finitos o mediante fórmulas aproximadas [COL96]. La vibración es máxima cuando la frecuencia natural coincide con cualquiera de los armónicos impares de la frecuencia de excitación (f), recordando que dicha frecuencia de excitación o de conmutación de fase vale:

$$f \text{ (Hz)} = \frac{\omega}{2\pi} N_r \quad (\text{II.2.49})$$

con:

ω = velocidad del motor (rad/s).

N_r = número de polos del rotor.

Para disminuir las vibraciones y el ruido se ha de intentar que la frecuencia natural sea lo más elevada posible, y esta frecuencia natural aumenta con el espesor de la corona estática. Evidentemente, aumentar el espesor de la corona del estator repercute directamente en el peso del motor, y además debe considerarse que si el diseño del motor viene condicionado por la altura del eje o por el diámetro exterior, incrementar el grosor de la corona estática muy por encima de la mitad de la anchura del polo (recomendación dada anteriormente, desde el punto de vista de evitar posibles saturaciones indeseables en el yugo del estator) reduce el área de ventana, con lo que la densidad de corriente aumenta y por tanto las pérdidas en el cobre de la máquina.

II.3 DISEÑO Y CONSTRUCCION DE MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS.

Nos hemos propuesto inicialmente aplicar el proceso de diseño a motores SRM trifásicos para un margen de potencias entre 0,25 kW y 10 kW, construyendo varios prototipos que nos permitan validar las condiciones establecidas de partida y evaluar sus prestaciones. Utilizaremos en el montaje de los prototipos formas constructivas estándar en motores de inducción, de forma que podamos efectuar comparaciones en las prestaciones de dichos prototipos con respecto a alguno de sus competidores.

Concretamente, utilizando el proceso de cálculo presentado en el apartado II.2, se han diseñado dos motores de reluctancia autoconmutados de 3 fases, uno con la topología 6/4 y otro con la topología 12/8. Las características de base comunes para los dos motores son las siguientes:

- tensión de alimentación de 300 V, obtenidos a partir de la rectificación de la tensión de la red trifásica de 220 V.
- velocidad base de 3000 min^{-1} .
- inducción de 1,7 T y carga lineal específica de 50 kA/m, valores que entran dentro de las recomendaciones indicadas por Harris, Miller y Krishnan en sus trabajos.
- carcasa de 80 mm de altura de eje, forma constructiva B-3, idéntica a la de un motor de inducción. Esta carcasa condicionará la dimensión del diámetro exterior del estator, así como la longitud del paquete de chapas.
- chapa magnética tipo FeV 600-50 HA (ver anexo).
- diámetro del conductor 1 mm, con clase de aislamiento F.

A continuación presentaremos el resultado de los diseños iniciales efectuados de la estructura electromagnética en las dos máquinas (ver planos en el anexo). Evidentemente, algunas dimensiones se han visto ligeramente modificadas durante el proceso de fabricación y montaje. Presentaremos los datos correspondientes al diseño inicial y a los obtenidos una vez efectuado el montaje de los motores.

Aspectos relevantes a destacar del proceso de montaje y manufactura han sido:

- las chapas se han cortado mediante corte láser.
- el apilamiento del paquete de chapas del estator se ha realizado de forma diferente en los dos prototipos. Mientras que en el motor 6/4 se han realizado unos agujeros para la fijación mediante varilla roscada, en el motor 12/8 se han efectuado unas muescas en la parte exterior para la fijación mediante un cordón de soldadura, solución que mecánicamente ha resultado más satisfactoria.
- el apilamiento del paquete de chapas del rotor y su fijación al eje se ha realizado con la ayuda de unas piezas de aluminio roscadas en el propio eje, permitiendo un centrado cómodo con respecto al paquete de chapas del estator.

- a las chapas no se les ha aplicado barniz aislante a ninguna de sus caras.
- las tolerancias mecánicas en nuestro proceso de fabricación no han permitido mantener el entrehierro fijado en el diseño inicial (más satisfactoriamente en el motor 12/8), aspecto relevante en el comportamiento de los prototipos puesto que el SRM trabaja fuertemente saturado.
- la colocación de las bobinas ha resultado más cómoda en el prototipo 12/8, principalmente por tener menos espiras por polo y unas cabezas de bobina más reducidas. Para evitar posibles averías, se ha cerrado el espacio de ventana mediante placas de fibra de vidrio, resistentes a la temperatura de trabajo de los prototipos.

RESULTADOS DEL DISEÑO INICIAL

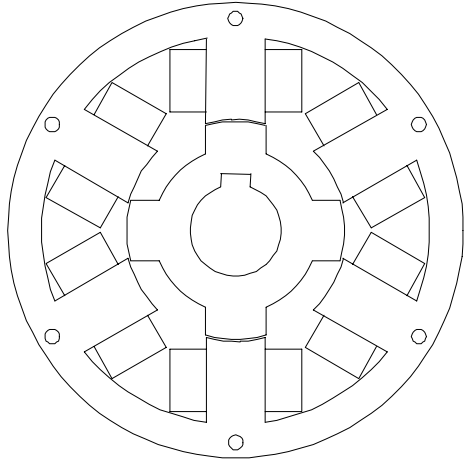
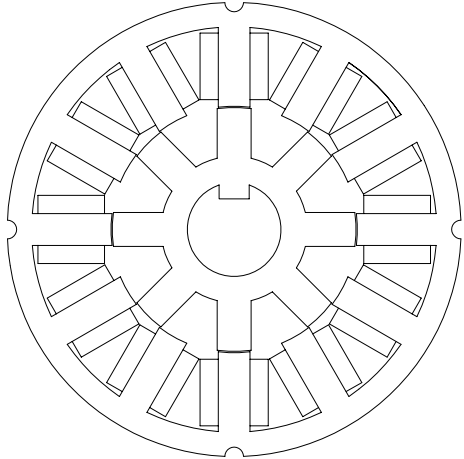
Estructura electromagnética 6/4		Estructura electromagnética 12/8	
			
Diámetro exterior estator	125,1 mm	Diámetro exterior estator	121 mm
Diámetro interior estator	61 mm	Diámetro interior estator	65,6 mm
Longitud paquete de chapas	61 mm	Longitud paquete de chapas	61 mm
Diámetro del rotor	60,4 mm	Diámetro del rotor	65 mm
Diámetro núcleo rotor	45 mm	Diámetro núcleo rotor	39 mm
Entrehierro	0,3 mm	Entrehierro	0,3 mm
Arco polar estator	30°	Arco polar estator	15°
Arco polar rotor	32°	Arco polar rotor	16°
Ancho polar estator	15,79mm	Ancho polar estator	8,48 mm
Ancho polar rotor	16,65 mm	Ancho polar rotor	9,05 mm
Ancho yugo estator	9 mm	Ancho yugo estator	6,5 mm
Ancho yugo rotor	10 mm	Ancho yugo rotor	7 mm
Diámetro del eje	25 mm	Diámetro del eje	25 mm
Número de espiras por polo	156	Número de espiras por polo	71
Número de espiras por fase	312	Número de espiras por fase	284

Tabla II.3.1: Dimensiones principales en el diseño inicial de los prototipos 6/4 y 12/8.

RESULTADOS DESPUES DE LA CONSTRUCCION Y MONTAJE

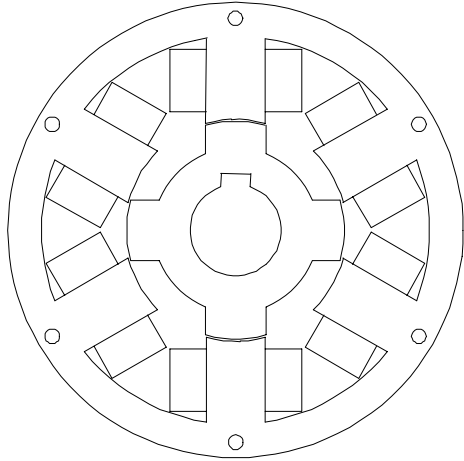
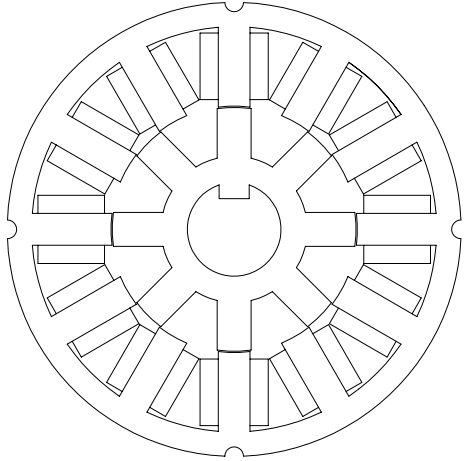
Estructura electromagnética 6/4		Estructura electromagnética 12/8	
			
Diámetro exterior estator	124,7 mm	Diámetro exterior estator	120,7 mm
Diámetro interior estator	60,83 mm	Diámetro interior estator	65,7 mm
Longitud paquete de chapas	59,65 mm	Longitud paquete de chapas	60,25 mm
Diámetro del rotor	59,75 mm	Diámetro del rotor	65 mm
Diámetro núcleo rotor	44,95 mm	Diámetro núcleo rotor	39 mm
Entrehierro	0,54 mm	Entrehierro	0,35 mm
Arco polar estator	30,85°	Arco polar estator	14,82°
Arco polar rotor	32,26°	Arco polar rotor	15,86°
Ancho polar estator	16,18mm	Ancho polar estator	8,5 mm
Ancho polar rotor	16,6 mm	Ancho polar rotor	9 mm
Ancho yugo estator	9,17 mm	Ancho yugo estator	6,275 mm
Ancho yugo rotor	9,975 mm	Ancho yugo rotor	7 mm
Diámetro del eje	25 mm	Diámetro del eje	25 mm
Número de espiras por polo	156	Número de espiras por polo	71
Número de espiras por fase	312	Número de espiras por fase	284
Resistencia de fase	1,6 Ω	Resistencia de fase	1,3 Ω
Momento de inercia	0,00112 kgm ²	Momento de inercia	0,00124 kgm ²
Velocidad crítica	73.472 min ⁻¹	Velocidad crítica	75.270 min ⁻¹

Tabla II.3.2: Dimensiones principales después de la construcción y montaje de los prototipos 6/4 y 12/8.

Resulta de especial interés en el dimensionamiento de máquinas relacionar la carga lineal específica con la inducción, puesto que las curvas de magnetización se pueden expresar a partir de estas variables, tal como se ha indicado en el apartado II.2. Esta relación permite además efectuar comparaciones entre diferentes tipos de máquinas. Para los dos prototipos construidos se relacionan estos parámetros en la figura II.3.1, utilizando como carga lineal específica la propuesta por Harris y Miller y presentada con anterioridad en el apartado II.2:

$$A = \frac{2m N_F i}{\pi D} \tag{II.3.1}$$

Se ha calculado la inducción en el polo del estator (B_{ps}) y la inducción en el entrehierro (B_g) de la forma siguiente:

$$B_{ps} = \frac{\Psi}{N_F b_s k_{fe} L} \tag{II.3.2}$$

$$B_g = \frac{b_s k_{fe} B_{ps}}{\tau_p} \tag{II.3.3}$$

donde:

$$\tau_p = \frac{\pi D}{N_s} \tag{II.3.4}$$

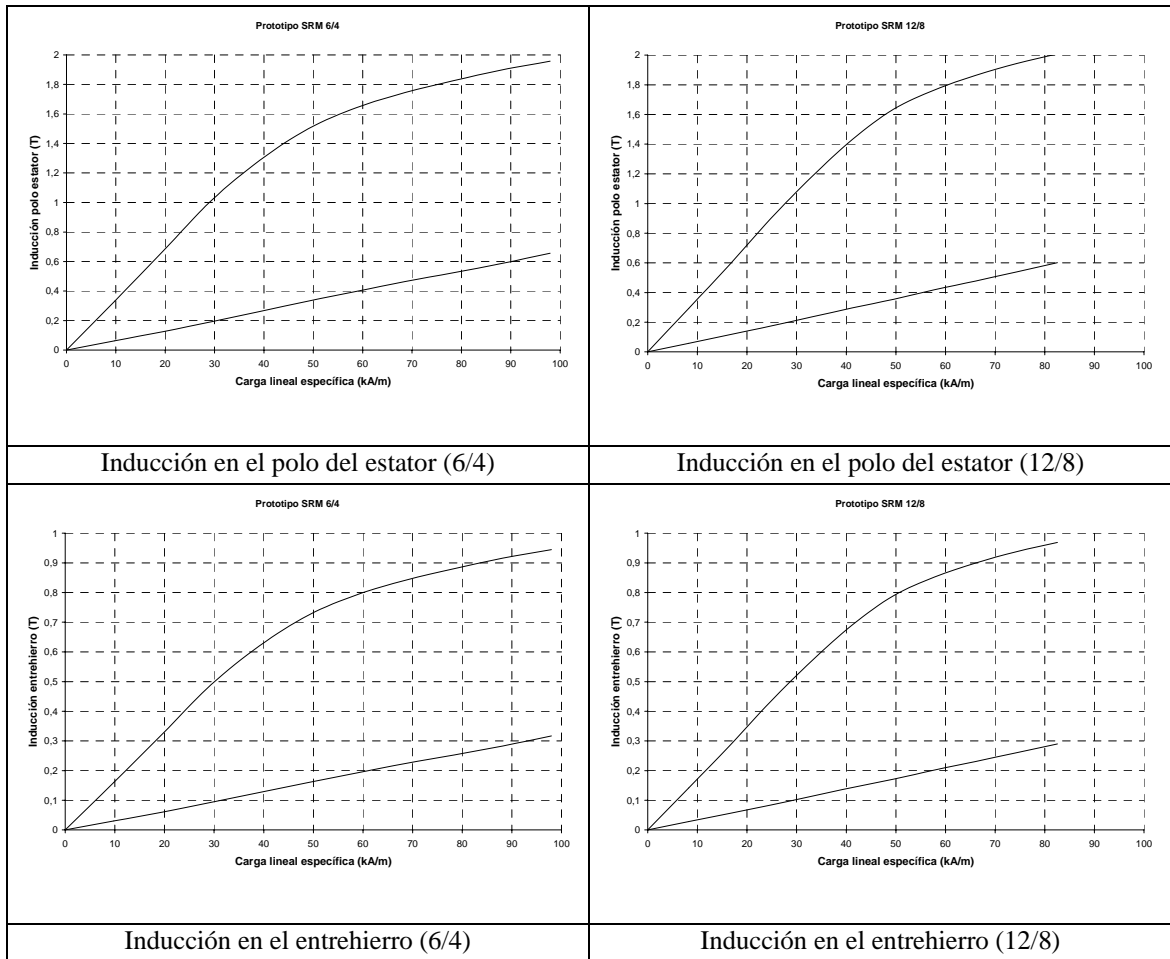


Figura II.3.1: Inducción en función de la carga lineal específica.

II.4 CARACTERIZACION MAGNETICA.

Para la caracterización magnética del motor de reluctancia autoconmutado utilizaremos tres métodos:

- método analítico, a partir del análisis de la estructura electromagnética basado en la ley de Ampère.
- método numérico, a partir de la utilización de un programa de simulación mediante elementos finitos.
- método experimental, a partir de un equipo de medida implementado en el laboratorio basado en el método de Jones.

Efectuaremos la caracterización de los dos prototipos presentados en el capítulo anterior mediante los tres métodos, comparando los resultados obtenidos en cada caso.

II.4.1 CARACTERIZACION MAGNETICA UTILIZANDO METODOS ANALITICOS.

A partir del conocimiento completo de la geometría de la estructura electromagnética y de los materiales utilizados, se puede efectuar el cálculo analítico del circuito magnético en las posiciones extremas de alineamiento y de no alineamiento [COR79] a partir de la ley de Ampère, utilizando la ecuación siguiente:

$$\sum H_i l_i = N_F i \quad (\text{II.4.1.1})$$

donde:

H_i = intensidad de campo.

l_i = longitud del circuito magnético.

N_F = número de espiras por fase.

i = corriente.

Posición de alineamiento

Se analiza el circuito magnético representado en la figura II.4.1.1, tomando como ejemplo la estructura del motor 6/4, donde se representan las diferentes partes de la estructura electromagnética a considerar [JUF79]:

N = número de espiras por polo.

i = corriente.

ϕ = flujo magnético.

R_g = Reluctancia del entrehierro.

R_{ps} , R_{pr} = Reluctancia de los polos del estator y del rotor.

R_y , R_n = Reluctancia de los yugos del estator y del rotor.

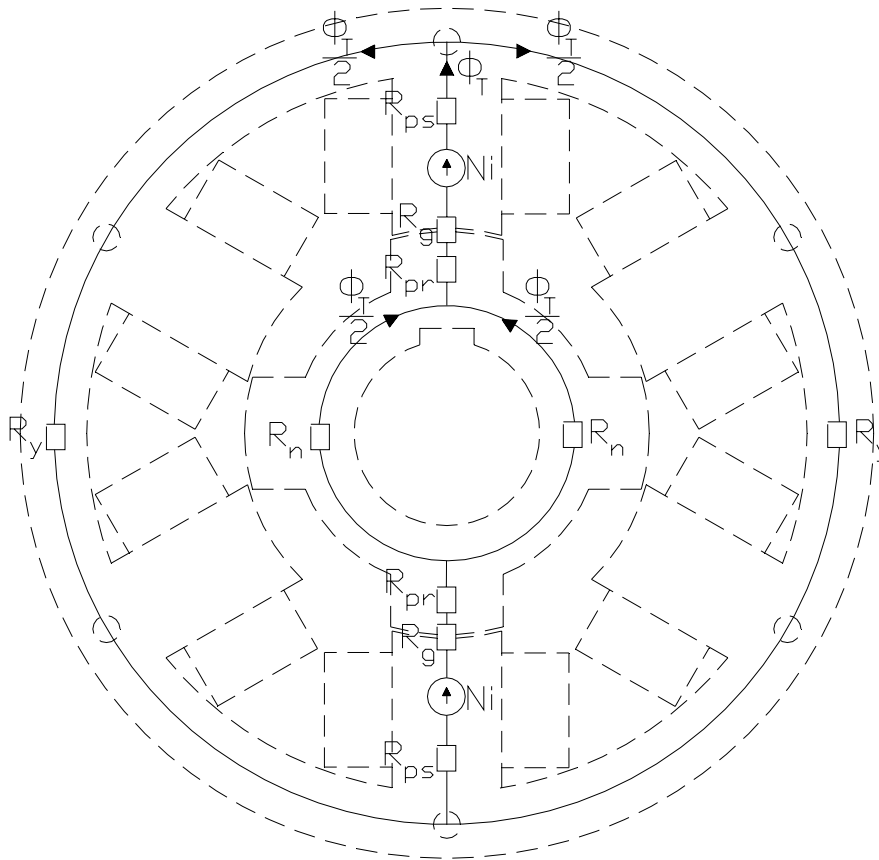


Figura II.4.1.1: Circuito magnético utilizado en el cálculo analítico del motor 6/4.

La resolución del circuito magnético, mediante la ecuación II.4.1.1 para este caso, será la siguiente forma [KRI01]:

$$N_F i = 2 \frac{B_g}{\mu_0} l_g + H_y l_y + H_n l_n + 2H_{ps} l_{ps} + 2H_{pr} l_{pr} \quad (\text{II.4.1.2})$$

donde:

N_F = número de espiras por fase.

i = corriente.

B_g = inducción en el entrehierro.

l_g = longitud del entrehierro.

μ_0 = permeabilidad del aire.

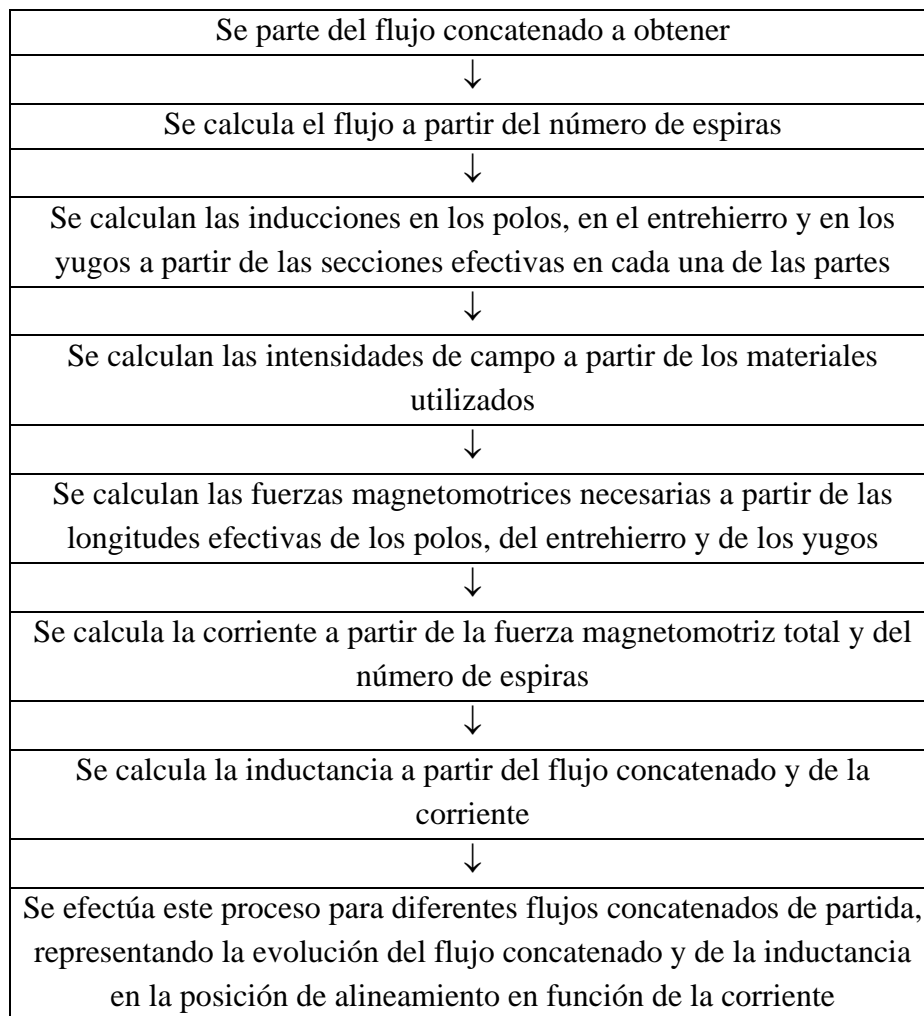
H_{ps}, H_{pr} = intensidad de campo en los polos del estator y del rotor.

H_y, H_n = intensidad de campo en los yugos del estator y del rotor

l_{ps}, l_{pr} = longitud media en los polos del estator y del rotor.

l_y, l_n = longitud media en los yugos del estator y del rotor.

El proceso de cálculo a seguir es el siguiente [TAN97]:



Posición de no alineamiento

En esta posición resulta difícil evaluar la longitud y la sección efectivas del entrehierro, aunque puede efectuarse un cálculo aproximado que permita evaluar el flujo concatenado y la inductancia, pudiendo considerar además el efecto de la saturación despreciable para esta posición. Varios autores han realizado estudios interesantes para su resolución, aunque relativamente complejos [COR79] [RAD99] [KRI01]. Por su simplicidad y por los resultados satisfactorios que proporciona, nos basaremos en un estudio realizado por Weller y Trawinski [WEL91], utilizando la ecuación II.4.1.3 donde se ha corregido ligeramente el coeficiente que afecta al diámetro D respecto del propuesto por los autores:

$$L_{\text{nal}} = 8 \cdot \mu_0 \cdot N^2 \cdot L \cdot \left(1 + \frac{0,1 \cdot D}{L}\right) \quad (\text{II.4.1.3})$$

donde:

L_{nal} = inductancia en la posición de no alineamiento.

N = número de espiras por polo.

D = Diámetro interior del estator.

L = Longitud del paquete de chapas.

La ecuación anterior es válida para el motor 6/4, mientras que para el motor 12/8 debe multiplicarse dicha ecuación por dos.

Resultados obtenidos en el prototipo 6/4

El procedimiento de cálculo anterior aplicado a las dimensiones del prototipo 6/4 diseñado y construido (datos de la tabla II.3.2) ha permitido obtener las curvas que se presentan a continuación.

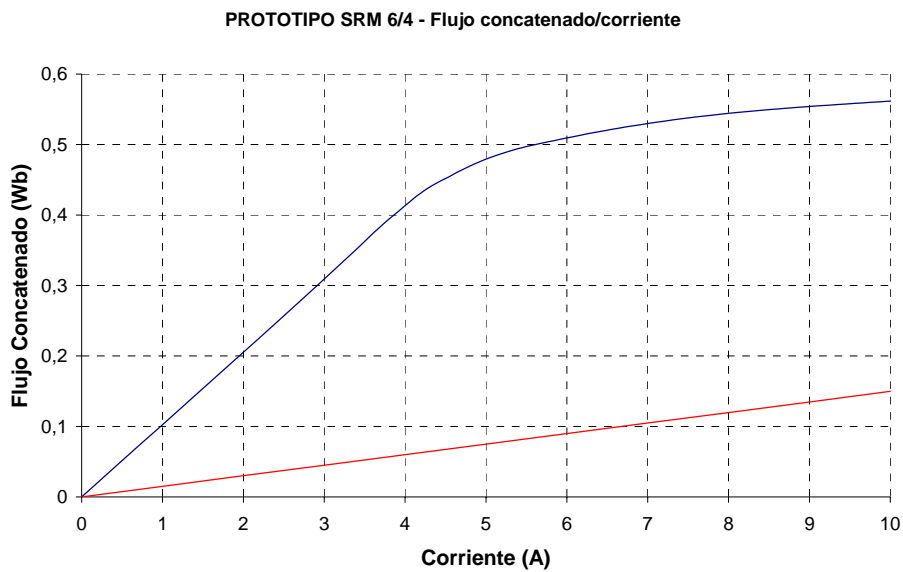


Figura II.4.1.2: Curvas flujo concatenado/corriente para las posiciones de alineamiento y de no alineamiento del prototipo 6/4 obtenidas analíticamente.

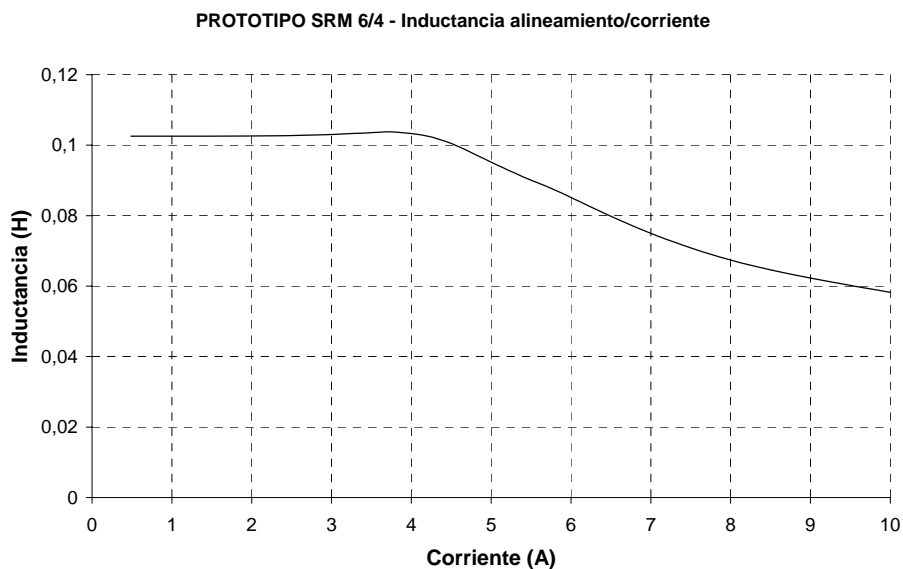


Figura II.4.1.3: Curva de inductancia en la posición de alineamiento en función de la corriente del prototipo 6/4 obtenida analíticamente.

Resultados obtenidos en el prototipo 12/8

El procedimiento de cálculo anterior aplicado a las dimensiones del prototipo 12/8 diseñado y construido (datos de la tabla II.3.2) ha permitido obtener las curvas que se presentan a continuación.

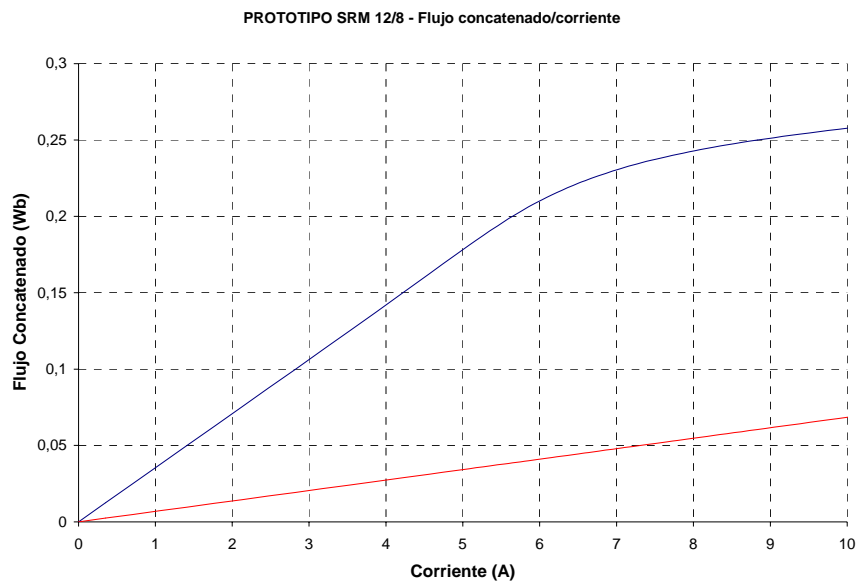


Figura II.4.1.4: Curvas flujo concatenado/corriente para las posiciones de alineamiento y de no alineamiento del prototipo 12/8 obtenidas analíticamente.

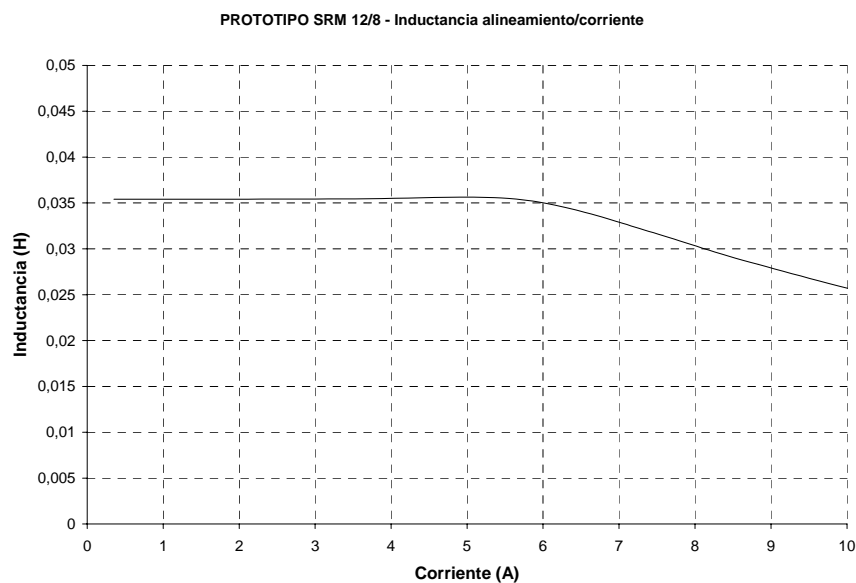


Figura II.4.1.5: Curva de inductancia en la posición de alineamiento en función de la corriente del prototipo 12/8 obtenida analíticamente.

II.4.2 CARACTERIZACION MAGNETICA UTILIZANDO METODOS NUMERICOS (FEMM).

El método de los elementos finitos (FEMM, *Finite Element Methods Magnetics*) viene utilizándose con éxito en la conversión de la energía electromecánica hace unos treinta años. Este método, a parte de permitir un análisis de las diferentes magnitudes magnéticas (inducción, flujo, inductancia), posibilita la optimización del diseño en el SRM. Para el cálculo mediante el programa de simulación utilizado deben realizarse los siguientes pasos:

- dibujar a escala la geometría del circuito magnético (2 dimensiones).
- definir los materiales utilizados.
- efectuar la segmentación en elementos.
- especificar las condiciones de la simulación.
- obtención de resultados.

En la figura II.4.2.1 puede observarse una segmentación efectuada (ejemplo del prototipo 6/4), con 13273 nodos y 26184 elementos. Para cada posición del rotor especificada, la inductancia se calcula mediante la expresión:

$$L = \frac{Z}{i^2} \int_s \mathbf{P} \cdot \Delta \, ds \quad (\text{II.4.2.1})$$

donde:

\mathbf{P} = potencial vector.

Δ = densidad de corriente.

Z = longitud axial.

i = corriente.

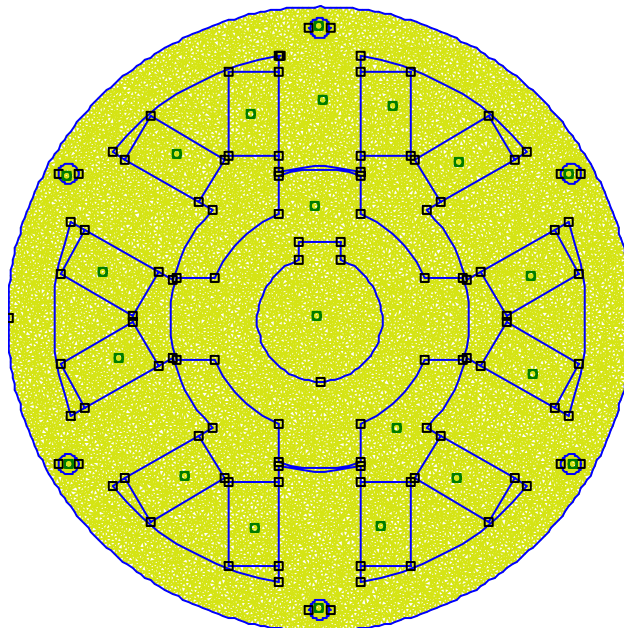


Figura II.4.2.1: Segmentación y malla correspondiente a la simulación mediante elementos finitos (posición de alineamiento en el prototipo 6/4).

La utilización del método de los elementos finitos permite determinar también el par estático a partir del tensor de Maxwell. El cálculo se efectúa a partir de la integración, en una superficie seleccionada, de la expresión siguiente:

$$dF = \frac{1}{2} (\vec{H}(\vec{B}n) + \vec{B}(\vec{H}n) - (\vec{H}\vec{B})n) \quad (\text{II.4.2.2})$$

donde n es la normal a la superficie seleccionada, B la inducción y H la intensidad de campo. En la figura II.4.2.2 puede observarse como se efectúa la selección de la superficie del rotor para al cálculo del par, tomando como punto de referencia el centro del eje de la máquina.

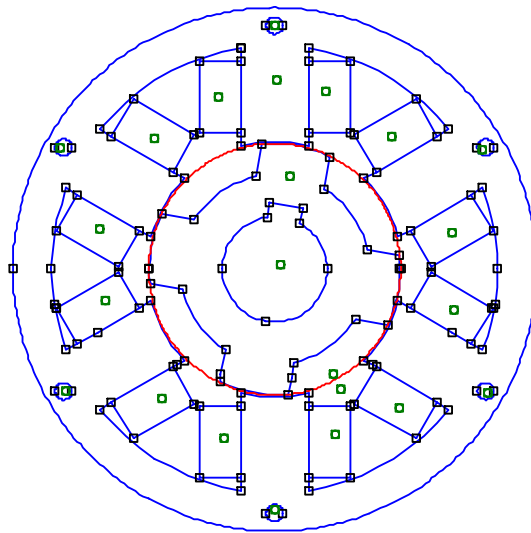


Figura II.4.2.2: Selección de la superficie de integración para al cálculo del par estático (ejemplo para una determinada posición del rotor en el prototipo 6/4).

Resultados obtenidos en el prototipo 6/4

Se han realizado las simulaciones en la estructura electromagnética del prototipo 6/4 para diferentes posiciones del rotor entre la posición alineada y la no alineada y para diferentes corrientes. En la figura II.4.2.3 se pueden observar las simulaciones realizadas con la distribución correspondiente de las líneas de flujo para un valor determinado de corriente en las posiciones de alineamiento y de no alineamiento.

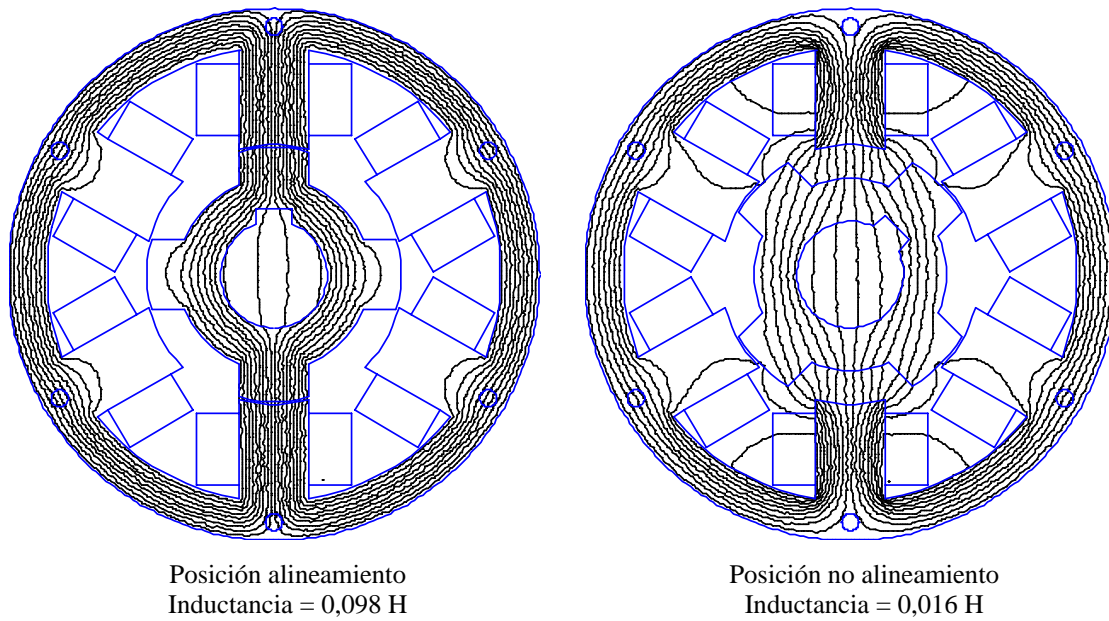


Figura II.4.2.3: Análisis utilizando elementos finitos del prototipo 6/4 para una corriente de 5 A

El análisis en 2D no incluye la inductancia de dispersión de cabezas de bobina, pero puede calcularse utilizando el método de los elementos finitos aplicado a una sección axial de la parte de la máquina que incluye las bobinas del estator (ver figura II.4.2.4).

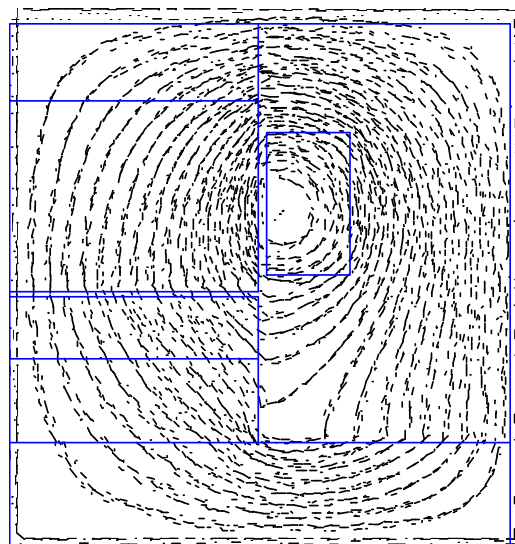


Figura II.4.2.4: Dispersión de cabezas de bobina obtenida con el programa de simulación de elementos finitos del prototipo 6/4. Corriente = 5 A , Inductancia = 1,4 mH.

La repetición del proceso para diferentes valores de corriente y para las diferentes posiciones del rotor ha permitido caracterizar el motor según las curvas de las figuras II.4.2.5, II.4.2.6 y II.4.2.7.

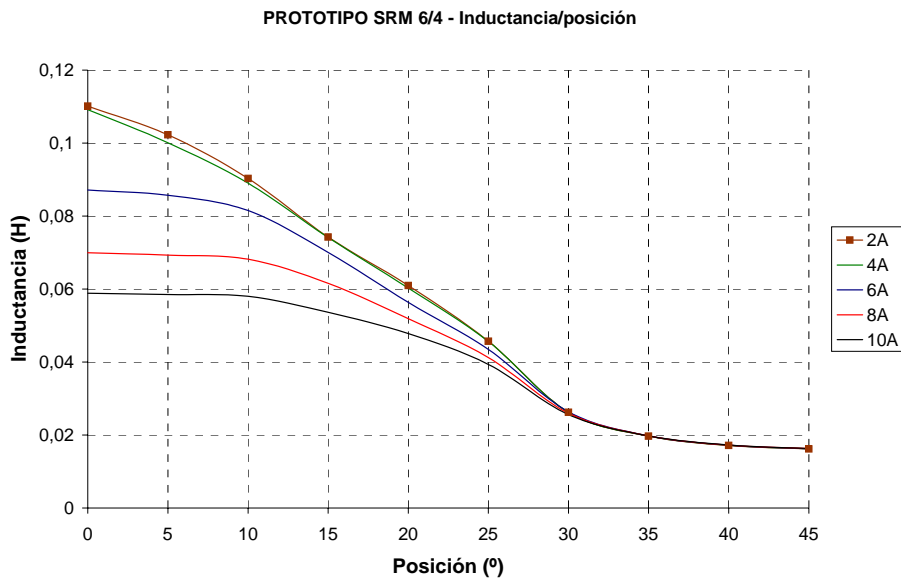


Figura II.4.2.5: Curvas inductancia/posición para diferentes corrientes del prototipo 6/4 obtenidas mediante simulación con elementos finitos.

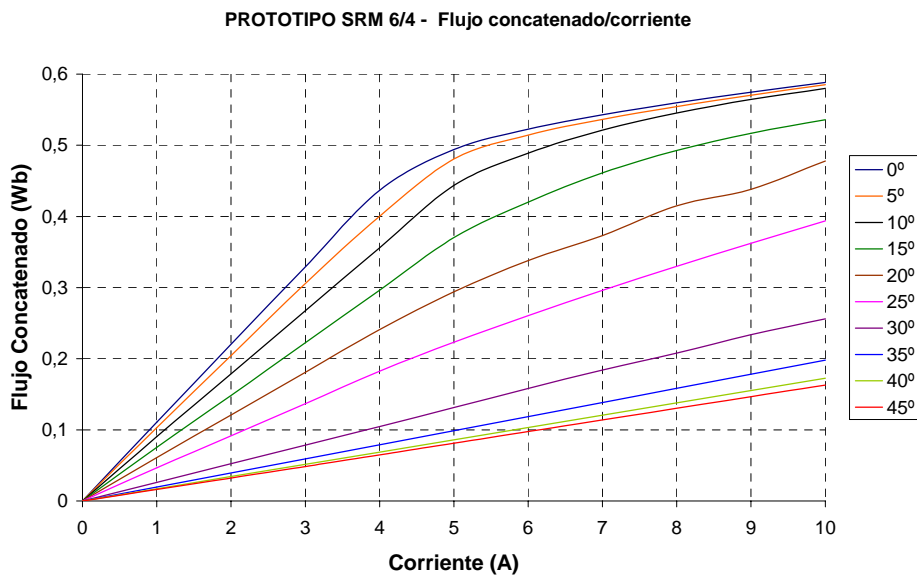


Figura II.4.2.6: Curvas flujo concatenado/corriente para diferentes posiciones del prototipo 6/4 obtenidas mediante simulación con elementos finitos.

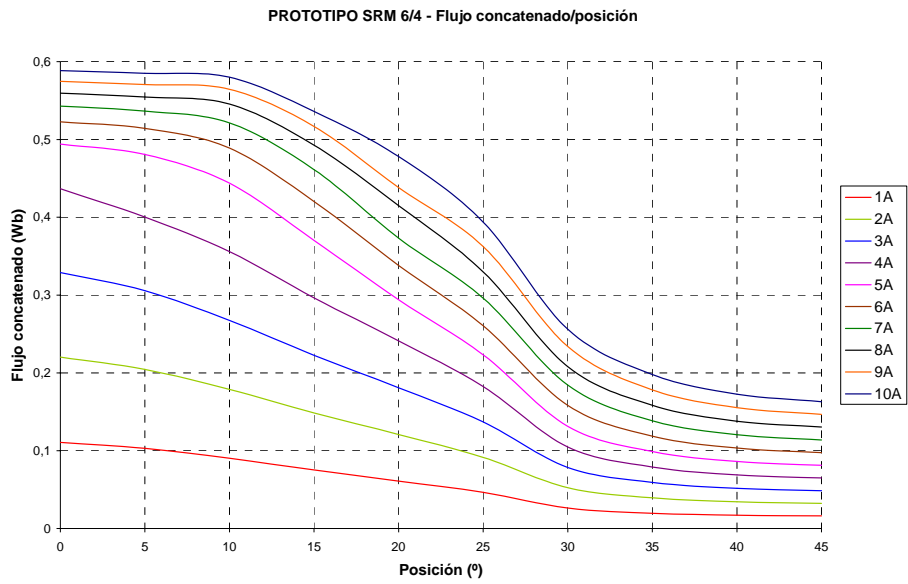


Figura II.4.2.7: Curvas flujo concatenado/posición para diferentes corrientes del prototipo 6/4 obtenidas mediante simulación con elementos finitos.

Como hemos comentado anteriormente, a partir de estas simulaciones podemos obtener el par estático, presentando en la figura II.4.2.8 las curvas de par estático a diferentes corrientes obtenidas para el prototipo 6/4.

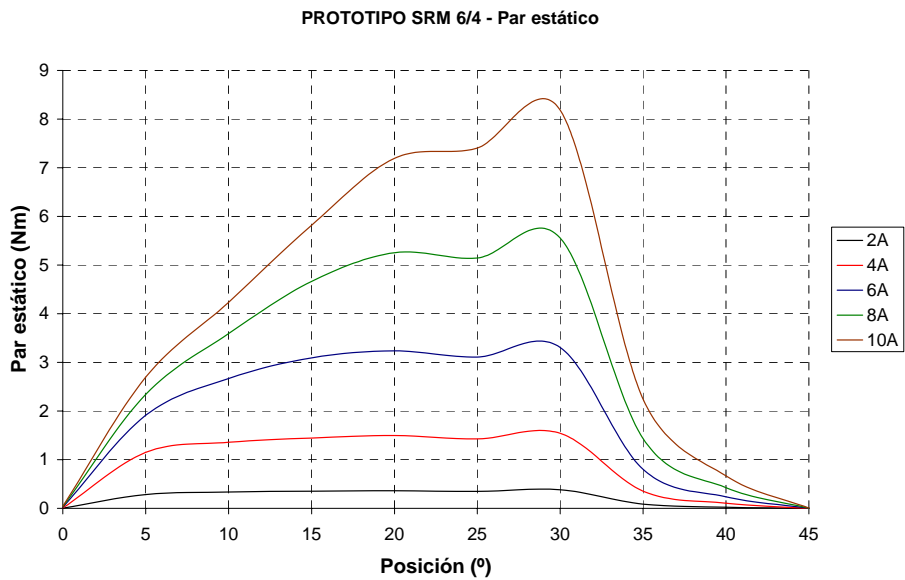


Figura II.4.2.8: Curvas de par estático para diferentes corrientes del prototipo 6/4.

Resultados obtenidos en el prototipo 12/8

Se han realizado las simulaciones en la estructura electromagnética del prototipo 12/8 para diferentes posiciones del rotor entre la posición alineada y la no alineada y para diferentes corrientes. En la figura II.4.2.9 se pueden observar las simulaciones realizadas con la distribución correspondiente de las líneas de flujo para un valor determinado de corriente en las posiciones de alineamiento y de no alineamiento.

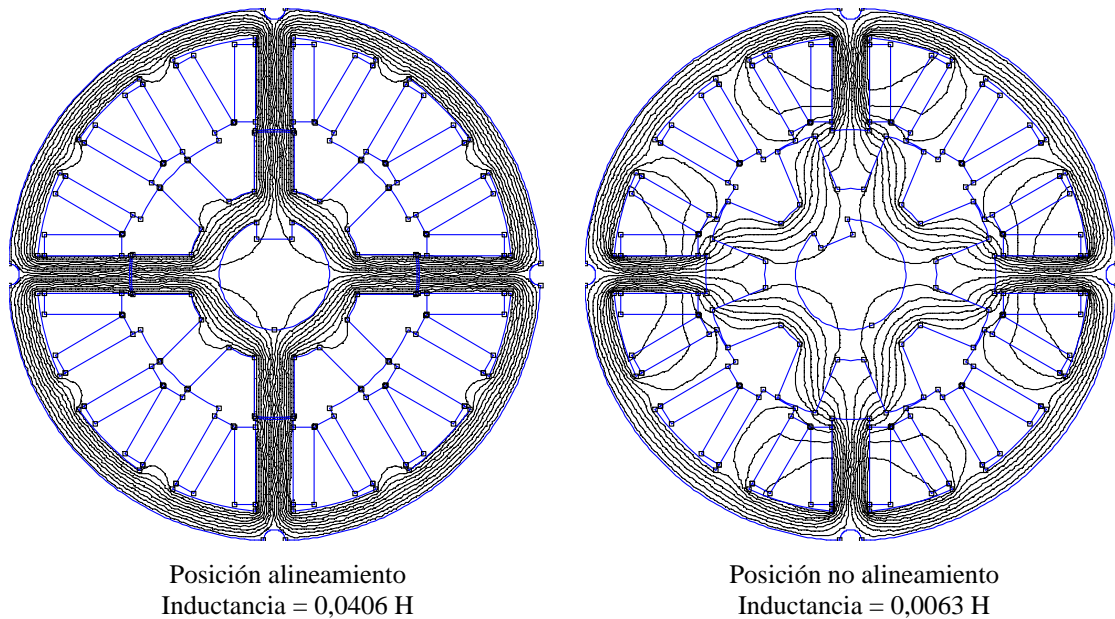


Figura II.4.2.9: Análisis utilizando elementos finitos del prototipo 12/8 para una corriente de 5 A

El análisis para la determinación de la dispersión en las cabezas de bobina se presenta en la figura II.4.2.10.

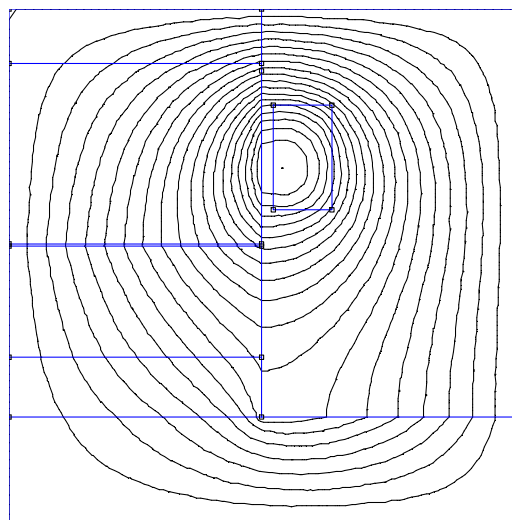


Figura II.4.2.10: Dispersión de cabezas de bobina obtenida con el programa de simulación de elementos finitos del prototipo 12/8. Corriente = 5 A , Inductancia = 0,43 mH.

La repetición del proceso para diferentes valores de corriente y para las diferentes posiciones del rotor ha permitido caracterizar el motor según las curvas de las figuras II.4.2.11, II.4.2.12 y II.4.2.13.

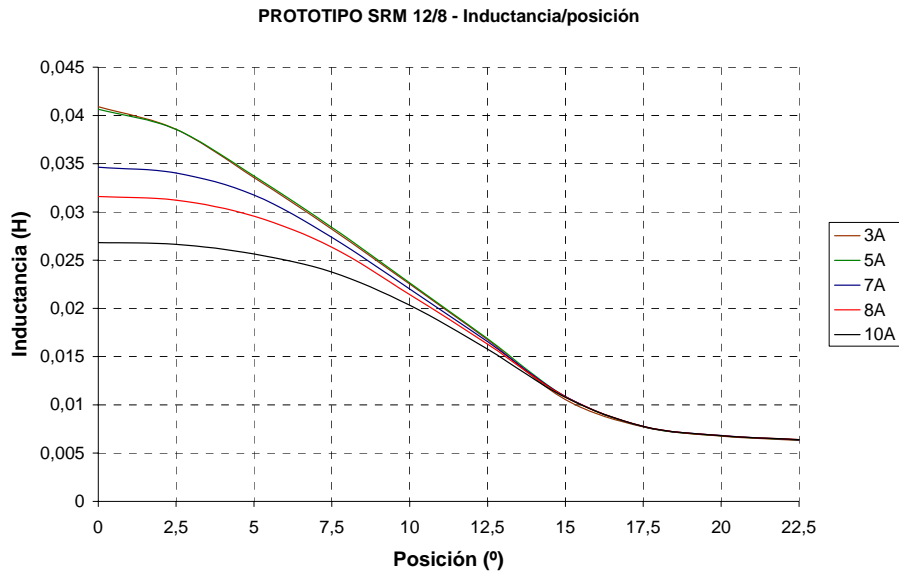


Figura II.4.2.11: Curvas inductancia/posición para diferentes corrientes del prototipo 12/8 obtenidas mediante simulación con elementos finitos.

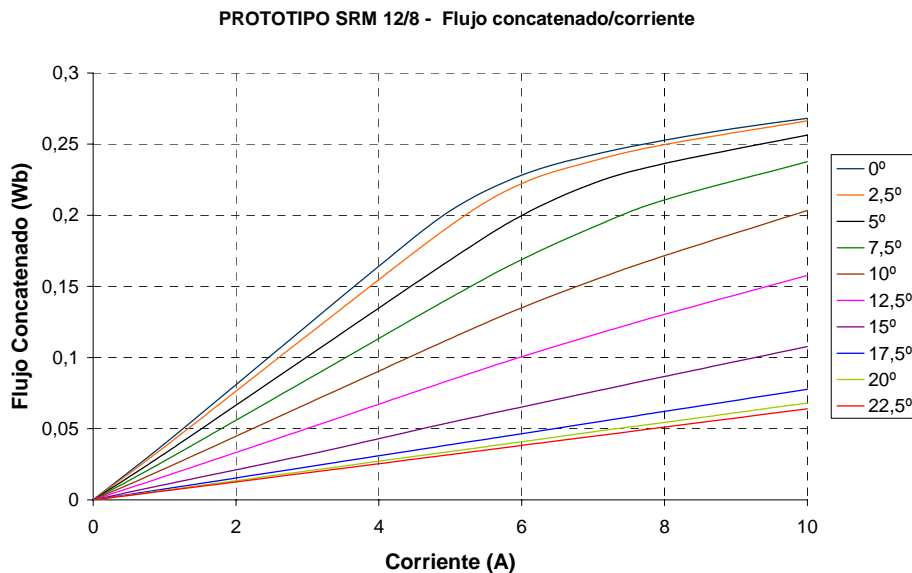


Figura II.4.2.12: Curvas flujo concatenado/corriente para diferentes posiciones del prototipo 12/8 obtenidas mediante simulación con elementos finitos.

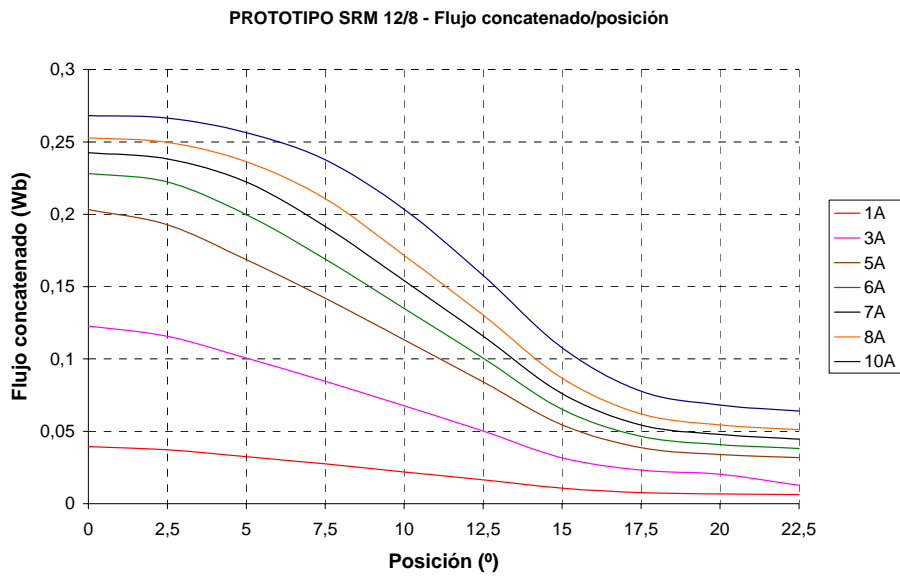


Figura II.4.2.13: Curvas flujo concatenado/posición para diferentes corrientes del prototipo 12/8 obtenidas mediante simulación con elementos finitos.

El par estático obtenido a partir de las simulaciones se presenta en la figura II.4.2.14.

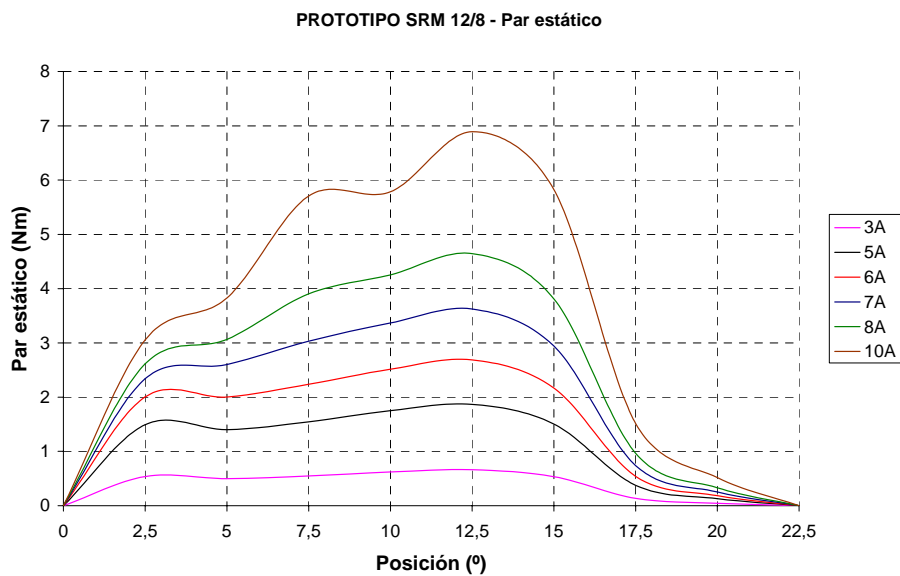


Figura II.4.2.14: Curvas de par estático para diferentes corrientes del prototipo 12/8.

II.4.3 CARACTERIZACION MAGNETICA UTILIZANDO METODOS EXPERIMENTALES.

Se ha desarrollado en el laboratorio un equipo de medida para la determinación de inductancias en las máquinas eléctricas basado en el método de Jones [JON67] (ver el principio de funcionamiento y sus prestaciones en el Anexo 1). Este equipo puede utilizarse para diferentes tipos de máquinas, y se ha demostrado que permite caracterizar los motores de reluctancia autoconmutados de forma satisfactoria [AND00] [AND00c]. Utilizando este equipo de medida se han ensayado los prototipos construidos en el banco de pruebas.

Resultados obtenidos en el prototipo 6/4.

Los resultados que se presentan, obtenidos a partir de las medidas directas en el laboratorio, se han obtenido en este caso a la frecuencia de 50 Hz, permitiendo construir las curvas inductancia/posición de la figura II.4.3.1, las curvas flujo concatenado/corriente de la figura II.4.3.2 y las curvas flujo concatenado/posición de la figura II.4.3.3 correspondientes al prototipo del motor 6/4.

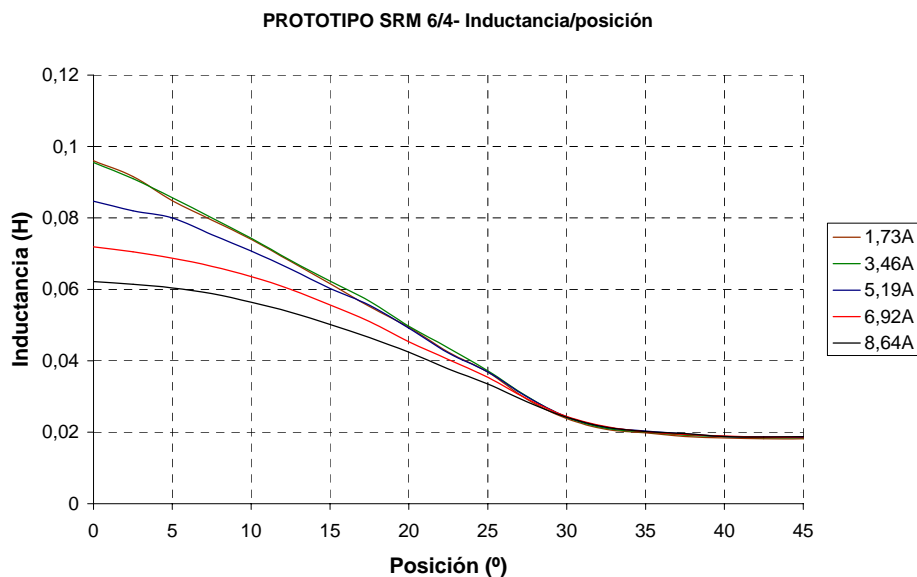


Figura II.4.3.1: Curvas inductancia/posición para diferentes corrientes del prototipo 6/4 obtenidas experimentalmente mediante el equipo de caracterización.

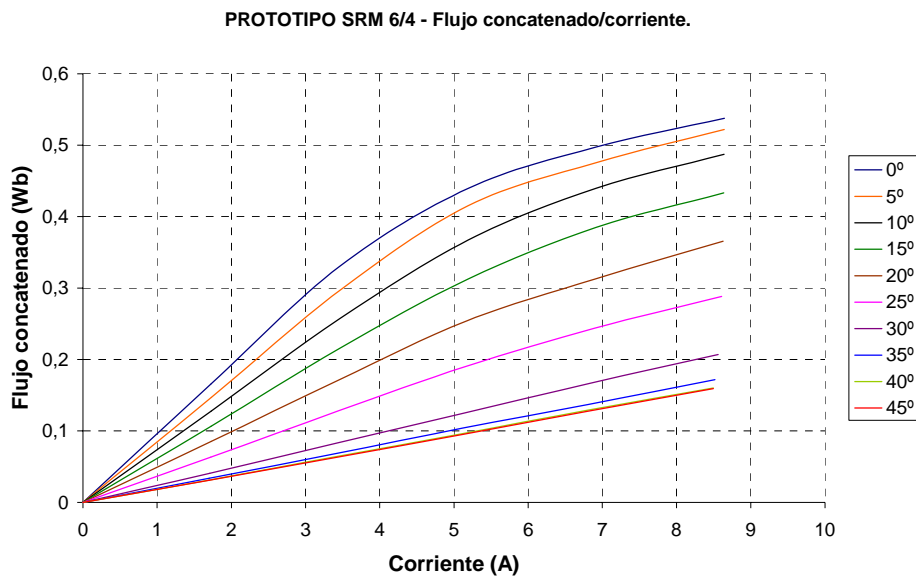


Figura II.4.3.2: Curvas flujo concatenado/corriente para diferentes posiciones del prototipo 6/4 obtenidas experimentalmente mediante el equipo de caracterización.

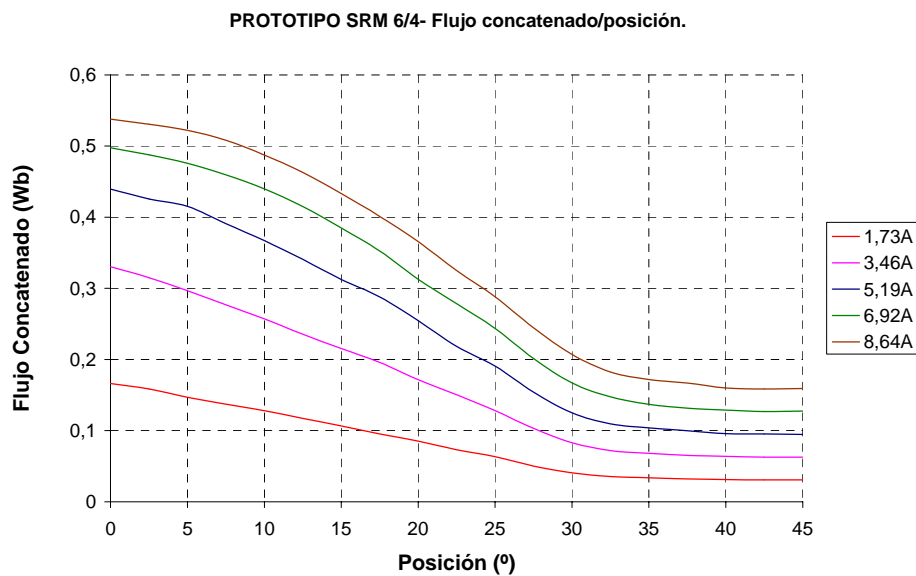


Figura II.4.3.3: Curvas flujo concatenado/posición para diferentes corrientes del prototipo 6/4 obtenidas experimentalmente mediante el equipo de caracterización.

Resultados obtenidos en el prototipo 12/8.

Los resultados que se presentan, obtenidos a partir de las medidas directas en el laboratorio, se han obtenido en este caso a la frecuencia de 25 Hz, permitiendo construir las curvas inductancia/posición de la figura II.4.3.4, las curvas flujo concatenado/corriente de la figura II.4.3.5 y las curvas flujo concatenado/posición de la figura II.4.3.6 correspondientes al prototipo del motor 12/8.

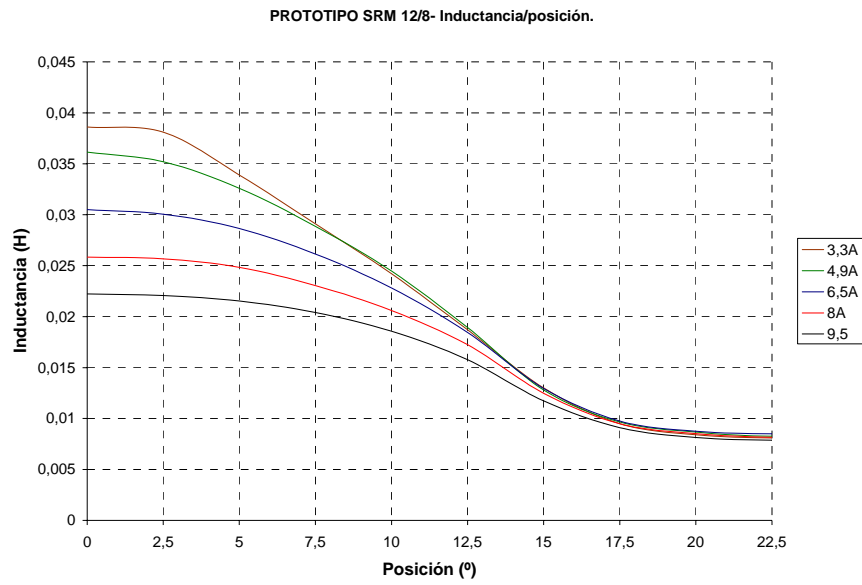


Figura II.4.3.4: Curvas inductancia/posición para diferentes corrientes del prototipo 12/8 obtenidas experimentalmente mediante el equipo de caracterización.

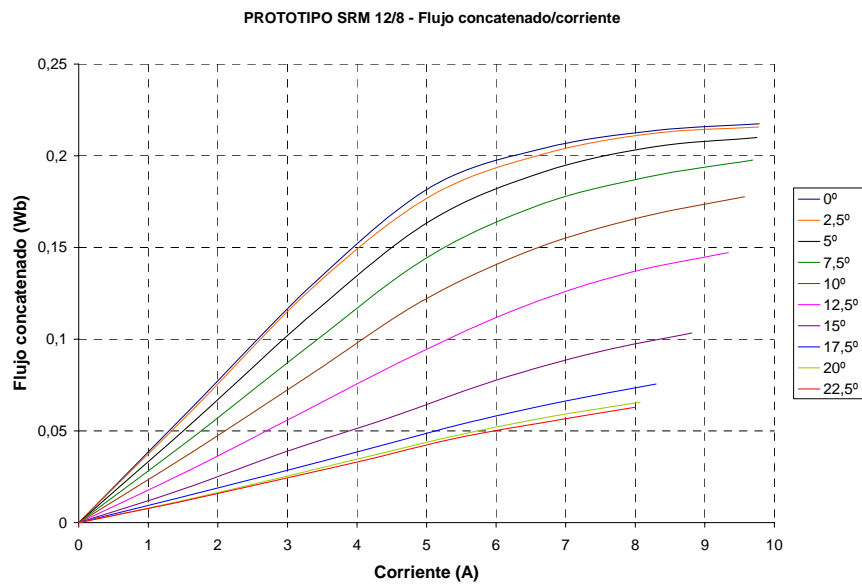


Figura II.4.3.5: Curvas flujo concatenado/corriente para diferentes posiciones del prototipo 12/8 obtenidas experimentalmente mediante el equipo de caracterización.

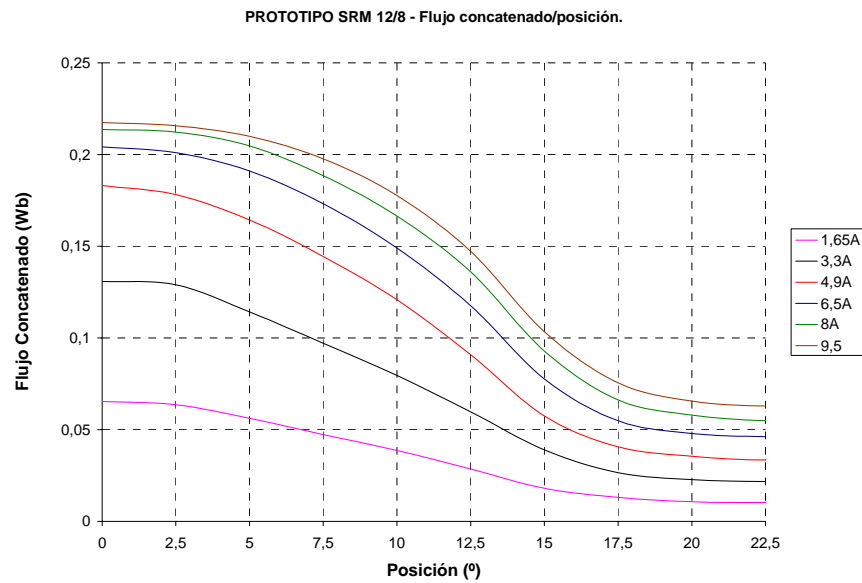


Figura II.4.3.6: Curvas flujo concatenado/posición para diferentes corrientes del prototipo 12/8 obtenidas experimentalmente mediante el equipo de caracterización.

II.4.4 COMPARACION DE RESULTADOS OBTENIDOS EN LOS DIFERENTES METODOS.

En los tres apartados anteriores se han obtenido características de los prototipos 6/4 y 12/8 diseñados y construidos a partir de métodos diferentes. Además, también se han efectuado medidas de inductancia en el laboratorio utilizando el método del voltímetro-amperímetro en corriente alterna [BAU97], para disponer así de un dato más de contrastación. El objetivo principal en este caso es el de validar los resultados del cálculo analítico y de la simulación con elementos finitos con las medidas directas obtenidas experimentalmente y, de esta manera, poder caracterizar a priori prototipos y variantes constructivas con las ayudas del cálculo analítico y de la simulación. También resulta de interés contrastar la fiabilidad del equipo de medida, para poder caracterizar así los motores después del proceso de fabricación y montaje, dentro de un margen aceptable de precisión. En las tablas siguientes se pueden ver las comparaciones de los resultados en la obtención de la inductancia según los diferentes métodos utilizados donde, a partir de dichos resultados, todo parece indicar que nos encontramos en un margen satisfactorio de fiabilidad. Esta bondad puede observarse también comparando la evolución de las curvas de caracterización presentadas en los apartados anteriores.

	Inductancia posición alineamiento (mH)				Inductancia posición no alineamiento (mH)
	I = 2 A	I = 4 A	I = 6 A	I = 8 A	I = 5 A
Cálculo analítico	103,84	103,1	85,25	68,26	16,08
Simulación elementos finitos	112,5	110,3	86,66	70	16,24
Medidas equipo caracterización	96	92,25	77,5	65,31	18
Medidas V/A en corriente alterna	103,5	99,7	84,41	71,31	21,5

Tabla II.4.4.1: Comparación de resultados obtenidos a partir de diferentes métodos en el prototipo 6/4.

	Inductancia posición alineamiento (mH)				Inductancia posición no alineamiento (mH)
	I = 2 A	I = 4 A	I = 6 A	I = 8 A	I = 5 A
Cálculo analítico	35,66	35,66	34,93	30,33	6,84
Simulación elementos finitos	41,07	41,07	38,09	31,57	6,37
Medidas equipo caracterización	40,38	40,38	37,5	32,21	8,07
Medidas V/A en corriente alterna	43,16	41,06	36,5	30,79	7,58

Tabla II.4.4.2: Comparación de resultados obtenidos a partir de diferentes métodos en el prototipo 12/8.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[AND93] P. Andrada, M. Torrent, E. Martínez. “Bases para el dimensionamiento de los motores de reluctancia autoconmutados (Switched Reluctance Motors)”. 3^{as} Jornadas Hispano-Lusas, 1-3 Julio de 1993, Barcelona.

[AND97] P. Andrada, F. Castellana, E. Martinez, J.R. Fernández. “Diseño y análisis de accionamientos de reluctancia autoconmutados”. SAAEI'97, Valencia 17-19 Septiembre 1997.

[AND00a] P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. “Experimental determination of magnetization curves of switched reluctance motors”. ICEM'2000, 28-30 de Agosto 2000, Helsinki.

[AND00c] P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. “Experimental determination of magnetic characteristics of electrical machines”. IAS'2000, 8-12 de Octubre 2000, Roma.

[ANW00] M.N. Anwar, I. Husain, A.V. Radun. "A comprehensive design methodology for switched reluctance machines". ICEM'2000, 28-30 Agosto 2000, Helsinki.

[ARM91] A.R. Miles. “Design of 5 MW, 9000 V switched reluctance motor”. IEEE Transactions on Energy Conversion”, Vol. 6, N° 3, Septiembre 1991.

[ARU85] R. Arumugan, D.A. Lowter, R. Krishnan, J.F. Lindsay. "Magnetic field analysis of a switched reluctance motor using a two dimensional finite element model". IEEE Transactions on magnetics, Vol.Mag-21, N° 5, pp 1883-1885, Septiembre 1985.

[BAU97] H. Bausch, K. Kanelis. "Feedforward torque control of a switched reluctance motor based on static measurements". ETEP, Vol.7, Noviembre-Diciembre 1997.

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

[COL96] R.S. Colby, F.M. Motlier, T.J.E. Miller. "Vibration modes and acoustic noise in a four-phase switched reluctance motor". IEEE Transactions on Industry Applications, Noviembre-Diciembre 1996, Vol.32, N° 6.

[COR79] J. Corda, J.M. Stephenson. "Analytical estimation of the minimum and maximum inductances of a double-salient motor". Leeds, 1979.

[COR97] J. Corda. "Effect of changing the number of turns on the performance of a switched reluctance motor". EPE'97, Trondheim, pp 3586-3590.

[CRI98] M. Crivii, M. Jufer. "Two-phase two-stack SR motor". International Conference Electric Machines, ICEM'98. Istanbul.

[DAV92] R.M. Davis. "Variable reluctance rotor structures. Their influence on torque production". IEEE Transactions on Industrial Electronis, Vol. 39, N° 2, Abril 1992, pp 168-174.

[ERT80] H.B. Ertan, A. Hugues, P.J. Lawrenson. "Efficient numerical method for predicting the torque/displacement curve of saturated VR stepping motors". IEE Proceedings, Vol.127, Pt.B, N° 4, pp 246-252, Julio 1980.

[FER93] A. Ferrero, A. Raciti, C. Urzì. "An indirect test method for the characterization of variable reluctance motors". IEEE Transaction on Instrumentation Measurement, Vol. 42, N° 6, 1993, pp 1020-1025.

[GU97] Q.S. Gu, M. Stiebler. "Scaling and dimensioning of switched reluctance machines". ETEP, Vol. 7, N° 5, Septiembre-October 1997.

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

[JON67] C.V. Jones. "The Unified Theory of Electrical Machines". Butterworths & Co. London 1967.

[JUF79] M. Jufer. "Electromecanique". Dunod Thecnique, St. Etienne, 1979.

[KRI88] R. Krishnan, R. Arumugan, J. F. Lindsay. "Design procedure for switched reluctance motor". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, N° 3, Mayo-Junio 1988, pp 456-461.

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

[**LAW80**] P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, P.T. Blekinshop, JU. Corda and N.N. Fulton. "Variable-speed switched reluctance motors". Proc. IEE, Vol. 127, Pt B, Nº 4, Julio 1980, pp 253-265.

[**LOV92**] H.C. Lovatt, J.M. Stephenson. "Influence of number of poles per phase in switched reluctance motors". Proc. IEE, Vol. 139, Nº 4, Julio 1992.

[**LOW95**] T.S. Low, H. Lin, S.X. Chen. "Analysis and comparison of switched reluctance motors with different physical sizes using a 2D finite element method". IEEE Transactions ang magnetics, Vol.31, Nº 6, Noviembre 1995.

[**MEC96**] B.C. Mecrow. "New winding configurations for doubly salient reluctance machines". IEEE Transactions on Industry Applications, Noviembre-Diciembre 1996.

[**MEE98**] D.C. Meeker. "Finite element method magnetics. User's Manual". Diciembre 1998.

[**MIC95**] A.M. Michaelides, C. Pollock. "Design and performance of a high efficiency, 5-phase switched reluctance drive". EPE'95, Sevilla.

[**MIL93**] T.J.E. Miller. "Switched reluctance motor and their control". Magna Phisics Publishing. Oxford Science Publications. Oxford 1993.

[**MUK73**] D. Mukhedkar, M. Hung Sin Yin. "Mesures des inductances d'une petite machine synchrone". RGE, Febrero 1973.

[**PUL97**] D.W.J. Pulle, I.R. Petersen. "A generalised approach to torque and current computation in switched reluctance motors". EPE'97, Trondheim.

[**RAD95**] A.V. Radun. "Design considerations for the switched reluctance motor". IEEE Transactions on Industry Applications. Septiembre-Octubre 1995.

[**RAD99**] A. Radun. "Analytical calculation of the switched reluctance motor's unaligned inductance". IEEE Transactions on Magnetics. Vol.35, Nº 6, pp 4473-4481. Noviembre 1999.

[**RAY79**] W.F. Ray and R.M. Davis. " Inverter drive for dubly salient reluctance motor: its fundamental behaviour, linear analysis and cost implications". Electric Power Applications, Vol. 2, Nº 6, Diciembre 1979, pp 185-193.

[**RAY84**] W.F. Ray, R.M. Davis, P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, N.N. Fulton, R.J. Blake. "Switched reluctance motor drives for rail traction: a second view". IEE Proceedings, Vol.131, Pt.B, N° 5, pp 220-225, Septiembre 1984.

[**TAK88**] Y. Takeda, S. Ishikawa, T. Hirasa, H. Takechi. "High variable reluctance motor with axial construction for direct drives". ICEM'88.

[**TAN97**] Y. Tang. "Characterization, numerical, analysis and design of switched reluctance motors". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 33, N° 6, 1997, pp 1544-1552.

[**TOR99**] M. Torrent, E. Martínez, P. Andrada, , I. Perat, J.A. Sánchez. "Caracterización magnética de motores de reluctancia autoconmutados". 6^{as} Jornadas Luso-Espanholas de Engenharia Electrotécnica, 7-9 de Julio 1999, Lisboa.

[**TOR00**] M. Torrent, P. Andrada. "Determination of number of turns in switched reluctance motors". ICEM'2000, 28-30 de Agosto 2000, Helsinki.

[**WEL91**] A. Weller, P. Trawinski. "Design and control of low power switched reluctance motors (<1 kW)". EPE'91, Florencia.

CAPITULO III

**SIMULACION MEDIANTE MODELOS LINEALES Y NO
LINEALES DEL MOTOR DE RELUCTANCIA
AUTOCONMUTADO**

Introducción.

Capítulo III.1: Modelos lineales sin considerar el efecto de la saturación.

Capítulo III.2: Simulación mediante modelos lineales.

Capítulo III.3: Modelos no lineales.

Capítulo III.4: Simulación mediante modelos no lineales.

Capítulo III.5: Modelos no lineales simplificados.

Capítulo III.6: Simulación mediante modelos no lineales simplificados.

Capítulo III.7: Conclusiones y propuesta. Comparación de resultados obtenidos.

Referencias bibliográficas.

INTRODUCCION.

La potencia de cálculo actual de los equipos informáticos ha permitido efectuar simulaciones de multitud de fenómenos físicos, entre ellos los circuitos y sistemas eléctricos y electrónicos. La principal ventaja de la simulación radica en la posibilidad de ejecutar multitud de pruebas en poco tiempo, así como prever el comportamiento de dichos circuitos o sistemas "a priori", es decir, antes de construirlos. Además, una vez construidos y observar su funcionamiento, mediante la simulación también podemos estudiar posibles mejoras de parámetros para un rediseño posterior. Aún así, hay algunos aspectos que no deben descuidarse. En primer lugar, hay que tener en cuenta que el resultado de la simulación estará acotado a la fiabilidad del modelo utilizado para caracterizar el sistema, por lo que será muy importante la elección de dicho modelo y conocer sus limitaciones sobre la base de las hipótesis simplificadoras que se hayan introducido en él, para después hacer una correcta interpretación de los resultados obtenidos. Además, creemos de vital importancia disponer de resultados experimentales para poder contrastar la fiabilidad del modelo y del programa informático utilizados en la simulación.

En la simulación de máquinas eléctricas, y más concretamente del motor de reluctancia autoconmutado, se ha ido avanzando progresivamente en el estudio y utilización de los modelos, desde modelos relativamente sencillos sin considerar la saturación de la máquina, hasta modelos muy complejos. En ocasiones, la complejidad de dichos modelos no justifica la precisión que se consigue en el cálculo, por lo que la decisión final en la elección del modelo dependerá de la aplicación final a la que va dirigida la simulación efectuada.

Una simulación del SRM a partir de modelos lineales permite de forma sencilla observar el funcionamiento de la máquina y sus particularidades, por lo que es una herramienta simple y muy útil para estudios básicos. La simulación a partir del conocimiento completo de las curvas de magnetización de la máquina requiere de modelos matemáticos más complejos, además de muchas medidas experimentales a realizar en los prototipos o de un proceso largo de estudio mediante elementos finitos, permitiendo éste modelo ajustes muy satisfactorios con el comportamiento real de la máquina. Por último, en ocasiones el estudio de parámetros de diseño o de control exigiría un proceso extremadamente fatigado si se busca la exactitud del modelo completo a partir de todas las curvas de magnetización, por lo que se ha trabajado intensamente en busca de un modelo simplificado que, aunque se pierda exactitud respecto del comportamiento real, reduzca considerablemente el proceso de modelización y cálculo posterior. Este modelo simplificado se ha obtenido a partir del conocimiento de las curvas de magnetización únicamente para las posiciones de alineamiento y de no alineamiento.

Por lo que al programa informático a utilizar, actualmente aparecen con mucha velocidad diversas opciones y diversas versiones de cada opción. En este caso, además de la precisión deseada influirá decisivamente en la elección las prestaciones que puedan ofertar estos programas.

En este capítulo, presentaremos diversas opciones de modelos sencillos o más completos, cada uno de ellos válido según la precisión de la aplicación requerida. Por lo que al programa se refiere, la elección de Pspice [FEN92] [TUI92] se deriva de la posibilidad de simular simultáneamente la máquina eléctrica y la electrónica del accionamiento [IND00], aunque presente limitaciones en otros aspectos que actualmente programas como Matlab/Simulink [SOA01] puedan ofrecer. Mediante Pspice se pueden implementar de forma rápida diferentes topologías de convertidor estático con elementos ideales y reales, puesto que es un programa orientado principalmente a la utilización de componentes electrónicos, con la ventaja que supone la realización de simulaciones para una correcta selección de los componentes a utilizar en las diferentes partes que componen el convertidor de alimentación. La modelización de la máquina eléctrica requiere un proceso más laborioso, puesto que debe realizarse a partir de funciones analíticas, apareciendo en ocasiones dificultades en el proceso de cálculo debido a la convergencia entre los componentes reales del convertidor y las expresiones analíticas utilizadas para modelizar la máquina.

III.1 MODELOS LINEALES SIN CONSIDERAR EL EFECTO DE LA SATURACION.

El estudio del funcionamiento del motor de reluctancia autoconmutado puede realizarse a partir de modelos que representen el comportamiento del motor, modelos que posteriormente pueden utilizarse para efectuar simulaciones utilizando programas informáticos que permitan la simulación de circuitos eléctricos y electrónicos, estudiando así el comportamiento conjunto del motor y del convertidor estático de alimentación. En una primera aproximación, pueden utilizarse modelos no lineales sin considerar el efecto de la saturación, modelos que aunque presenten diferencias significativas respecto al comportamiento real del motor, ya que el SRM trabaja habitualmente con elevadas saturaciones, pueden ser útiles para estudiar las características básicas de su funcionamiento de una forma relativamente sencilla.

Las ecuaciones que podemos utilizar mediante un modelo lineal sin considerar la saturación son:

$$U = R \cdot i + \frac{d\psi}{dt} \quad (\text{III.1.1})$$

$$\psi = L(\theta) \cdot i \quad (\text{III.1.2})$$

$$M = \sum_{i=1}^m \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot i^2 \quad (\text{III.1.3})$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_L \quad (\text{III.1.4})$$

donde:

U = tensión de alimentación.

R = resistencia de fase.

i = corriente de fase.

ψ = flujo concatenado de fase.

L = inductancia, función de la posición rotórica (θ).

J = momento de inercia

ω = velocidad angular

M = par motor

M_L = par resistente

m = número de fases

En el SRM la inductancia mutua entre fases es muy pequeña, por lo que la superposición del par individual de cada fase proporciona el par electromagnético total, tal como se ha indicado en la ecuación III.1.3.

Para la evolución de la inductancia en función de la posición rotórica, $L(\theta)$, podemos utilizar dos modelos diferentes, como presentaremos a continuación.

III.1.1. EVOLUCION DE LA INDUCTANCIA EN FUNCION DE LA POSICION POR TRAMOS LINEALES.

El valor de la inductancia a considerar en cada tramo para un ciclo rotórico τ , tal como se indica en la figura III.1.1, es:

- inductancia de la posición de alineamiento, L_{al} , constante durante el tramo correspondiente al ángulo $\beta_r - \beta_s$, donde β_r es el ángulo polar del rotor y β_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 β_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.

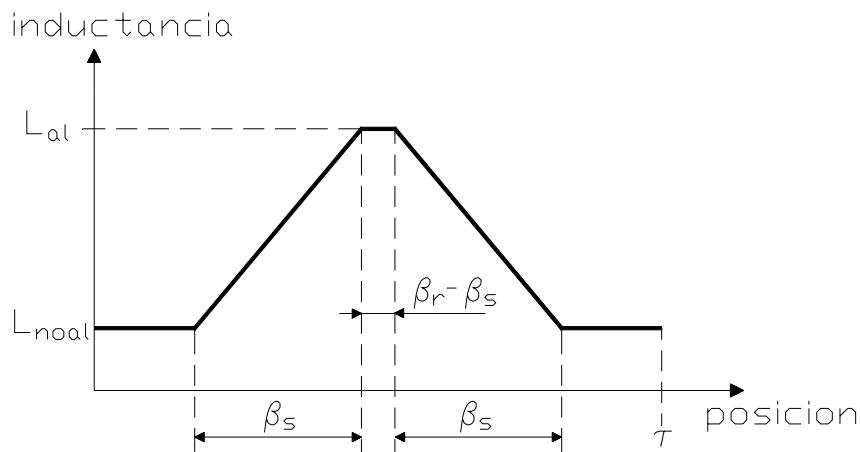


Figura III.1.1: Evolución de la inductancia en función de la posición por tramos lineales durante un ciclo rotórico.

III.1.2. EVOLUCION DE LA INDUCTANCIA EN FUNCION DE LA POSICION COMO UNA SUMA DE TERMINOS SENOIDALES.

En este caso se obtiene la inductancia a partir de la ecuación siguiente:

$$L(\theta) = k_1 + k_2 \cdot \cos N_r \theta + k_3 \cdot \cos 2N_r \theta - k_4 \cdot \sin 4N_r \theta \quad \text{(III.1.5)}$$

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. En la figura III.1.2, se presenta una de las aproximaciones efectuadas.

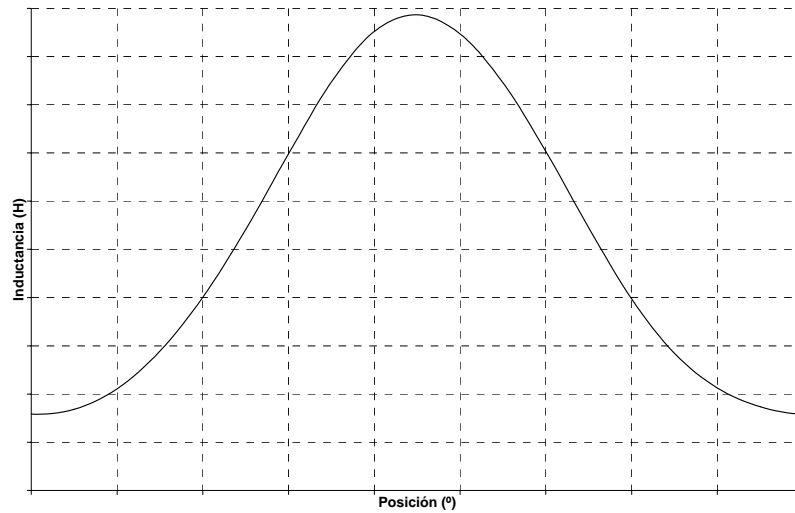


Figura III.1.2: Aproximación matemática de la evolución de la inductancia en función de la posición como suma de términos senoidales durante un ciclo rotórico.

Como ejemplo de las aproximaciones que pueden conseguirse, en las figuras III.1.3 y III.1.4 se representa la evolución de la inductancia entre las posiciones de alineamiento y de no alineamiento en los prototipos de SRM 6/4 y 12/8, donde se comparan la evolución de la inductancia medida para una corriente de 5 A con las aproximaciones por tramos lineales y por suma de términos senoidales.

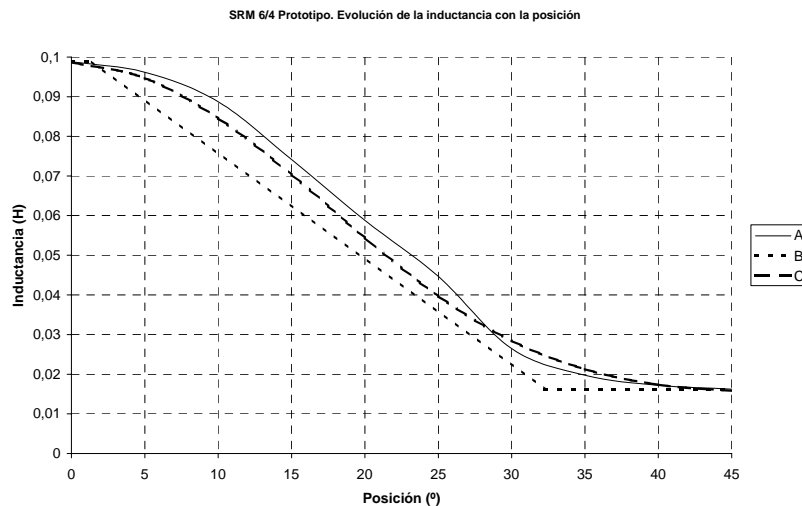


Figura III.1.3: Evolución de la inductancia con la posición en el prototipo 6/4.

- A = inductancia medida para 5 A.
- B = aproximación por tramos lineales.
- C = aproximación por suma de términos senoidales.

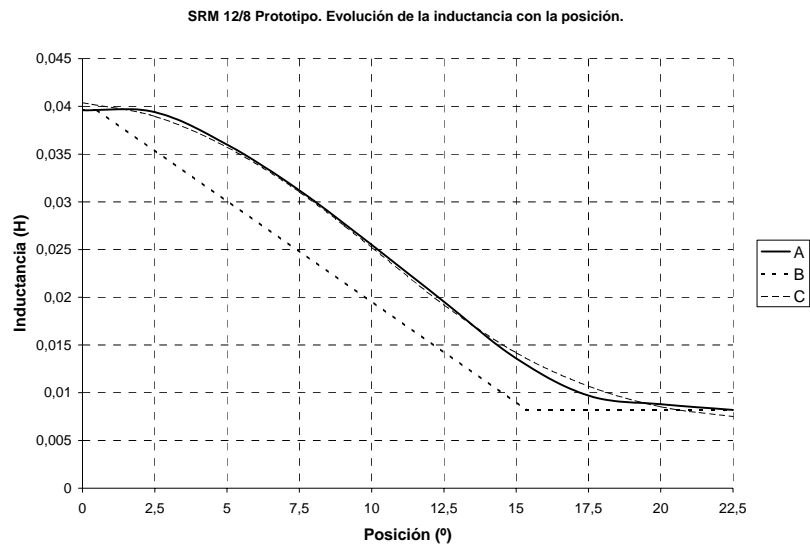


Figura III.1.3: Evolución de la inductancia con la posición en el prototipo 12/8.

A = inductancia medida para 5 A.

B = aproximación por tramos lineales.

C = aproximación por suma de términos senoidales.

III.2 SIMULACION MEDIANTE MODELOS LINEALES.

Para el estudio del comportamiento del SRM alimentado desde el convertidor estático se ha utilizado un circuito diseñado para tal fin mediante el programa de simulación de circuitos eléctricos PSPICE, ver anexo 4.

En este capítulo se presentan resultados correspondientes a la simulación de los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 alimentados a la tensión de 300 V desde un convertidor tipo Clásico, utilizando los dos modelos lineales de inductancia presentados en los apartados III.1.1 y III.1.2.

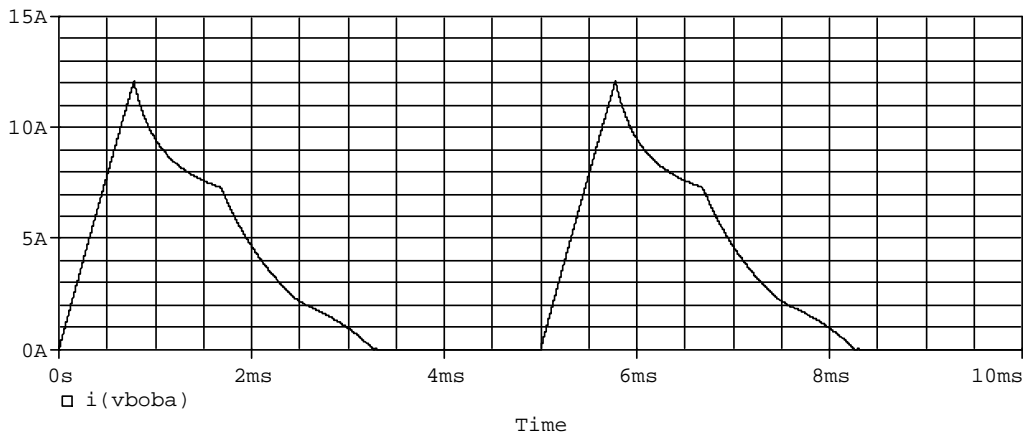
Resultados de la simulación utilizando el modelo de la inductancia en función de la posición por tramos lineales en el prototipo SRM 6/4.

Los valores del SRM 6/4 adoptados al realizar la simulación son los siguientes:

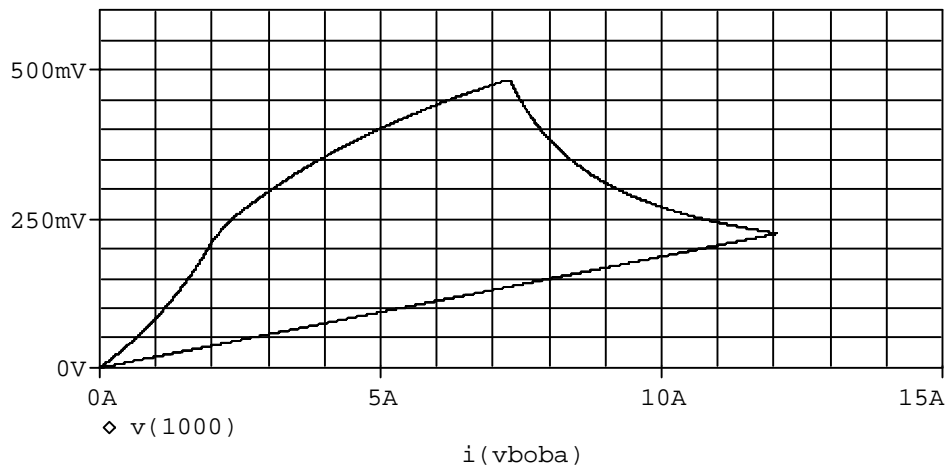
$L_{al} = 0,098$ H en el intervalo $\beta_r - \beta_s = 32,26^\circ - 30,85^\circ = 1,41^\circ$

$L_{noal} = 0,01625$ H

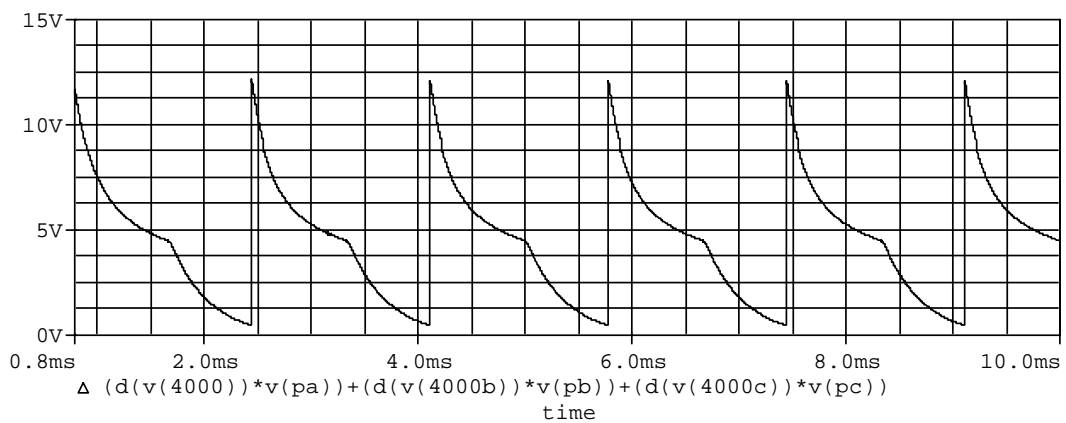
Variación lineal entre 0,0988 H y 0,01625 H en los intervalos $\beta_s = 30,85^\circ$



a) Corriente de fase.

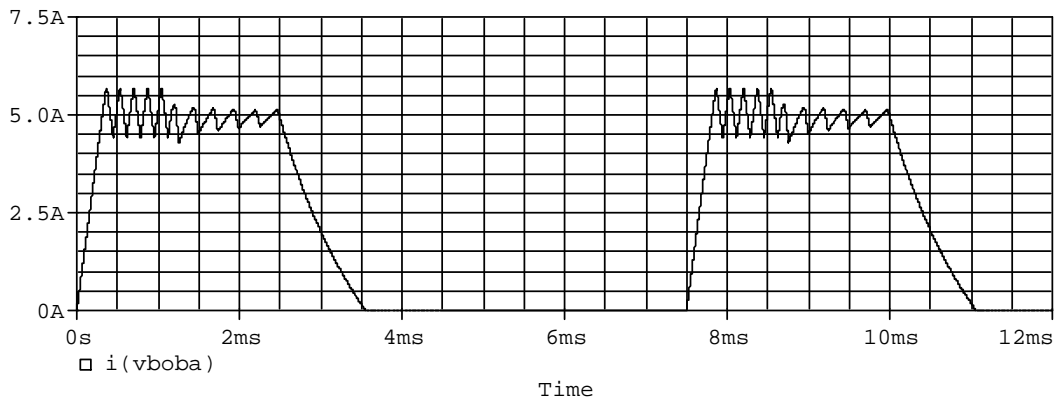


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

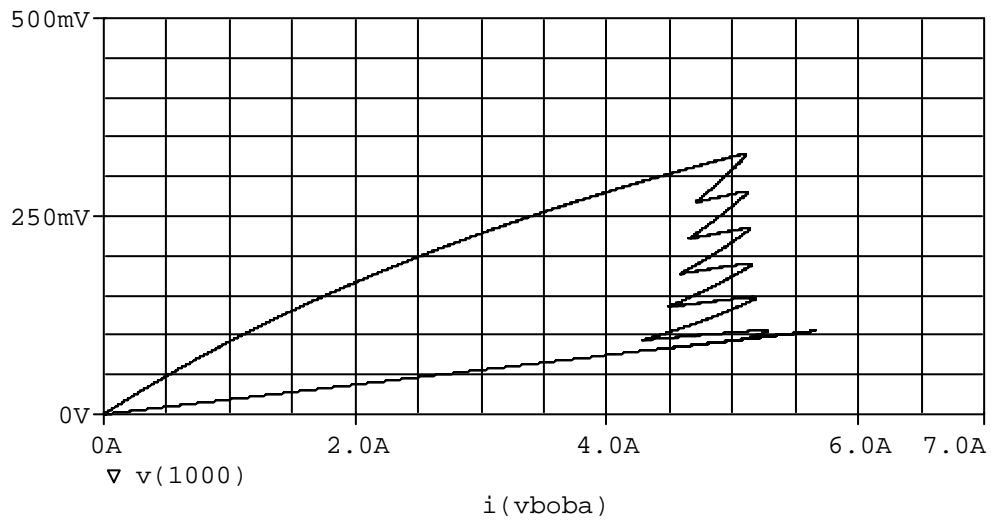


c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

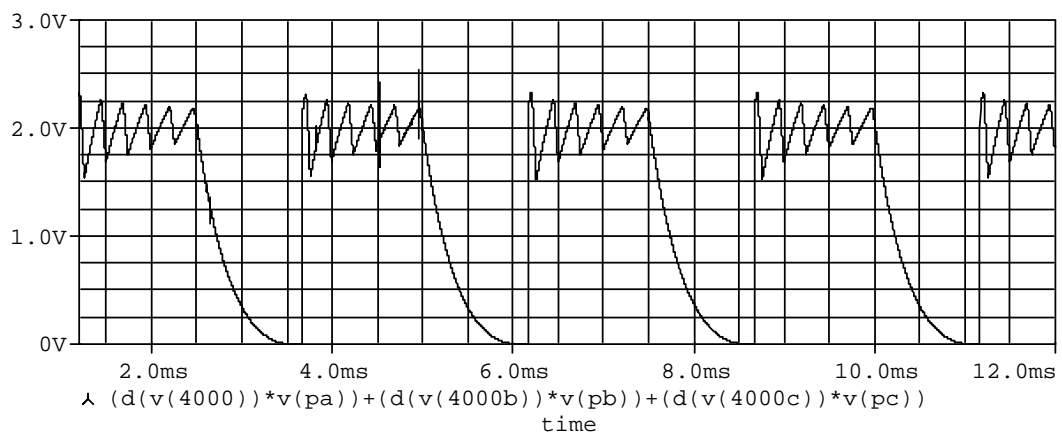
Figura III.2.1: Simulación del prototipo 6/4 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}
 Control pulso único, ángulo de conducción = 30°
 Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = $13,5^\circ$



a) Corriente de fase.



b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).



c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

Figura III.2.2: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}
 Angulo de conducción = 30°
 Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = $13,5^\circ$

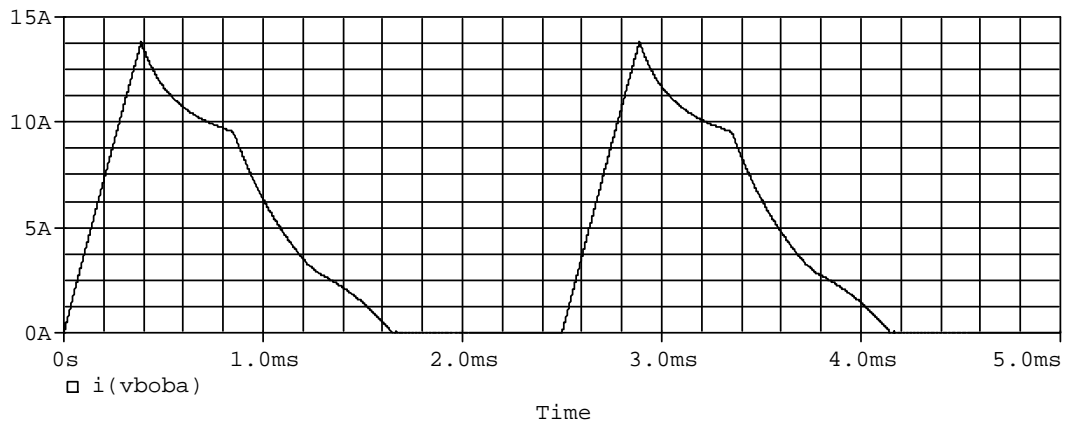
Resultados de la simulación utilizando el modelo de la inductancia en función de la posición por tramos lineales en el prototipo SRM 12/8.

Los valores del SRM 12/8 adoptados al realizar la simulación son los siguientes:

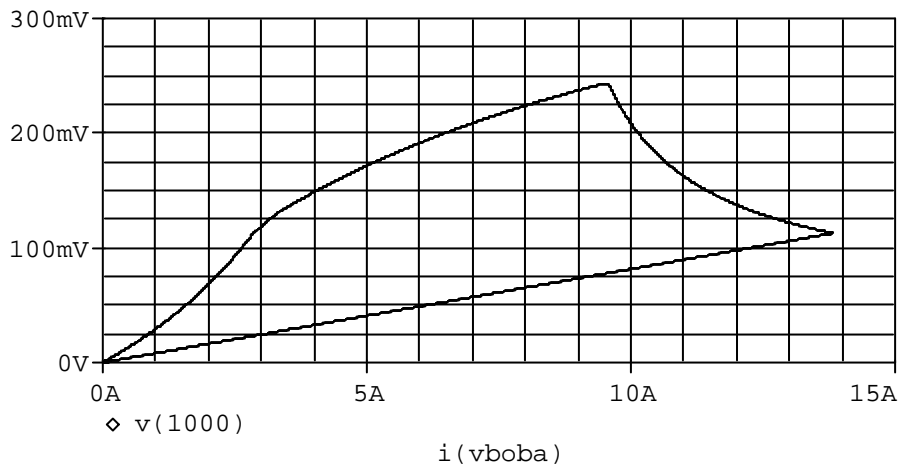
$L_{al} = 0,0396$ H en el intervalo $\beta_r - \beta_s = 15,86^\circ - 14,82^\circ = 1,04^\circ$

$L_{noal} = 0,0082$ H

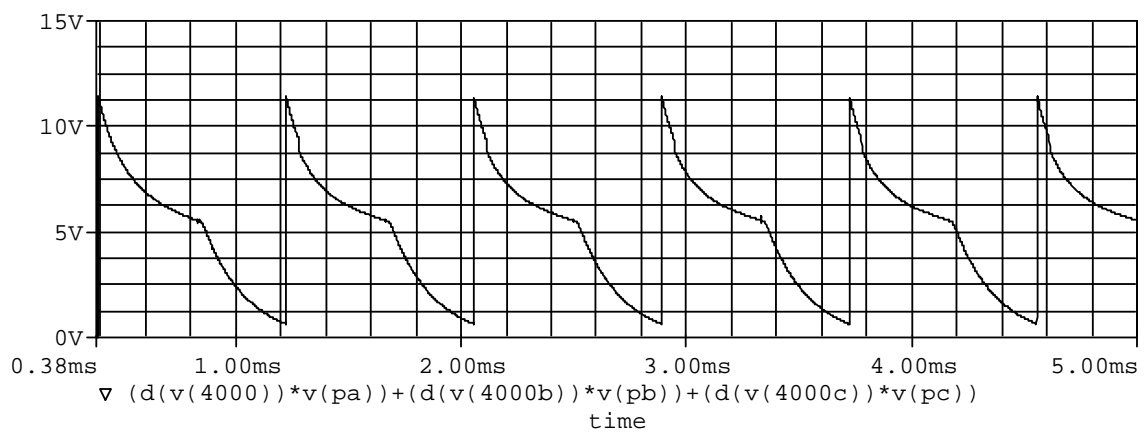
Variación lineal entre 0,0396 H y 0,0082 H en los intervalos $\beta_s = 14,82^\circ$



a) Corriente de fase.



b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

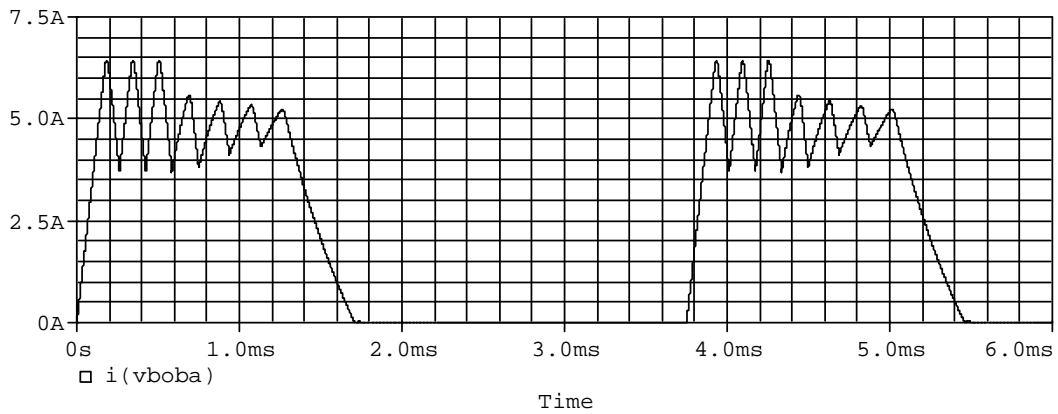


c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

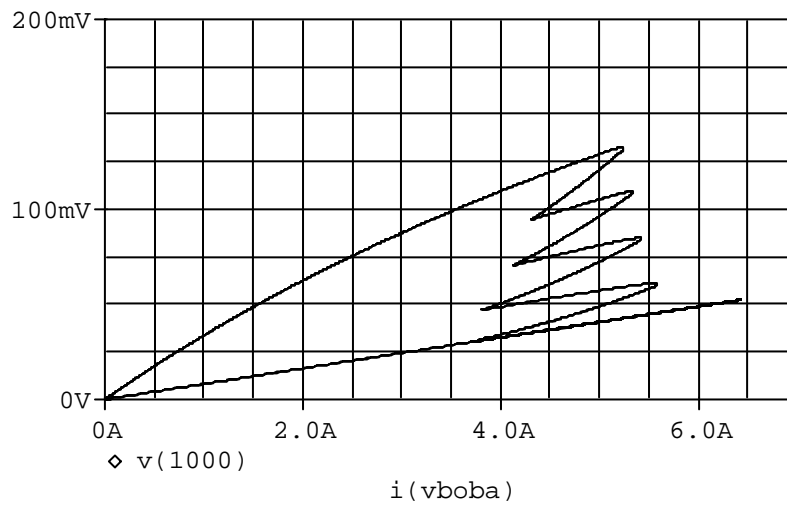
Figura III.2.3: Simulación del prototipo 12/8 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}

Control pulso único, ángulo de conducción = 15°

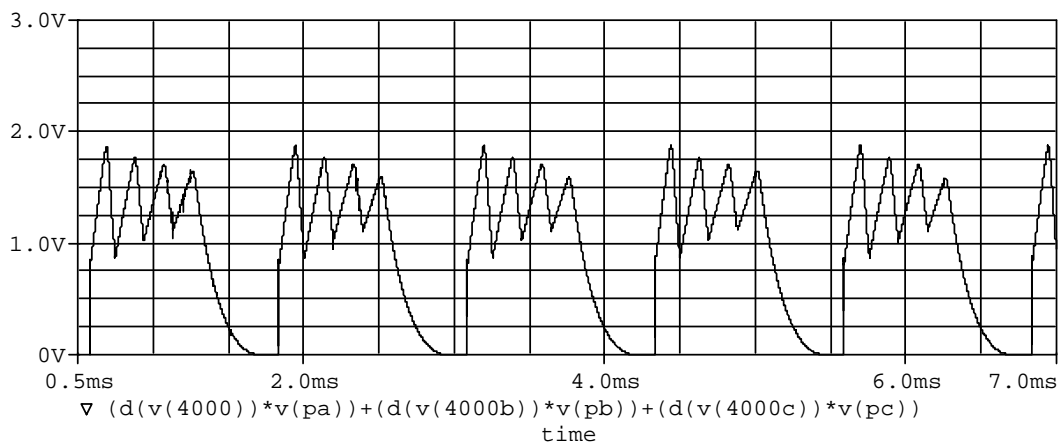
Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = $6,75^\circ$



a) Corriente de fase.



b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).



c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

Figura III.2.4: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}
 Angulo de conducción = 15°
 Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = $6,75^\circ$

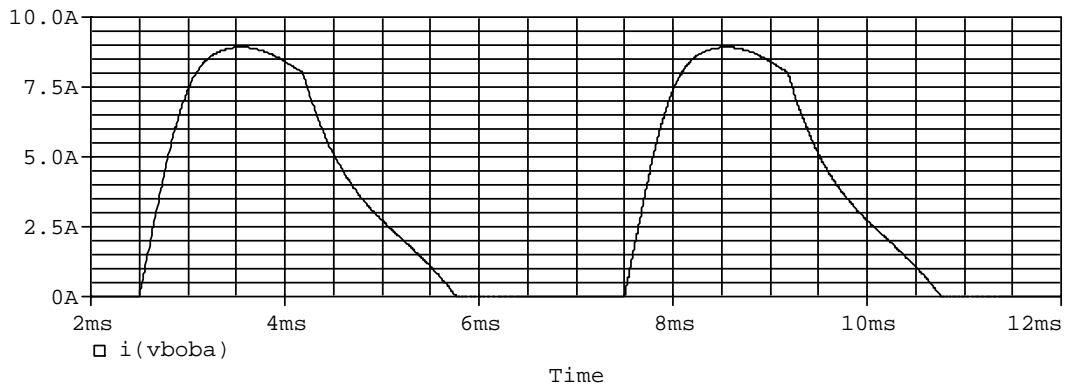
Resultados de la simulación utilizando el modelo de la inductancia como suma de términos senoidales en el prototipo SRM 6/4.

La expresión de la inductancia en función de la posición para el prototipo del motor 6/4 adoptada en esta simulación es la siguiente:

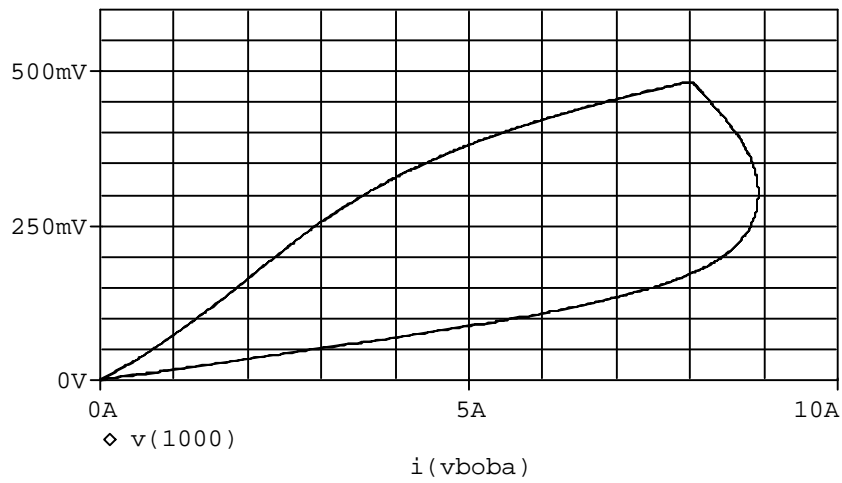
$$L(\theta) = 4,61 \cdot 10^{-2} + 3,37 \cdot 10^{-2} \cos 4\theta + 5,23 \cdot 10^{-3} \cos 8\theta - 1,03 \cdot 10^{-3} \sin 16\theta \quad (\text{H})$$

(III.2.1)

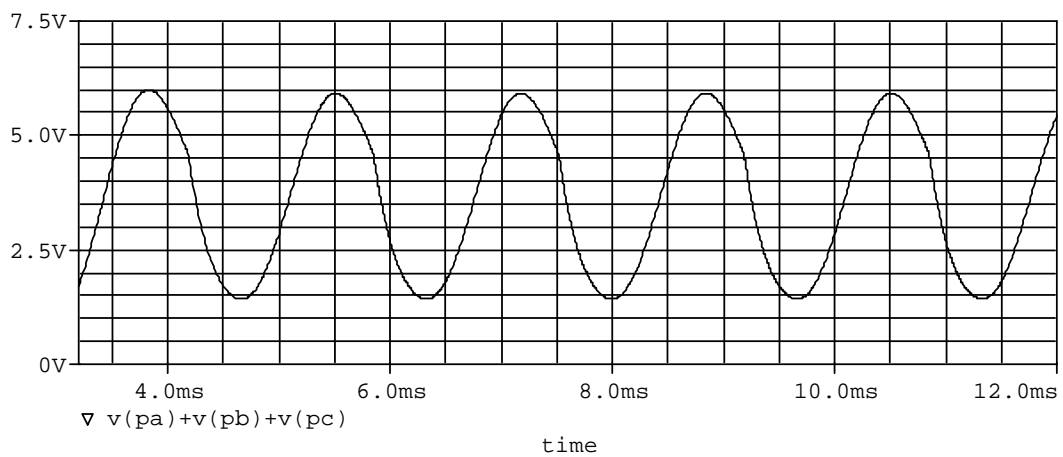
Esta evolución se corresponde con la obtenida a partir de las medidas efectuadas con el equipo de caracterización para una corriente de 5 A.



a) Corriente de fase.

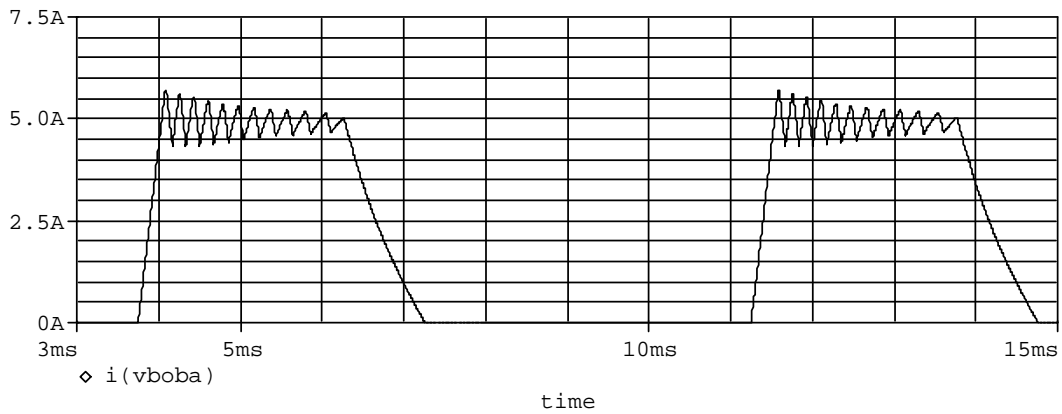


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

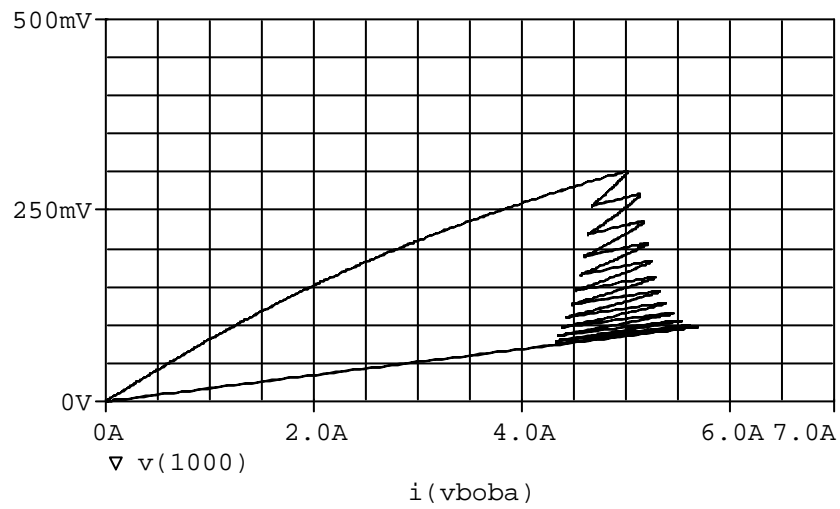


c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

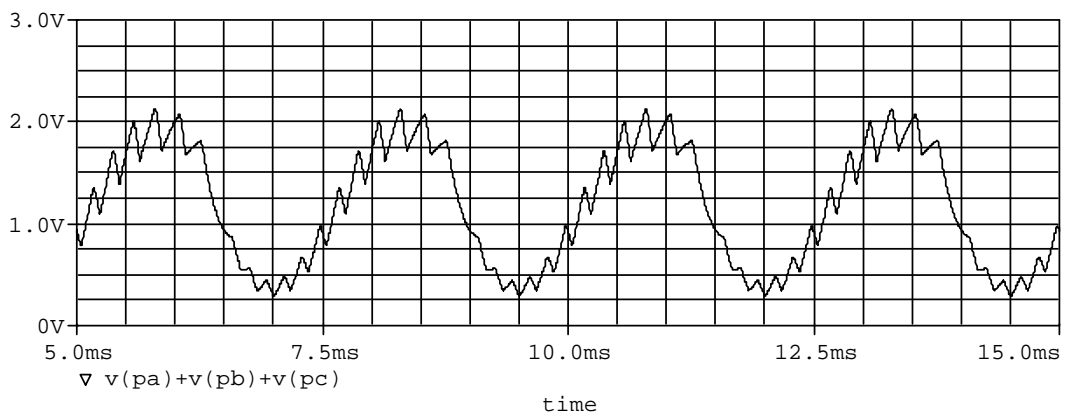
Figura III.2.5: Simulación del motor 6/4 - 3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}
 Control pulso único, ángulo de conducción = 30°
 Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°



a) Corriente de fase.



b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).



c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

Figura III.2.6: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}
 Ángulo de conducción = 30°
 Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°

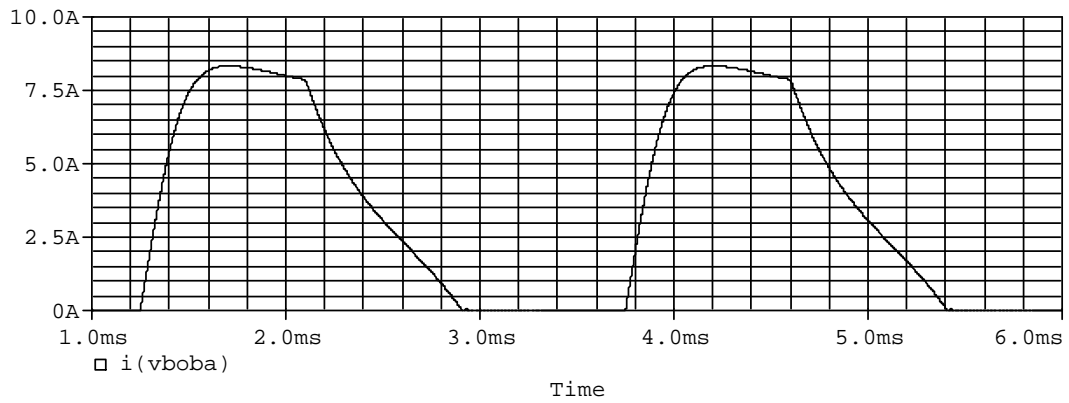
Resultados de la simulación utilizando el modelo de la inductancia como suma de términos senoidales en el prototipo SRM 12/8.

La expresión de la inductancia en función de la posición para el prototipo del motor 12/8 adoptada en esta simulación es la siguiente:

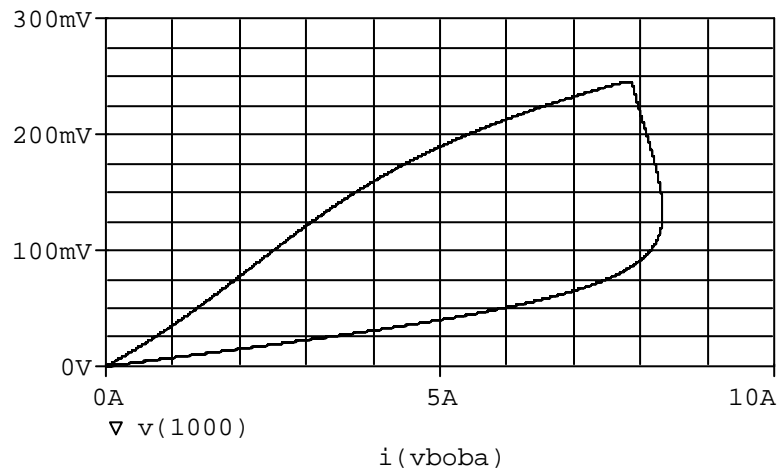
$$L(\theta) = 2,31 \cdot 10^{-2} + 1,64 \cdot 10^{-2} \cos 4\theta + 8,88 \cdot 10^{-4} \cos 8\theta - 2,42 \cdot 10^{-4} \sin 16\theta \quad (\text{H})$$

(III.2.2)

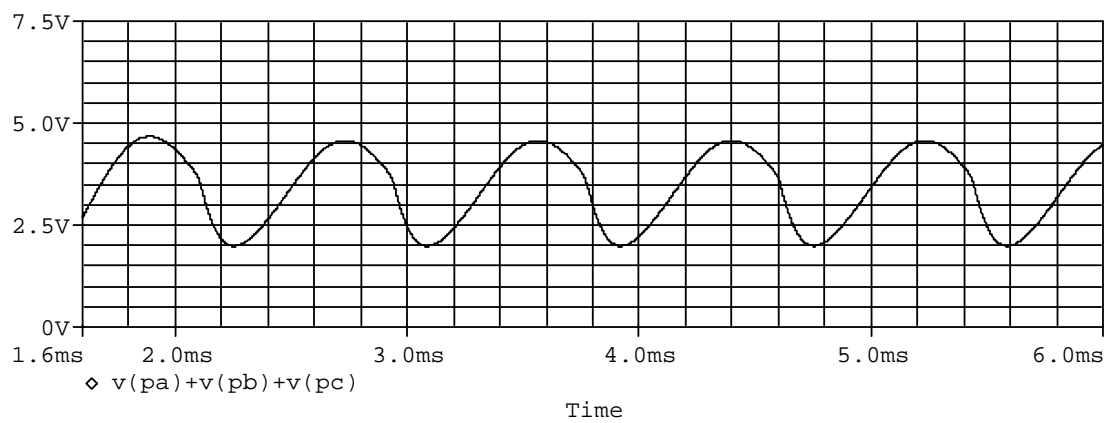
Esta evolución se corresponde con la obtenida a partir de las medidas efectuadas con el equipo de caracterización para una corriente de 5 A.



a) Corriente de fase.

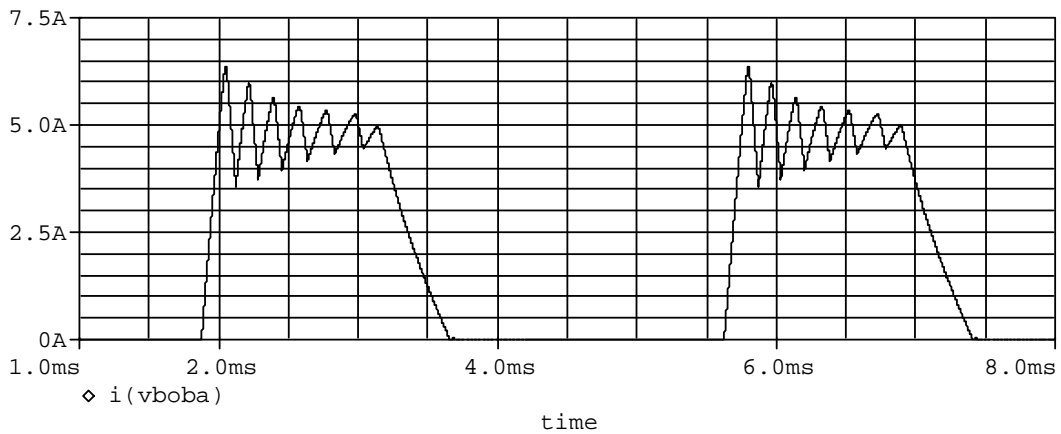


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

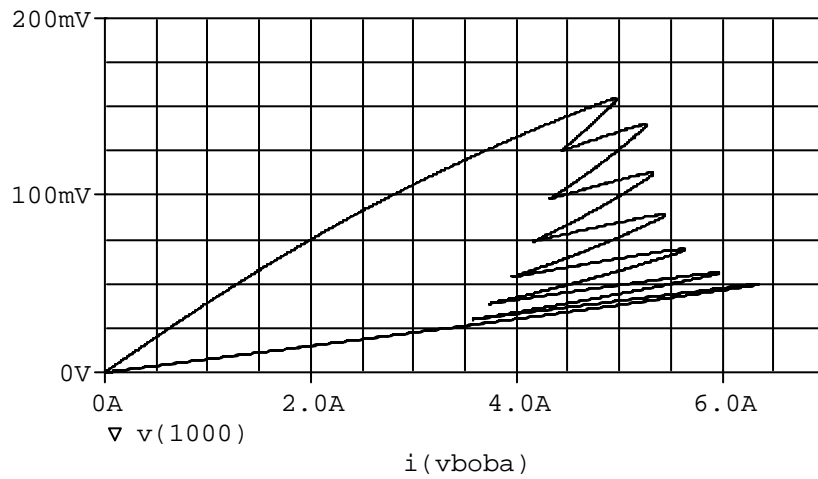


c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

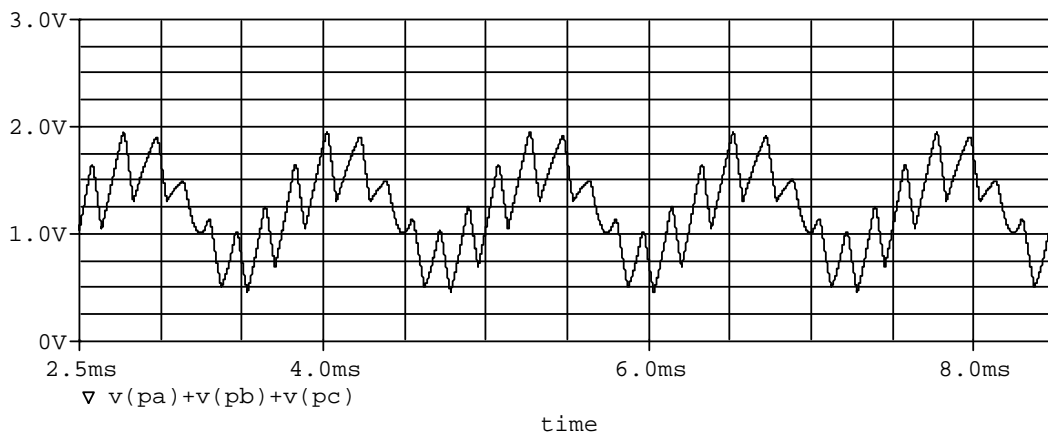
Figura III.2.7: Simulación del motor 12/8 - 3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}
 Control pulso único, ángulo de conducción = 15°
 Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°



a) Corriente de fase.



b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).



c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

Figura III.2.8: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}
 Ángulo de conducción = 15°
 Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°

Posibilidad de variación de los parámetros de funcionamiento mediante la simulación.

Una de las ventajas principales de la simulación consiste en ver como puede variar el comportamiento del motor a partir de la modificación de sus parámetros de funcionamiento, aunque el modelo del motor sea aproximado como es el caso de los modelos lineales presentados hasta ahora. Algún ejemplo en este sentido se presenta en la figura III.2.9, donde puede observarse la variación en la evolución de la corriente en función del ángulo de disparo de los interruptores estáticos, con un control de pulso único. En la figura III.2.10 tenemos un ejemplo de como varia la evolución de la corriente con un control de histéresis, en función de la corriente de referencia. El comportamiento del SRM es función en todo momento de múltiples variables, tanto de diseño como de control, y por este motivo las simulaciones pueden ayudarnos en el intento de fijar el punto de funcionamiento óptimo en cada caso particular [FRA91] [ARK94].

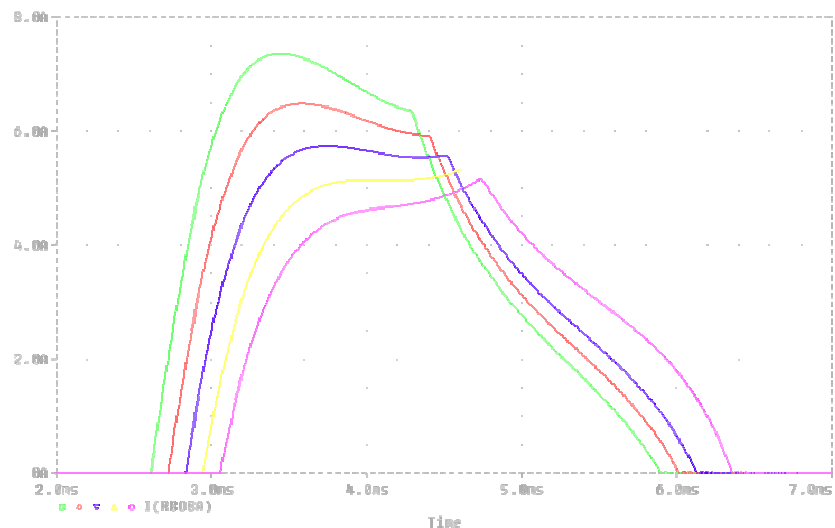


Figura III.2.9: Evolución natural de la corriente en función de diferentes ángulos de conmutación (control pulso único, velocidad 3000 min^{-1} , modelo suma de términos senoidales)
La variación del ángulo de conmutación es de 2° en 2° , coincidiendo la primera conmutación con el instante de crecimiento de la inductancia.

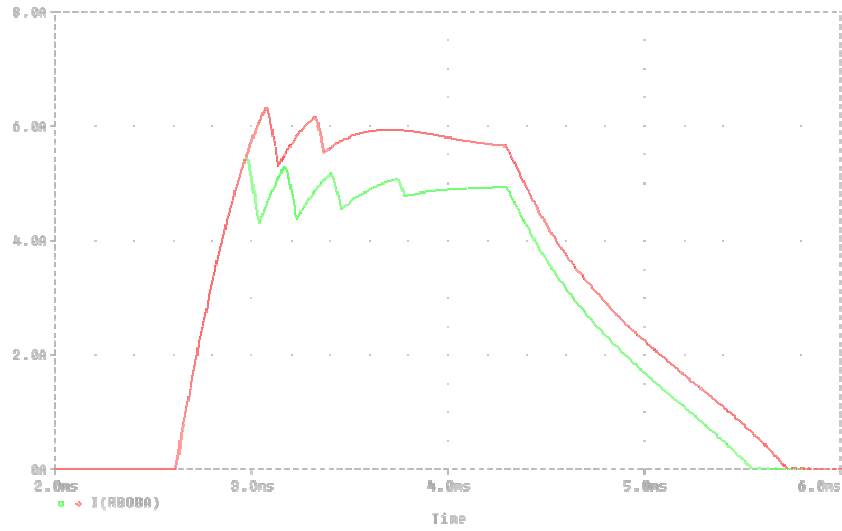


Figura III.2.10: Comparación en la evolución de la corriente entre un control de histéresis con la corriente de referencia a los 5 A y a los 6 A, para una velocidad de 3000 min^{-1} (modelo suma de términos senoidales).

III.3 MODELOS NO LINEALES.

Para tener en cuenta el efecto de la saturación en el SRM debe recurrirse a modelos no lineales y a la utilización de las curvas de magnetización, curvas que deben ajustarse mediante expresiones matemáticas que se puedan implementar en el programa de simulación utilizado, Pspice en nuestro caso. El ajuste requiere un proceso largo de obtención de los diferentes coeficientes a utilizar en las ecuaciones matemáticas que se utilicen, proceso que hemos realizado utilizando el programa informático para el ajuste de curvas Winfit.

Las ecuaciones a considerar, utilizando el modelo no lineal, son las siguientes:

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

$$W'(\theta, i) = \int_0^i \psi(\theta, i) di \quad (\text{III.3.2})$$

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

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

donde:

v = tensión

i = corriente

R = resistencia de fase

ψ = flujo concatenado

θ = posición

W' = coenergía

J = momento de inercia

ω = velocidad angular

M = par motor

M_L = par resistente

m = número de fases

Las expresiones anteriores son la base para la simulación y el control del SRM, y en ellas juegan un papel fundamental las curvas de magnetización, $\psi(\theta, i)$. Estas curvas, tal como hemos visto anteriormente, pueden obtenerse analíticamente, por experimentación o por medio de 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, es conveniente obtener 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.

Formulación de las curvas de magnetización.

Muchos autores han hecho importantes contribuciones sobre este tema [DAT95] [BAU97] [MAH97] [VUJ00]. Una de las más 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] :

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

En este trabajo proponemos tres alternativas: las dos primeras para realizar el ajuste de las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones del rotor, mientras que la tercera efectúa el ajuste de las curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes.

ALTERNATIVA 1: Se realiza el ajuste mediante la utilización de la ecuación de Froehlich modificada:

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

ALTERNATIVA 2: Se realiza el ajuste mediante una expresión polinómica:

$$\psi(\theta, i) = a(\theta) \cdot i^4 + b(\theta) \cdot i^3 + c(\theta) \cdot i^2 + d(\theta) \cdot i \quad (\text{III.3.7})$$

En las expresiones (III.3.5), (III.3.6) y (III.3.7) los coeficientes $a(\theta)$, $b(\theta)$, $c(\theta)$ y $d(\theta)$ dependen de la posición rotórica, y pueden aproximarse utilizando series de cosenos mediante:

$$a(\theta) = a_0 + \sum_{n=1}^{n=9} a_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.3.8})$$

$$b(\theta) = b_0 + \sum_{n=1}^{n=9} b_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.3.9})$$

$$c(\theta) = c_0 + \sum_{n=1}^{n=9} c_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.3.10})$$

$$d(\theta) = d_0 + \sum_{n=1}^{n=9} d_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.3.11})$$

donde N_r es el número de polos del rotor.

ALTERNATIVA 3: Otra alternativa especialmente interesante para el ajuste de las curvas de magnetización, que por la facilidad de su tratamiento y los resultados satisfactorios obtenidos creemos de mayor utilidad de las propuestas novedosas presentadas, puede realizarse a partir de expresar el flujo concatenado en función de la posición para diferentes corrientes, proponiéndose la siguiente expresión [TOR01]:

$$\psi(\theta, i) = p_0 + \sum_{n=1}^{n=5} p_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.3.12})$$

donde los coeficientes p_0 y p_n son función de la corriente, y se obtienen a partir de:

$$p_0 = p_{01} \cdot i^3 + p_{02} \cdot i^2 + p_{03} \cdot i \quad (\text{III.3.13})$$

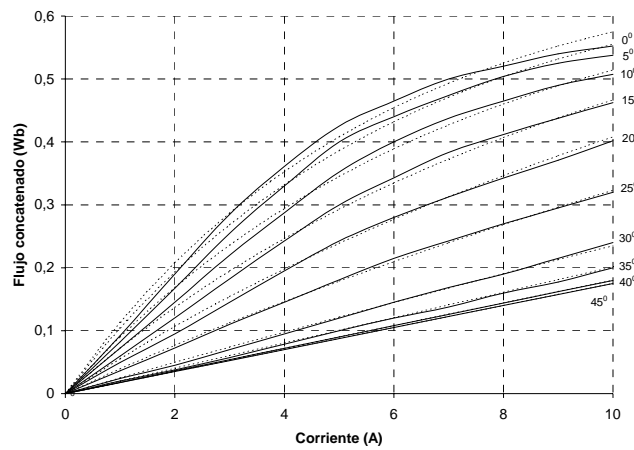
$$p_n = p_{n1} \cdot i^3 + p_{n2} \cdot i^2 + p_{n3} \cdot i \quad (\text{III.3.14})$$

A continuación presentaremos los resultados obtenidos en el ajuste de las curvas de magnetización de los prototipos 6/4 y 12/8 construidos a partir de las expresiones propuestas.

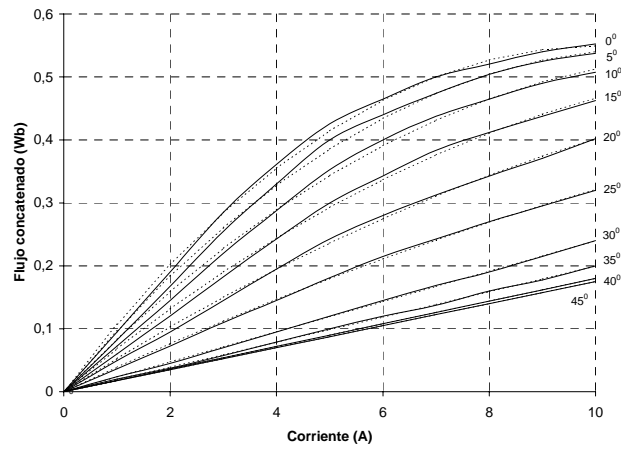
El ajuste final depende del número de términos n de la serie de cosenos que se utilicen en las ecuaciones III.3.8 a III.3.12. En el anexo 3 se presentan resultados en función del número de términos adoptado, comprobándose que el ajuste resulta satisfactorio en las alternativas 1 y 2 utilizando tres o más términos en las ecuaciones III.3.8 a III.3.11. Por lo que respecta a la alternativa 3, utilizándose tres términos en la expresión III.3.12 se consiguen buenos ajustes, pero se observan deficiencias en el cálculo del par estático, por lo que se recomienda utilizar cinco términos cosenoidales en este caso.

Ajuste de las curvas de magnetización en el prototipo de SRM 6/4.

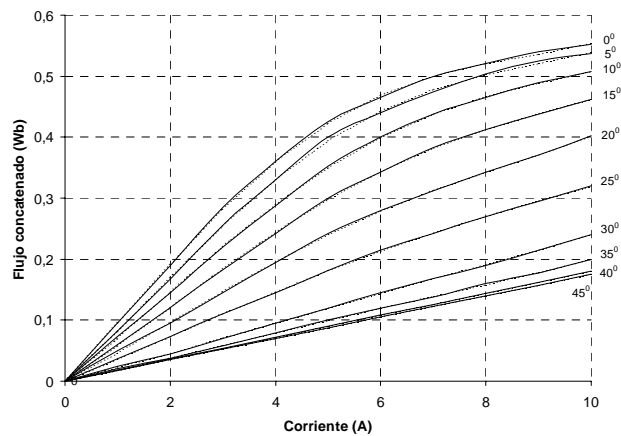
En la figura III.3.1 puede observarse la comparación entre los resultados experimentales y las aproximaciones efectuadas de las curvas flujo concatenado en función de la corriente para diferentes posiciones del rotor, utilizando las dos alternativas nuevas desarrolladas, juntamente con el ajuste obtenido utilizando la expresión propuesta por Torrey y Lang. Las curvas se han obtenido con intervalos de 5° entre la posición alineada y la posición no alineada en el prototipo de motor SRM 6/4.



a) Modelo propuesto por Torrey y Lang.



b) Alternativa 1, a partir de la ecuación de Froehlich.



c) Alternativa 2, a partir de la ecuación polinómica.

Figura III.3.1: Comparación entre los resultados experimentales (trazo continuo) y las aproximaciones obtenidas (trazo discontinuo) en las curvas flujo concatenado en función de la corriente, para diferentes posiciones del rotor (intervalos de 5°), en el prototipo 6/4.

En las figuras III.3.2, III.3.3 y III.3.4 pueden observarse la evolución de los coeficientes $a(\theta)$, $b(\theta)$, $c(\theta)$ y $d(\theta)$ en los diferentes ajustes presentados para el prototipo de motor 6/4, donde los 0° se corresponden con la posición alineada y los 45° se corresponden con la posición no alineada. El cálculo de todos los coeficientes se ha realizado con la ayuda del programa informático de ajuste de curvas Winfit.

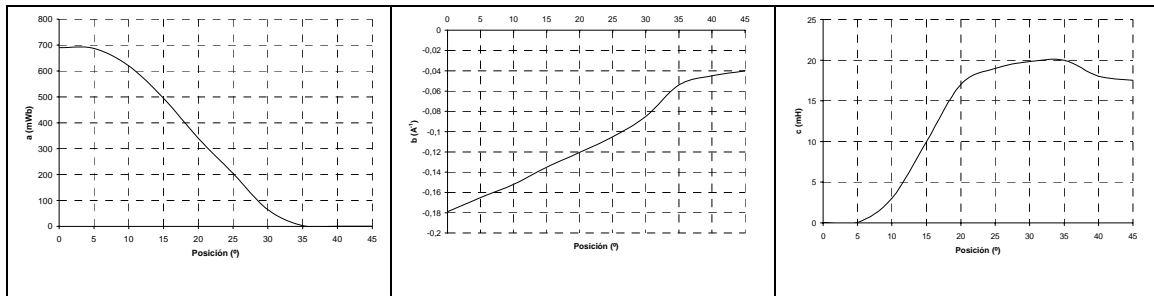


Figura III.3.2: Coeficientes $a(\theta)$, $b(\theta)$, $c(\theta)$ en el ajuste propuesto por Torrey y Lang para el prototipo de motor 6/4.

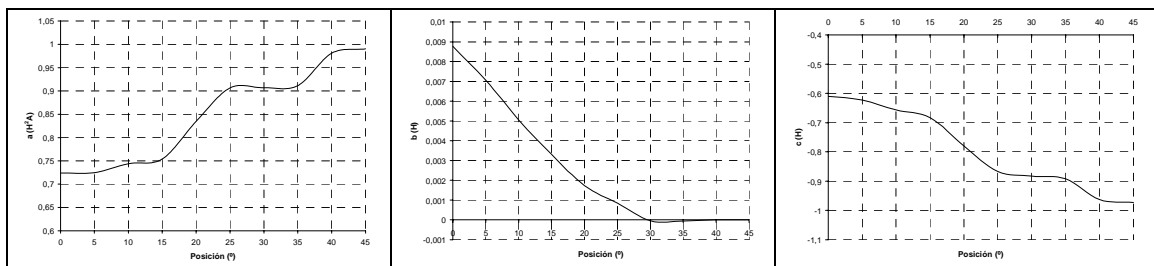


Figura III.3.3: Coeficientes $a(\theta)$, $b(\theta)$, $c(\theta)$ en el ajuste a partir de la ecuación de Froehlich (alternativa 1) para el prototipo de motor 6/4.

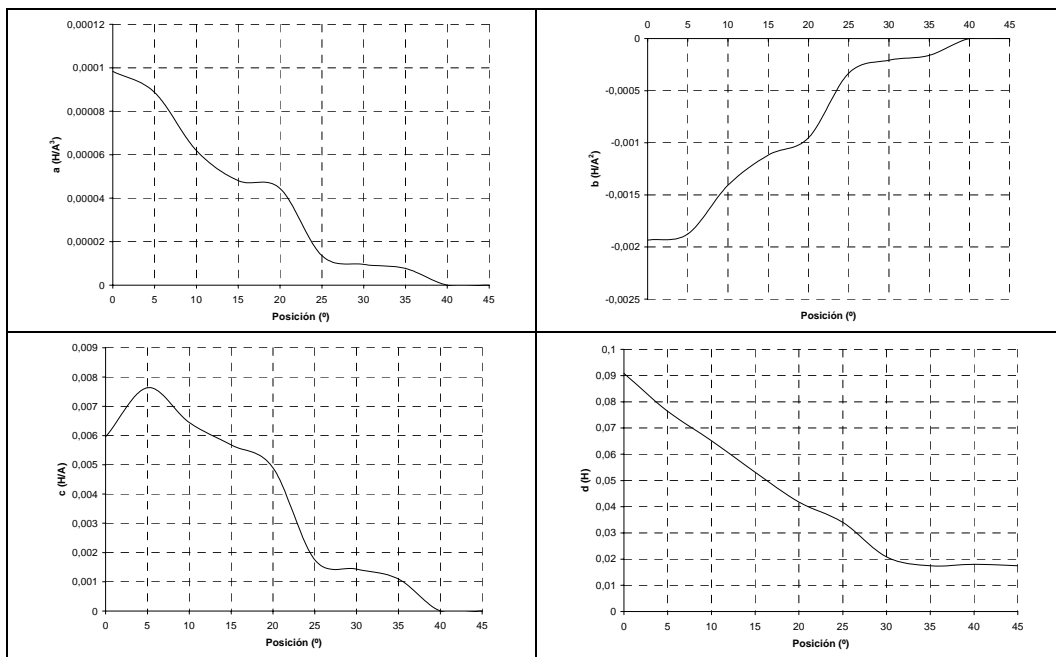


Figura III.3.4: Coeficientes $a(\theta)$, $b(\theta)$, $c(\theta)$, $d(\theta)$ en el ajuste a partir de la ecuación polinómica (alternativa 2) para el prototipo de motor 6/4.

Utilizando la alternativa 3, a partir de expresar el flujo concatenado en función de la posición para diferentes corrientes en el prototipo de motor 6/4, se han obtenido los resultados de la figura III.3.5, donde se presentan las diferentes curvas con intervalos de 1A.

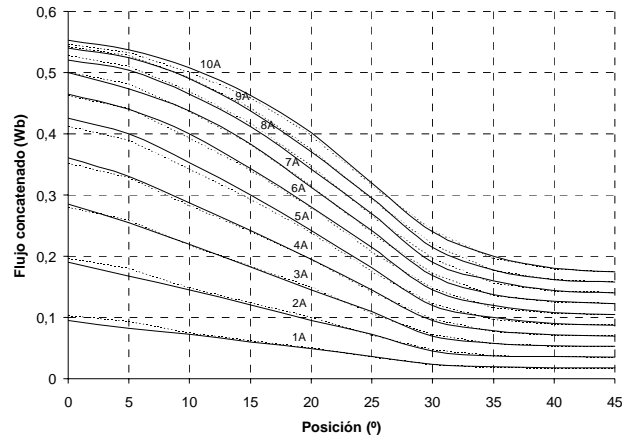


Figura III.3.5: Comparación entre los resultados experimentales (trazo continuo) y las aproximaciones obtenidas utilizando la alternativa 3 (trazo discontinuo) en las curvas flujo concatenado en función de la posición, para diferentes corrientes (intervalos de 1A) en el prototipo de motor 6/4.

La evolución de los coeficientes p_0 y p_n en función de la corriente, se presentan en la figura III.3.6.

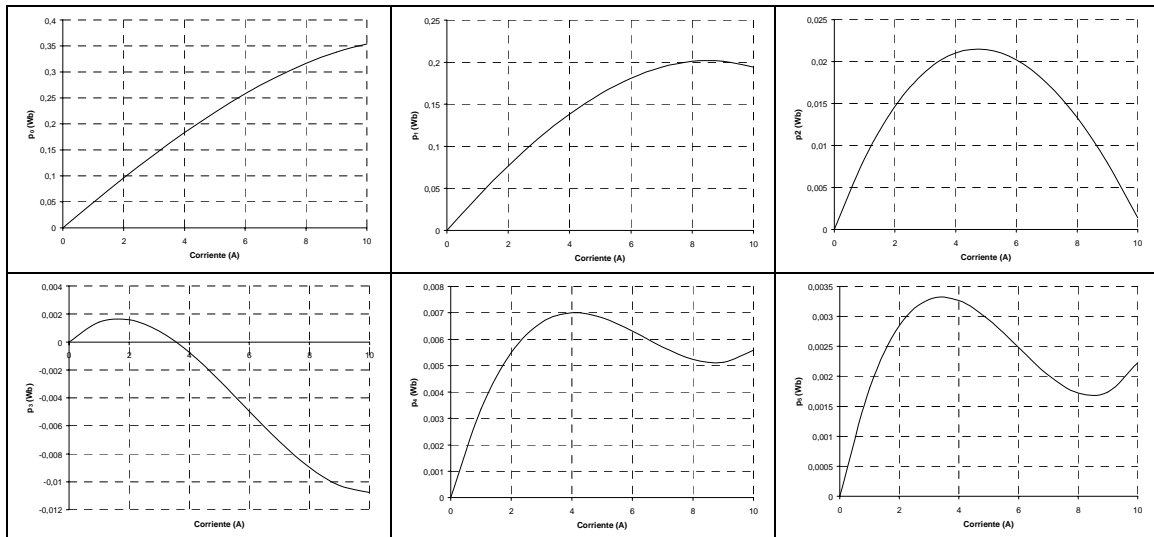


Figura III.3.6: Evolución de los coeficientes p_0 y p_n en función de la corriente (alternativa 3) en el prototipo de motor 6/4.

Ajuste de las curvas de magnetización en el prototipo de SRM 12/8.

La utilización de las expresiones de ajuste propuestas en el prototipo de motor 12/8, da como resultado los ajustes en las curvas de flujo concatenado en función de la corriente para diferentes posiciones, así como para las curvas de flujo concatenado en función de la posición para diferentes corrientes que se presentan a continuación. En cada caso, se presentan también la evolución de los diferentes coeficientes.

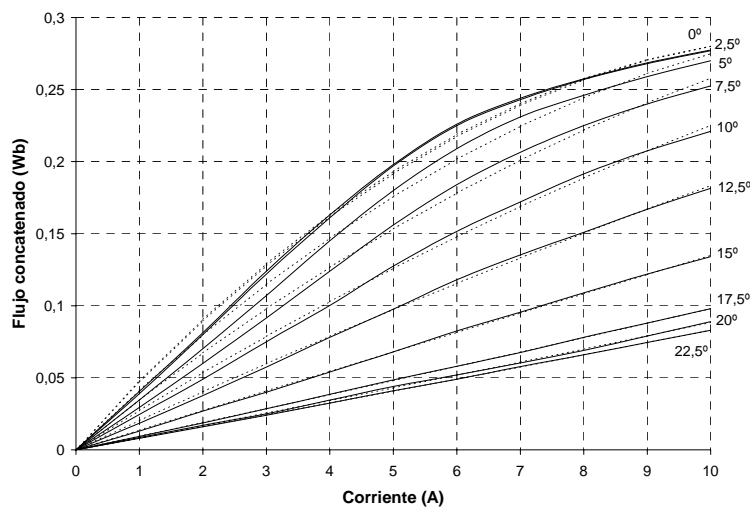


Figura III.3.7: Comparación entre los resultados experimentales (trazo continuo) y las aproximaciones obtenidas (trazo discontinuo) en las curvas flujo concatenado en función de la corriente, para diferentes posiciones del rotor (intervalos de 5°), a partir de la ecuación de Froehlich (alternativa 1) en el prototipo 12/8.

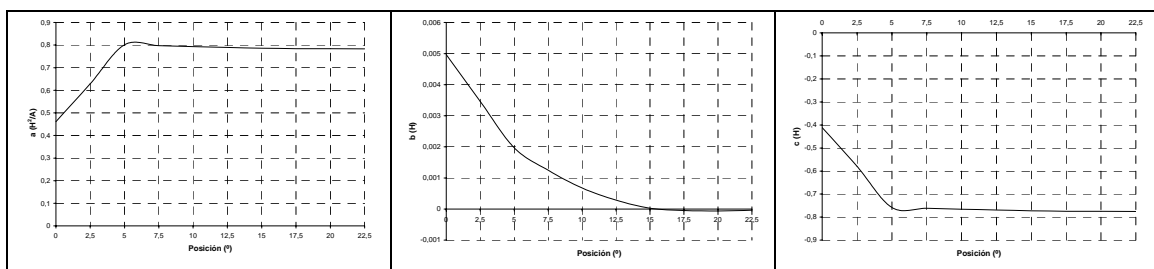


Figura III.3.8: Coeficientes $a(\theta)$, $b(\theta)$, $c(\theta)$ en el modelo a partir de la ecuación de Froehlich (alternativa 1) para el prototipo de motor 12/8.

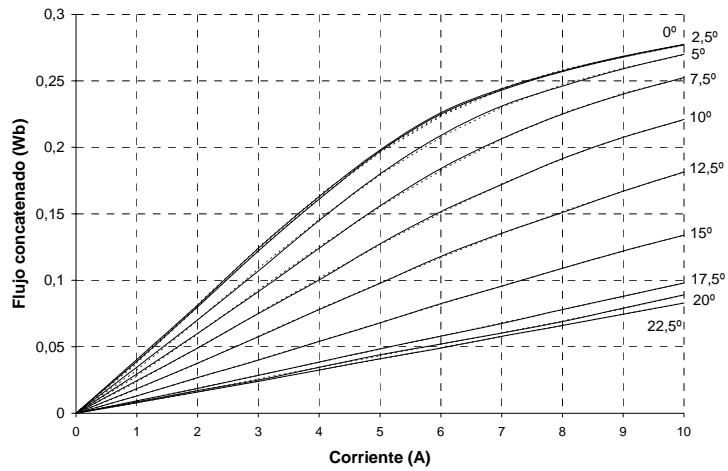


Figura III.3.9: Comparación entre los resultados experimentales (trazo continuo) y las aproximaciones obtenidas (trazo discontinuo) en las curvas flujo concatenado en función de la corriente, para diferentes posiciones del rotor (intervalos de 5°), a partir de la ecuación polinómica (alternativa 2) en el prototipo 12/8.

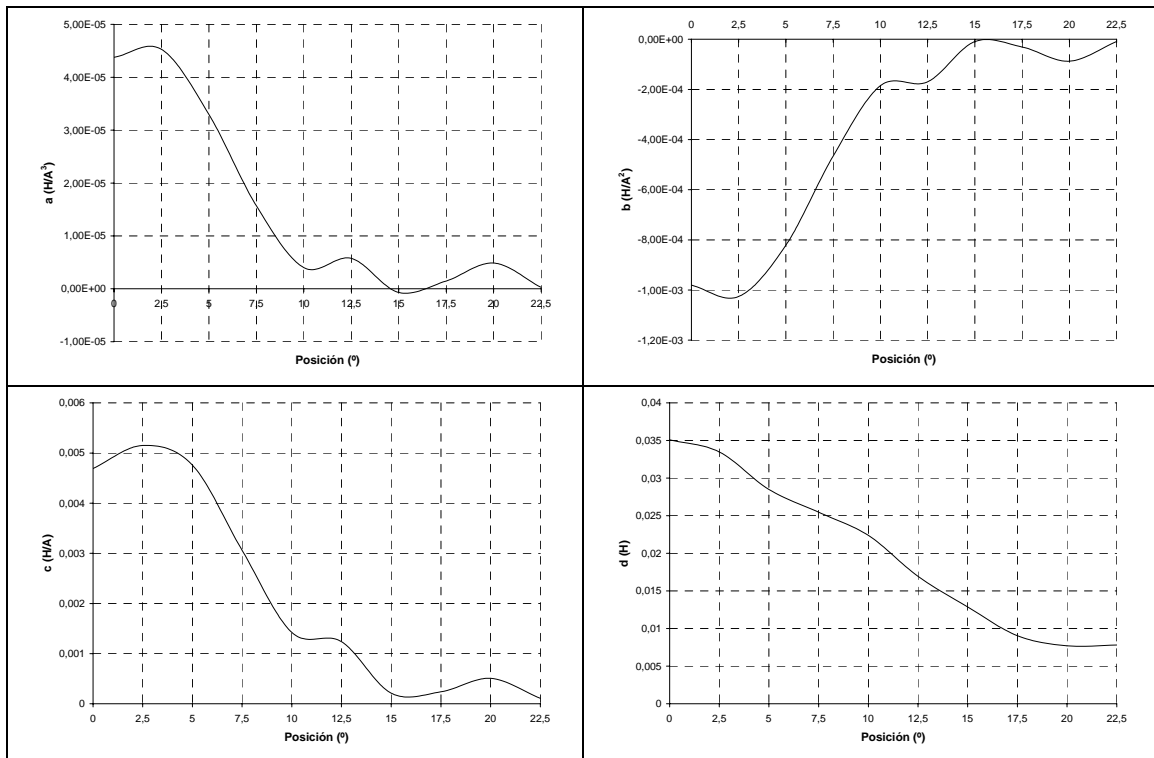


Figura III.3.10: Coeficientes $a(\theta)$, $b(\theta)$, $c(\theta)$, $d(\theta)$ en el modelo a partir de la ecuación polinómica (alternativa 2) para el prototipo de motor 12/8.

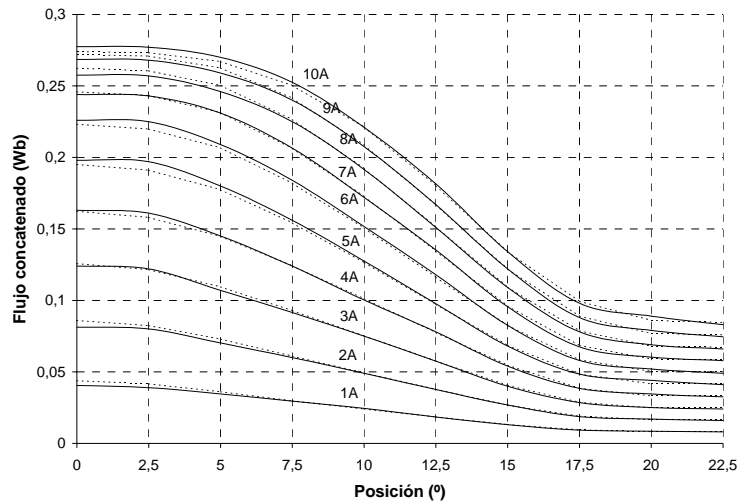


Figura III.3.11: Comparación entre los resultados experimentales (trazo continuo) y las aproximaciones obtenidas mediante la alternativa 3 (trazo discontinuo) en las curvas flujo concatenado en función de la posición, para diferentes corrientes (intervalos de 1A) en el prototipo de motor 12/8.

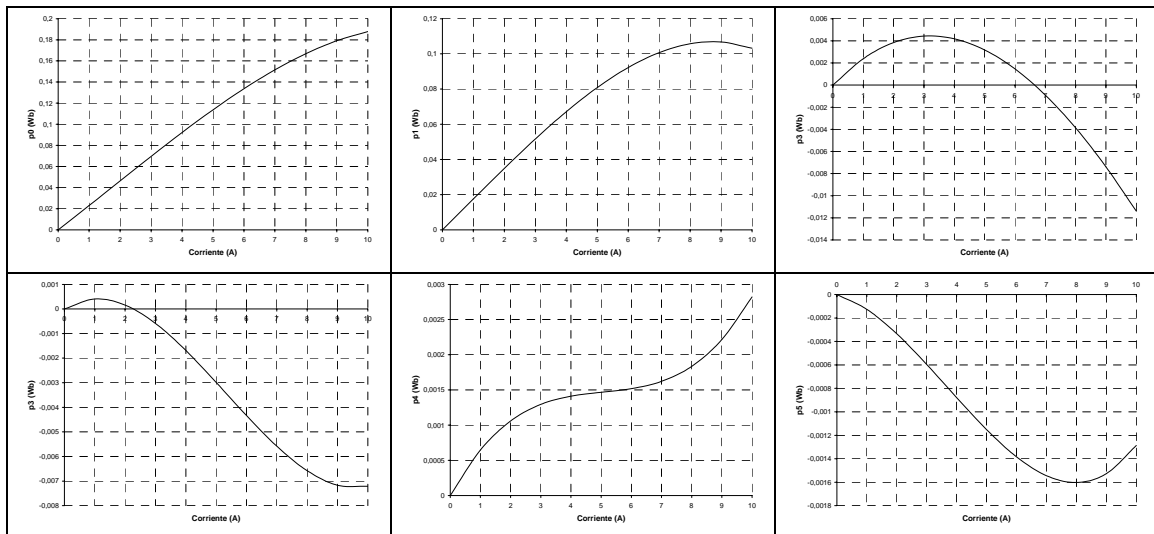


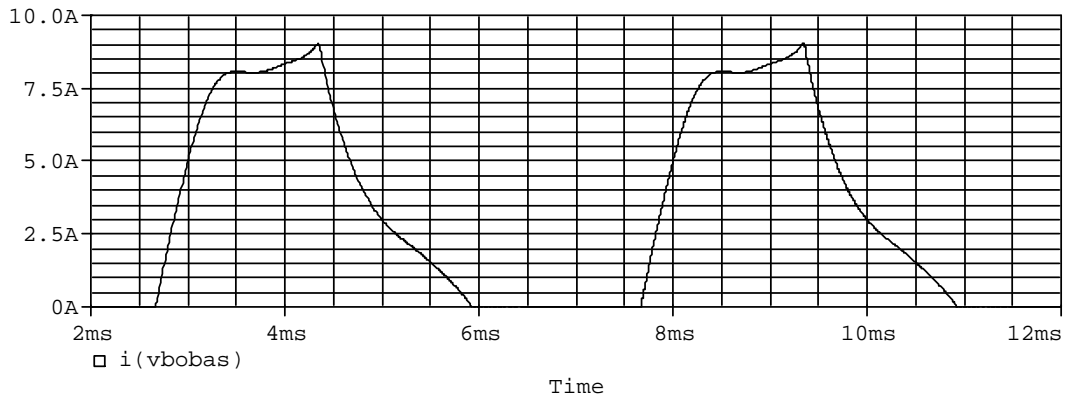
Figura III.3.12: Evolución de los coeficientes p_0 y p_n en función de la corriente (alternativa 3) en el prototipo de motor 12/8.

Se han realizado ajustes de las curvas de magnetización utilizando las tres alternativas presentadas en diferentes estructuras electromagnéticas elementales, presentándose los ajustes obtenidos en el anexo 2. Los resultados satisfactorios que en diferentes estructuras se consigue ratifican la utilidad de todas las alternativas ante variaciones constructivas que pueda presentar el SRM.

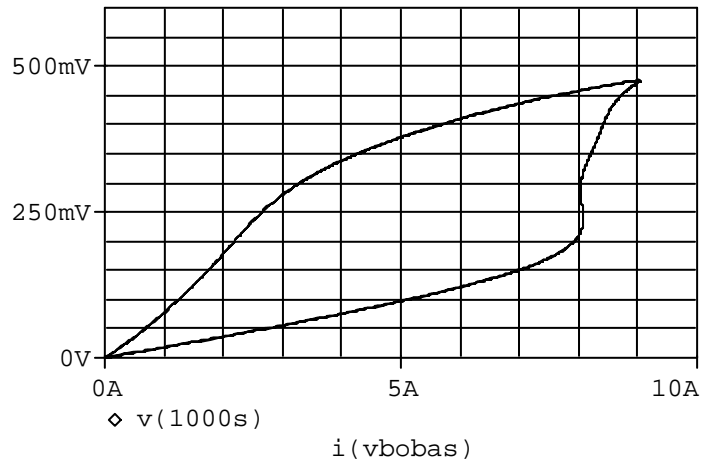
III.4 SIMULACION MEDIANTE MODELOS NO LINEALES.

Se ha realizado una simulación del comportamiento de los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 descritos anteriormente, con el modelo no lineal y las expresiones de ajuste de las curvas de magnetización propuestas en las diferentes alternativas implementadas en el programa Pspice, utilizando un convertidor estático tipo Clásico y con una tensión de alimentación de 300 V. Se han implementado los tipos de control por pulso único y mediante histéresis, para un ángulo de conducción igual al ángulo de paso del motor, siendo de 30° en el motor 6/4 y de 15° en el motor 12/8.

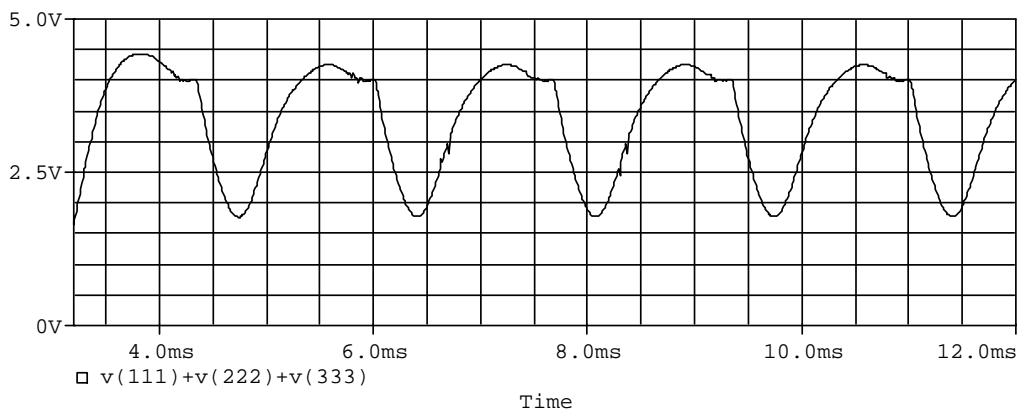
Resultados de la simulación utilizando la ecuación de Froehlich (alternativa 1) en el SRM 6/4.



a) Corriente de fase.

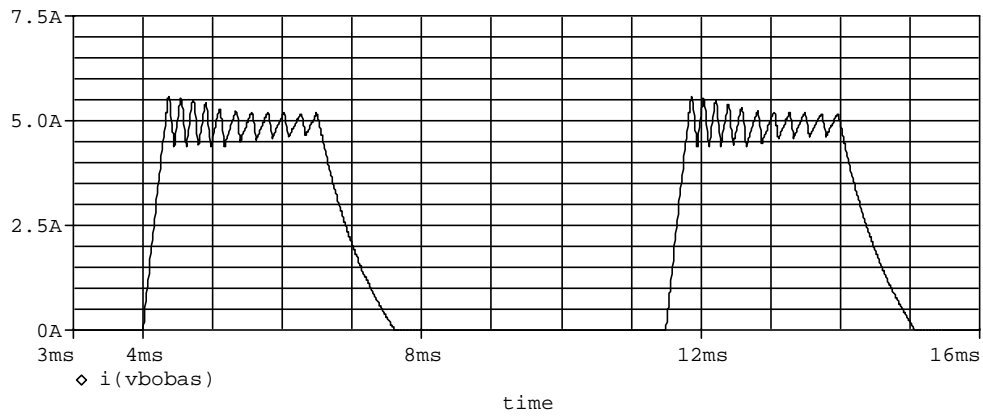


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

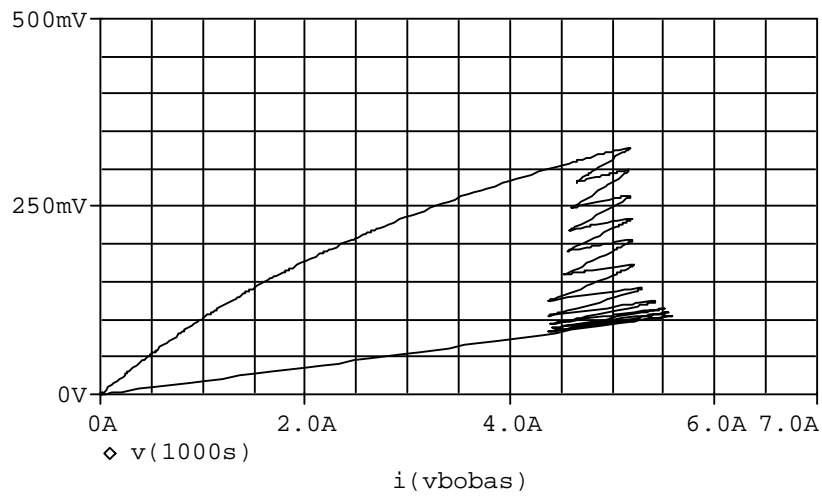


c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

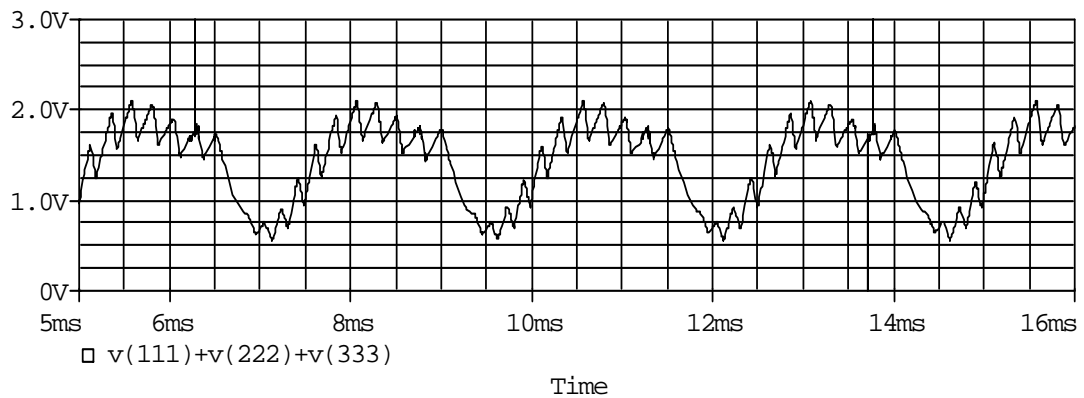
Figura III.4.1: Simulación del prototipo 6/4 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}
 Control pulso único, ángulo de conducción = 30°
 Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 3°



a) Corriente de fase.



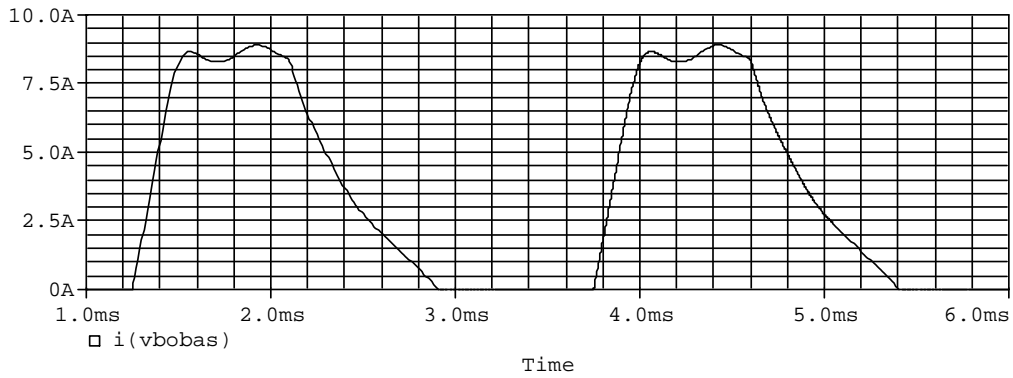
b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).



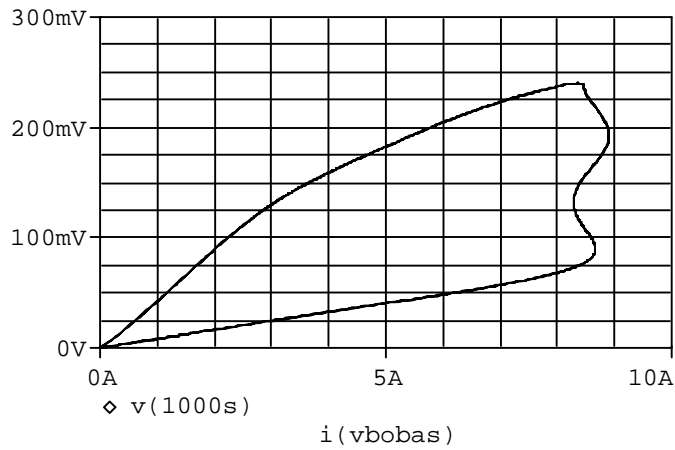
c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

Figura III.4.2: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}
 Angulo de conducción = 30°
 Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 3°

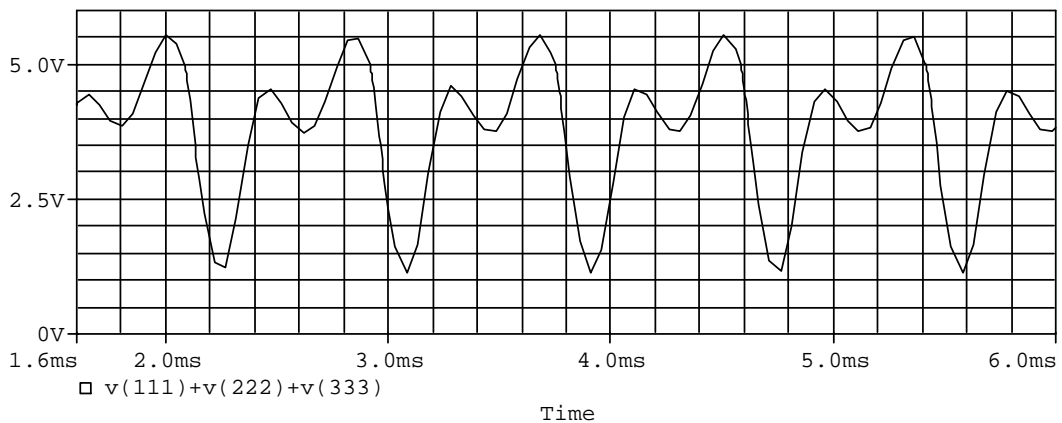
Resultados de la simulación utilizando la ecuación de Froehlich (alternativa 1) en el SRM 12/8.



a) Corriente de fase.

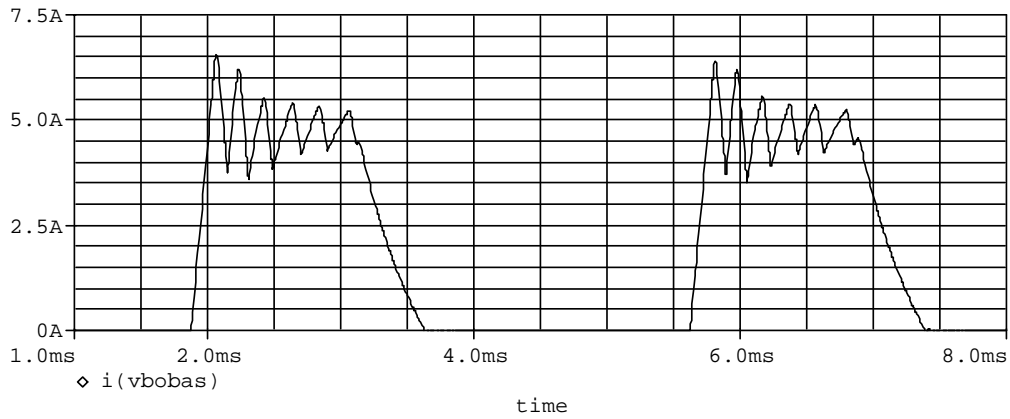


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

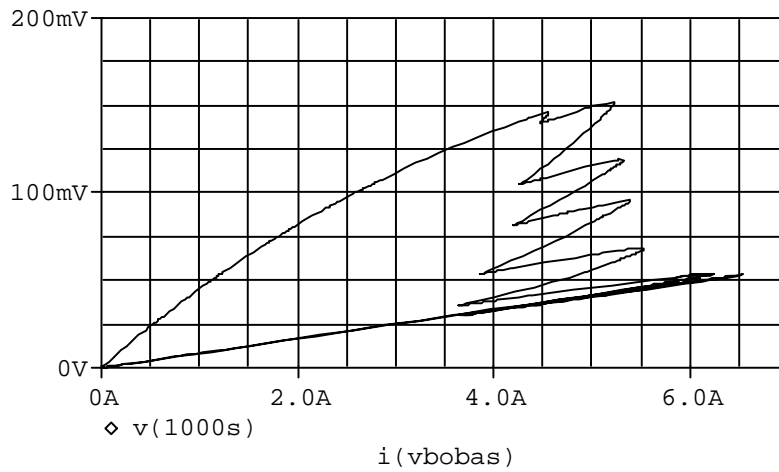


c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

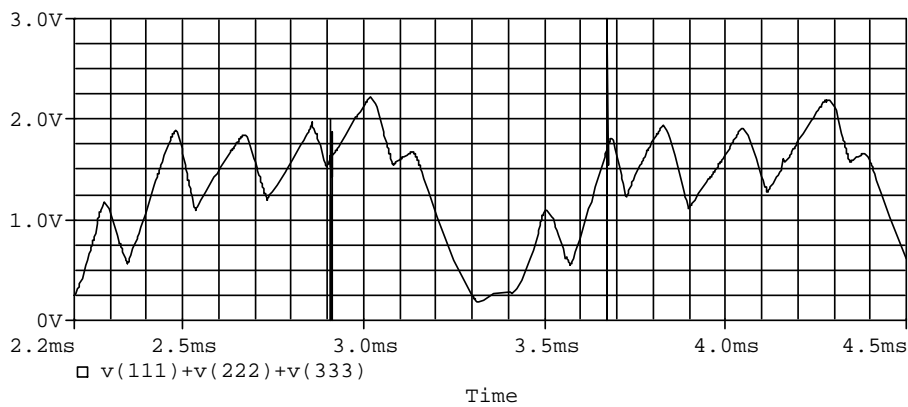
Figura III.4.3: Simulación del prototipo 12/8 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}
 Control pulso único, ángulo de conducción = 15°
 Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°



a) Corriente de fase.



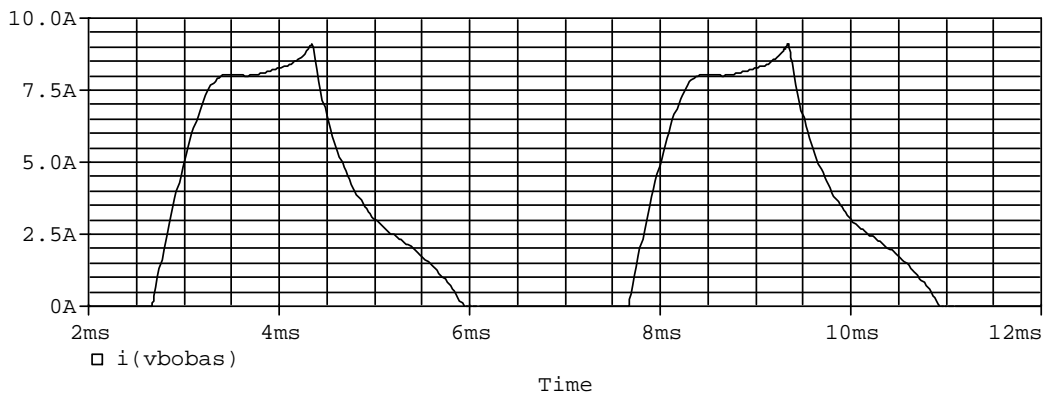
b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).



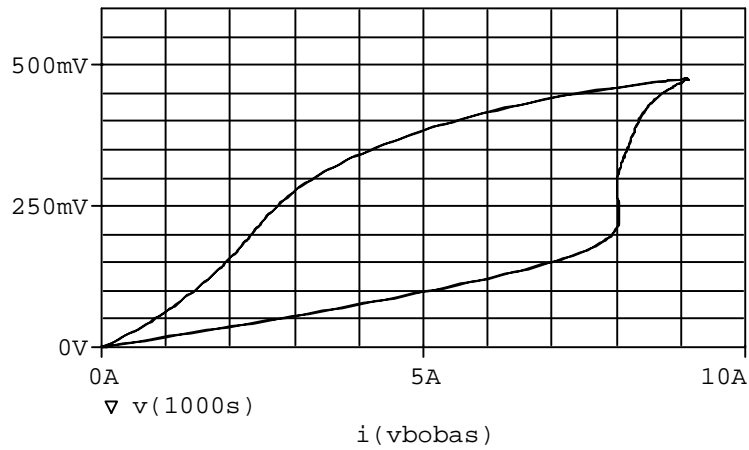
c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

Figura III.4.4: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}
 Angulo de conducción = 15°
 Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°

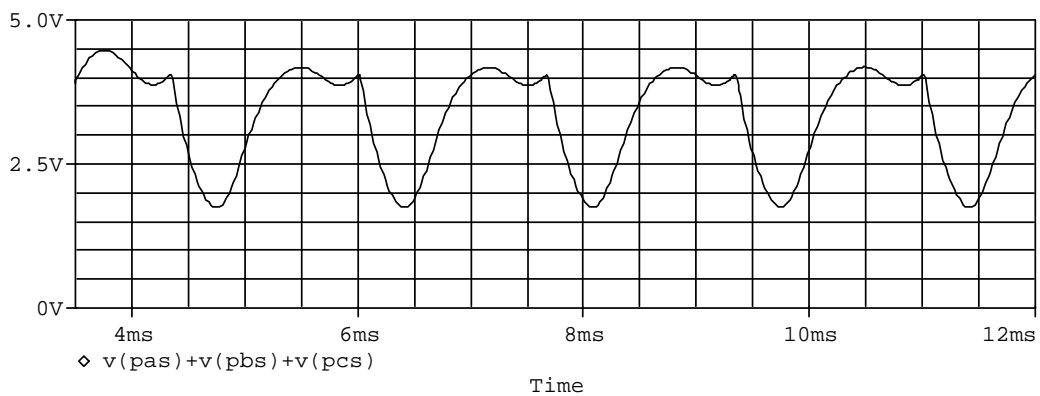
Resultados de la simulación utilizando la ecuación polinómica (alternativa 2) en el SRM 6/4.



a) Corriente de fase.

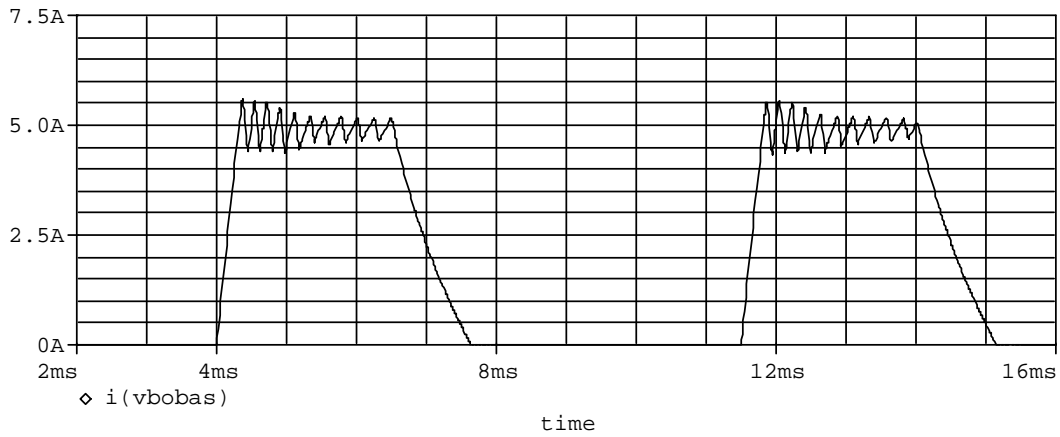


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

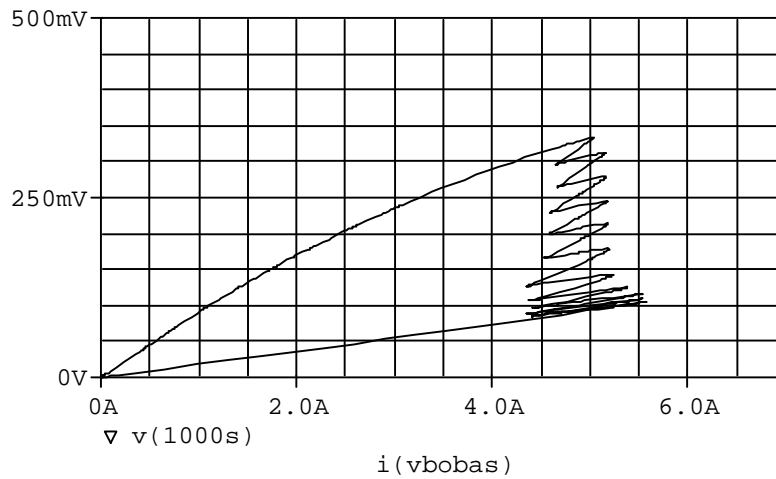


c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

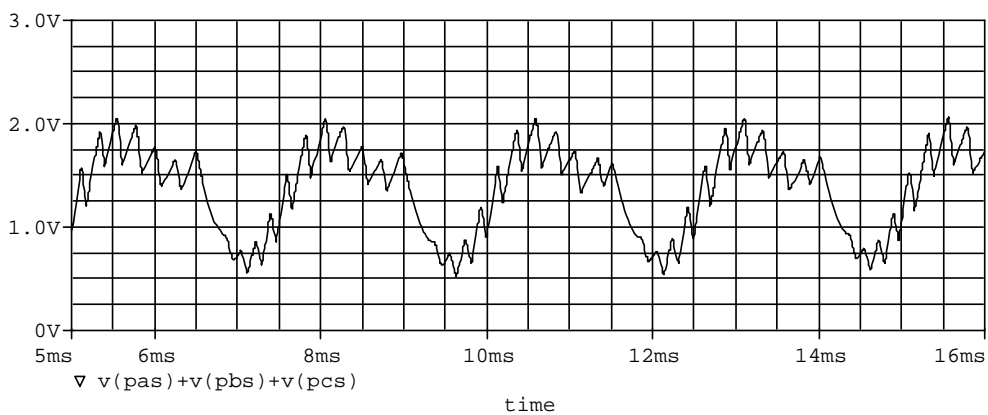
Figura III.4.5: Simulación del prototipo 6/4 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}
 Control pulso único, ángulo de conducción = 30°
 Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 3°



a) Corriente de fase.



b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).



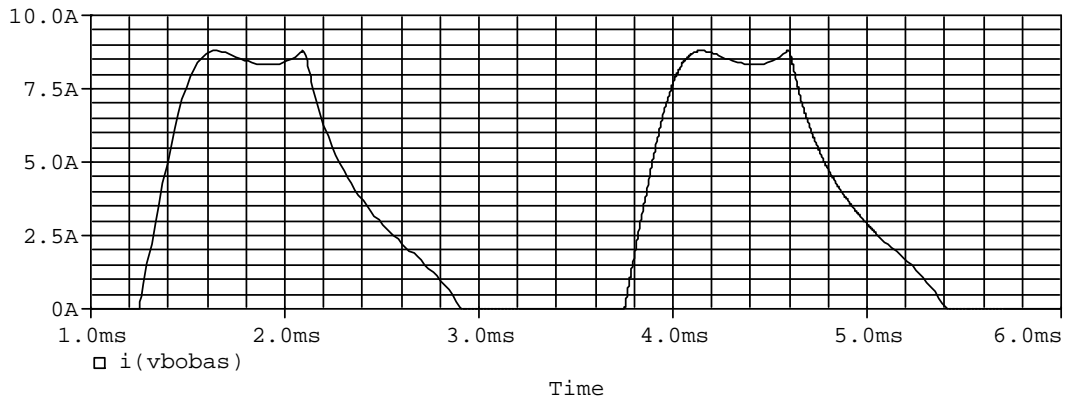
c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

Figura III.4.6: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}

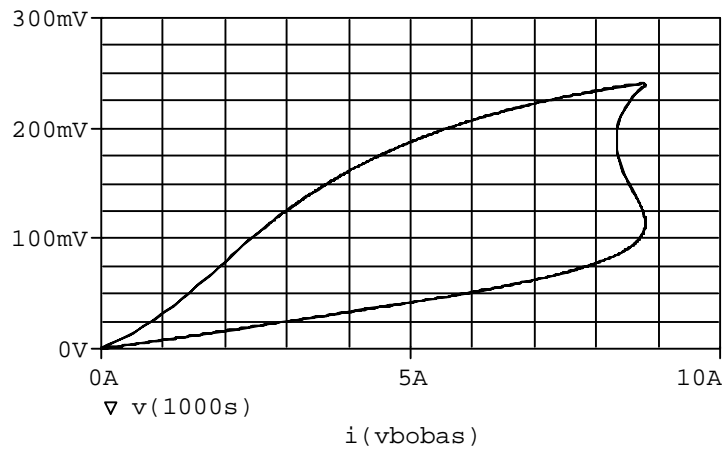
Angulo de conducción = 30°

Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 3°

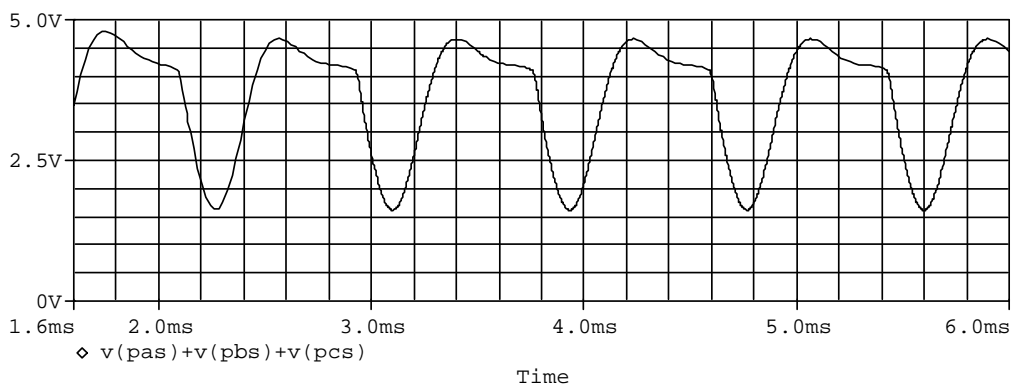
Resultados de la simulación utilizando la ecuación polinómica (alternativa 2) en el SRM 12/8.



a) Corriente de fase.

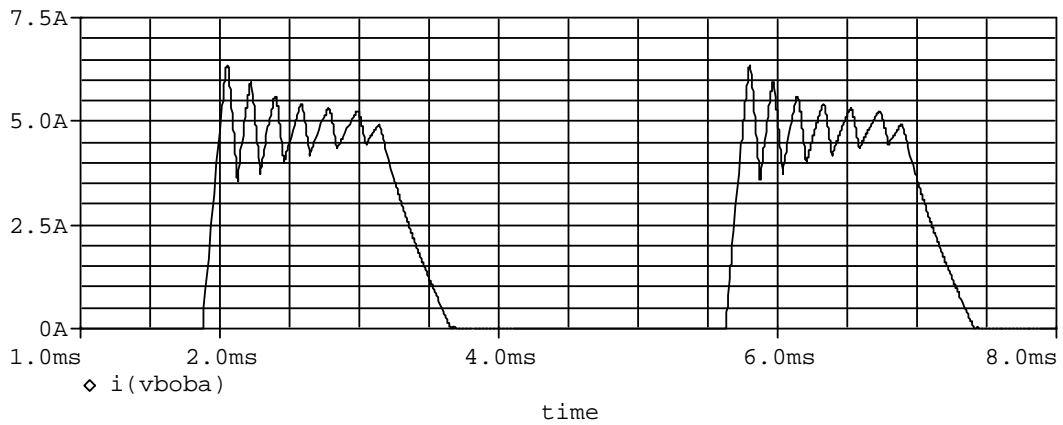


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

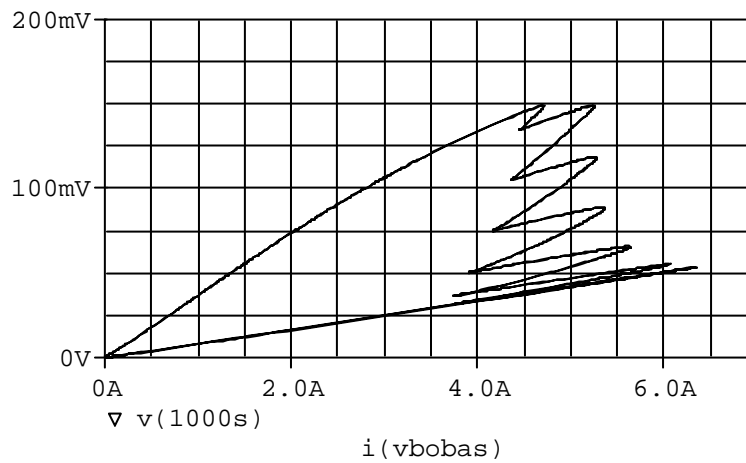


c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

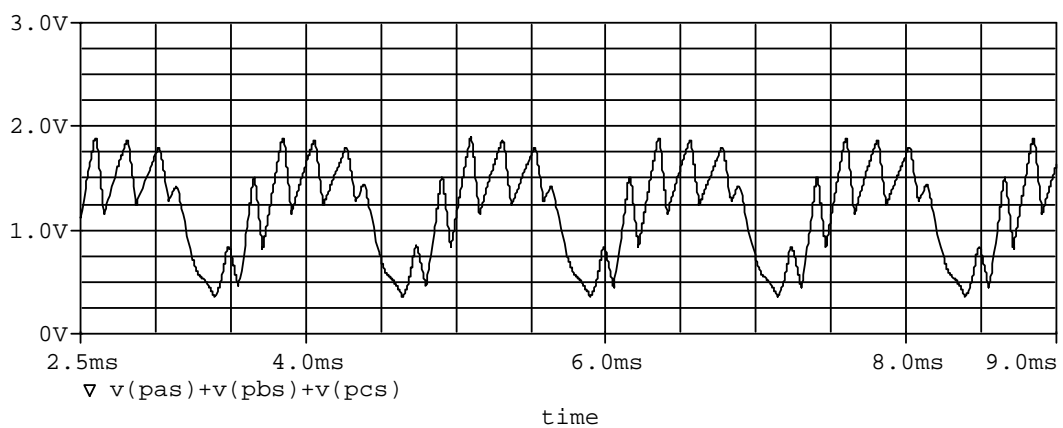
Figura III.4.7: Simulación del prototipo 12/8 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}
 Control pulso único, ángulo de conducción = 15°
 Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°



a) Corriente de fase.



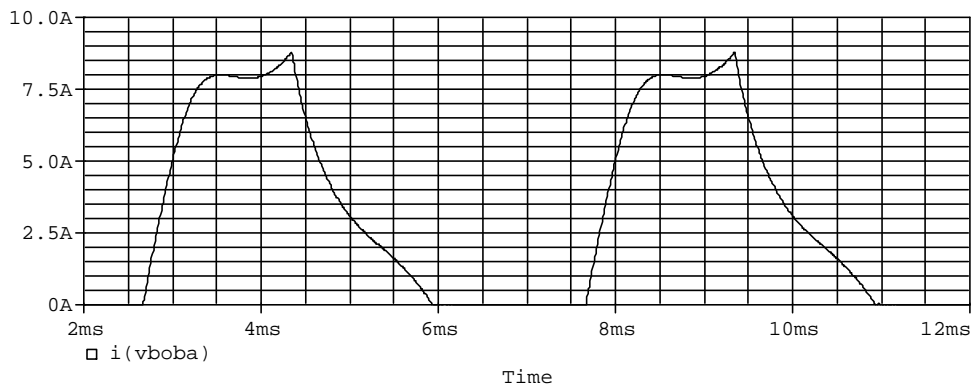
b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).



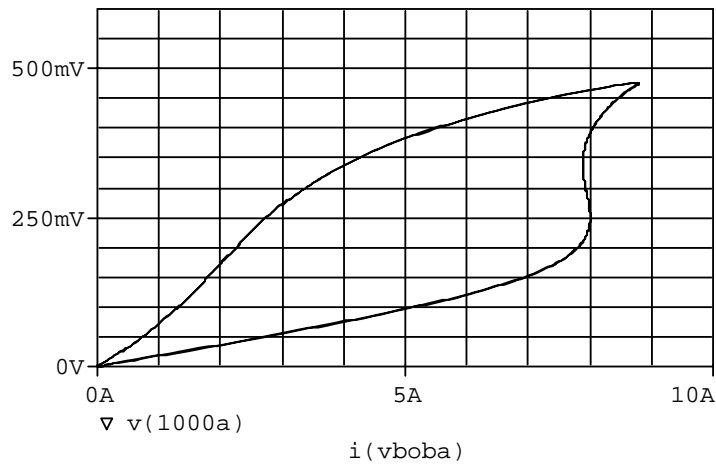
c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

Figura III.4.8: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}
 Angulo de conducción = 15°
 Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°

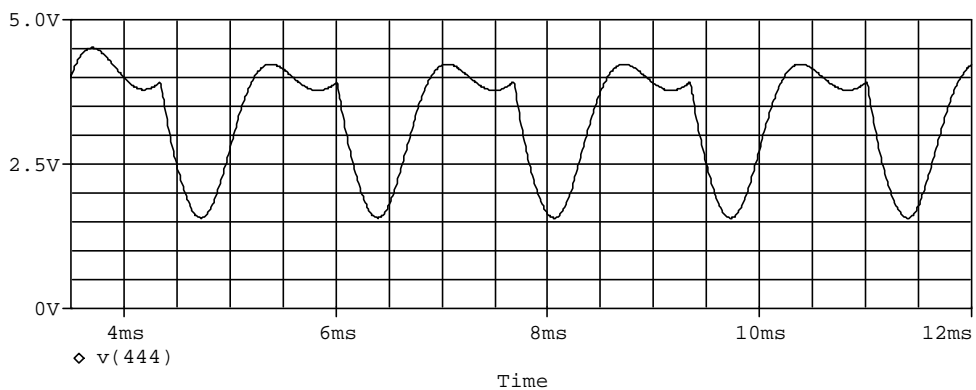
Resultados de la simulación utilizando la alternativa 3 en el SRM 6/4.



a) Corriente de fase.

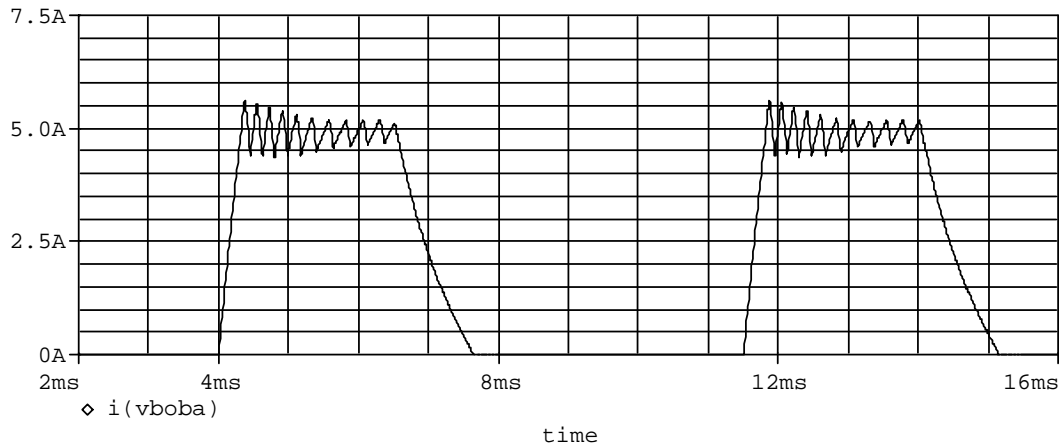


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

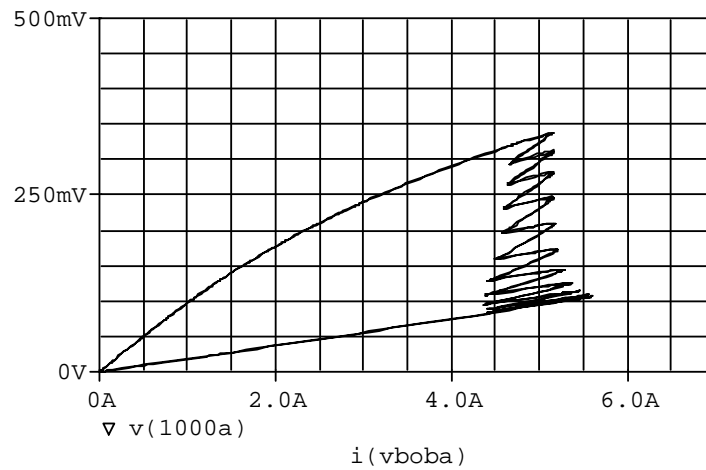


c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

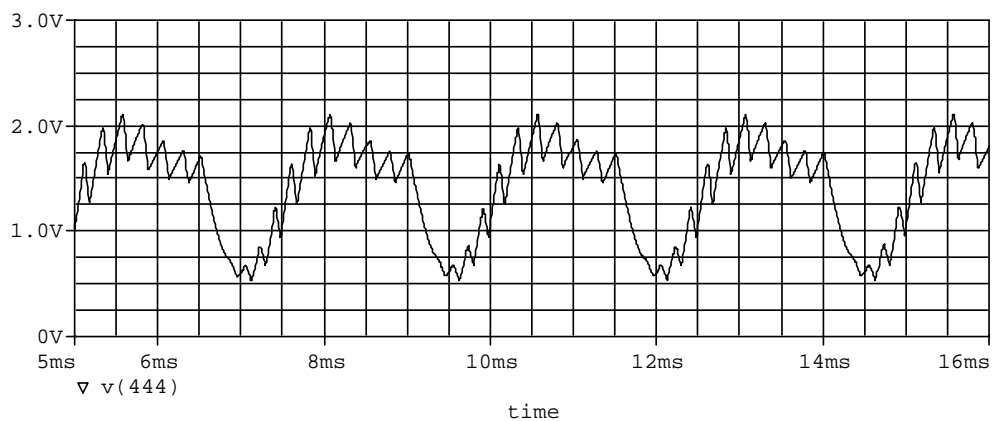
Figura III.4.9: Simulación del prototipo 6/4 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}
 Control pulso único, ángulo de conducción = 30°
 Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 3°



a) Corriente de fase.



b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).



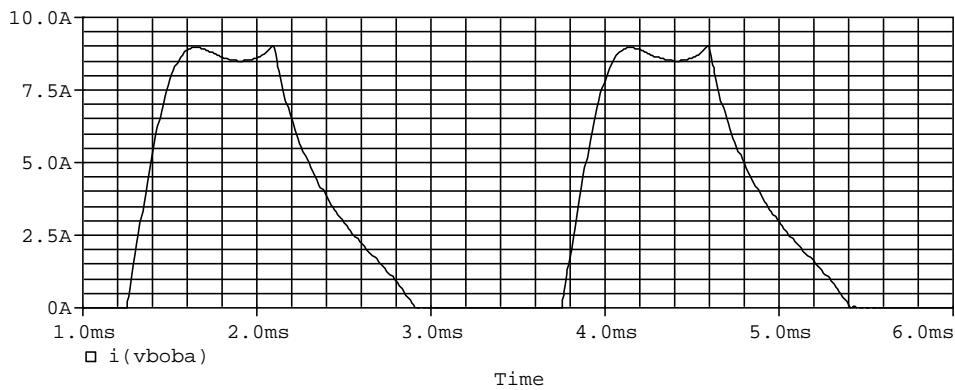
c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

Figura III.4.10: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}

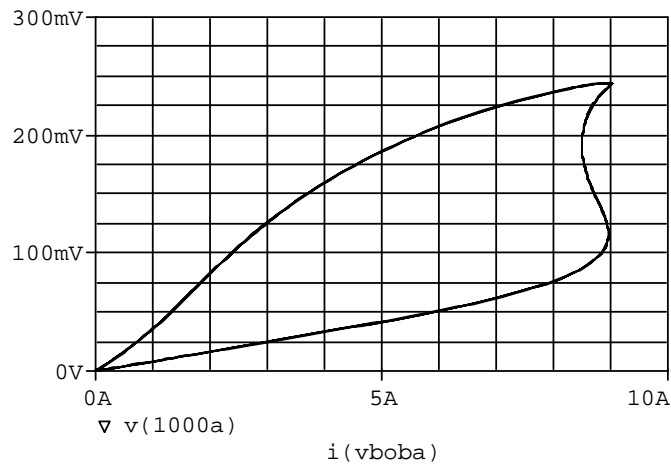
Angulo de conducción = 30°

Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 3°

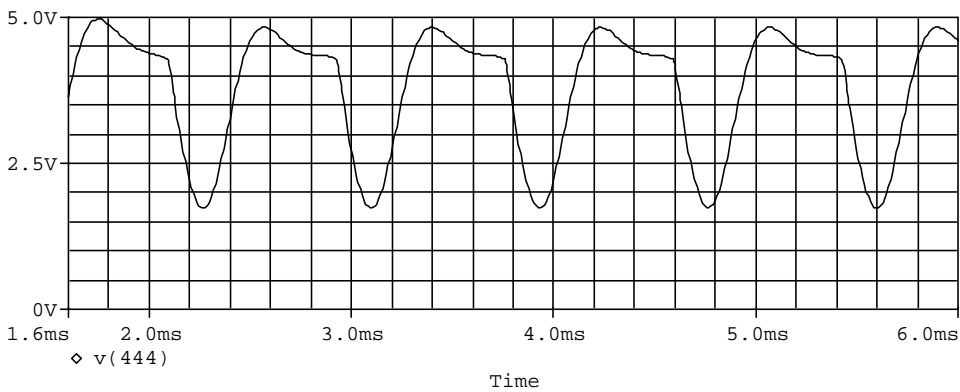
Resultados de la simulación utilizando la alternativa 3 en el SRM 12/8.



a) Corriente de fase.

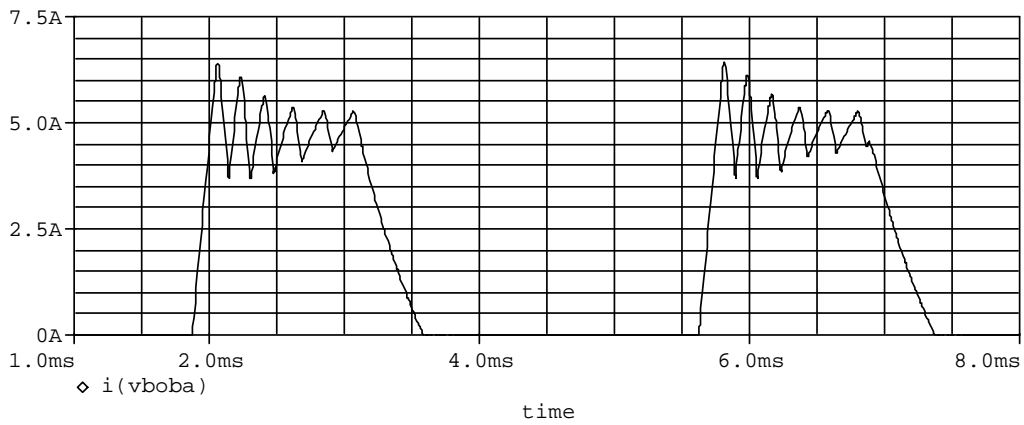


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

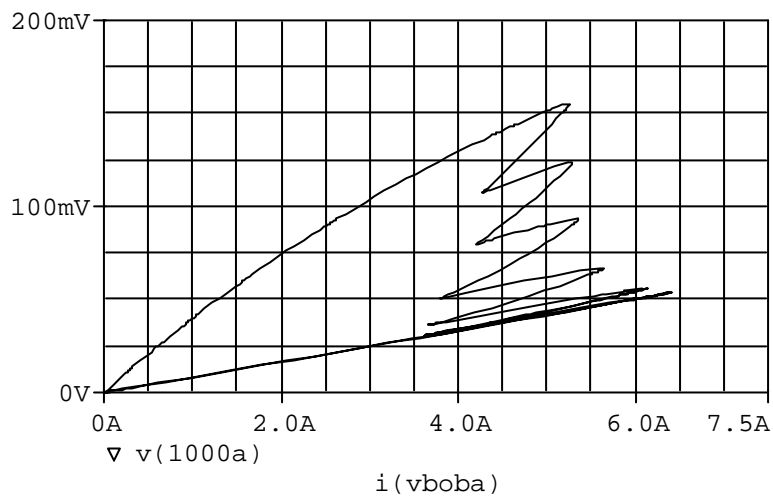


c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

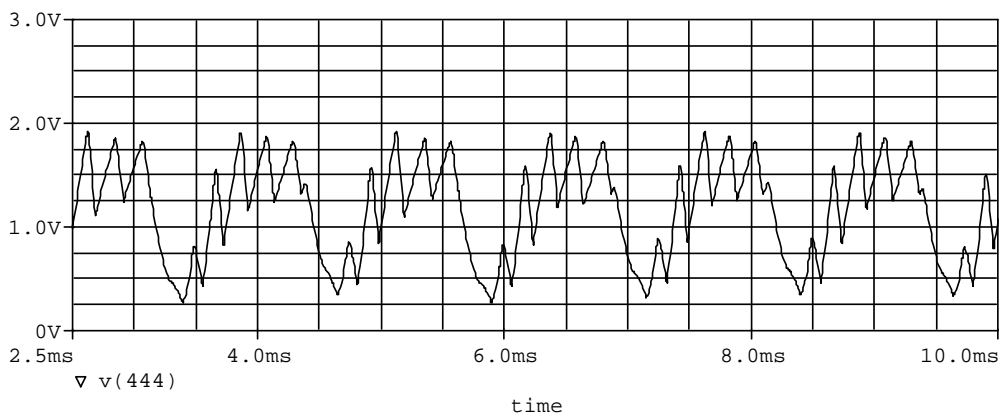
Figura III.4.11: Simulación del prototipo 12/8 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}
 Control pulso único, ángulo de conducción = 15°
 Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°



a) Corriente de fase.



b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).



c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

Figura III.4.12: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}
 Angulo de conducción = 15°
 Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°

III.5 MODELOS NO LINEALES SIMPLIFICADOS.

La caracterización del motor de reluctancia autoconmutado a partir de las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones del rotor, o a partir de las curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes, conlleva la necesidad de conocer las relaciones de flujo concatenado y corriente para las posiciones intermedias entre la de alineamiento y la de no alineamiento entre polos del estator y del rotor. En el estudio de prototipos experimentales, resulta imprescindible la construcción del prototipo para poder efectuar las medidas necesarias en el laboratorio, y si se realiza un estudio previo mediante análisis utilizando elementos finitos, han de realizarse muchas simulaciones para poder obtener el conjunto de curvas del motor.

En algunos casos, como en el estudio de las variables de diseño y de su influencia en el comportamiento del motor (por ejemplo, variación del número de espiras, modificación del entrehierro, variación del ancho polar del estator y del rotor,...), es de gran interés poder efectuar una modelización del motor para su posterior simulación a partir únicamente del conocimiento de las curvas de magnetización en las posiciones alineada y no alineada, simplificándose enormemente el número de simulaciones a efectuar.

Miller y McGilp propusieron un método a partir de las curvas flujo concatenado posición para diferentes corrientes a partir de un tratamiento específico en tres zonas diferentes [MIL90], cuestión que complica ligeramente la caracterización y la elección en cada caso del margen de posiciones que se asigna a cada zona. Posteriormente, Roux y Morcos [ROU00] retomaron esta idea proponiendo una simplificación, que consiste en hacer un tratamiento específico para la zona lineal y para la zona de saturación de la posición alineada, sin recurrir a la separación en tres zonas, mediante la expresión siguiente:

$$\psi(\theta, i) = \frac{1}{2} (\psi_{al} - \psi_{nal}) \cdot [\cos(2 \cdot N_r \cdot \theta) + 1] + \psi_{nal} \quad (\text{III.5.1})$$

donde:

ψ_{al} , ψ_{nal} = flujo concatenado en las posiciones alineada y no alineada, respectivamente, para una misma corriente.

N_r = número de polos del rotor.

Utilizando el modelo propuesto por éstos últimos en el prototipo de motor 6/4, se consigue la aproximación de la figura III.5.1.

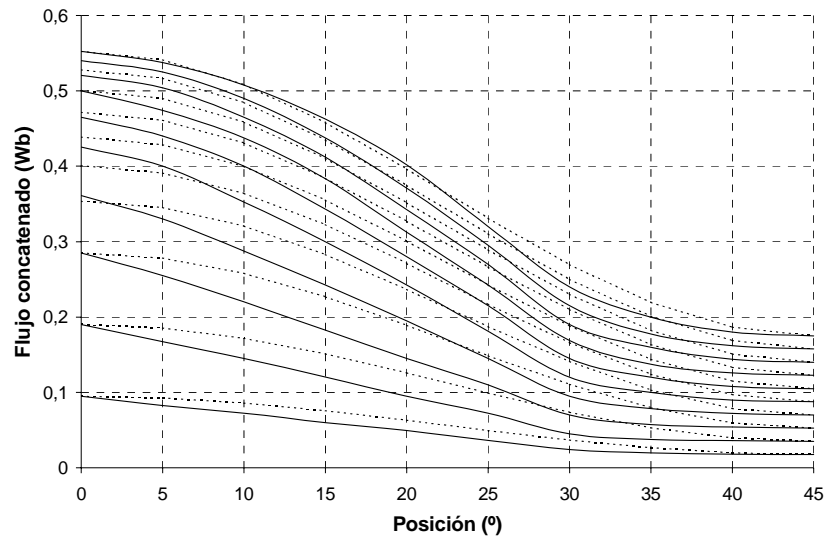


Figura III.5.1: Comparación entre los resultados experimentales (trazo continuo) y las aproximaciones obtenidas utilizando el método propuesto por Roux y Morcos (trazo discontinuo) en las curvas flujo concatenado en función de la posición, para diferentes corrientes (intervalos de 1A) del prototipo del motor 6/4.

Evidentemente, la forma y la evolución de las curvas reales del motor dependen de la geometría del mismo, por lo que pueden presentar variaciones importantes de un motor a otro. Por ello, para estudiar la validez de las propuestas de ajuste a partir de las posiciones alineada y no alineada, se ha creído conveniente aplicarlas a otras estructuras, tal como se indica en el anexo 2.

Como se deduce del estudio realizado en las diferentes estructuras electromagnéticas del citado anexo, aparece la dificultad de que un mismo tipo de ajuste a partir de las posiciones alineada y no alineada se comporta de manera diferente según el tipo de motor y de su geometría. Para intentar paliar este problema, se ha trabajado en la elaboración de alguna expresión útil para diferentes tipos de geometrías. Resulta de especial dificultad conseguir una opción polivalente, y a continuación presentaremos tres alternativas que se han elaborado y el ajuste que se consigue con cada alternativa en los motores estudiados.

ALTERNATIVA 1S.

La propuesta siguiente radica en la reconstrucción directa de las curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes, a partir del conocimiento de sus puntos extremos, correspondientes a la posición alineada y no alineada. Así, se calculará el flujo concatenado a partir de tres coeficientes, según la expresión siguiente [TOR01b]:

$$\psi(\theta, i) = p_1 + p_2 \cdot \cos(N_r \cdot \theta) + p_3 \cdot \cos(2 \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.5.2})$$

siendo el cálculo de los coeficientes como sigue:

$$p_1 = \frac{\psi_{AL}}{2} \cdot k_s^{\text{exp}} \quad (\text{III.5.3})$$

$$p_2 = \frac{\psi_{AL} - \psi_{NAL}}{2} \quad (\text{III.5.4})$$

$$p_3 = \frac{\psi_{AL} \cdot (1 - k_s^{\text{exp}}) + \psi_{NAL}}{2} \quad (\text{III.5.5})$$

donde:

ψ_{AL} = flujo concatenado en la posición de alineamiento para una corriente específica, i_i .

ψ_{NAL} = flujo concatenado en la posición de no alineamiento para la misma corriente, i_i .

k_s = coeficiente definido como factor de saturación, determinado para la misma corriente i_i .

exp = exponente a que se eleva el factor de saturación.

Se calcula el coeficiente k_s para cada corriente i_i , tal como se indica a partir de la figura III.5.2:

$$k_s = \frac{\text{Pendiente en la zona lineal}}{\psi_i / i_i} \quad (\text{III.5.6})$$

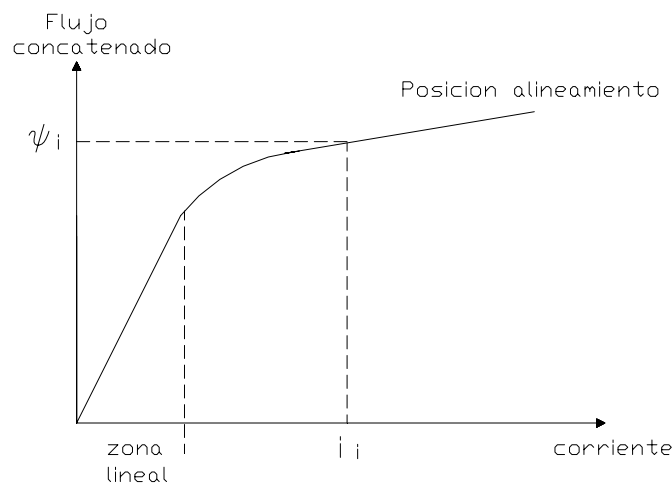


Figura III.5.2: Elección de parámetros en el cálculo de k_s para diferentes valores de corriente.

Una vez reconstruidas las curvas para las corrientes escogidas, es decir, determinados p_1 , p_2 y p_3 para dichas corrientes, pueden calcularse, si se desea, los coeficientes p_{n1} , p_{n2} y p_{n3} para cada uno de ellos, tal como se presentó en el modelo no lineal completo y recordamos en la ecuación III.5.7:

$$p_n = p_{n1} \cdot i^3 + p_{n2} \cdot i^2 + p_{n3} \cdot i \quad (\text{III.5.7})$$

Por lo que al parámetro "exp" se refiere, se ha observado que su correcta elección permite afinar los ajustes respecto de las curvas reales. La dificultad estriba en escoger a priori, para una estructura determinada, su valor. Como se verá más adelante, para el prototipo 6/4 resulta satisfactorio un valor de 0,5 mientras que para el prototipo 12/8 le corresponde un valor de 1. El estudio con diferentes estructuras electromagnéticas del anexo 2 ha permitido establecer una correspondencia entre el parámetro "exp" y la relación de inductancias de cada estructura, tal como se indica en la figura A2.3.19 de dicho anexo. Evidentemente, esta correspondencia debe tomarse con precaución, y no se ha comprobado si podría extrapolarse a otras topologías constructivas, como la del 12/8 por ejemplo, aunque creemos que puede ser un buen punto de partida para intentar conseguir un ajuste satisfactorio.

ALTERNATIVA 2S.

Esta alternativa es una pequeña variante respecto de la anterior. El ajuste a partir de la alternativa 1S presenta resultados más deficientes a medida que nos alejamos tanto de la posición alineada como de la posición no alineada en algunos motores. Para intentar corregir este desajuste, se complica un poco la ecuación III.5.2 de la manera siguiente:

$$\psi(\theta, i) = p_1 + p_2 \cdot \cos(N_r \cdot \theta^*) + p_3 \cdot \cos(2 \cdot N_r \cdot \theta^*) \quad (\text{III.5.8})$$

donde:

$$\theta^* = \theta - \frac{\text{Correccion}}{k_s} \quad (\text{III.5.9})$$

Fijémonos que se realiza una modificación en el ángulo respecto a la ecuación III.5.2. El cálculo del parámetro "corrección" se realiza sólo para las posiciones intermedias entre la de alineamiento y la de no alineamiento, y se realiza a partir de la expresión correspondiente a la representación gráfica de la figura "bruja de agnesi":

$$\text{Correccion} = \frac{8(\beta_r - \beta_s)^3}{\theta^2 + 4(\beta_r - \beta_s)^2} \quad (\text{III.5.10})$$

donde:

β_r = ángulo polar del rotor.

β_s = ángulo polar del estator.

Mediante esta modificación del ángulo se intenta corregir el desajuste en las posiciones intermedias, a partir de la utilización de parámetros geométricos de la máquina con una influencia directa sobre la evolución de las curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes, como son los ángulos polares del estator y del rotor y el factor de saturación.

ALTERNATIVA 3S.

Esta alternativa plantea un procedimiento de ajuste de las curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes realizando un tratamiento específico en dos zonas diferentes. Observando la evolución de éstas curvas, parece observarse un cambio de tendencia en dos zonas:

- el margen que va desde la posición alineada hasta una posición intermedia.
- el margen que va de ésta posición intermedia hasta la posición no alineada.

Dicha posición intermedia es:

$$\gamma = \frac{\beta_r + \beta_s}{2} \quad (\text{III.5.11})$$

Por ejemplo, en el prototipo del motor 6/4, $\gamma = 31.55^\circ$, tal como se indica en la figura III.5.3.

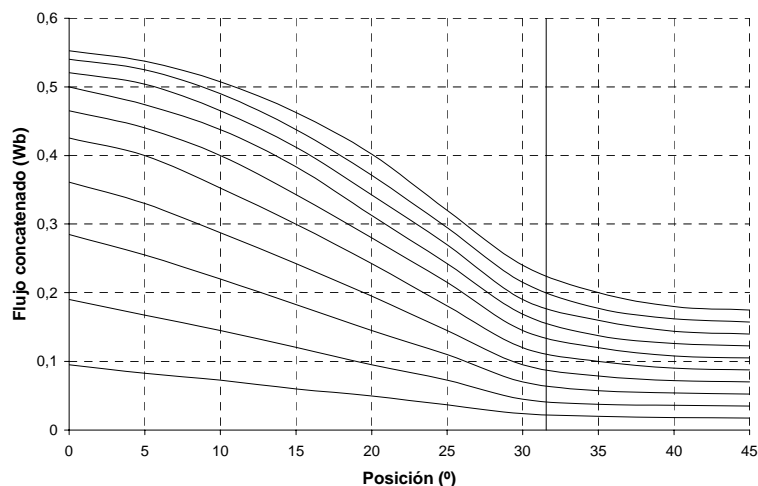


Figura III.5.3: División de las curvas flujo concatenado-posición en dos zonas mediante el parámetro γ (indicado mediante la línea vertical).

- Zona entre la posición alineada y γ :

En esta zona, el ajuste se efectúa a partir de la expresión siguiente:

$$\psi(\theta, i) = p_A + p_B \cdot \cos(N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.5.12})$$

donde:

$$p_A = \frac{\Psi_{AL} + \Psi_{NAL}}{2} \quad (\text{III.5.13})$$

$$p_B = \frac{\Psi_{AL} - \Psi_{NAL}}{2} \quad (\text{III.5.14})$$

- Zona entre γ y la posición no alineada (θ_{NAL}):

En esta zona, el ajuste se efectúa a partir de la expresión siguiente:

$$\psi(\theta, i) = p_C - \frac{p_A \cdot N_r \cdot (\theta_{NAL} - \gamma) \cdot (\sin(N_r \cdot \gamma)) \cdot (\theta - \gamma)}{(\theta_{NAL} - \gamma) - \left(1 - N_r \cdot (\theta_{NAL} - \gamma) \cdot (\sin(N_r \cdot \gamma)) \cdot \left(\frac{p_A}{p_D}\right)\right) \cdot (\theta - \gamma)} \quad (\text{III.5.15})$$

donde:

$$p_C = p_A + p_B \cdot \cos(N_r \cdot \gamma) \quad (\text{III.5.16})$$

$$p_D = p_C - \Psi_{NAL} \quad (\text{III.5.17})$$

Ajuste de las curvas de magnetización en el prototipo de SRM 6/4.

Siguiendo el procedimiento indicado en la alternativa 1S, para el prototipo del motor 6/4, se obtienen los coeficientes de la figura III.5.4 y el ajuste de la figura III.5.5, con el parámetro "exp" igual a 0,5.

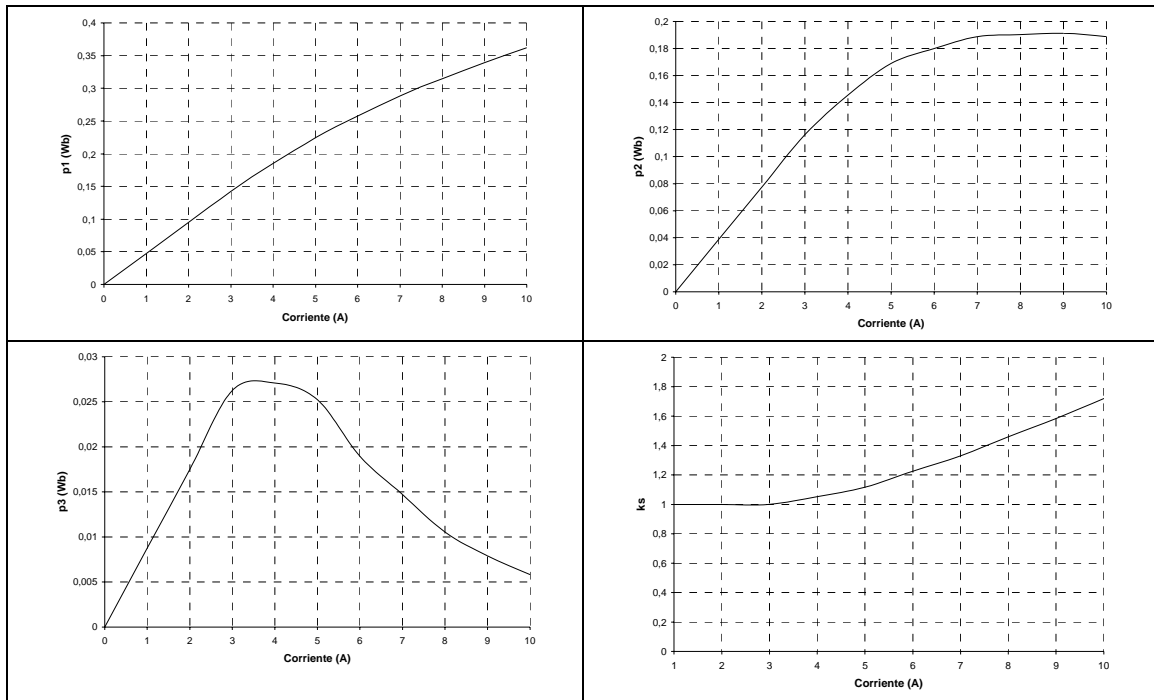


Figura III.5.4: Evolución de los coeficientes p_1 , p_2 , p_3 y k_s en función de la corriente, para el prototipo del motor 6/4 utilizando la alternativa 1S.

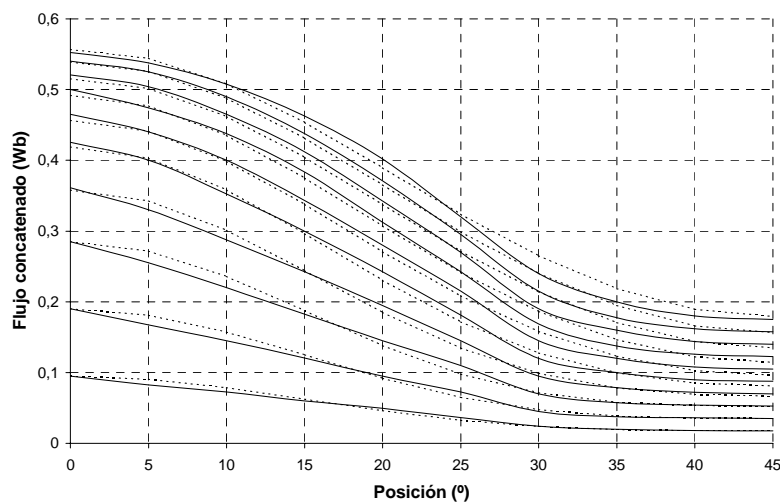


Figura III.5.5: Comparación entre los resultados experimentales (trazo continuo) y las aproximaciones obtenidas utilizando el método propuesto en la alternativa 1S (trazo discontinuo) en las curvas flujo concatenado en función de la posición, para diferentes corrientes (intervalos de 1A) del prototipo del motor 6/4.

Siguiendo el procedimiento indicado como alternativa 2S par el motor 6/4, el parámetro corrección a utilizar para cada posición del rotor presenta la evolución de la figura III.5.6.

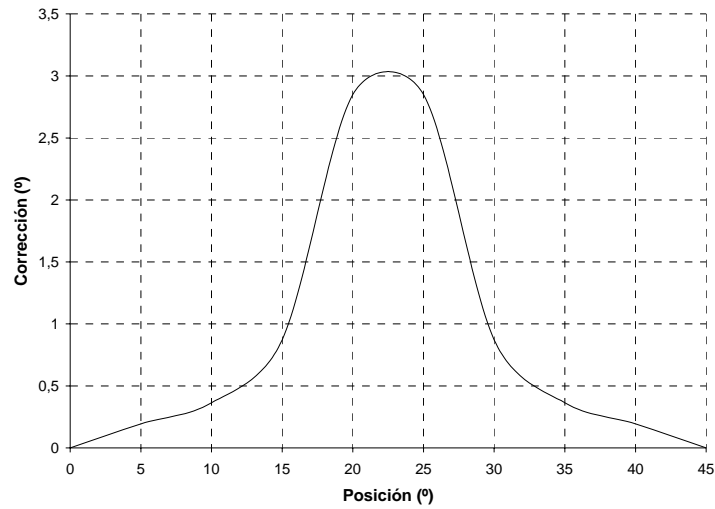


Figura III.5.6: Evolución del parámetro corrección en función de la posición para el prototipo del motor 6/4.

Siguiendo el procedimiento anterior, se obtiene el ajuste de la figura III.5.7.

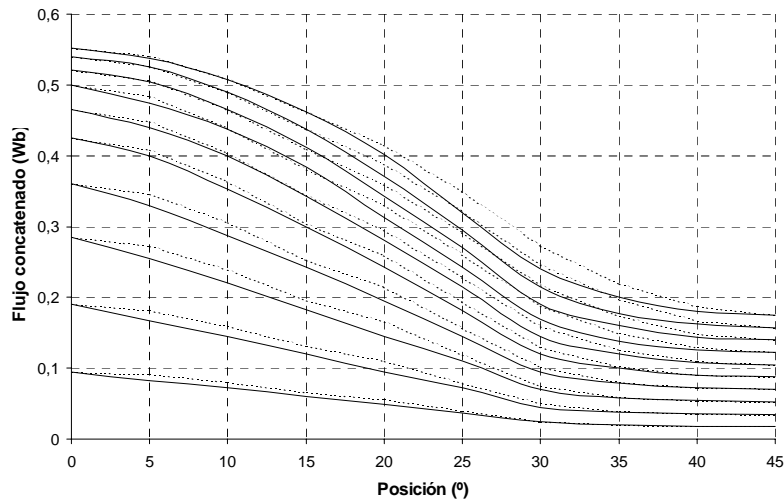


Figura III.5.7: Comparación entre los resultados experimentales (trazo continuo) y las aproximaciones obtenidas utilizando el método propuesto en la alternativa 2S (trazo discontinuo) en las curvas flujo concatenado en función de la posición, para diferentes corrientes (intervalos de 1A) del prototipo del motor 6/4.

Siguiendo el procedimiento indicado como alternativa 3S para el motor 6/4, se obtiene el ajuste de la figura III.5.8.

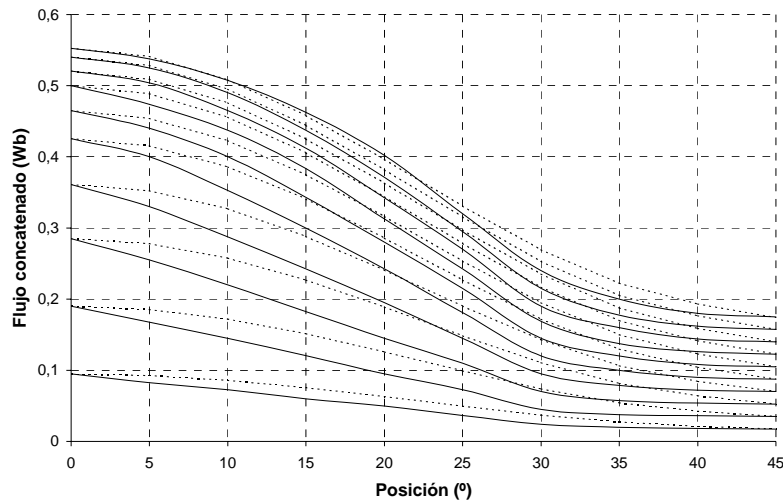


Figura III.5.8: Comparación entre los resultados experimentales (trazo continuo) y las aproximaciones obtenidas utilizando el método propuesto en la alternativa 3S (trazo discontinuo) en las curvas flujo concatenado en función de la posición, para diferentes corrientes (intervalos de 1A) del prototipo del motor 6/4.

Ajuste de las curvas de magnetización en el prototipo de SRM 12/8.

Siguiendo el procedimiento indicado en la alternativa 1S, para el prototipo del motor 12/8, se obtienen los coeficientes de la figura III.5.9 y el ajuste de la figura III.5.10, con el parámetro "exp" igual a 1.

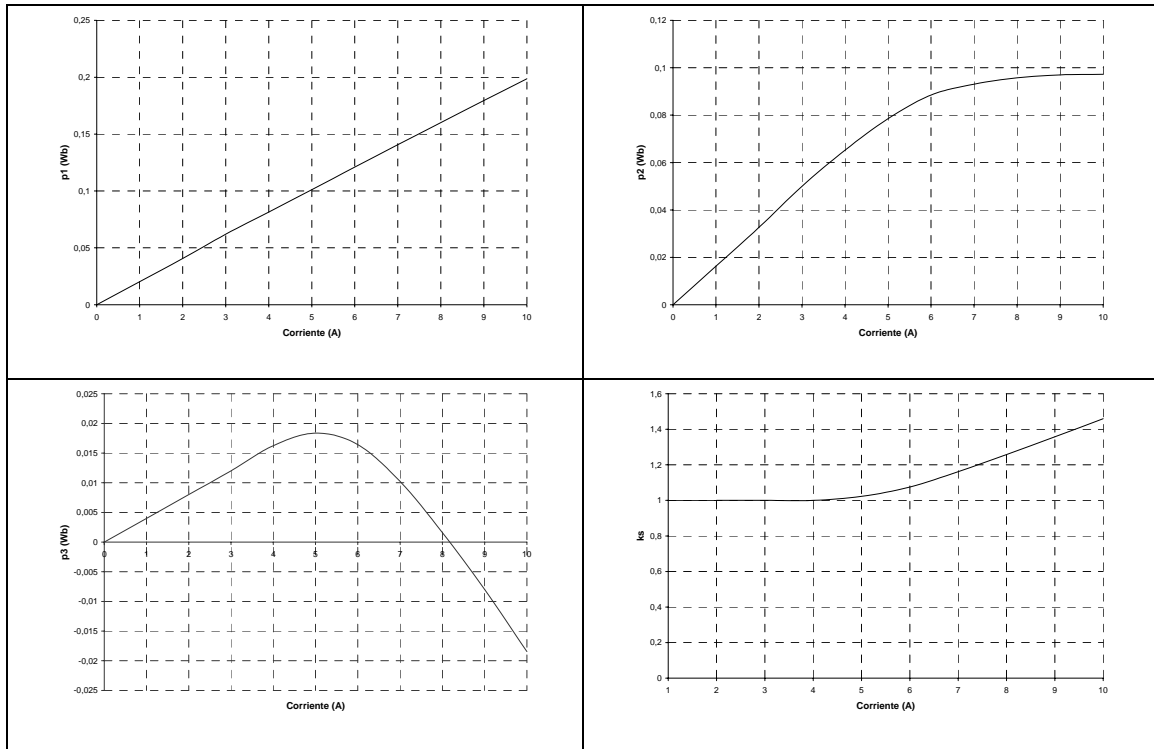


Figura III.5.9: Evolución de los coeficientes p_1 , p_2 , p_3 y k_s en función de la corriente, para el prototipo del motor 12/8 utilizando la alternativa 1S.

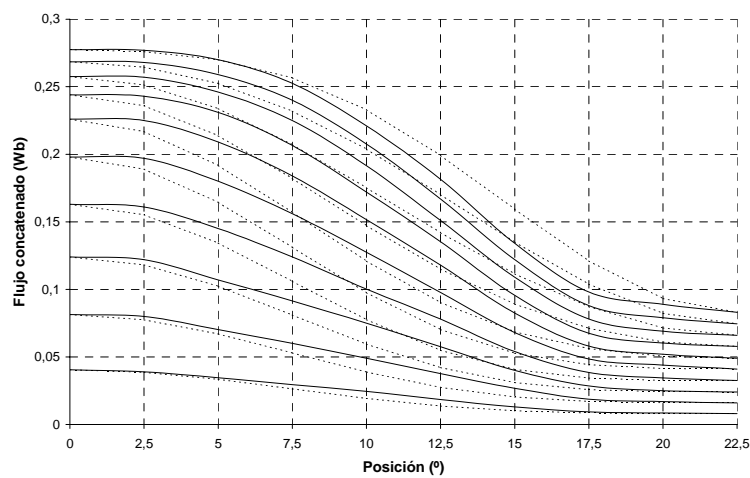


Figura III.5.10: Comparación entre los resultados experimentales (trazo continuo) y las aproximaciones obtenidas utilizando el método propuesto en la alternativa 1S (trazo discontinuo) en las curvas flujo concatenado en función de la posición, para diferentes corrientes (intervalos de 1A) del prototipo del motor 12/8.

Siguiendo el procedimiento indicado como alternativa 2S par el motor 12/8, el parámetro corrección a utilizar para cada posición del rotor presenta la evolución de la figura III.5.11.

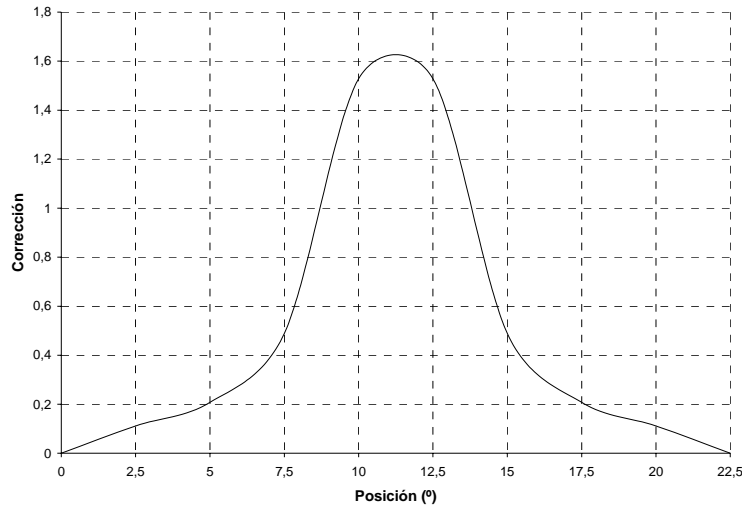


Figura III.5.11: Evolución del parámetro corrección en función de la posición para el prototipo del motor 12/8.

Siguiendo el procedimiento anterior, se obtiene el ajuste de la figura III.5.12.

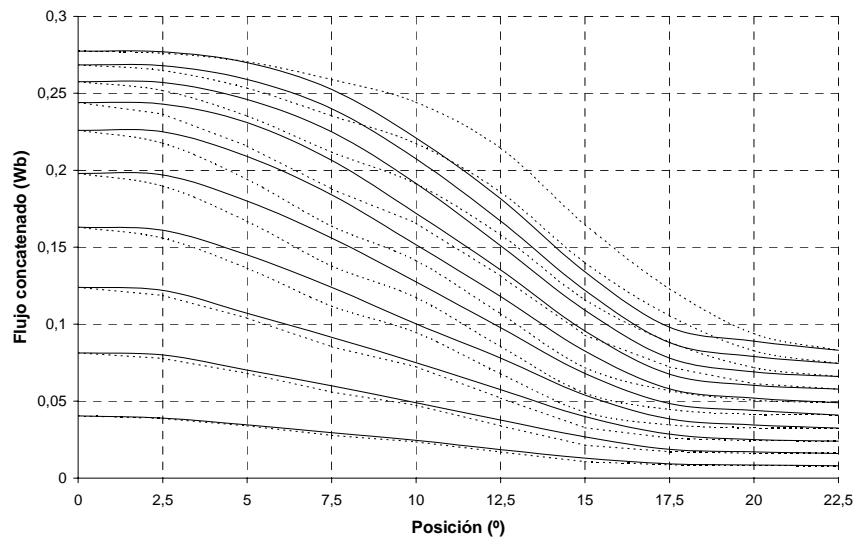


Figura III.5.12: Comparación entre los resultados experimentales (trazo continuo) y las aproximaciones obtenidas utilizando el método propuesto en la alternativa 2S (trazo discontinuo) en las curvas flujo concatenado en función de la posición, para diferentes corrientes (intervalos de 1A) del prototipo del motor 12/8.

Siguiendo el procedimiento indicado como alternativa 3S para el motor 12/8, se obtiene el ajuste de la figura III.5.13.

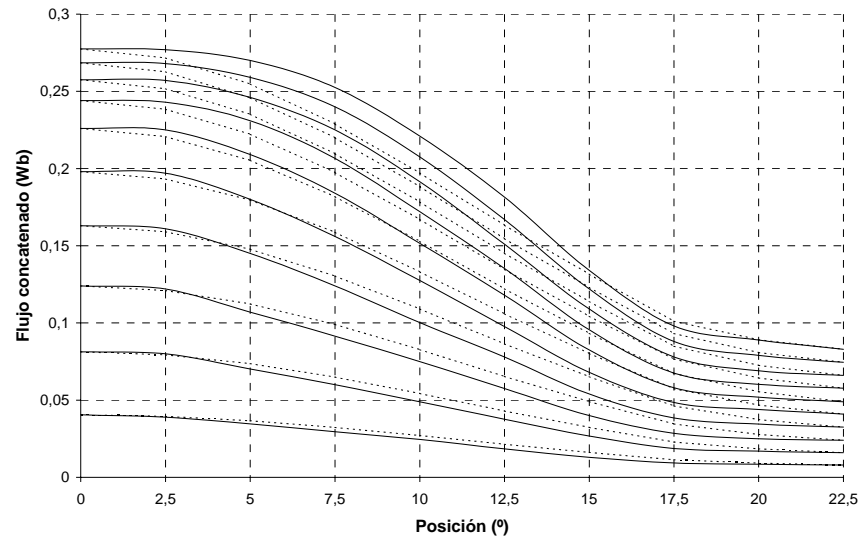
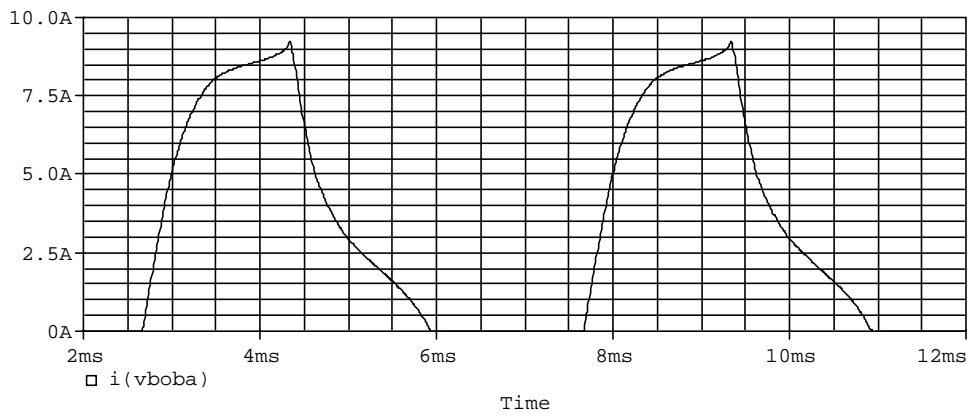


Figura III.5.13: Comparación entre los resultados experimentales (trazo continuo) y las aproximaciones obtenidas utilizando el método propuesto en la alternativa 3S (trazo discontinuo) en las curvas flujo concatenado en función de la posición, para diferentes corrientes (intervalos de 1A) del prototipo del motor 12/8.

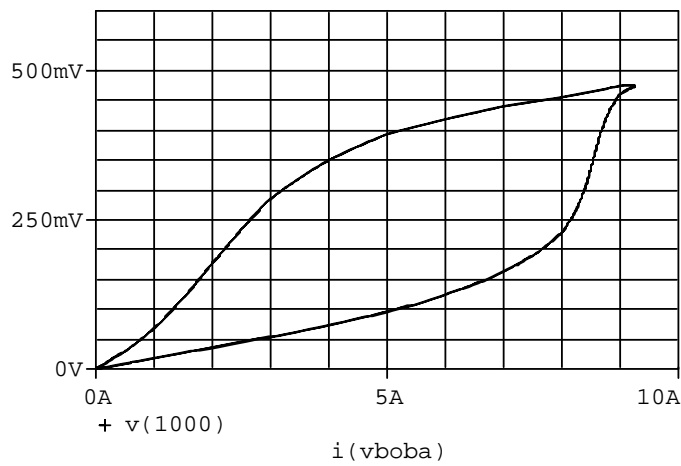
III.6 SIMULACION MEDIANTE MODELOS NO LINEALES SIMPLIFICADOS.

Se ha realizado una simulación del comportamiento de los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 descritos anteriormente utilizando el programa de simulación de circuitos eléctricos Pspice con el modelo no lineal propuesto y con las diferentes alternativas para el ajuste de las curvas de magnetización a partir de las posiciones alineada y no alineada, utilizando un convertidor estático tipo Clásico y con una tensión de alimentación de 300 V. Se han implementado los tipos de control por pulso único y mediante histéresis, para un ángulo de conducción igual al ángulo de paso del motor, siendo de 30° en el motor 6/4 y de 15° en el motor 12/8.

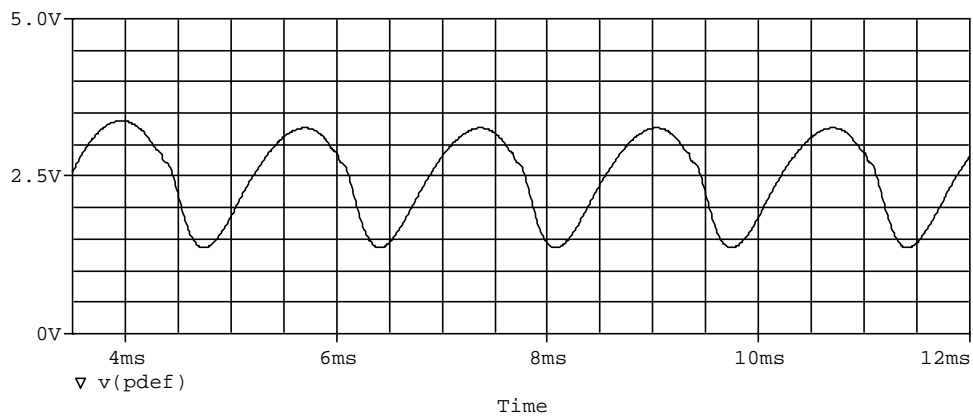
Resultados de la simulación utilizando la alternativa 1S en el SRM 6/4.



a) Corriente de fase.

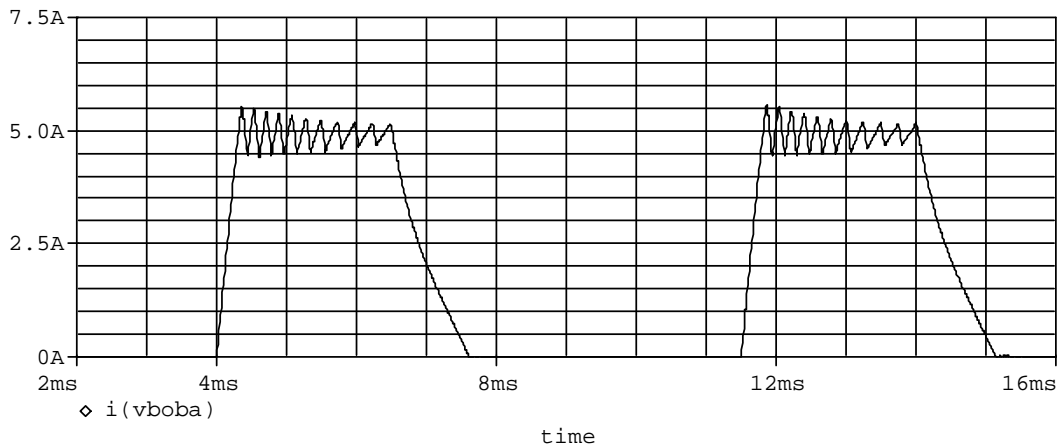


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

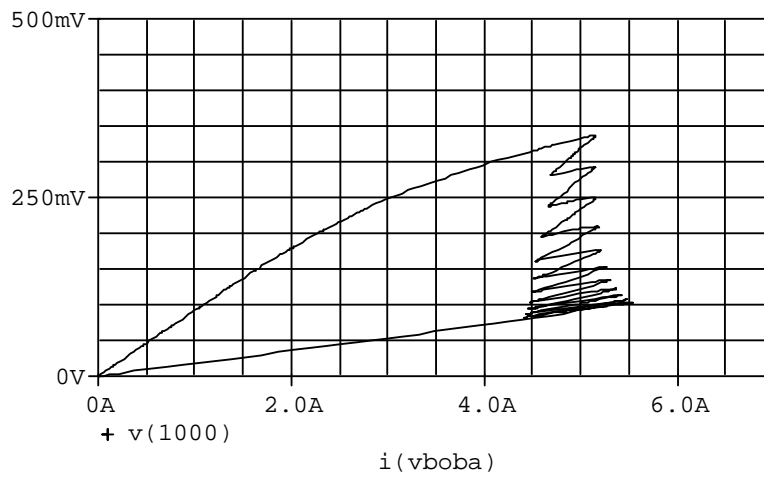


c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

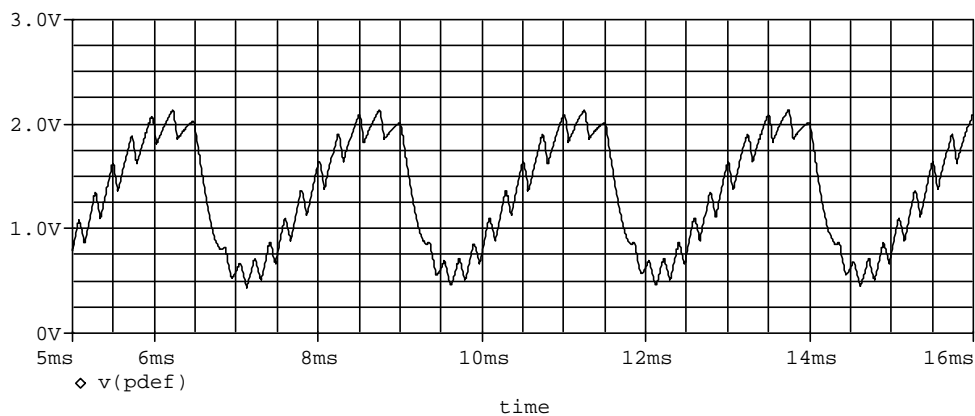
Figura III.6.1: Simulación del prototipo 6/4 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}
 Control pulso único, ángulo de conducción = 30°
 Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 3°



a) Corriente de fase.



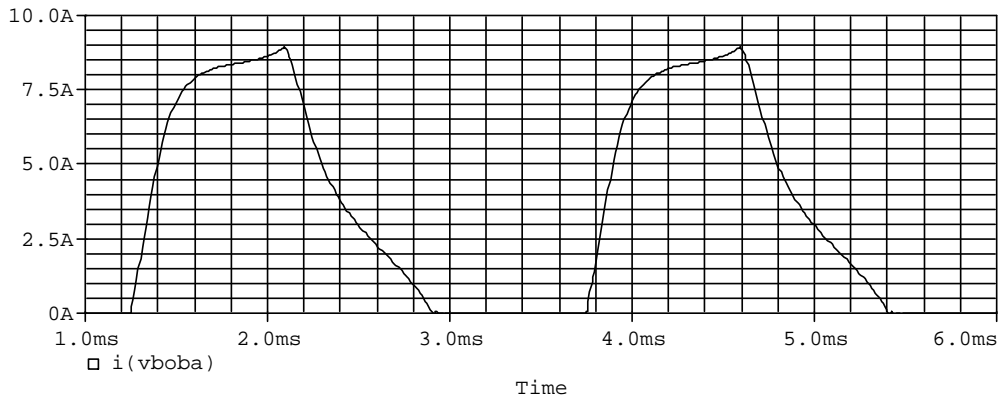
b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).



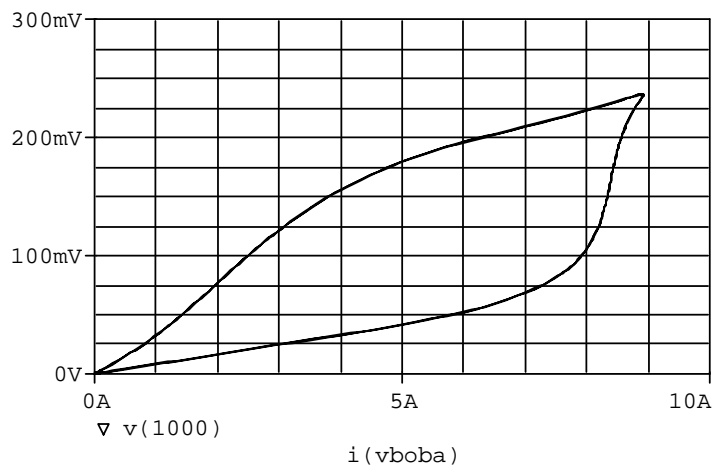
c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

Figura III.6.2: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}
 Angulo de conducción = 30°
 Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 3°

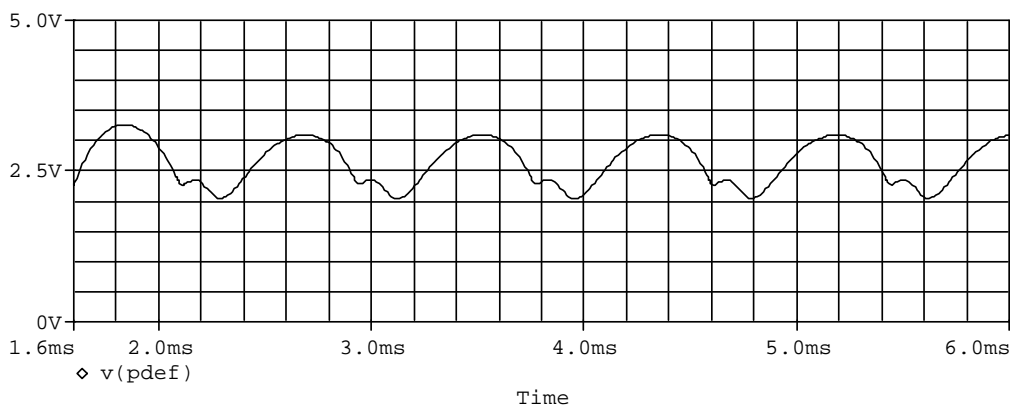
Resultados de la simulación utilizando la alternativa 1S en el SRM 12/8.



a) Corriente de fase.

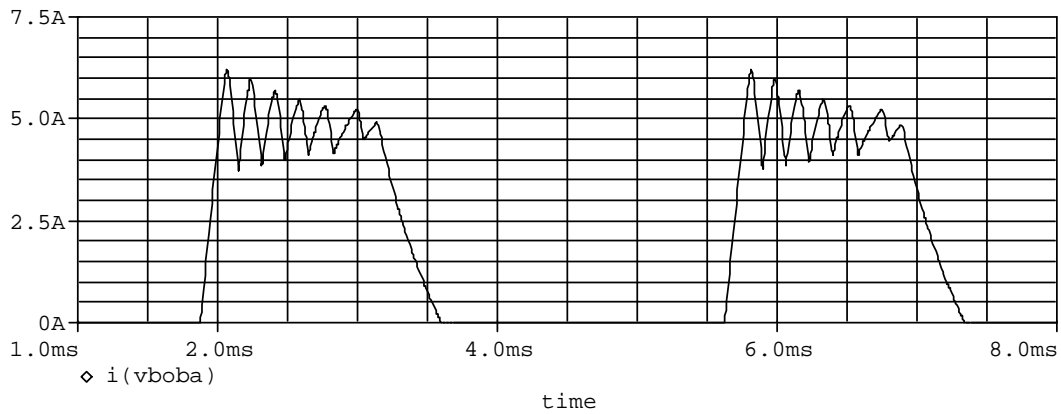


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

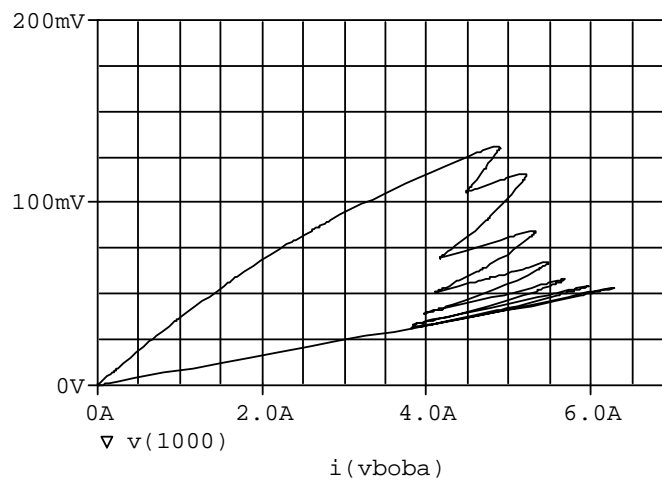


c) Evolución del par dinámico (1V=1Nm).

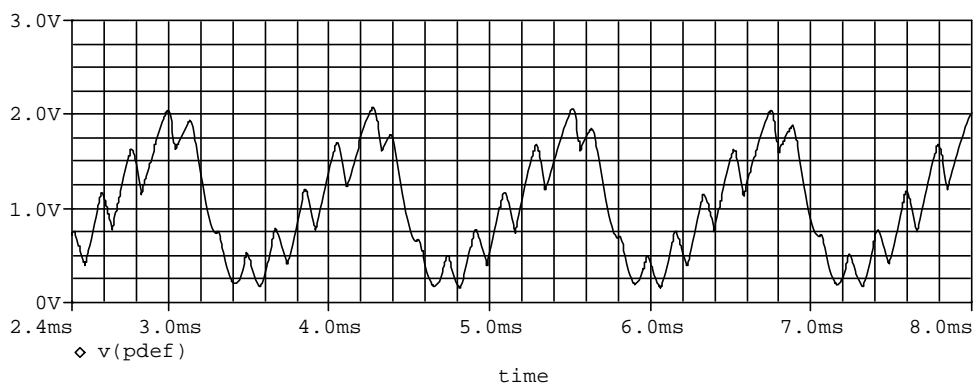
Figura III.6.3: Simulación del prototipo 12/8 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}
 Control pulso único, ángulo de conducción = 15°
 Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°



a) Corriente de fase.



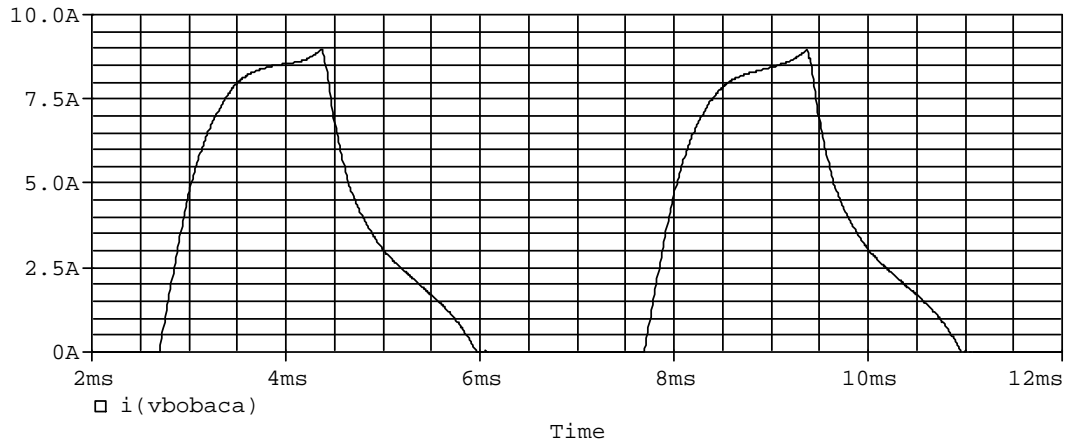
b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía ($1mV=1mWb$).



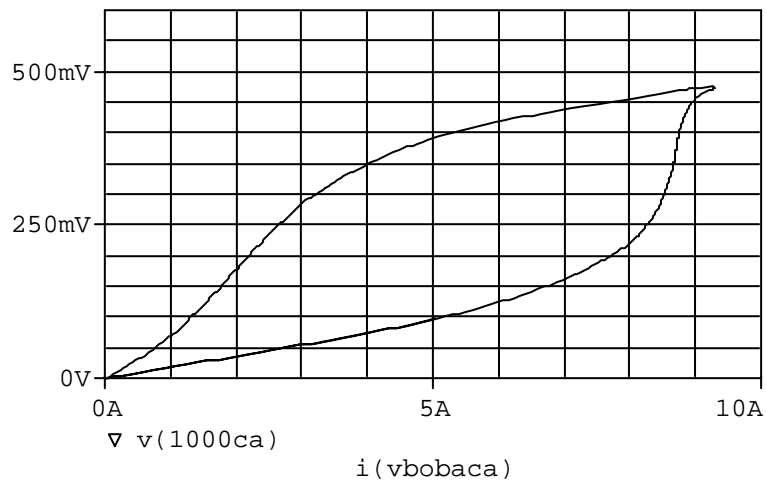
c) Evolución del par dinámico ($1V=1Nm$).

Figura III.6.4: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}
 Angulo de conducción = 15°
 Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°

Resultados de la simulación utilizando la alternativa 2S en el SRM 6/4.



a) Corriente de fase.

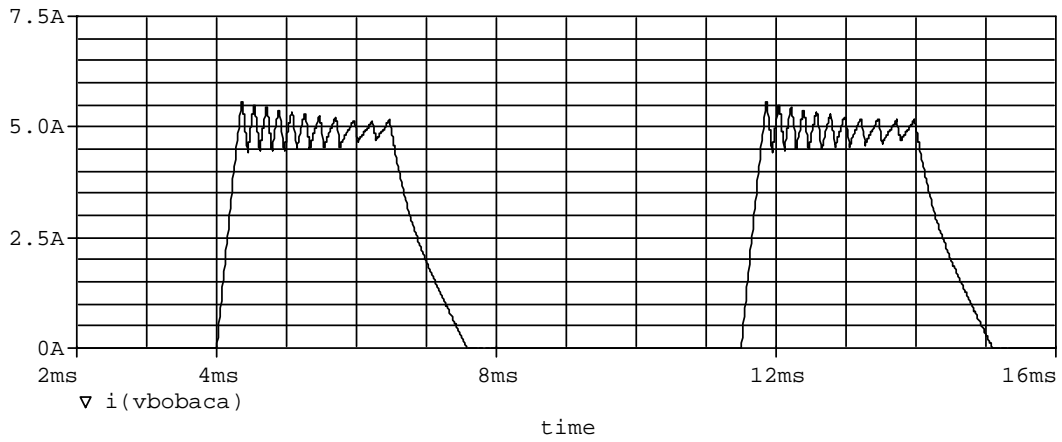


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

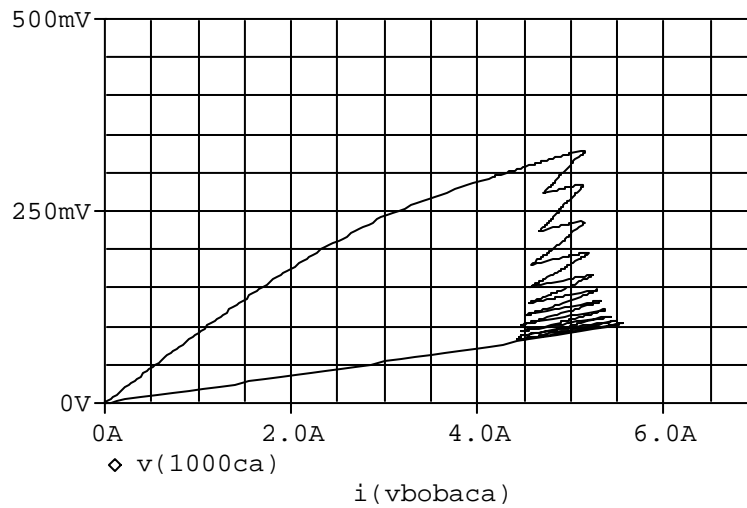
Figura III.6.5: Simulación del prototipo 6/4 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min⁻¹

Control pulso único, ángulo de conducción = 30°

Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 3°



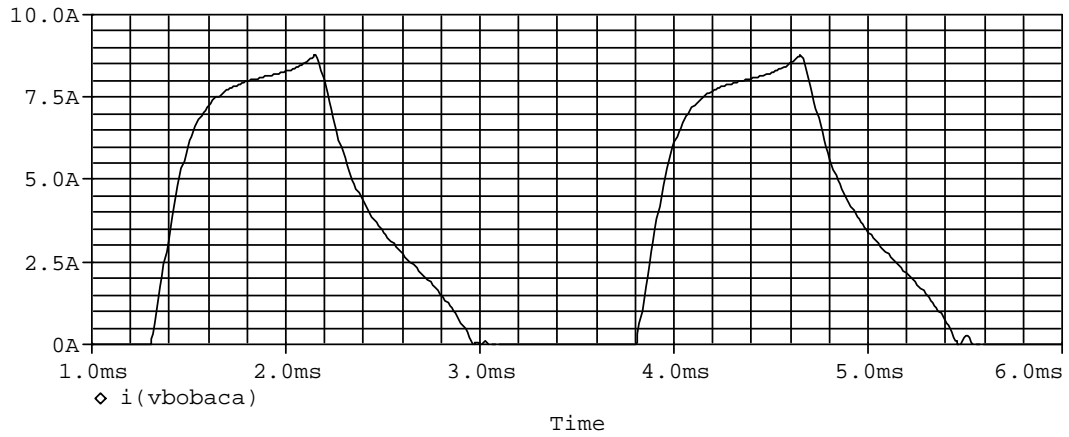
a) Corriente de fase.



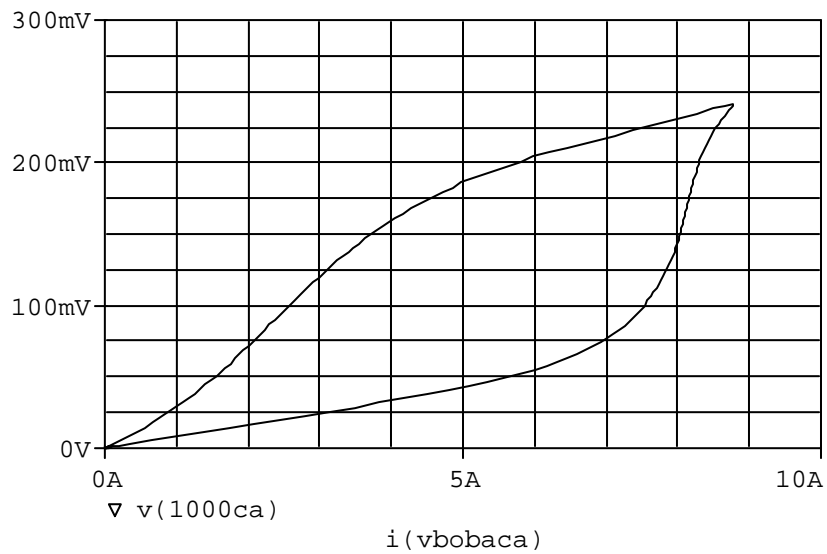
b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía ($1mV=1mWb$).

Figura III.6.6: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}
 Angulo de conducción = 30°
 Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 3°

Resultados de la simulación utilizando la alternativa 2S en el SRM 12/8.



a) Corriente de fase.

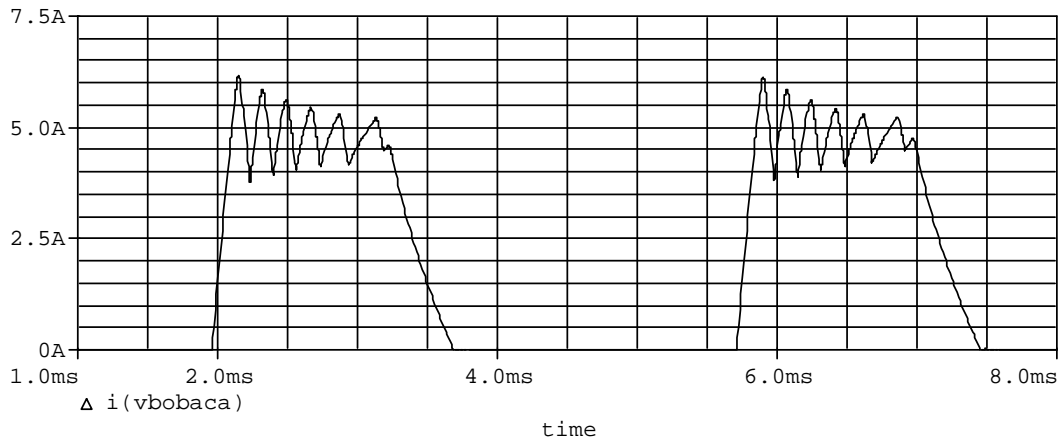


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

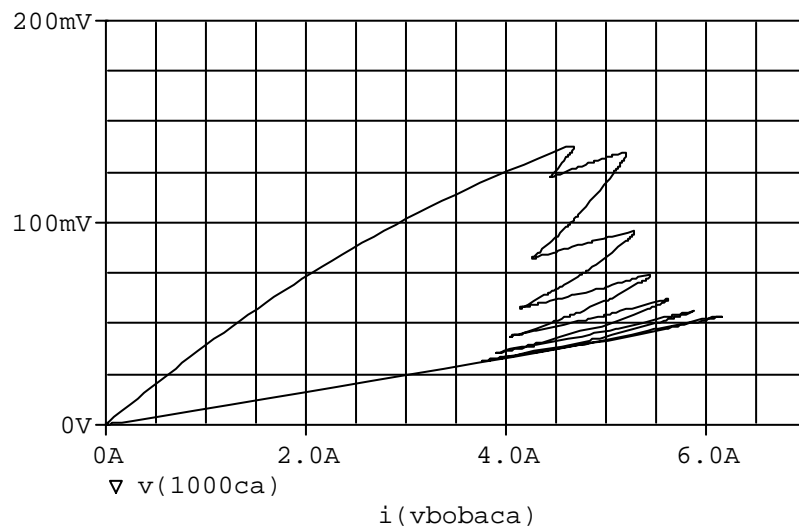
Figura III.6.7: Simulación del prototipo 12/8 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}

Control pulso único, ángulo de conducción = 15°

Adelanto de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°



a) Corriente de fase.



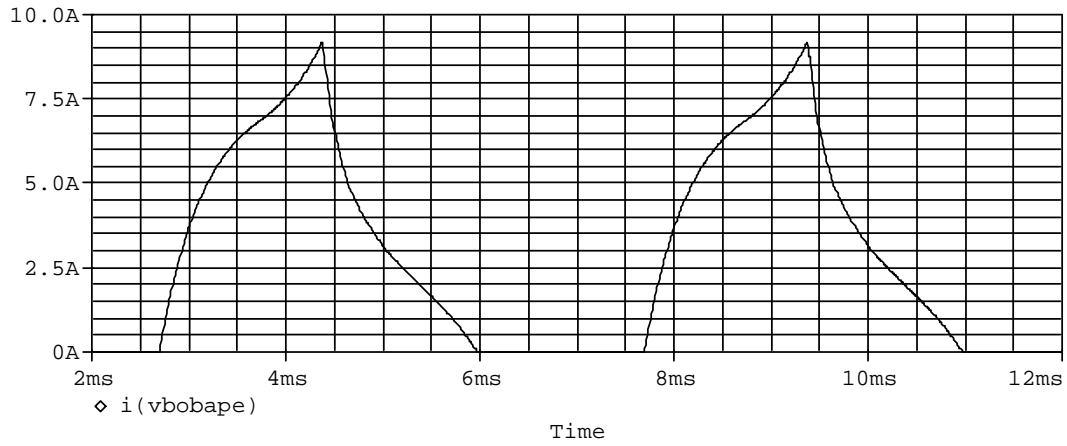
b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

Figura III.6.8: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min⁻¹

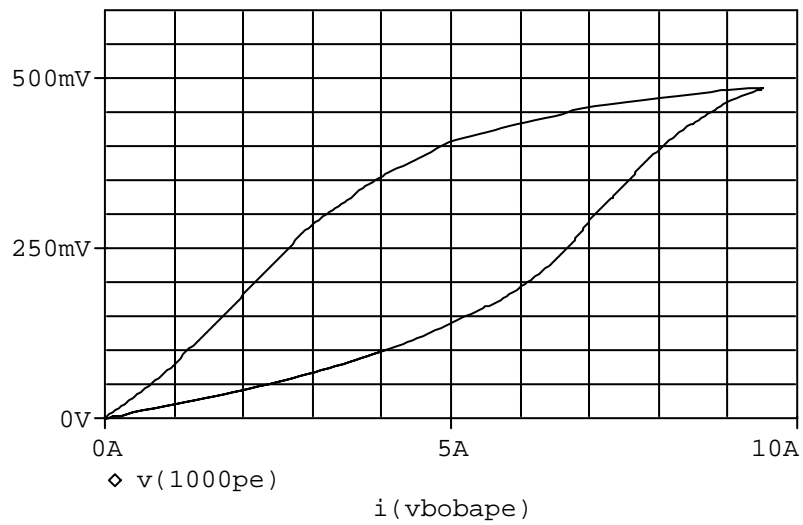
Angulo de conducción = 15°

Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°

Resultados de la simulación utilizando la alternativa 3S en el SRM 6/4.



a) Corriente de fase.

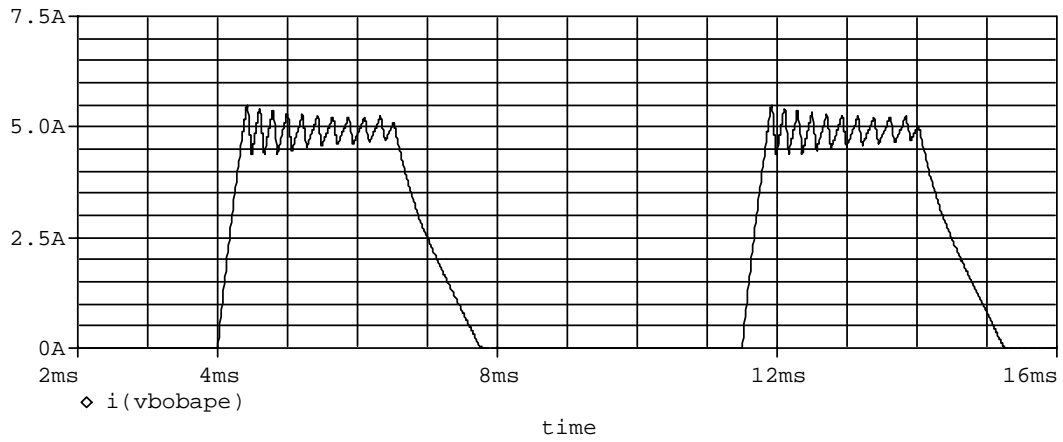


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

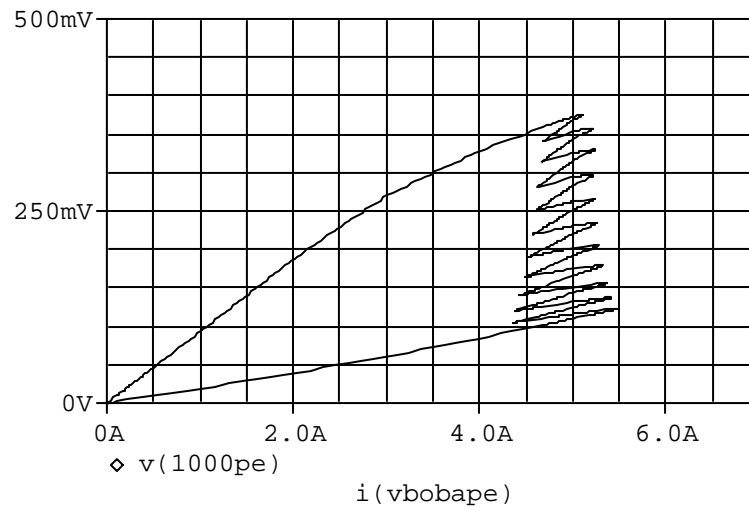
Figura III.6.9: Simulación del prototipo 6/4 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}

Control pulso único, ángulo de conducción = 30°

Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 3°



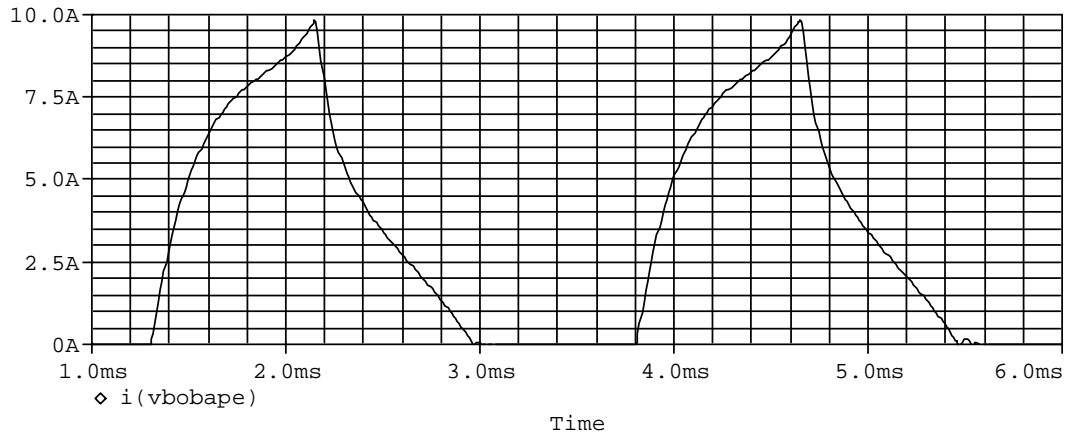
a) Corriente de fase.



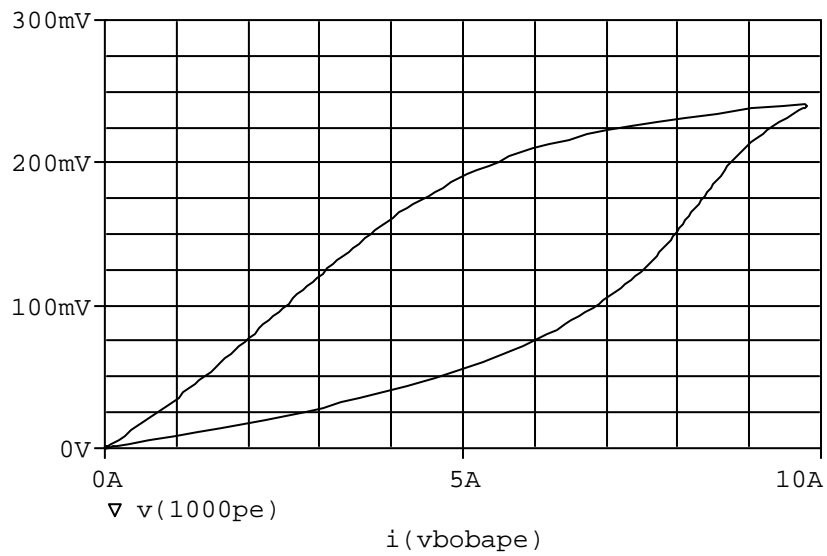
b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía ($1\text{mV}=1\text{mWb}$).

Figura III.6.10: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}
 Angulo de conducción = 30°
 Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 3°

Resultados de la simulación utilizando la alternativa 3S en el SRM 12/8.



a) Corriente de fase.

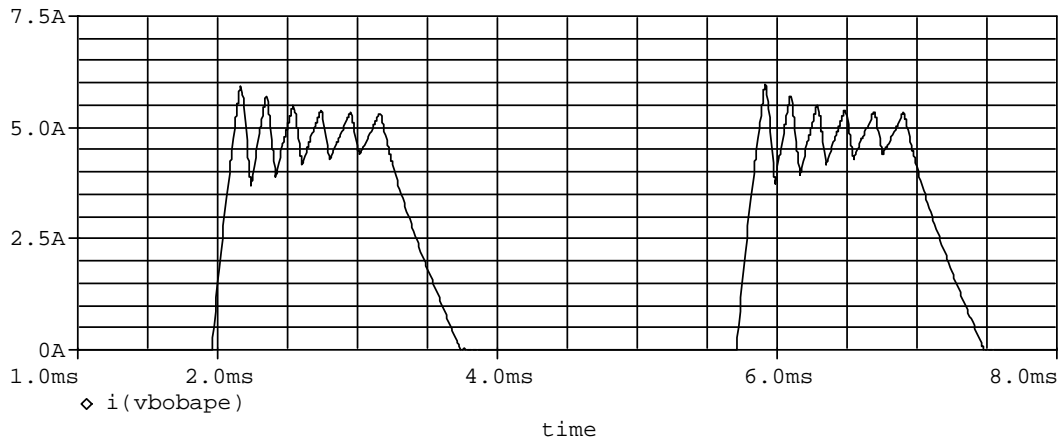


b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

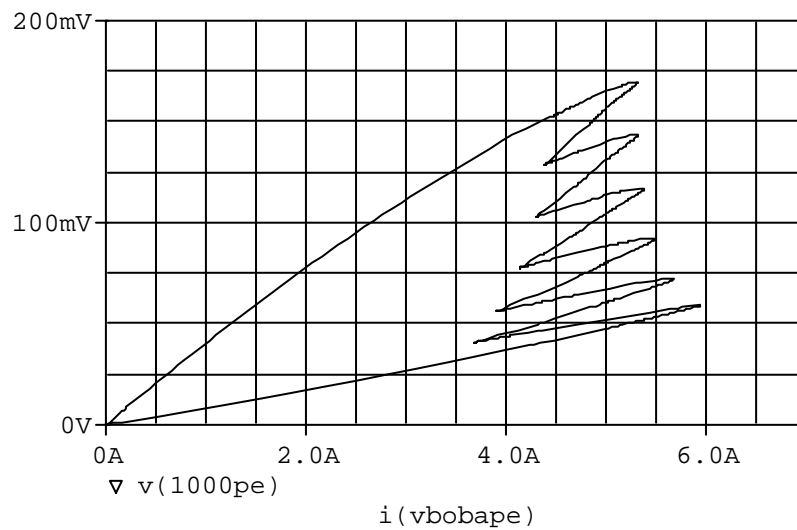
Figura III.6.11: Simulación del prototipo 12/8 -3 fases - 300 V para una velocidad de 3000 min^{-1}

Control pulso único, ángulo de conducción = 15°

Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°



a) Corriente de fase.



b) Evolución del flujo concatenado con la corriente o ciclo de energía (1mV=1mWb).

Figura III.6.12: Simulación con control de histéresis, corriente de referencia 5 A y velocidad 2000 min^{-1}

Angulo de conducción = 15°

Retraso de la conducción respecto del punto de crecimiento de la inductancia = 0°

III.7 CONCLUSIONES Y PROPUESTA. COMPARACION DE RESULTADOS OBTENIDOS.

Se han comparado los resultados obtenidos en las simulaciones con las medidas efectuadas mediante ensayos en el laboratorio. Las comparaciones corresponden a la utilización de un convertidor tipo clásico alimentado a la tensión de 300V, con control mediante pulso único y con control de histéresis, para un tiempo de conducción igual al ángulo de paso del motor, 30° en el motor 6/4 y 15° en el motor 12/8.

A partir de las comparaciones efectuadas, con todos los diferentes modelos presentados anteriormente, proponemos lo siguiente:

Modelos lineales: las dos opciones presentadas para representar la evolución de la inductancia pueden ser de gran utilidad para evaluar de forma genérica el funcionamiento del SRM, si no se desean resultados muy exactos, obteniéndose resultados más satisfactorios con la evolución de la inductancia a partir de la suma de términos senoidales.

Modelos no lineales completos: permiten simular el SRM de forma satisfactoria, con resultados muy parejos a los obtenidos experimentalmente. Las tres alternativas de ajuste de las curvas de magnetización utilizadas proporcionan buenos resultados. Debido al tratamiento relativamente simple de las expresiones matemáticas en el cálculo del par estático y del par dinámico, proponemos utilizar la alternativa 3, ajustando las curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes.

Modelos no lineales simplificados: proponemos utilizar la alternativa 1S debido a su relativa simplicidad y a sus aceptables aproximaciones con los resultados experimentales. La complejidad de la variante presentada en la alternativa 2S en ocasiones no justifica su utilización, puesto que se ha comprobado que en algunas estructuras introduce un mejor ajuste pero en otras no. La utilización de la alternativa 3S tiene el inconveniente de tener que separar el análisis de la máquina por zonas, complicando el proceso de simulación, además de los problemas que presenta la expresión matemática del ajuste en una de las zonas para la obtención del par.

Así pues, en los resultados que presentaremos a continuación y en capítulos posteriores para el análisis del funcionamiento del SRM, se utilizará el modelo no lineal completo con el ajuste presentado como alternativa 3 cuando se disponga del conocimiento completo de las curvas de magnetización de la máquina a simular (en adelante, modelo completo), y se utilizará el modelo simplificado con el ajuste presentado como alternativa 1S cuando se disponga únicamente de las curvas de magnetización a partir de las posiciones alineada y no alineada (en adelante, modelo simplificado).

Comparación de resultados experimentales con la simulación utilizando el modelo completo en el SRM 6/4.

Los resultados obtenidos, por lo que a la corriente de fase se refiere, se presentan en las figuras III.7.1 y III.7.2, para diferentes velocidades y para los controles con pulso único y con histéresis [TOR01].

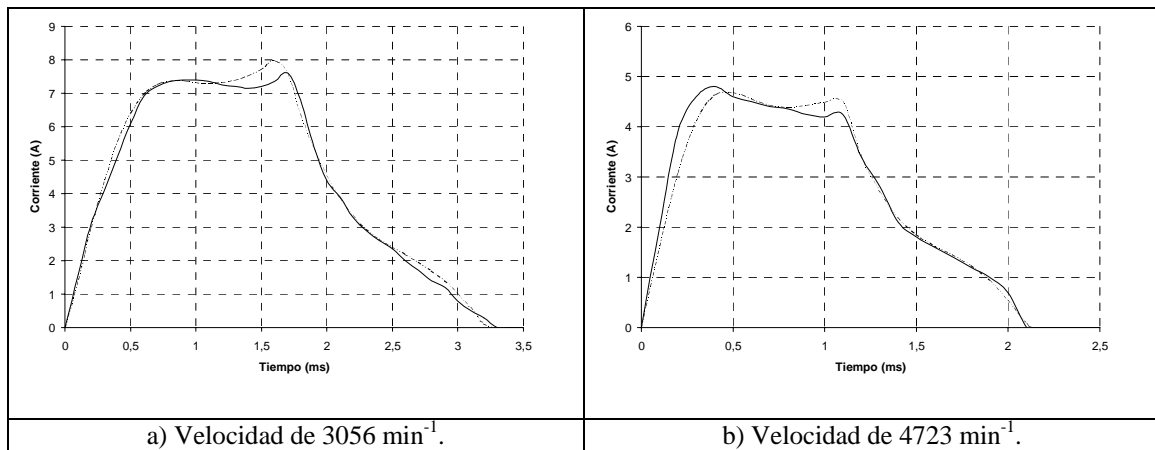


Figura III.7.1: Comparación entre resultados experimentales (trazo continuo) y resultados obtenidos mediante simulación (trazo discontinuo) de la corriente en el motor 6/4, utilizando el modelo completo y la alternativa 3 de ajuste (control pulso único).

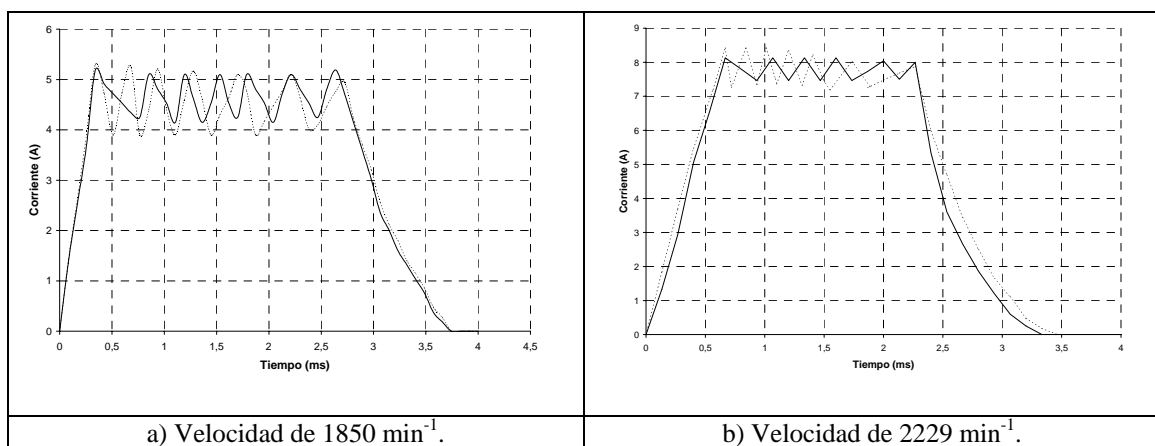


Figura III.7.2: Comparación entre resultados experimentales (trazo continuo) y resultados obtenidos mediante simulación (trazo discontinuo) de la corriente en el motor 6/4, utilizando el modelo completo y la alternativa 3 de ajuste (control de histéresis).

Por lo que al par se refiere, recordemos que puede calcularse el par estático utilizando la expresión siguiente:

$$M(\theta, i = cte) = \int_0^i \frac{\partial \psi(\theta, i = cte)}{\partial \theta} di \tag{III.7.1}$$

Introduciendo en la ecuación III.7.1 las expresiones correspondientes al ajuste de las curvas flujo concatenado-posición propuesto en la alternativa 3, se obtiene la evolución del par estático en función de la posición. En la figura III.7.3 se presentan las curvas de par estático medidas experimentalmente y se comparan con las obtenidas a partir del método de cálculo propuesto, para diferentes corrientes.

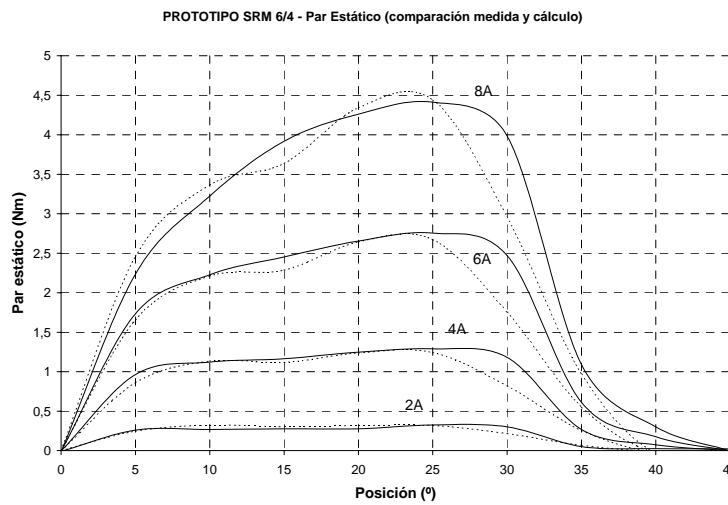


Figura III.7.3: Comparación del par estático obtenido experimentalmente (trazo continuo) con el obtenido analíticamente (trazo discontinuo) para diferentes corrientes, correspondiendo los 0° a la posición alineada y los 45° a la posición no alineada, para el prototipo de SRM 6/4.

Para determinar el par dinámico, recordemos que puede calcularse utilizando la expresión siguiente:

$$M = \sum_{i=1}^m \frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^i \psi(\theta, i) di \tag{III.7.2}$$

Introduciendo en la ecuación III.7.2 las expresiones correspondientes al ajuste de las curvas flujo concatenado-posición propuesto en la alternativa 3, se obtiene la evolución del par. Recordemos que el par interno en un motor de reluctancia puede obtenerse también con la determinación del área comprendida en la trayectoria del flujo concatenado en función de la corriente llamada ciclo de conversión de energía, a partir de la ecuación siguiente:

$$M_{\text{interno}} = \frac{m \cdot N_r}{2\pi} \cdot W \tag{III.7.3}$$

donde W es el área comprendida en el ciclo de energía y el término $\frac{m \cdot N_r}{2\pi}$ es el número de *strokes* en el motor durante una revolución.

En la figura III.7.4 se presenta la evolución del par obtenido en el motor 6/4 a partir de la simulación mediante Pspice con control mediante pulso único para una velocidad de 3620 min^{-1} . El valor medio del par a partir de la evolución temporal que se observa en la figura es de 2,76 Nm. Se presenta también el ciclo de energía obtenido mediante simulación para la misma velocidad, obteniéndose un área $W=1,61 \text{ J}$ y un par interno de 3,08 Nm. El par medido experimentalmente para esta velocidad ha sido de 2,6 Nm.

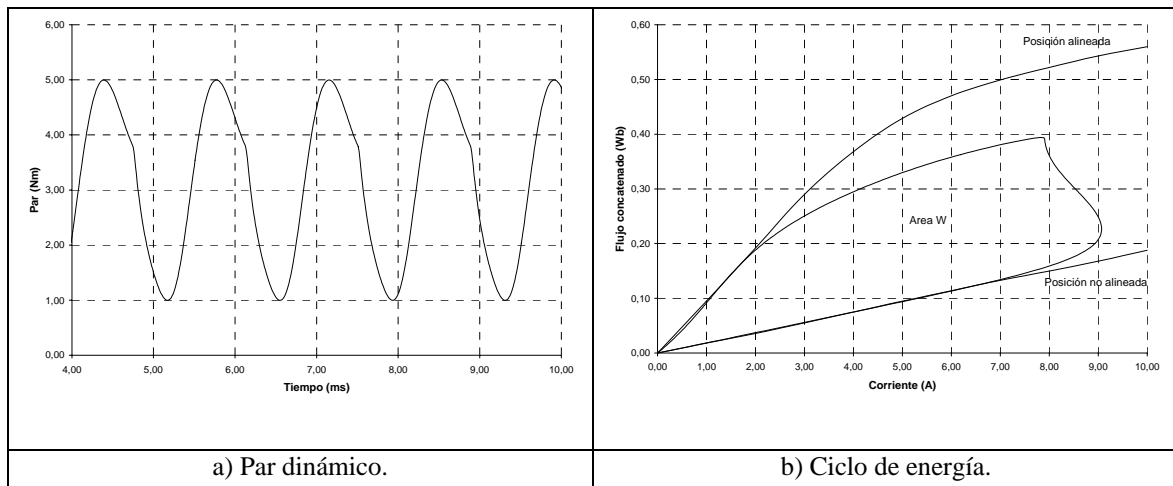


Figura III.7.4: Evolución del par dinámico y del ciclo de energía obtenidos mediante simulación utilizando el modelo completo y la alternativa 3 de ajuste, para una velocidad de 3620 min^{-1} y control mediante pulso único en el motor 6/4.

En la figura III.7.5 se presentan la evolución y el ciclo de energía obtenidos con control mediante histéresis para una velocidad de 2229 min^{-1} . El valor medio del par a partir de la evolución temporal que se observa en la figura es de 2 Nm. El área del ciclo de energía es $W=1,3 \text{ J}$ y el par interno de 2,48 Nm. El par medido experimentalmente para esta velocidad ha sido de 2,15 Nm.

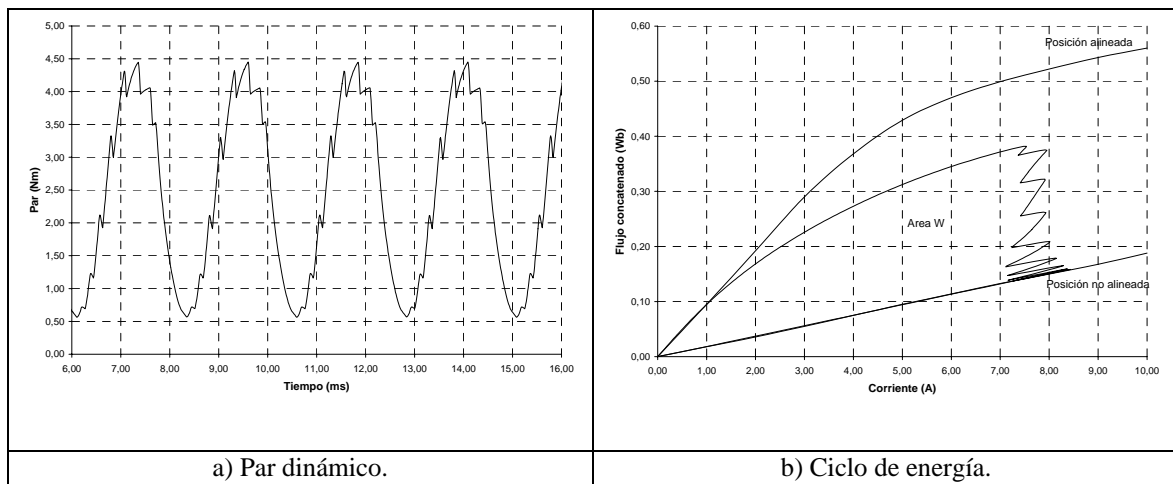


Figura III.7.5: Evolución del par dinámico y del ciclo de energía obtenidos mediante simulación utilizando el modelo completo y la alternativa 3 de ajuste, para una velocidad de 2229 min^{-1} y control mediante histéresis en el motor 6/4.

Comparación de resultados experimentales con la simulación utilizando el modelo completo en el SRM 12/8.

Los resultados obtenidos, por lo que a la corriente de fase se refiere, se presentan en las figuras III.7.6 y III.7.7, para diferentes velocidades y para los controles con pulso único y con histéresis.

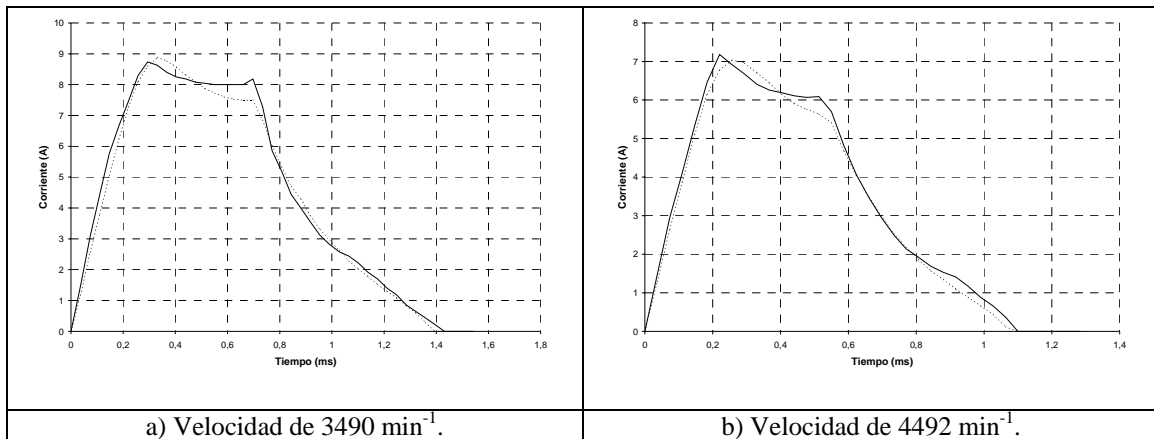


Figura III.7.6: Comparación entre resultados experimentales (trazo continuo) y resultados obtenidos mediante simulación (trazo discontinuo) de la corriente en el motor 12/8, utilizando el modelo completo y la alternativa 3 de ajuste (control pulso único).

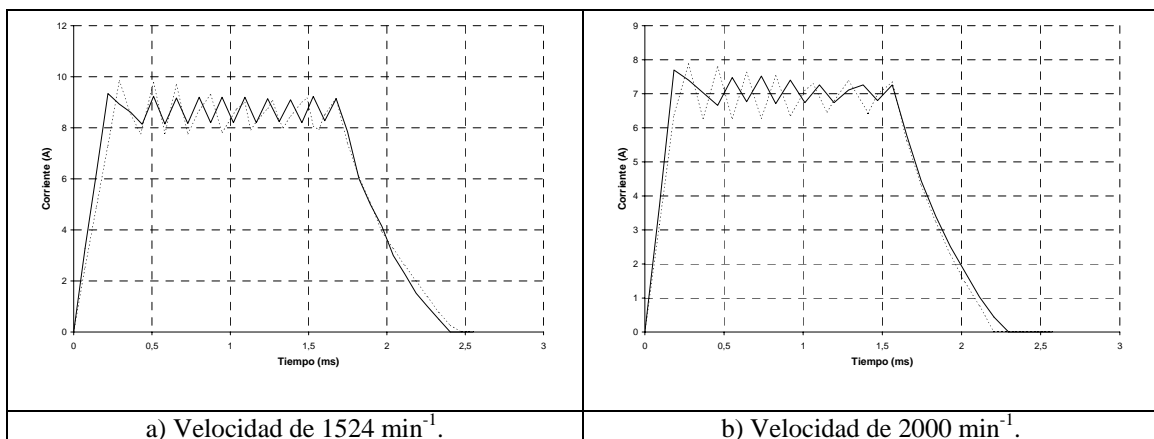


Figura III.7.7: Comparación entre resultados experimentales (trazo continuo) y resultados obtenidos mediante simulación (trazo discontinuo) de la corriente en el motor 12/8, utilizando el modelo completo y la alternativa 3 de ajuste (control de histéresis).

Las curvas de par estático obtenidas se presentan en la figura III.7.8.

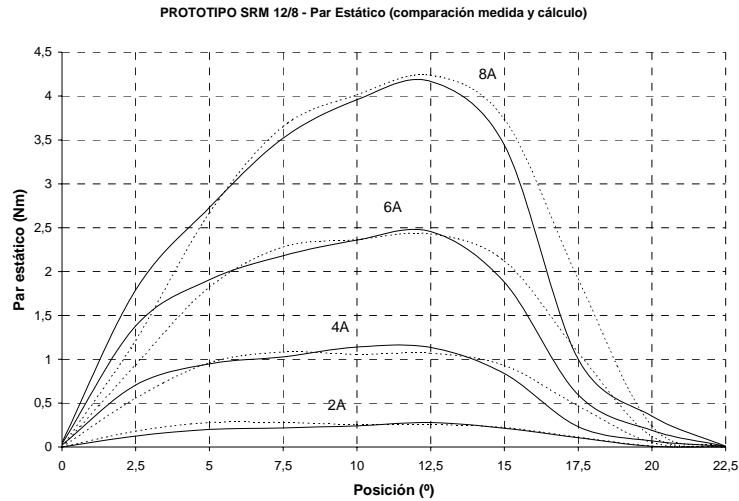


Figura III.7.8: Comparación del par estático obtenido experimentalmente (trazo continuo) con el obtenido analíticamente (trazo discontinuo) para diferentes corrientes, correspondiendo los 0° a la posición alineada y los 22,5° a la posición no alineada, para el prototipo de SRM 12/8.

En la figura III.7.9 se presenta la evolución del par obtenido en el motor 12/8 a partir de la simulación mediante Pspice con control mediante pulso único para una velocidad de 3578 min^{-1} . El valor medio del par a partir de la evolución temporal que se observa en la figura es de 2,86 Nm. Se presenta también el ciclo de energía obtenido mediante simulación para la misma velocidad, obteniéndose un área $W=0,79 \text{ J}$ y un par interno de 3 Nm. El par medido experimentalmente para esta velocidad ha sido de 2,54 Nm.

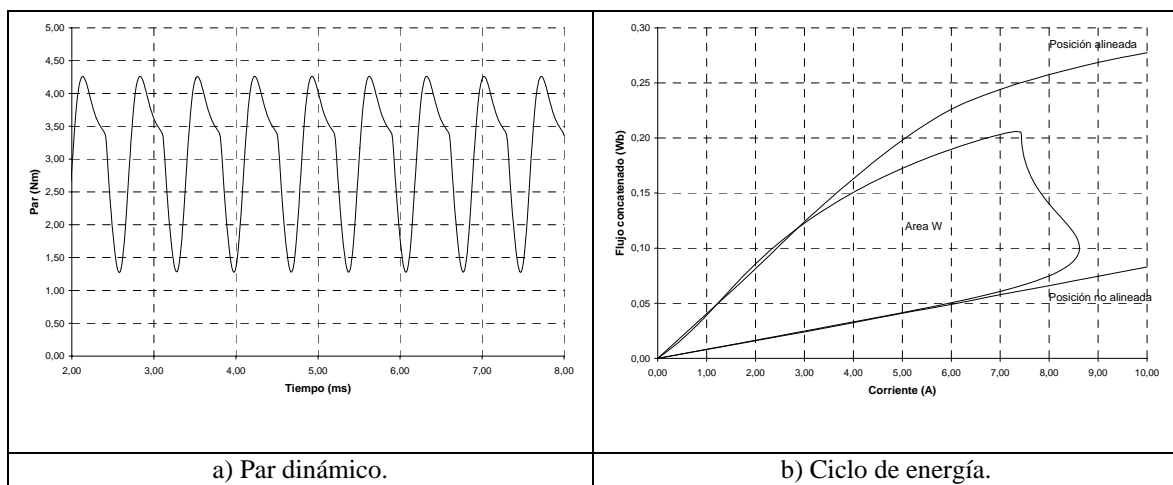


Figura III.7.9: Evolución del par dinámico y del ciclo de energía obtenidos mediante simulación utilizando el modelo completo y la alternativa 3 de ajuste, para una velocidad de 3578 min^{-1} y control mediante pulso único en el motor 12/8.

En la figura III.7.10 se presentan la evolución y el ciclo de energía obtenidos con control mediante histéresis para una velocidad de 2121 min^{-1} . El valor medio del par a partir de la evolución temporal que se observa en la figura es de $2,08 \text{ Nm}$. El área del ciclo de energía es $W=0,63 \text{ J}$ y el par interno de $2,4 \text{ Nm}$. El par medido experimentalmente para esta velocidad ha sido de $2,15 \text{ Nm}$.

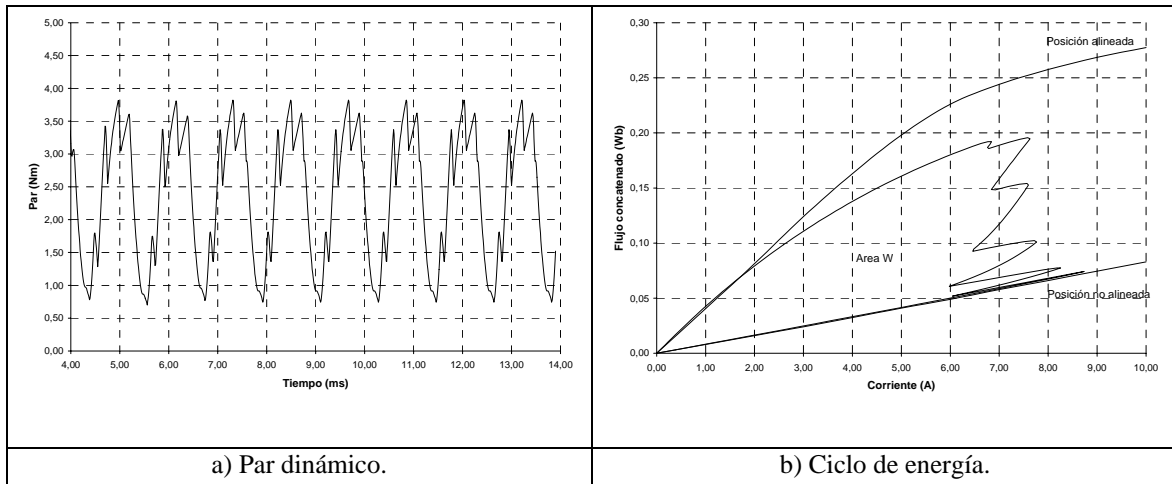


Figura III.7.10: Evolución del par dinámico y del ciclo de energía obtenidos mediante simulación utilizando el modelo completo y la alternativa 3 de ajuste, para una velocidad de 2121 min^{-1} y control mediante histéresis en el motor 12/8.

Comparación de resultados experimentales con la simulación utilizando el modelo simplificado en el SRM 6/4.

Anteriormente, se ha visto como la modelización completa de las curvas flujo concatenado-posición en función de la corriente ha permitido obtener resultados satisfactorios al utilizar este modelo en la simulación del motor mediante Pspice, comparando éstos resultados con los obtenidos experimentalmente.

A continuación, se compararan los resultados obtenidos en la simulación mediante el modelo simplificado y alternativa 1S de ajuste, con la simulación efectuada utilizando el modelo completo y con los resultados experimentales. En la figura III.7.11 se presentan dichas comparaciones por lo que a la corriente de fase respecta, comprobándose la bondad de los dos modelos tanto en el funcionamiento con pulso único como con el funcionamiento con histéresis [TOR01b].

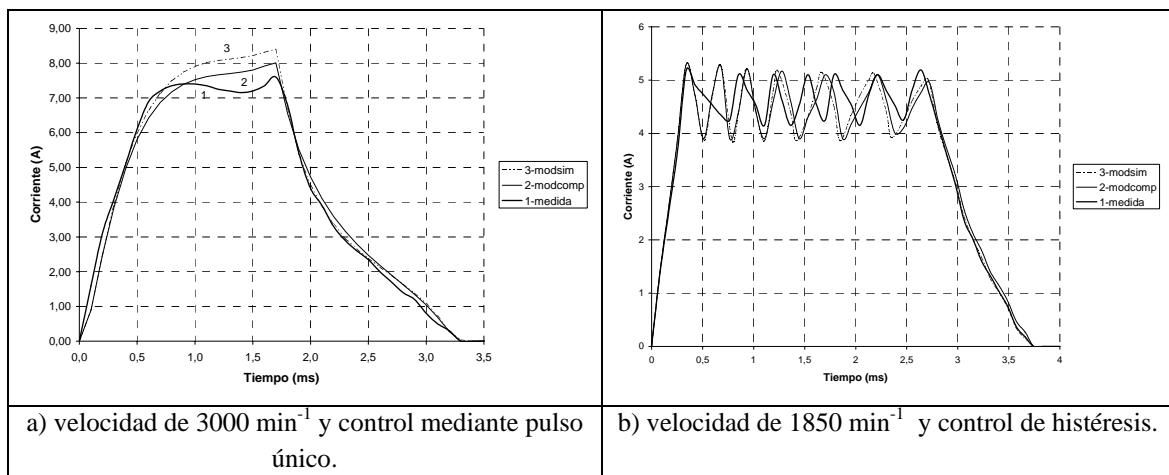


Fig. III.7.11: Comparación de la corriente de fase obtenida experimentalmente (1-medida) en el motor 6/4, caracterizado a partir del modelo completo (2-modcomp) y a partir del modelo simplificado (3-modsim).

En la figura III.7.12 se presenta la evolución del par obtenido en el motor 6/4 a partir de la simulación mediante Pspice con control mediante pulso único para una velocidad de 3620 min⁻¹. El valor medio del par a partir de la evolución temporal que se observa en la figura es de 2,77 Nm. Se presenta también el ciclo de energía obtenido mediante simulación para la misma velocidad, obteniéndose un área W=1,6 J y un par interno de 3,05 Nm. El par medido experimentalmente para esta velocidad ha sido de 2,6 Nm.

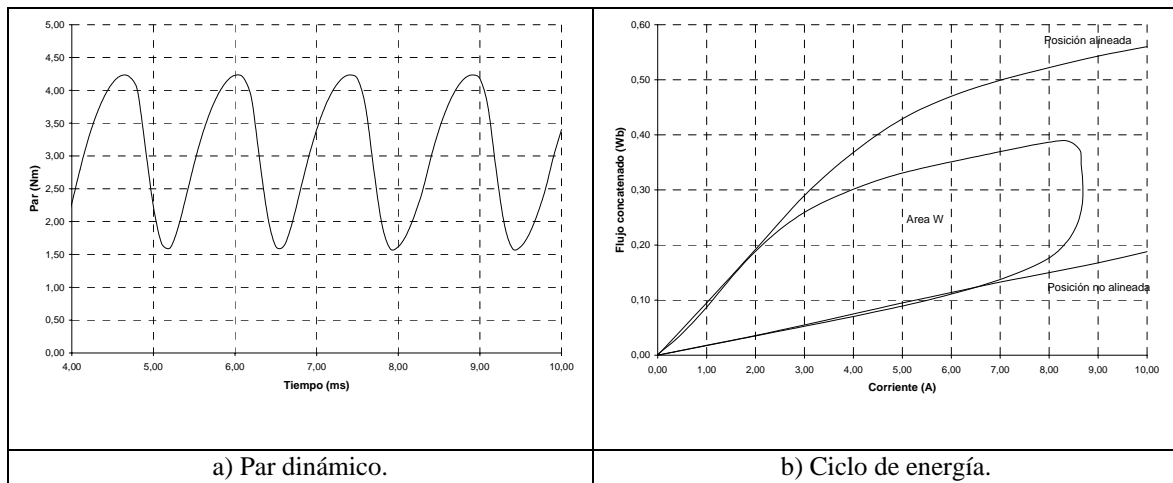


Figura III.7.12: Evolución del par dinámico y del ciclo de energía obtenidos mediante simulación utilizando el modelo simplificado y la alternativa 1S de ajuste, para una velocidad de 3620 min^{-1} y control mediante pulso único en el motor 6/4.

En la figura III.7.13 se presentan la evolución y el ciclo de energía obtenidos con control mediante histéresis para una velocidad de 2229 min^{-1} . El valor medio del par a partir de la evolución temporal que se observa en la figura es de 2,2 Nm. El área del ciclo de energía es $W=1,28 \text{ J}$ y el par interno de 2,44 Nm. El par medido experimentalmente para esta velocidad ha sido de 2,15 Nm.

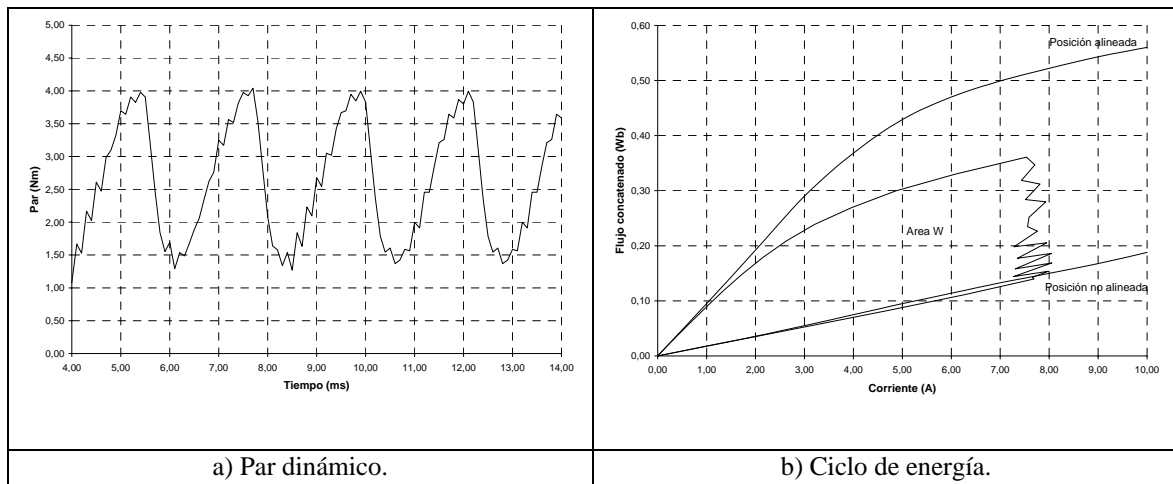


Figura III.7.13: Evolución del par dinámico y del ciclo de energía obtenidos mediante simulación utilizando el modelo simplificado y la alternativa 1S de ajuste, para una velocidad de 2229 min^{-1} y control mediante histéresis en el motor 6/4.

Comparación de resultados experimentales con la simulación utilizando el modelo simplificado en el SRM 12/8.

Se compararan los resultados obtenidos en la simulación mediante el modelo simplificado y la alternativa 1S de ajuste, con la simulación efectuada utilizando el modelo completo y con los resultados experimentales. En la figura III.7.14 se presentan dichas comparaciones por lo que a la corriente de fase respecta.

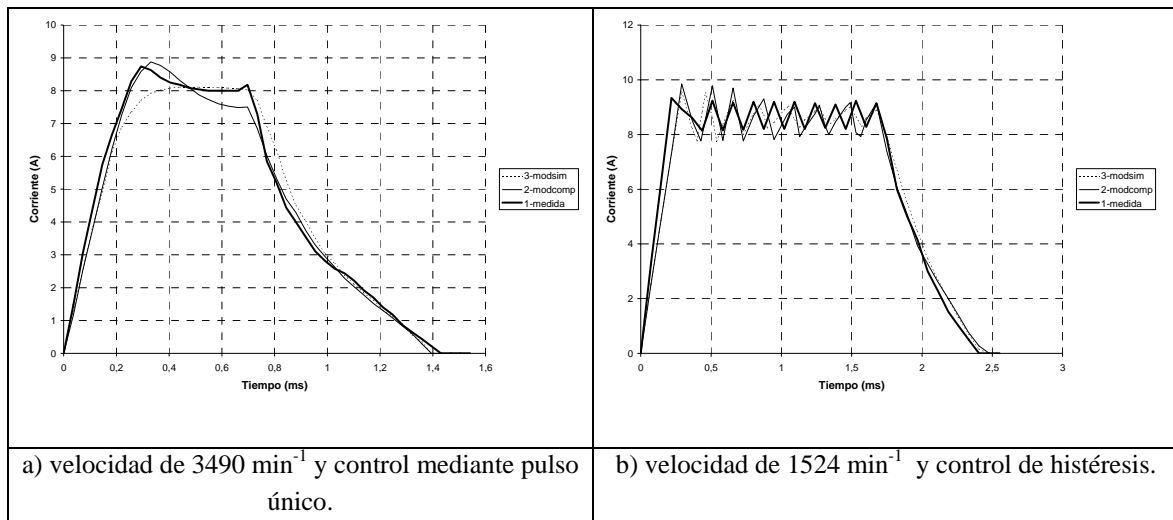


Fig. III.7.14: Comparación de la corriente de fase obtenida experimentalmente (1-medida) en el motor 12/8, caracterizado a partir del modelo completo (2-modcomp) y a partir del modelo simplificado (3-modsim).

En la figura III.7.15 se presenta la evolución del par obtenido en el motor 12/8 a partir de la simulación mediante Pspice con control mediante pulso único para una velocidad de 3578 min⁻¹. El valor medio del par a partir de la evolución temporal que se observa en la figura es de 2,9 Nm. Se presenta también el ciclo de energía obtenido mediante simulación para la misma velocidad, obteniéndose un área W=0,71 J y un par interno de 2,71 Nm. El par medido experimentalmente para esta velocidad ha sido de 2,54 Nm.

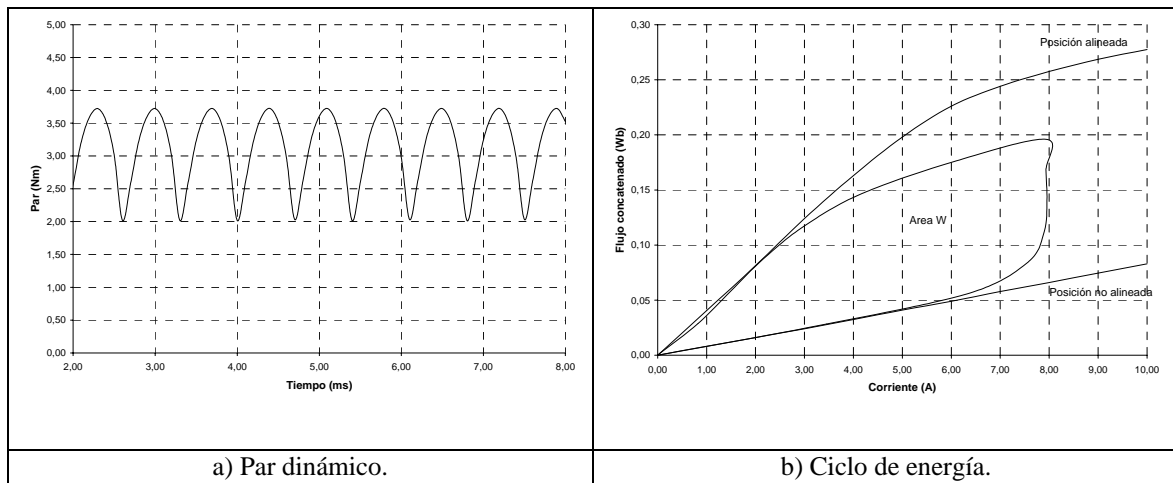


Figura III.7.15: Evolución del par dinámico y del ciclo de energía obtenidos mediante simulación utilizando el modelo simplificado y la alternativa 1S de ajuste, para una velocidad de 3578 min^{-1} y control mediante pulso único en el motor 12/8.

En la figura III.7.16 se presentan la evolución y el ciclo de energía obtenidos con control mediante histéresis para una velocidad de 2121 min^{-1} . El valor medio del par a partir de la evolución temporal que se observa en la figura es de 2,26 Nm. El área del ciclo de energía es $W=0,54 \text{ J}$ y el par interno de 2,06 Nm. El par medido experimentalmente para esta velocidad ha sido de 2,15 Nm.

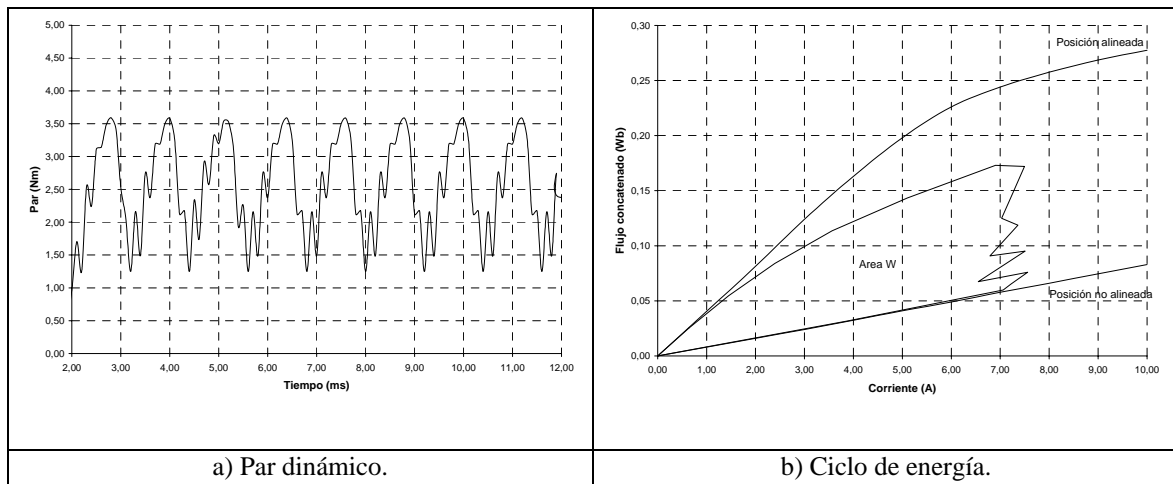


Figura III.7.16: Evolución del par dinámico y del ciclo de energía obtenidos mediante simulación utilizando el modelo simplificado y la alternativa 1S de ajuste, para una velocidad de 2121 min^{-1} y control mediante histéresis en el motor 12/8.

Tabla comparativa de resultados.

En las tablas siguientes pretende reflejarse de forma resumida la comparación de resultados obtenidos experimentalmente con las simulaciones, a partir de modelo completo y del modelo simplificado, en funcionamiento con pulso único y con histéresis, para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8.

	Medida experimental	Simulación modelo completo	Simulación modelo simplificado
Corriente de fase (A)*	4,15	4,4	4,45
Par (Nm)**	2,6	2,76	2,77
Ciclo de energía (J)		1,61	1,6

* Valor eficaz.

** Medidas experimentales: par útil ; Simulación: par medio de la evolución del par dinámico.

Tabla III.7.1: Comparaciones en el SRM 6/4, control con pulso único, velocidad de 3620 min⁻¹.

	Medida experimental	Simulación modelo completo	Simulación modelo simplificado
Corriente de fase (A)*	4,15	4,25	4,31
Par (Nm)**	2,15	2	2,2
Ciclo de energía (J)		1,3	1,28

* Valor eficaz.

** Medidas experimentales: par útil ; Simulación: par medio de la evolución del par dinámico.

Tabla III.7.2: Comparaciones en el SRM 6/4, control de histéresis, velocidad de 2229 min⁻¹.

	Medida experimental	Simulación modelo completo	Simulación modelo simplificado
Corriente de fase (A)*	4,55	4,52	4,56
Par (Nm)**	2,54	2,86	2,9
Ciclo de energía (J)		0,79	0,71

* Valor eficaz.

** Medidas experimentales: par útil ; Simulación: par medio de la evolución del par dinámico.

Tabla III.7.3: Comparaciones en el SRM 12/8, control con pulso único, velocidad de 3578 min⁻¹.

	Medida experimental	Simulación modelo completo	Simulación modelo simplificado
Corriente de fase (A)*	4,15	4,1	4,22
Par (Nm)**	2,15	2,08	2,26
Ciclo de energía (J)		0,63	0,54

* Valor eficaz.

** Medidas experimentales: par útil ; Simulación: par medio de la evolución del par dinámico.

Tabla III.7.4: Comparaciones en el SRM 12/8, control de histéresis, velocidad de 2121 min⁻¹.

Es importante destacar que los modelos presentados con las diferentes alternativas de ajuste se han utilizado en la simulación de diferentes estructuras electromagnéticas, estudiadas en el anexo 2. Se han efectuado también comparaciones con resultados experimentales de forma satisfactoria, expuestos en el citado anexo, resultados que confirman el buen comportamiento de los modelos y de las alternativas de ajuste elaboradas en diferentes estructuras constructivas de SRM.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[**ARK94**] A.A. Arkadan, B.W. Kielgas. "Switched reluctance motor drive systems dynamic performance prediction and experimental verification". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.9, N° 1, Marzo 1994, pp. 36-44.

[**BAU97**] H. Bausch, K. Kanelis. "Feedforward torque control of a switched reluctance motor based on static measurements". ETEP, Vol.7, N° 6, Noviembre-Diciembre 1997.

[**DAT90**] D.A. Torrey, J.H. Lang. "Modelling a nonlinear variable-reluctance motor drive". IEE Proceedings, Vol.137, Pt.B, N° 5, Septiembre 1990.

[**DAT95**] D.A. Torrey, X.M. Niu, E.J. Unkauf. "Analytical modelling of variable-reluctance machine magnetisation characteristics". IEE Proceedings-Electric Power Applications, Vol.142, N° 1, Enero 1995.

[**FEN92**] L.H. Fenical. "Pspice: a tutorial". Prentice-Hall, New Jersey, 1992.

[**FRA91**] G. Franceschini, S. Pirani, M. Rinaldi, C. Tassoni. "Spice-assisted simulation of controlled electric drives: an application to switched reluctance drives". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, N° 6, Noviembre-Diciembre 1991.

[**IND00**] R.B. Inderka, M. Menne, S. Schröder, R.W. De Doncker. "Modelling of switched reluctance drives with commercial simulation software". International Conference on Electrical Machines, ICEM'2000, 28-30 Agosto 2000, Helsinki.

[**MAH97**] J. Mahdavi, G. Suresh, B. Fahimi, M. Ehsani. "Dynamic modeling of nonlinear SRM drive with Pspice". IEEE Industry Applications, Octubre 1997.

[**MIL90**] T.J.E. Miller, M. McGilp. "Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design". IEE, Noviembre 1990.

[**ROU00**] C. Roux, M.M. Morcos. "A simple model for switched reluctance motors". IEEE Power Engineering Review. Octubre 2000, pp. 49-52.

[**SOA01**] F. Soares, P.J. Costa Branco. "Simulation of a 6/4 Switched reluctance motor based on Matlab/Simulink environment". IEEE Transactions on aerospace and electronic systems. Vol.37, N° 3, pp 989-1009, Julio 2001.

[**TOR01**] M. Torrent, P. Andrada. "Simulación mediante un modelo no lineal del motor de reluctancia autoconmutado (SRM)". 7^{as} Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica, 4-6 de Julio 2001, Madrid.

[**TOR01b**] M. Torrent, P. Andrada. "Simulación del motor de reluctancia autoconmutado (SRM) mediante un modelo no lineal simplificado". SAAEI'01, 12-14 de Setiembre 2001, Matanzas.

[**TUI92**] P.W. Tuinenga. "Spice: a guide to circuit simulation and analysis using Pspice". Prentice-Hall, New Jersey, 1992.

[**VUJ00**] V. Vujicic, S.N. Vukosavic. "A simple nonlinear model of the switched reluctance motor". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.15, N° 4, Diciembre 2000.

CAPITULO IV

ESTUDIO DE LA INFLUENCIA DE DIVERSAS VARIABLES CONSTRUCTIVAS Y DE CONTROL EN LAS PRESTACIONES DEL SRM

Capítulo IV.1: Procedimiento utilizado en el estudio.

Capítulo IV.2: Influencia del número de espiras.

Capítulo IV.3: Influencia del entrehierro.

Capítulo IV.4: Influencia de los ángulos polares del estator y del rotor.

Capítulo IV.5: Influencia de los yugos del estator y del rotor.

Capítulo IV.6: Influencia de los materiales magnéticos utilizados.

Capítulo IV.7: Influencia de las variables de control.

Capítulo IV.8: Resumen y conclusiones.

Referencias bibliográficas.

IV.1 PROCEDIMIENTO UTILIZADO EN EL ESTUDIO.

IV.1.1 ESTUDIO DE LA INFLUENCIA DE DIVERSAS VARIABLES CONSTRUCTIVAS.

Se expone a continuación el proceso escogido para estudiar la influencia de diferentes variables constructivas (número de espiras, entrehierro, ángulos polares del estator y del rotor, ancho de las coronas del estator y del rotor, así como de los materiales magnéticos utilizados) en las prestaciones del motor según el funcionamiento prefijado.

El procedimiento utilizado consta de las siguientes partes:

1.- Determinación de las curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada mediante el procedimiento de cálculo analítico presentado en el capítulo II.4.1.

Se definen inicialmente unas dimensiones base para la estructura electromagnética, y se van modificando las variables constructivas objeto de estudio respecto de los valores base escogidos. Se toman como estructuras base del análisis las estructuras electromagnéticas del diseño inicial de los prototipos de SRM 6/4 y 12/8, presentadas en el capítulo II.3 y relacionadas en la Tabla II.3.1. Posteriormente se calculan las curvas de magnetización para las posiciones alineada y no alineada de todas las variaciones constructivas planteadas. Este procedimiento permite además calcular algunas variables que puede resultar de interés comparar para las diferentes estructuras, como son la inductancia, la relación de inductancias, la inducción o la resistencia del devanado, en los casos en que dichos parámetros varíen de forma significativa.

2.- Determinación del ciclo de energía para un funcionamiento fijado, en nuestro caso control mediante histéresis a corriente constante.

Se procede a calcular el ciclo de energía para el punto de funcionamiento fijado como nominal, que será para la velocidad base (3000 min^{-1}) considerando un control por histéresis a corriente constante (5A de corriente de referencia) y tiempo de conducción por fase igual al ángulo de paso del motor (30° en el SRM 6/4 y 15° en el SRM 12/8), procedimiento basado en la propuesta efectuada por Miller [MIL85]. La forma de onda de corriente idealizada es la de la figura IV.1.1.

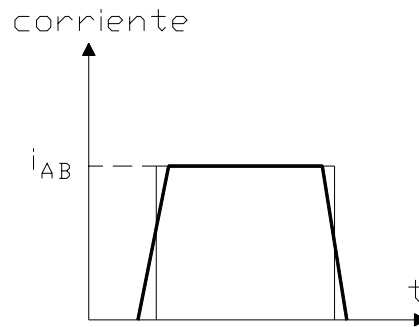


Figura IV.1.1: Forma de onda de la corriente idealizada.

Considerando dicha corriente estableceremos un ciclo de energía tal como se indica en la figura IV.1.2.

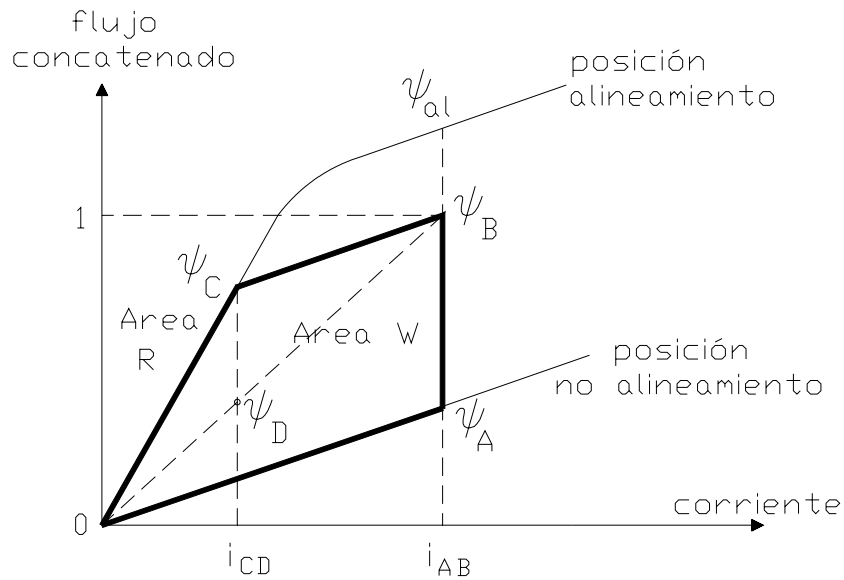


Figura IV.1.2: Ciclo de energía idealizado para corriente constante.

En este ciclo idealizado, se han obtenido los valores característicos de la forma siguiente:

ψ_A , a partir de la inductancia mínima y de la corriente nominal fijada por el control de histéresis, i_{AB} .

ψ_{al} , a partir del cálculo en la posición alineada y de la corriente nominal i_{AB} .

ψ_B , a partir de la relación $\psi_B = c(\psi_{al} - \psi_A) + \psi_A$, adoptando un valor para c de 0,8 según la propuesta efectuada por Miller. La experiencia con los prototipos construidos confirma que la utilización de dicho valor resulta adecuada.

ψ_C , a partir de la intersección entre la curva en la posición de alineamiento y la recta de retroceso desde el punto ψ_B con pendiente igual a la de la posición de no alineamiento. Esta intersección nos permite obtener la corriente indicada como i_{CD} .

ψ_D , obtenido en la intersección de las rectas formadas por i_{CD} y por la unión del origen con el punto ψ_B .

Una vez determinados estos puntos característicos, el área $W (0, \psi_A, \psi_B, \psi_C, 0)$ y el área $R (0, \psi_C, \psi_B, 1, 0)$ se calculan a partir de las expresiones siguientes:

$$W = \frac{1}{2} \cdot i_{AB} \cdot [(\psi_B - \psi_A) + (\psi_C - \psi_D)] \quad (IV.1.1)$$

$$R = \frac{i_{AB} \cdot (\psi_B - \psi_C) + i_{CD} \cdot \psi_B}{2} \quad (IV.1.2)$$

A partir del área W , se obtiene el par con la relación:

$$M = \frac{m \cdot N_r}{2\pi} \cdot W \quad (IV.1.3)$$

Con el par y el volumen del rotor (V_r) también podremos calcular el par por unidad de volumen o densidad de par, siendo V_r :

$$V_r = \frac{\pi D^2}{4} L \quad (IV.1.4)$$

Con la relación entre las áreas W y R obtendremos el parámetro E.C. (*energy conversion ratio*), a partir de la relación:

$$E.C. = \frac{W}{W + R} \quad (IV.1.5)$$

Como ejemplo del procedimiento comentado, presentamos en las figuras siguientes la comparación entre la corriente idealizada y la corriente obtenida mediante simulación para el prototipo de motor 6/4 diseñado y construido, así como el ciclo de energía idealizado y el obtenido mediante simulación.

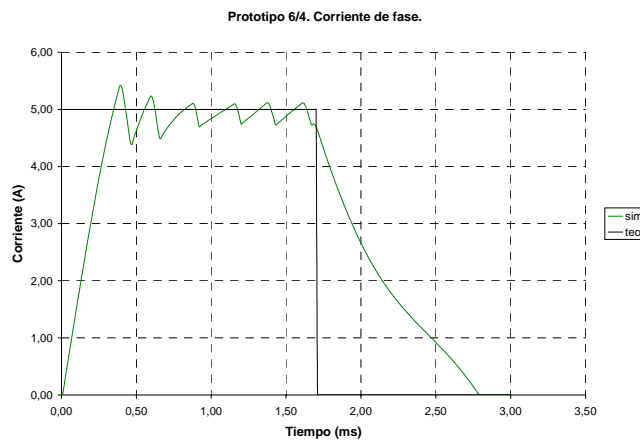


Figura IV.1.3: Corriente idealizada (negro) y corriente obtenida mediante simulación (verde) en el SRM 6/4 (velocidad de 3000min^{-1} , tensión de 300V, histéresis de 5A).

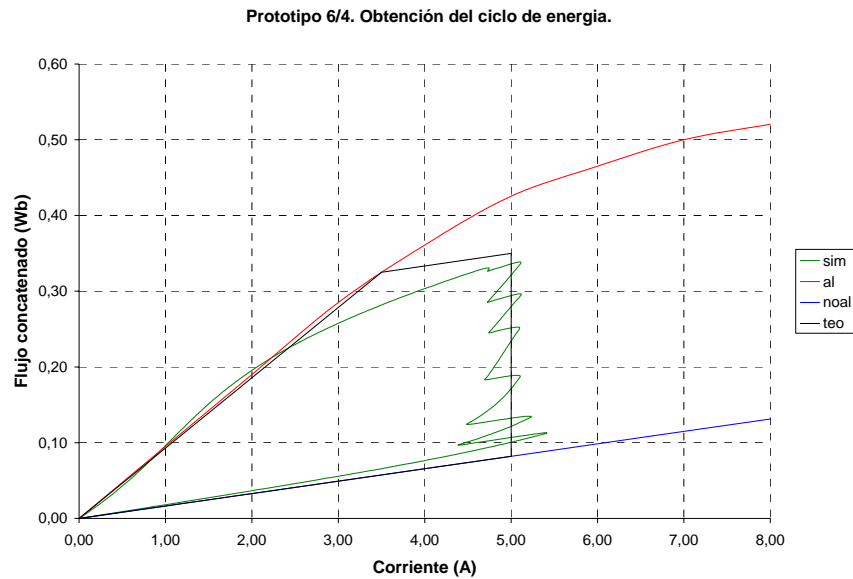


Figura IV.1.4: Ciclo de energía idealizado (negro) y ciclo de energía obtenido mediante simulación (verde) en el SRM 6/4 (velocidad de 3000min⁻¹, tensión de 300V, referencia de corriente 5A). Las curvas roja y azul son las correspondientes a la posición alineada y no alineada respectivamente.

3.- Determinación de las curvas características de funcionamiento a partir de la utilización del modelo no lineal simplificado presentado en el capítulo III.5.

A partir de las curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada de cada estructura, se utilizará el modelo no lineal simplificado para simular su comportamiento en el funcionamiento con control de histéresis y con control mediante pulso único [TOR01b]. Estas simulaciones permitirán evaluar de forma aproximada la influencia de las modificaciones constructivas en diversos puntos de funcionamiento del motor.

En este caso, el cálculo del par y del parámetro E.C. se obtiene a partir de las áreas W y R del ciclo de energía, obtenidas de la simulación tal como se indica en la figura IV.1.5. La corriente de fase, en su evolución temporal y en valor eficaz, se observa en la figura IV.1.6. Para el cálculo del rendimiento, se calcula la potencia interna como producto del par interno obtenido del ciclo de energía y de la velocidad fijada en la simulación, mientras que la potencia absorbida se calcula como producto de la tensión aplicada por el valor medio de la corriente de entrada, tal como se observa en la figura IV.1.7.

Se calcula también el rizado de par, a partir de la relación [SAH00]:

$$Rp(\%) = \frac{M_{\max} - M_{\min}}{M_{\max}} \cdot 100 \tag{IV.1.6}$$

obteniendo los valores de M_{\max} y de M_{\min} a partir del par dinámico obtenido en cada simulación, tal como se indica en la figura IV.1.8.

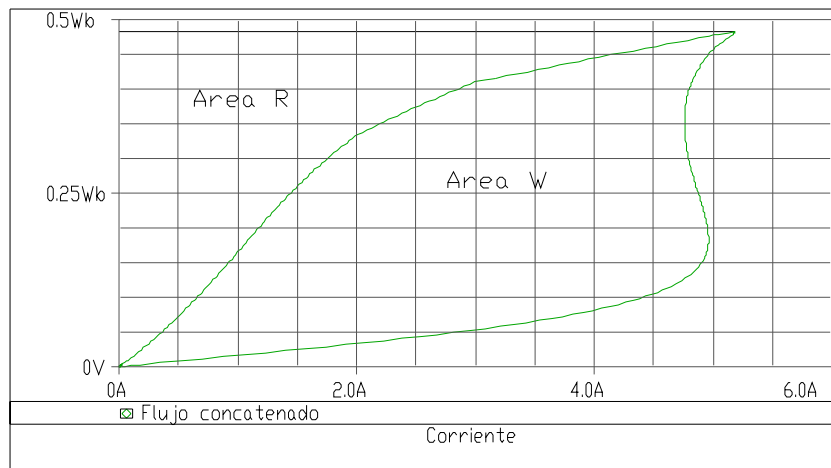


Figura IV.1.5: Ciclo de energía obtenido mediante simulación para el SRM 6/4 (velocidad de 3000min^{-1} , tensión de 300V, control pulso único), para el cálculo de las áreas W y R.

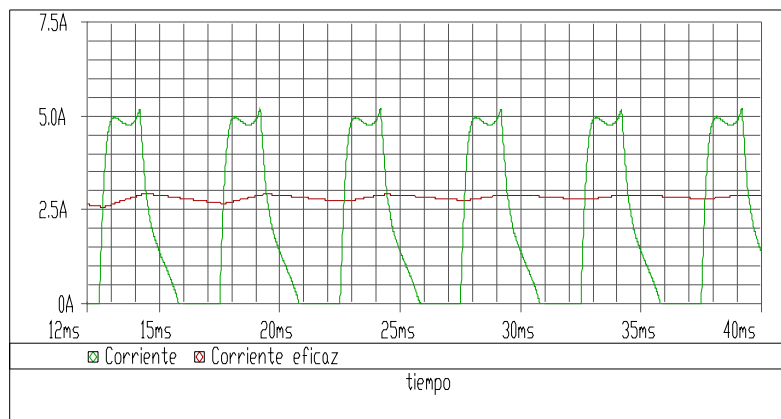


Figura IV.1.6: Corriente de fase obtenida mediante simulación para el SRM 6/4 (velocidad de 3000min^{-1} , tensión de 300V, control pulso único), para el cálculo del valor eficaz.

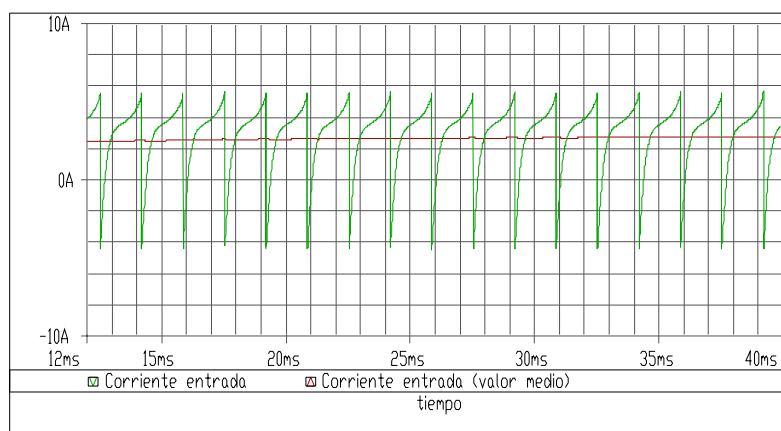


Figura IV.1.7: Corriente de entrada obtenida mediante simulación para el SRM 6/4 (velocidad de 3000min^{-1} , tensión de 300V, control pulso único), para el cálculo del valor medio.

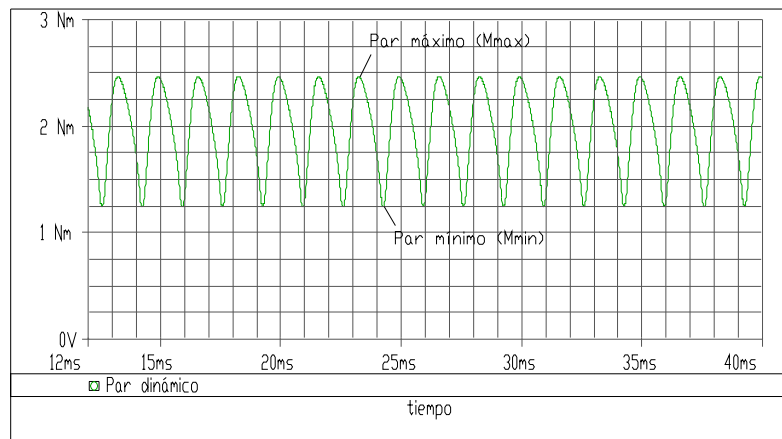


Figura IV.1.8: Par dinámico obtenido mediante simulación para el SRM 6/4 (velocidad de 3000min^{-1} , tensión de 300V, control pulso único), para el cálculo del rizado de par.

IV.1.2 ESTUDIO DE LA INFLUENCIA DE LAS VARIABLES DE CONTROL.

A partir de las curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada de la estructura base en los prototipos 6/4 y 12/8, se simulará el comportamiento de cada motor bajo diferentes formas de funcionamiento, control mediante pulso único y control de histéresis. Las variables de control que se van a estudiar son la influencia del ángulo de disparo, del ángulo de conducción y de la referencia de corriente.

Para el cálculo de los diferentes parámetros de funcionamiento, se ha seguido exactamente el mismo proceso explicado en el apartado anterior.

IV.2 INFLUENCIA DEL NUMERO DE ESPIRAS.

IV.2.1 ESTUDIO EFECTUADO EN EL PROTOTIPO SRM 6/4.

1.- Curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada.

Las curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada en función del número de espiras (con variaciones del 5% respecto del valor base, correspondiente a 312 espiras por fase, a partir de la expresión II.2.38 del proceso de dimensionamiento), así como la evolución de la inductancia en la posición alineada (inductancia máxima) en función de la corriente, son las de las figuras IV.2.1.1 y IV.2.1.2.

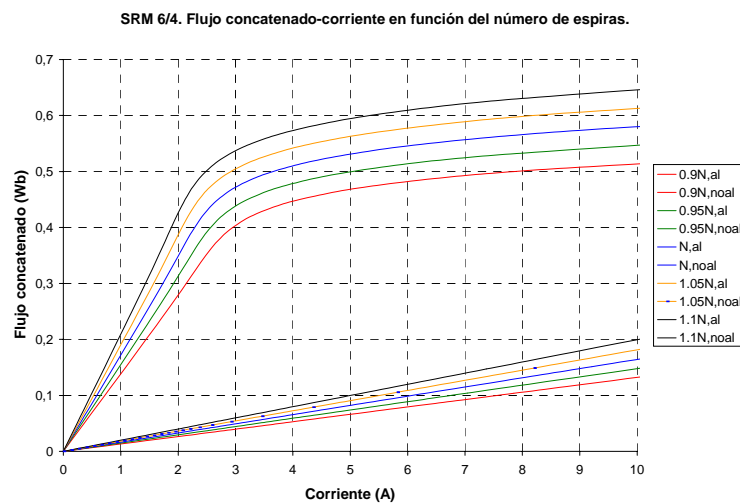


Figura IV.2.1.1: Curvas flujo concatenado-corriente en función del número de espiras para las posiciones alineada y no alineada.

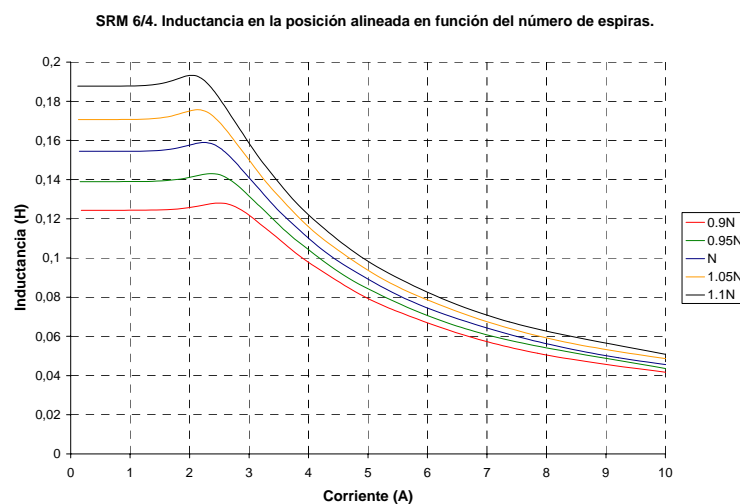


Figura IV.2.1.2: Curvas inductancia-corriente en función del número de espiras para la posición alineada.

2.- Análisis a partir del ciclo de energía a corriente constante.

Los resultados obtenidos para la velocidad base de 3000 min^{-1} y para una corriente constante de 5 A, en valores absolutos y referidos a los valores base, se presentan a continuación.

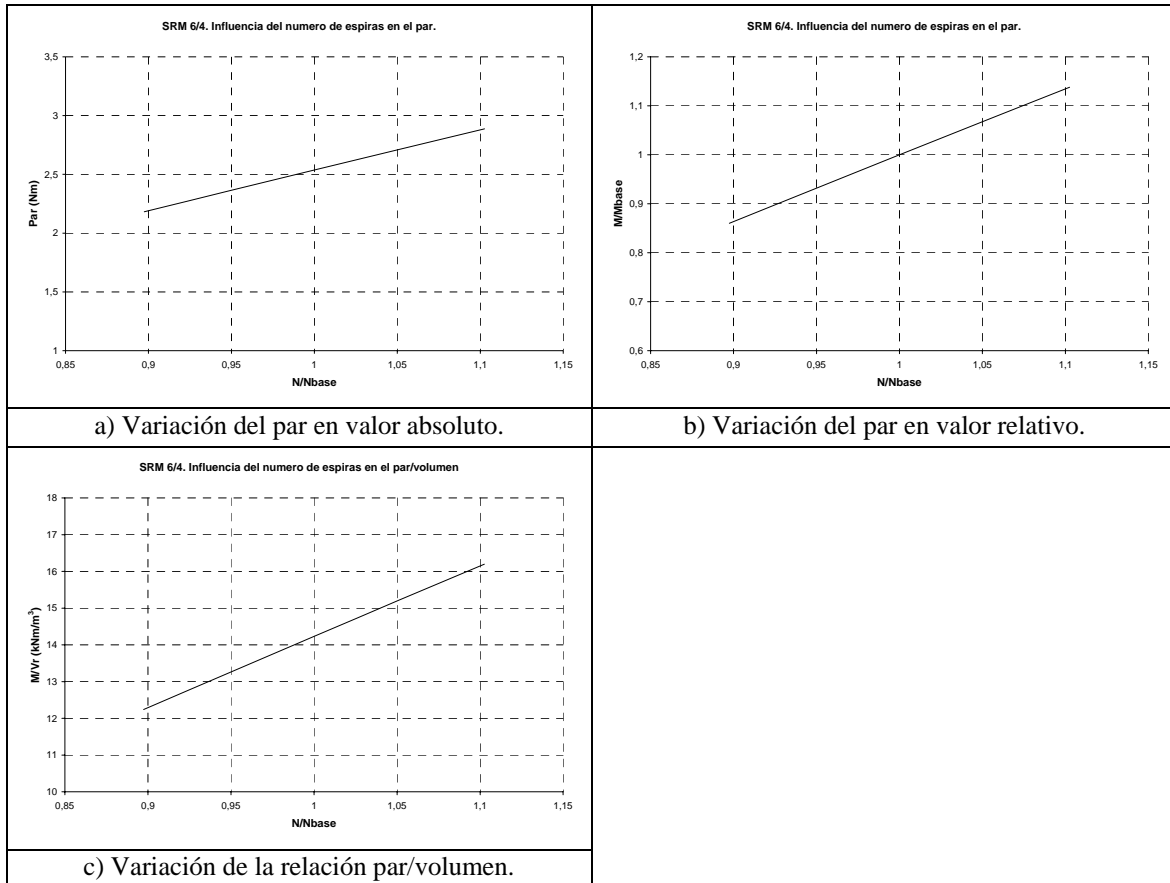


Figura IV.2.1.3: Influencia del número de espiras en el par.

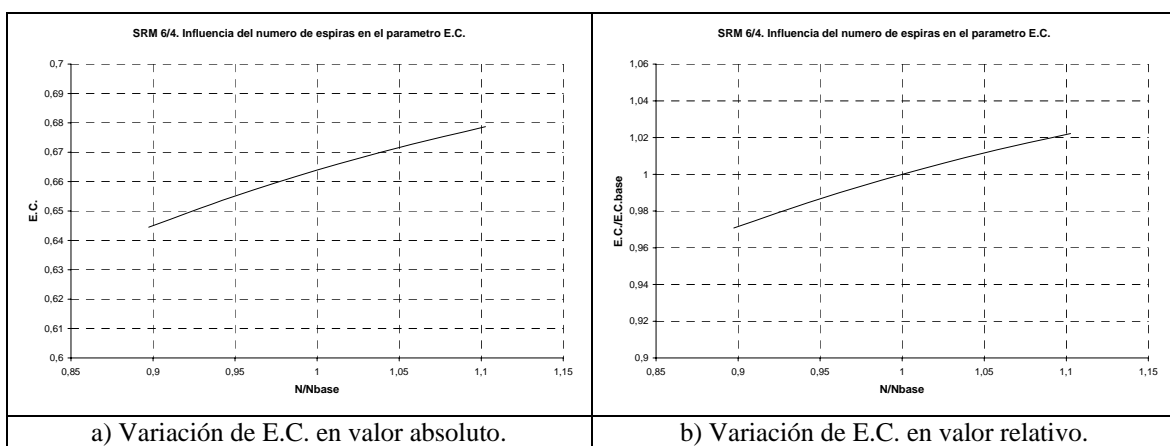


Figura IV.2.1.4: Influencia del número de espiras en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

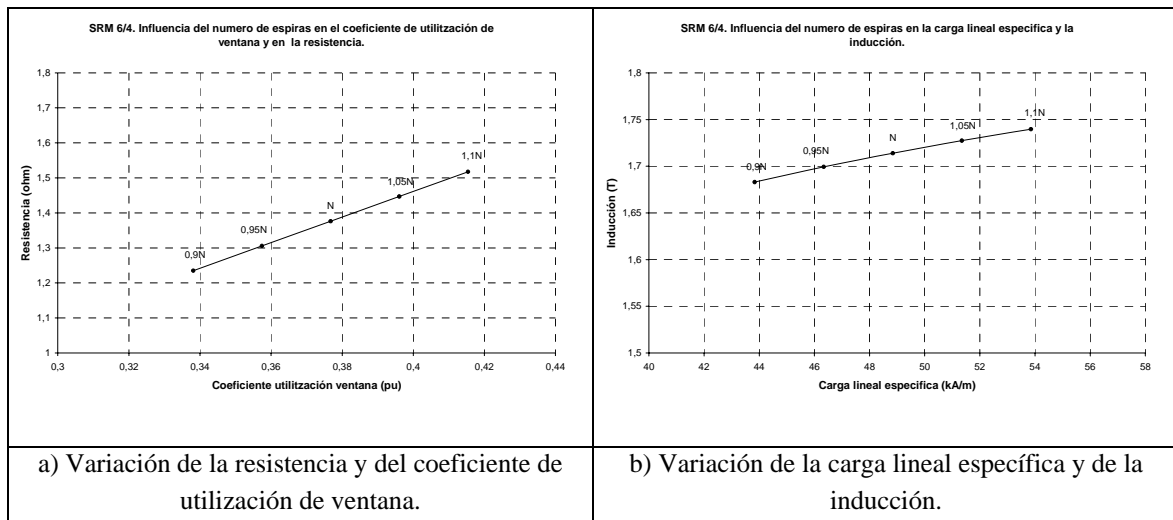


Figura IV.2.1.5: Influencia del número de espiras en la resistencia, el coeficiente de utilización de ventana, la carga lineal específica y la inducción.

3.- Curvas características a partir de la simulación con el modelo no lineal simplificado.

Se han efectuado las simulaciones para diferentes velocidades, con control mediante pulso único para la velocidad base (3000 min^{-1}) y para velocidades superiores, y control mediante corriente constante (corriente de referencia de 5A) para velocidades inferiores a la velocidad base. En todos los casos, la tensión de alimentación son 300V y el convertidor utilizado es del tipo clásico, fijando el intervalo de conducción igual al ángulo de paso del motor (30°).

Los resultados de las simulaciones que se presentan se han efectuado para la estructura base y para un incremento y una disminución del número de espiras del 10%.

Control mediante pulso único:

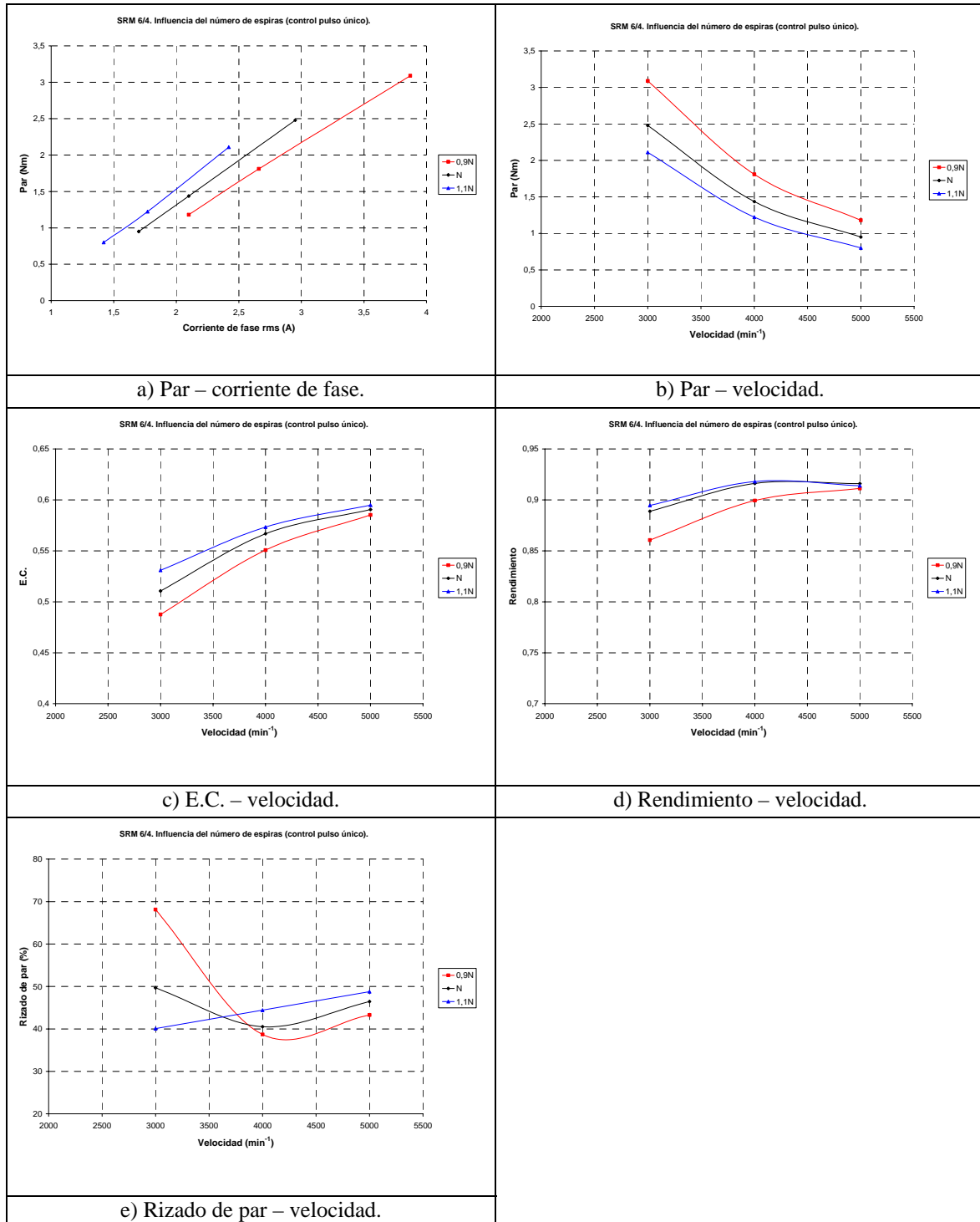


Figura IV.2.1.6: Influencia del número de espiras en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A):

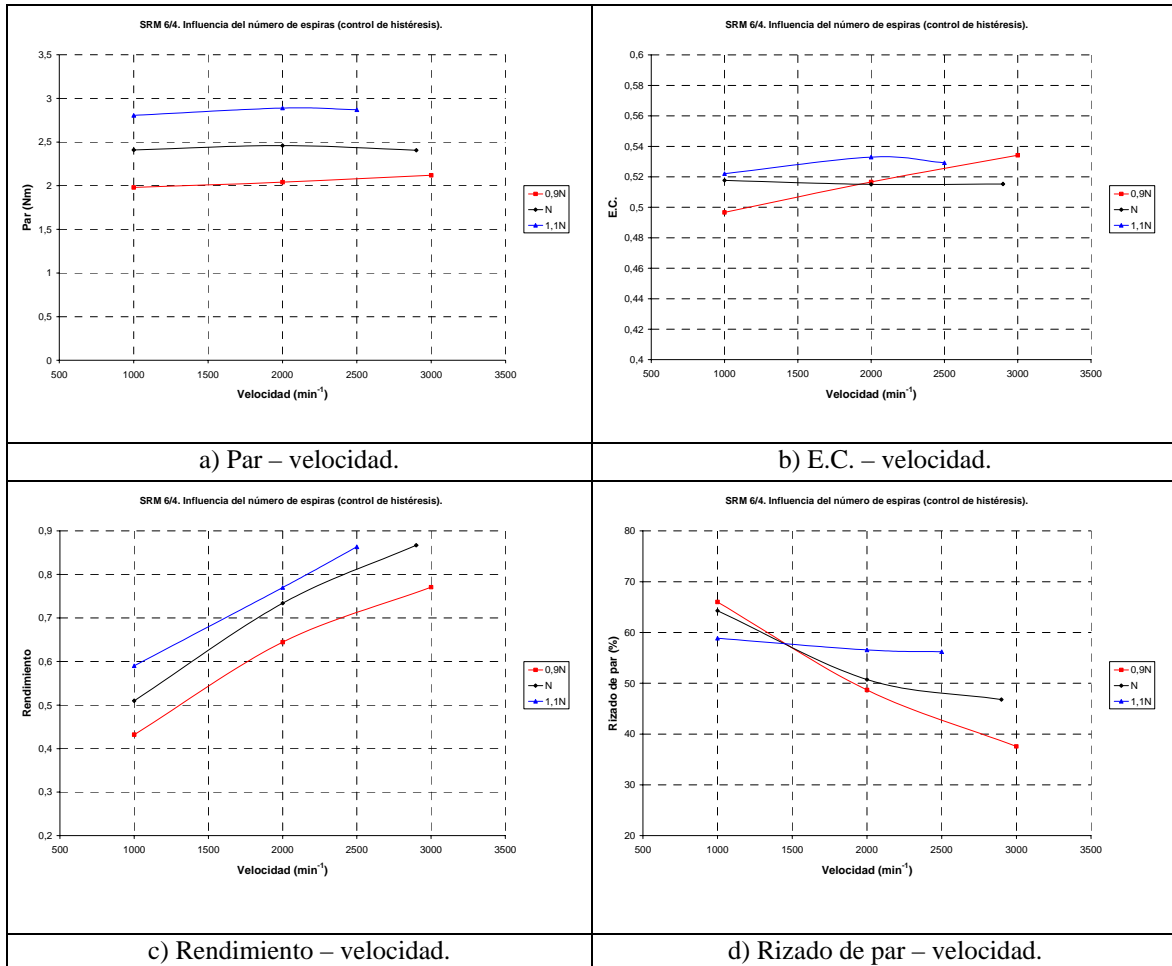


Figura IV.2.1.7: Influencia del número de espiras en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

IV.2.2 ESTUDIO EFECTUADO EN EL PROTOTIPO SRM 12/8.

1.- Curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada.

Las curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada en función del número de espiras (con variaciones del 5% respecto del valor base, correspondiente a 284 espiras por fase, a partir de la ecuación II.2.38 del proceso de dimensionamiento), así como la evolución de la inductancia en la posición alineada (inductancia máxima) en función de la corriente, son las de las figuras IV.2.2.1 y IV.2.2.2.

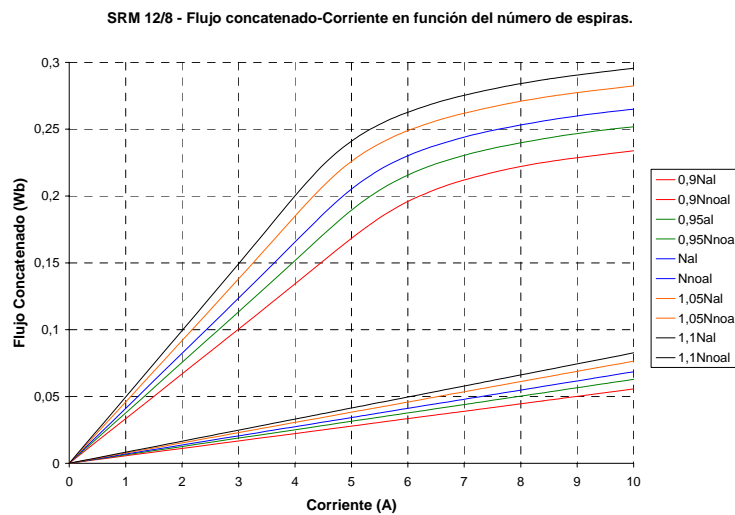


Figura IV.2.2.1: Curvas flujo concatenado-corriente en función del número de espiras para las posiciones alineada y no alineada.

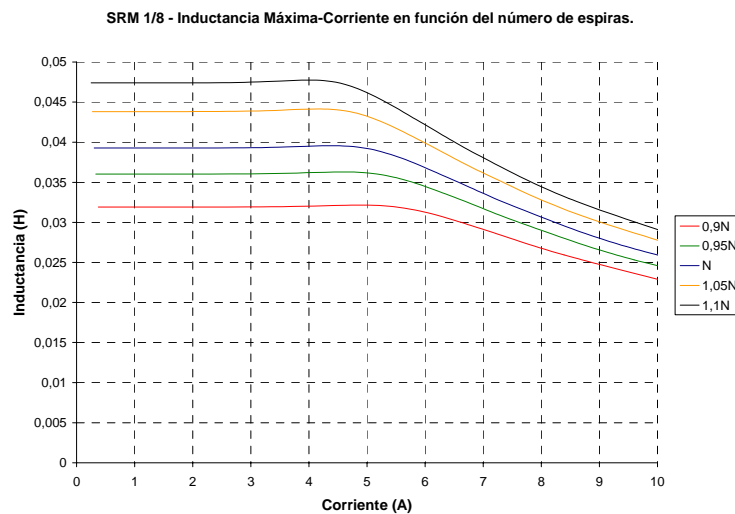


Figura IV.2.2.2: Curvas inductancia-corriente en función del número de espiras para la posición alineada.

2.- Análisis a partir del ciclo de energía a corriente constante.

Los resultados obtenidos para la velocidad base de 3000 min⁻¹ y para una corriente constante de 5 A, en valores absolutos y referidos a los valores base, se presentan a continuación.

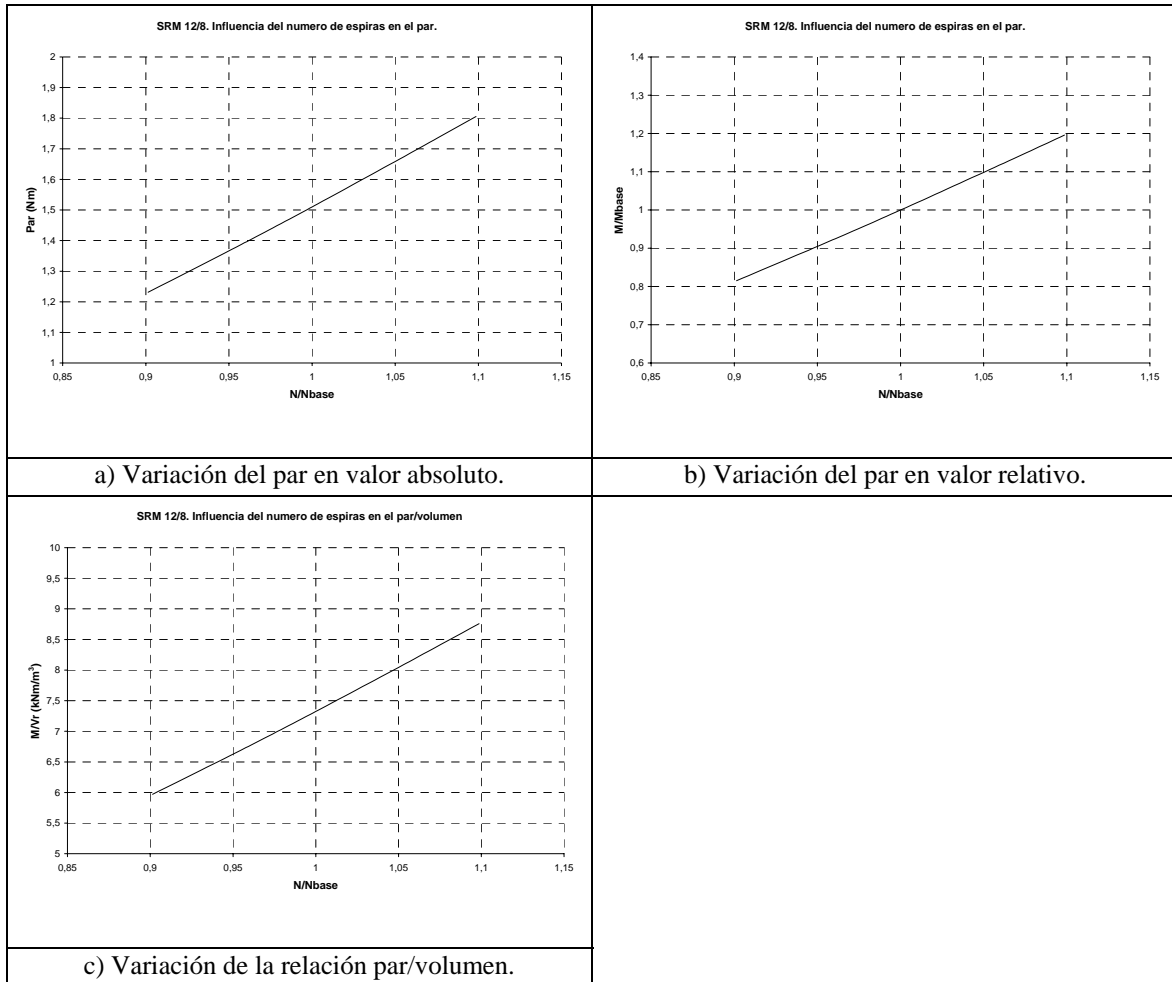


Figura IV.2.2.3: Influencia del número de espiras en el par.

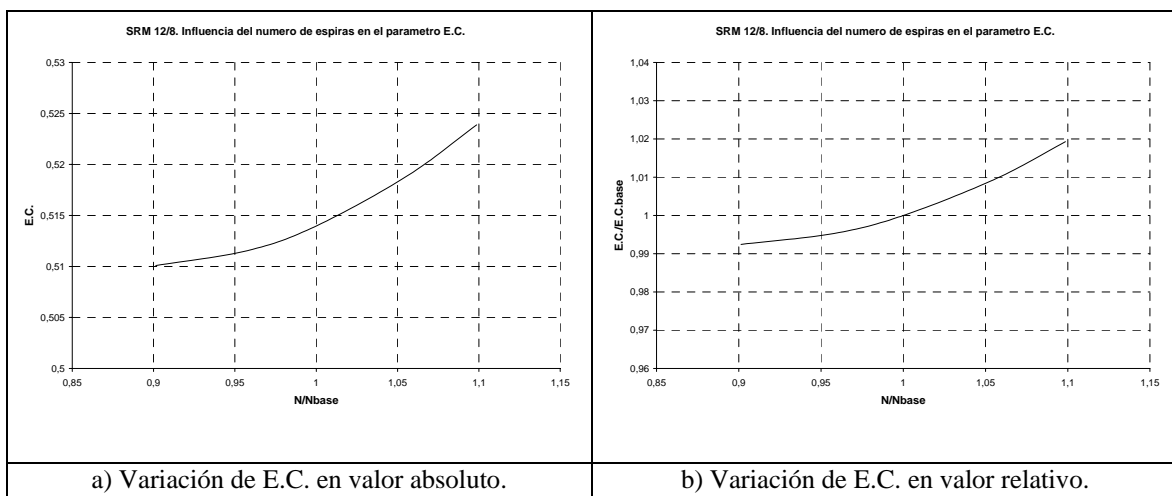


Figura IV.2.2.4: Influencia del número de espiras en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

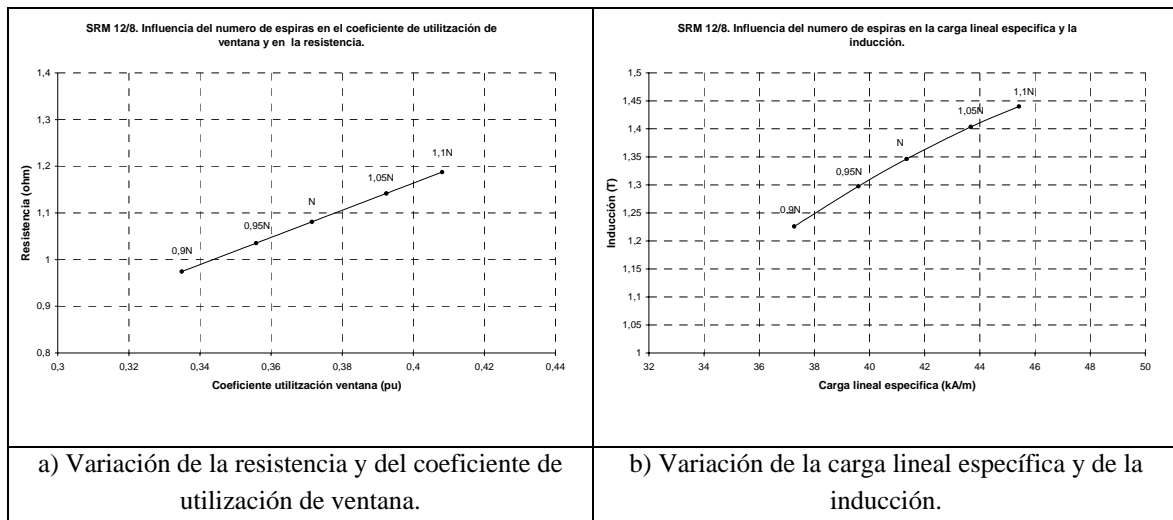


Figura IV.2.2.5: Influencia del número de espiras en la resistencia, el coeficiente de utilización de ventana, la carga lineal específica y la inducción.

3.- Curvas características a partir de la simulación con el modelo no lineal simplificado.

Se han efectuado las simulaciones para diferentes velocidades, con control mediante pulso único para la velocidad base (3000 min^{-1}) y para velocidades superiores, y control mediante corriente constante (corriente de referencia de 5A) para velocidades inferiores a la velocidad base. En todos los casos, la tensión de alimentación son 300V y el convertidor utilizado es del tipo clásico, fijando el intervalo de conducción igual al ángulo de paso del motor (15°).

Los resultados de las simulaciones que se presentan se han efectuado para la estructura base y para un incremento y una disminución del número de espiras del 10%.

Control mediante pulso único:

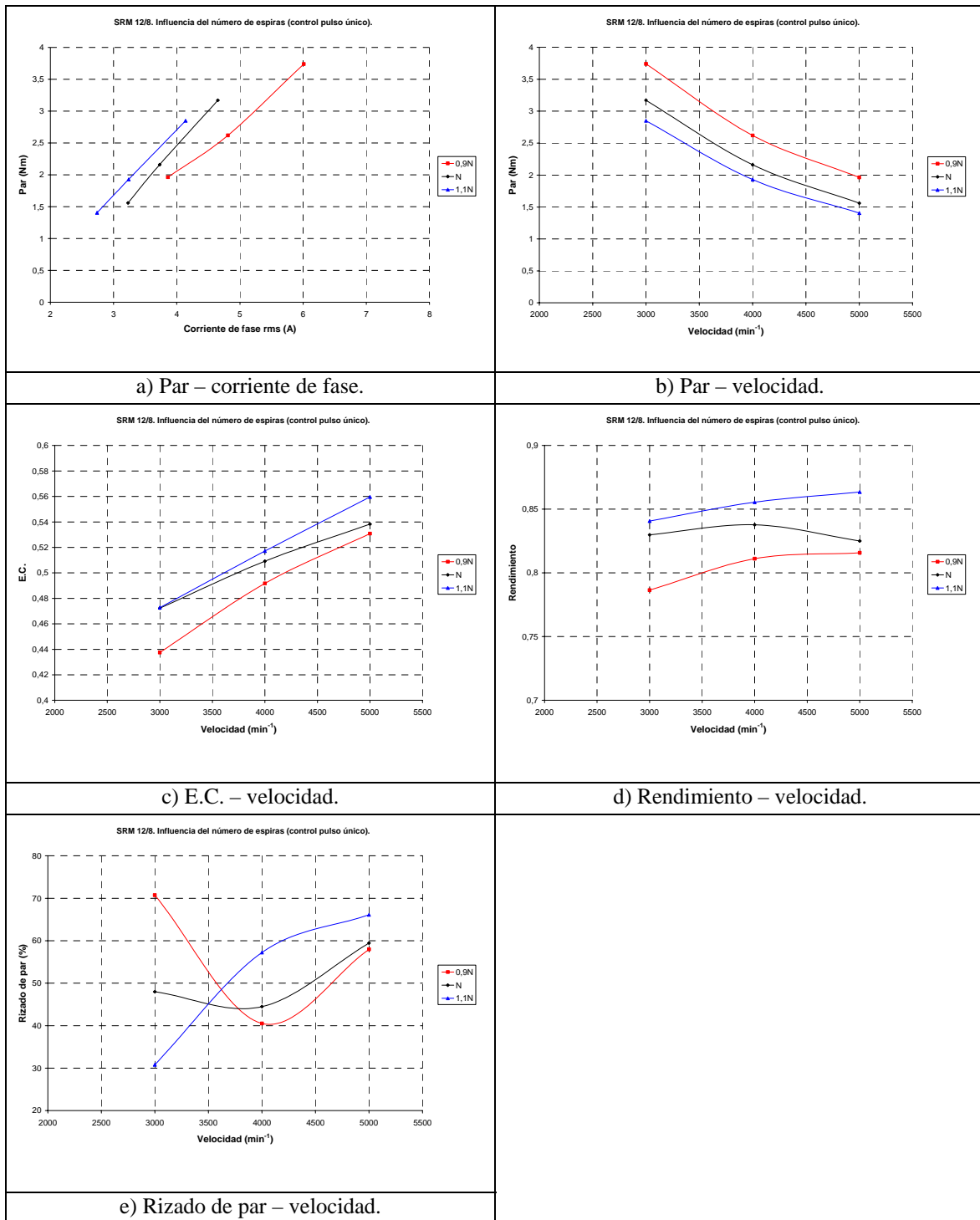


Figura IV.2.2.6: Influencia del número de espiras en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A):

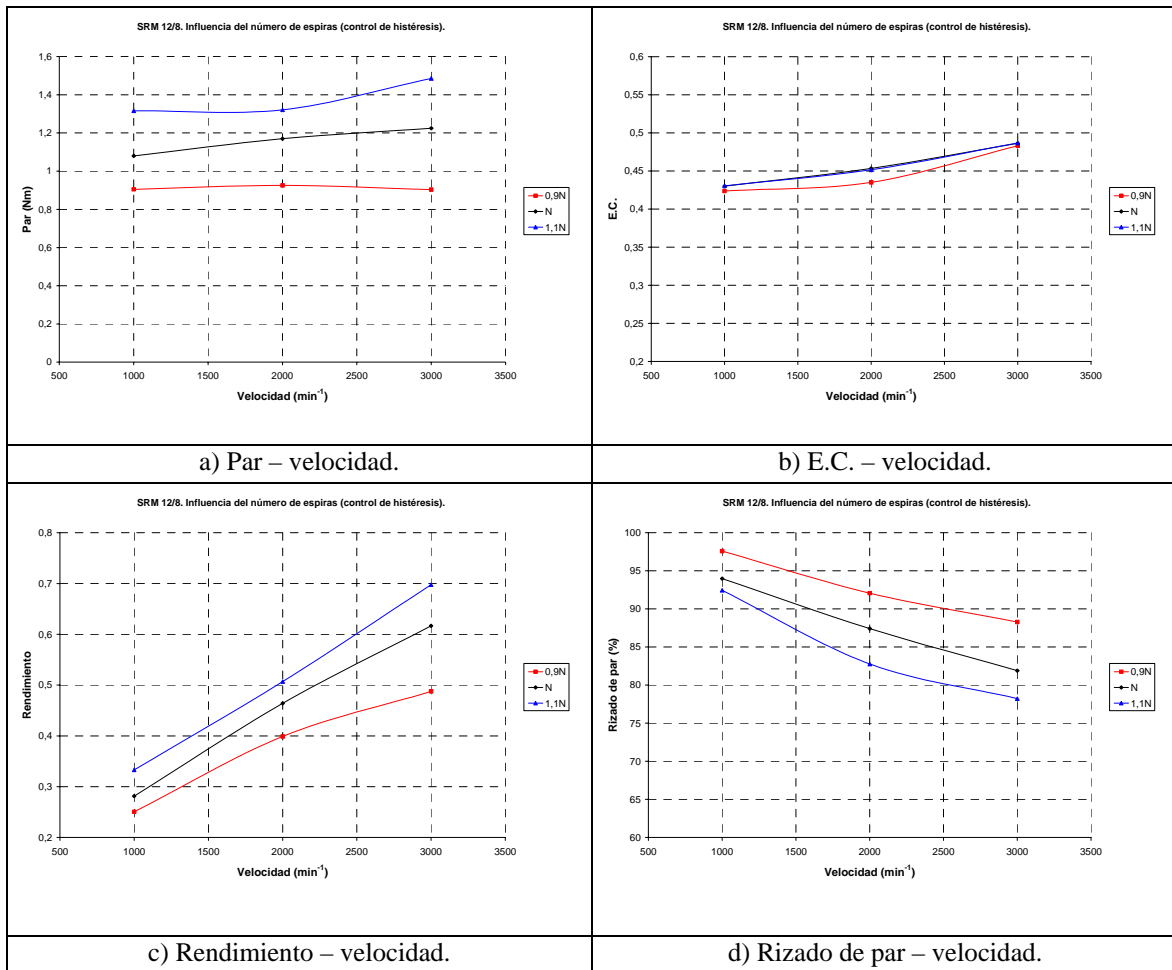


Figura IV.2.2.7: Influencia del número de espiras en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

IV.2.3 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS:

De forma resumida, en la tabla siguiente se comentan los aspectos más relevantes de los resultados obtenidos en el estudio de la influencia del número de espiras en el SRM 6/4 y en el SRM 12/8.

	Efectos del incremento en el número de espiras
En el flujo concatenado en la posición alineada.	Aumenta, en mayor proporción que el flujo concatenado en la posición no alineada. En el SRM 6/4, aparece la saturación con corrientes menores.
En la inductancia en la posición alineada.	Aumenta considerablemente en la zona lineal, y en menor proporción en la zona de saturación.
En el funcionamiento fijado como base (velocidad de 3000 min ⁻¹ y corriente de referencia 5A).	Aumento del par. Pequeño incremento del parámetro E.C. Incremento de la resistencia y del coeficiente de utilización de ventana. Aumento de la inducción, de forma significativa en el SRM 12/8 y de forma reducida en el SRM 6/4 (indicativo de que el SRM 12/8 se encuentra poco saturado).
En las curvas características con control mediante pulso único.	Mejor relación par/corriente. Par inferior a la misma velocidad (consecuencia del decremento en el consumo de corriente). Ligero aumento del parámetro E.C. y del rendimiento. Disminución del rizado de par, para la velocidad base (para velocidades elevadas, el efecto se invierte en el SRM 12/8).
En las curvas características con control de histéresis (corriente de referencia 5A).	Incremento del par. Aumenta el rendimiento. Disminución del rizado de par (para velocidades elevadas, el efecto se invierte en el SRM 6/4).

IV.3 INFLUENCIA DEL ENTREHIERRO.

IV.3.1 ESTUDIO EFECTUADO EN EL PROTOTIPO SRM 6/4.

1.- Curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada.

Las curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada en función del entrehierro (con variaciones respecto del valor base, 0,3 mm), así como la evolución de la inductancia en la posición alineada (inductancia máxima) en función de la corriente, son las de las figuras IV.3.1.1 y IV.3.1.2. Como el entrehierro prácticamente tiene muy poca influencia en el flujo concatenado de la posición no alineada, se presenta una sola curva para ésta posición en la figura IV.3.1.1

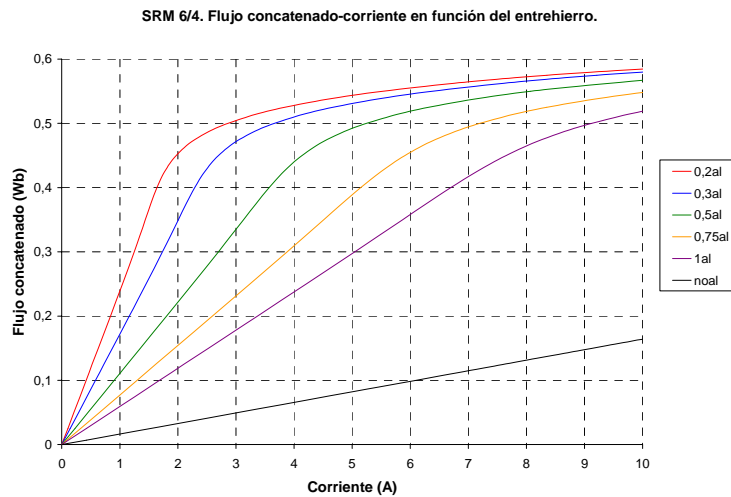


Figura IV.3.1.1: Curvas flujo concatenado-corriente en función del entrehierro para las posiciones alineada y no alineada.

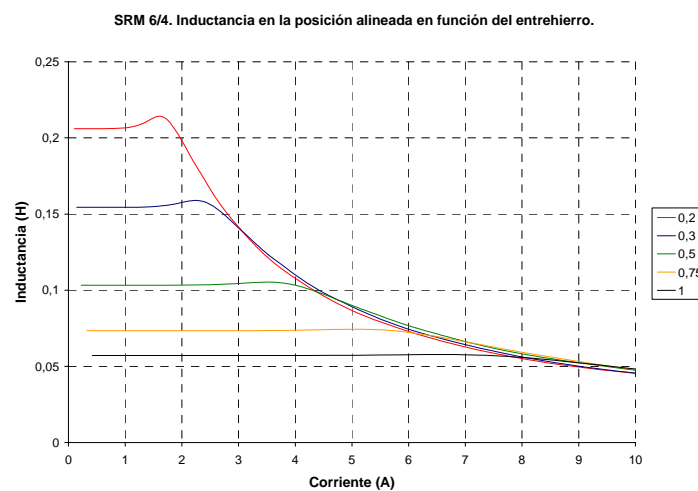


Figura IV.3.1.2: Curvas inductancia-corriente en función del entrehierro para la posición alineada.

2.- Análisis a partir del ciclo de energía a corriente constante.

Los resultados obtenidos para la velocidad base de 3000 min^{-1} y para una corriente constante de 5 A, en valores absolutos y referidos a los valores base, se presentan a continuación.

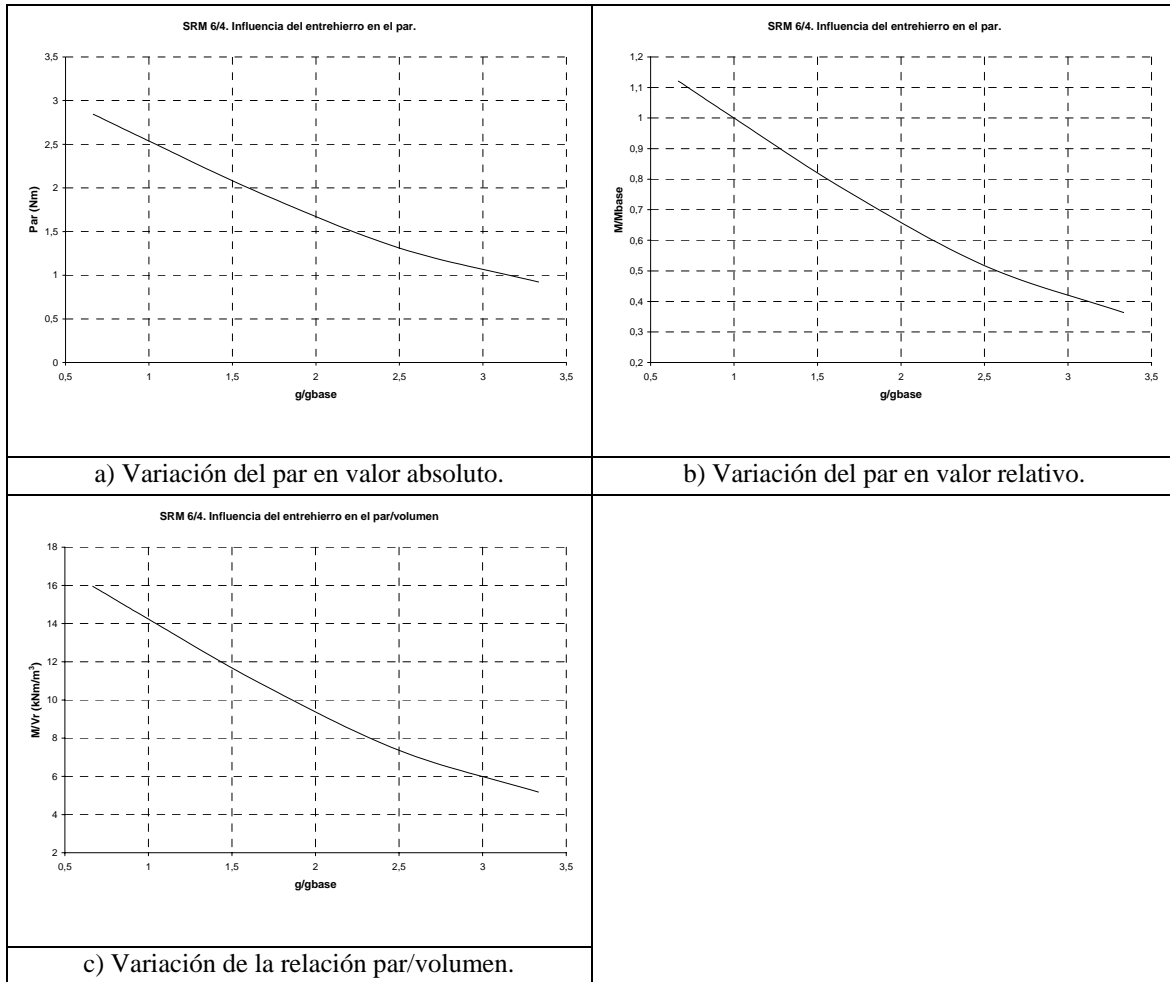


Figura IV.3.1.3: Influencia del entrehierro en el par.

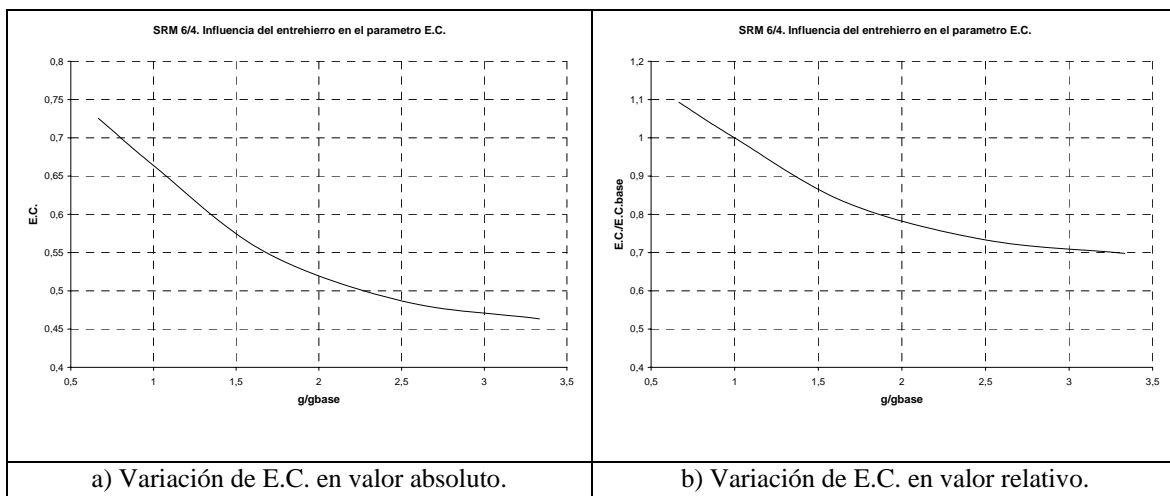


Figura IV.3.1.4: Influencia del entrehierro en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

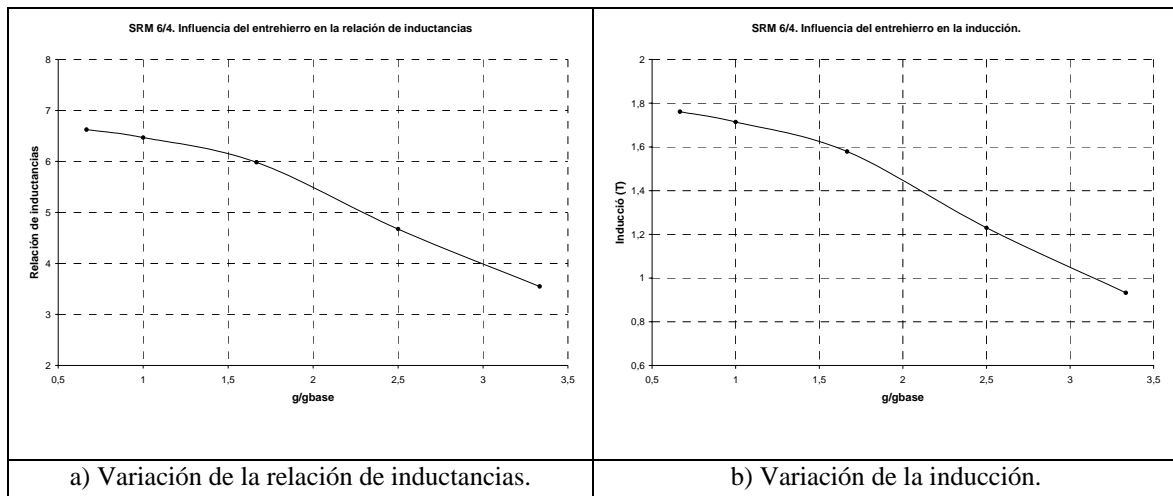


Figura IV.3.1.5: Influencia del entrehierro en la relación de inductancias y en la inducción.

3.- Curvas características a partir de la simulación con el modelo no lineal simplificado.

Se han efectuado las simulaciones para diferentes velocidades, con control mediante pulso único para la velocidad base (3000 min^{-1}) y para velocidades superiores, y control mediante corriente constante (corriente de referencia de 5A) para velocidades inferiores a la velocidad base. En todos los casos, la tensión de alimentación son 300V y el convertidor utilizado es del tipo clásico, fijando el intervalo de conducción igual al ángulo de paso del motor (30°).

Los resultados de las simulaciones que se presentan se han efectuado para la estructura base con un entrehierro de 0,3 mm y para entrehierros de 0,2 mm y de 1 mm.

Control mediante pulso único:

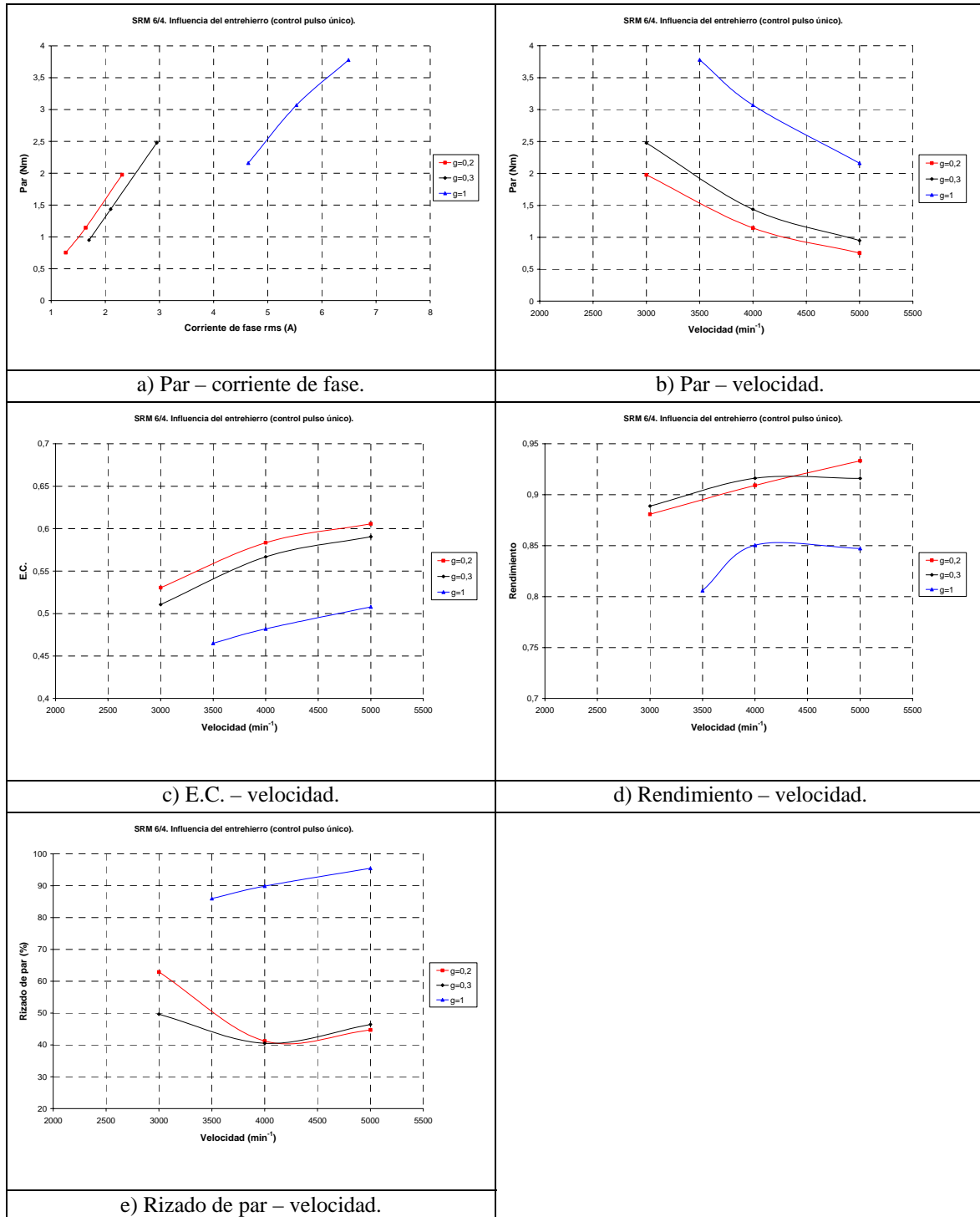


Figura IV.3.1.6: Influencia del entrehierro en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A):

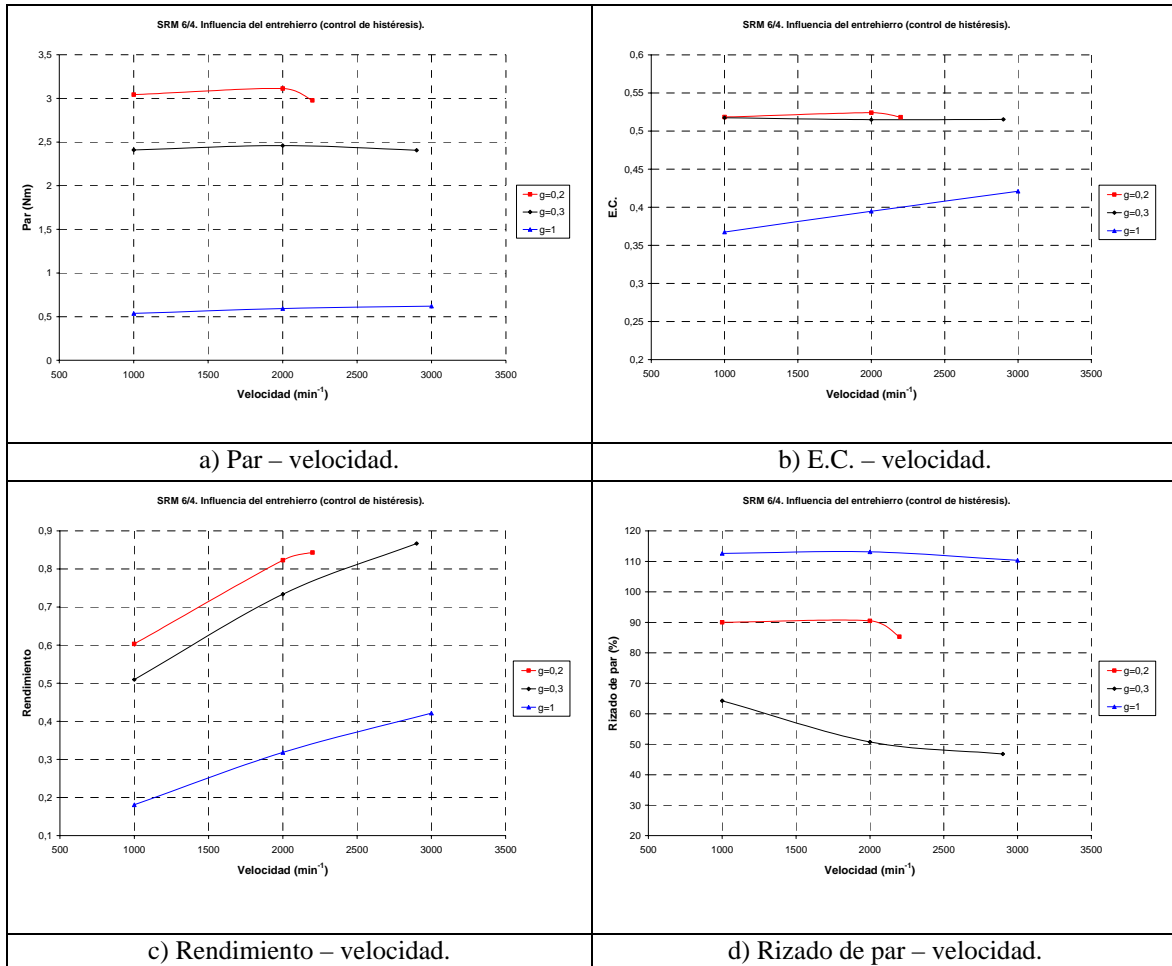


Figura IV.3.1.7: Influencia del entrehierro en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

IV.3.2 ESTUDIO EFECTUADO EN EL PROTOTIPO SRM 12/8.

1.- Curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada.

Las curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada en función del entrehierro (con variaciones respecto del valor base, 0,3 mm), así como la evolución de la inductancia en la posición alineada (inductancia máxima) en función de la corriente, son las de las figuras IV.3.2.1 y IV.3.2.2. Como el entrehierro prácticamente no tiene influencia sobre el flujo concatenado en la posición alineada, se presenta una sola curva de flujo concatenado para ésta posición en la figura IV.3.2.1.

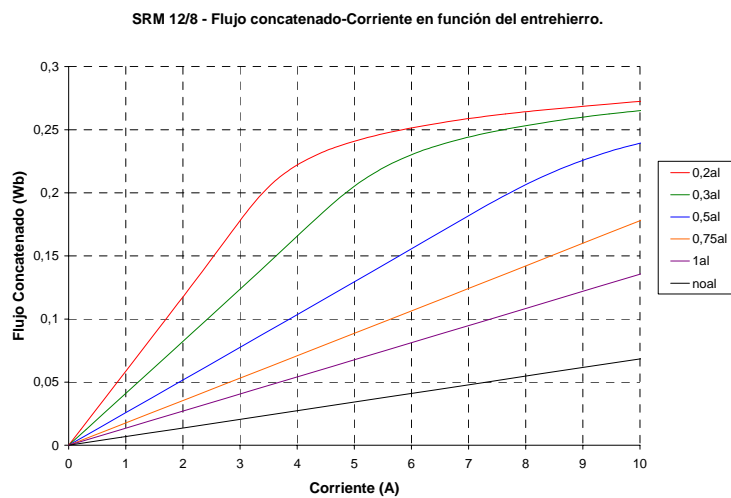


Figura IV.3.2.1: Curvas flujo concatenado-corriente en función del entrehierro para las posiciones alineada y no alineada.

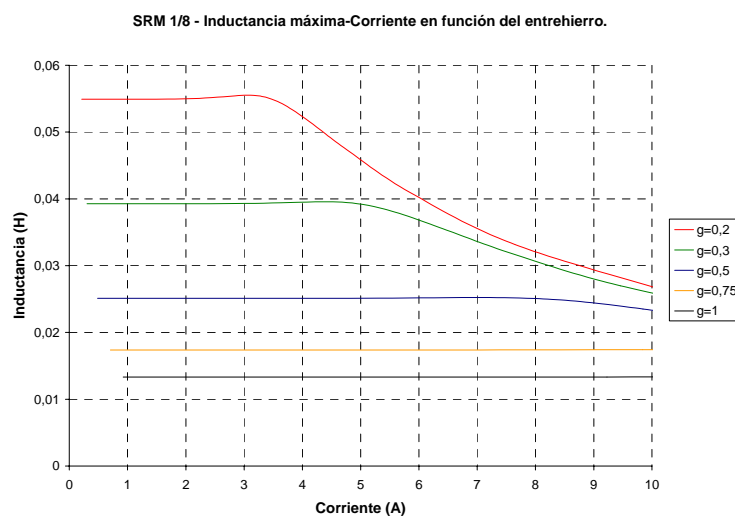


Figura IV.3.2.2: Curvas inductancia-corriente en función del entrehierro para la posición alineada.

2.- Análisis a partir del ciclo de energía a corriente constante.

Los resultados obtenidos para la velocidad base de 3000 min⁻¹ y para una corriente constante de 5 A, en valores absolutos y referidos a los valores base, se presentan a continuación.

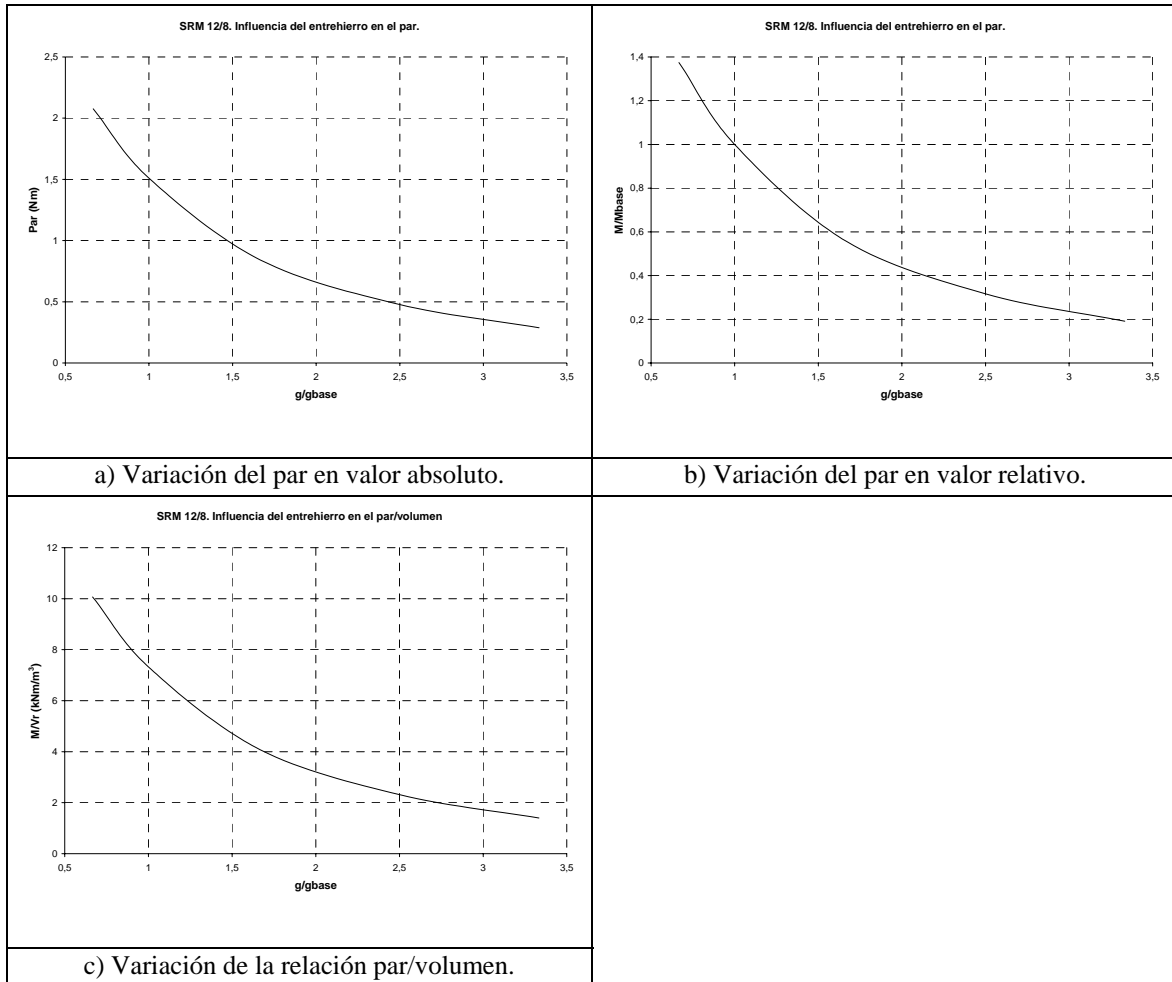


Figura IV.3.2.3: Influencia del entrehierro en el par.

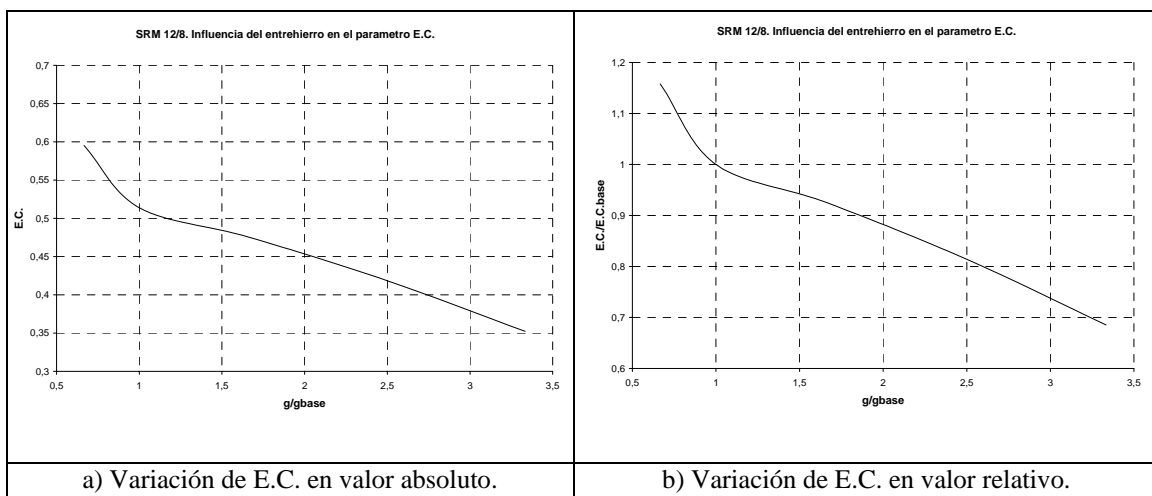


Figura IV.3.2.4: Influencia del entrehierro en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

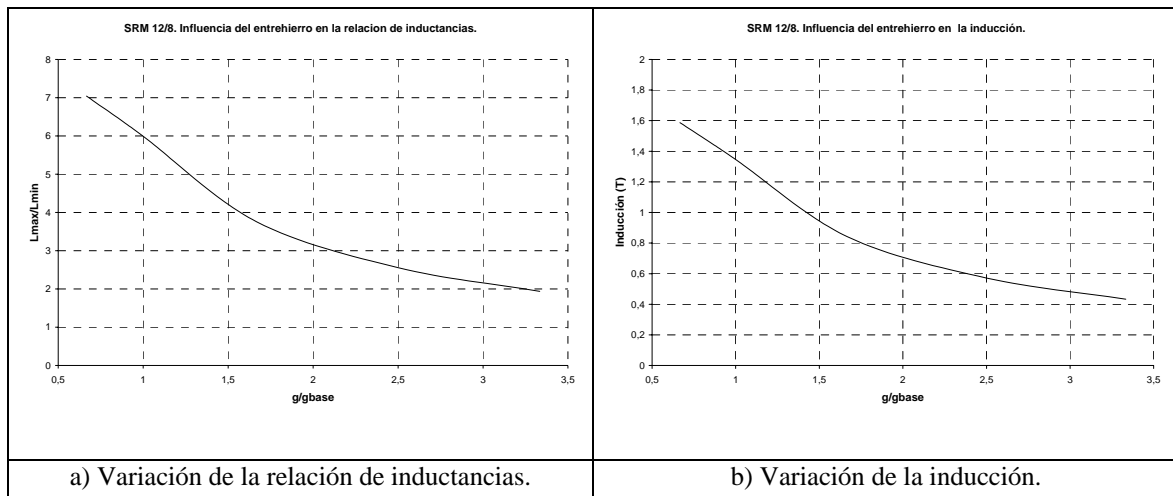


Figura IV.3.2.5: Influencia del entrehierro en la relación de inductancias y en la inducción.

3.- Curvas características a partir de la simulación con el modelo no lineal simplificado.

Se han efectuado las simulaciones para diferentes velocidades, con control mediante pulso único para la velocidad base (3000 min^{-1}) y para velocidades superiores, y control mediante corriente constante (corriente de referencia de 5A) para velocidades inferiores a la velocidad base. En todos los casos, la tensión de alimentación son 300V y el convertidor utilizado es del tipo clásico, fijando el intervalo de conducción igual al ángulo de paso del motor (15°).

Los resultados de las simulaciones que se presentan se han efectuado para la estructura base con un entrehierro de 0,3 mm y para entrehierros de 0,2 mm y de 0,5 mm.

Control mediante pulso único:

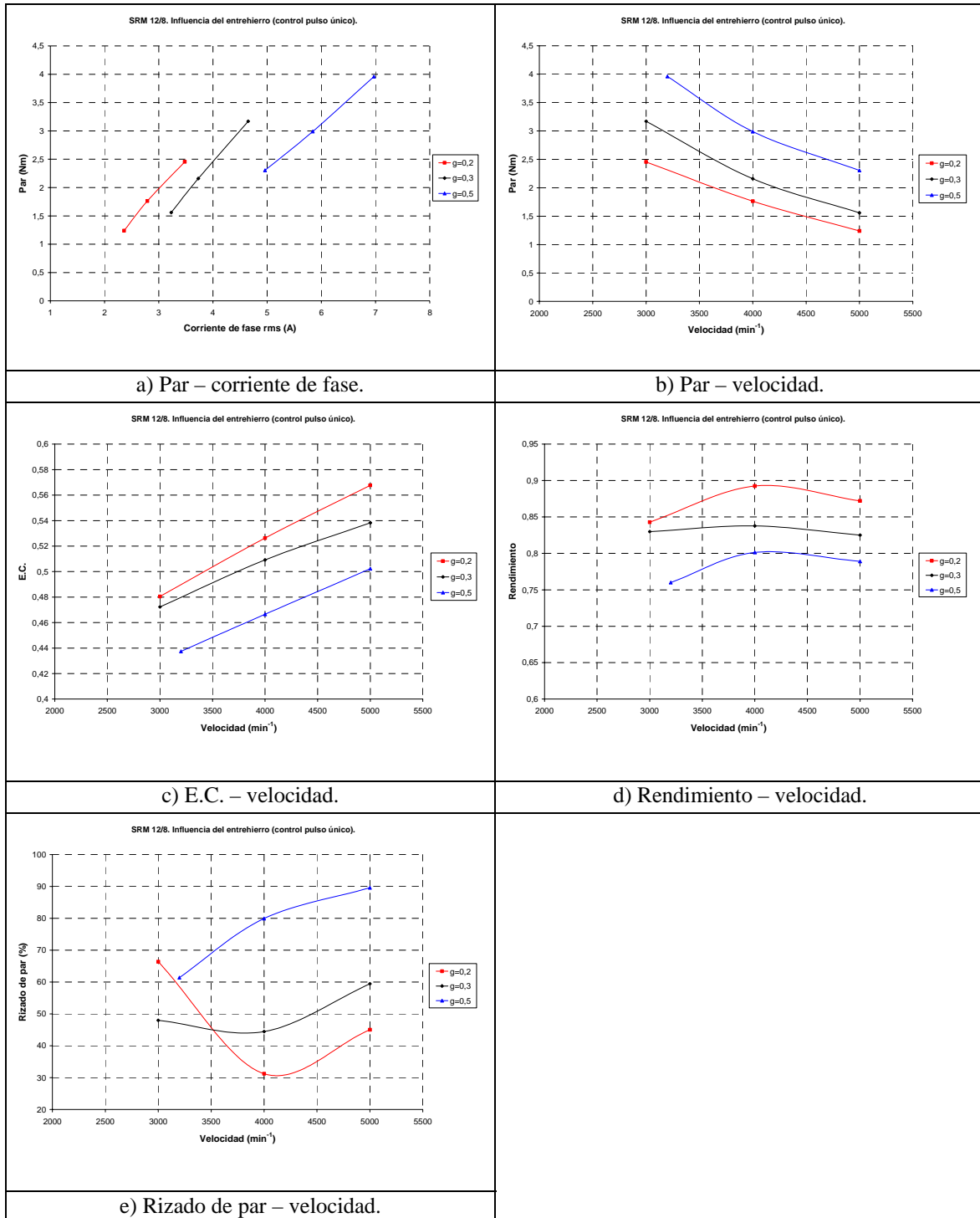


Figura IV.3.2.6: Influencia del entrehierro en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A):

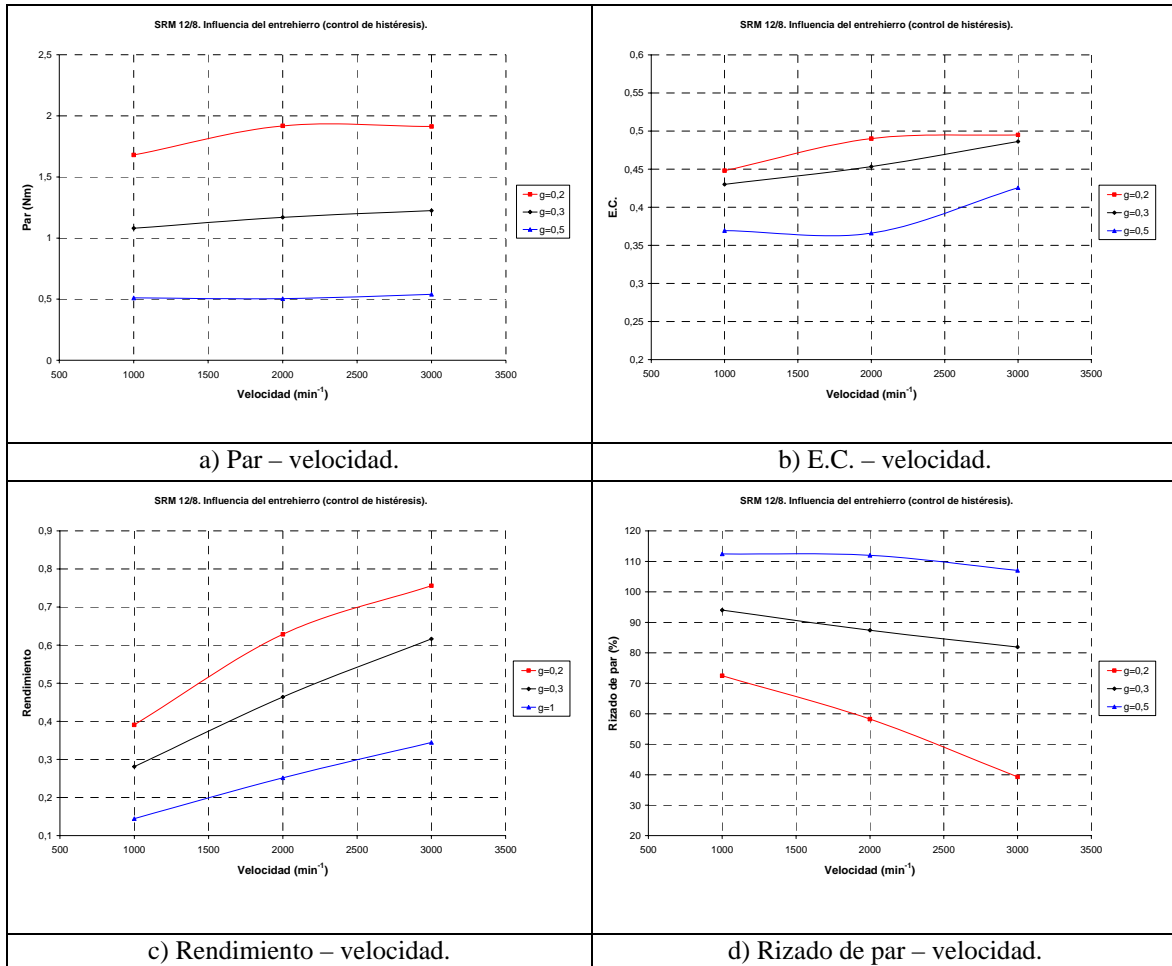


Figura IV.3.2.7: Influencia del entrehierro en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

IV.3.3 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS:

De forma resumida, en la tabla siguiente se comentan los aspectos más relevantes de los resultados obtenidos en el estudio de la influencia del entrehierro en el SRM 6/4 y en el SRM 12/8.

	Efectos del incremento del entrehierro
En el flujo concatenado en la posición alineada.	Disminuye, de forma considerable con entrehierros grandes. La saturación se produce con corrientes más elevadas en el SRM 6/4, mientras que el SRM 12/8 no entra en saturación con entrehierros grandes.
En la inductancia en la posición alineada.	Disminuye considerablemente en la zona lineal. Con entrehierros grandes, no se aprecia variación al aumentar la corriente en el SRM 12/8.
En el funcionamiento fijado como base (velocidad de 3000 min ⁻¹ y corriente de referencia 5A).	Disminución del par. Disminución del parámetro E.C. Gran disminución de la relación de inductancias y de la inducción.
En las curvas características con control mediante pulso único.	Disminuye de la relación par/corriente. Par superior a la misma velocidad (consecuencia del elevado consumo de corriente). Disminución del parámetro E.C. Disminución del rendimiento y aumento del rizado de par con entrehierros grandes.
En las curvas características con control de histéresis (corriente de referencia 5A).	Disminución del par. Disminución del parámetro E.C. con entrehierros grandes. Disminución del rendimiento. Aumento del rizado de par (en el SRM 6/4, también se aprecia un aumento cuando el entrehierro es muy pequeño).

IV.4 INFLUENCIA DE LOS ANGULOS POLARES.

IV.4.1 ESTUDIO EFECTUADO EN EL PROTOTIPO SRM 6/4.

1.- Curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada.

Las curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada en función de los ángulos polares (con variaciones respecto de los valores base, 30° en el ángulo polar del estator y 32° en el ángulo polar del rotor), así como la evolución de la inductancia en la posición alineada (inductancia máxima) en función de la corriente, son las de las figuras IV.4.1.1 y IV.4.1.2 variando únicamente el ángulo polar del rotor, mientras que en las figuras IV.4.1.3 y IV.4.1.4 se han variado simultáneamente los ángulos polares del estator y del rotor. Como la variación de los ángulos polares prácticamente no tiene influencia sobre el flujo concatenado en la posición no alineada, únicamente se presenta una curva para ésta posición en las figuras IV.4.1.1. y IV.4.1.3.

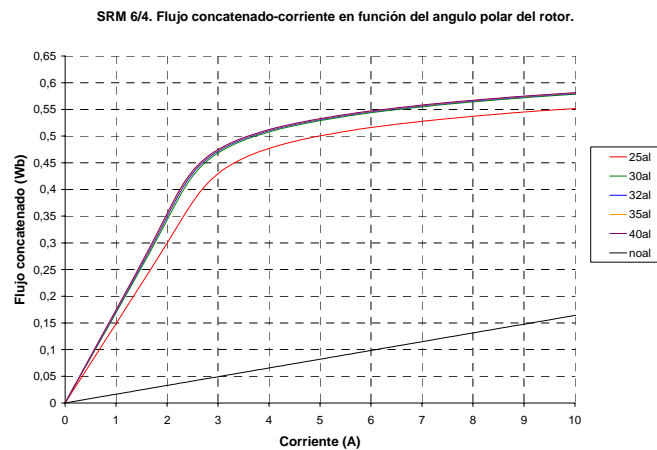


Figura IV.4.1.1: Curvas flujo concatenado-corriente en función del ángulo polar del rotor para las posiciones alineada y no alineada.

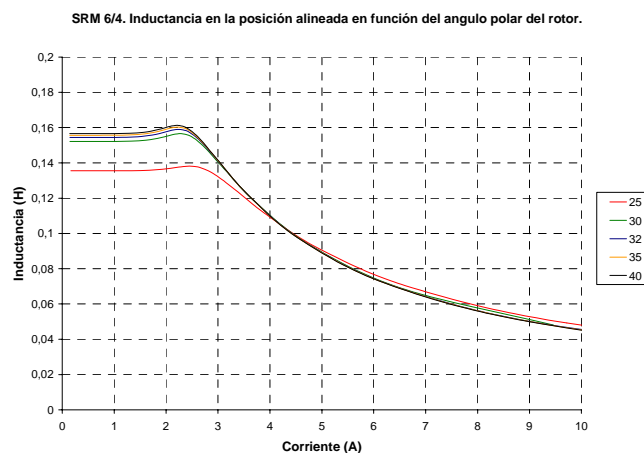


Figura IV.4.1.2: Curvas inductancia-corriente en función del ángulo polar del rotor para la posición alineada.

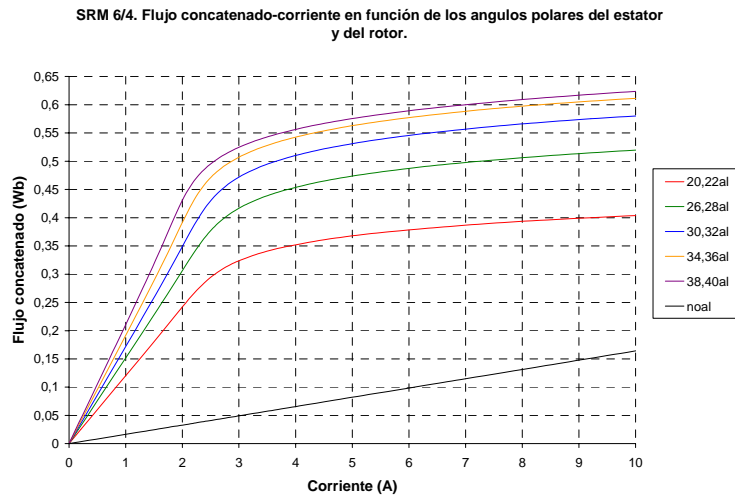


Figura IV.4.1.3: Curvas flujo concatenado-corriente en función de los ángulos polares del estator y del rotor para las posiciones alineada y no alineada.

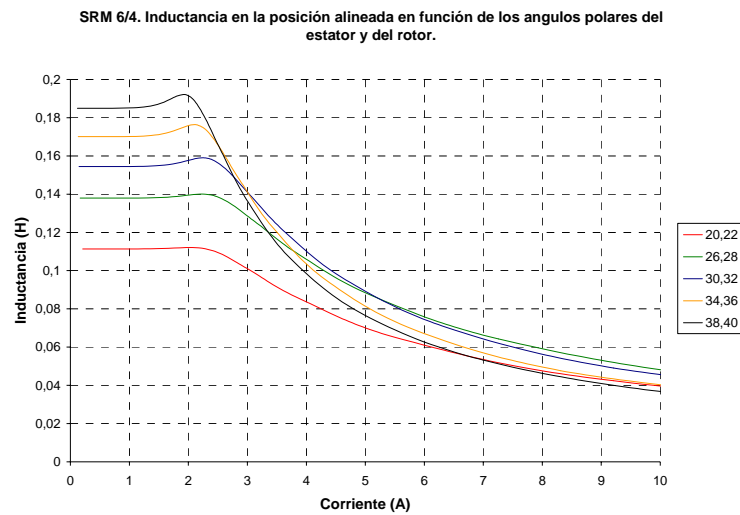


Figura IV.4.1.4: Curvas inductancia-corriente en función de los ángulos polares del estator y del rotor para la posición alineada.

2.- Análisis a partir del ciclo de energía a corriente constante.

Los resultados obtenidos para la velocidad base de 3000 min^{-1} y para una corriente constante de 5 A, en valores absolutos y referidos a los valores base, se presentan a continuación.

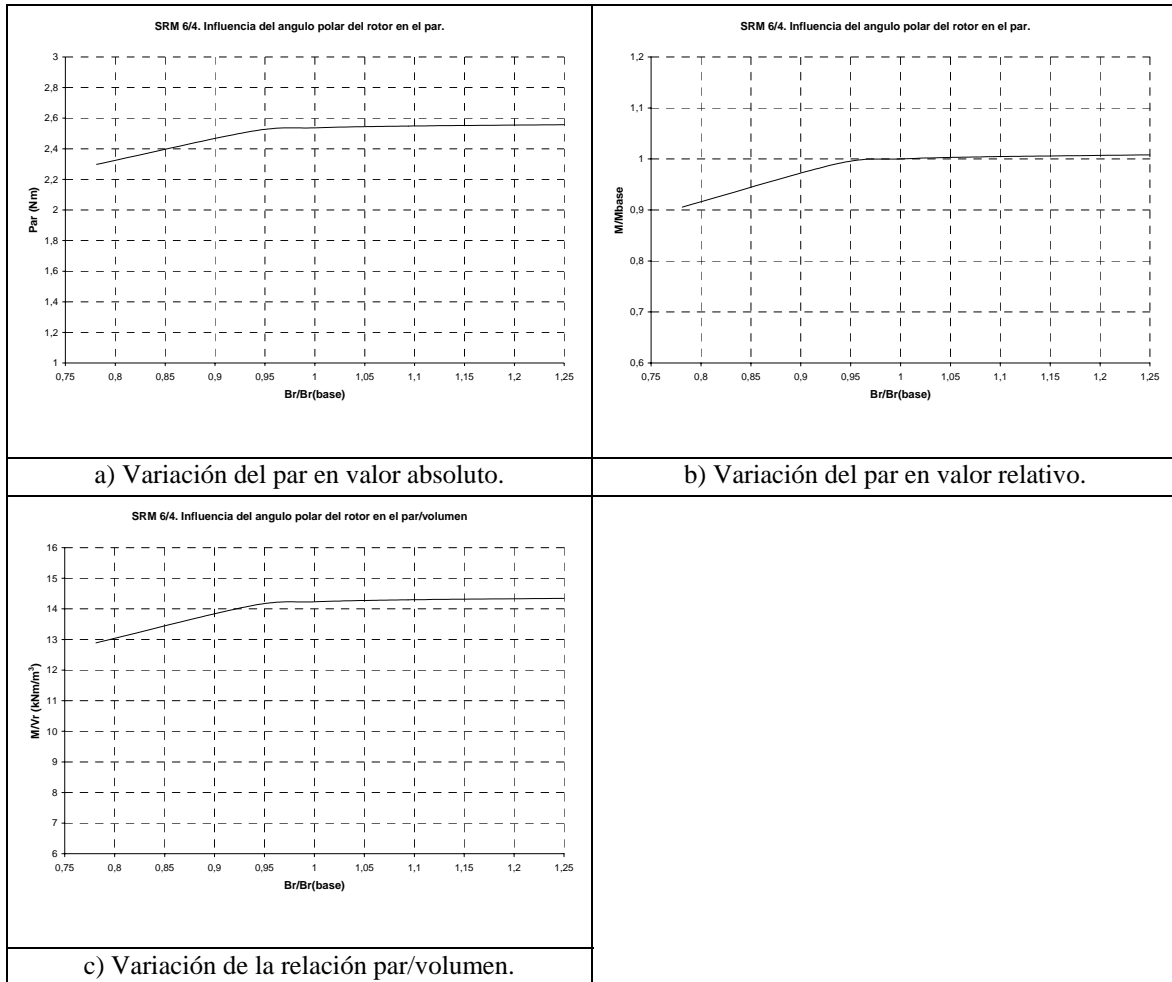


Figura IV.4.1.5: Influencia del ángulo polar del rotor en el par.

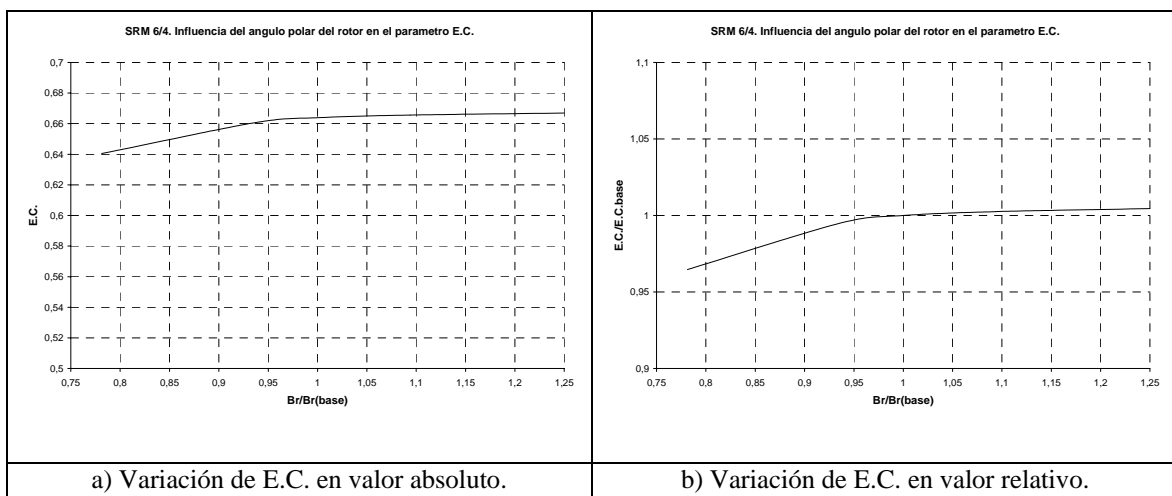


Figura IV.4.1.6: Influencia del ángulo polar del rotor en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

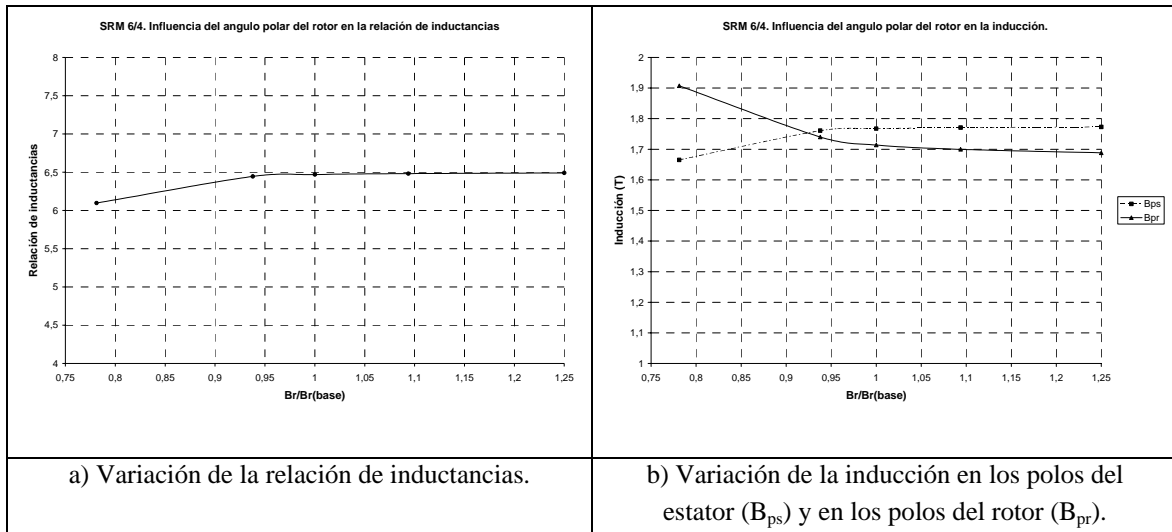


Figura IV.4.1.7: Influencia del ángulo polar del rotor en la relación de inductancias y en la inducción.

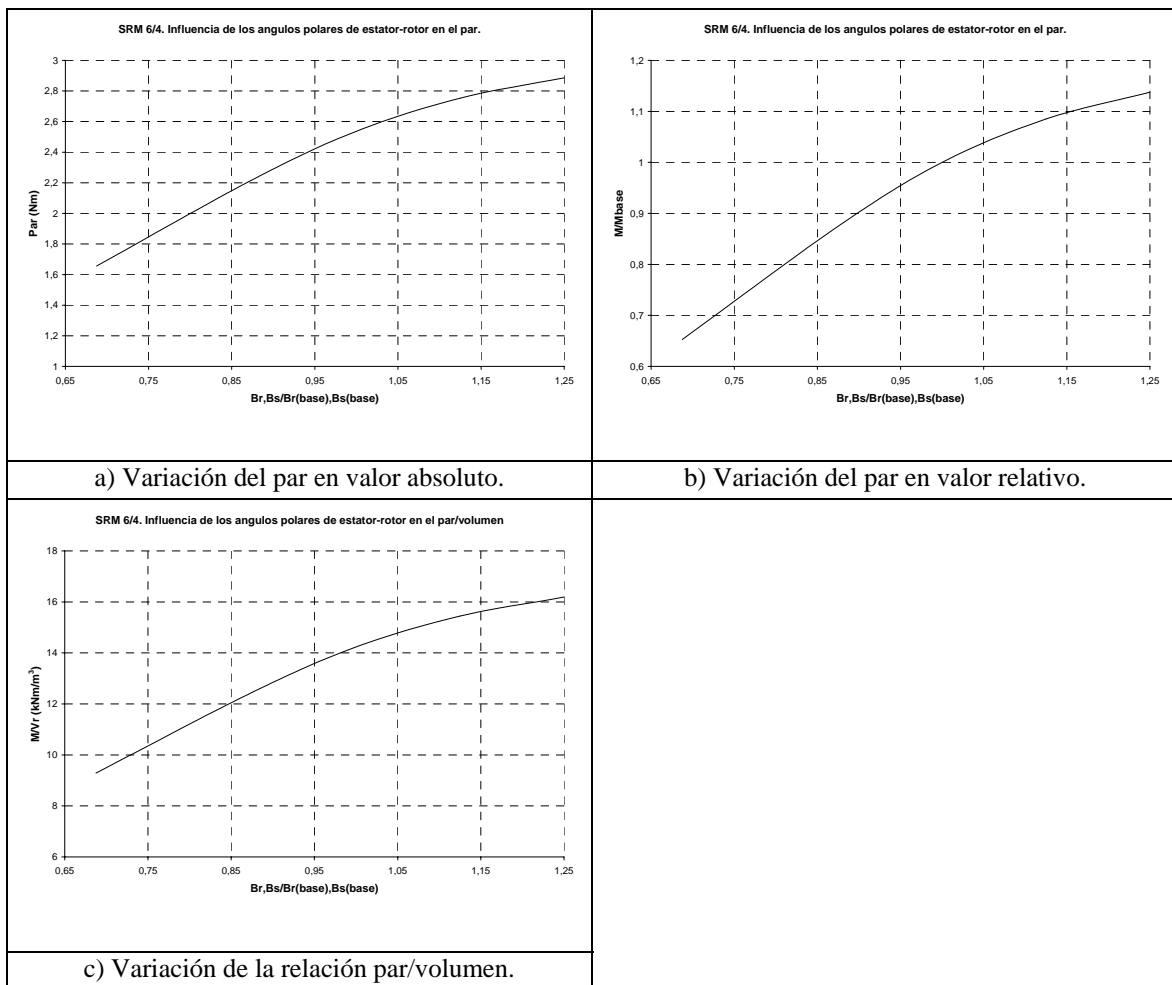


Figura IV.4.1.8: Influencia de los ángulos polares del estator y del rotor en el par.

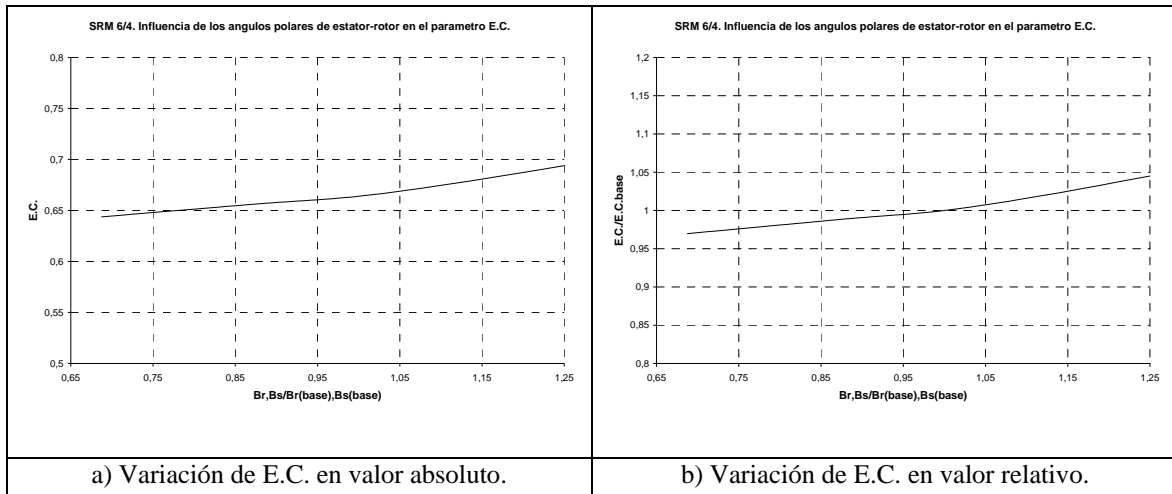


Figura IV.4.1.9: Influencia de los ángulos polares del estator y del rotor en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

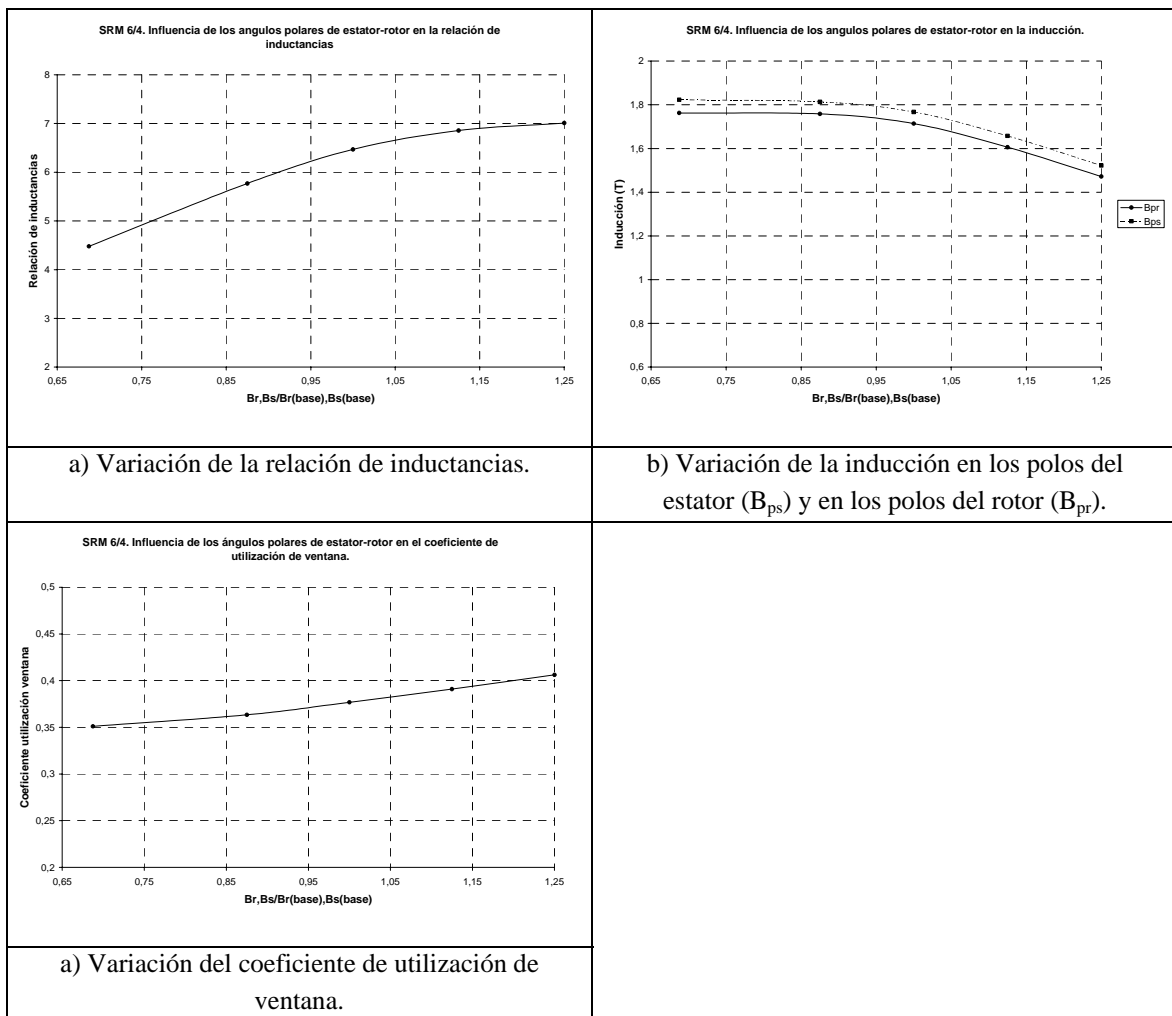


Figura IV.4.1.10: Influencia de los ángulos polares del estator y del rotor en la relación de inductancias, en la inducción y en el coeficiente de utilización de ventana.

3.- Curvas características a partir de la simulación con el modelo no lineal simplificado.

Se han efectuado las simulaciones para diferentes velocidades, con control mediante pulso único para la velocidad base (3000 min^{-1}) y para velocidades superiores, y control mediante corriente constante (corriente de referencia de 5A) para velocidades inferiores a la velocidad base. En todos los casos, la tensión de alimentación son 300V y el convertidor utilizado es del tipo clásico, fijando el intervalo de conducción igual al ángulo de paso del motor (30°).

Los resultados de las simulaciones que se presentan se han efectuado para la estructura base, con un ángulo polar en el estator de 30° y un ángulo polar en el rotor de 32° ($30^\circ/32^\circ$).

En la variación del ángulo polar del rotor, se han simulado las estructuras con ángulos polares de 25° y de 40° .

En la variación de los ángulos polares en el estator y en el rotor, se han simulado las estructuras con las relaciones $20^\circ/22^\circ$ y $38^\circ/40^\circ$.

Control mediante pulso único con variaciones en el ángulo polar del rotor:

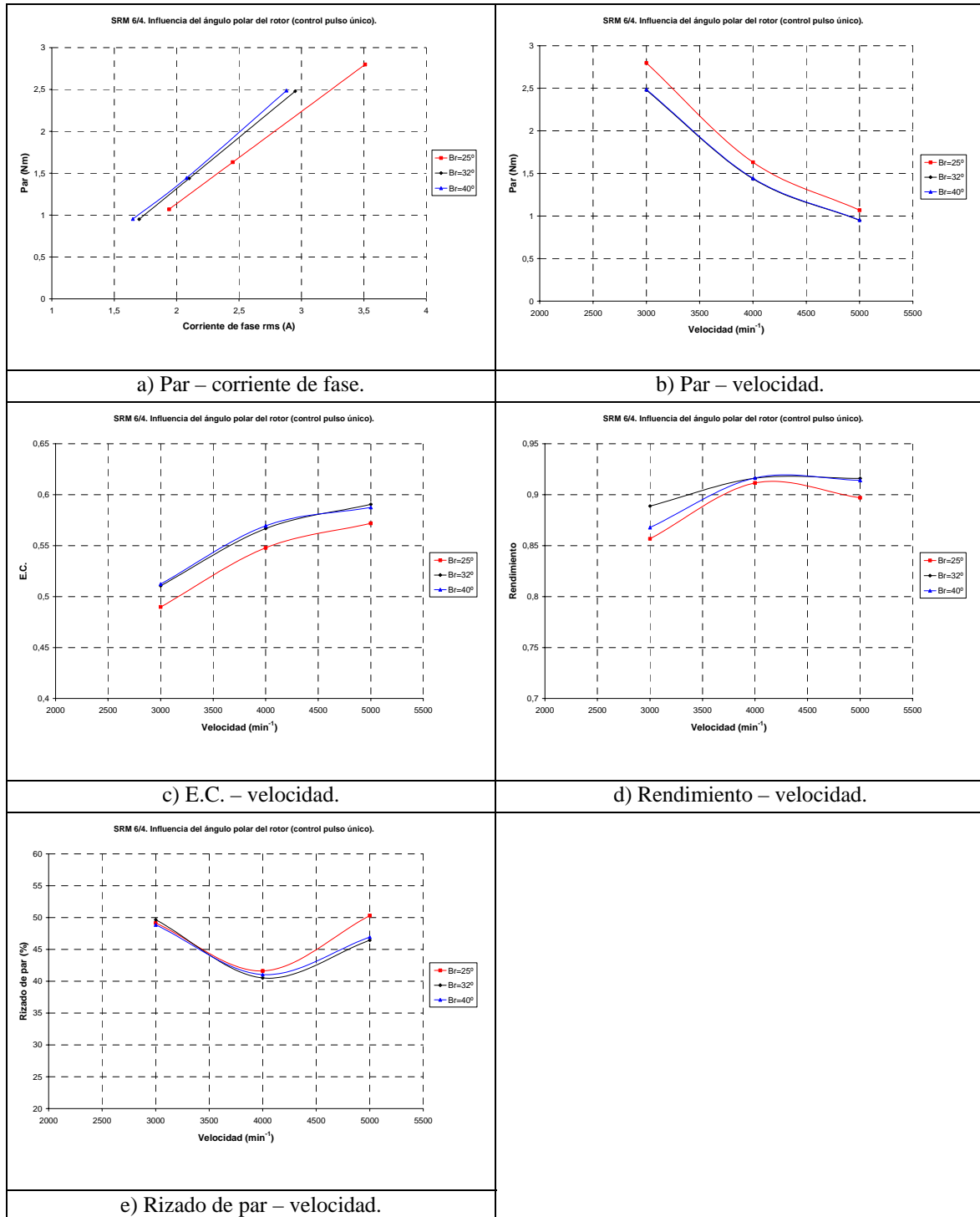


Figura IV.4.1.11: Influencia del ángulo polar del rotor en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A) con variaciones en el ángulo polar del rotor:

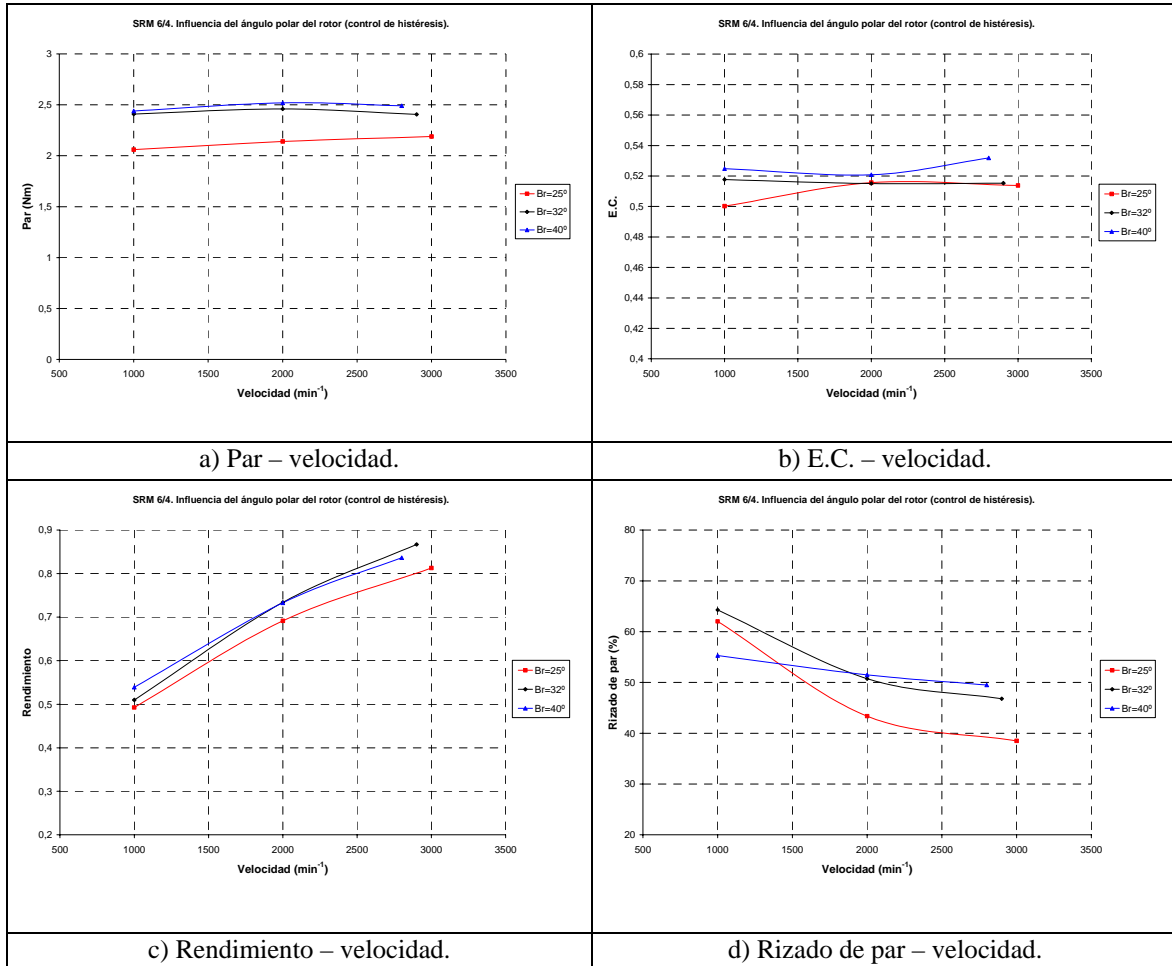


Figura IV.4.1.12: Influencia del ángulo polar del rotor en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

Control mediante pulso único con variaciones en los ángulos polares del estator y del rotor:

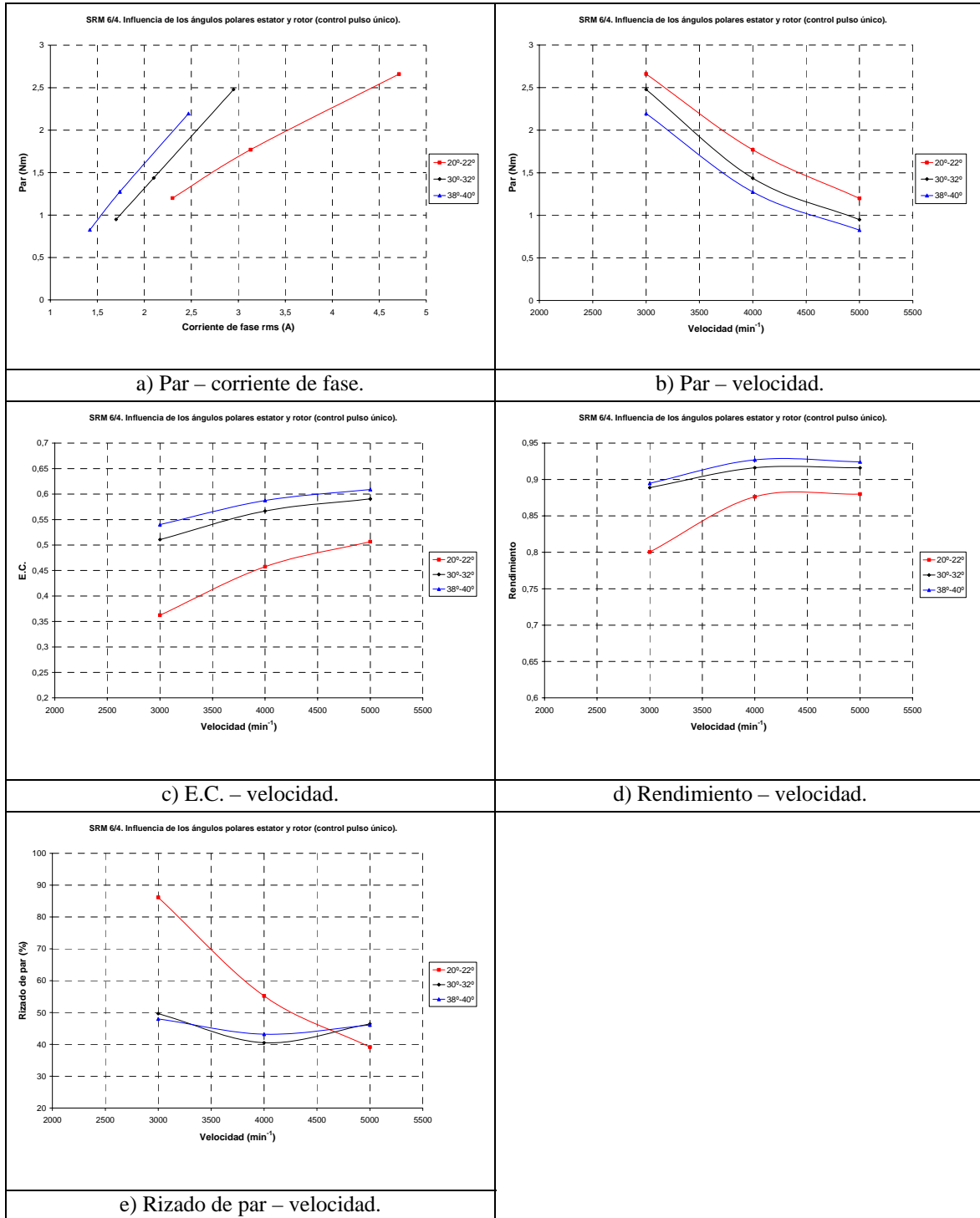


Figura IV.4.1.13: Influencia de los ángulos polares del estator y del rotor en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A) con variaciones en los ángulos polares del estator y del rotor:

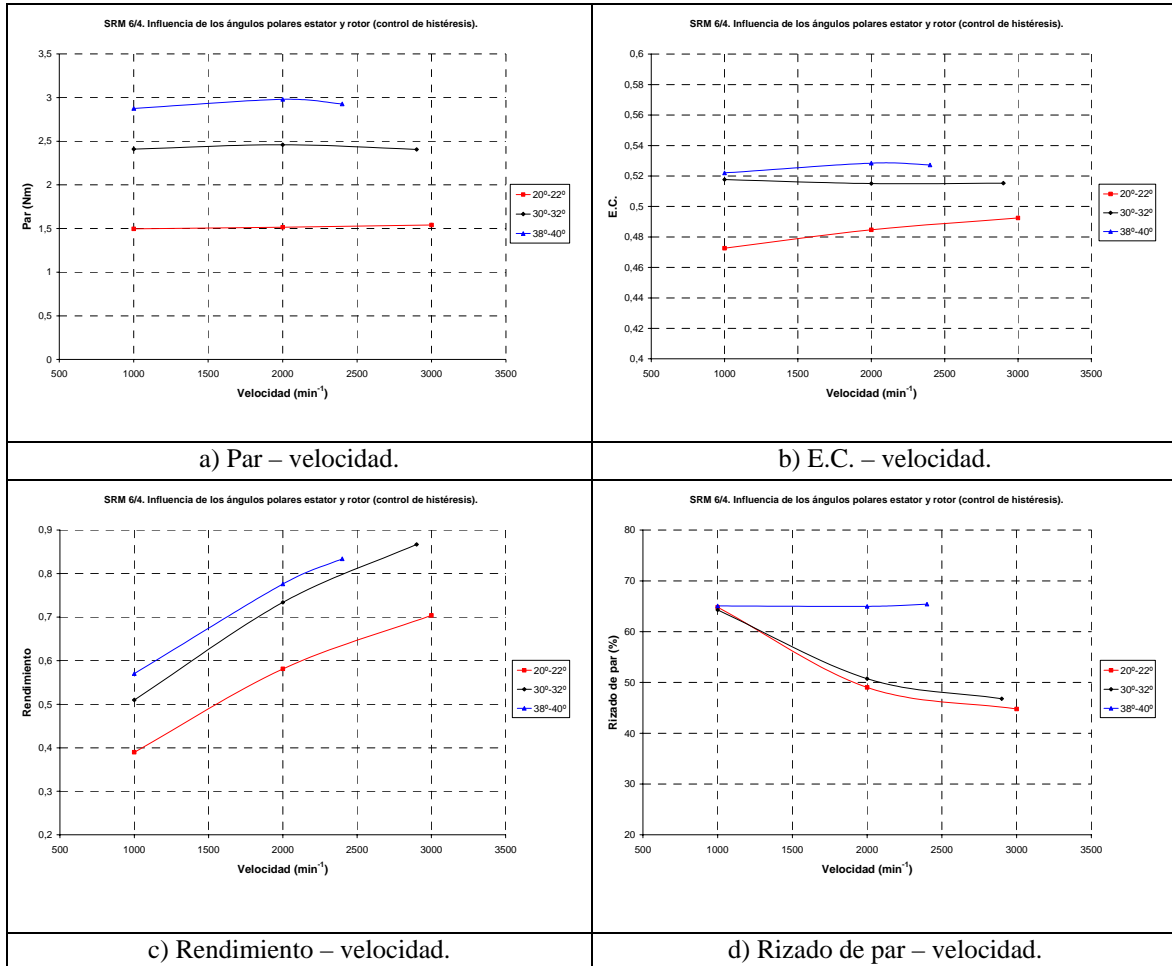


Figura IV.4.1.14: Influencia de los ángulos polares del estator y del rotor en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

IV.4.2 ESTUDIO EFECTUADO EN EL PROTOTIPO SRM 12/8.

1.- Curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada.

Las curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada en función de los ángulos polares (con variaciones respecto de los valores base, 15° en el ángulo polar del estator y 16° en el ángulo polar del rotor), así como la evolución de la inductancia en la posición alineada (inductancia máxima) en función de la corriente, son las de las figuras IV.4.2.1 y IV.4.2.2 variando únicamente el ángulo polar del rotor, mientras que en las figuras IV.4.2.3 y IV.4.2.4 se han variado simultáneamente los ángulos polares del estator y del rotor. Como la variación de los ángulos polares prácticamente no tiene influencia sobre el flujo concatenado en la posición no alineada, únicamente se presenta una curva para ésta posición en las figuras IV.4.2.1 y IV.4.2.3.

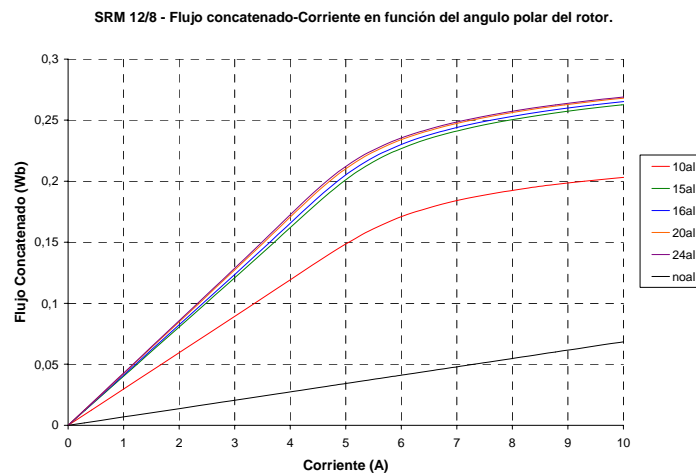


Figura IV.4.2.1: Curvas flujo concatenado-corriente en función del ángulo polar del rotor para las posiciones alineada y no alineada.

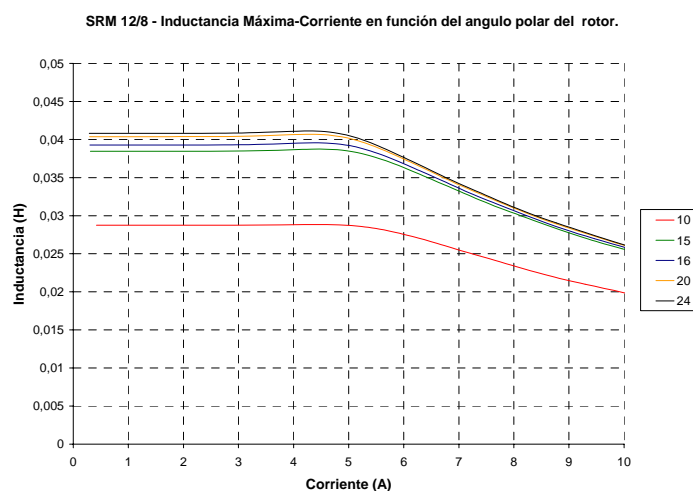


Figura IV.4.2.2: Curvas inductancia-corriente en función del ángulo polar del rotor para la posición alineada.

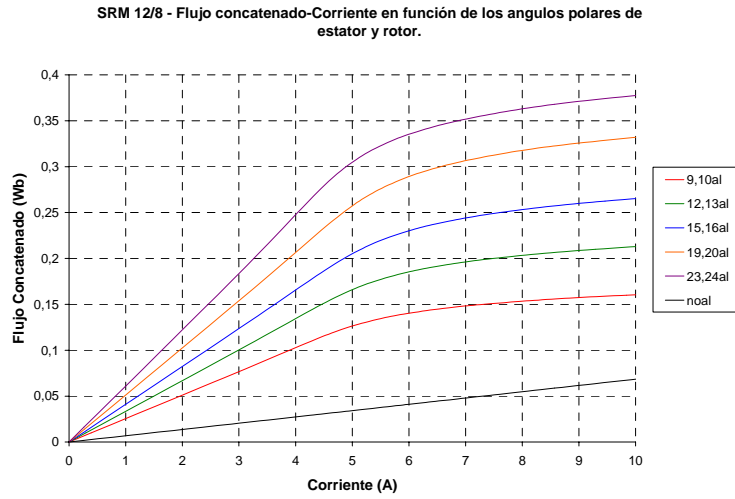


Figura IV.4.2.3: Curvas flujo concatenado-corriente en función de los ángulos polares del estator y del rotor para las posiciones alineada y no alineada.

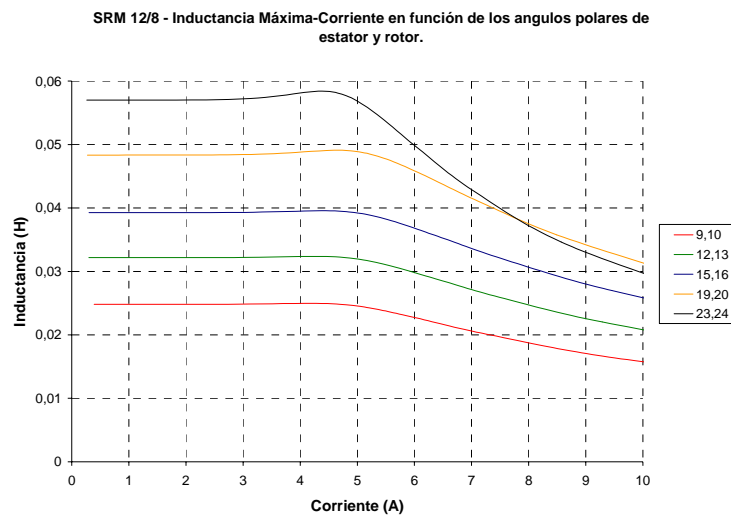


Figura IV.4.2.4: Curvas inductancia-corriente en función de los ángulos polares del estator y del rotor para la posición alineada.

2.- Análisis a partir del ciclo de energía a corriente constante.

Los resultados obtenidos para la velocidad base de 3000 min^{-1} y para una corriente constante de 5 A, en valores absolutos y referidos a los valores base, se presentan a continuación.

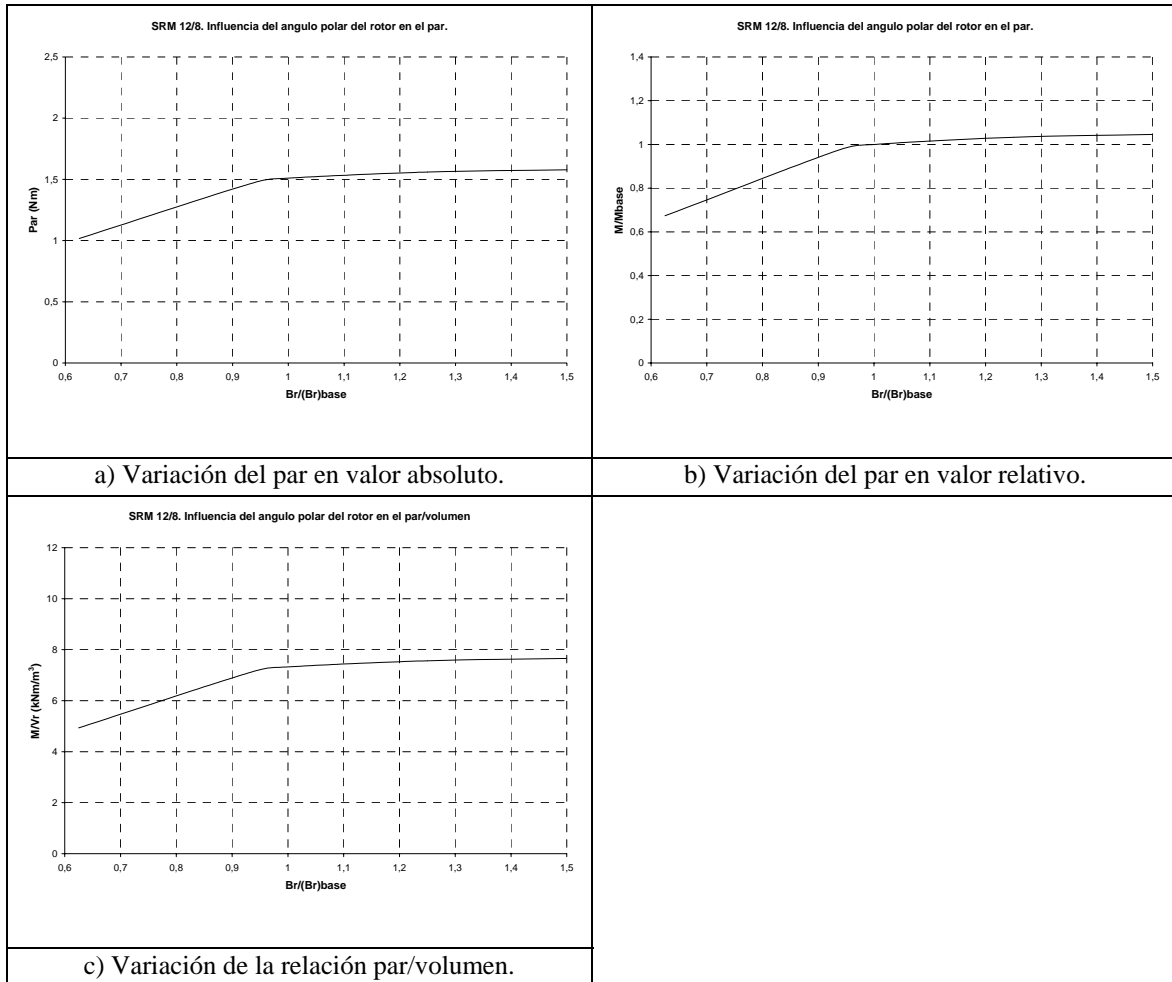


Figura IV.4.2.5: Influencia del ángulo polar del rotor en el par.

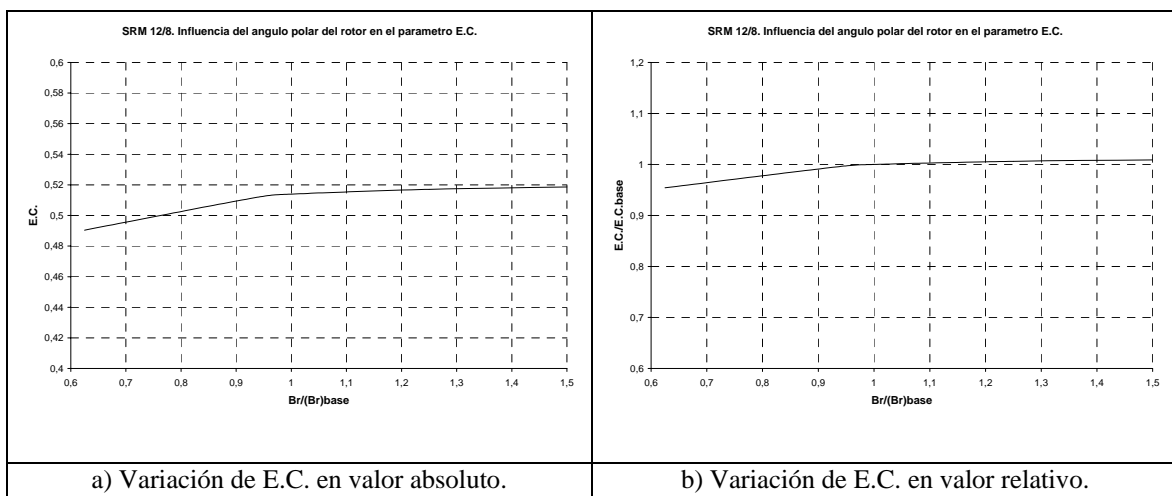


Figura IV.4.2.6: Influencia del ángulo polar del rotor en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

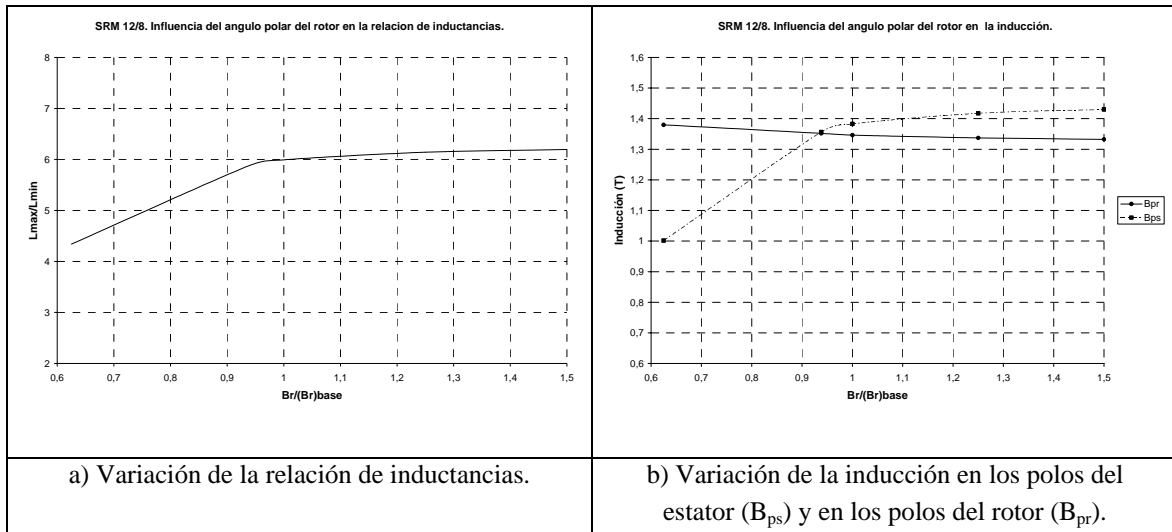


Figura IV.4.2.7: Influencia del ángulo polar del rotor en la relación de inductancias y en la inducción.

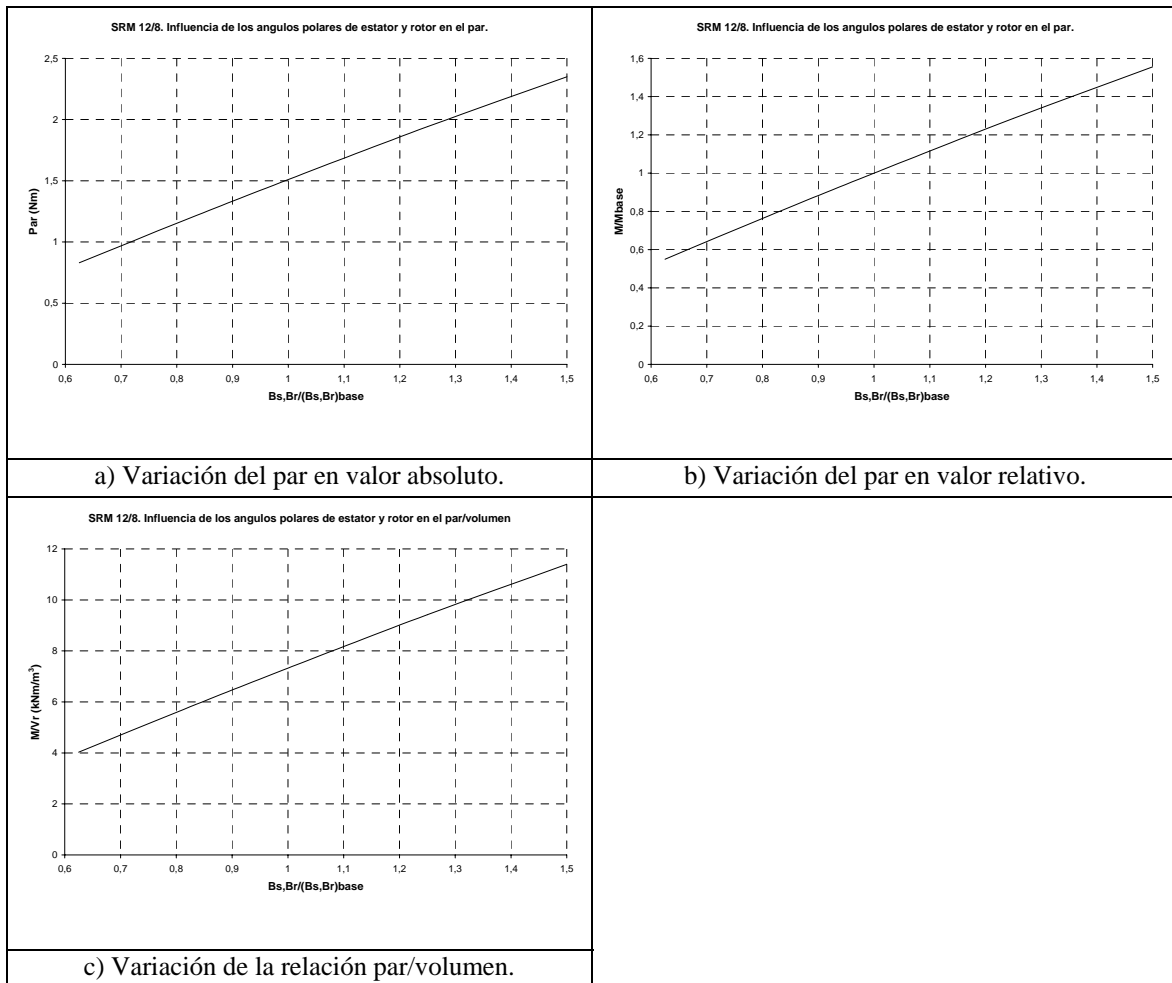


Figura IV.4.2.8: Influencia de los ángulos polares del estator y del rotor en el par.

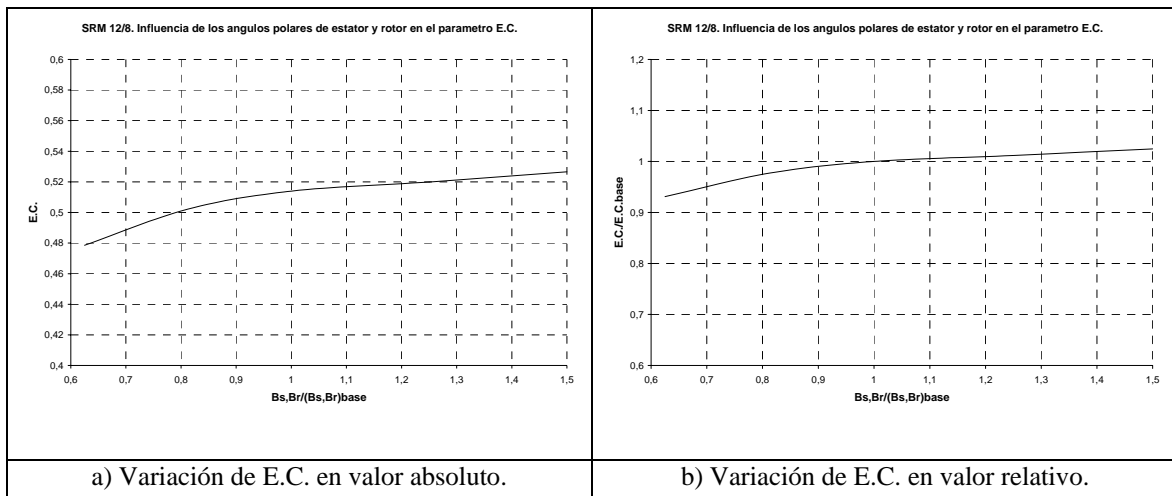


Figura IV.4.2.9: Influencia de los ángulos polares del estator y del rotor en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

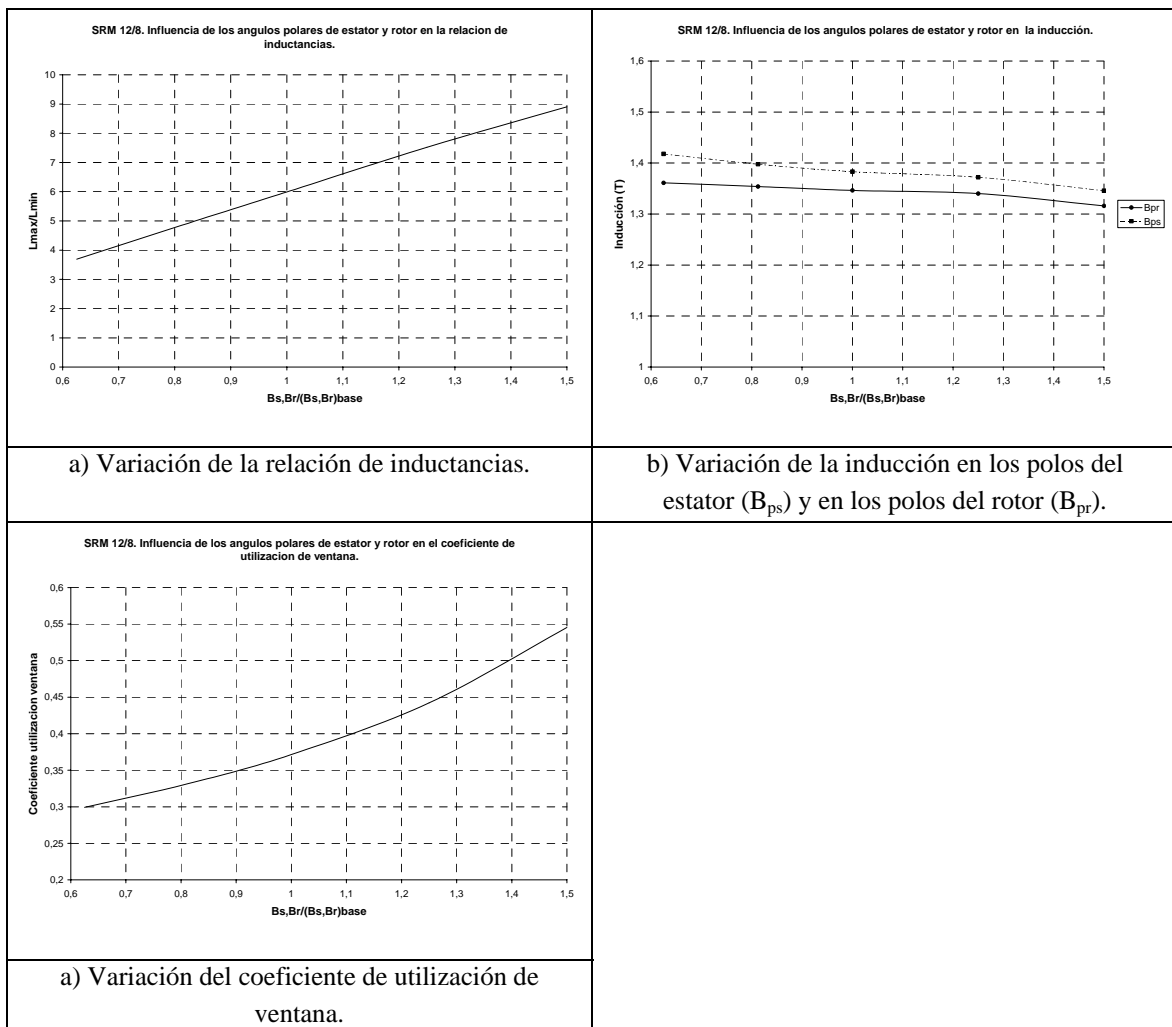


Figura IV.4.2.10: Influencia de los ángulos polares del estator y del rotor en la relación de inductancias, en la inducción y en el coeficiente de utilización de ventana.

3.- Curvas características a partir de la simulación con el modelo no lineal simplificado.

Se han efectuado las simulaciones para diferentes velocidades, con control mediante pulso único para la velocidad base (3000 min^{-1}) y para velocidades superiores, y control mediante corriente constante (corriente de referencia de 5A) para velocidades inferiores a la velocidad base. En todos los casos, la tensión de alimentación son 300V y el convertidor utilizado es del tipo clásico, fijando el intervalo de conducción igual al ángulo de paso del motor (15°).

Los resultados de las simulaciones que se presentan se han efectuado para la estructura base, con un ángulo polar en el estator de 15° y un ángulo polar en el rotor de 16° ($15^\circ/16^\circ$).

En la variación del ángulo polar del rotor, se han simulado las estructuras con ángulos polares de 10° y de 24° .

En la variación de los ángulos polares en el estator y en el rotor, se han simulado las estructuras con las relaciones $12^\circ/13^\circ$ y $23^\circ/24^\circ$.

Control mediante pulso único con variaciones en el ángulo polar del rotor:

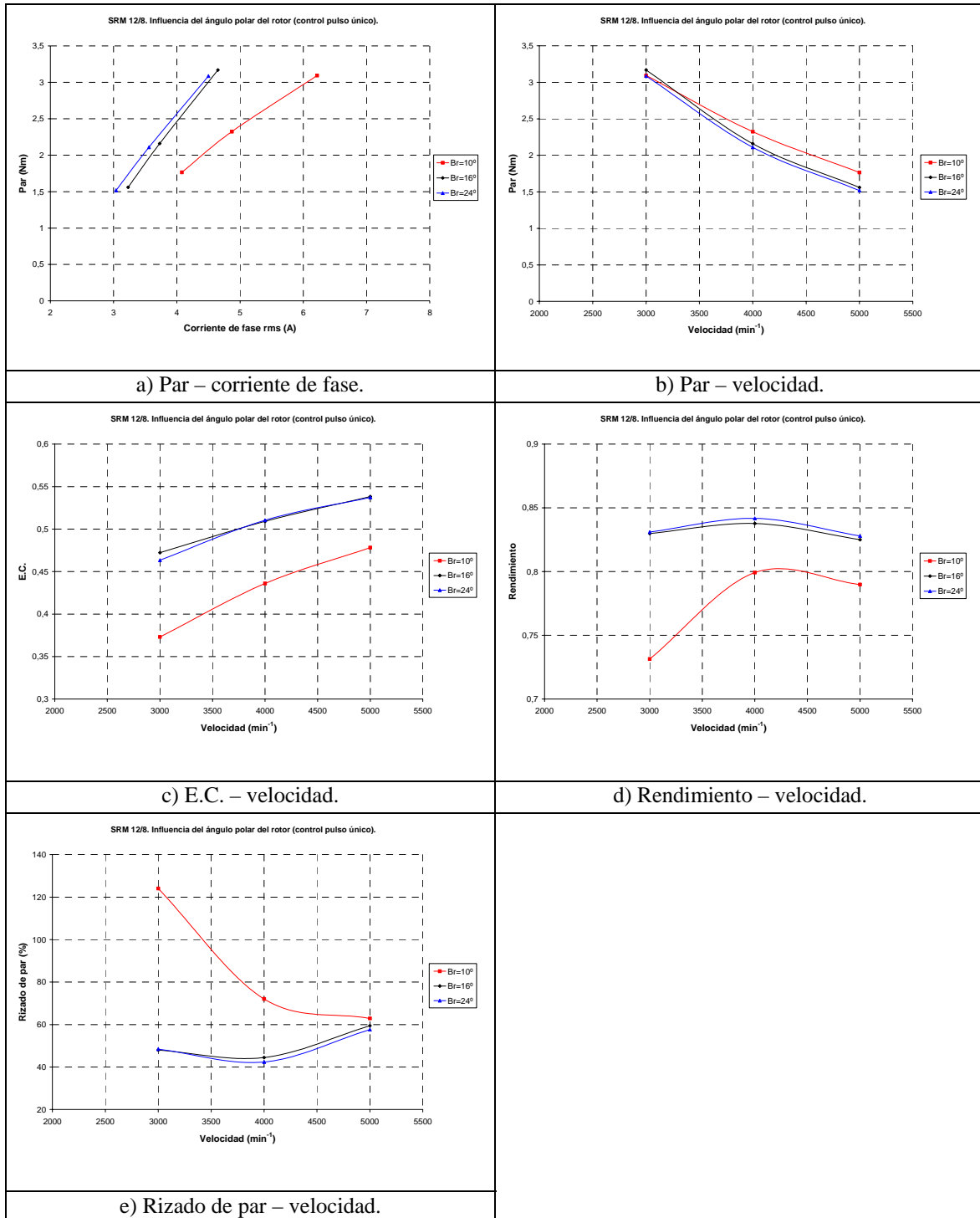


Figura IV.4.2.11: Influencia del ángulo polar del rotor en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A) con variaciones en el ángulo polar del rotor:

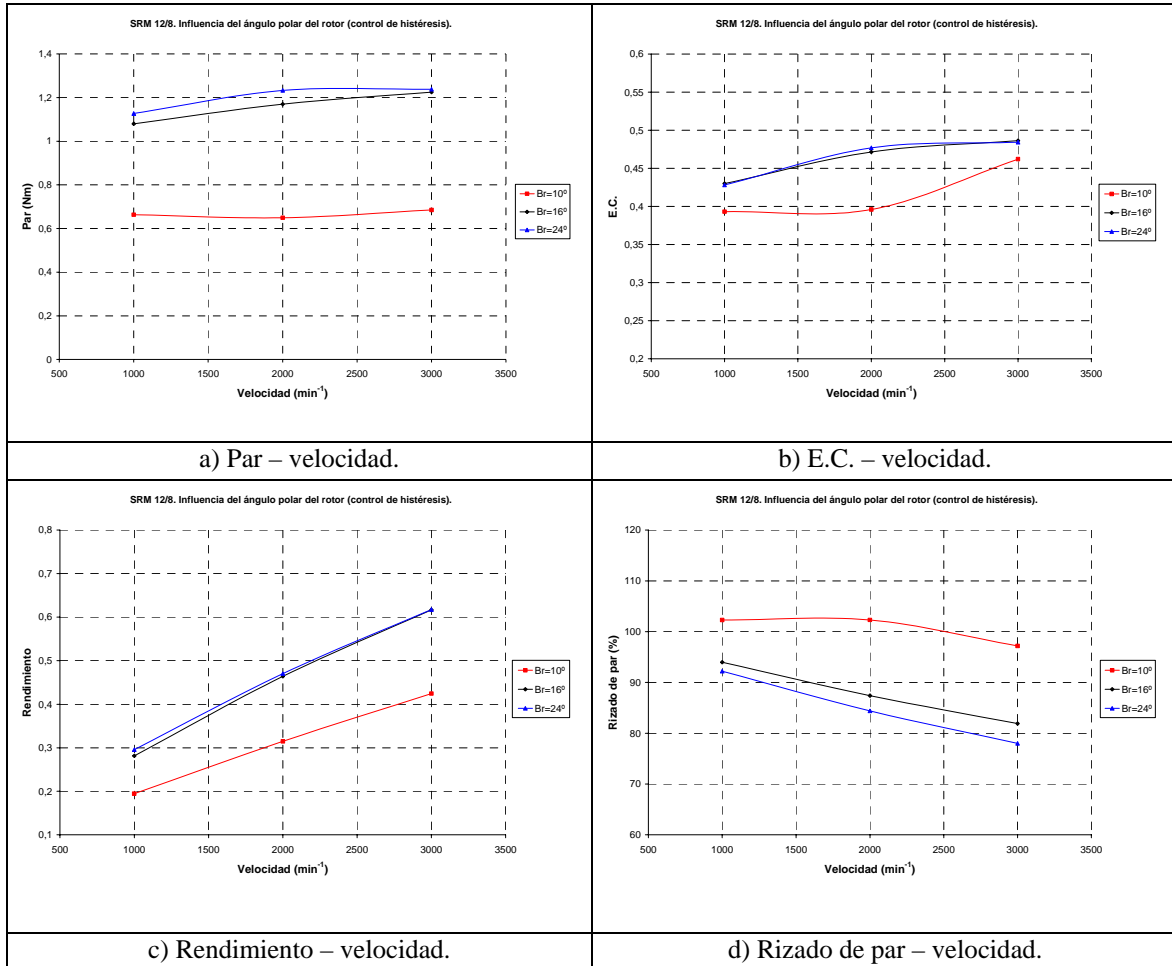


Figura IV.4.2.12: Influencia del ángulo polar del rotor en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

Control mediante pulso único con variaciones en los ángulos polares del estator y del rotor:

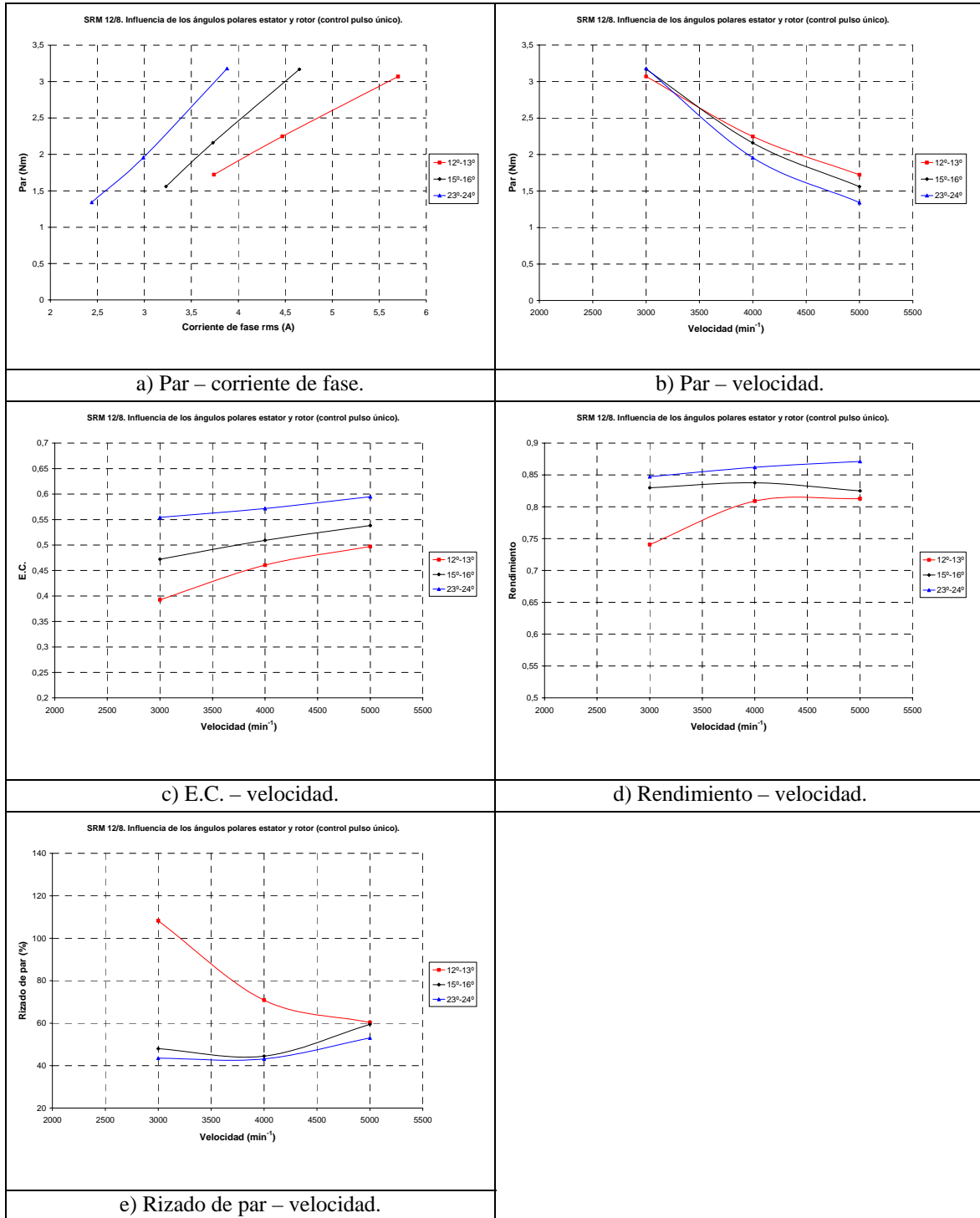


Figura IV.4.2.13: Influencia de los ángulos polares del estator y del rotor en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A) con variaciones en los ángulos polares del estator y del rotor:

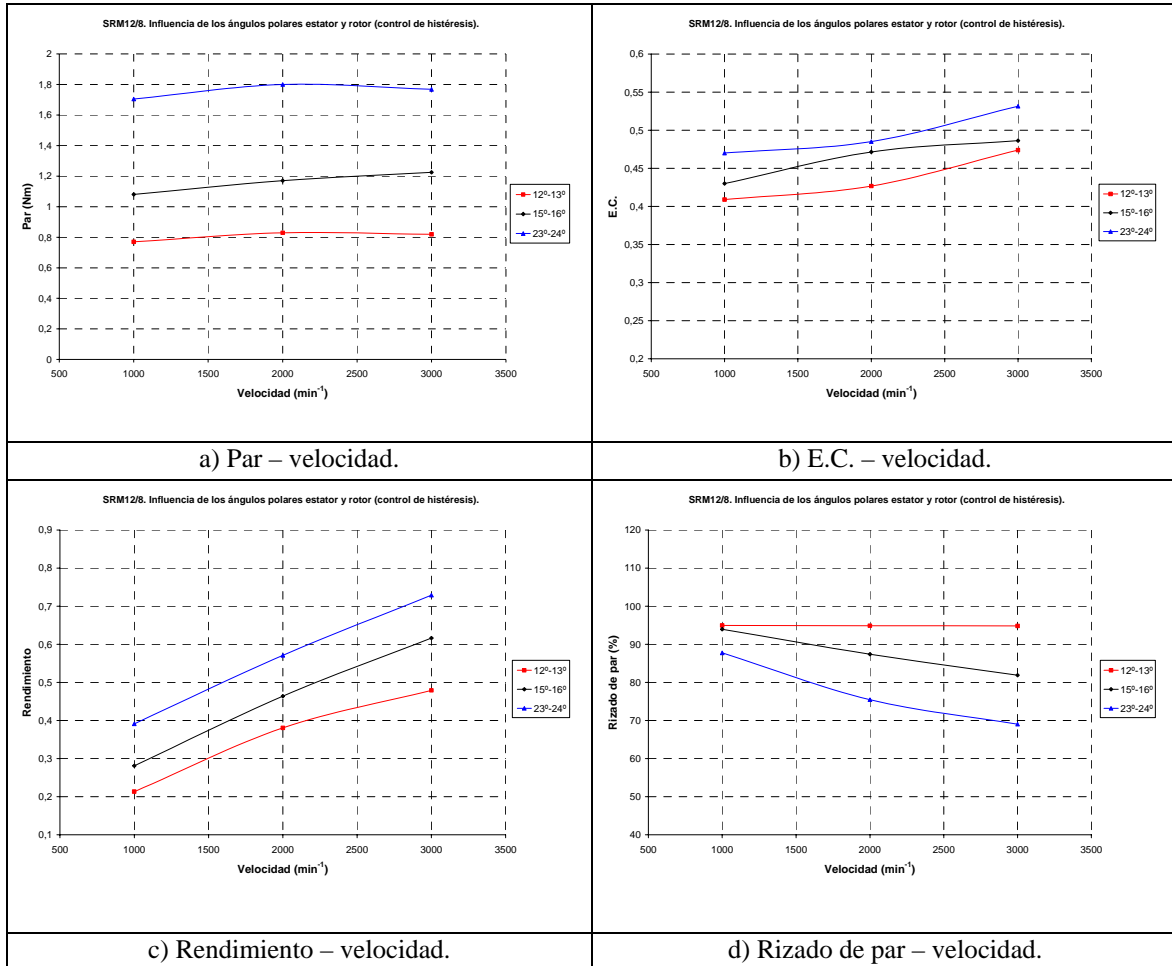


Figura IV.4.2.14: Influencia de los ángulos polares del estator y del rotor en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

IV.4.3 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS:

De forma resumida, en la tabla siguiente se comentan los aspectos más relevantes de los resultados obtenidos en el estudio de la influencia del ángulo polar del rotor en el SRM 6/4 y en el SRM 12/8.

	Efectos del incremento en el ángulo polar del rotor
En el flujo concatenado en la posición alineada.	Aumenta de forma apreciable para ángulos pequeños. Cerca del valor base y para ángulos mayores, prácticamente no se aprecia variación.
En la inductancia en la posición alineada.	Aumenta de forma apreciable para ángulos pequeños. Cerca del valor base y para ángulos mayores, prácticamente no se aprecia variación.
En el funcionamiento fijado como base (velocidad de 3000 min ⁻¹ y corriente de referencia 5A).	Aumento del par y del parámetro E.C. hasta el valor base. Para ángulos mayores, el aumento es inapreciable. Aumento de la relación de inductancias y de la inducción en los polos del estator, pequeña disminución de la inducción en los polos del rotor, mientras el ángulo es inferior al valor base (más apreciable en el SRM 12/8).
En las curvas características con control mediante pulso único.	Aumenta la relación par/corriente, aunque muy poco para valores superiores al valor base. Par ligeramente inferior a la misma velocidad, hasta el valor base y para velocidades elevadas (consecuencia del decremento en el consumo de corriente). Aumento del parámetro E.C. y del rendimiento, hasta el valor base. Disminución del rizado de par a bajas velocidades, hasta el valor base (en el SRM 12/8).
En las curvas características con control de histéresis (corriente de referencia 5A).	Aumento del par, hasta el valor base (mucho más apreciable en el SRM 12/8). Aumento del parámetro E.C. y del rendimiento, hasta el valor base. Disminución del rizado de par (en el SRM 12/8).

De forma resumida, en la tabla siguiente se comentan los aspectos más relevantes de los resultados obtenidos en el estudio de la influencia de los ángulos polares del estator y del rotor en el SRM 6/4 y en el SRM 12/8.

	Efectos del incremento en los ángulos polares del estator y del rotor
En el flujo concatenado en la posición alineada.	Aumenta, principalmente para ángulos pequeños, y de forma considerable en el SRM 12/8.
En la inductancia en la posición alineada.	Aumenta. Para ángulos muy grandes, y en la zona de saturación, el efecto llega a invertirse.
En el funcionamiento fijado como base (velocidad de 3000 min^{-1} y corriente de referencia 5A).	<p>Aumento del par.</p> <p>Incremento del parámetro E.C., básicamente mientras los ángulos son inferiores a los valores base.</p> <p>Aumento de la relación de inductancias, y pequeña disminución de la inducción en los polos, básicamente mientras los ángulos son inferiores a los valores base.</p> <p>Aumenta el coeficiente de utilización de ventana, superando los límites recomendados para ángulos grandes.</p>
En las curvas características con control mediante pulso único.	<p>Aumenta la relación par/corriente.</p> <p>Par inferior a la misma velocidad, para velocidades elevadas (consecuencia del decremento en el consumo de corriente).</p> <p>Aumento del parámetro E.C. y del rendimiento.</p> <p>Disminución del rizado de par, a bajas velocidades y hasta los valores base.</p>
En las curvas características con control de histéresis (corriente de referencia 5A).	<p>Aumento del par, del parámetro E.C. y del rendimiento.</p> <p>Disminución del rizado de par, principalmente a velocidades elevadas.</p>

IV.5 INFLUENCIA DE LOS YUGOS.

IV.5.1 ESTUDIO EFECTUADO EN EL PROTOTIPO SRM 6/4.

1.- Curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada.

Las curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada en función de los yugos (con variaciones respecto de los valores base, 9mm en el yugo del estator y 10mm en el yugo del rotor), así como la evolución de la inductancia en la posición alineada (inductancia máxima) en función de la corriente, son las de las figuras IV.5.1.1 y IV.5.1.2 variando únicamente el yugo del estator, mientras que en las figuras IV.5.1.3 y IV.5.1.4 se ha variado el yugo del rotor. Como el ancho de los yugos prácticamente no tiene influencia en el flujo concatenado en la posición no alineada, se presenta únicamente una curva de flujo concatenado para ésta posición en las figuras IV.5.1.1. y IV.5.1.3.

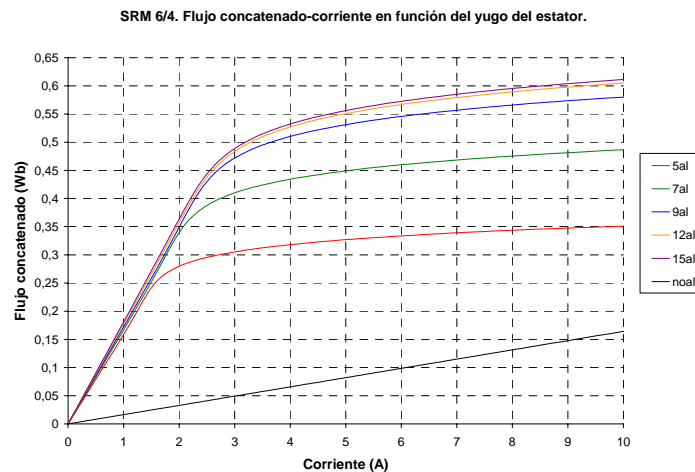


Figura IV.5.1.1: Curvas flujo concatenado-corriente en función del yugo del estator para las posiciones alineada y no alineada.

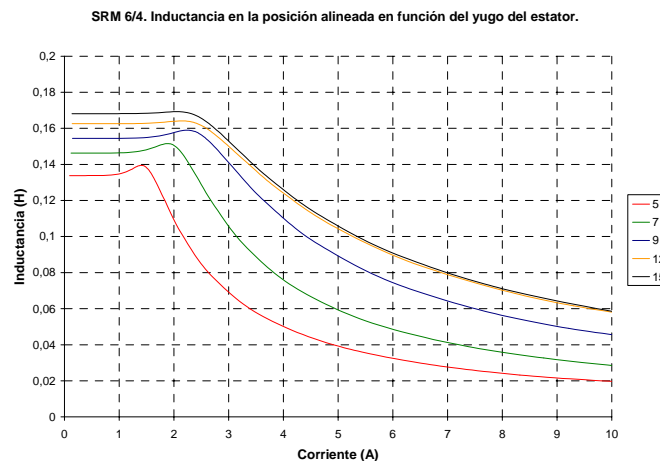


Figura IV.5.1.2: Curvas inductancia-corriente en función del yugo del estator para la posición alineada.

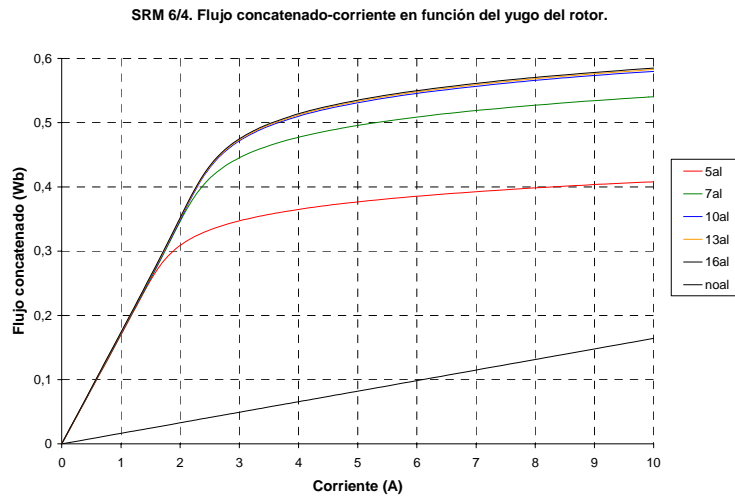


Figura IV.5.1.3: Curvas flujo concatenado-corriente en función del yugo del rotor para las posiciones alineada y no alineada.

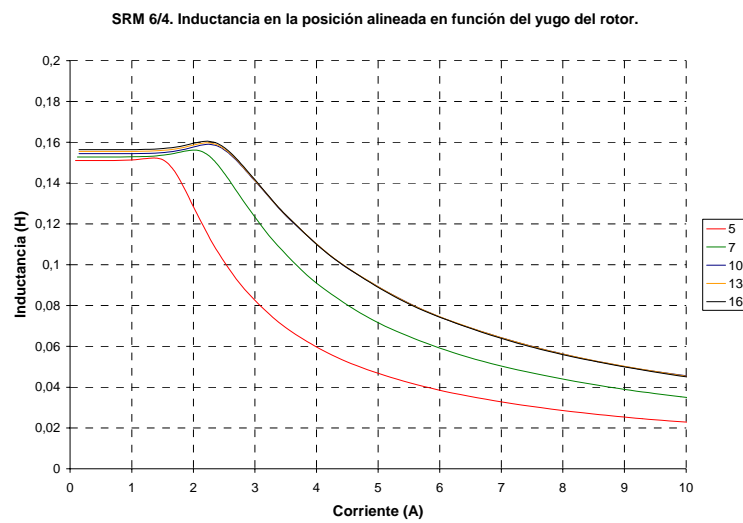


Figura IV.5.1.4: Curvas inductancia-corriente en función del yugo del rotor para la posición alineada.

2.- Análisis a partir del ciclo de energía a corriente constante.

Los resultados obtenidos para la velocidad base de 3000 min^{-1} y para una corriente constante de 5 A, en valores absolutos y referidos a los valores base, se presentan a continuación.

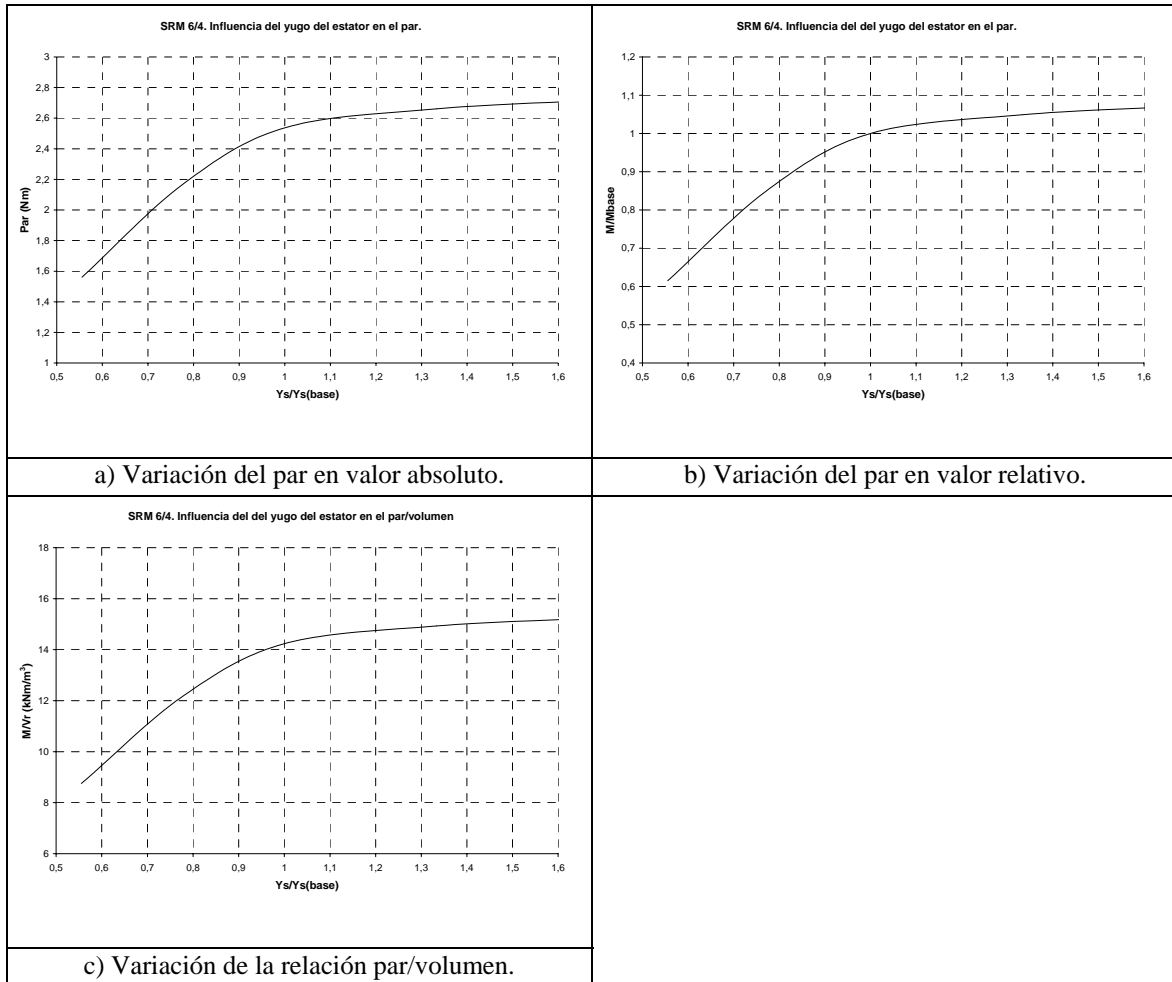


Figura IV.5.1.5: Influencia del yugo del estator en el par.

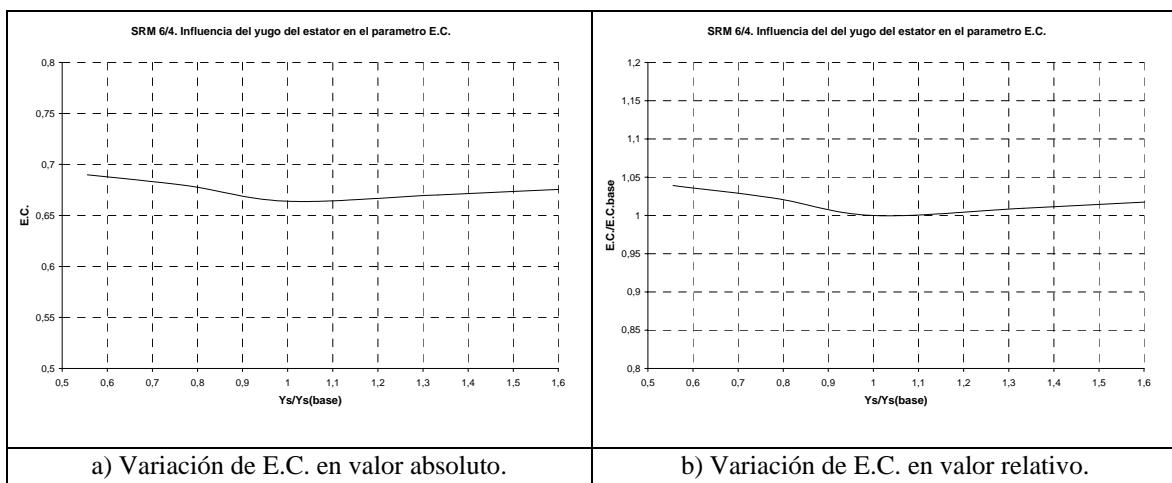


Figura IV.5.1.6: Influencia del yugo del estator en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

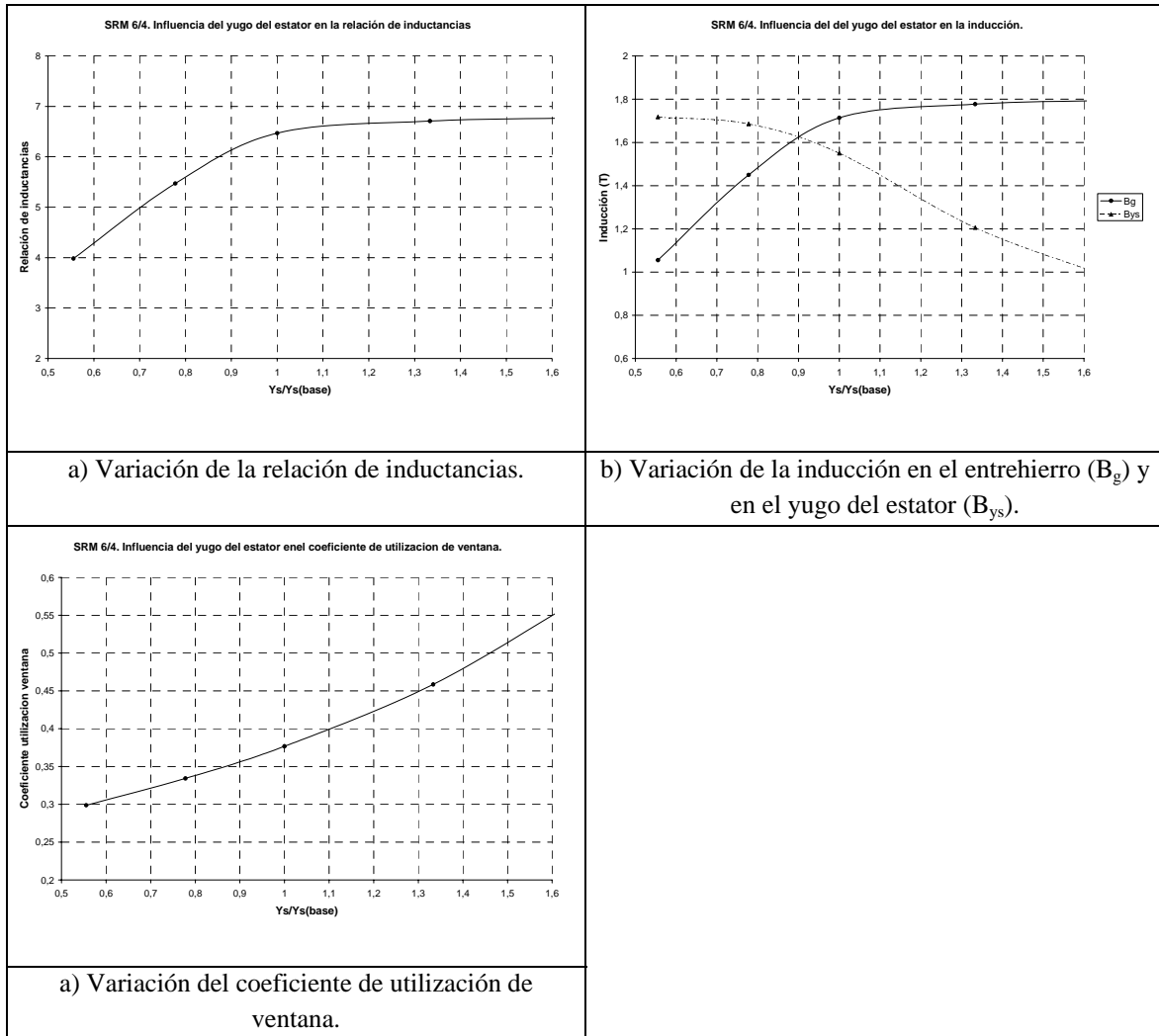


Figura IV.5.1.7: Influencia del yugo del estator en la relación de inductancias, en la inducción y en el coeficiente de utilización de ventana.

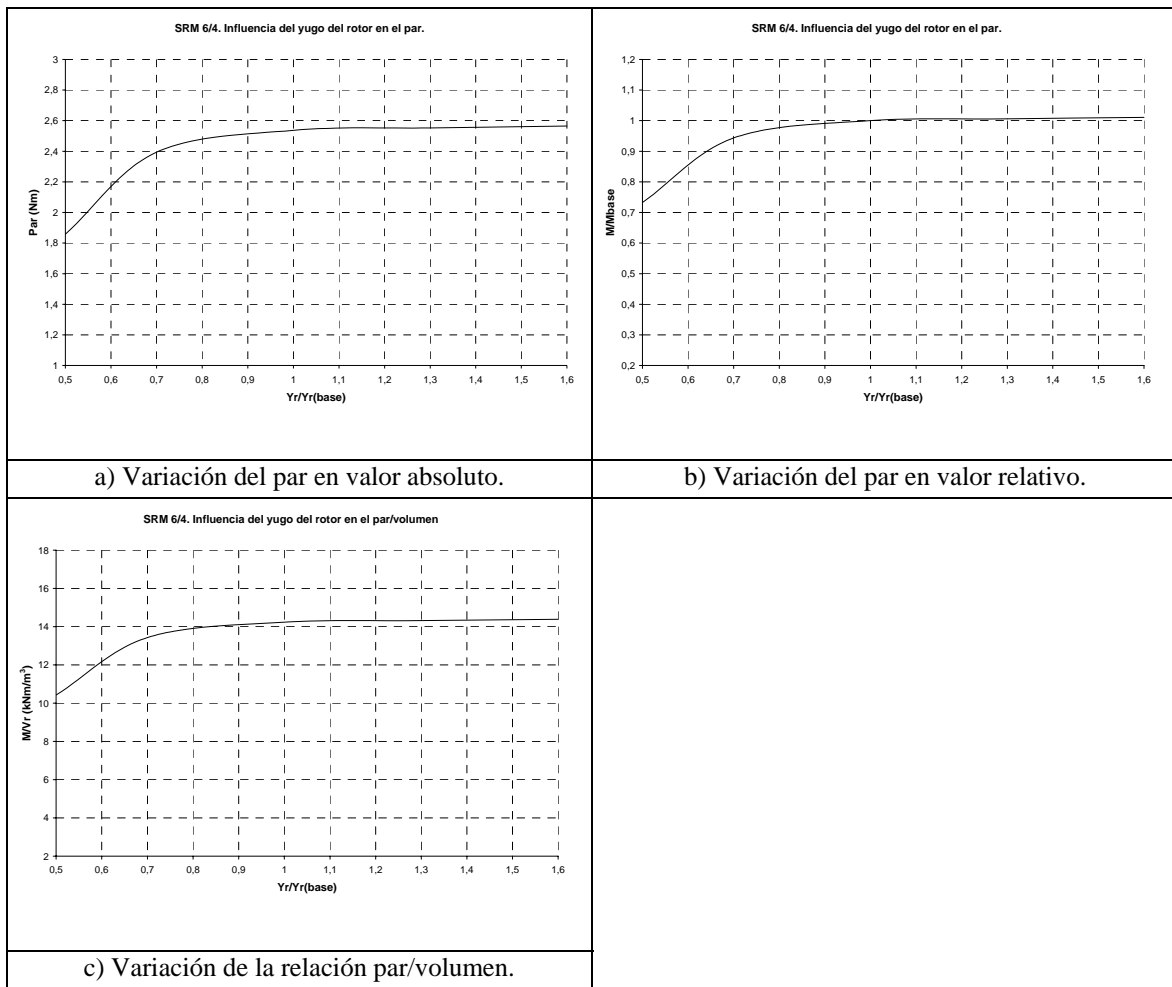


Figura IV.5.1.8: Influencia del yugo del rotor en el par.

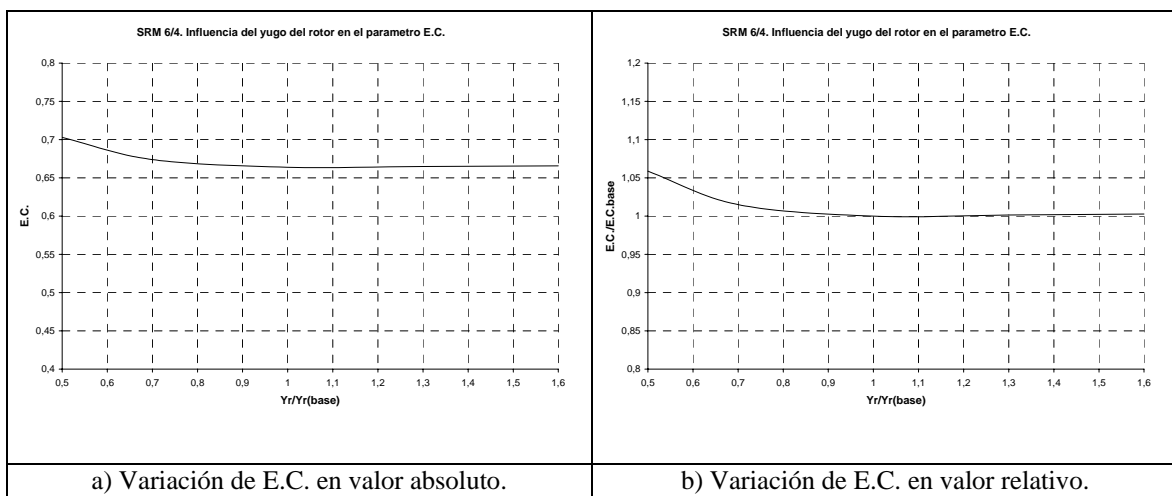


Figura IV.5.1.9: Influencia del yugo del rotor en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

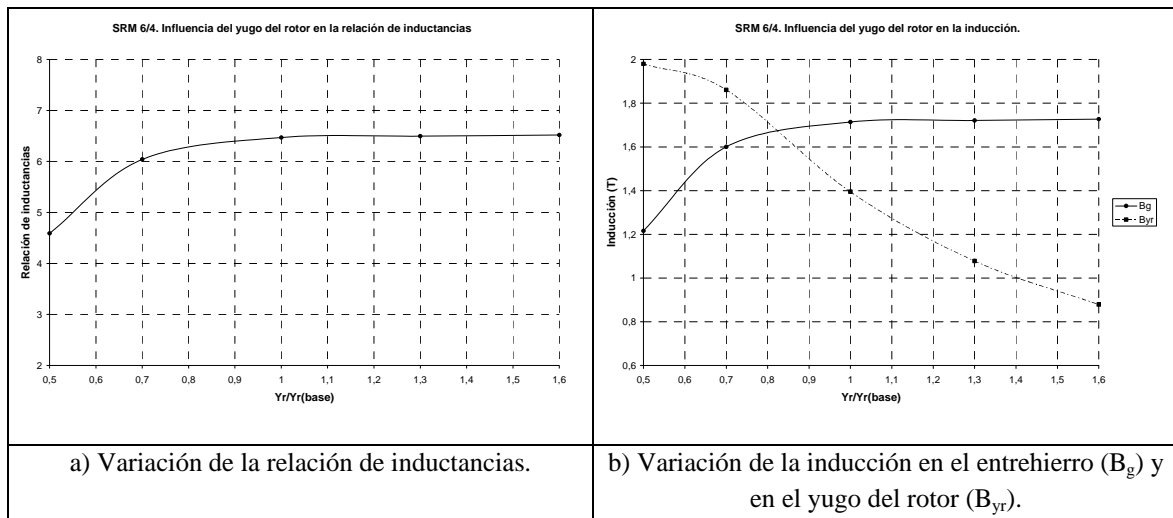


Figura IV.5.1.10: Influencia del yugo del rotor en la relación de inductancias y en la inducción.

3.- Curvas características a partir de la simulación con el modelo no lineal simplificado.

Se han efectuado las simulaciones para diferentes velocidades, con control mediante pulso único para la velocidad base (3000 min^{-1}) y para velocidades superiores, y control mediante corriente constante (corriente de referencia de 5A) para velocidades inferiores a la velocidad base. En todos los casos, la tensión de alimentación son 300V y el convertidor utilizado es del tipo clásico, fijando el intervalo de conducción igual al ángulo de paso del motor (30°).

Los resultados de las simulaciones que se presentan se han efectuado para la estructura base, con un ancho del yugo del estator de 9mm y un ancho del yugo del rotor de 10mm.

En la variación del yugo del estator, se han simulado las estructuras con anchos del yugo de 5mm y de 15mm.

En la variación del yugo del rotor, se han simulado las estructuras con anchos del yugo de 5mm y de 16mm.

Control mediante pulso único con variaciones en el yugo del estator:

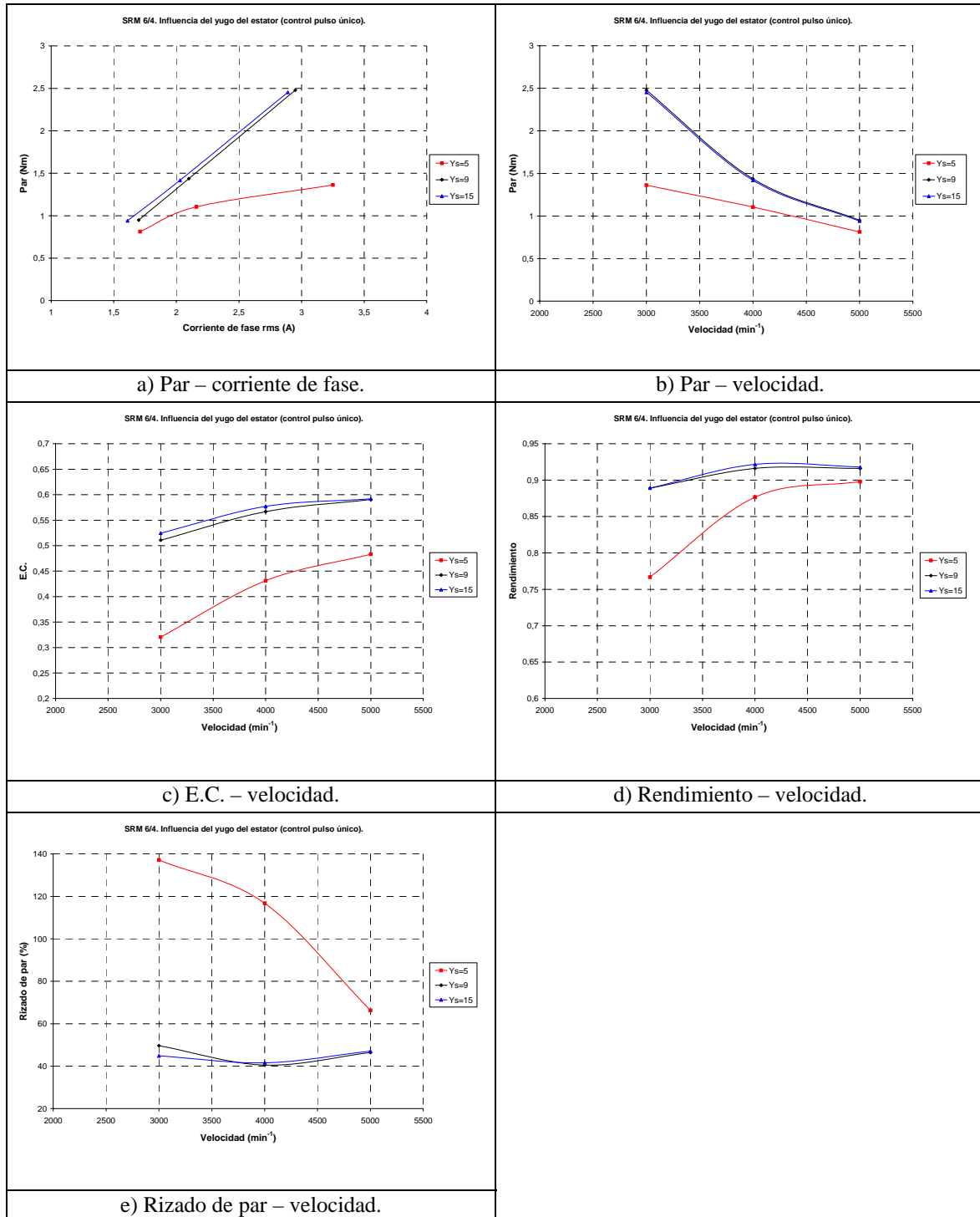


Figura IV.5.1.11: Influencia del yugo del estator en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A) con variaciones en el yugo del estator:

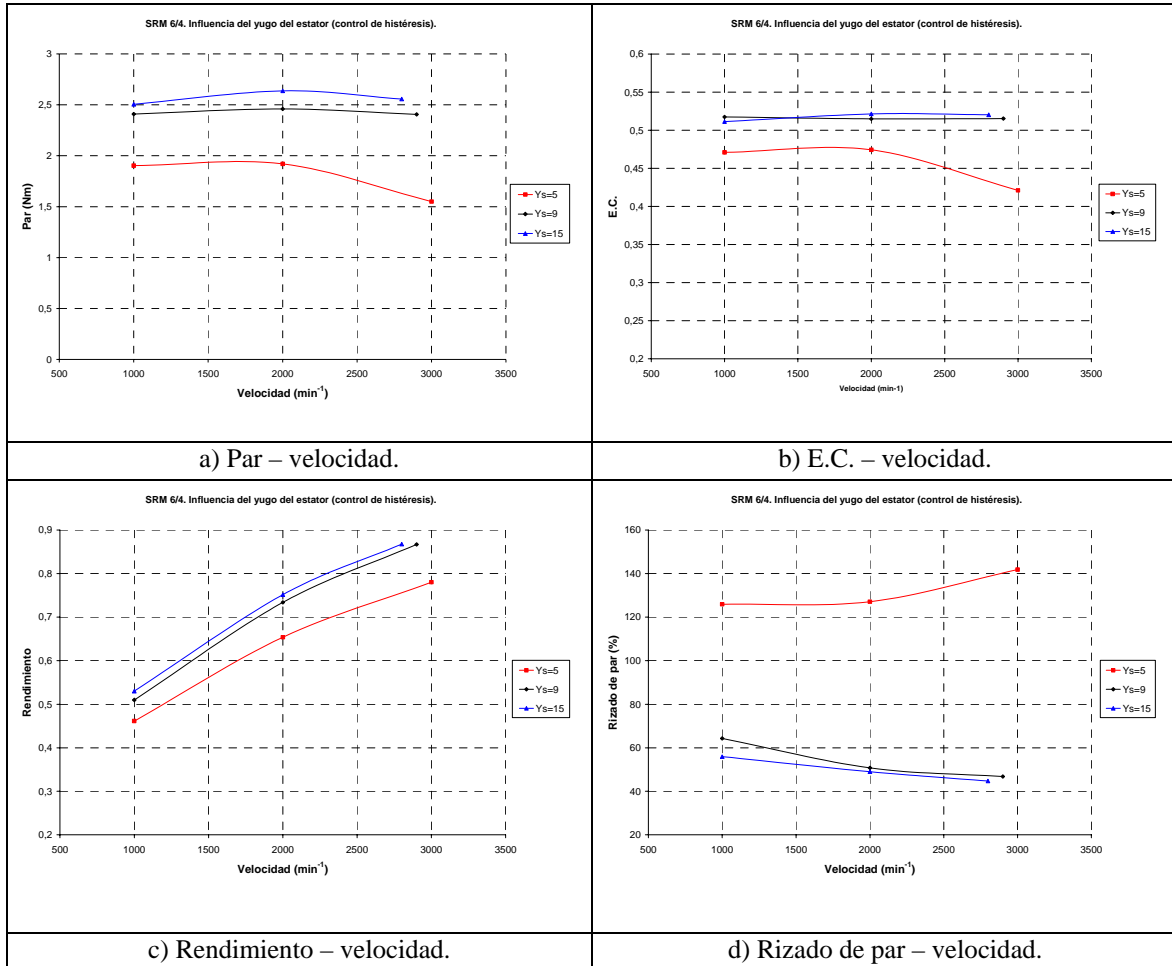


Figura IV.5.1.12: Influencia del yugo del estator en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

Control mediante pulso único con variaciones en el yugo del rotor:

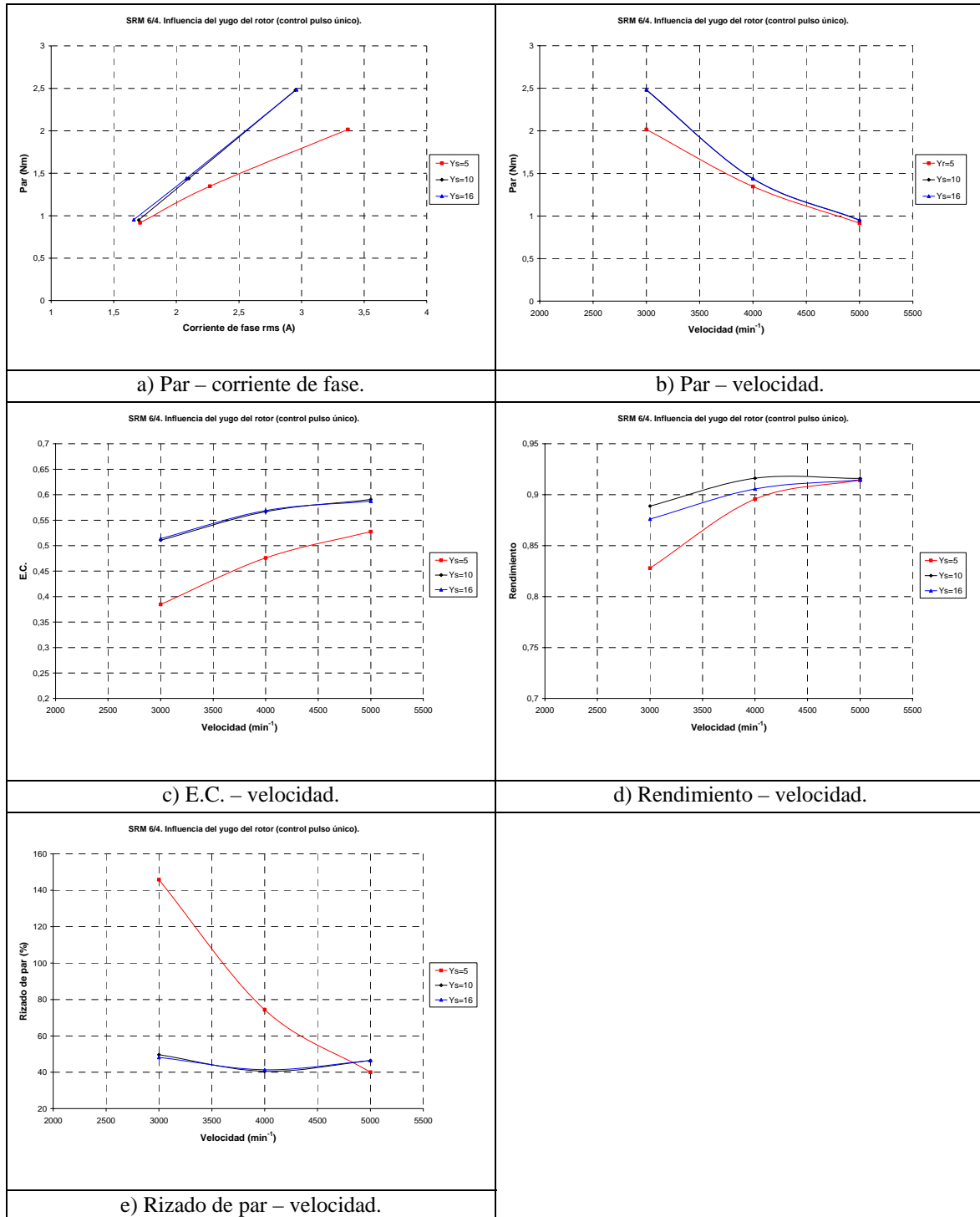


Figura IV.5.1.13: Influencia del yugo del rotor en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A) con variaciones en el yugo del rotor:

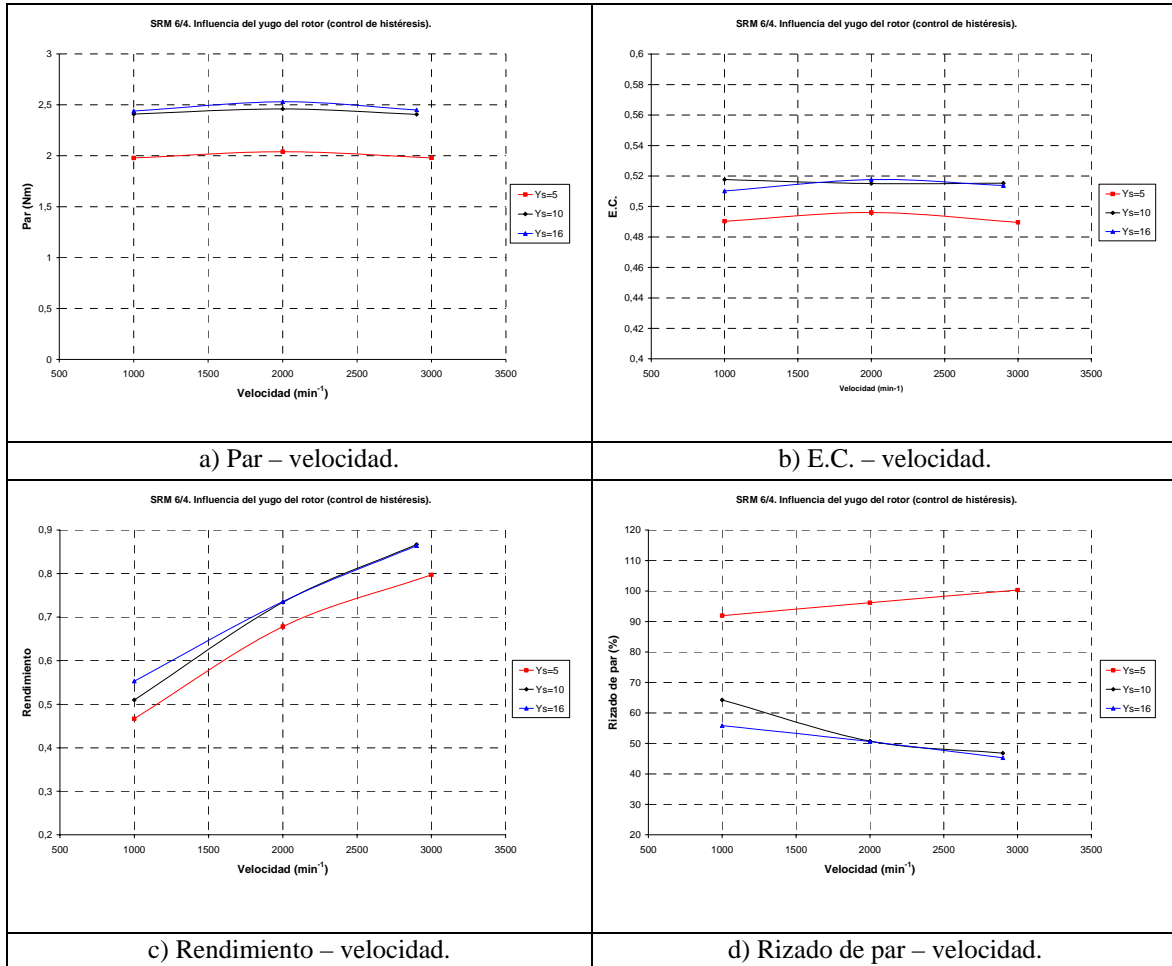


Figura IV.5.1.14: Influencia del yugo del rotor en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

IV.5.2 ESTUDIO EFECTUADO EN EL PROTOTIPO SRM 12/8.

1.- Curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada.

Las curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada en función de los yugos (con variaciones respecto de los valores base, 6,5mm en el yugo del estator y 7mm en el yugo del rotor), así como la evolución de la inductancia en la posición alineada (inductancia máxima) en función de la corriente, son las de las figuras IV.5.2.1 y IV.5.2.2 variando únicamente el yugo del estator, mientras que en las figuras IV.5.2.3 y IV.5.2.4 se ha variado el yugo del rotor. Como el ancho de los yugos prácticamente no tiene influencia en las curvas de flujo concatenado para la posición no alineada, se presenta únicamente una curva para ésta posición en las figuras IV.5.2.1 y IV.5.2.3.

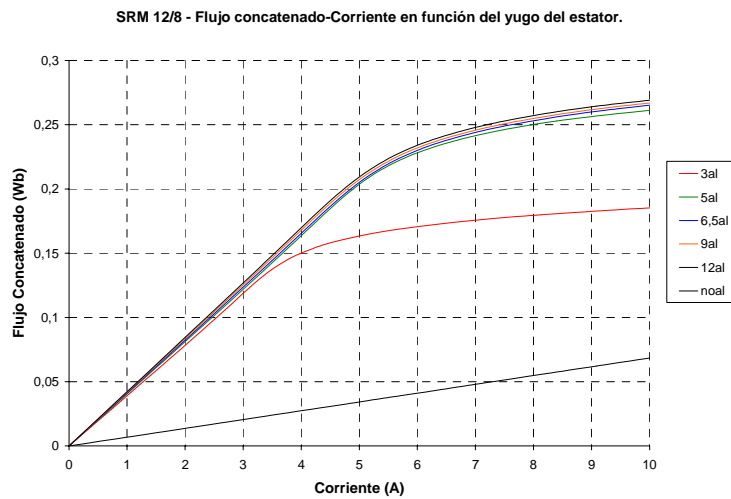


Figura IV.5.2.1: Curvas flujo concatenado-corriente en función del yugo del estator para las posiciones alineada y no alineada.

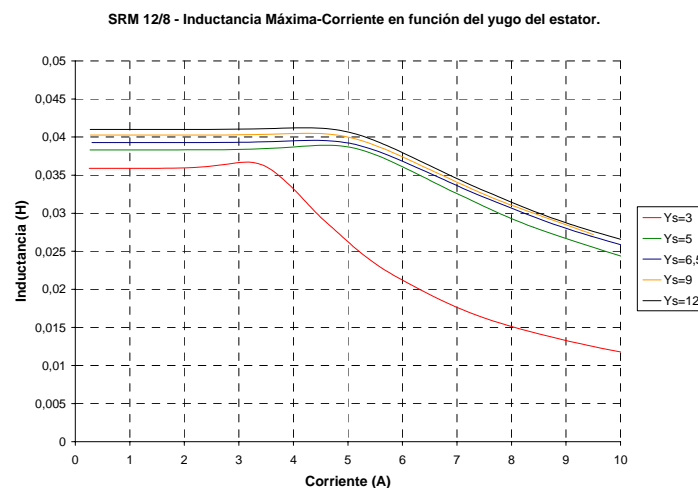


Figura IV.5.2.2: Curvas inductancia-corriente en función del yugo del estator para la posición alineada.

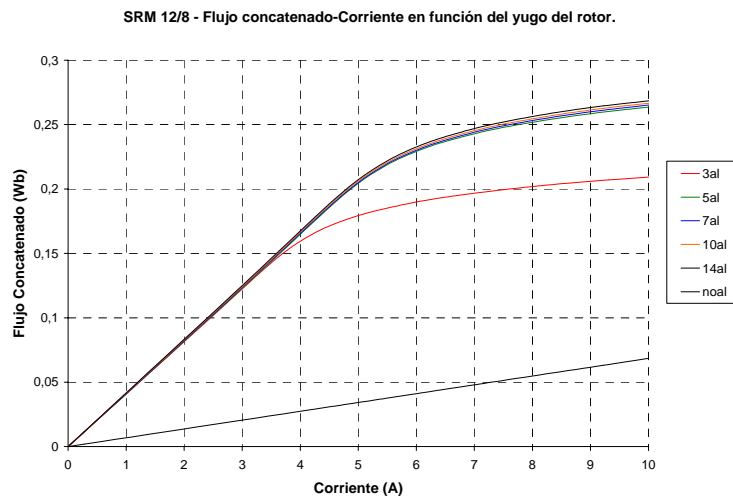


Figura IV.5.2.3: Curvas flujo concatenado-corriente en función del yugo del rotor para las posiciones alineada y no alineada.

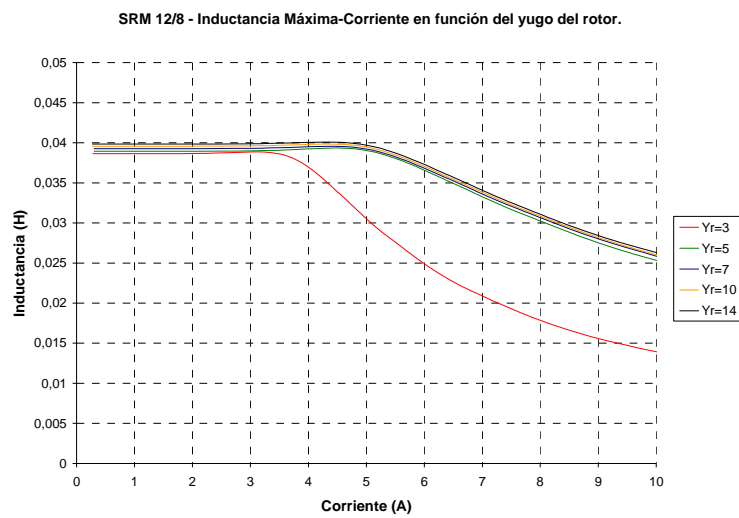


Figura IV.5.2.4: Curvas inductancia-corriente en función del yugo del rotor para la posición alineada.

2.- Análisis a partir del ciclo de energía a corriente constante.

Los resultados obtenidos para la velocidad base de 3000 min^{-1} y para una corriente constante de 5 A, en valores absolutos y referidos a los valores base, se presentan a continuación.

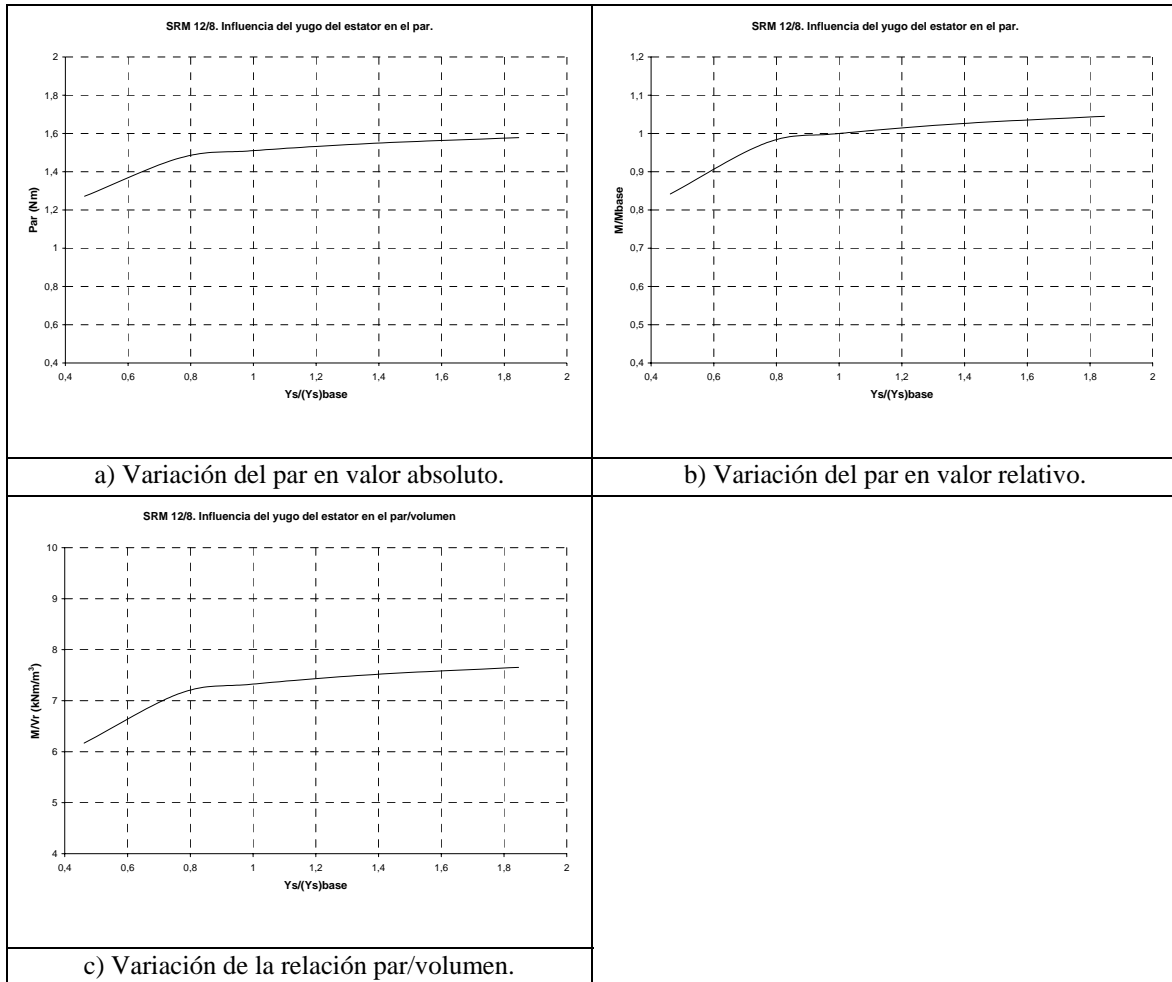


Figura IV.5.2.5: Influencia del yugo del estator en el par.

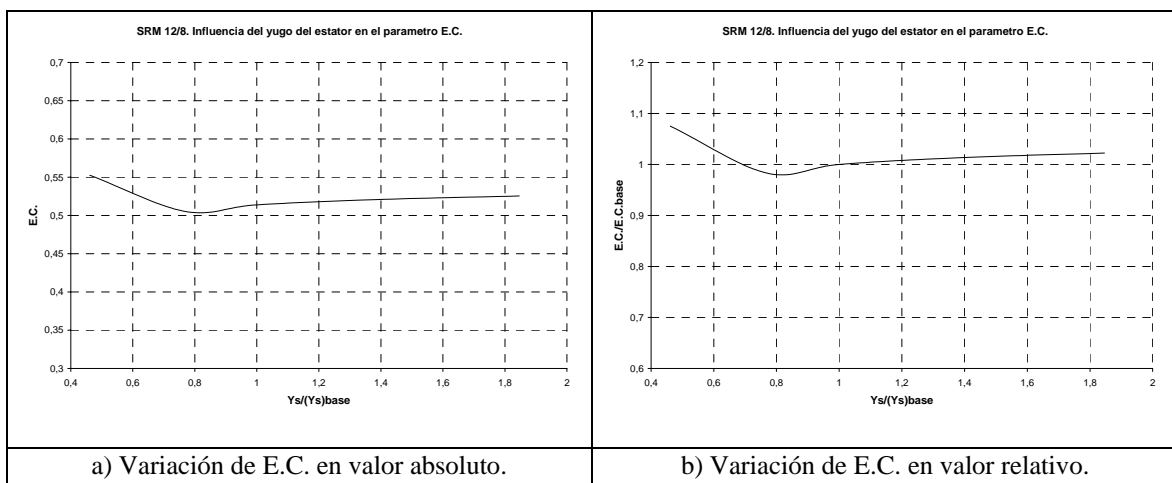


Figura IV.5.2.6: Influencia del yugo del estator en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

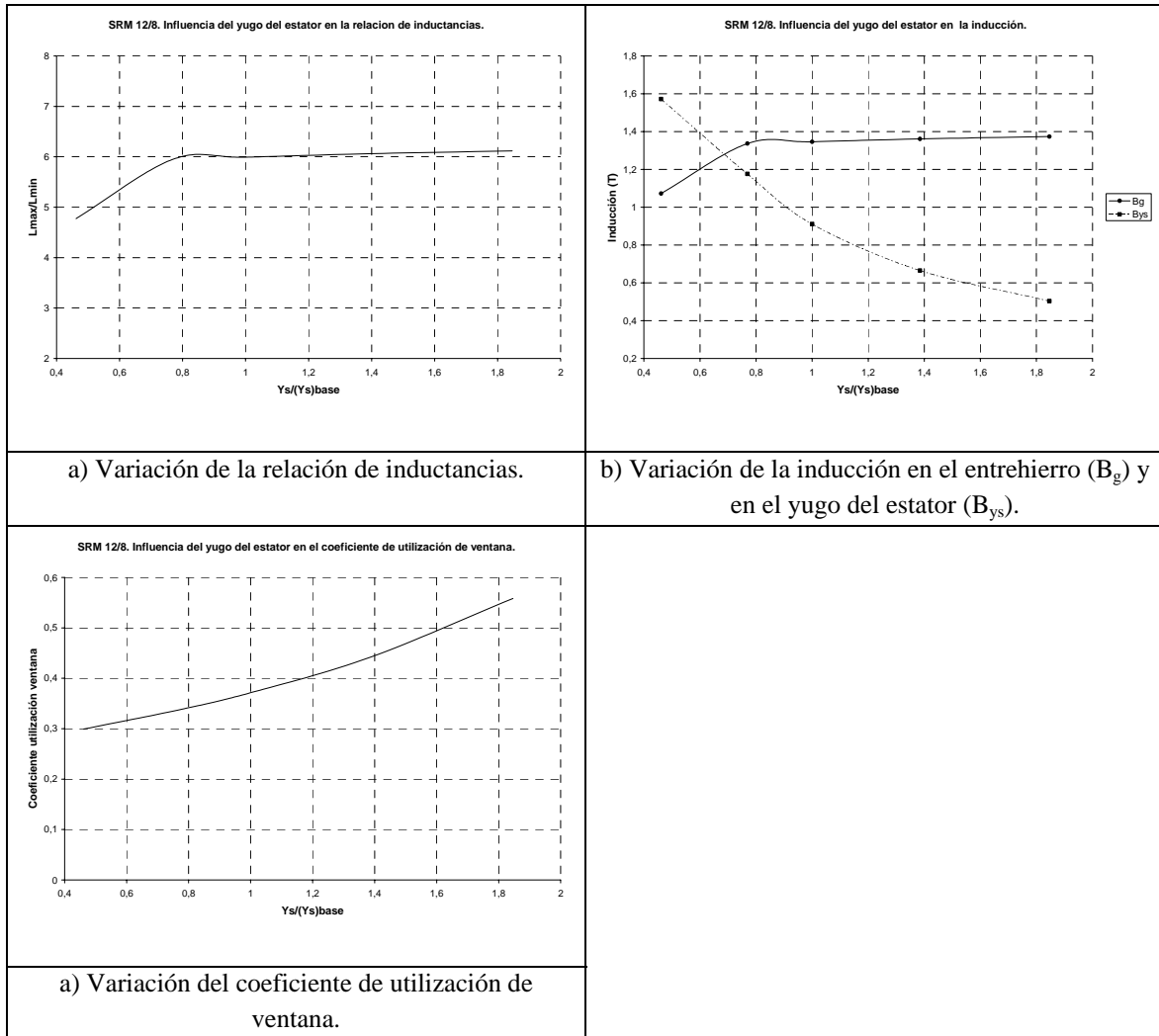


Figura IV.5.2.7: Influencia del yugo del estator en la relación de inductancias, en la inducción y en el coeficiente de utilización de ventana.

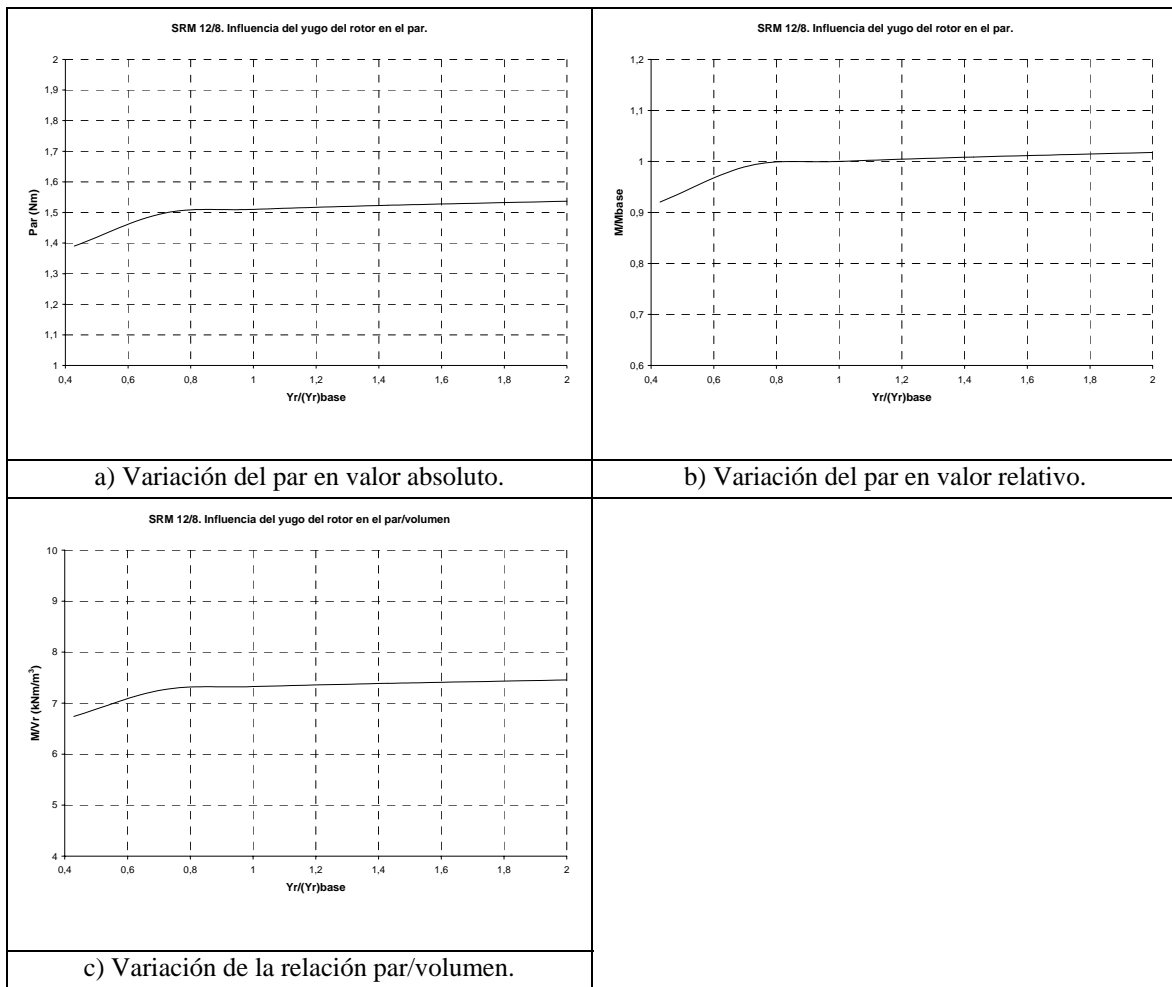


Figura IV.5.2.8: Influencia del yugo del rotor en el par.

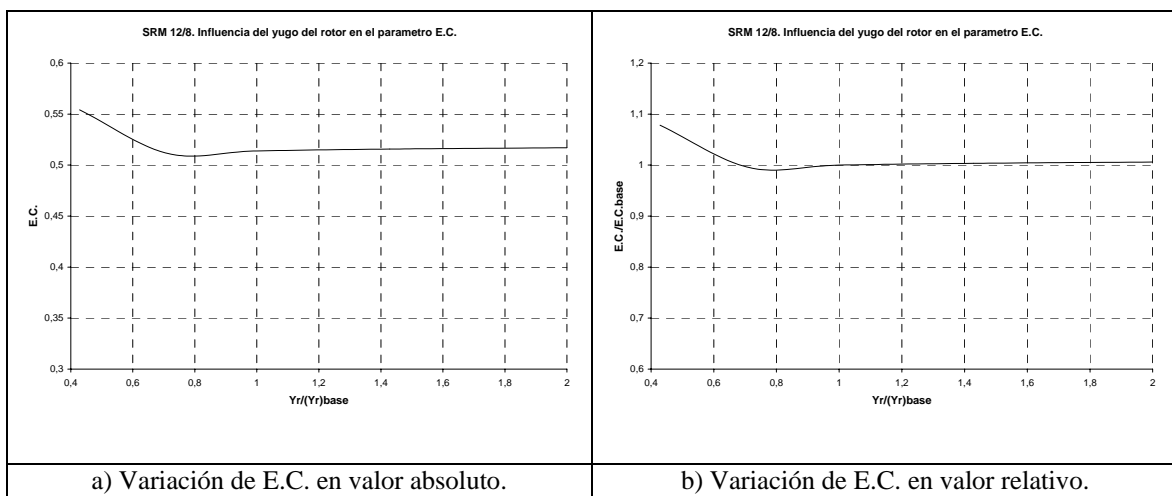


Figura IV.5.2.9: Influencia del yugo del rotor en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

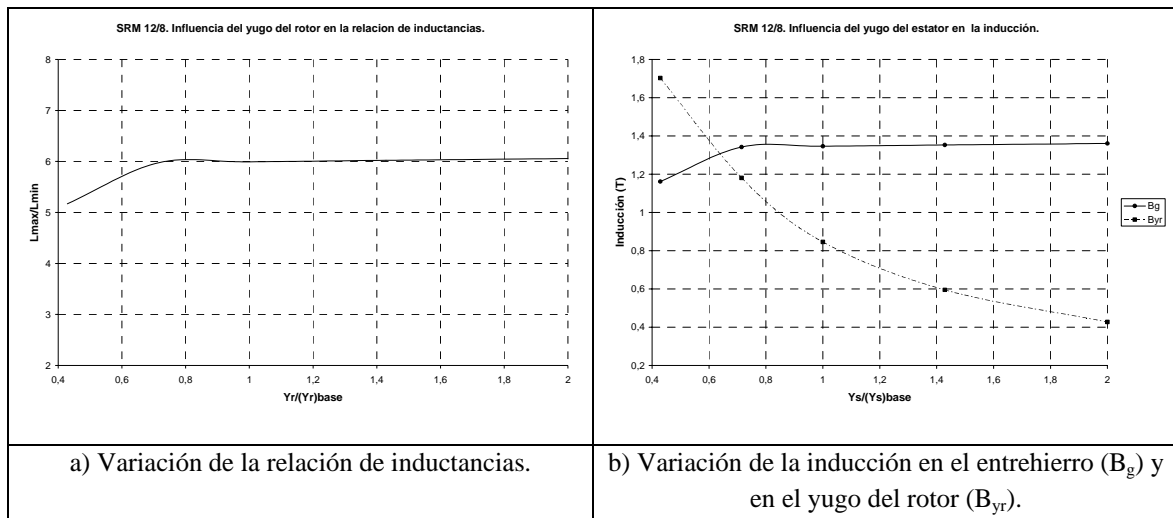


Figura IV.5.2.10: Influencia del yugo del rotor en la relación de inductancias y en la inducción.

3.- Curvas características a partir de la simulación con el modelo no lineal simplificado.

Se han efectuado las simulaciones para diferentes velocidades, con control mediante pulso único para la velocidad base (3000 min^{-1}) y para velocidades superiores, y control mediante corriente constante (corriente de referencia de 5A) para velocidades inferiores a la velocidad base. En todos los casos, la tensión de alimentación son 300V y el convertidor utilizado es del tipo clásico, fijando el intervalo de conducción igual al ángulo de paso del motor (15°).

Los resultados de las simulaciones que se presentan se han efectuado para la estructura base, con un ancho del yugo del estator de 6,5mm y un ancho del yugo del rotor de 7mm.

En la variación del yugo del estator, se han simulado las estructuras con anchos del yugo de 3mm y de 12mm.

En la variación del yugo del rotor, se han simulado las estructuras con anchos del yugo de 3mm y de 14mm.

Control mediante pulso único con variaciones en el yugo del estator:

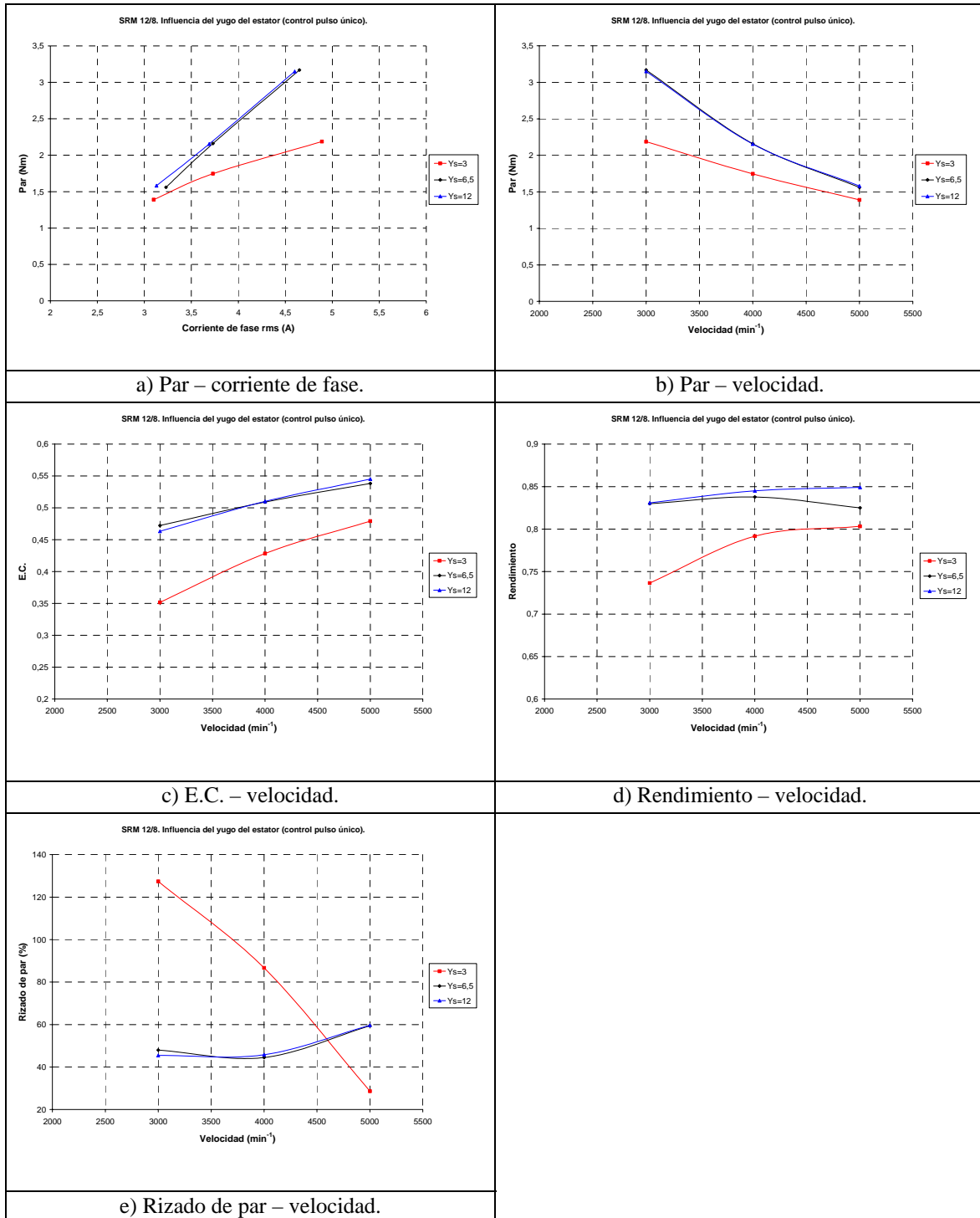


Figura IV.5.2.11: Influencia del yugo del estator en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A) con variaciones en el yugo del estator:

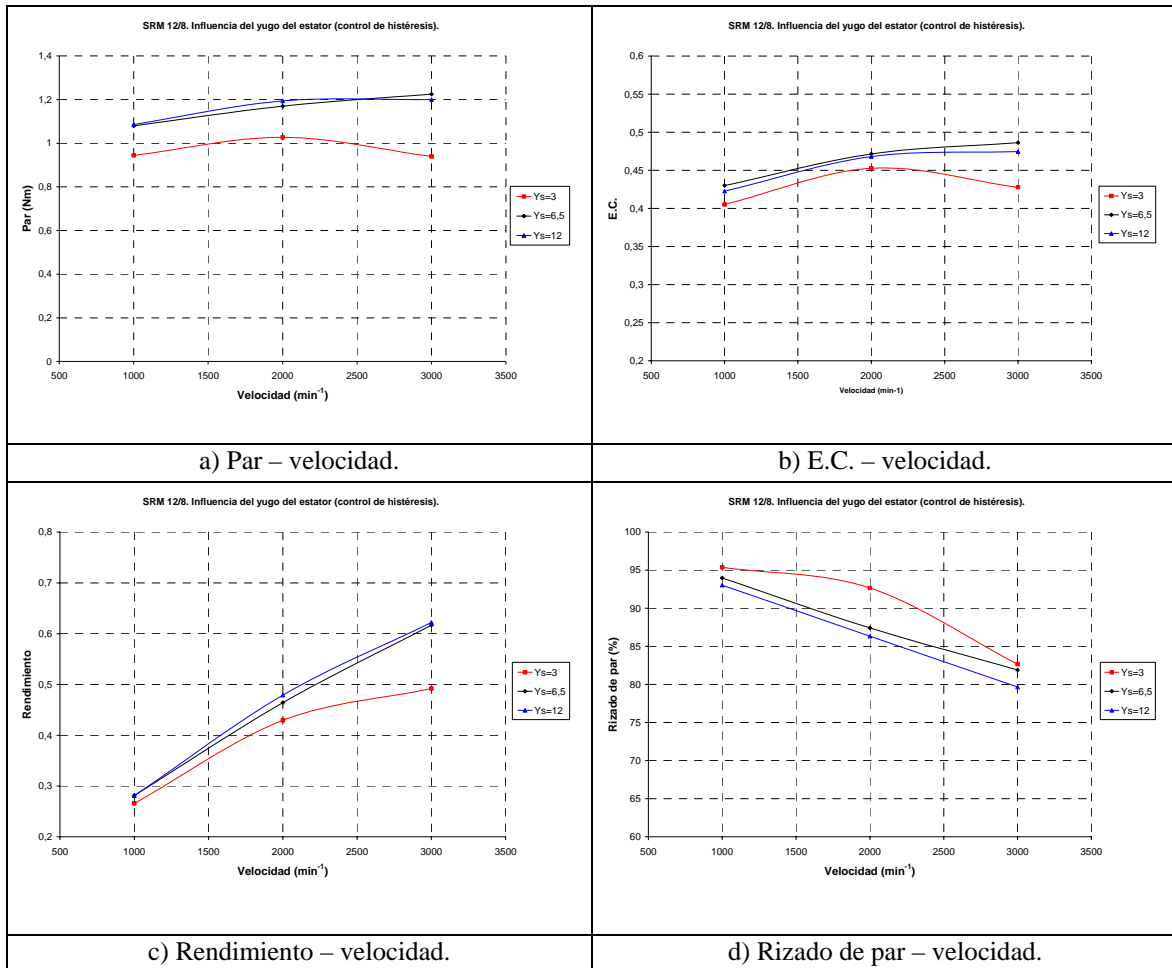


Figura IV.5.2.12: Influencia del yugo del estator en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

Control mediante pulso único con variaciones en el yugo del rotor:

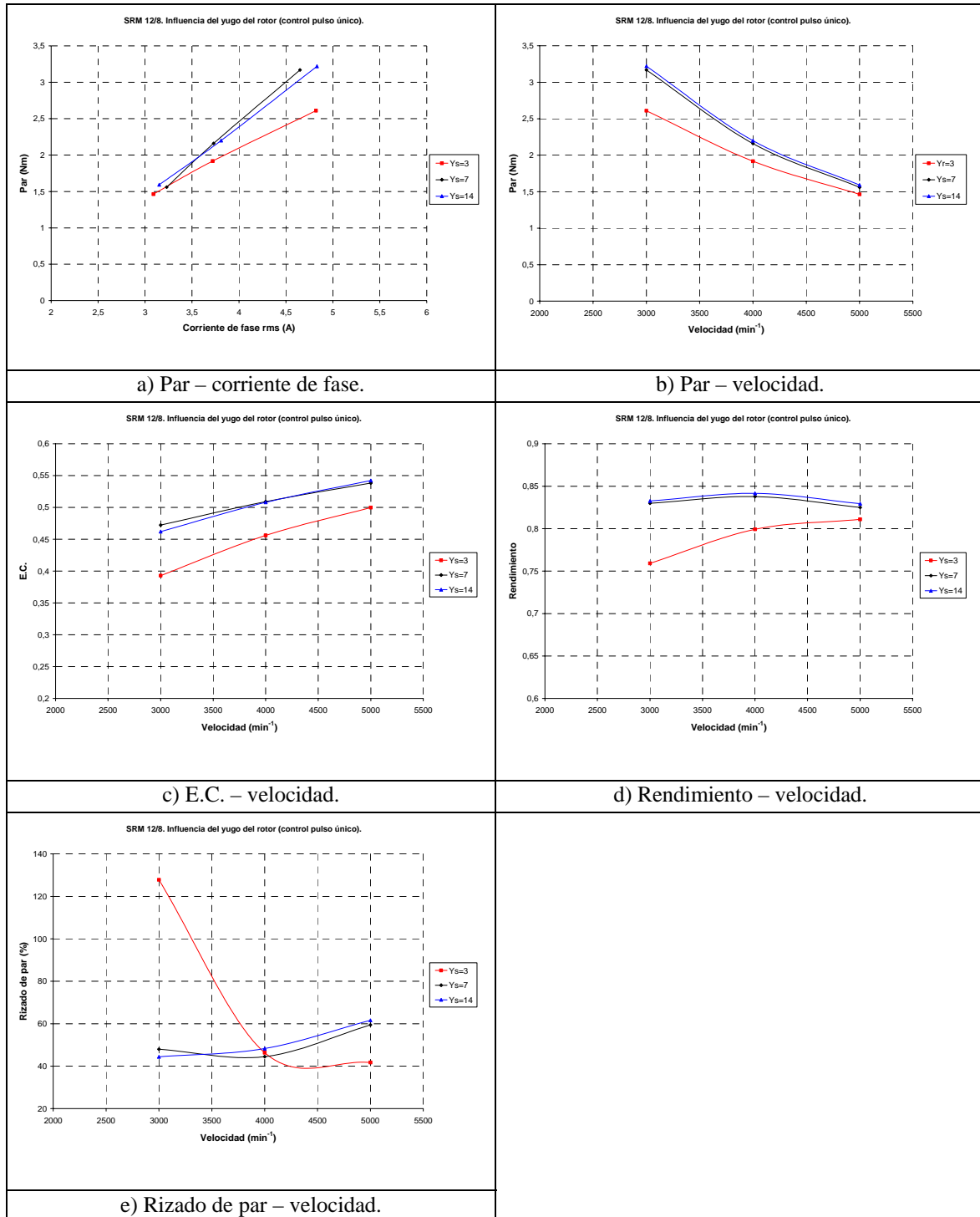


Figura IV.5.2.13: Influencia del yugo del rotor en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A) con variaciones en el yugo del rotor:

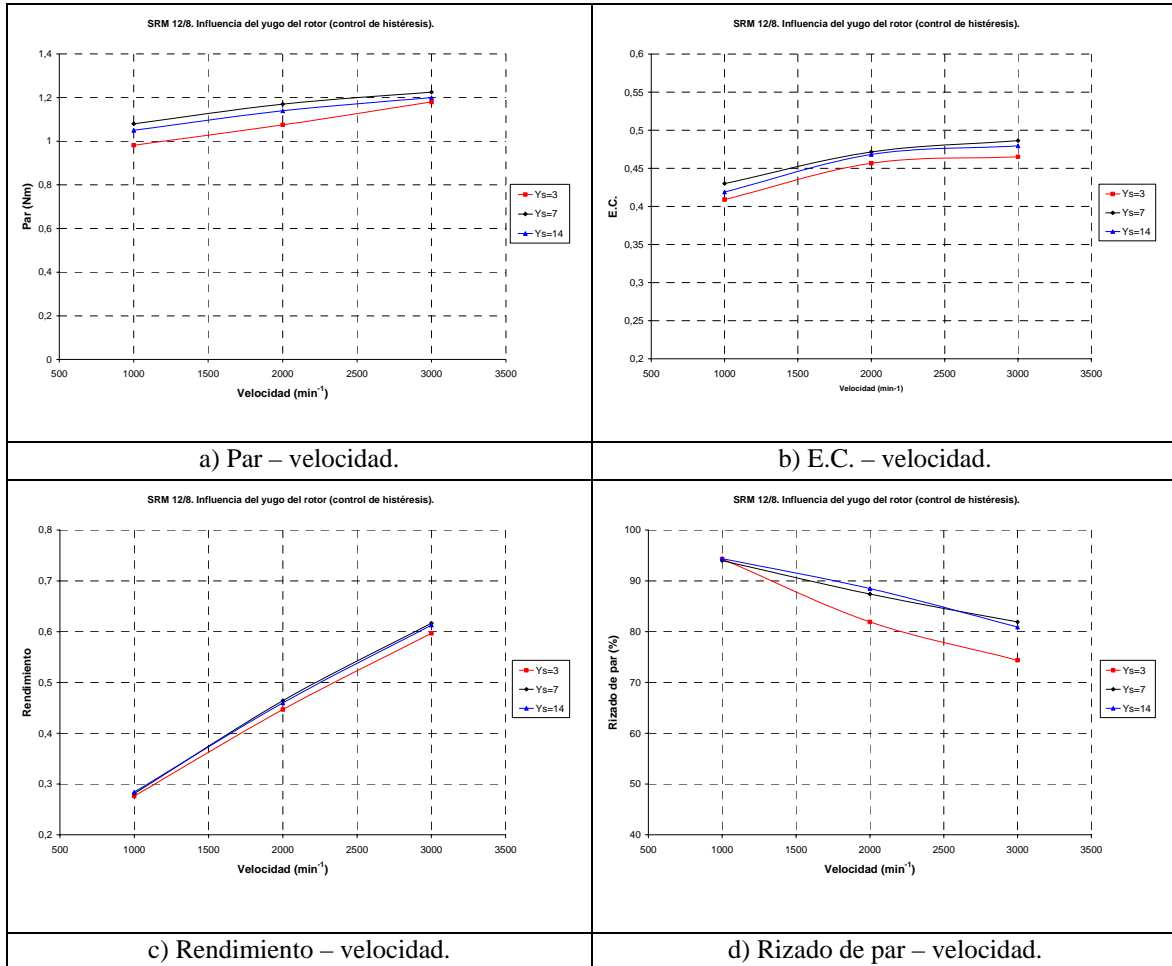


Figura IV.5.2.14: Influencia del yugo del rotor en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

IV.5.3 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS.

De forma resumida, en la tabla siguiente se comentan los aspectos más relevantes de los resultados obtenidos en el estudio de la influencia del yugo del estator en el SRM 6/4 y en el SRM 12/8.

	Efectos del incremento en el yugo del estator
En el flujo concatenado en la posición alineada.	Aumenta considerablemente en la zona de saturación, para valores pequeños.
En la inductancia en la posición alineada.	Aumenta, principalmente en la zona de saturación, para valores pequeños. Para valores grandes, el aumento es casi inapreciable.
En el funcionamiento fijado como base (velocidad de 3000 min ⁻¹ y corriente de referencia 5A).	<p>Aumento del par y ligera disminución del parámetro E.C. hasta valores cercanos al valor base. Para valores mayores, el efecto es casi inapreciable.</p> <p>Aumento de la relación de inductancias y de la inducción en el entrehierro, hasta valores cercanos al valor base.</p> <p>Disminución de la inducción en el yugo del estator.</p> <p>Aumento del coeficiente de utilización de ventana, superando los límites recomendados para valores grandes.</p>
En las curvas características con control mediante pulso único.	<p>Aumenta la relación par/corriente, hasta el valor base.</p> <p>Disminución del par para la misma velocidad, hasta el valor base (consecuencia del decremento en el consumo de corriente).</p> <p>Aumento del rendimiento y del parámetro E.C., considerables en valores pequeños, casi inapreciables para valores superiores al valor base.</p> <p>Disminución del rizado de par, hasta el valor base y a bajas velocidades.</p>
En las curvas características con control de histéresis (corriente de referencia 5A).	<p>Aumento del par, del parámetro E.C. y del rendimiento, hasta el valor base.</p> <p>Pequeña disminución del rizado de par.</p>

De forma resumida, en la tabla siguiente se comentan los aspectos más relevantes de los resultados obtenidos en el estudio de la influencia del yugo del rotor en el SRM 6/4 y en el SRM 12/8.

	Efectos del incremento en el yugo del rotor
En el flujo concatenado en la posición alineada.	Aumenta considerablemente en la zona de saturación, para valores pequeños y hasta el valor base.
En la inductancia en la posición alineada.	Aumenta en la zona de saturación, para valores pequeños y hasta el valor base.
En el funcionamiento fijado como base (velocidad de 3000 min^{-1} y corriente de referencia 5A).	<p>Aumento del par, para valores pequeños. Para valores mayores que el valor base, el aumento se hace inapreciable.</p> <p>Ligera disminución del parámetro E.C., hasta valores cercanos al valor base.</p> <p>Aumento de la relación de inductancias y de la inducción en el entrehierro, hasta el valor base.</p> <p>Disminución de la inducción en el yugo del rotor.</p>
En las curvas características con control mediante pulso único.	<p>Aumenta la relación par/corriente, hasta el valor base.</p> <p>Disminución del par para la misma velocidad, hasta valores cercanos al valor base (consecuencia del decremento en el consumo de corriente).</p> <p>Aumento del parámetro E.C. y del rendimiento, hasta valores cercanos al valor base.</p> <p>Disminución del rizado de par, hasta valores cercanos al valor base y para velocidades bajas.</p>
En las curvas características con control de histéresis (corriente de referencia 5A).	<p>Ligero aumento del par, del parámetro E.C. y del rendimiento, principalmente hasta valores cercanos al valor base.</p> <p>Aumento del rizado de par, hasta valores cercanos al valor base y para velocidades elevadas en el SRM 12/8, mientras que en el SRM 6/4 el rizado de par disminuye.</p>

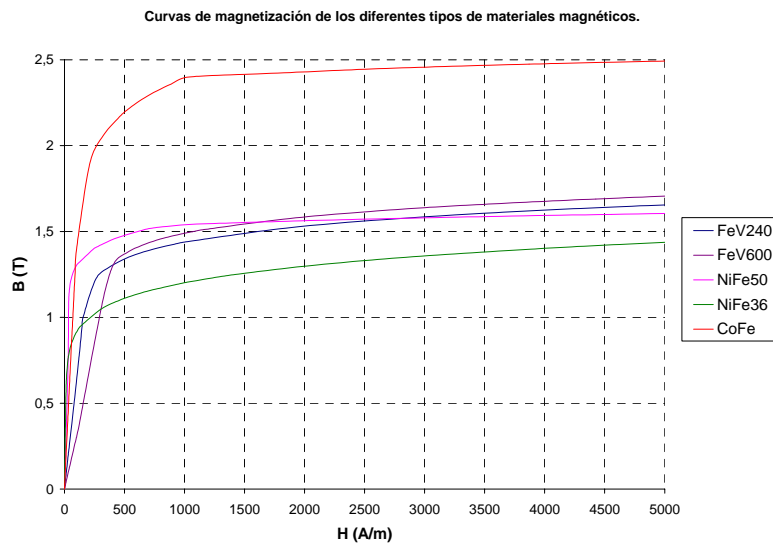
IV.6 INFLUENCIA DE LOS MATERIALES MAGNETICOS UTILIZADOS.

Se ha realizado el estudio utilizando los materiales magnéticos siguientes:

- Materiales de chapa magnética, de los tipos FeV600 (material utilizado en la construcción de los prototipos) y FeV240.
- Materiales de níquel-hierro, con un porcentaje de níquel del 36% (NiFe36) y del 50% (NiFe50).
- Materiales de cobalto-hierro (CoFe), con inducciones de saturación muy elevadas.

La elección de estos materiales para el estudio se debe a que, respecto a la chapa magnética utilizada para la construcción de los prototipos, los materiales de NiFe presentan una permeabilidad relativa más elevada en la zona lineal, mientras que los materiales de CoFe presentan una inducción de saturación más elevada. En algunas aplicaciones en que se requiere motores de elevadas prestaciones se han utilizado materiales de CoFe para la construcción del SRM [RAD92] [FER95].

Las curvas de magnetización de éstos materiales se presentan en la figura IV.6.1, indicando en la tabla adjunta sus características constructivas principales.



	Densidad g/cm ³	Inducción de saturación (T)	Espesor de chapa (mm)	Pérdidas W/kg a 50Hz	Tensión de ruptura (N/mm ²)
FeV600	7,75	1,76	0,5	2,6 (a 1T)	450
FeV240	7,6	1,71	0,35	0,95 (a 1T)	550
NiFe50	8,25	1,55	0,2	0,25 (a 1T)	740
NiFe36	8,15	1,3	0,3	1,1 (a 1T)	450
CoFe	8,15	2,35	0,3	2,4 (a 1,5T)	1275

Figura IV.6.1: Curvas de magnetización y características principales de los materiales magnéticos.

IV.6.1 ESTUDIO EFECTUADO EN EL PROTOTIPO SRM 6/4.

1.- Curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada.

Las curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada en función de Los materiales magnéticos utilizados, así como la evolución de la inductancia en la posición alineada (inductancia máxima) en función de la corriente, son las de las figuras IV.6.1.1 y IV.6.1.2. Como el tipo de material prácticamente no tiene influencia en las curvas de flujo concatenado para la posición no alineada, se presenta únicamente una curva para ésta posición en la figura IV.6.1.1.

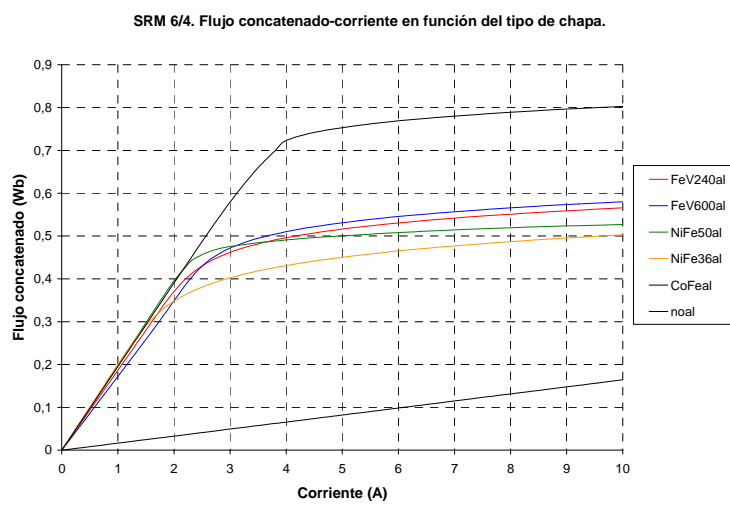


Figura IV.6.1.1: Curvas flujo concatenado-corriente en función del tipo de material magnético utilizado para las posiciones alineada y no alineada.

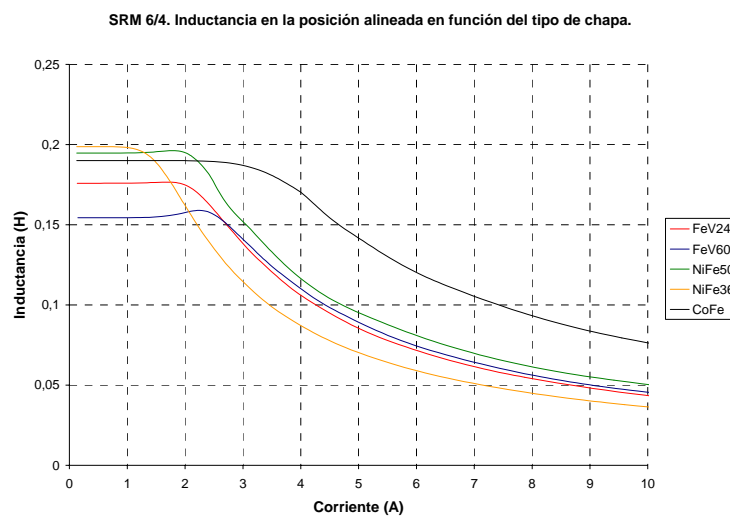


Figura IV.6.1.2: Curvas inductancia-corriente en función del tipo de material magnético utilizado para la posición alineada.

2.- Análisis a partir del ciclo de energía a corriente constante.

Los resultados obtenidos para la velocidad base de 3000 min⁻¹ y para una corriente constante de 5 A, en valores absolutos y referidos a los valores base, se presentan a continuación.

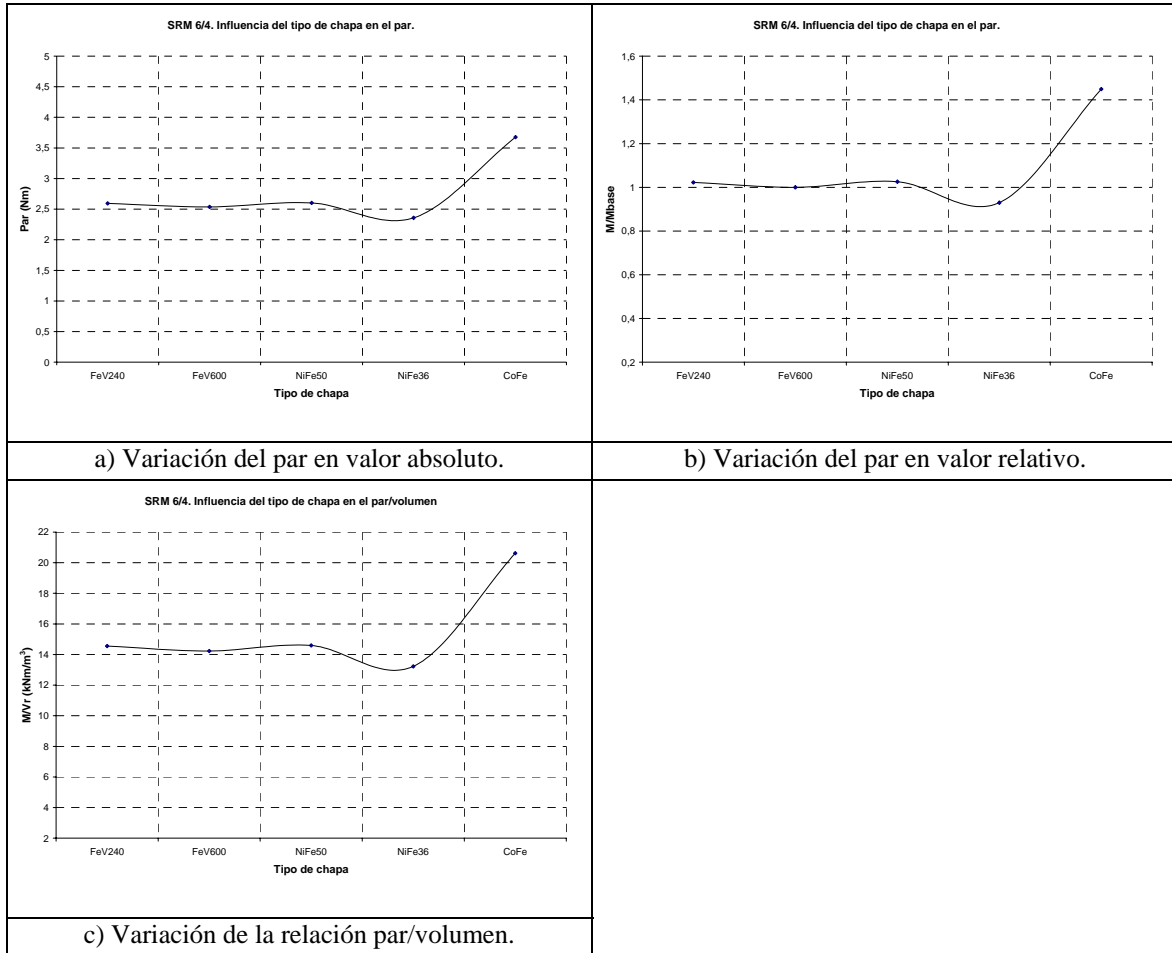


Figura IV.6.1.3: Influencia del tipo de material magnético en el par.

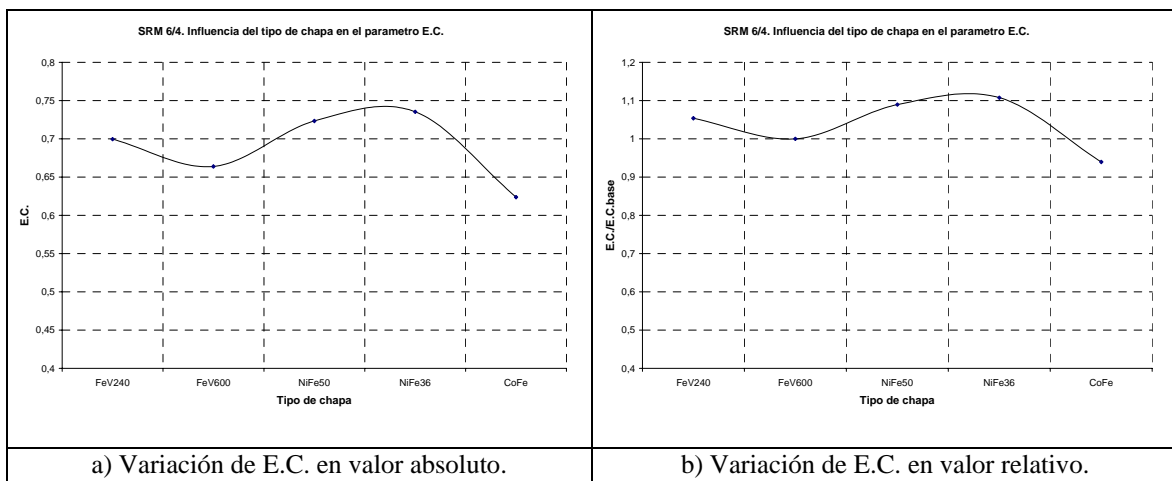


Figura IV.6.1.4: Influencia del tipo de material magnético en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

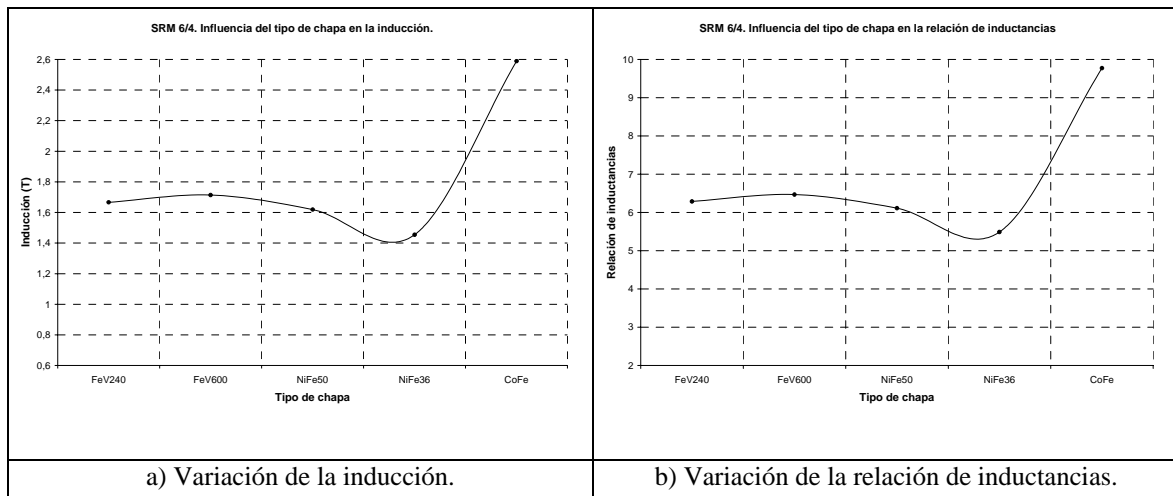


Figura IV.6.1.5: Influencia del tipo de material magnético en la inducción y en la relación de inductancias.

3.- Curvas características a partir de la simulación con el modelo no lineal simplificado.

Se han efectuado las simulaciones para diferentes velocidades, con control mediante pulso único para la velocidad base (3000 min^{-1}) y para velocidades superiores, y control mediante corriente constante (corriente de referencia de 5A) para velocidades inferiores a la velocidad base. En todos los casos, la tensión de alimentación son 300V y el convertidor utilizado es del tipo clásico, fijando el intervalo de conducción igual al ángulo de paso del motor (30°).

Los resultados de las simulaciones que se presentan se han efectuado para la estructura base, con el material utilizado para la construcción de los prototipos (chapa magnética del tipo FeV600, Fe), con el material de aleación níquel-hierro (NiFe36) y con el material de aleación cobalto-hierro (CoFe).

Control mediante pulso único:

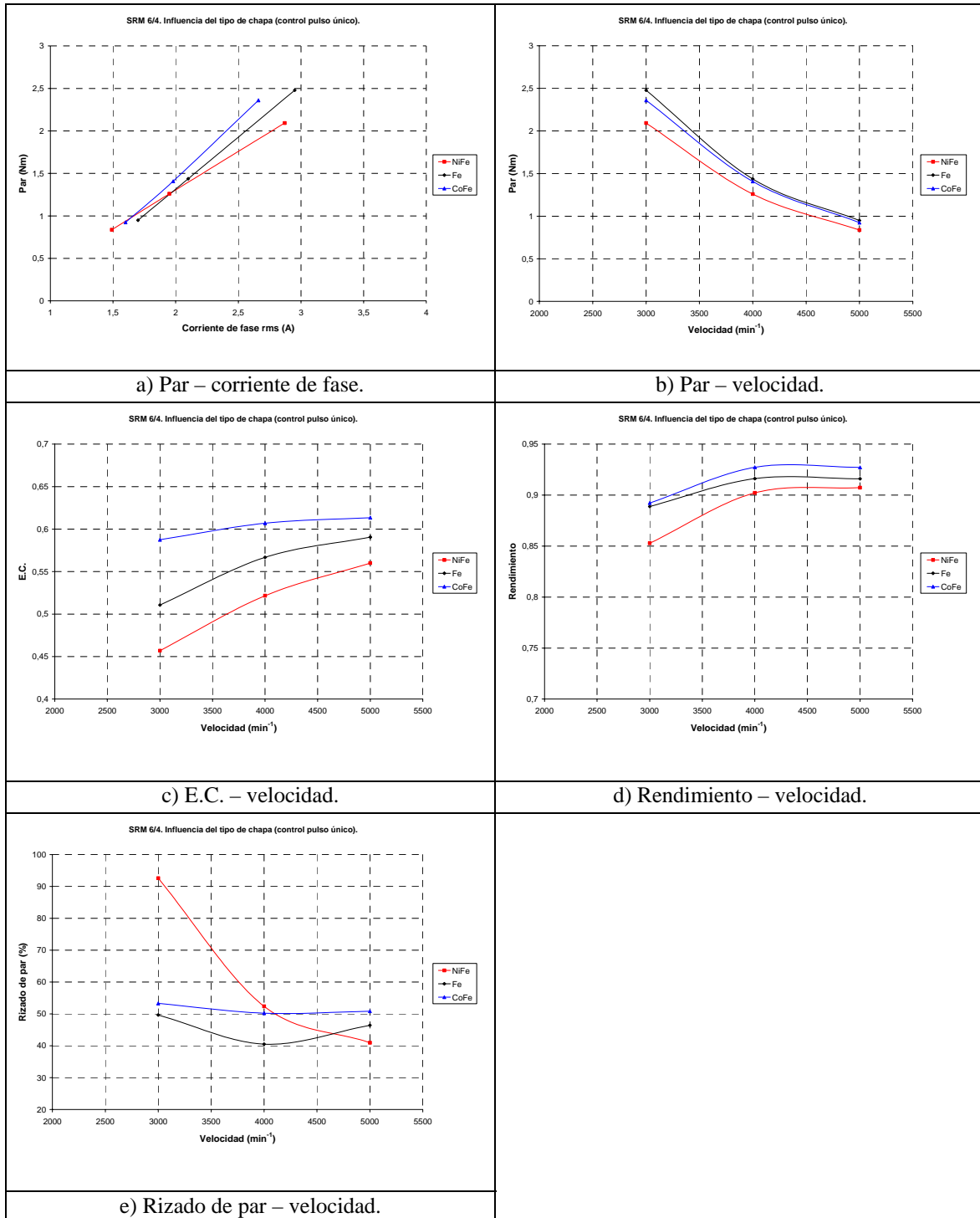


Figura IV.6.1.6: Influencia del tipo de material magnético utilizado en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A):

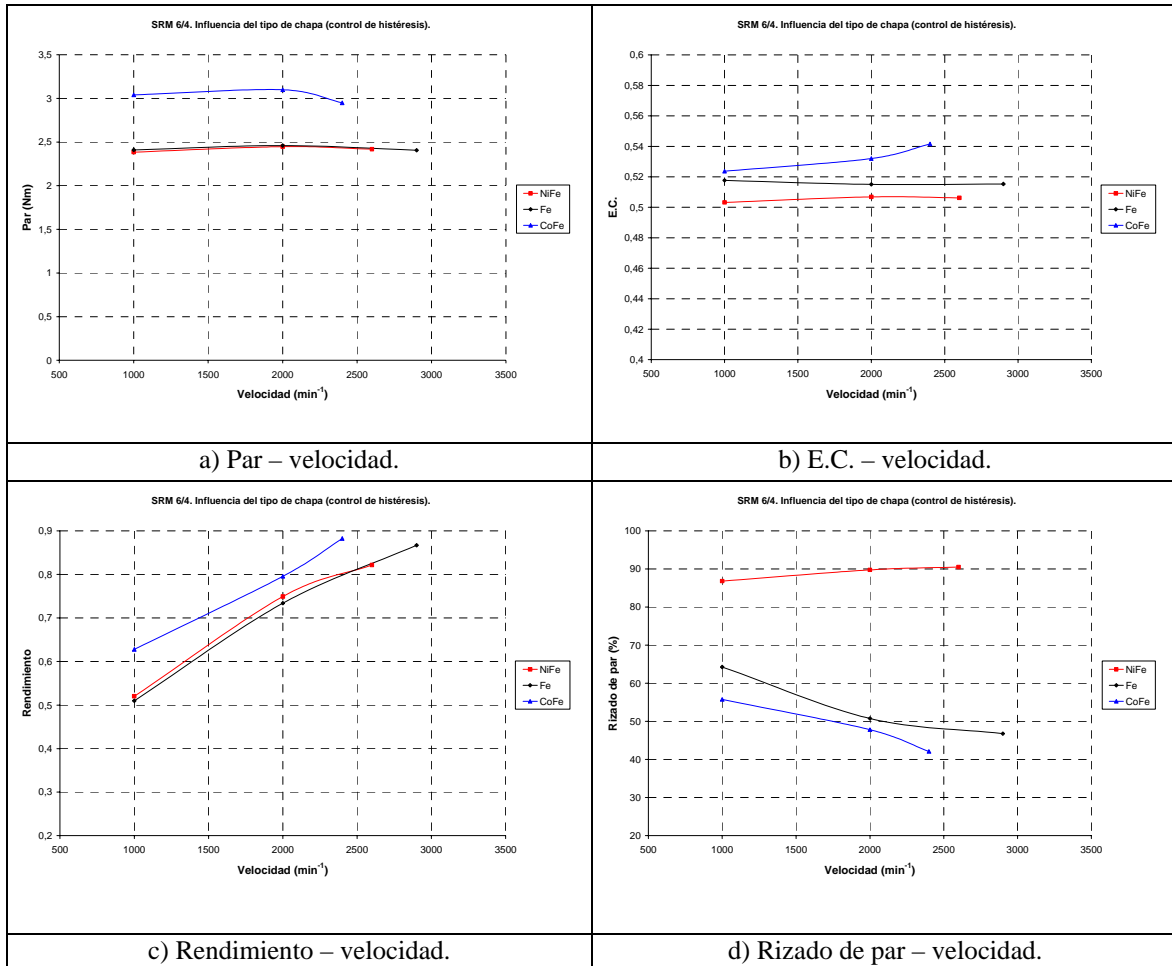


Figura IV.6.1.7: Influencia del tipo de material magnético utilizado en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

IV.6.2 ESTUDIO EFECTUADO EN EL PROTOTIPO SRM 12/8.

1.- Curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada.

Las curvas flujo concatenado-corriente para las posiciones alineada y no alineada en función de Los materiales magnéticos utilizados, así como la evolución de la inductancia en la posición alineada (inductancia máxima) en función de la corriente, son las de las figuras IV.6.2.1 y IV.6.2.2. Como el tipo de material no tiene influencia en las curvas de flujo concatenado para la posición no alineada, se presenta únicamente una curva para ésta posición en la figura IV.6.2.1.

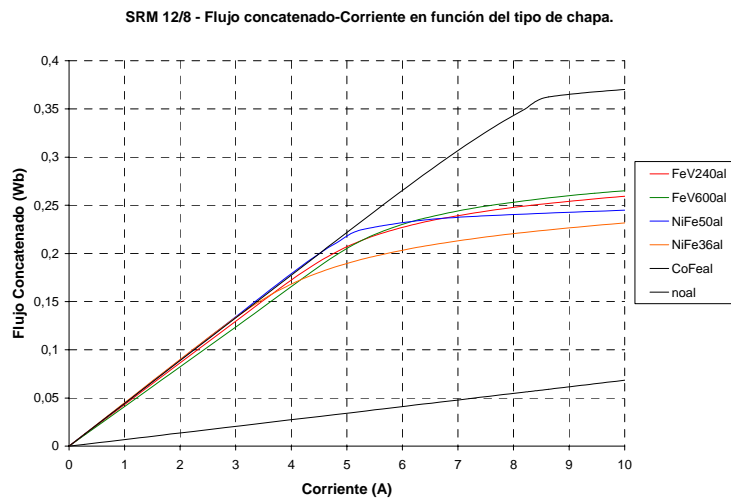


Figura IV.6.2.1: Curvas flujo concatenado-corriente en función del tipo de material magnético utilizado para las posiciones alineada y no alineada.

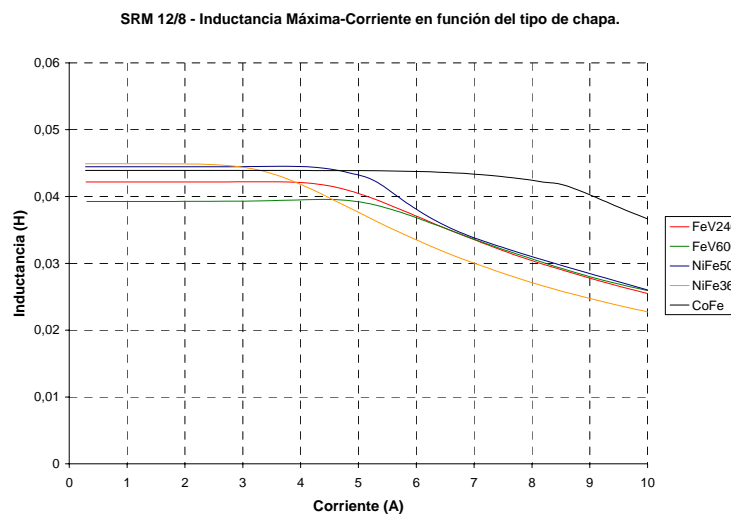


Figura IV.6.2.2: Curvas inductancia-corriente en función del tipo de material magnético utilizado para la posición alineada.

2.- Análisis a partir del ciclo de energía a corriente constante.

Los resultados obtenidos para la velocidad base de 3000 min⁻¹ y para una corriente constante de 5 A, en valores absolutos y referidos a los valores base, se presentan a continuación.

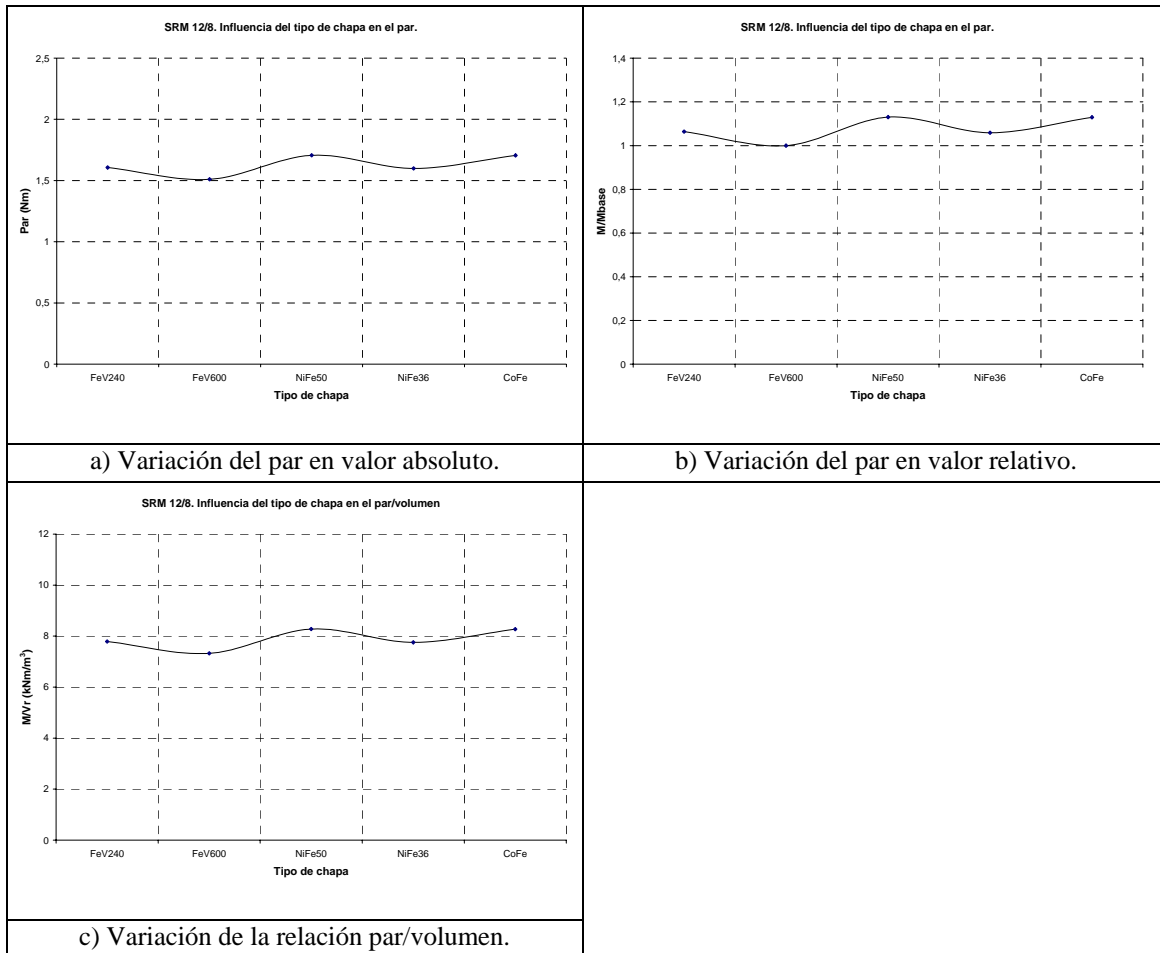


Figura IV.6.2.3: Influencia del tipo de material magnético en el par.

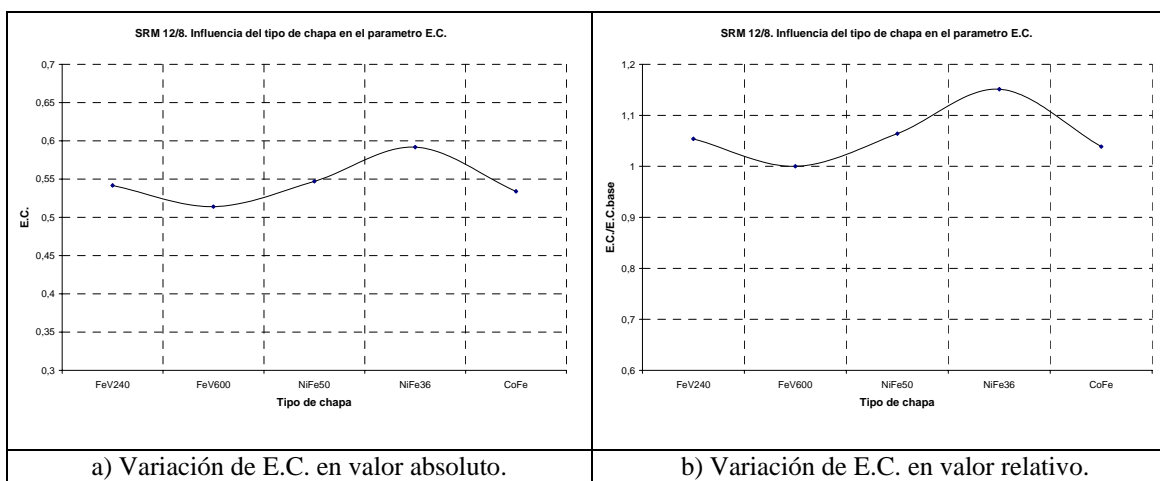


Figura IV.6.2.4: Influencia del tipo de material magnético en el parámetro *energy conversion ratio* (E.C.).

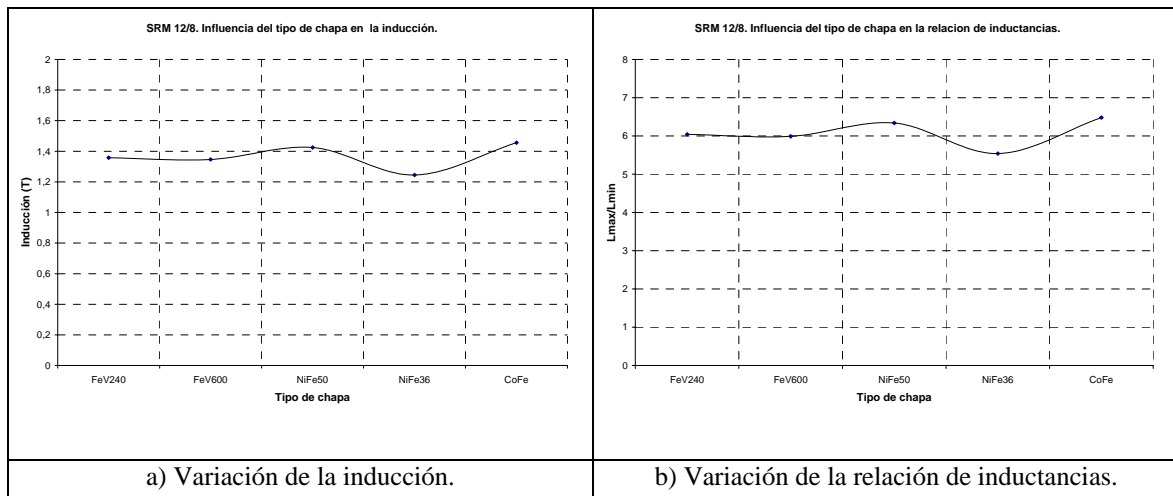


Figura IV.6.2.5: Influencia del tipo de material magnético en la inducción y en la relación de inductancias.

3.- Curvas características a partir de la simulación con el modelo no lineal simplificado.

Se han efectuado las simulaciones para diferentes velocidades, con control mediante pulso único para la velocidad base (3000 min^{-1}) y para velocidades superiores, y control mediante corriente constante (corriente de referencia de 5A) para velocidades inferiores a la velocidad base. En todos los casos, la tensión de alimentación son 300V y el convertidor utilizado es del tipo clásico, fijando el intervalo de conducción igual al ángulo de paso del motor (15°).

Los resultados de las simulaciones que se presentan se han efectuado para la estructura base, con el material utilizado para la construcción de los prototipos (hierro dulce del tipo FeV600, Fe), con el material de aleación níquel-hierro (NiFe36) y con el material de aleación cobalto-hierro (CoFe).

Control mediante pulso único:

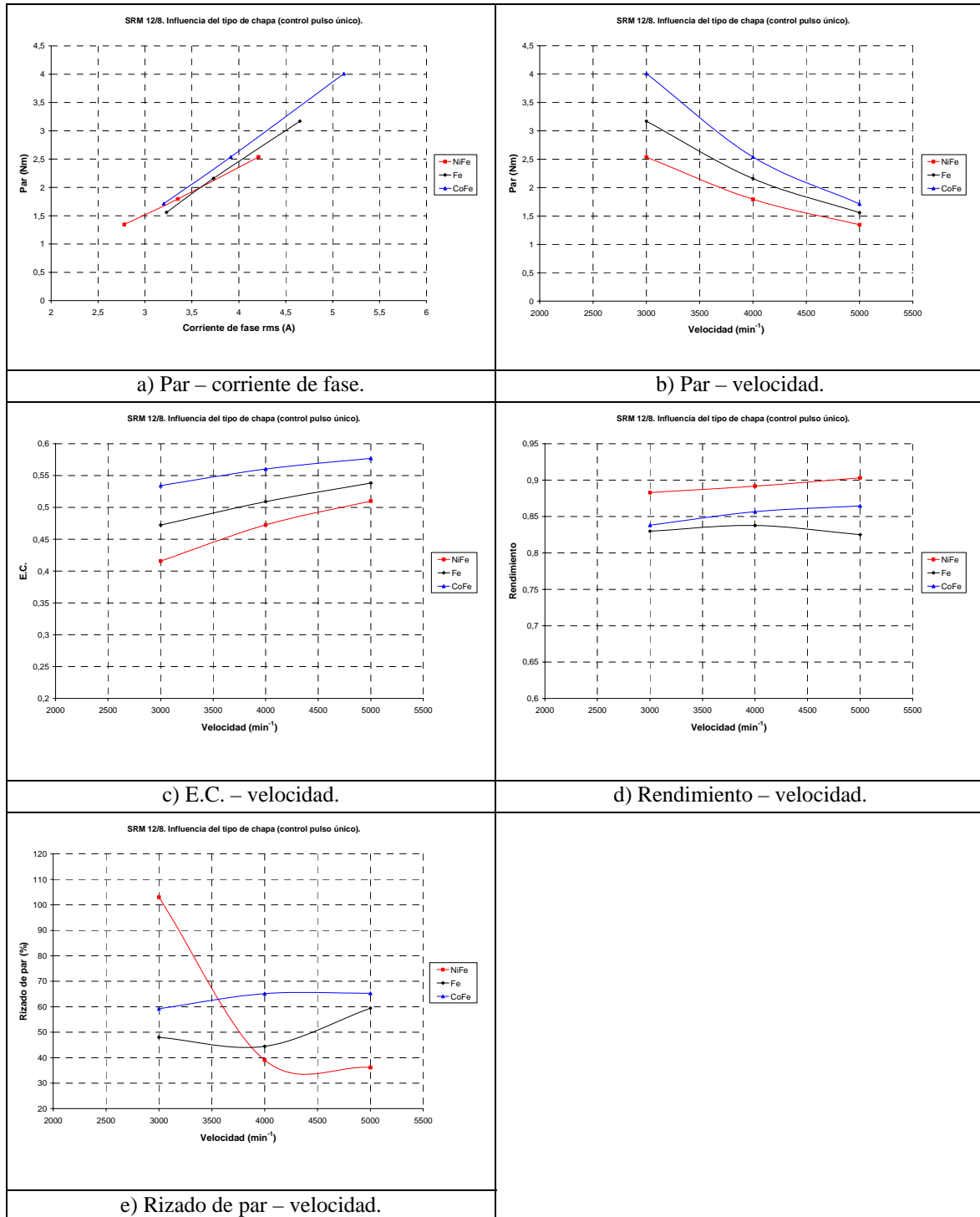


Figura IV.6.2.6: Influencia del tipo de material magnético utilizado en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único.

Control de histéresis (corriente de referencia de 5A):

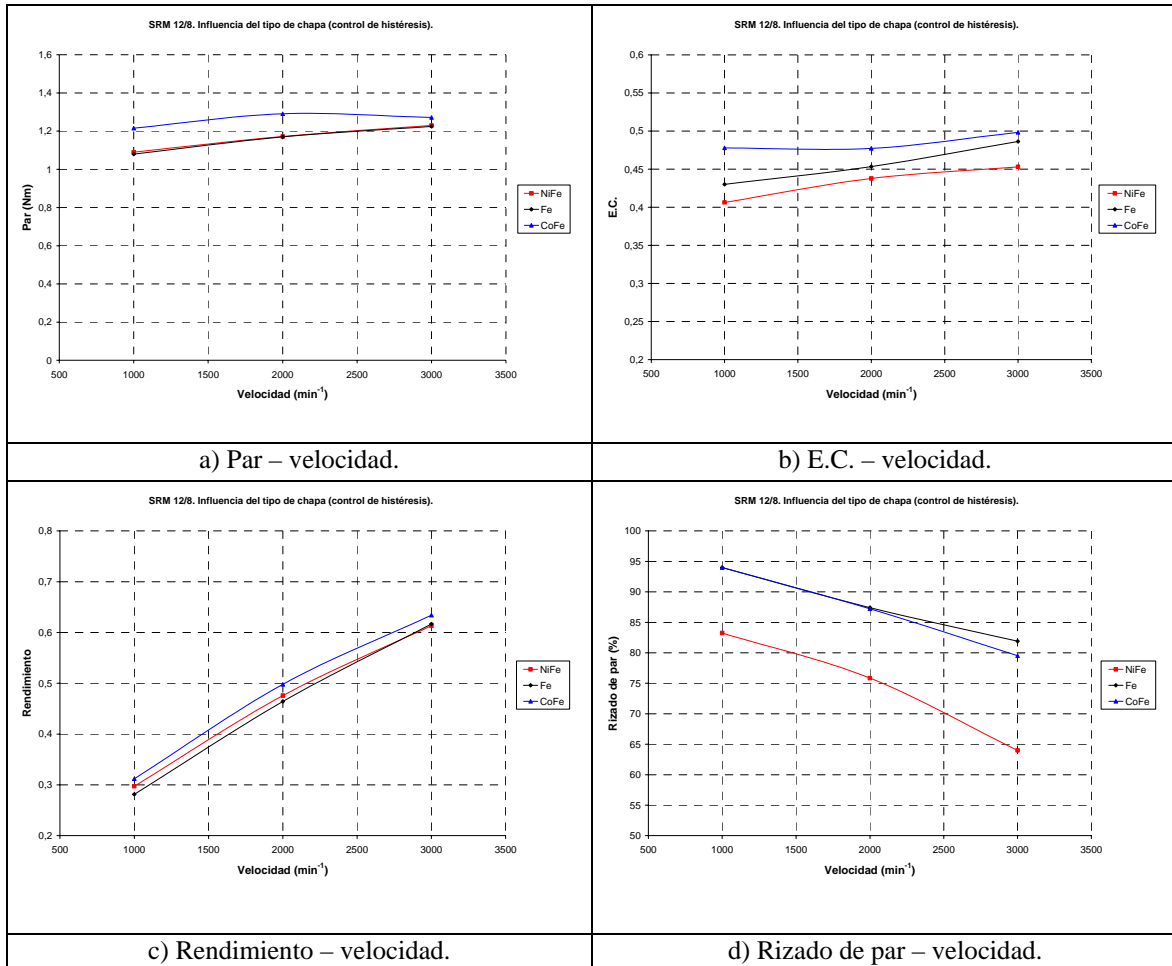


Figura IV.6.2.7: Influencia del tipo de material magnético utilizado en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis.

IV.6.3 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS:

De forma resumida, en la tabla siguiente se comentan los aspectos más relevantes de los resultados obtenidos en el estudio del tipo de material magnético utilizado en el SRM 6/4 y en el SRM 12/8.

	Influencia del tipo de material magnético utilizado
En el flujo concatenado en la posición alineada.	Utilizando el CoFe se obtienen valores mucho más elevados debido a su gran inducción de saturación. Con el NiFe se obtienen valores inferiores en la zona de saturación, pero se consiguen valores ligeramente más elevados respecto a la chapa magnética en la zona lineal.
En la inductancia en la posición alineada.	Utilizando el NiFe se consiguen valores ligeramente más elevados en la zona lineal, mientras que con el CoFe se obtienen valores muy superiores a los demás en la zona de saturación.
En el funcionamiento fijado como base (velocidad de 3000 min^{-1} y corriente de referencia 5A).	Par ligeramente superior utilizando el CoFe. (En el SRM 12/8, utilizando el NiFe50 respecto de la chapa magnética se obtienen valores del par superiores, indicativo de que el punto de trabajo seleccionado implica que la máquina trabaja poco saturada). Parámetro E.C. superior utilizando el NiFe36. Inducción y relación de inductancias ligeramente superior utilizando el CoFe.
En las curvas características con control mediante pulso único.	Relación par/corriente más elevada utilizando el CoFe, aunque para valores muy bajos de corriente la relación mejora con el NiFe. Par y parámetro E.C. más elevados para la misma velocidad utilizando el CoFe. Rendimiento más elevado utilizando CoFe en el SRM 6/4, y más elevado con el NiFe en el SRM 12/8, siendo el más bajo utilizando la chapa magnética. A bajas velocidades, utilizando el NiFe el rizado de par es mayor. A medida que aumenta la velocidad, la tendencia se invierte.
En las curvas características con control de histéresis (corriente de referencia 5A).	Par, parámetro E.C. y rendimiento más elevados utilizando el CoFe. Rizado de par más reducido utilizando el NiFe.

IV.7 INFLUENCIA DE LAS VARIABLES DE CONTROL.

Como se ha comentado en capítulos anteriores, el tipo de control efectuado sobre el motor tiene una influencia directa sobre su comportamiento. Presentaremos a continuación el estudio efectuado de la influencia de algunas de las posibles variables de control [GRI99], a partir de la simulación mediante el modelo simplificado de los prototipos 6/4 y 12/8, en sus modos de funcionamiento a pulso único y de control de histéresis. Las variables de control a estudiar son:

- ángulo de inicio de la conducción o ángulo de disparo: tal como se observa en la figura, fijaremos este ángulo como $\varphi_i=0^\circ$ cuando el disparo se efectúa en la posición no alineada. Un avance del ángulo de disparo se indicará con signo negativo, mientras que un retraso se indicará con signo positivo (ver figura IV.7.1).
- ángulo de conducción: tomaremos como base el ángulo de conducción (θ_c) igual al ángulo de paso del motor (ε), efectuando también simulaciones para ángulos mayores y menores del tomado como referencia.
- referencia de corriente: tal como se observa en la figura IV.7.1, se variará el nivel fijado por el control de I_{ref} .

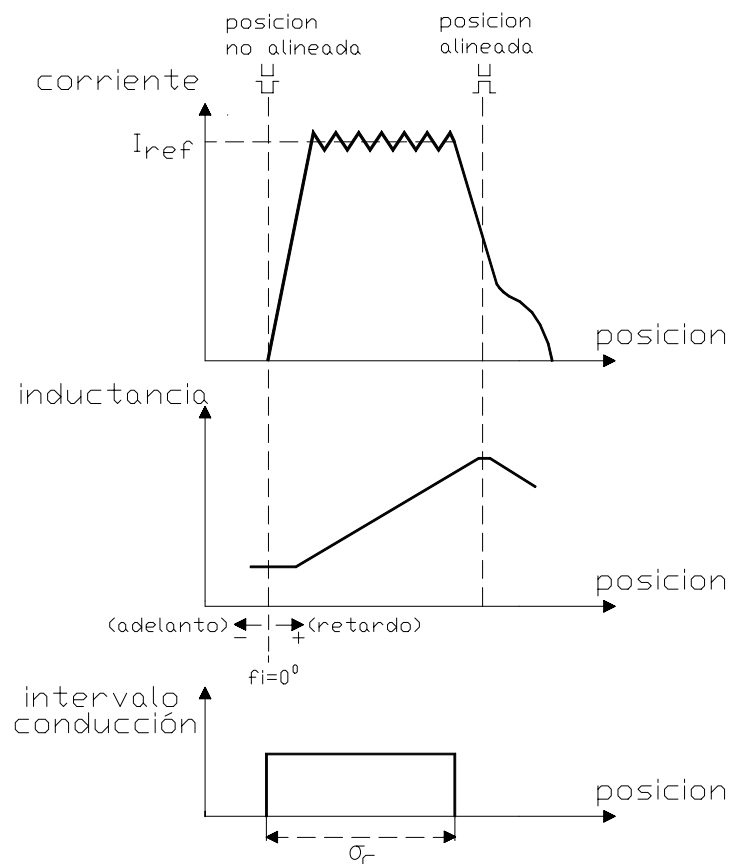
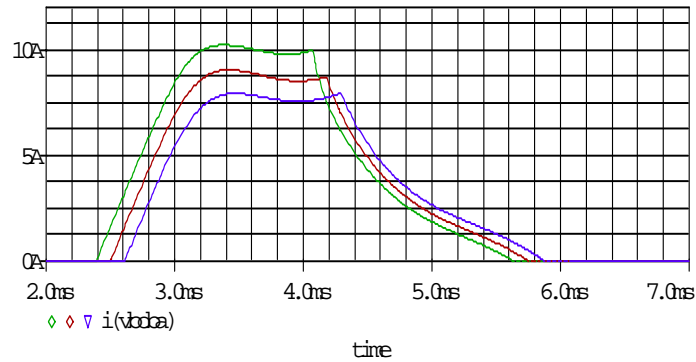


Figura IV.7.1: Representación de las variables de control a estudiar: ángulo de conducción (θ_c), ángulo de disparo (φ_i) y nivel de histéresis (I_{ref}).

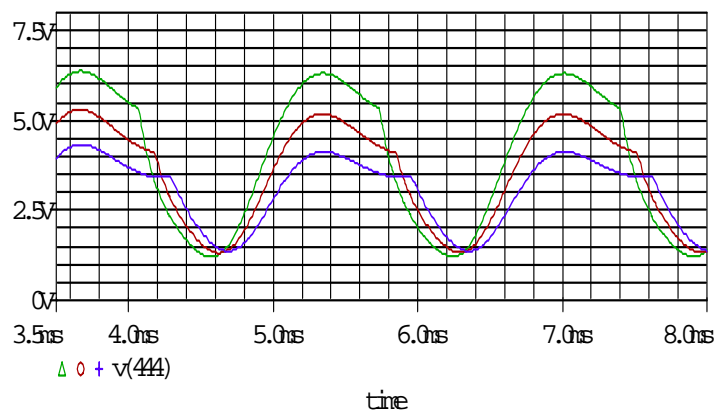
IV.7.1 INFLUENCIA DEL ANGULO DE DISPARO.

Funcionamiento con pulso único en el SRM 6/4.

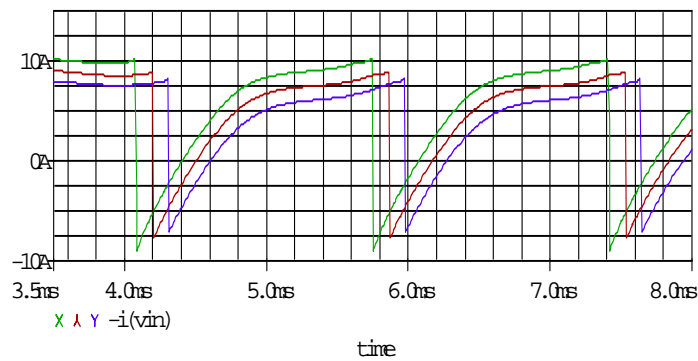
En las figuras siguientes se presentan ejemplos del resultado de la simulación del motor 6/4 para diferentes ángulos de disparo y control con pulso único, con un ángulo de conducción igual al ángulo de paso.



a) Corriente de fase.



b) Par dinámico (1V=1Nm).



c) Corriente entregada por la fuente de alimentación.

Figura IV.7.1.1: Simulaciones del motor 6/4, para una velocidad de 3000 min^{-1} y control de pulso único, para diferentes ángulos de disparo ($\alpha = -2^\circ$ (verde), $\alpha = 0^\circ$ (rojo), $\alpha = +2^\circ$ (azul)).

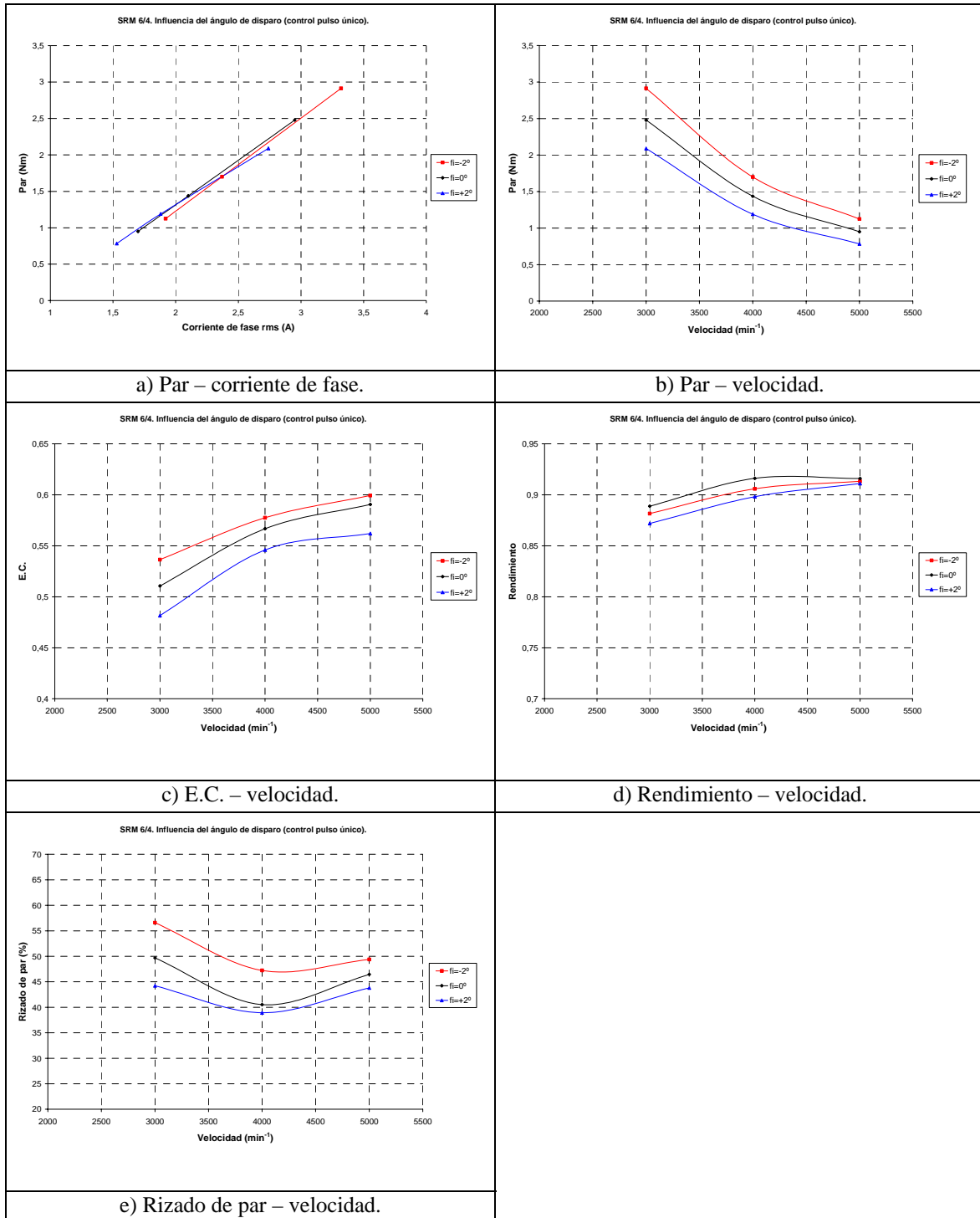
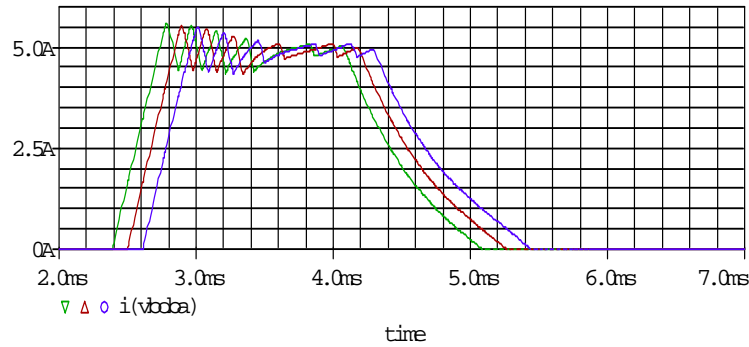


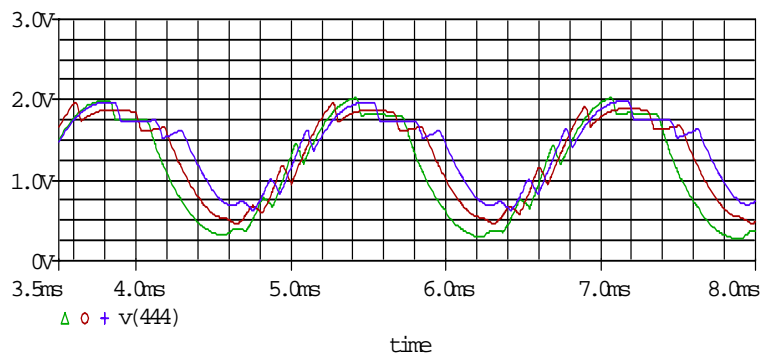
Figura IV.7.1.2: Influencia del ángulo de disparo en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único en el SRM 6/4.

Funcionamiento con control de histéresis en el SRM 6/4.

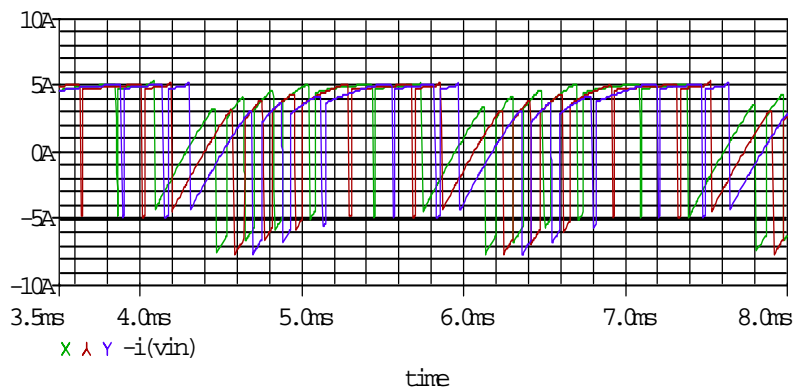
En las figuras siguientes se presentan ejemplos del resultado de la simulación del motor 6/4 para diferentes ángulos de disparo y control con histéresis, con un ángulo de conducción igual al ángulo de paso y una corriente de referencia en la histéresis de 5 A.



a) Corriente de fase.



b) Par dinámico (1V=1Nm).



c) Corriente entregada por la fuente de alimentación.

Figura IV.7.1.3: Simulaciones del motor 6/4, para una velocidad de 3000 min^{-1} y control de histéresis con una referencia de 5A, para diferentes ángulos de disparo ($\alpha = -2^\circ$ (verde), $\alpha = 0^\circ$ (rojo), $\alpha = +2^\circ$ (azul)).

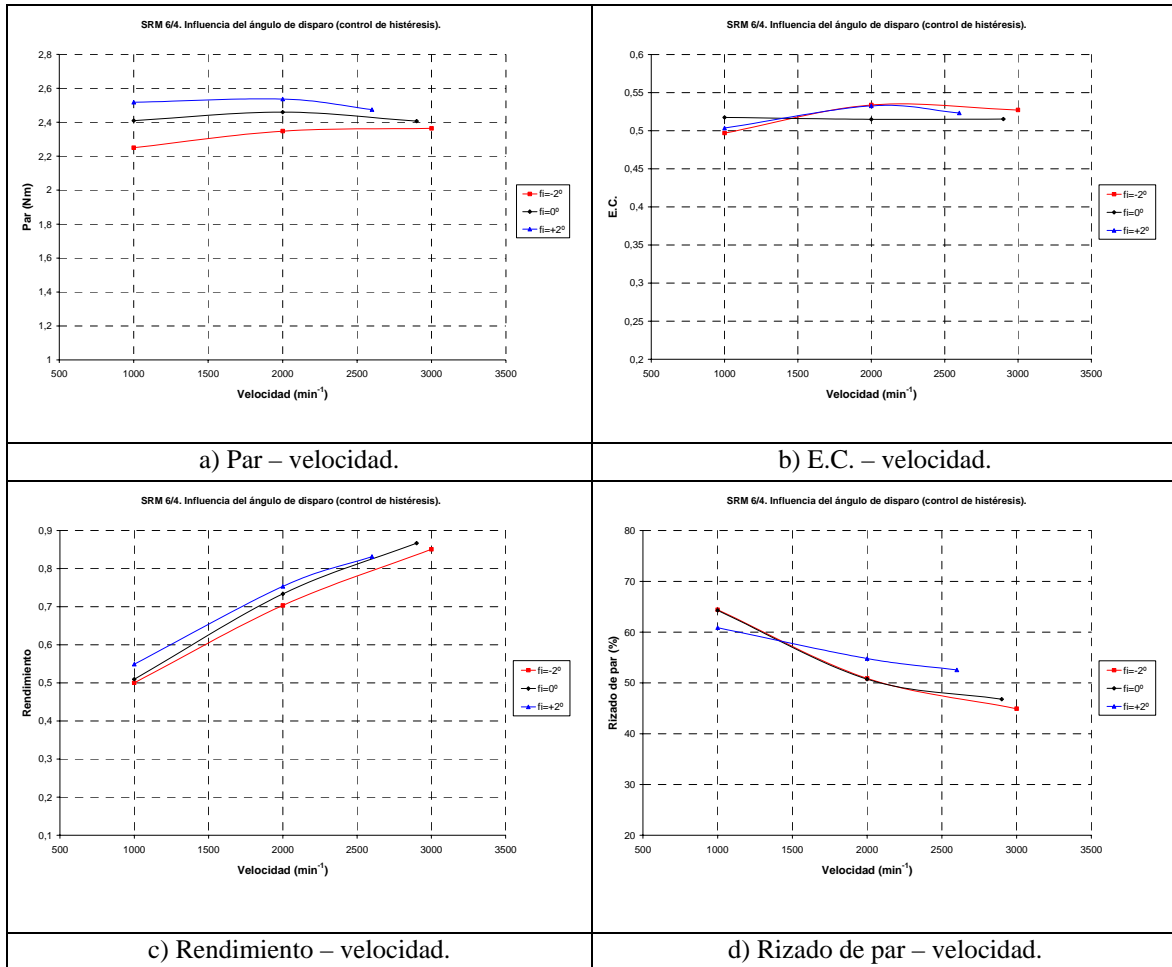
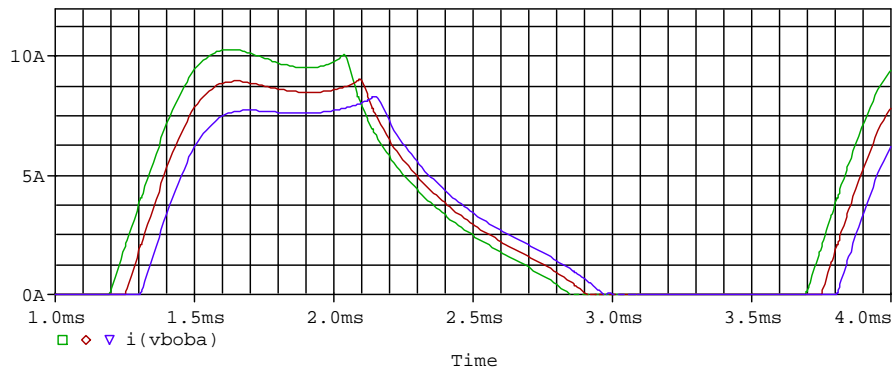


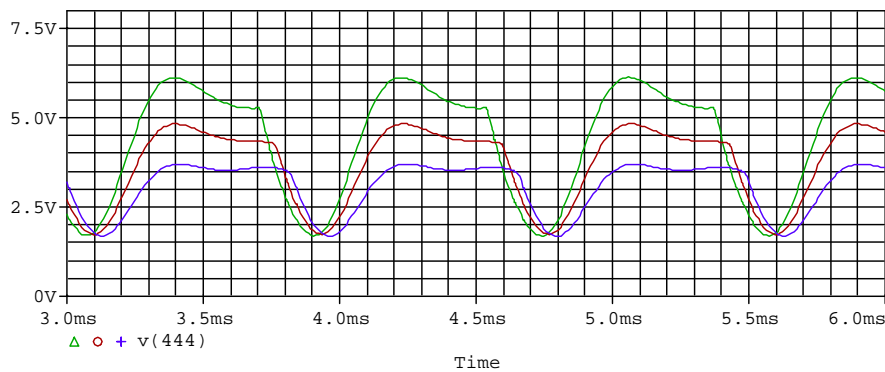
Figura IV.7.1.4: Influencia del ángulo de disparo en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis en el SRM 6/4.

Funcionamiento con pulso único en el SRM 12/8.

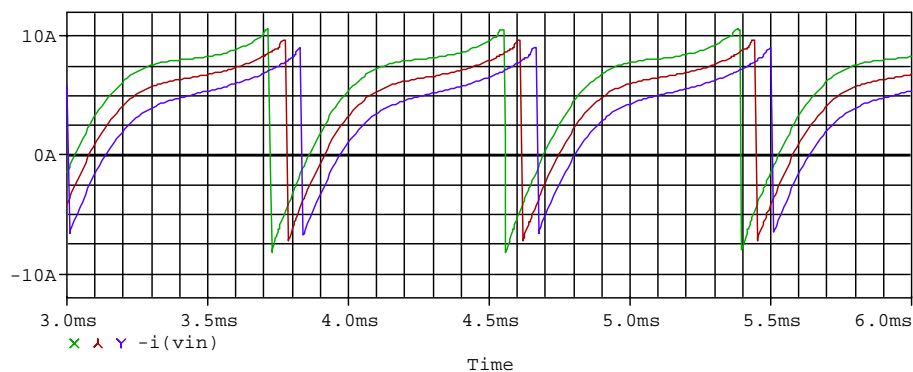
En las figuras siguientes se presentan ejemplos del resultado de la simulación del motor 12/8 para diferentes ángulos de disparo y control con pulso único, con un ángulo de conducción igual al ángulo de paso.



a) Corriente de fase.



b) Par dinámico (1V=1Nm).



c) Corriente entregada por la fuente de alimentación.

Figura IV.7.1.5: Simulaciones del motor 12/8, para una velocidad de 3000 min^{-1} y control de pulso único, para diferentes ángulos de disparo ($\text{fi}=-1^\circ$ (verde), $\text{fi}=0^\circ$ (rojo), $\text{fi}=+1^\circ$ (azul)).

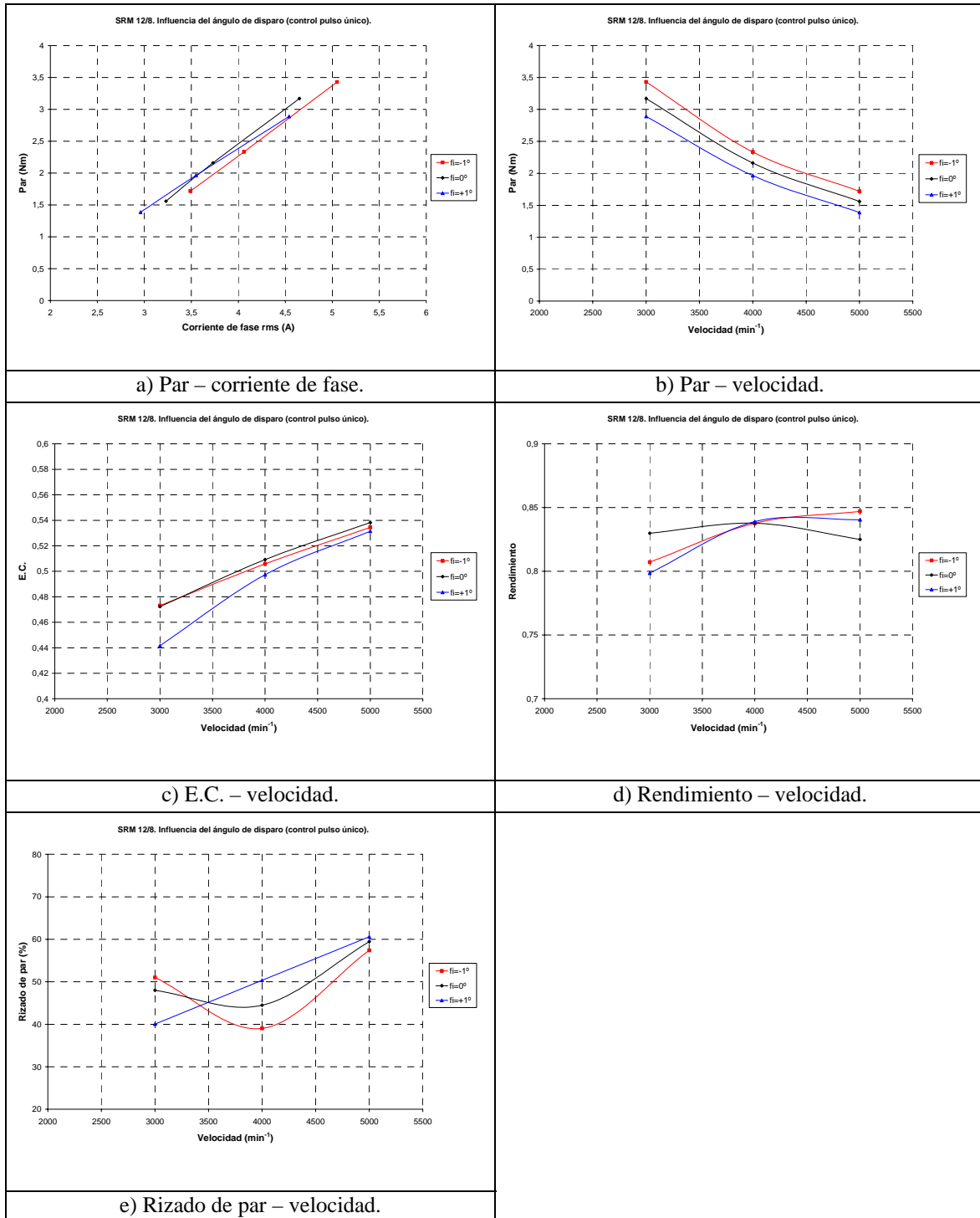
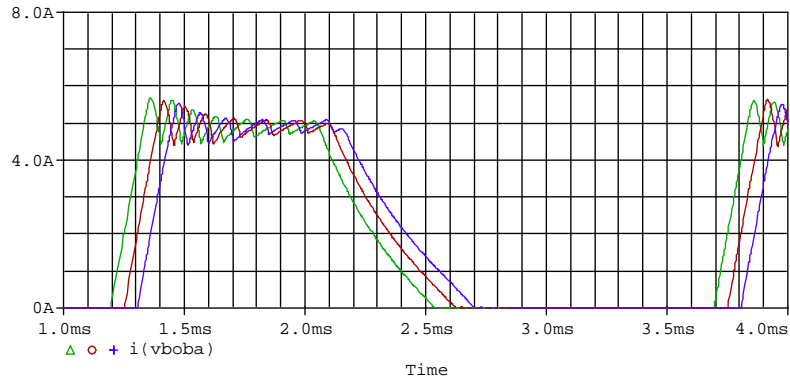


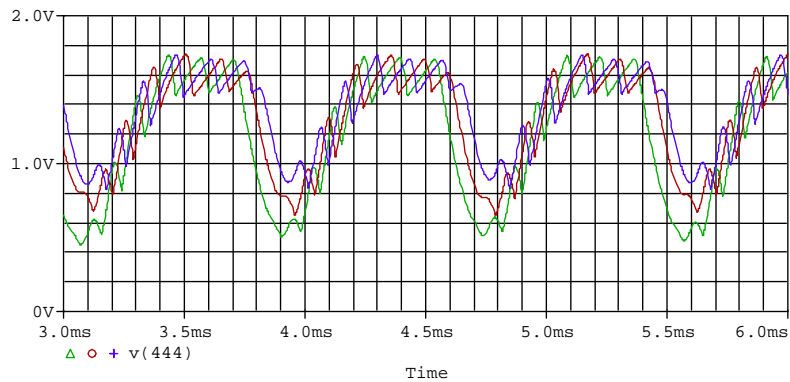
Figura IV.7.1.6: Influencia del ángulo de disparo en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único en el SRM 12/8.

Funcionamiento con control de histéresis en el SRM 12/8.

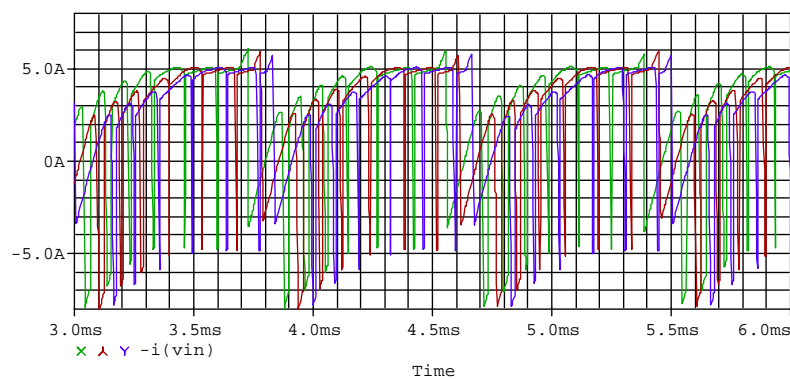
En las figuras siguientes se presentan ejemplos del resultado de la simulación del motor 12/8 para diferentes ángulos de disparo y control con histéresis, con un ángulo de conducción igual al ángulo de paso y una corriente de referencia en la histéresis de 5 A.



a) Corriente de fase.



b) Par dinámico (1V=1Nm).



Corriente entregada por la fuente de alimentación.

Figura IV.7.1.7: Simulaciones del motor 12/8, para una velocidad de 3000 min^{-1} y control de histéresis con una referencia de 5A, para diferentes ángulos de disparo ($\text{fi}=-1^\circ$ (verde), $\text{fi}=0^\circ$ (rojo), $\text{fi}=+1^\circ$ (azul)).

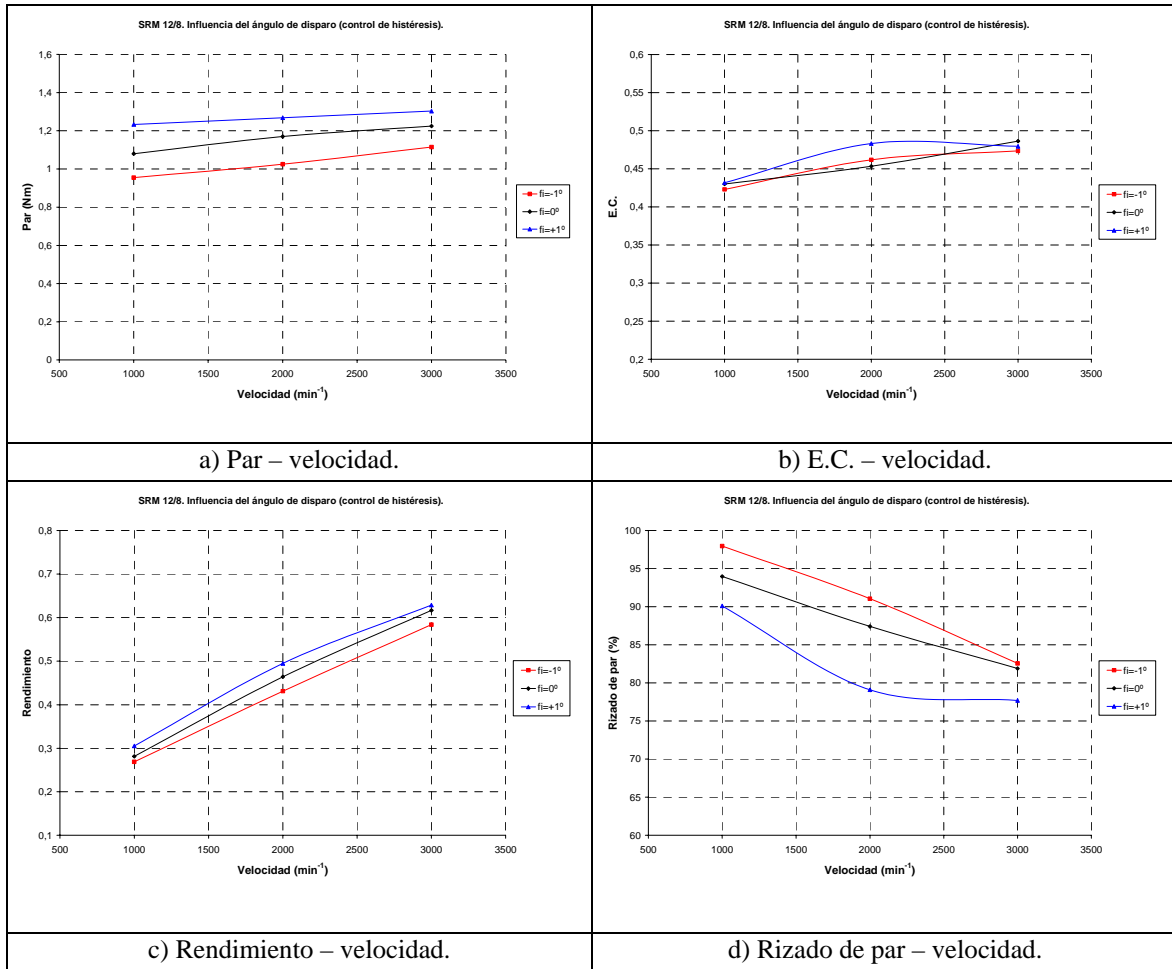


Figura IV.7.1.8: Influencia del ángulo de disparo en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis en el SRM 12/8.

Análisis de los resultados obtenidos:

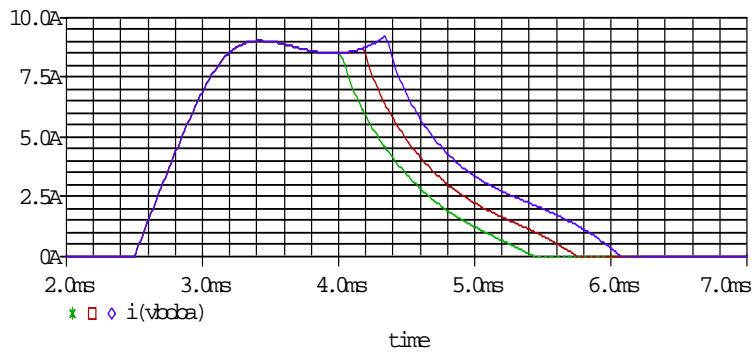
De forma resumida, en la tabla siguiente se comentan los aspectos más relevantes de los resultados obtenidos en el estudio de la influencia del ángulo de disparo en el SRM 6/4 y en el SRM 12/8.

	Efectos de la variación en el ángulo de disparo
En las curvas características con control mediante pulso único.	<p>La relación par/corriente presenta valores ligeramente superiores iniciando la conducción en la posición de no alineamiento, aunque para corrientes pequeñas mejora con un retardo en el inicio de la conducción.</p> <p>Adelantando el inicio de la conducción, se obtienen valores del par más elevados para la misma velocidad.</p> <p>El parámetro E.C. aumenta con un retardo en el inicio de la conducción en el SRM 6/4, mientras que disminuye en el SRM 12/8.</p> <p>En el SRM 6/4, el rendimiento es ligeramente superior iniciando la conducción en la posición de no alineamiento.</p> <p>El rizado de par disminuye con un retardo en el inicio de la conducción, únicamente para velocidades elevadas en el SRM 12/8.</p>
En las curvas características con control de histéresis (corriente de referencia 5A).	<p>El par y el rendimiento aumentan con un retardo en el inicio de la conducción.</p> <p>En el SRM 12/8, el parámetro E.C. presenta valores ligeramente más elevados con un retardo en el inicio de la conducción.</p> <p>En el SRM 6/4, el retardo en el inicio de la conducción provoca rizados de par más pequeños a bajas velocidades, invirtiéndose el efecto a medida que la velocidad aumenta.</p> <p>En el SRM 12/8, el retardo en el inicio de la conducción disminuye el rizado de par.</p>

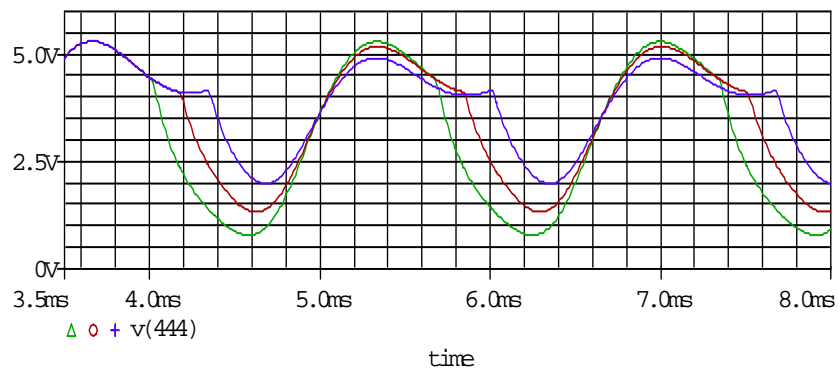
IV.7.2 INFLUENCIA DEL ANGULO DE CONDUCCION.

Funcionamiento con pulso único en el SRM 6/4.

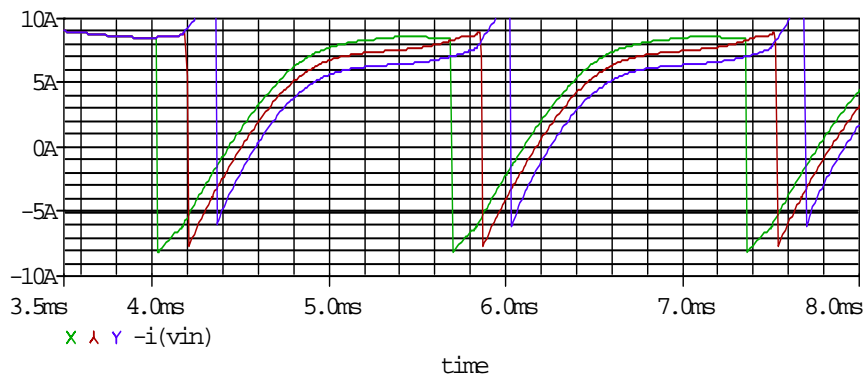
En las figuras siguientes se presentan ejemplos del resultado de la simulación del motor 6/4 para diferentes ángulos de conducción y control con pulso único, con un ángulo de disparo correspondiente a la posición de no alineamiento.



a) Corriente de fase.



b) Par dinámico (1V=1Nm).



c) Corriente entregada por la fuente de alimentación.

Figura IV.7.2.1: Simulaciones del motor 6/4, para una velocidad de 3000 min^{-1} y control de pulso único, para diferentes ángulos de conducción (25° (verde), 30° (rojo), 35° (azul)).

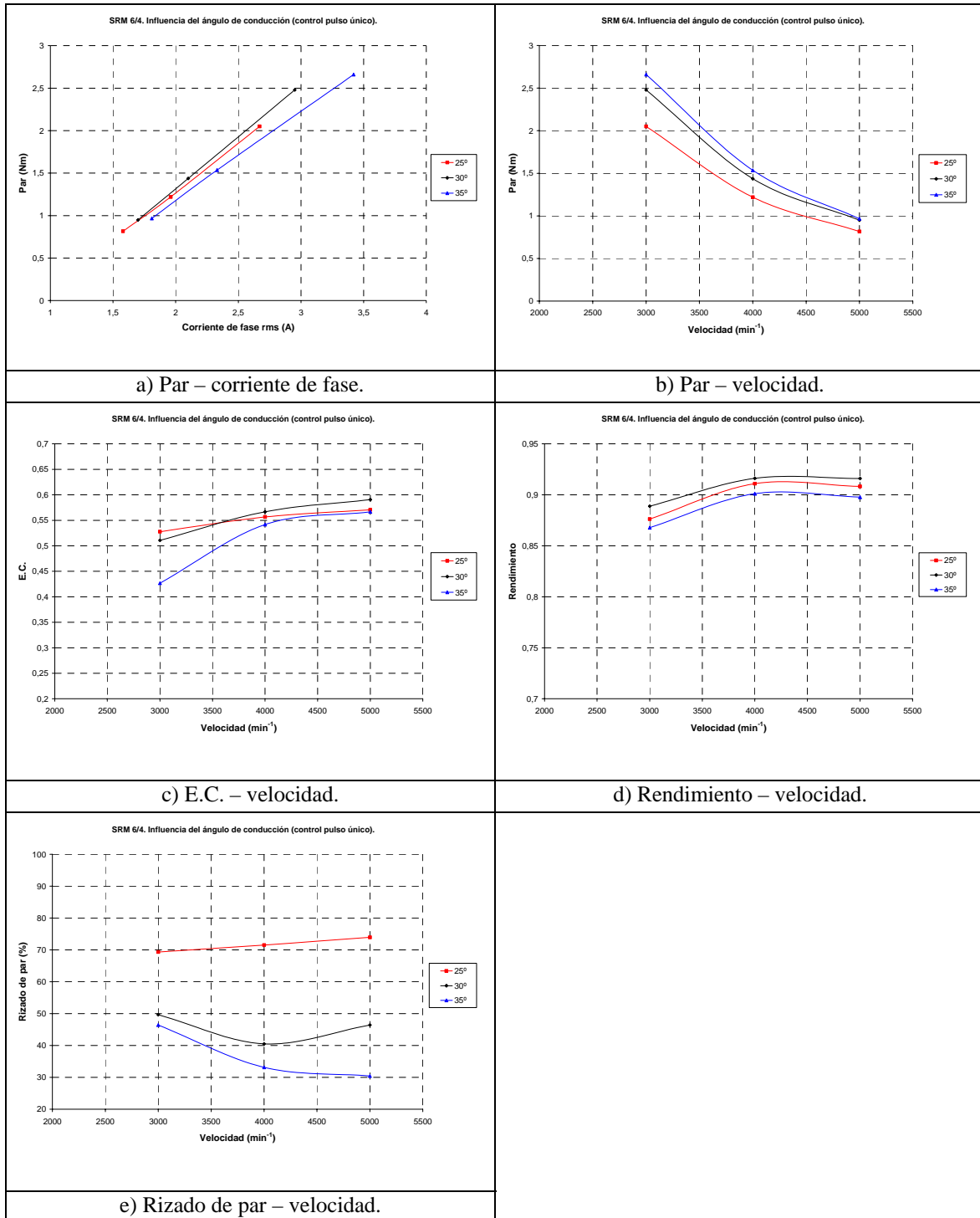
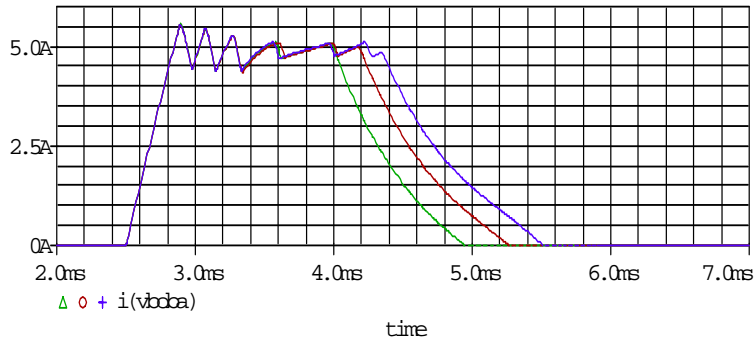


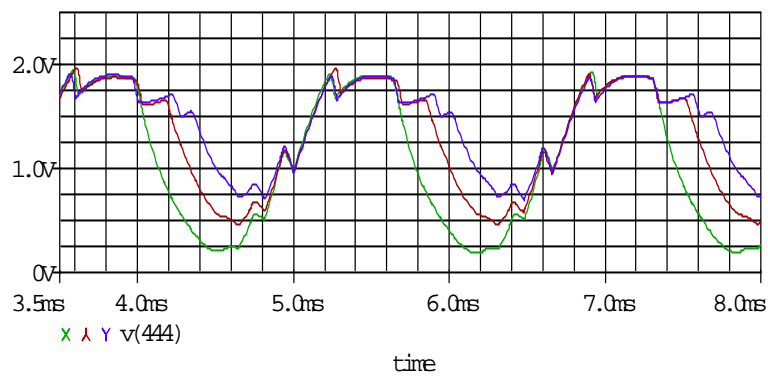
Figura IV.7.2.2: Influencia del ángulo de conducción en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único en el SRM 6/4.

Funcionamiento con control de histéresis en el SRM 6/4.

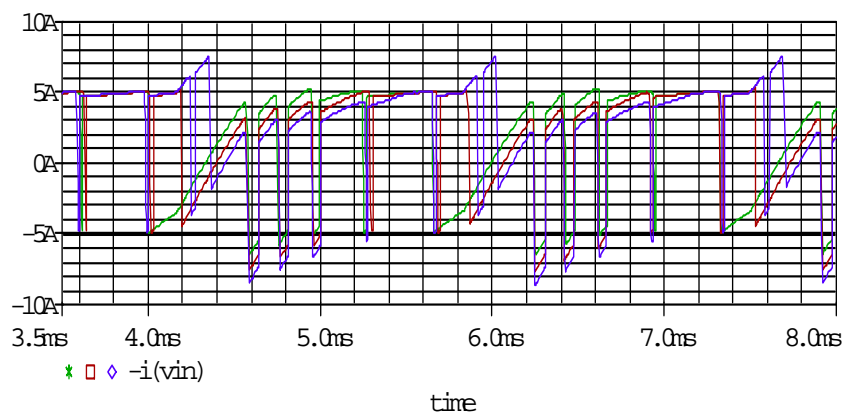
En las figuras siguientes se presentan ejemplos del resultado de la simulación del motor 6/4 para diferentes ángulos de conducción y control con histéresis para una referencia de 5A, con un ángulo de disparo correspondiente a la posición de no alineamiento.



a) Corriente de fase.



b) Par dinámico (1V=1Nm).



c) Corriente entregada por la fuente de alimentación.

Figura IV.7.2.3: Simulaciones del motor 6/4, para una velocidad de 3000 min^{-1} y control de histéresis con una referencia de 5A, para diferentes ángulos de conducción (25° (verde), 30° (rojo), 35° (azul)).

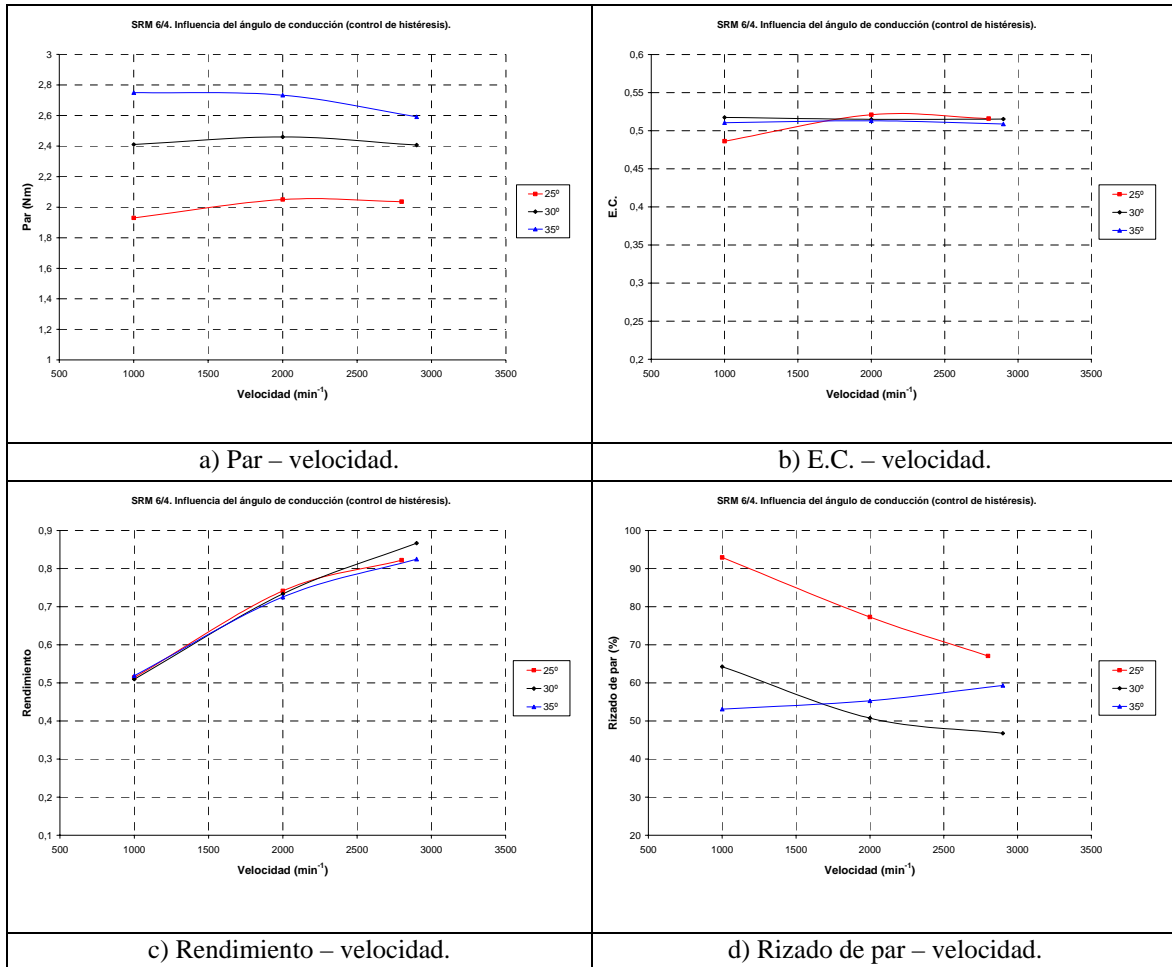
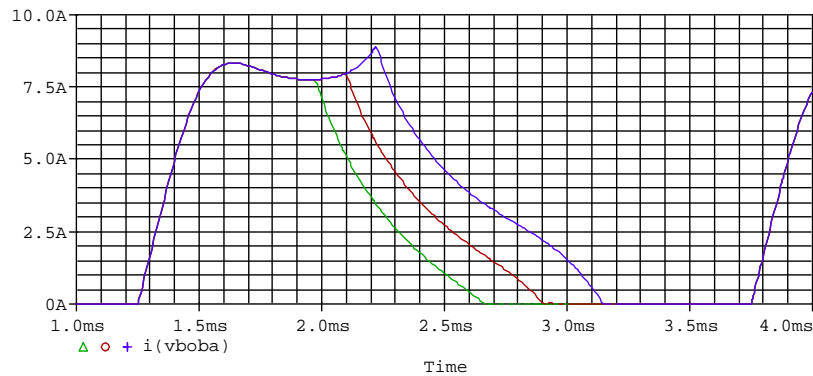


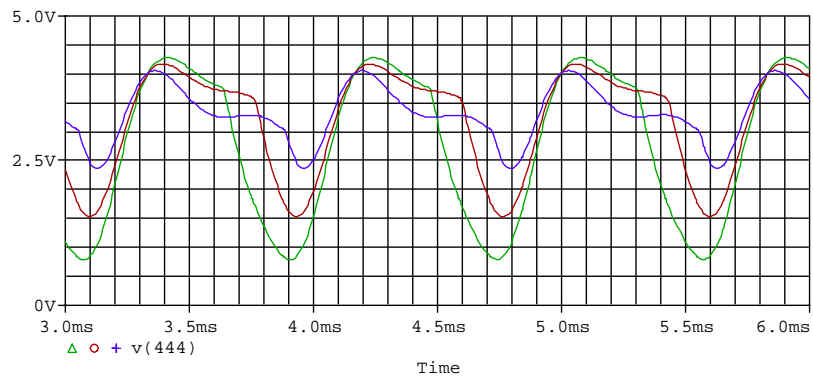
Figura IV.7.2.4: Influencia del ángulo de conducción en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis en el SRM 6/4.

Funcionamiento con pulso único en el SRM 12/8.

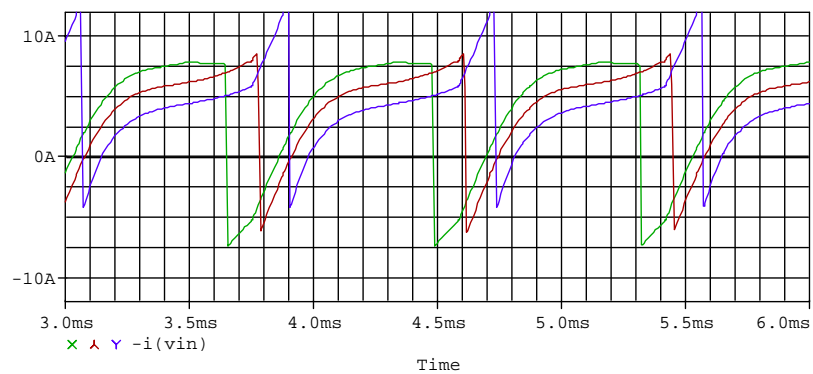
En las figuras siguientes se presentan ejemplos del resultado de la simulación del motor 12/8 para diferentes ángulos de conducción y control con pulso único, con un ángulo de disparo correspondiente a la posición de no alineamiento.



a) Corriente de fase.



b) Par dinámico (1V=1Nm).



c) Corriente entregada por la fuente de alimentación.

Figura IV.7.2.5: Simulaciones del motor 12/8, para una velocidad de 3000 min^{-1} y control de pulso único, para diferentes ángulos de conducción (12° (verde), 15° (rojo), 18° (azul)).

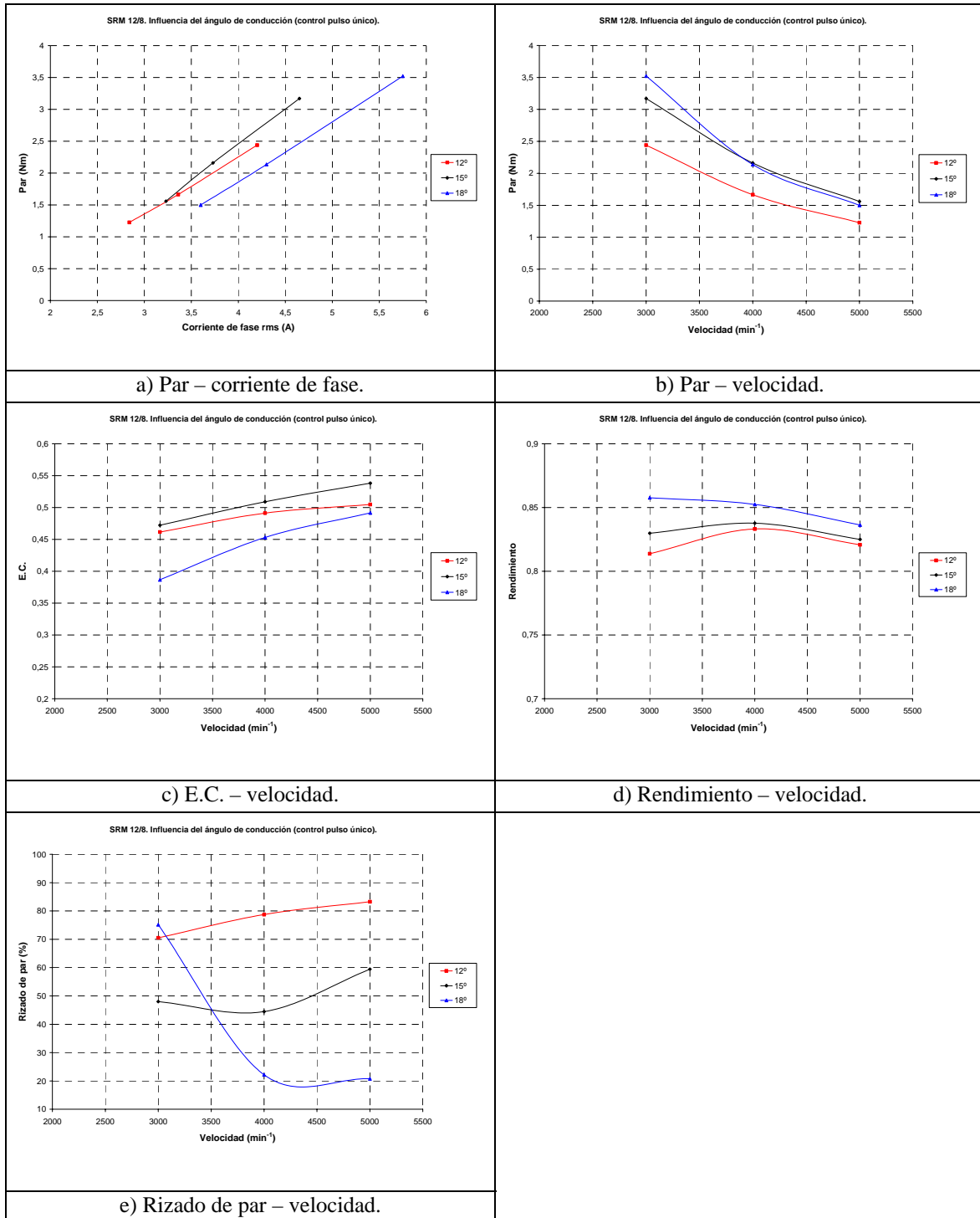
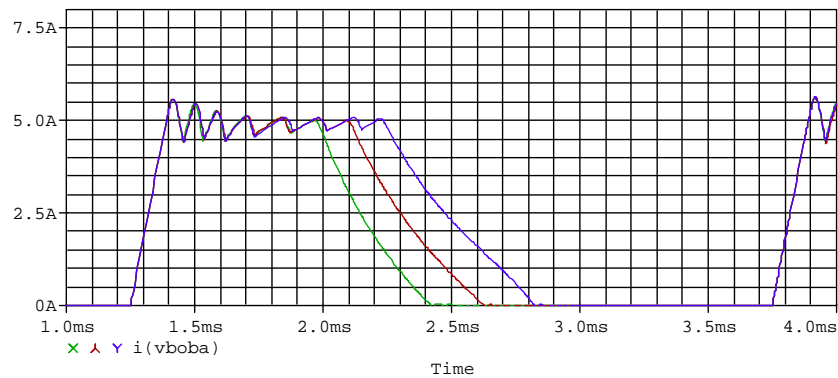


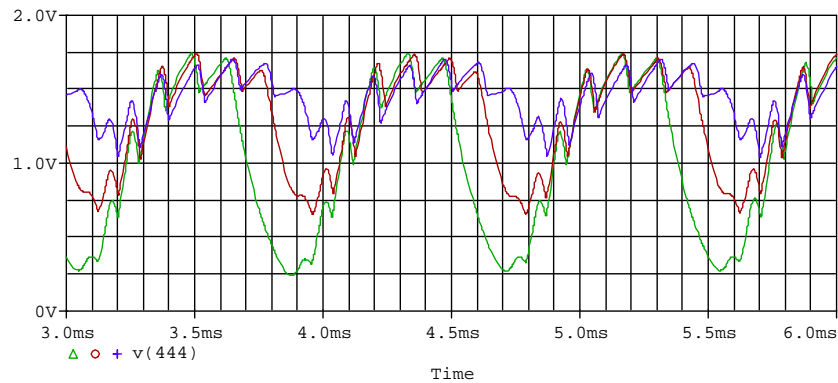
Figura IV.7.2.6: Influencia del ángulo de conducción en las curvas características de funcionamiento con control mediante pulso único en el SRM 12/8.

Funcionamiento con control de histéresis en el SRM 12/8.

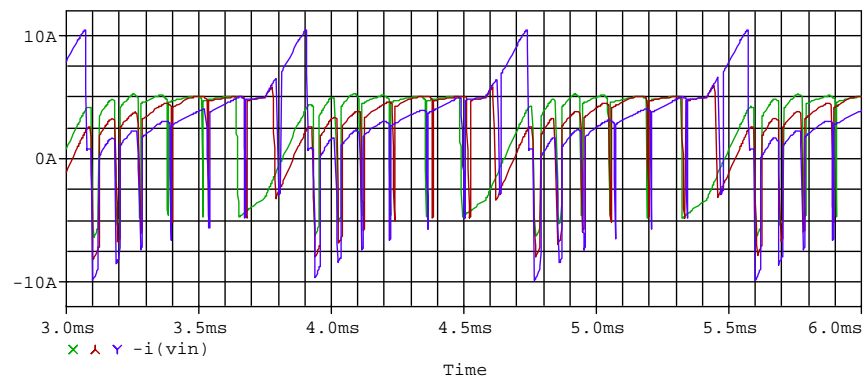
En las figuras siguientes se presentan ejemplos del resultado de la simulación del motor 12/8 para diferentes ángulos de conducción y control con histéresis para una referencia de 5A, con un ángulo de disparo correspondiente a la posición de no alineamiento.



a) Corriente de fase.



b) Par dinámico (1V=1Nm).



c) Corriente entregada por la fuente de alimentación.

Figura IV.7.2.7: Simulaciones del motor 12/8, para una velocidad de 3000 min^{-1} y control de histéresis con una referencia de 5A, para diferentes ángulos de conducción (12° (verde), 15° (rojo), 18° (azul)).

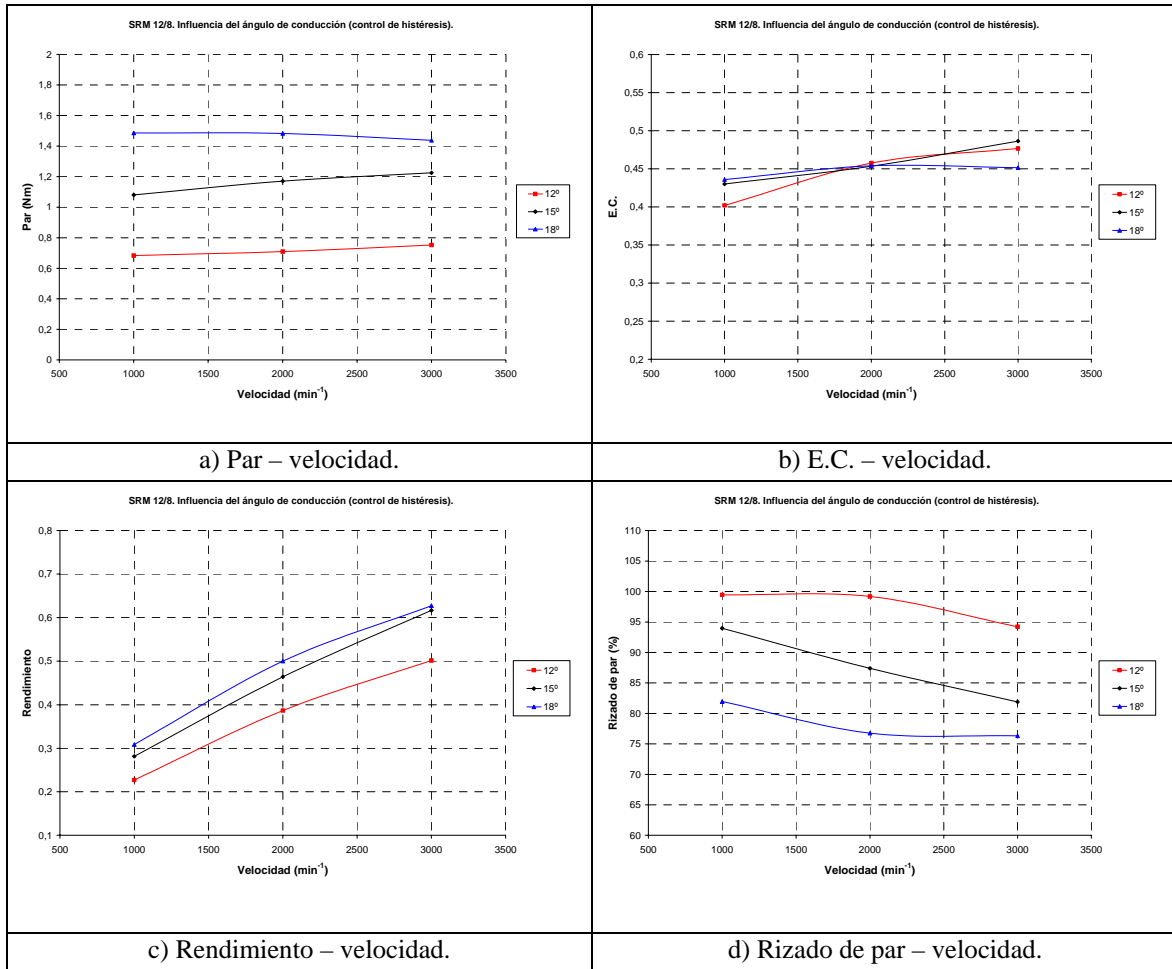


Figura IV.7.2.8: Influencia del ángulo de conducción en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis en el SRM 12/8.

Análisis de los resultados obtenidos:

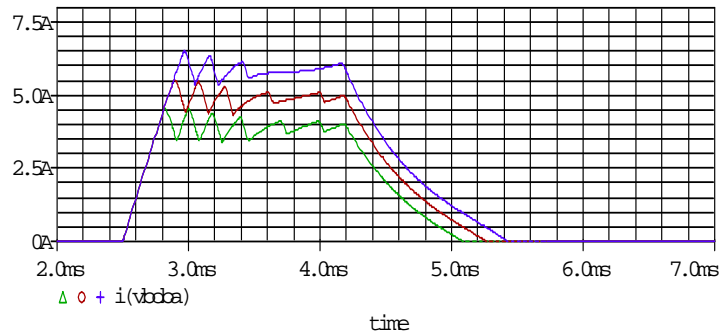
De forma resumida, en la tabla siguiente se comentan los aspectos más relevantes de los resultados obtenidos en el estudio de la influencia del ángulo de conducción en el SRM 6/4 y en el SRM 12/8.

Efectos de la variación en el ángulo de conducción	
<p>En las curvas características con control mediante pulso único.</p>	<p>La relación par/corriente presenta valores más elevados con un ángulo de conducción igual al ángulo de paso del motor (en el SRM 12/8, para corrientes pequeñas mejora con un ángulo de conducción inferior).</p> <p>Se obtiene un par inferior para la misma velocidad con ángulos de conducción menores que el ángulo de paso.</p> <p>El parámetro E.C. presenta valores superiores con un ángulo de conducción igual al ángulo de paso.</p> <p>En el SRM 6/4, el rendimiento presenta valores superiores con un ángulo de conducción igual al ángulo de paso. En el SRM 12/8, el rendimiento aumenta con ángulos de conducción un poco superiores al ángulo de paso.</p> <p>El rizado de par aumenta cuando el ángulo de conducción es pequeño. La disminución del rizado de par con el incremento del ángulo de conducción tiene lugar mientras este incremento no implique sobrepasar excesivamente el ángulo de paso.</p>
<p>En las curvas características con control de histéresis (corriente de referencia 5A).</p>	<p>El par aumenta con el incremento del ángulo de conducción.</p> <p>En el SRM 12/8, el rendimiento aumenta con el incremento del ángulo de conducción.</p> <p>El rizado de par aumenta cuando el ángulo de conducción es pequeño.</p>

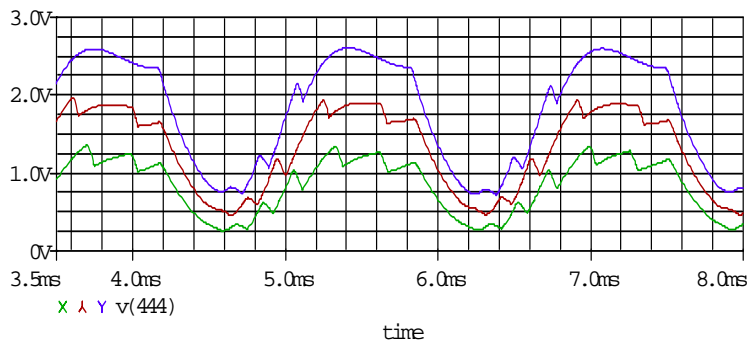
IV.7.3 INFLUENCIA DE LA REFERENCIA DE CORRIENTE.

Funcionamiento con histéresis en el SRM 6/4.

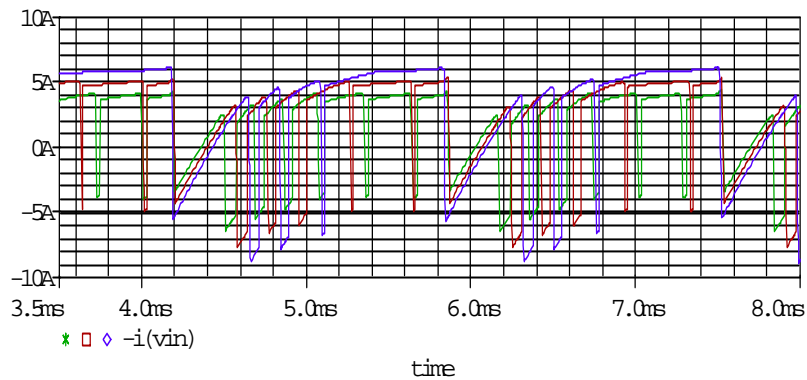
En las figuras siguientes se presentan ejemplos del resultado de la simulación del motor 6/4 para diferentes niveles de referencia de histéresis, con un ángulo de disparo correspondiente a la posición de no alineamiento y un ángulo de conducción igual al ángulo de paso del motor.



a) Corriente de fase.



b) Par dinámico (1V=1Nm).



c) Corriente entregada por la fuente de alimentación.

Figura IV.7.3.1: Simulaciones del motor 6/4, para una velocidad de 3000 min⁻¹ y control de histéresis con una referencia de 5A(verde), 6A(rojo), 7A(azul).

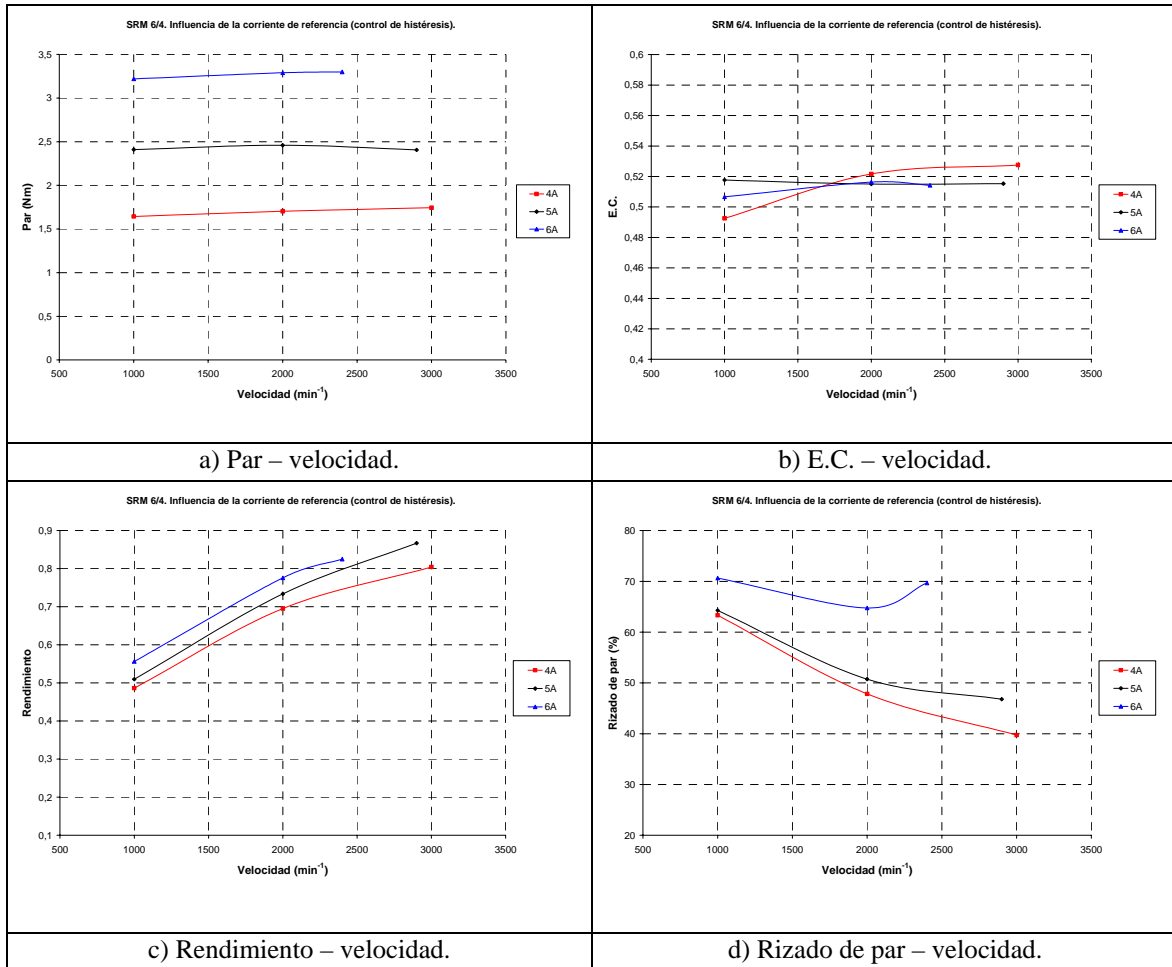
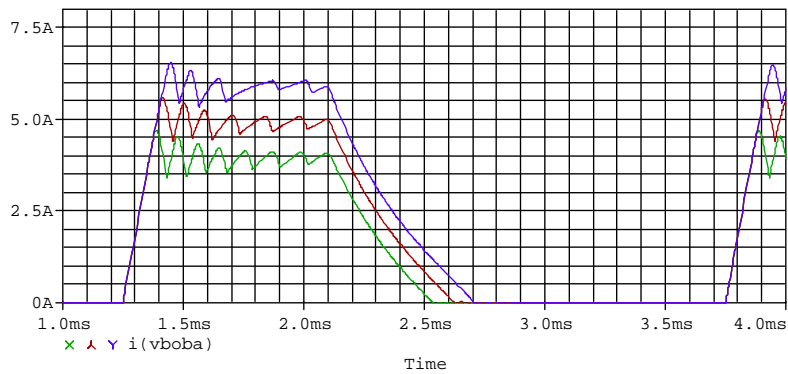


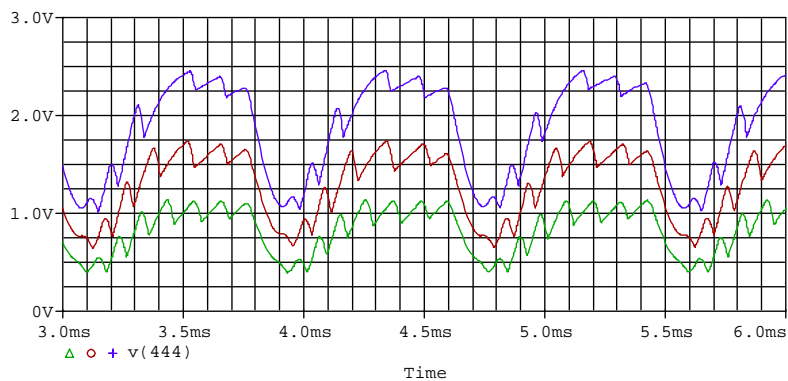
Figura IV.7.3.2: Influencia de la referencia de corriente en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis en el SRM 6/4.

Funcionamiento con histéresis en el SRM 12/8.

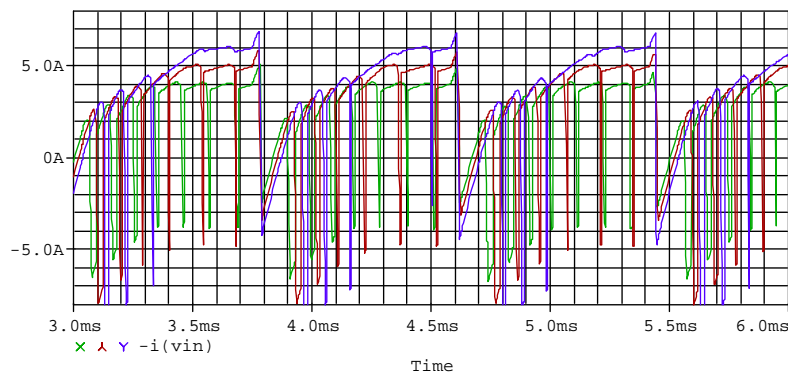
En las figuras siguientes se presentan ejemplos del resultado de la simulación del motor 12/8 para diferentes niveles de referencia de histéresis, con un ángulo de disparo correspondiente a la posición de no alineamiento y un ángulo de conducción igual al ángulo de paso del motor.



a) Corriente de fase.



b) Par dinámico (1V=1Nm).



c) Corriente entregada por la fuente de alimentación.

Figura IV.7.3.3: Simulaciones del motor 12/8, para una velocidad de 3000 min^{-1} y control de histéresis con una referencia de 5A(verde), 6A(rojo), 7A(azul).

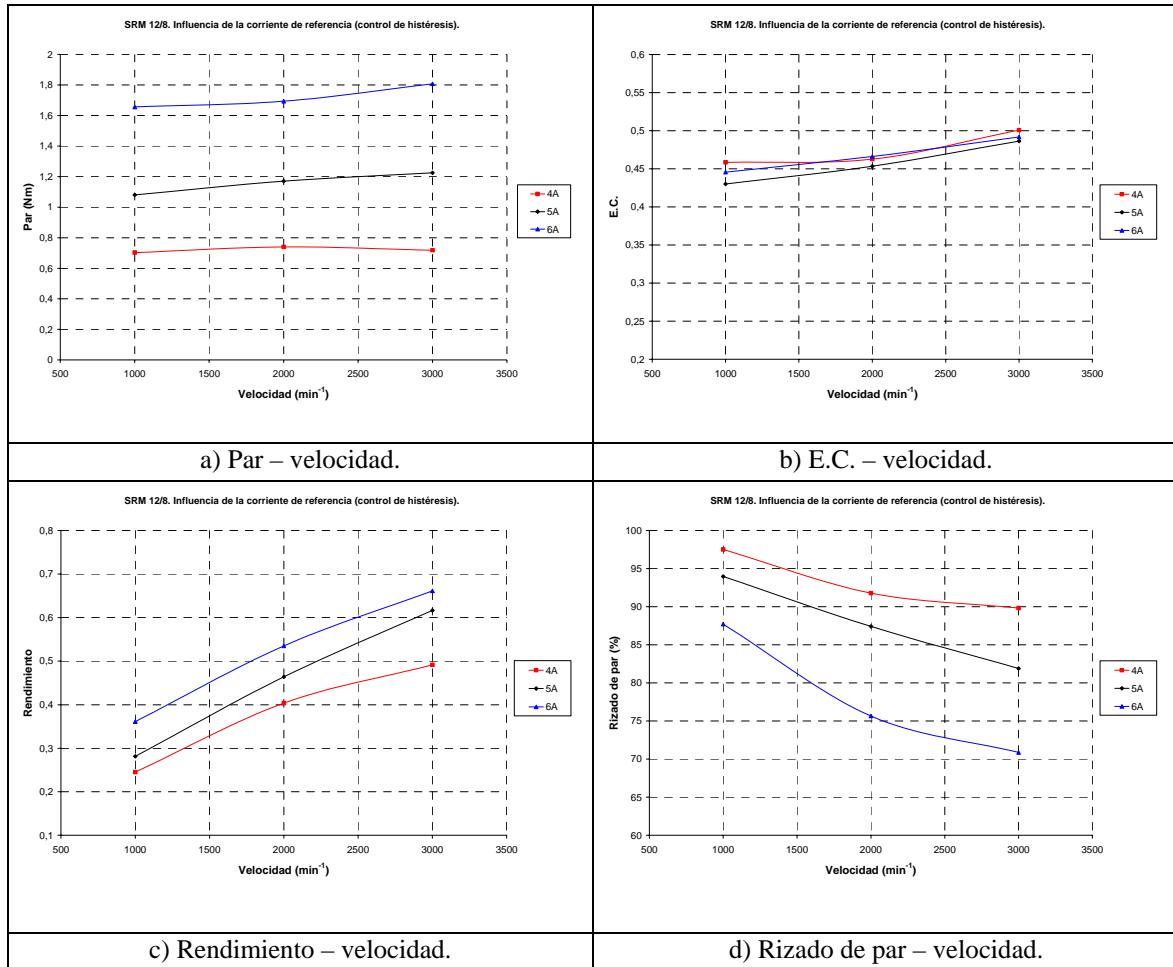


Figura IV.7.3.4: Influencia de la referencia de corriente en las curvas características de funcionamiento con control de histéresis en el SRM 12/8.

Análisis de los resultados obtenidos:

De forma resumida, en la tabla siguiente se comentan los aspectos más relevantes de los resultados obtenidos en el estudio de la influencia de la referencia de corriente en el SRM 6/4 y en el SRM 12/8.

	Efectos de la referencia de corriente
En las curvas características con control de histéresis.	<p>El par y el rendimiento aumentan con el incremento de la referencia de corriente.</p> <p>En el SRM 6/4, el rizado de par presenta valores más reducidos para una referencia de corriente más baja.</p> <p>En el SRM 12/8, el rizado de par disminuye con el incremento en la referencia de corriente.</p>

IV.8 RESUMEN Y CONCLUSIONES.

En primer lugar, poner de manifiesto que la variabilidad en el comportamiento del SRM ante diferentes posibilidades de funcionamiento hace complejo el análisis de los resultados y su posible extrapolación a las diferentes opciones constructivas posibles. Por ello, intentaremos resaltar a continuación los aspectos más claros y destacables de todos los resultados obtenidos, advirtiendo de la necesaria cautela en las conclusiones que se derivan de ellos.

Por ejemplo, en los dos prototipos del estudio con las estructuras 6/4 y 12/8, a partir de los valores base escogidos en el diseño inicial se observa claramente en las curvas de magnetización que el prototipo 6/4 llega a niveles de saturación con corrientes más reducidas, aspecto que tiene una gran importancia en el estudio de las diferentes modificaciones constructivas puesto que, por ejemplo, el incremento en el número de espiras o la reducción del entrehierro afectarán de forma diferente a cada prototipo según el nivel de saturación de la estructura base. Para observar el efecto de algunas variaciones constructivas ha sido de gran utilidad la construcción de diferentes estructuras electromagnéticas, presentándose los resultados del estudio efectuado en el anexo 2.

También la topología base de partida condicionará los resultados de las diferentes variables de control puesto que, por ejemplo, un incremento en la corriente de referencia tendrá consecuencias diferentes si la máquina, con la corriente de referencia base, trabaja en la zona lineal o se encuentra en la zona de saturación.

Además, alguna de las variaciones estudiadas puede presentar mejoras funcionando el motor con un tipo de control, y no resultar beneficiosa para otro tipo de control diferente, por lo que será la aplicación final del motor la que fije como ventaja o inconveniente la variación estudiada.

IV.8.1 ESTUDIO DE DIVERSAS VARIABLES CONSTRUCTIVAS.

De forma general, se ha observado que las variaciones constructivas que consiguen aumentar la inductancia en la posición alineada y, por tanto, la relación de inductancias, permiten que las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones presenten un área mayor, permitiendo aumentar el par y la densidad de par para un funcionamiento a corriente constante. Resulta especialmente interesante que la máquina trabaje en la zona de saturación para la corriente de referencia fijada (a partir de la densidad de corriente admitida por el conductor y por la temperatura de equilibrio del motor), aunque tampoco parece recomendable que la saturación sea excesiva, puesto que puede llegar a limitar las prestaciones obtenidas, aunque ésta elevada saturación afecte únicamente a alguna de las partes de la estructura electromagnética. En contrapartida, los valores elevados de inductancia y de flujo concatenado en la posición alineada provocan una elevada fuerza electromotriz inducida en las bobinas del motor, principalmente a velocidades elevadas, por lo que pueden llegar a limitar la velocidad base escogida en el funcionamiento con la corriente de referencia prefijada, observándose que valores de la relación de inductancias más bajos permiten el funcionamiento del motor a velocidades más elevadas, incluso en algunas ocasiones con aumento del par para la misma velocidad en el control con pulso único, aunque hay que tener en cuenta que en estos casos el consumo de corriente aumenta.

Influencia del número de espiras.

El aumento del número de espiras permite incrementar el área de las curvas de magnetización, y por tanto el par y la relación par/corriente. El rendimiento aumenta ligeramente con el número de espiras. Respecto del valor base, el incremento resulta más beneficioso en el prototipo 12/8 puesto que se encuentra menos saturado, aunque hay que vigilar de no rebasar el coeficiente de utilización de ventana (tal como se ha indicado en el capítulo II, el límite recomendado del coeficiente de utilización de ventana es del 40%, aunque la experiencia en la construcción de los prototipos parece indicar que este valor puede ser ligeramente superior en el SRM 12/8).

El aumento del número de espiras limita ligeramente el funcionamiento a velocidades elevadas.

Influencia del entrehierro.

Los entrehierros elevados reducen considerablemente el área de las curvas de magnetización, el par y la relación par/corriente. Este efecto es más acusado en el prototipo 12/8. Generalmente, con entrehierros pequeños aumenta el rendimiento, se reduce el rizado de par y aumenta el parámetro E.C.

De todas formas, la reducción del entrehierro se verá sujeto a limitaciones mecánicas y constructivas (resulta problemático conseguir entrehierros inferiores a 0,3 mm).

Además, con entrehierros muy reducidos pueden disminuir las prestaciones a velocidades elevadas.

Influencia de los ángulos polares.

Por lo que al ángulo polar del rotor se refiere, se observa un claro incremento del área en las curvas de magnetización, del par y de la relación par/corriente cuando el ángulo polar del rotor aumenta, aunque esta tendencia positiva desaparece cuando el incremento supera el valor escogido como base (con un ángulo ligeramente superior al ángulo polar del estator). Este mismo efecto se aprecia en el rendimiento y en el parámetro E.C.

Ángulos polares en el rotor pequeños, permiten el funcionamiento a velocidades más elevadas con un mayor consumo de corriente, aunque pueden existir problemas en la reversibilidad del sentido de giro y en el arranque (en este sentido, parece recomendable seguir las indicaciones efectuadas por Lawrenson y Miller [LAW80] [MIL93]).

Los efectos comentados anteriormente suceden de forma parecida cuando el incremento del ángulo polar se produce simultáneamente en el estator y en el rotor, observándose un crecimiento del par y de la relación par/corriente más significativa hasta los valores escogidos como base, y de forma más acusada en el prototipo 12/8. Este incremento reduce el espacio de ventana, y por tanto debe vigilarse su coeficiente de utilización.

Influencia de los yugos.

Se ha observado que el ancho de los yugos puede perjudicar seriamente el funcionamiento del motor cuando sus valores son reducidos, es decir, cuando la saturación en ellos sea mucho más elevada con respecto a otras partes de la estructura electromagnética, puesto que puede reducir seriamente el área de las curvas de magnetización. A partir de determinada anchura, no tiene sentido incrementarla puesto que no presenta mejoras significativas y, en el caso del yugo del estator, reduce el espacio para la ubicación de las bobinas, aunque pueden considerarse posibles efectos beneficiosos en cuanto a las vibraciones [PIL99] y al ruido [VIJ99] del motor.

Influencia de los materiales magnéticos.

Se observa un claro aumento en las prestaciones del motor: par, relación par/corriente y rendimiento utilizando la aleación de cobalto-hierro, debido principalmente a su elevada inducción de saturación. La utilización de la chapa magnética con respecto a las aleaciones de níquel-hierro mayoritariamente presenta ventajas, pero como este último presenta permeabilidades mayores en la zona lineal (aunque una inducción de saturación más reducida), provoca que la relación par/corriente mejore con corrientes muy bajas y que se aprecien pocas diferencias entre los dos materiales en el prototipo 12/8, debido a que se encuentra poco saturado.

El material ideal debería poseer una elevada permeabilidad relativa en la zona lineal y una elevada inducción de saturación para poder incrementar el área de las curvas de magnetización, por su influencia directa sobre el par. Otros aspectos a considerar serían el disponer de un peso y un coste lo más reducidos posible, aunque el uso de materiales caros queda restringido a prototipos de máquinas a las que se les exige elevadas prestaciones, sin importar excesivamente su coste final.

IV.8.2 ESTUDIO DE DIVERSAS VARIABLES DE CONTROL.

Influencia del ángulo de disparo.

Parece que en el funcionamiento con pulso único el inicio de la conducción en la posición de no alineamiento presenta una mejor relación par/corriente y en la mayoría de casos un mejor rendimiento. Adelantar el inicio de la conducción, permite obtener pares más elevados para la misma velocidad y por tanto trabajar a velocidades más elevadas, mientras que el rizado de par disminuye con un retardo en dicho inicio.

En el funcionamiento con control de histéresis, se consigue un par más elevado y un rendimiento ligeramente superior con un retardo en el inicio de la conducción.

Influencia del ángulo de conducción.

En el funcionamiento con pulso único la mejor relación par/corriente y los valores del parámetro E.C. más elevados se producen con un ángulo de conducción igual al ángulo de paso del motor. Un ángulo de conducción muy pequeño produce un incremento en el rizado de par, mientras que aumentar el ángulo de conducción respecto del ángulo de paso generalmente disminuye dicho rizado, aunque el efecto se invierte si éste ángulo se hace mucho más grande que el ángulo de paso del motor.

Mediante el control de histéresis, el incremento del ángulo de conducción produce un incremento en el par, y generalmente una disminución de su rizado, aunque debe tenerse en cuenta la consideración anterior de no sobrepasar excesivamente el ángulo de paso.

Influencia de la referencia de corriente.

El par y el rendimiento aumentan con el incremento de la referencia de corriente, aunque habrá que vigilar que dicho aumento no afecte al calentamiento del motor.

Este aumento también puede provocar que la máquina no pueda funcionar con control de histéresis, para la referencia de corriente deseada, a la velocidad base (en el prototipo 6/4, debido a que trabaja más saturado, este efecto es más acusado que en el prototipo 12/8). Por tanto, este incremento será posible en función del grado de saturación que presente el motor.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[FER95] C.A. Ferreira, S.R. Jones, W.S. Heglund, W.D. Jones. "Detailed design of a 30 kW switched reluctance starter/generator system for a gas turbine engine application". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.31, N° 3, Mayo-Junio 1995.

[GRI99] J.J. Gribble, P.C. Kjaer, T.J.E. Miller. "Optimal commutation in average torque control of switched reluctance motors". IEE Proceedings-Electrical Power Applications, Vol.146, N° 1, Enero 1999.

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

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

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

[PIL99] P. Pillay, W. Cai. "An investigation into vibration in switched reluctance motors". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol.35, N° 3, Mayo-Junio 1999.

[RAD92] A.V. Radun. "High-power density switched reluctance motor drive for aerospace applications". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, N° 1, Enero-Febrero 1992, pp.113-119.

[SAH00] F. Sahin, H.B. Ertan, K. Leblebicioglu. "Optimum geometry for torque ripple minimization of switched reluctance motors". IEEE Transactions on Industry Conversion, Vol.15, N° 1, Marzo 2000.

[TOR01b] M. Torrent, P. Andrada. "Simulación del motor de reluctancia autoconmutado (SRM) mediante un modelo no lineal simplificado". SAAEI'01, 12-14 de Setiembre 2001, Matanzas.

[VIJ99] P. Vijayraghavan, R. Krishnan. "Noise in electric machines: a review". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol.35, N° 5, Septiembre-Octubre 1999.

CAPITULO V

RESULTADOS EXPERIMENTALES

Capítulo V.1: Ensayos efectuados.

Capítulo V.2: Resultados experimentales obtenidos en el prototipo SRM 6/4.

Capítulo V.3: Resultados experimentales obtenidos en el prototipo SRM 12/8.

Capítulo V.4: Comparación entre los dos prototipos: SRM 6/4 y SRM 12/8.

Referencias bibliográficas.

V.1 ENSAYOS EFECTUADOS.

En los prototipos se han efectuado ensayos de laboratorio para su caracterización, como son la medida de la resistencia de fase (a partir de un puente de Wheatstone) y la obtención de las curvas de magnetización (a partir del equipo de prueba diseñado para tal fin [AND00a], ver anexo 1). Los resultados obtenidos en estos ensayos se han presentado ya en capítulos anteriores.

En este capítulo presentaremos los resultados experimentales de funcionamiento obtenidos en los ensayos de laboratorio de los dos prototipos de SRM construidos, correspondientes a las estructuras de 3 fases 6/4 y 12/8. La alimentación se ha efectuado a partir de un convertidor tipo clásico con IGBT's y con los correspondientes diodos de recuperación (ver esquema del convertidor utilizado en el anexo 5). La tensión se ha fijado en los 300 V, obtenidos a partir de un rectificador trifásico no controlado y de un filtro con condensador, rectificación de una red trifásica de 50 Hz y de 220 V entre fases. El captador de la posición del rotor está formado por tres optointerruptores. Se han efectuado los ensayos con dos tipos de control diferentes: control con pulso único y control de histéresis.

Dichos ensayos han permitido obtener las distintas formas de onda para cada motor, visualizadas a partir de un osciloscopio digital. Para la captura de la corriente, se ha utilizado un dispositivo sensor de corriente de efecto Hall.

Para la obtención de las curvas características se ha utilizado como dispositivo de carga una dinamo freno, obteniendo el par a partir de la indicación de una célula de carga, y la velocidad a partir de la indicación de una dinamo tacométrica.

Los resultados que presentaremos a continuación, para cada tipo de motor y para cada tipo de control, principalmente son:

- formas de onda de la corriente de fase.
- característica par-velocidad, potencia y rendimiento, tanto en el funcionamiento en la característica natural como con diferentes consignas de corriente en el funcionamiento a corriente constante.
- ensayo de calentamiento, utilizando sondas internas de temperatura.

Estos resultados han permitido efectuar las comparaciones pertinentes con las simulaciones y estudios efectuados, presentados en los capítulos anteriores, así como para comprobar si el proceso utilizado para el dimensionamiento de los prototipos se ajusta con las prestaciones previstas inicialmente.

V.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES OBTENIDOS EN EL PROTOTIPO SRM 6/4.

En primer lugar, veremos la influencia que presenta el ángulo de disparo en las formas de onda y en el comportamiento del motor [GRI99]. En la figura V.2.1 puede observarse como cambia la forma de onda de la corriente de fase al variar la posición del captador de posición y, por consiguiente, el ángulo de disparo. Se ha tomado una posición de referencia inicial, y a partir de dicha referencia se ha intentado efectuar decalajes del captador a intervalos constantes (decalajes que se han efectuado con poca precisión). Respecto de la referencia 0° , el signo negativo implica un adelanto en el instante de inicio de la conducción, mientras que el signo positivo implica un retardo.

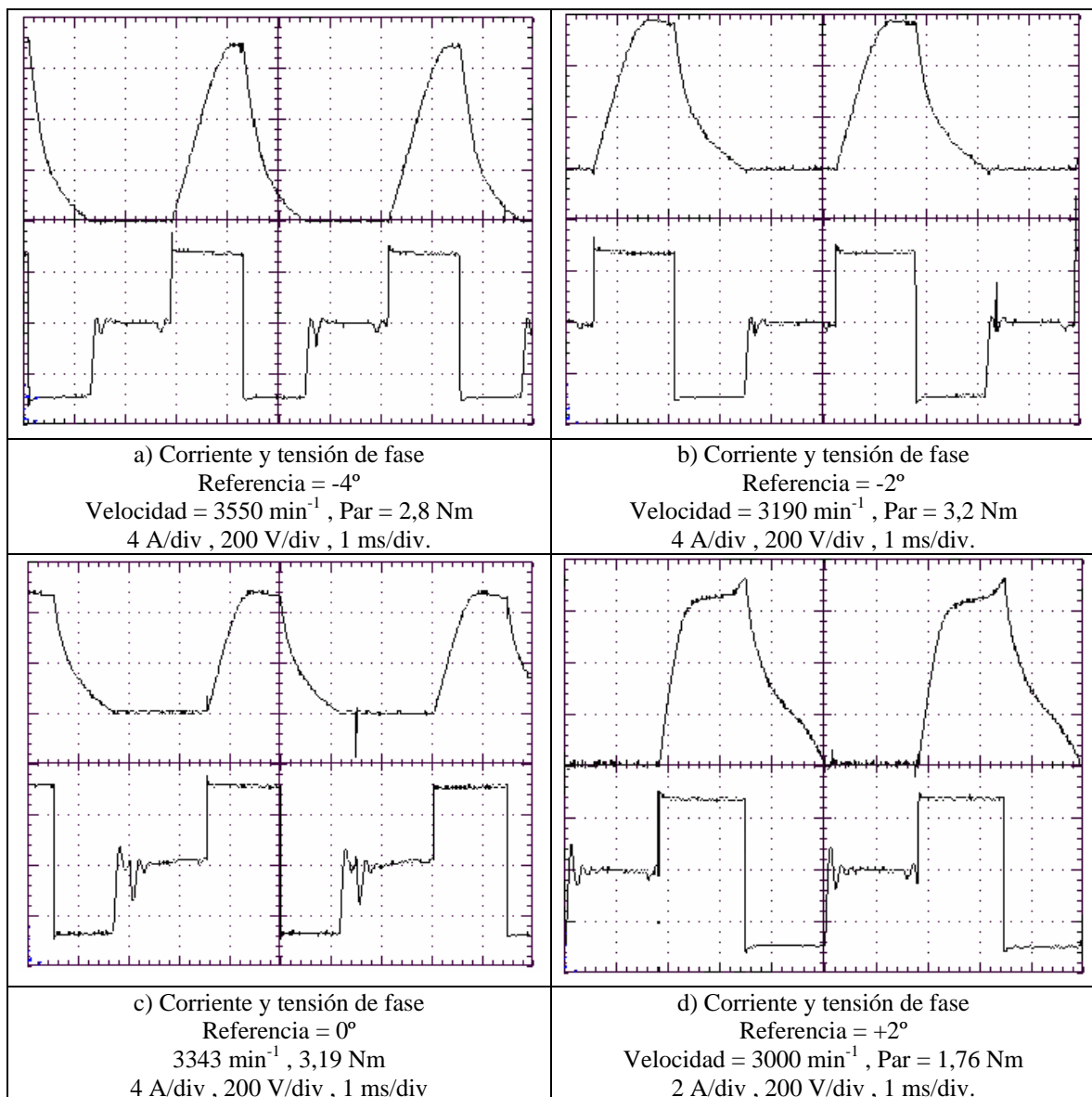


Figura V.2.1: Formas de onda de la tensión y de la corriente de fase para diferentes ángulos de disparo obtenidas experimentalmente en el prototipo de SRM 6/4.

Las curvas características de funcionamiento obtenidas para diferentes ángulos de disparo y con control mediante pulso único se presentan en la figura V.2.2.

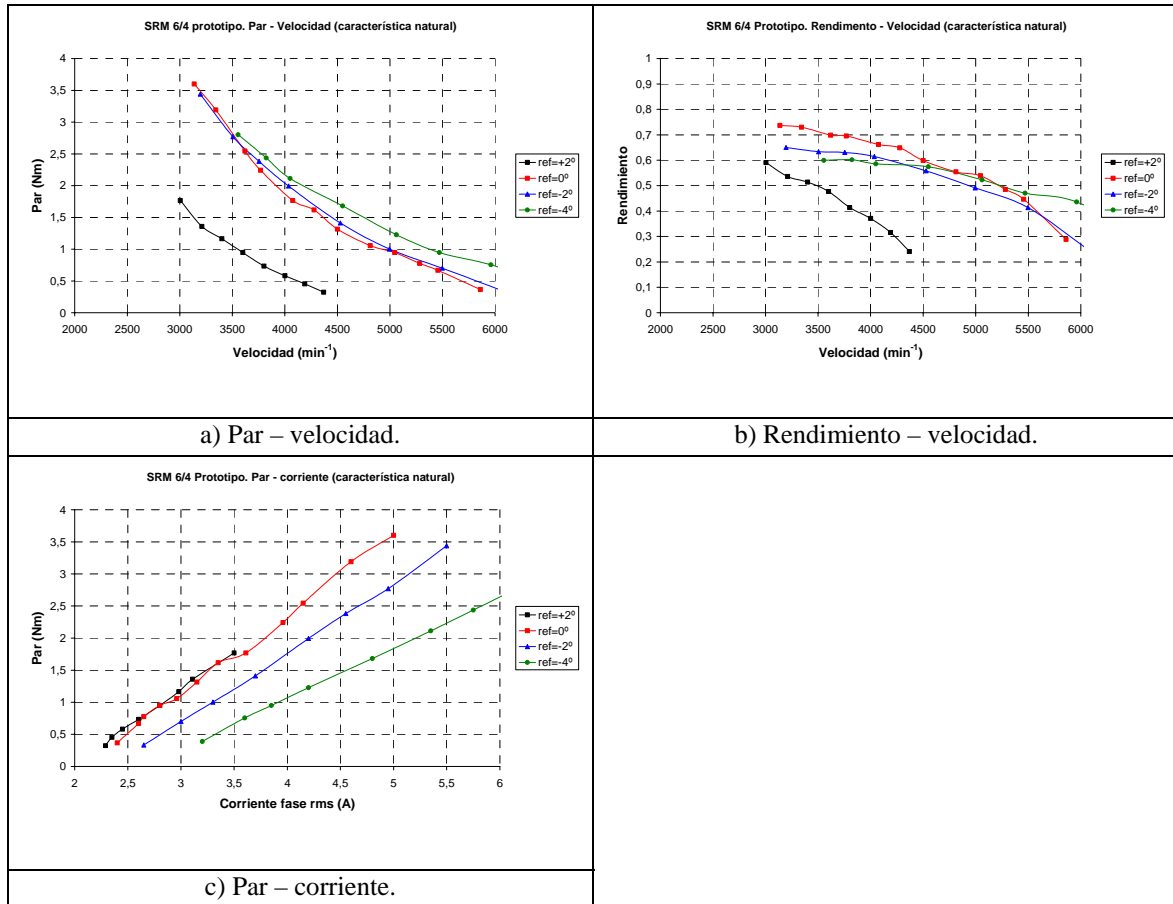


Figura V.2.2: Curvas características de funcionamiento (control pulso único) obtenidas experimentalmente para diferentes ángulos de disparo en el prototipo SRM 6/4 (el signo – indica un adelanto en el inicio de la conducción, el signo + un retardo).

De las curvas anteriores se deduce la influencia del ángulo de disparo en el comportamiento del motor. Puede observarse que un adelanto del ángulo de disparo permite trabajar al motor a velocidades más elevadas, pero aumenta su consumo de corriente. Un retardo excesivo, limita las velocidades de trabajo del motor y empeora el rendimiento, aunque mejora la relación par/corriente. A partir de estos resultados, se ha estimado conveniente realizar los ensayos posteriores utilizando como referencia la posición 0° , puesto que en esta posición la relación par/corriente es óptima y el rendimiento presenta valores elevados en un margen apreciable de velocidades. Aunque en alguna otra posición el motor pueda trabajar a velocidades superiores, se produce a expensas de un consumo de corriente muy superior.

Resultados obtenidos con control mediante pulso único.

En la figura V.2.3 se presentan las formas de onda correspondientes a diferentes puntos de funcionamiento con control mediante pulso único, para la referencia escogida en el ángulo de disparo. En la figura V.2.4 pueden verse las formas de onda de la tensión y de la corriente en la red de alimentación alterna y a la salida del rectificador.

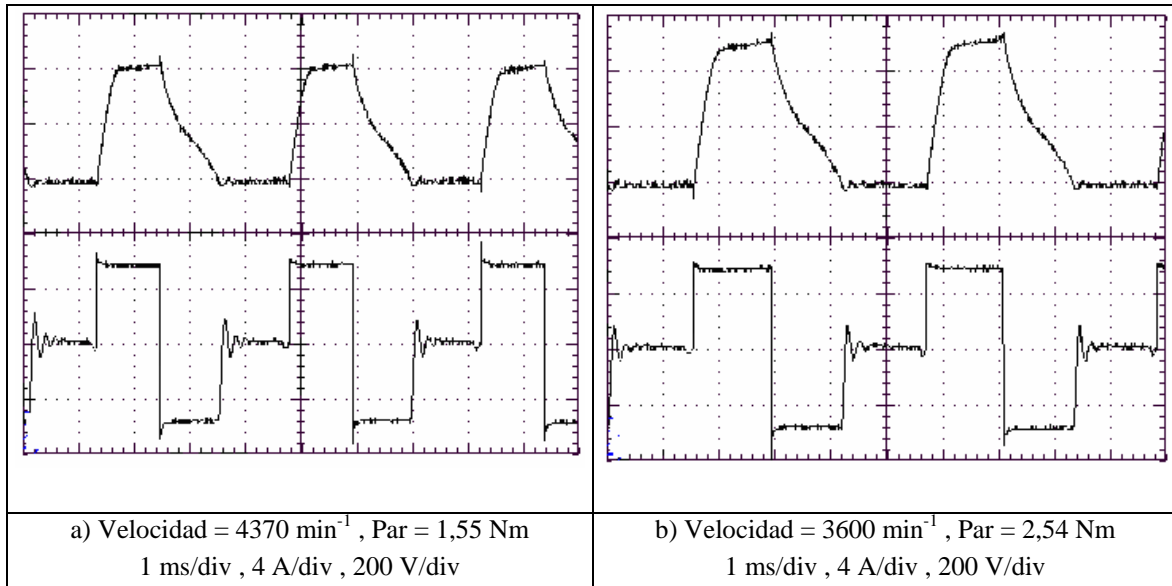


Figura V.2.3: Formas de onda de la corriente y de la tensión de fase para diferentes puntos de funcionamiento con control mediante pulso único obtenidas experimentalmente en el prototipo de SRM 6/4.

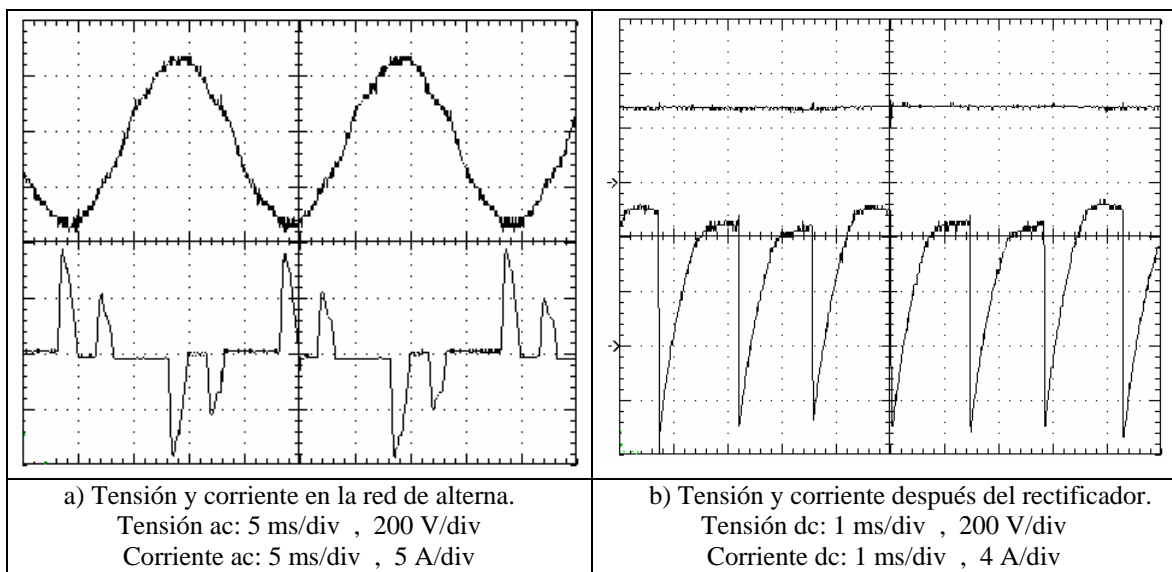


Figura V.2.4: Formas de onda de la tensión y de la corriente en la red de alterna y a la salida del rectificador con control mediante pulso único (Velocidad = 3500 min^{-1} , Par = $2,8 \text{ Nm}$).

En la figura V.2.5 se presentan las curvas características obtenidas con control mediante pulso único.

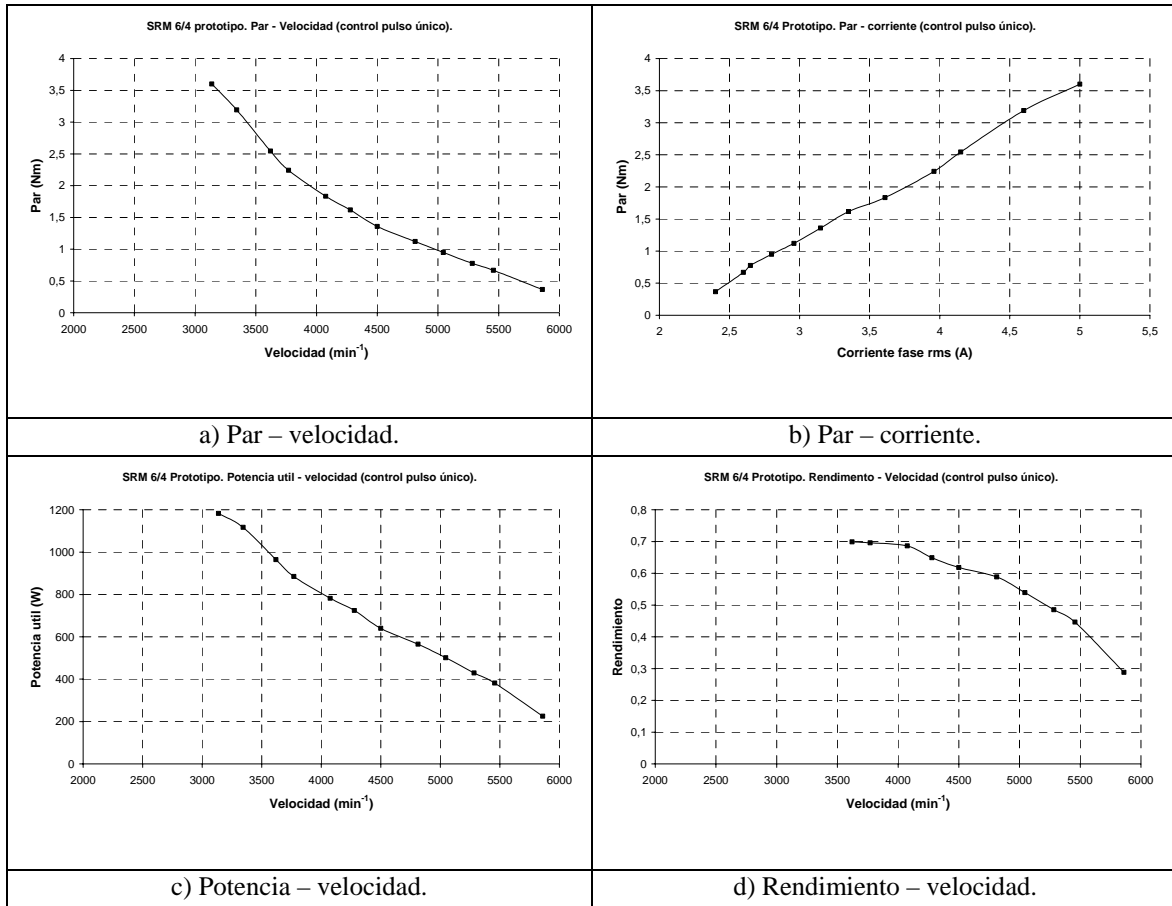


Figura V.2.5: Curvas características de funcionamiento (control pulso único) obtenidas experimentalmente en el prototipo SRM 6/4.

En la figura V.2.6 se presenta la separación de pérdidas en el motor, distinguiendo entre pérdidas joule, pérdidas mecánicas y pérdidas en el hierro [BAU00].

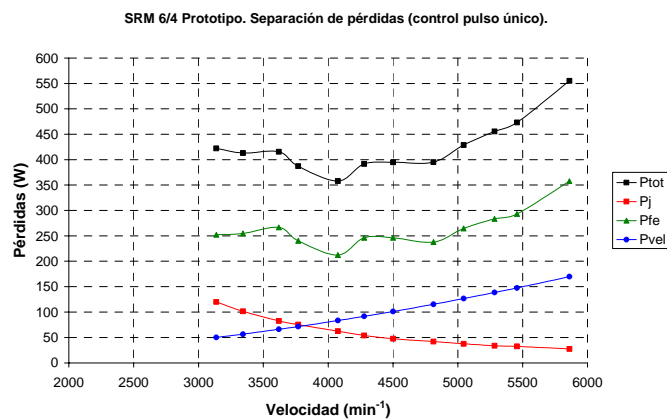


Figura V.2.6: Separación de pérdidas en el prototipo SRM 6/4 funcionando con control mediante pulso único (P_{tot} =pérdidas totales, P_j =pérdidas joule, P_{fe} =pérdidas en el hierro, P_{vel} =pérdidas mecánicas).

Resultados obtenidos con control de histéresis.

En la figura V.2.7 se presentan las formas de onda correspondientes a diferentes puntos de funcionamiento con control mediante histéresis, para la referencia escogida en el ángulo de disparo. En la figura V.2.8 pueden observarse las formas de onda de la tensión y de la corriente en la red de alimentación alterna y a la salida del rectificador.

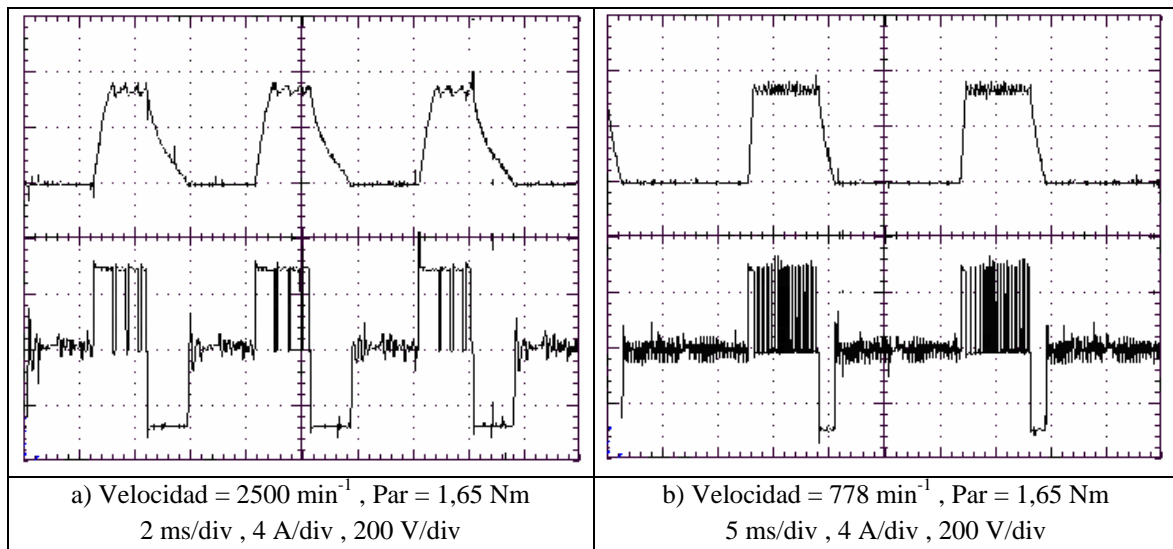


Figura V.2.7: Formas de onda de la tensión y de la corriente de fase para diferentes puntos de funcionamiento con control de histéresis obtenidas experimentalmente en el prototipo de SRM 6/4.

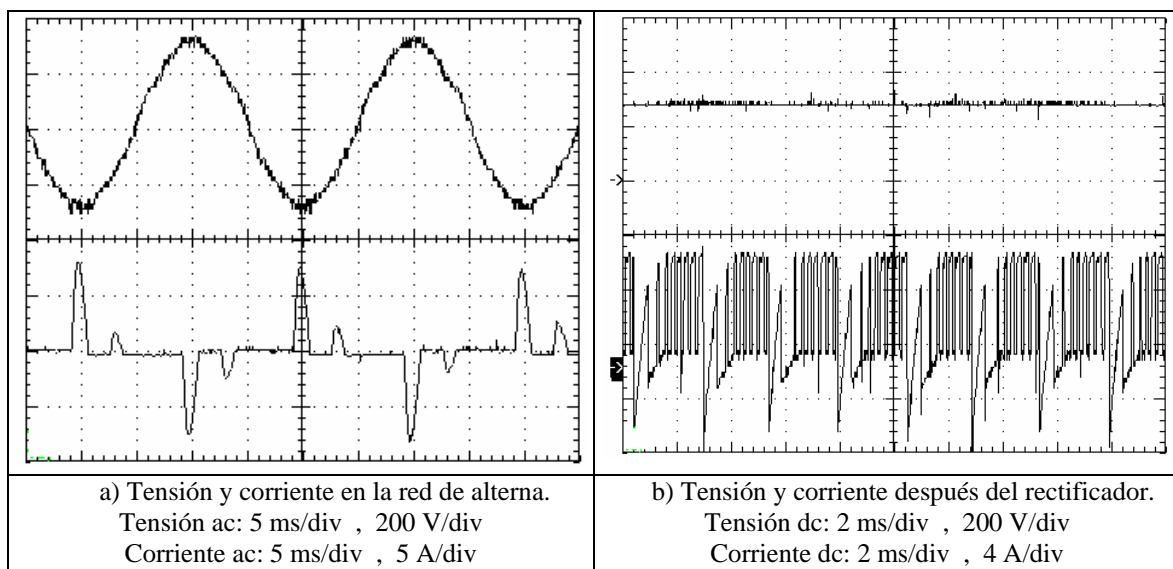


Figura V.2.8: Formas de onda de la tensión y de la corriente en la red de alterna y a la salida del rectificador con control de histéresis (Velocidad = 2000 min⁻¹, Par = 2 Nm).

En la figura V.2.9 se presentan las curvas características obtenidas con control de histéresis para diferentes referencias de par.

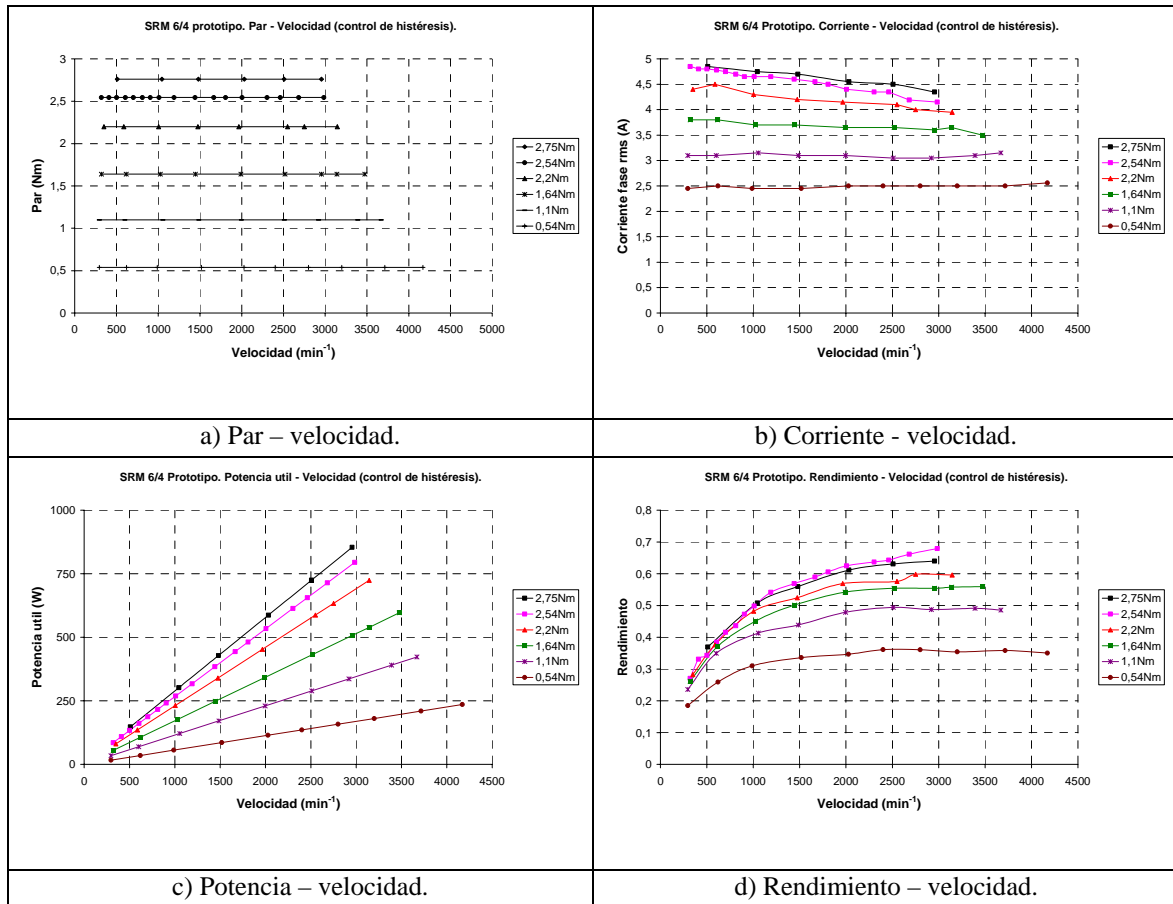


Figura V.2.9: Curvas características de funcionamiento (control de histéresis) obtenidas experimentalmente en el prototipo SRM 6/4.

En la figura V.2.10 se presenta la separación de pérdidas en el motor para la referencia de 2,75 Nm, distinguiendo entre pérdidas joule, pérdidas mecánicas y pérdidas en el hierro.

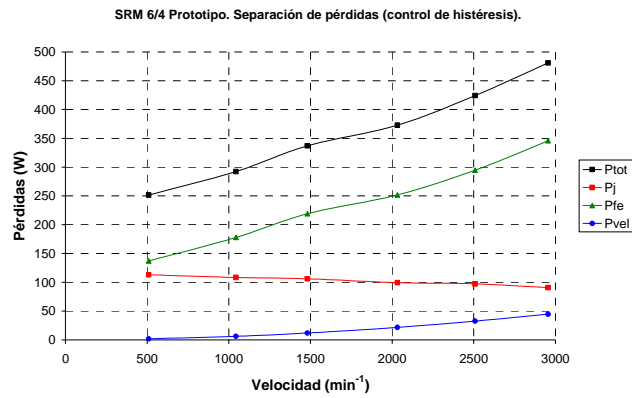


Figura V.2.10: Separación de pérdidas en el prototipo SRM 6/4 funcionando con control de histéresis (P_{tot}=pérdidas totales, P_j=pérdidas joule, P_{fe}=pérdidas en el hierro, P_{vel}=pérdidas mecánicas).

Resumen de los resultados obtenidos.

En las figuras V.2.11 y V.2.12 se presentan de forma compacta las prestaciones del prototipo 6/4 por lo que a par y potencia se refiere, con control de histéresis hasta la velocidad base (3000 min⁻¹) y control mediante pulso único para velocidades superiores [AND01a].

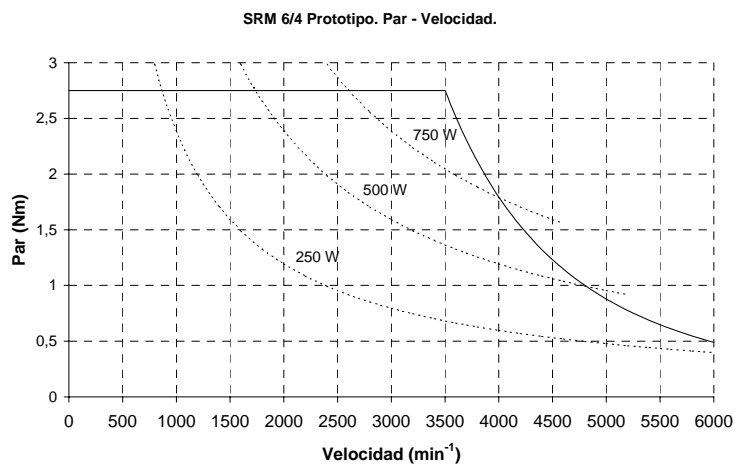


Figura V.2.11: Envolvente de par-velocidad del SRM 6/4.

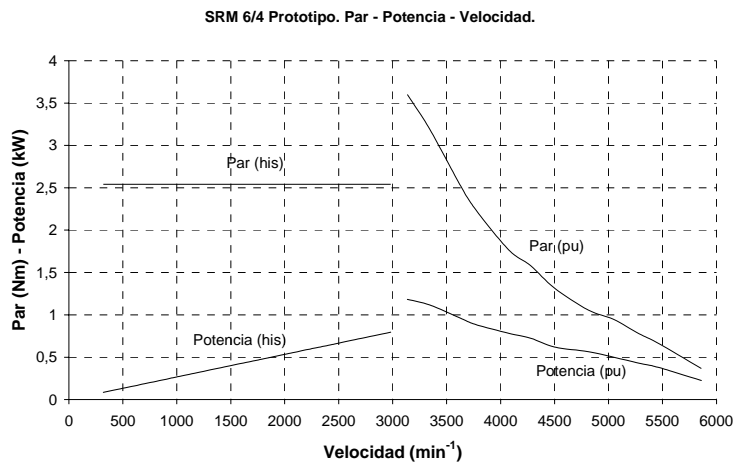


Figura V.2.12: Características par-velocidad y par-potencia del SRM 6/4, con control de histéresis (his) y control mediante pulso único (pu).

Ensayos de calentamiento.

En la figura V.2.13 se presentan los resultados obtenidos en los ensayos de calentamiento efectuados a potencia y velocidad constante (velocidad base, 3000 min^{-1}), obteniendo los incrementos de temperatura mediante termopares tipo k ubicados en el interior del arrollamiento estático, presumiblemente en el punto más caliente [AND01b].

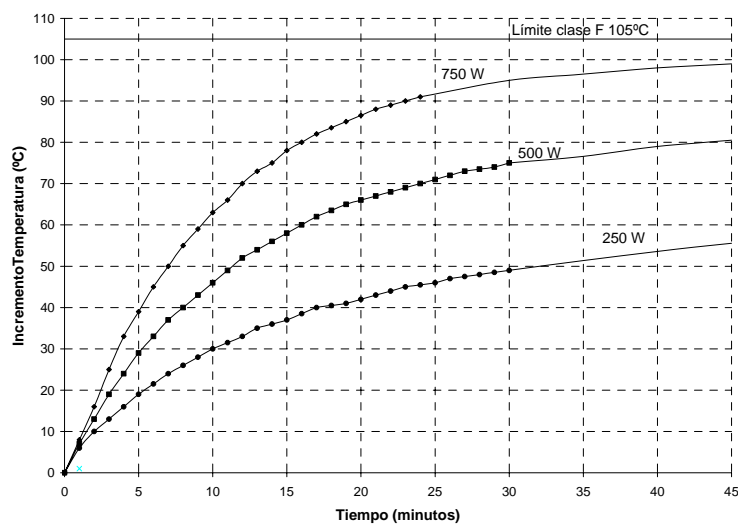


Figura V.2.13: Incrementos de temperatura respecto al ambiente (punto más caliente) a potencia constante y a 3000 min^{-1} .

En los motores SRM, como consecuencia de la gran sección transversal de las cabezas de bobina, hay una gran diferencia entre la temperatura media del arrollamiento y la del punto más caliente. Para determinar el incremento medio de temperatura se procederá a cargar el motor a una potencia determinada, para una vez alcanzado el equilibrio térmico desconectarlo de la alimentación y medir la resistencia de una fase [MIL93]. Esta volverá a medirse en intervalos de tiempo preestablecidos, construyendo una gráfica como la de la figura V.2.14, en la que τ 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 (ΔT) en las condiciones de funcionamiento especificadas, a partir de la resistencia calculada (R_T) en $t = 0$, a partir de las expresiones siguientes:

$$R = R_T \cdot e^{-t/\tau} \tag{V.2.2}$$

$$\ln R = \ln R_T - \frac{t}{\tau} \tag{V.2.2}$$

$$T = \left[\frac{R_T}{R_{amb}} (235 + T_{amb}) \right] - 235 \tag{V.2.3}$$

$$\Delta T = T - T_{amb} \tag{V.2.4}$$

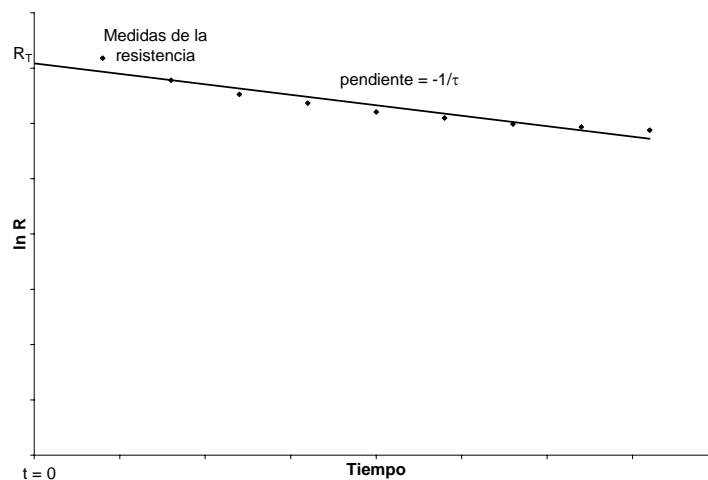
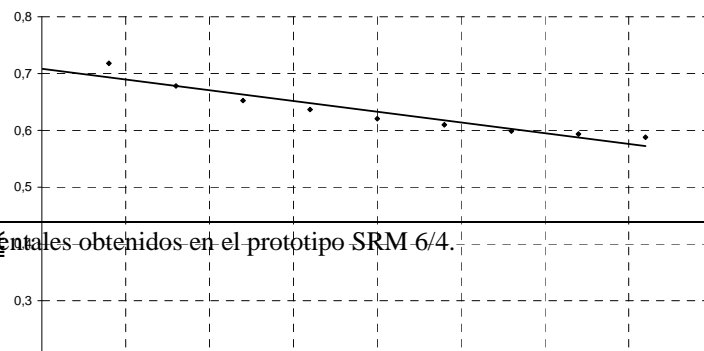


Figura V.2.14: Medidas de la resistencia para la determinación de la temperatura media del devanado.

En nuestro caso, para una potencia de 500 W a la velocidad de 3000 min^{-1} , se han obtenido los resultados de la figura V.2.15, donde para $t = 0$ se obtiene $\ln R = 0,7$ con $R_T = 2,03 \Omega$. Conociendo $R_{26^\circ\text{C}} = 1,65 \Omega$, se deduce que el incremento medio de temperatura del devanado es de 60°C .



Resultados experimentales obtenidos en el prototipo SRM 6/4.

Figura V.2.15: $\ln R$ en función del tiempo, para una potencia de 500 W y a 3000 min^{-1} .

Ensayos de ruido.

Se han efectuado medidas del nivel sonoro medio (L_{AM}) según la norma IEC34.9, funcionando el motor sin carga a la velocidad de 3000 min^{-1} . El resultado obtenido en las mediciones, efectuando la media de las medidas tomadas en distintas posiciones tal como indican las instrucciones de la norma, ha sido de 71 dB.

V.3 RESULTADOS EXPERIMENTALES OBTENIDOS EN EL PROTOTIPO SRM 12/8.

Resultados obtenidos con control mediante pulso único.

En la figura V.3.1 se presentan las formas de onda correspondientes a diferentes puntos de funcionamiento con control mediante pulso único, para la referencia escogida en el ángulo de disparo. En la figura V.3.2 pueden verse las formas de onda de la corriente en la red de alimentación alterna y a la salida del rectificador.

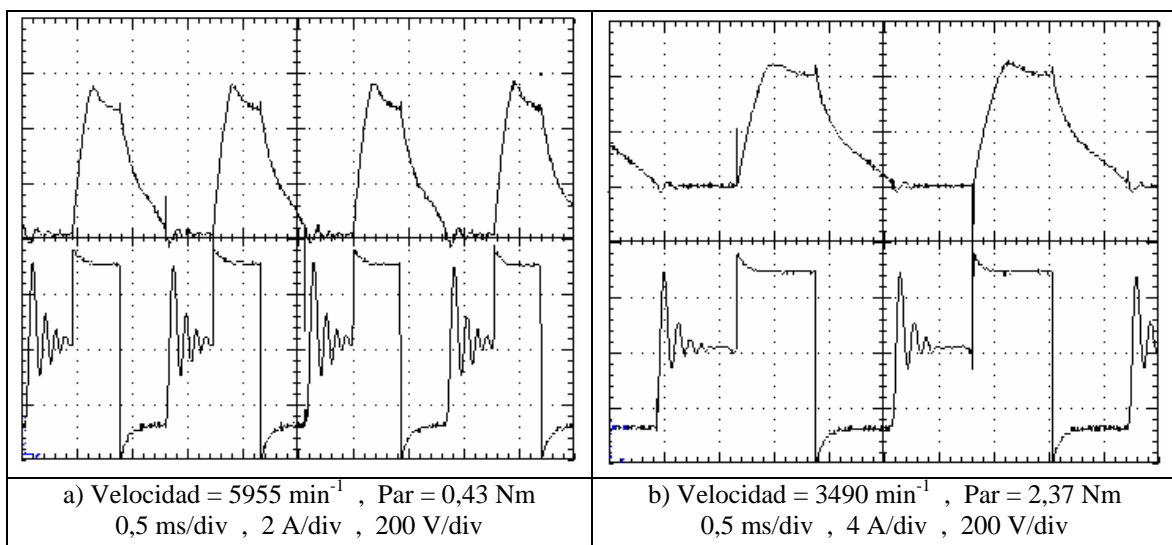


Figura V.3.1: Formas de onda de la corriente y de la tensión de fase para diferentes puntos de funcionamiento con control mediante pulso único obtenidas experimentalmente en el prototipo de SRM 12/8.

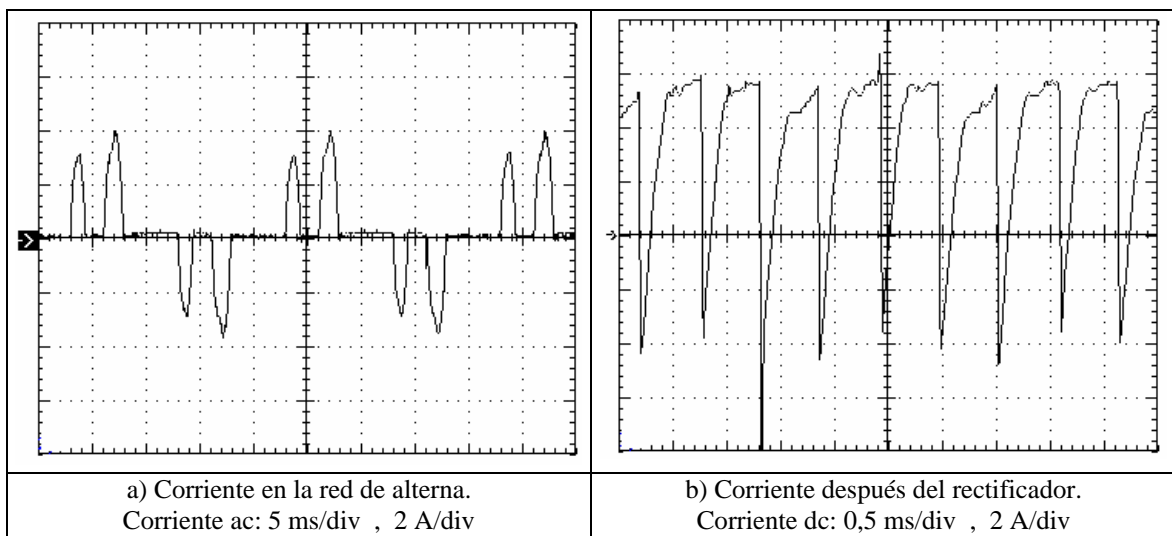


Figura V.3.2: Formas de onda de la corriente en la red de alterna y a la salida del rectificador con control mediante pulso único (Velocidad = 4500 min^{-1} , Par = $1,44 \text{ Nm}$).

En la figura V.3.3 se presentan las curvas características obtenidas con control mediante pulso único.

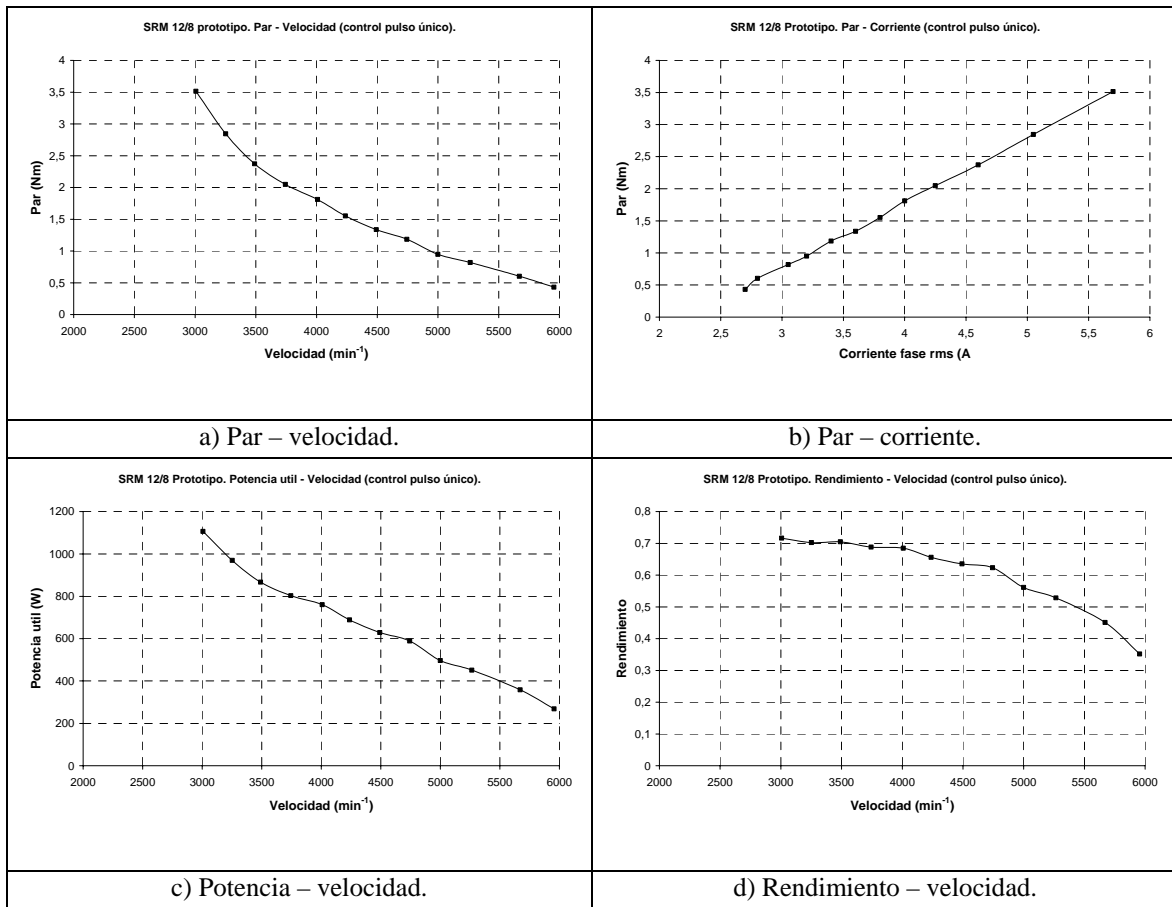


Figura V.3.3: Curvas características de funcionamiento (control pulso único) obtenidas experimentalmente en el prototipo SRM 12/8.

En la figura V.3.4 se presenta la separación de pérdidas en el motor, distinguiendo entre pérdidas joule, pérdidas mecánicas y pérdidas en el hierro.

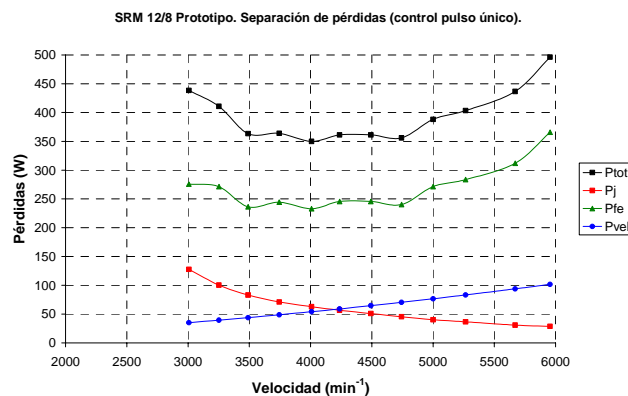


Figura V.3.4: Separación de pérdidas en el prototipo SRM 12/8 funcionando con control mediante pulso único (P_{tot} =pérdidas totales, P_j =pérdidas joule, P_{fe} =pérdidas en el hierro, P_{vel} =pérdidas mecánicas).

Resultados obtenidos con control de histéresis.

En la figura V.3.5 se presentan las formas de onda correspondientes a diferentes puntos de funcionamiento con control mediante histéresis, para la referencia escogida en el ángulo de disparo. En la figura V.3.6 pueden observarse las formas de onda de la corriente en la red de alimentación alterna y a la salida del rectificador.

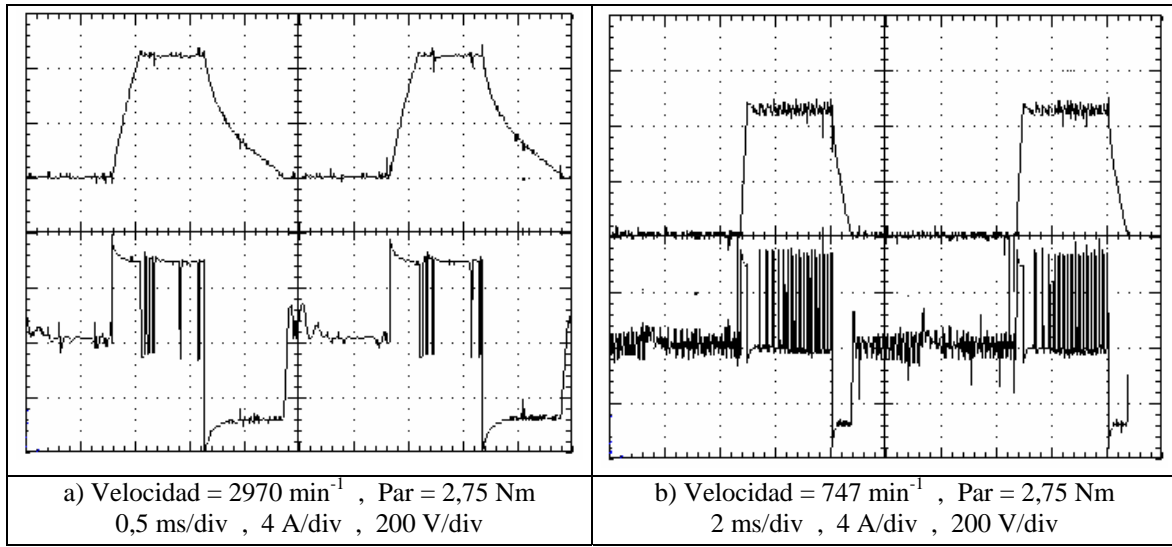


Figura V.3.5: Formas de onda de la corriente y de la tensión de fase para diferentes puntos de funcionamiento con control de histéresis obtenidas experimentalmente en el prototipo de SRM 12/8.

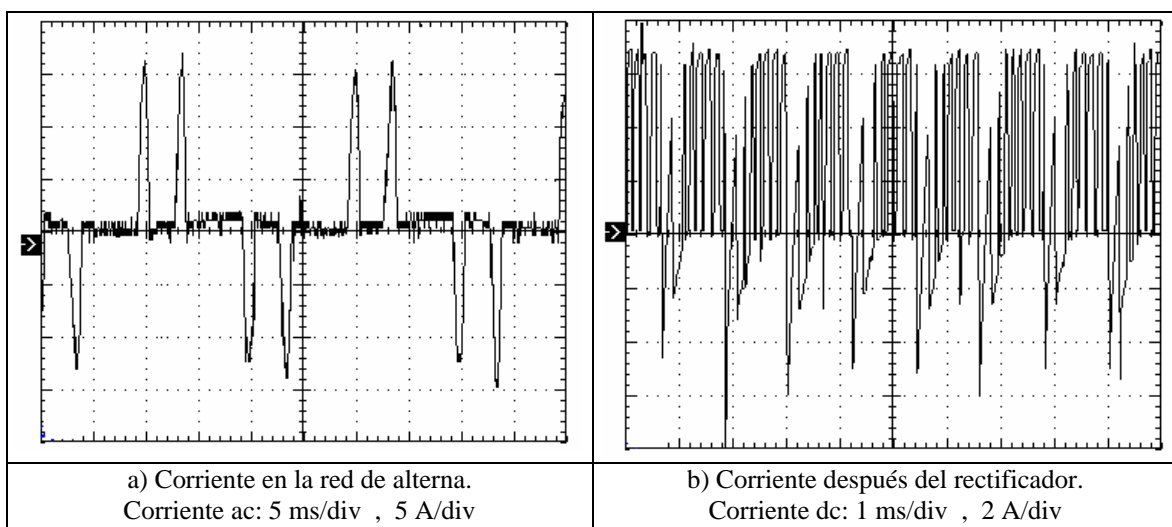


Figura V.3.6: Formas de onda de la corriente en la red de alterna y a la salida del rectificador con control de histéresis (Velocidad = 2121 min^{-1} , Par = $2,15 \text{ Nm}$).

En la figura V.3.7 se presentan las curvas características obtenidas con control de histéresis para diferentes referencias de par.

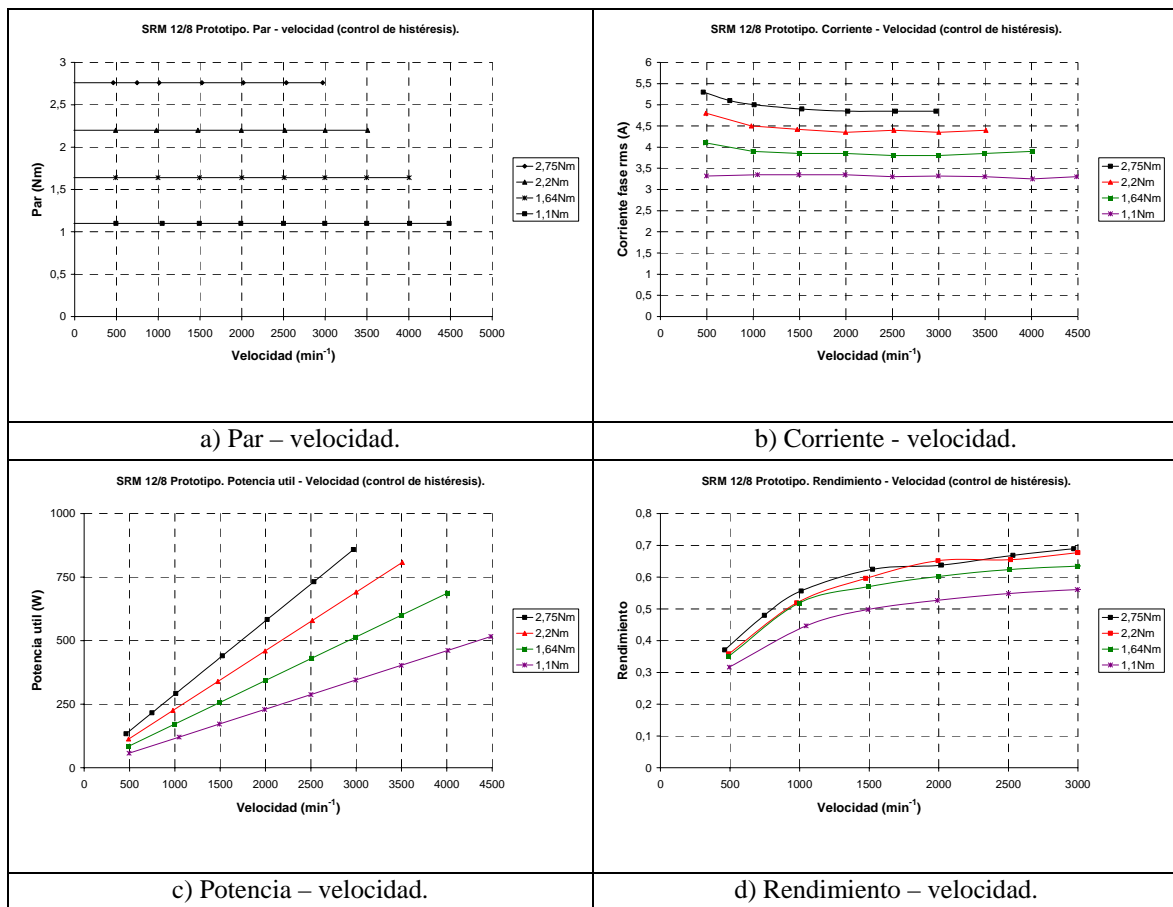


Figura V.3.7: Curvas características de funcionamiento (control de histéresis) obtenidas experimentalmente en el prototipo SRM 12/8.

En la figura V.3.8 se presenta la separación de pérdidas en el motor para la referencia de 2,75 Nm, distinguiendo entre pérdidas joule, pérdidas mecánicas y pérdidas en el hierro.

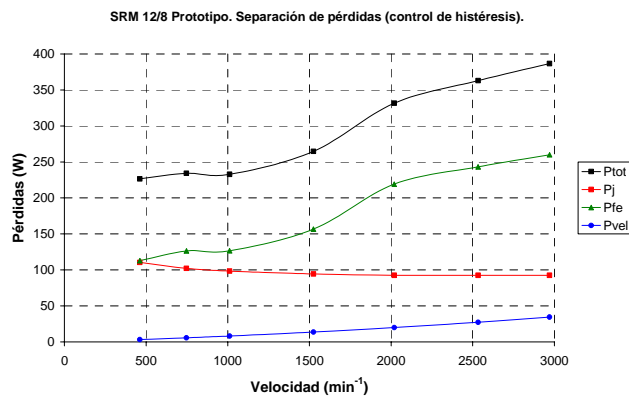


Figura V.3.8: Separación de pérdidas en el prototipo SRM 12/8 funcionando con control de histéresis (P_{tot}=pérdidas totales, P_j=pérdidas joule, P_{fe}=pérdidas en el hierro, P_{vel}=pérdidas mecánicas).

Resumen de los resultados obtenidos.

En las figuras V.3.9 y V.3.10 se presentan de forma compacta las prestaciones del prototipo 12/8 por lo que a par y potencia se refiere, con control de histéresis hasta la velocidad base (3000 min⁻¹) y control mediante pulso único para velocidades superiores.

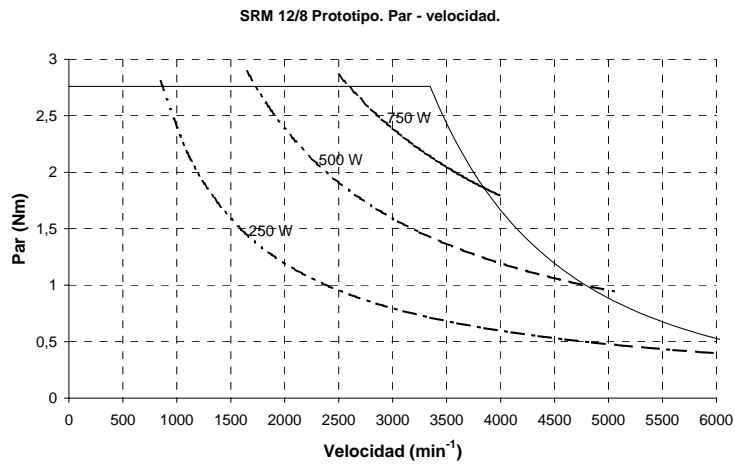


Figura V.3.9: Envolvente de par-velocidad del SRM 12/8.

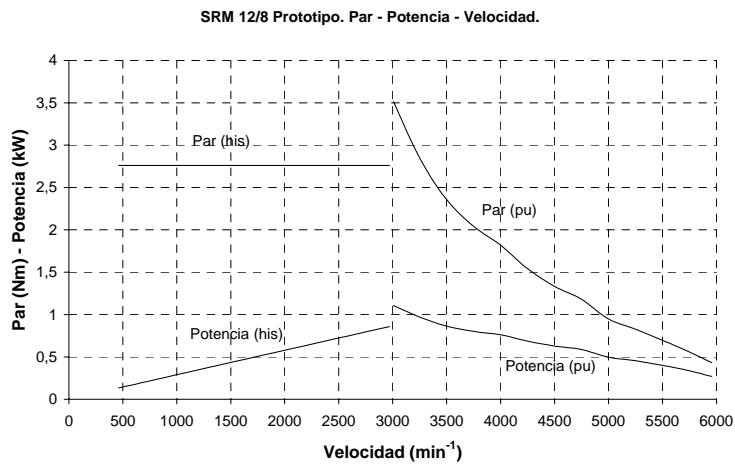


Figura V.3.10: Características par-velocidad y par-potencia del SRM 12/8, con control de histéresis (his) y control mediante pulso único (pu).

Ensayos de calentamiento.

En las figuras V.3.11 y V.3.12 se presentan los resultados obtenidos en los ensayos de calentamiento efectuados a potencia y velocidad constante, tal como se ha indicado en el apartado anterior, obteniendo en este caso un incremento medio de temperatura en el devanado de 32°C.

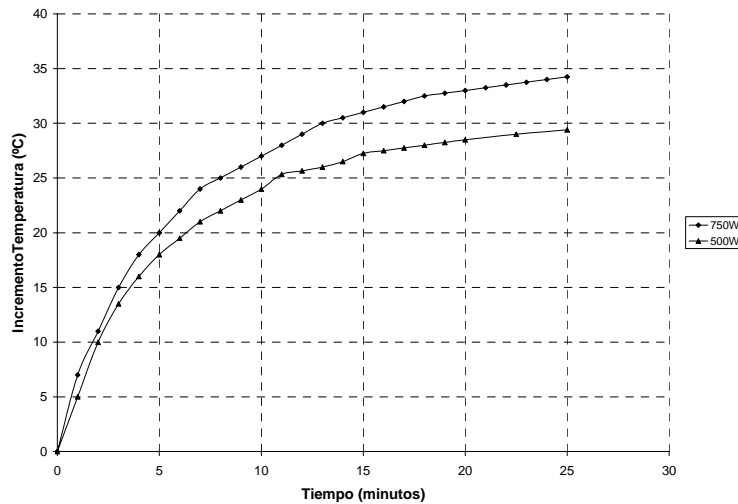


Figura V.3.11: Incrementos de temperatura respecto al ambiente (punto más caliente) a potencia constante y a 3000 min⁻¹.

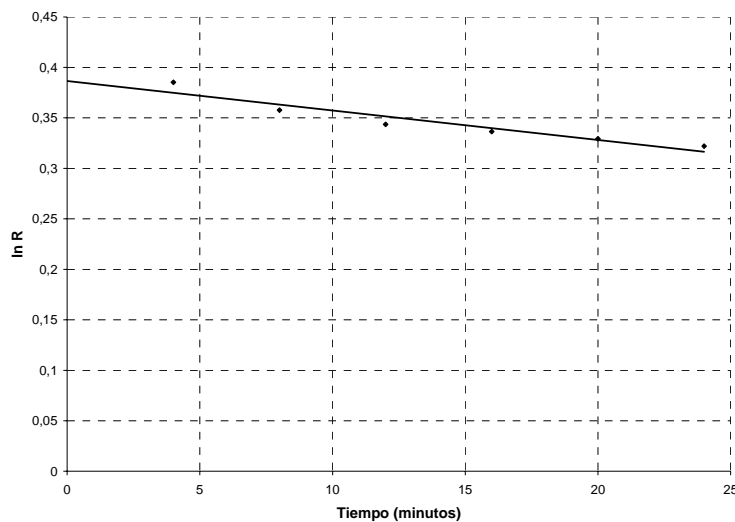


Figura V.3.12: ln R en función del tiempo, para una potencia de 500 W y a 3000 min⁻¹.

Ensayos de ruido.

Se han efectuado medidas del nivel sonoro medio (L_{AM}) según la norma IEC34.9, funcionando el motor sin carga a la velocidad de 3000 min⁻¹. El resultado obtenido en las mediciones, efectuando la media de las medidas tomadas en distintas posiciones tal como indican las instrucciones de la norma, ha sido de 68 dB.

V.4 COMPARACION ENTRE LOS DOS PROTOTIPOS: SRM 6/4 Y SRM 12/8.

El diseño, construcción y ensayos de laboratorio efectuados en los dos prototipos 6/4 y 12/8 nos permiten efectuar una comparación de las prestaciones y del funcionamiento que se derivan de las dos estructuras. Los aspectos que consideramos más importantes de destacar son los siguientes:

- El SRM 6/4 adquiere niveles de saturación elevados con corrientes menores.
- En el SRM 12/8 se colocan las bobinas con mayor facilidad, permitiendo un posible incremento en el número de espiras y trabajar con un mayor coeficiente de utilización de ventana.
- La relación par/corriente es ligeramente superior en el SRM 6/4.
- El rendimiento en los dos motores es similar, si bien en el prototipo 12/8 construido es ligeramente superior (debido probablemente a que el entrehierro final es más pequeño que el del prototipo construido del motor 6/4). Esto se debe principalmente a:
 - * Pérdidas joule: son similares, puesto que si bien la resistencia del 12/8 es inferior, en contrapartida requiere de una corriente más elevada para proporcionar el mismo par.
 - * Pérdidas en el hierro: aunque pueda parecer que deben ser superiores en el 12/8 por trabajar a mayor frecuencia, como en el 6/4 las inducciones en el material ferromagnético son superiores, ambos efectos pueden llegar a compensarse.
- La temperatura media de los devanados, en las mismas condiciones de trabajo, es inferior en el 12/8, debido principalmente a que las cabezas de bobina son más pequeñas.
- El SRM 6/4 es más ruidoso.
- El establecimiento de la corriente es más rápido en el 12/8, debido a que las inductancias son más bajas.
- El SRM 12/8 es más exigente con las prestaciones del convertidor electrónico de alimentación, puesto que debe trabajar a frecuencias más elevadas y con corrientes ligeramente superiores.

Podemos concluir que las dos configuraciones presentan un comportamiento satisfactorio y que son perfectamente válidas para el funcionamiento del motor de reluctancia autoconmutado, aunque es importante destacar que la mejor disipación de temperatura del SRM 12/8 le hace más interesante para trabajar de forma continua con índices de carga elevados.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[AND00a] P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Experimental determination of magnetization curves of switched reluctance motors". ICEM'2000, 28-30 de Agosto 2000, Helsinki.

[AND01a] P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Accionamiento de reluctancia para aplicaciones con un perfil par-velocidad variable". 7^{as} Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica, 4-6 de Julio 2001, Madrid.

[AND01b] P. Andrada, M. Torrent, B. Blanqué, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez. "Motores de reluctancia autoconmutados para aplicaciones con características mecánicas variables". SAAEI'01, 12-14 de Setiembre 2001, Matanzas.

[BAU00] H. Bausch, A. Greif. "A switched reluctance and an induction machine in a drivetrain for an electrical vehicle under the conditions of car application". ICEM'2000, 28-30 de Agosto 2000, Helsinki.

[GRI95] J.J. Gribble, P.C. Kjaer, T.J.E. Miller. "Optimal commutation in average torque control of switched reluctance motors". IEE Proceedings-Electrical Power Applications, Vol.146, N° 1, Enero 1999.

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

CAPITULO VI

**PROPUESTA DE METODOLOGIA PARA EL
DIMENSIONAMIENTO.
APORTACIONES Y CONCLUSIONES.**

Capítulo VI.1: Proceso de dimensionamiento. Metodología propuesta.

Capítulo VI.2: Consideraciones de interés en cada paso del proceso propuesto.

Capítulo VI.3: Aportaciones efectuadas.

Capítulo VI.4: Conclusiones finales.

Capítulo VI.5: Futuras líneas de trabajo.

VI.1 PROCESO DE DIMENSIONAMIENTO. METODOLOGIA PROPUESTA.

En este capítulo efectuaremos una propuesta de metodología a seguir en el proceso de dimensionamiento del SRM. Esta metodología engloba diferentes aspectos estudiados en los capítulos anteriores, como son el proceso de diseño de la estructura electromagnética, la caracterización del SRM, la simulación con el convertidor estático de alimentación y el tipo de control seleccionados, así como la obtención final de las características de funcionamiento sobre el prototipo construido.

La finalidad de la propuesta radica en establecer un proceso que nos permita construir un SRM que cumpla con las especificaciones iniciales previstas de funcionamiento y, con la ayuda que actualmente nos proporcionan los programas informáticos de simulación, disponer de una buena aproximación del comportamiento del motor antes de su fabricación. Como el proceso de construcción y montaje suele ser largo y caro, establecer una buena metodología con garantías de éxito permite ahorrar tiempo y reducir costes, aunque requiera de un proceso más largo en el estudio previo.

En la figura VI.1.1 se presenta el diagrama general de bloques de la metodología propuesta, comentando en el apartado VI.2 las consideraciones de mayor interés en cada parte del proceso, aunque cada una de ellas se ha tratado de forma extensa en los diferentes capítulos presentados hasta el momento.

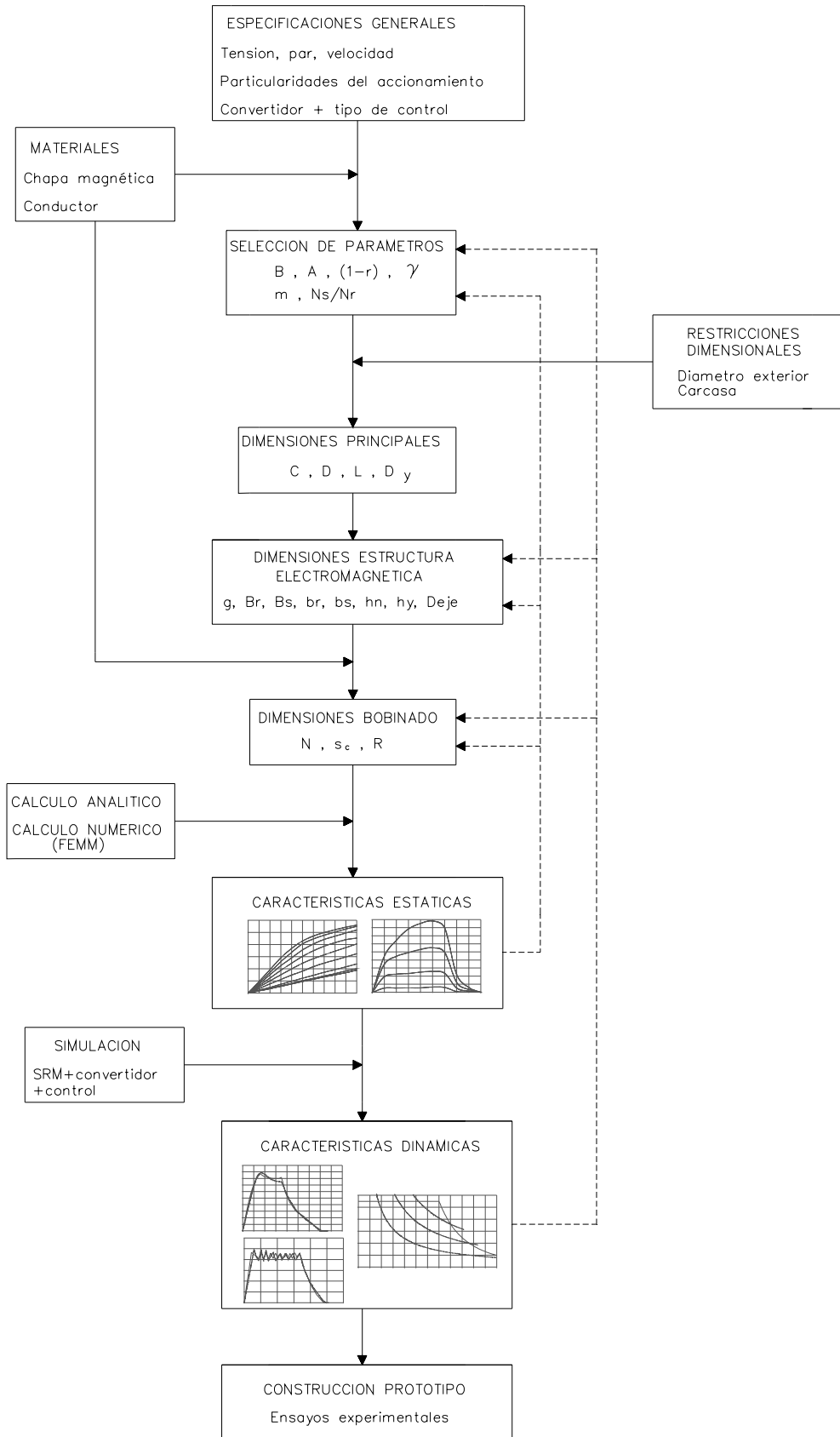


Figura VI.1.1: Propuesta de metodología para el dimensionamiento del SRM.

VI.2 CONSIDERACIONES DE INTERÉS EN CADA PASO DEL PROCESO PROPUESTO.

A continuación proponemos una serie de consideraciones a tener en cuenta en cada uno de los pasos del proceso, desde las especificaciones generales hasta la construcción final del prototipo.

Especificaciones generales.

Definen las prestaciones del SRM (potencia, par, velocidad), el sistema de alimentación necesario (rectificador trifásico o monofásico, batería, posible necesidad de filtro), el tipo de convertidor estático (Unipolar, Miller, Clásico) y el tipo de control (pulso único, histéresis, PWM), según las particularidades requeridas por la aplicación a la que va destinada el accionamiento.

Materiales.

Las especificaciones generales pueden condicionar el tipo de material a utilizar, principalmente el tipo de chapa magnética. La elección vendrá en función de los criterios predominantes, que pueden ser elevadas prestaciones, máximo rendimiento, coste reducido,...

Selección de parámetros.

A partir de las especificaciones generales y de la elección de los materiales, se definen los parámetros principales, como el número de fases y la configuración polar. Debe realizarse la selección considerando de forma conjunta el SRM y el tipo de convertidor, puesto que aumentar el número de fases y el número de polos presenta ventajas respecto a la calidad del par proporcionado por el SRM, pero aumentan las exigencias del convertidor.

El tipo de chapa magnética seleccionada condicionará principalmente el valor de inducción. El ciclo de trabajo, el tipo de conductor y la refrigeración de la máquina condicionaran la carga lineal específica, mientras que el tipo de control determinará las recomendaciones referentes a los parámetros $(1-r)$ y γ .

Restricciones dimensionales.

Vendrán fijadas por el tipo de carcasa y su forma constructiva, condicionando principalmente el diámetro exterior del estator, la longitud del paquete de chapas, la altura del eje, así como su diámetro y el tipo de cojinetes a utilizar.

Dimensiones principales.

Una vez seleccionados los parámetros de funcionamiento y teniendo en cuenta las restricciones dimensionales, se propone determinar las dimensiones principales a partir del coeficiente de utilización de la máquina, de forma similar a como se realiza en otro tipo de máquinas eléctricas. La determinación del volumen del rotor, el tipo de carcasa seleccionado y la aplicación del accionamiento permiten calcular el diámetro interior del estator y la longitud del paquete de chapas.

Dimensiones estructura electromagnética.

El estudio de la influencia de diversos parámetros constructivos efectuado en el capítulo IV permiten efectuar una serie de recomendaciones al respecto.

Parece adecuado que el entrehierro sea lo más pequeño posible dentro de las limitaciones fijadas por el tipo de construcción mecánica, puesto que la densidad de par aumenta considerablemente cuando el entrehierro es reducido.

Se recomienda que el ángulo polar del estator sea prácticamente igual que el ángulo de paso del motor y que el ángulo polar del rotor sea ligeramente superior al ángulo polar del estator. De esta forma, disminuye el rizado de par y nos aseguramos producción de par prácticamente en todas las posiciones del rotor.

La anchura de los yugos debe ser suficientemente grande para que no existan problemas de saturaciones elevadas. Su aumento presenta ventajas también en aspectos relativos a la disminución del ruido, pero tiene inconvenientes, como son la reducción del espacio útil de bobina con el incremento del yugo del estator y el aumento de la inductancia en la posición no alineada con el incremento del yugo del rotor.

El diámetro del eje debe cumplir las recomendaciones mecánicas impuestas por la potencia y la velocidad requeridas por el accionamiento, condicionando a su vez el resto de parámetros geométricos del rotor, como son su diámetro exterior y la anchura del yugo.

Debe comprobarse que la velocidad crítica sea muy superior a la velocidad de operación del motor, para evitar el problema de la posible destrucción del eje.

Dimensiones del bobinado.

Las especificaciones generales y los materiales seleccionados condicionan principalmente el número de espiras por polo. El ciclo de trabajo, el tipo de control y la refrigeración de la máquina condicionan la sección del conductor y su clase de aislamiento. Las dimensiones de la estructura electromagnética fijan el espacio disponible para la ubicación de la bobina, por lo que condicionaran tanto el número de espiras por polo como la sección del conductor. Por tanto, son muchas variables las que entran en juego en la selección del bobinado. Parece adecuado que aumentar el número

de espiras, al límite del espacio disponible según las recomendaciones del coeficiente de utilización de ventana, resulta beneficioso puesto que aumenta la densidad de par, aunque existe una ligera limitación en las prestaciones dinámicas a velocidades elevadas y un ligero aumento de la resistencia del bobinado. No debe descuidarse el efecto directo que tiene la densidad de corriente por el conductor en el calentamiento de la máquina.

Cálculo analítico y cálculo numérico (FEMM).

El dimensionamiento completo de la estructura electromagnética permite efectuar el cálculo analítico de forma relativamente sencilla para las posiciones alineada y no alineada del motor. El cálculo numérico a partir de programas de simulación mediante elementos finitos permite una visión más completa de la distribución de las inducciones en las diferentes partes de la máquina y, aunque sea un proceso relativamente largo, pueden realizarse simulaciones para posiciones intermedias, así como analizar el efecto de la dispersión en las cabezas de bobina.

Características estáticas.

Los cálculos anteriores permiten obtener las curvas de magnetización y las curvas de par estático, de forma más precisa si se analizan diversas posiciones del rotor o de forma más aproximada si se analizan únicamente las posiciones alineada y no alineada. Pueden analizarse las inducciones en las diversas partes de la máquina, a qué niveles de corriente aparece la saturación en las curvas de magnetización y, por tanto, evaluar el par medio y el parámetro E.C. a partir del ciclo de energía, así como la producción de par en función de la corriente y de la posición.

Primera realimentación.

El análisis de las características estáticas puede proporcionar indicaciones para la corrección de determinados parámetros. Si se observan deficiencias importantes en los resultados obtenidos, puede ser necesario replantearse la selección de parámetros (inducción, carga lineal específica). Si se observan problemas de saturación en alguna parte muy concreta o se intuyen mejoras con la variación de algún parámetro, puede ser suficiente retocar la geometría de la estructura electromagnética o del bobinado, recalculando entonces las características estáticas para observar si se han corregido las deficiencias observadas o se han producido las mejoras previstas.

Simulación.

A partir de las curvas de magnetización determinadas, puede procederse a la simulación a partir de los modelos presentados en el capítulo III. La necesidad de buscar un

determinado nivel de fiabilidad en las aproximaciones de la simulación y el tiempo disponible fijarán el tipo de modelo a utilizar.

Las simulaciones a partir del modelo completo exigen conocer las curvas de magnetización en diversas posiciones, por lo que se incrementará el número de simulaciones a efectuar de la estructura electromagnética mediante el programa de elementos finitos. Posteriormente, deben calcularse los coeficientes de las expresiones de ajuste de las curvas de magnetización mediante el programa matemático para el ajuste de curvas, proceso relativamente largo y tedioso.

Si se utiliza el modelo simplificado, a partir del cálculo analítico o de pocas simulaciones mediante el programa de elementos finitos pueden obtenerse resultados interesantes, tal como se ha observado en el capítulo IV.

Con el modelo determinado, se efectuarán las simulaciones del SRM conjuntamente con el convertidor estático seleccionado y para el tipo de control escogido, obteniéndose las características dinámicas del motor (formas de onda de la corriente de fase, del par dinámico,...). Se puede evaluar el funcionamiento del motor a diferentes velocidades, y realizar una estimación de su comportamiento ante las exigencias particulares del accionamiento.

Si se utiliza un programa de simulación que permite incorporar modelos de componentes electrónicos reales, pueden evaluarse las exigencias del convertidor estático y de sus componentes.

Pueden efectuarse simulaciones que permitan buscar el punto de funcionamiento óptimo del motor en referencia al ángulo de disparo y al ángulo de conducción.

Segunda realimentación.

Los resultados obtenidos en las características dinámicas permiten retocar, si se considera necesario, las características constructivas seleccionadas. Igual que en la primera realimentación, si se detectan deficiencias importantes pueden replantearse los parámetros de partida seleccionados o bien únicamente alguno de los parámetros de la geometría de la estructura electromagnética o del bobinado.

Construcción del prototipo.

Una vez realizados los retoques finales en el proceso de diseño a partir de las simulaciones, se procederá a la fabricación del prototipo, estableciendo prioridades en las tolerancias necesarias del proceso de construcción. No debe descuidarse en este proceso la forma de efectuar el montaje final de las diferentes partes constructivas, puesto que puede condicionar la tolerancia a obtener.

Finalmente se procederá a los ensayos experimentales en el laboratorio, tal como se ha indicado en el anexo 1 y en el capítulo V.

VI.3 APORTACIONES EFECTUADAS.

Se ha realizado una recopilación de las aplicaciones comerciales del motor de reluctancia autoconmutado.

Se ha realizado un análisis del SRM considerando los efectos de la saturación a partir de las expresiones básicas de la conversión electromecánica.

Se ha establecido un proceso de diseño específico para la estructura electromagnética basada en el coeficiente de utilización de la máquina.

Se han construido dos prototipos de SRM de 3 fases con diferente configuración polar (6/4 y 12/8) según el proceso de diseño elaborado.

Se ha efectuado un estudio de las diferentes posibilidades de caracterización del SRM, mediante métodos analíticos, numéricos y experimentales, comparando los resultados obtenidos. En este estudio, se han efectuado simulaciones mediante elementos finitos de diferentes estructuras, estudiando el efecto de dispersión en las cabezas de bobina.

Se ha construido un equipo de prueba para la caracterización magnética del SRM experimentalmente, basado en el método de Jones.

Se han desarrollado diferentes modelos para la simulación del SRM, comparando los resultados obtenidos con los diferentes modelos y su validez ante los resultados experimentales.

Se han elaborado dos alternativas para representar la evolución de la inductancia con la posición rotórica en los modelos lineales.

Se han elaborado tres alternativas novedosas de ajuste de las curvas de magnetización en los modelos no lineales, a partir del conocimiento completo de las curvas de magnetización. Se ha estudiado la posibilidad de simplificar las alternativas elaboradas mediante la influencia del número de coeficientes a utilizar en las expresiones de ajuste.

Se han elaborado tres alternativas novedosas de ajuste de las curvas de magnetización en los modelos no lineales, a partir únicamente de las posiciones alineada y no alineada. Estas alternativas proporcionan una importante reducción de tiempo en la simulación y en el análisis del comportamiento del SRM ante diferentes variables constructivas.

Se han contrastado los resultados obtenidos utilizando las diferentes alternativas novedosas desarrolladas con resultados experimentales, en dos prototipos de SRM con diferente configuración polar (6/4 y 12/8) y en nueve variantes constructivas de la estructura 6/4.

Se ha efectuado un estudio exhaustivo de la influencia de diferentes variables constructivas en el comportamiento del SRM, como son el entrehierro, el número de espiras, los ángulos polares del estator y del rotor, la anchura de los yugos del estator y del rotor y el tipo de material magnético.

Se han construido nueve variantes en una estructura electromagnética elemental 6/4 para estudiar prácticamente la influencia del entrehierro, del número de espiras y de los ángulos polares del estator y del rotor. La posibilidad de disponer de todas estas estructuras diferentes ha permitido estudiar mejoras de mucho interés en el ajuste de las curvas de magnetización a partir de las posiciones alineada y no alineada.

Se ha estudiado el comportamiento del SRM ante diversos tipos de control, control de histéresis y de pulso único.

Se ha estudiado la influencia de diversas variables de control sobre el SRM, como son la influencia del ángulo de disparo, del ángulo de conducción y de la referencia de corriente.

Se ha sometido a los prototipos construidos a pruebas exhaustivas de funcionamiento en el laboratorio, comparando los resultados experimentales con los previstos en el proceso de diseño, de caracterización y de simulación.

Se ha elaborado una propuesta de metodología para el dimensionamiento del SRM, desde las especificaciones generales hasta la construcción de prototipos.

Se han realizado una serie de trabajos complementarios durante la realización de la tesis, como son la elaboración de un exhaustivo fondo bibliográfico sobre diferentes temas relacionados con el SRM (diseño, caracterización, ensayos, control, simulación, *sensorless*, funcionamiento como generador, vibraciones, ruido), así como la participación en diferentes congresos nacionales e internacionales.

VI.4 CONCLUSIONES FINALES.

El interés de los últimos años por el motor de reluctancia autoconmutado en diversos congresos y revistas científicas empieza a reflejarse en aplicaciones industriales, principalmente en sectores como el auxiliar del automóvil y en electrodomésticos. Sus prestaciones permiten una buena adaptación a accionamientos con necesidad de una característica mecánica variable.

Queda demostrada la utilidad del coeficiente de utilización de la máquina como parámetro de diseño en la determinación de las dimensiones principales del SRM. Su relación con parámetros eléctricos, magnéticos y de control constata la relación entre la estructura electromagnética y la electrónica de control en este tipo de máquinas.

Se pone de manifiesto la importancia de obtener una buena caracterización magnética del SRM en la previsión de prestaciones durante el diseño de prototipos, destacando la utilidad de los programas de simulación mediante elementos finitos.

Se ha demostrado la utilidad de los modelos propuestos para la simulación del comportamiento de los motores de reluctancia autoconmutados, destacando:

- La utilidad de los modelos lineales cuando se requieren cálculos rápidos sin demasiada exactitud.
- El excelente comportamiento de los modelos no lineales a partir del conocimiento completo de las curvas de magnetización, obteniéndose resultados satisfactorios con las diferentes alternativas novedosas presentadas para su ajuste.
- La utilidad de los modelos no lineales a partir únicamente de las posiciones alineada y no alineada, con las diferentes alternativas novedosas de ajuste presentadas, por su simplicidad y ahorro de tiempo en el análisis del funcionamiento del motor y los resultados satisfactorios que ofrecen, constatándose el interés de su utilización en el proceso de diseño.

Se pone de manifiesto la influencia de la geometría de la estructura electromagnética del SRM en las prestaciones funcionales, destacando:

- La importancia del entrehierro, puesto que condiciona el nivel de saturación y la densidad de par que se puede obtener.
- La influencia del número de espiras en el par y en el rendimiento.
- La importancia de los ángulos polares seleccionados, por lo que a calidad de par y niveles de saturación se refiere.
- La influencia de los yugos en el nivel de saturación.
- La importancia del material magnético seleccionado, puesto que condiciona enormemente el par y la relación par/corriente.

Queda demostrada la influencia del tipo de control utilizado en el comportamiento del motor, por lo que no puede abordarse el proceso de diseño del SRM sin tener en cuenta el tipo de convertidor estático seleccionado y la estrategia de control a utilizar en el accionamiento. Se ha constatado que parámetros específicos de control como el ángulo de disparo de los interruptores estáticos o la duración del ángulo de conducción influyen de manera determinante en el par, el rizado de par, la relación par/corriente y en el rendimiento.

Se pone de manifiesto la utilidad de usar programas de simulación de circuitos eléctricos en el SRM, con posibilidad de implementar componentes reales conjuntamente con el modelo de la máquina, puesto que permite realizar aproximaciones del comportamiento conjunto convertidor-máquina.

Se ha demostrado la utilidad del método de Jones en la determinación experimental de las curvas de magnetización del SRM.

Los resultados experimentales obtenidos con los prototipos construidos posicionan al SRM como una alternativa interesante en aplicaciones a velocidad variable, por lo que a prestaciones de par, rendimiento y adaptabilidad ante diferentes tipos de carga se refiere.

Queda demostrado el buen comportamiento de las dos topologías constructivas 6/4 y 12/8 en motores SRM de 3 fases.

La contrastación de los resultados experimentales con las previsiones efectuadas durante el proceso de diseño, de caracterización magnética y de simulación refleja la utilidad de la metodología propuesta para el proceso de dimensionamiento de los motores de reluctancia autoconmutados, para pequeñas y medianas potencias, principalmente en el margen comprendido entre los 0,25 kW y los 10 kW.

VI.5 FUTURAS LINEAS DE TRABAJO.

A continuación se apuntan algunas líneas de trabajo que se pueden abordar en el futuro, a partir de las propuestas expuestas en la presente tesis.

Estudio de los diferentes tipos de pérdidas en el SRM, principalmente en lo referente a las pérdidas en el hierro considerando diferentes tipos de control y su influencia en el rendimiento de la máquina.

Caracterización del SRM utilizando programas de simulación de elementos finitos en 3 dimensiones.

Aplicación de los ajustes de las curvas de magnetización mediante las alternativas propuestas en motores de potencia más elevada y con configuraciones polares diferentes. De especial interés sería probar las alternativas de ajuste a partir únicamente de las posiciones alineada y no alineada.

Extensión de la metodología de diseño propuesta a motores de potencia más elevada y con otras configuraciones (distintas estructuras polares y número de fases).

Introducción en el proceso de dimensionamiento del estudio de otras posibilidades de control, como puede ser el control PWM.

Estudio de las posibilidades que pueden ofrecer otros programas de simulación, como por ejemplo Matlab/Simulink, usando los modelos propuestos u otras alternativas.

Profundización en la influencia de diversas variables de control, como el inicio del ángulo de disparo y la variación del ángulo de conducción, buscando las prestaciones óptimas en diferentes topologías constructivas.

Estudio de las vibraciones y del ruido en el funcionamiento del SRM y los efectos que diferentes variaciones constructivas pueden ocasionar.

ANEXOS

Anexo 1: Equipo electrónico para la caracterización magnética de motores de reluctancia autoconmutados.

Anexo 2: Pruebas mediante una estructura electromagnética elemental.

Anexo 3: Estudio del número de coeficientes a utilizar en el ajuste de las curvas de magnetización en los modelos no lineales.

Anexo 4: Listado de los programas de simulación efectuados mediante Pspice.

Anexo 5: Planos de los prototipos y documentación adicional.

Anexo 6: Comunicaciones con participación del autor.

Anexo fotográfico.

INDICE DE ANEXOS

Anexo 1:	EQUIPO ELECTRÓNICO PARA LA CARACTERIZACIÓN MAGNÉTICA DE MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS.	
	A1.1 Fundamentos del equipo de prueba.....	A1.2
	A1.2 Descripción del equipo de prueba.....	A1.4
	A1.3 Resultados experimentales.....	A1.5
	Referencias bibliográficas.	
Anexo 2:	PRUEBAS MEDIANTE UNA ESTRUCTURA ELECTROMAGNÉTICA ELEMENTAL.	
	A2.1 Estructura electromagnética elemental.....	A2.1.1
	A2.2 Comparación entre diferentes estructuras constructivas.....	A2.2.1
	A2.3 Aplicación de los modelos no lineales a las diferentes estructuras.....	A2.3.1
	A2.4 Simulaciones efectuadas.....	A2.4.1
	A2.5 Resultados experimentales.....	A2.5.1
Anexo 3:	ESTUDIO DEL NÚMERO DE COEFICIENTES A UTILIZAR EN EL AJUSTE DE LAS CURVAS DE MAGNETIZACIÓN EN LOS MODELOS NO LINEALES.	
	A3.1 Ajuste a partir de la ecuación de Froehlich (alternativa 1).....	A3.1.1
	A3.2 Ajuste a partir de la ecuación polinómica (alternativa 2).....	A3.2.1
	A3.3 Ajuste en las curvas flujo concatenado-posición (alternativa 3).....	A3.3.1
Anexo 4:	LISTADO DE LOS PROGRAMAS DE SIMULACIÓN MEDIANTE PSPICE.	
Anexo 5:	PLANOS DE LOS PROTOTIPOS Y DOCUMENTACIÓN ADICIONAL.	
	Planos de las chapas magnéticas del prototipo SRM 6/4.	
	Planos de las chapas magnéticas del prototipo 12/8.	
	Planos de las chapas magnéticas de la estructura electromagnética elemental.	
	Plano de los captadores de posición y de velocidad.	
	Plano del eje.	

Plano del soporte del paquete de chapas del rotor.
Esquema del convertidor estático de alimentación.
Características de los materiales magnéticos utilizados.

Anexo 6: COMUNICACIONES CON PARTICIPACIÓN DEL AUTOR.

Anexo fotográfico.

ANEXO 1

**EQUIPO ELECTRONICO PARA LA CARACTERIZACION
MAGNETICA DE LOS MOTORES DE RELUCTANCIA
AUTOCONMUTADOS**

Anexo A1.1: Fundamentos del equipo de prueba.

Anexo A1.2: Descripción del equipo de prueba.

Anexo A1.3: Resultados experimentales.

Referencias bibliográficas.

A1 EQUIPO ELECTRONICO PARA LA CARACTERIZACION MAGNETICA DE LOS MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS.

El conocimiento de las curvas de magnetización de los motores de reluctancia autoconmutados es muy importante para su diseño y para la evaluación de su funcionamiento, tal como hemos visto en diversos capítulos. En este anexo se presenta el equipo electrónico utilizado para la caracterización magnética de los motores de reluctancia autoconmutados estudiados. El equipo está basado en un método de medida de inductancias en corriente continua propuesto por C.V. Jones [JON67], que utiliza un puente de compensación para eliminar el efecto de la resistencia. La mayor ventaja del equipo propuesto consiste en que es un sistema automático controlado mediante PC con el que se reducen los errores de manipulación y el tiempo dedicado a la obtención de las medidas. El equipo es de fácil uso y permite presentar los resultados utilizando por ejemplo las ventajas de Microsoft Office, obteniéndose unos resultados muy satisfactorios en comparación con otros métodos experimentales y numéricos.

Algunos autores han realizado importantes contribuciones en este tema. Ferrari y Raciti presentaron un método basado en la medida del flujo magnético obtenido por integración digital de la f.e.m. detectada por una bobina exploradora colocada en un polo del estator [FER90] [FER93]. Cossar y Miller [COS92] propusieron dos métodos, en el primero las curvas del flujo magnético concatenado respecto de la posición se obtienen mediante la integración digital de la ecuación:

$$\psi = \int [v(t) - R \cdot i(t)] dt \quad (A1.1)$$

El segundo se basa en la determinación de las curvas de magnetización a partir de la medida del par estático. Lovatt y Stephenson [LOV92] resumieron y realizaron una revisión crítica de algunos de los distintos procedimientos preestablecidos. Bausch y Kanelis presentaron un método basado en la alimentación de una fase del SRM mediante una tensión sinusoidal a frecuencia industrial [BAU97], para diferentes posiciones, estando el rotor bloqueado, en estas condiciones se han medido los valores eficaces de flujo magnético concatenado y corriente de fase, corregidos para obtener sus respectivos valores máximos. Recientemente Sharma y Murthy [SHA99] han propuesto un método en el cual, para una posición rotórica determinada, una fase del SRM se conecta mediante un pulsador a una batería, registrándose la evolución de la corriente y de la tensión, obteniéndose, a partir del procesado de esta información, las curvas de magnetización para distintas posiciones del rotor.

A1.1 FUNDAMENTOS DEL EQUIPO DE PRUEBA.

El equipo de prueba se basa en una variación de un conocido método de medida de inductancias mediante corriente continua [MUK73]. Un convertidor estático de puente en H, trabajando como ondulator monofásico (T1 y T4 ON durante $[0, T/2]$ y T2 y T3 ON durante $[T/2, T]$), se alimenta con corriente continua, colocando la inductancia que queremos medir como carga. Integrando la tensión obtendremos el valor del flujo concatenado. Obviamente la resistencia en los arrollamientos de las máquinas eléctricas rotativas no puede despreciarse.

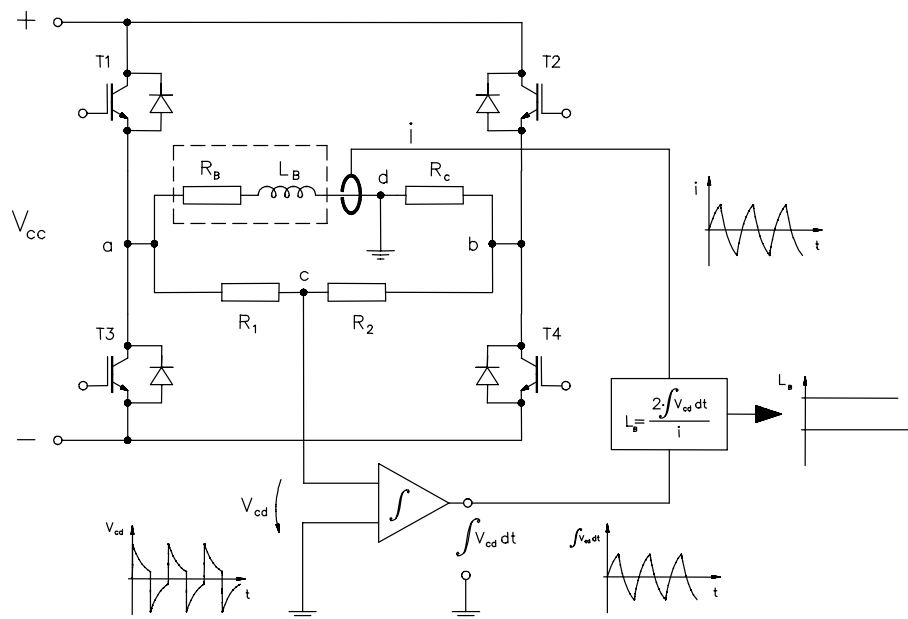


Figura A1.1: Puente de compensación para medida de inductancias.

Para eliminar los efectos de la resistencia se dispone de un puente de compensación tal como se muestra en la figura A1.1 [AND00c]. Antes de proceder a la medida de la inductancia se equilibra el puente de forma que:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_c}{R_b} \quad (A1.2)$$

Si $R_1 = R_2$, R_c (resistencia de compensación) será igual a R_b (resistencia de la bobina). La tensión entre los puntos c y d, v_{cd} , tanto para el semiperíodo $[0, T/2]$ como para el semiperíodo $[T/2, T]$ vale:

$$v_{cd} = \frac{R_c}{R_b + R_c} L_b \frac{di}{dt} = \frac{L_b}{2} \frac{di}{dt} \quad (A1.3)$$

Por lo tanto el valor de la inductancia de la bobina L_b puede obtenerse mediante la expresión

$$L_b = 2 \frac{\int v_{cd} dt}{i} \quad (A1.4)$$

Y el flujo magnético concatenado por la bobina:

$$\psi_b = 2 \int v_{cd} dt \quad (A1.5)$$

En la figura A1.1 se muestran las formas de onda de i , v_{cd} , $\int v_{cd} dt$, obtenidas mediante simulación con PSPICE para un caso determinado:

($V_{cc} = 100$ V, $R_b = R_c = 15.2 \Omega$, $R_1 = R_2 = 220$ k Ω , $L_b = 100$ mH).

La integral puede ser calculada por métodos analógicos o digitales. El método digital es más ventajoso respecto del analógico ya que evita los problemas de ajuste y deriva y facilita la manipulación de los datos.

Un inconveniente del método propuesto es que para cada medida, la resistencia de compensación debe ajustarse al valor de la resistencia de fase del SRM. Diferentes causas pueden impedir o modificar dicho ajuste, por este motivo se ha estudiado el efecto que produce sobre la medida de la inductancia un desequilibrio entre ambas resistencias. Para ello se han probado bobinas con inductancias de valores conocidos, estando el puente desequilibrado con distintos valores de la relación R_c/R_b . En la figura A1.2, se ha representado en el eje de ordenadas la relación L_m/L_b entre las inductancias medidas, L_m , y las inductancias reales L_b , y en el eje de abcisas la relación R_c/R_b , con la constante de tiempo eléctrica como parámetro. Puede concluirse que los errores en la medida de la inductancia como consecuencia de un incorrecto equilibrado del puente son mayores en el caso de medir inductancias con una elevada resistencia, es decir con pequeñas constantes de tiempo. Si la relación R_c/R_b está cerca de la unidad y la constante de tiempo es relativamente elevada, situación típica en el caso de los arrollamientos de las fases de SRM, los errores cometidos no son muy significativos. La frecuencia de conmutación del ondulator monofásico se recomienda que esté en el margen comprendido entre 25-500 Hz para evitar el efecto pelicular.

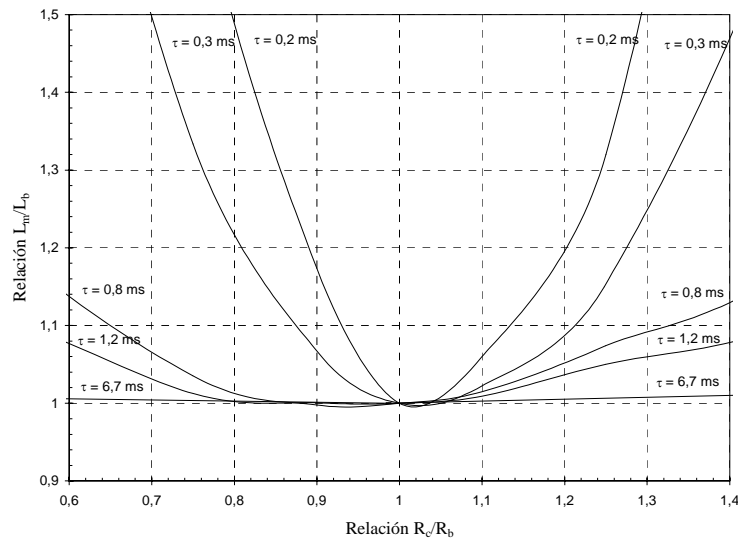


Figura A1.2: Relación L_m/L_b en función de la relación R_c/R_b para diferentes constantes de tiempo eléctricas.

A1.2 DESCRIPCION DEL EQUIPO DE PRUEBA.

En la figura A1.3, se muestra un diagrama de bloques del equipo electrónico de prueba que está controlado por un PC (Pentium 120 MHz, 16 Mbytes RAM). Los interruptores de estado sólido son IGBT's.

La alimentación de DC se obtiene mediante un autotransformador motorizado y un rectificador con un filtro a la salida. El rotor del SRM se posiciona acoplándolo a un reductor de relación (289:1), accionado por un motor paso a paso de imán permanente con reductor (48 pasos/rev., ángulo de paso $7,5^\circ$, reducción 30:1).

Para cada posición, las formas de onda de tensión y corriente así como la posición angular, son capturados mediante un sistema de adquisición de datos (National Instruments PCI-6023 E). Después de un posterior tratamiento usando LABVIEW, se obtienen las curvas de inductancia de fase y del flujo concatenado en función de la corriente y la posición. La presentación final de los resultados puede hacerse recurriendo a las ventajas de Microsoft Office.

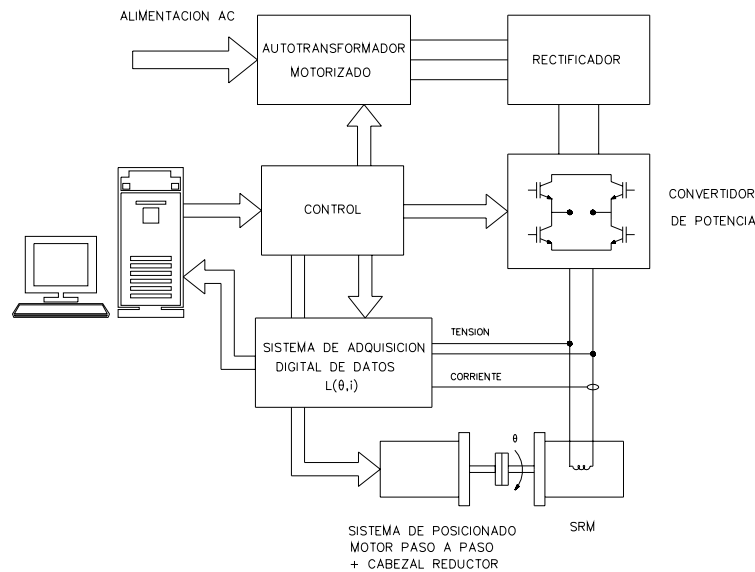


Figura A1.3: Diagrama de bloques del equipo de prueba.

A1.3 RESULTADOS EXPERIMENTALES.

Los valores de inductancia obtenidos experimentalmente en los diferentes prototipos estudiados se han obtenido utilizando el equipo de prueba aquí descrito, presentándose en el capítulo II una tabla comparativa de resultados respecto de otros métodos numéricos y analíticos. Las curvas de magnetización presentadas en cada caso se han obtenido también a partir de la utilización de dicho equipo.

Hay que decir que previamente el equipo ha sido validado a partir de la medida de varias inductancias patrón, disponibles en el laboratorio. Este equipo se ha utilizado de forma satisfactoria para la medida de inductancias en otros tipos de máquinas eléctricas [AND00c], como la máquina síncrona y la máquina de corriente continua.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[AND00b] P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Equipo electrónico para la caracterización magnética de motores de reluctancia autoconmutados". SAAEI'2000, 13-15 de Septiembre 2000, Tarrasa.

[AND00c] P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Experimental determination of magnetic characteristics of electrical machines". IAS'2000, 8-12 de Octubre 2000, Roma.

[BAU97] H. Bausch, K. Kanelis. "Feedforward torque control of a switched reluctance motor based on static measurements". ETEP, Vol.7, N° 6, Noviembre-Diciembre 1997.

[COS92] C. Cossar, T.J.E. Miller. "Testing of switched reluctance motors". ICEM'92, Manchester, pp. 470-474.

[FER90] A.Ferrero, A.Raciti. "A digital method for the determination of the magnetic characteristics of variable reluctance motors". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 39, N° 4, Agosto 1990, pp 604-608.

[FER93] A. Ferrero, A. Raciti, C. Urzì. "An indirect test method for the characterization of variable reluctance motors". IEEE Transaction on Instrumentation Measurement, Vol. 42, N° 6, 1993, pp 1020-1025.

[JON67] C.V. Jones. "The Unified Theory of Electrical Machines". Butterworths & Co. London 1967.

[LOV92] H.C. Lovatt, J.M. Stephenson. "Measurement of magnetic characteristics of switched reluctance motors". ICEM'92, Manchester, pp 465-469.

[MUK73] D. Mukhedkar, M. Hung Sin Yin. "Mesures des inductances d'une petite machine synchrone". RGE, Febrero 1973.

[SHA99] V.K. Sharma, S.S. Murthy. "An improved method for the determination of saturation characteristics of switched reluctance motors". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, Octubre 1999.

ANEXO 2

PRUEBAS MEDIANTE UNA ESTRUCTURA ELECTROMAGNETICA ELEMENTAL

Anexo A2.1: Estructura electromagnética elemental.

Anexo A2.2: Comparación entre diferentes estructuras constructivas.

Anexo A2.3: Aplicación de los modelos no lineales a las diferentes estructuras.

Anexo A2.4: Simulaciones efectuadas.

Anexo A2.5: Resultados experimentales.

Referencias bibliográficas.

A2.1 ESTRUCTURA ELECTROMAGNÉTICA ELEMENTAL.

A partir de un equipo didáctico para la enseñanza de máquinas eléctricas se ha dispuesto de una estructura reluctante 6/4 en la que se han efectuado pruebas para poder contrastar aspectos referentes al diseño, se han realizado medidas de caracterización con el equipo de prueba y se han comparado los resultados obtenidos con una simulación de la estructura electromagnética utilizando un programa de elementos finitos.

Hay que decir que, evidentemente, la estructura electromagnética no está pensada ni optimizada para funcionar como SRM, y que su flexibilidad de montaje y desmontaje provoca que existan deformaciones geométricas difíciles de reproducir mediante una simulación en 2D. También se han efectuado pruebas para evaluar los efectos de las cabezas de bobina en la máquina.

En la figura A2.1.1 podemos ver las diferentes partes constructivas que conforman la estructura electromagnética reluctante [FEED], mientras que en la tabla A2.1.1 se presentan las dimensiones principales resultantes. Las diferentes piezas que componen la estructura son:

YE = yugo del estator.

PE = polos del estator.

YR = yugo del rotor.

PR = polos del rotor.

E = eje.

B = bobinas.

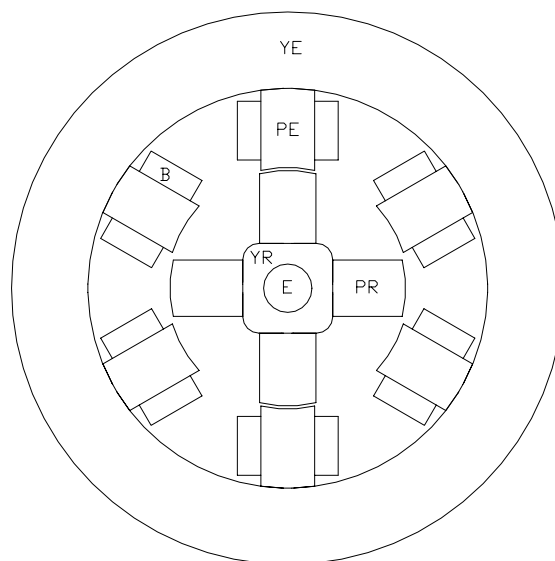


Figura A2.1.1: Piezas que componen la estructura electromagnética elemental.

Número polos estator = 6	Ancho polar estator = 22,85 mm
Número polos rotor = 4	Ancho polar rotor = 24 mm
Diámetro exterior = 235 mm	Angulo polar estator = 26°
Diámetro interior = 100,2 mm	Angulo polar rotor = 28°
Longitud = 33 mm	Número espiras por bobina = 330
Entrehierro = 1,3 mm	Resistencia bobina = 2,4 Ω

Tabla A2.1.1: Dimensiones principales de la estructura electromagnética elemental.

A continuación se presentan algunos de los resultados obtenidos con esta estructura elemental [TOR99]. En la figura A2.1.2 pueden verse las simulaciones efectuadas mediante elementos finitos para diferentes posiciones del rotor [MEE98], así como el efecto de las cabezas de bobina. En la figura A2.1.3 se presentan las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones obtenidas a partir de la simulación mediante elementos finitos, pudiendo comparar estos resultados con los obtenidos a partir de las medidas con el equipo de prueba, figura A2.1.4. A pesar de las dificultades comentadas anteriormente en poder reflejar las deformaciones geométricas que presenta la estructura elemental estudiada, los resultados comparativos son satisfactorios.

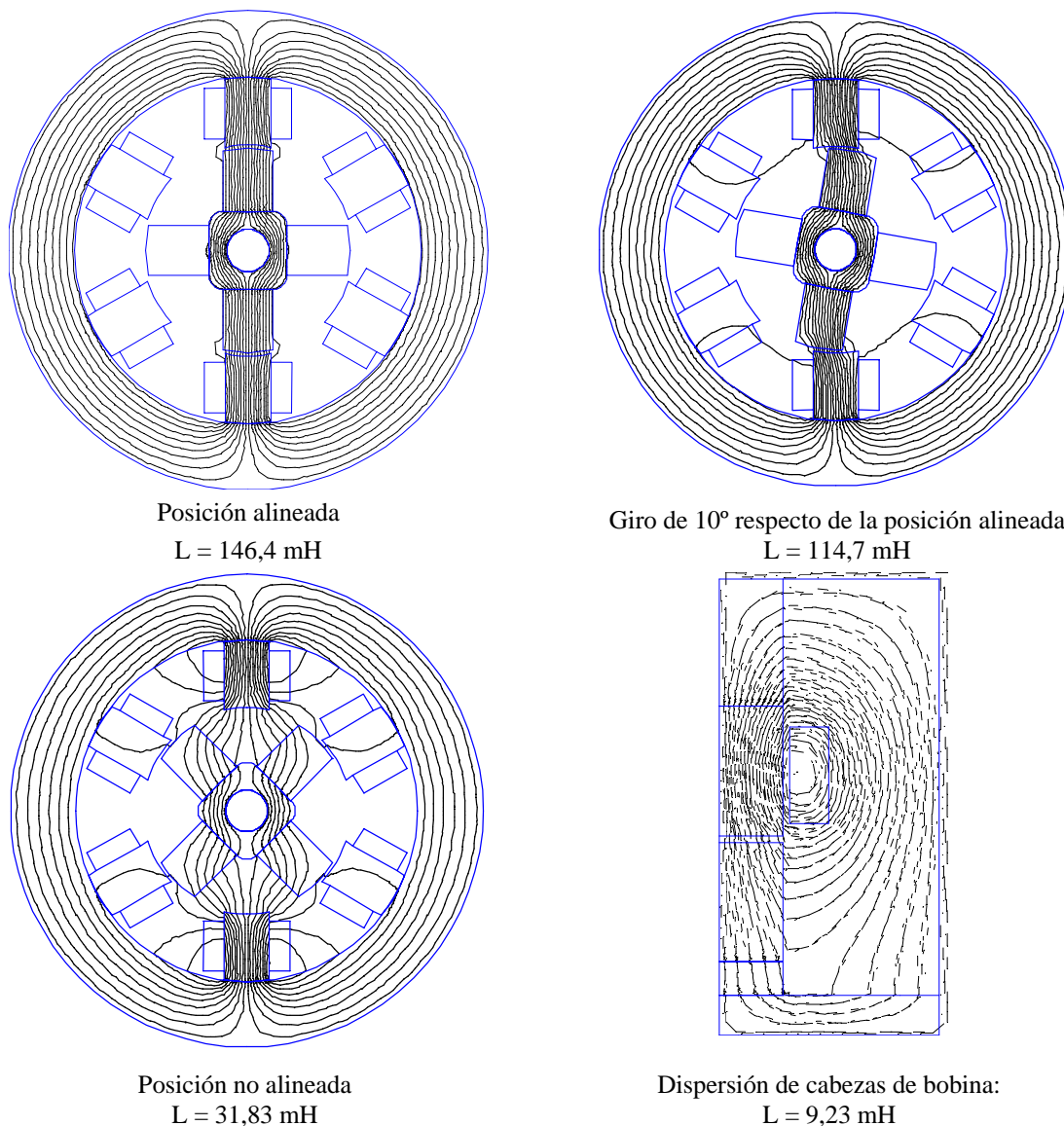


Figura A2.1.2: Distribución de líneas de flujo para diferentes posiciones del rotor, para una corriente de 2 A, obtenidas a partir de la simulación mediante elementos finitos.

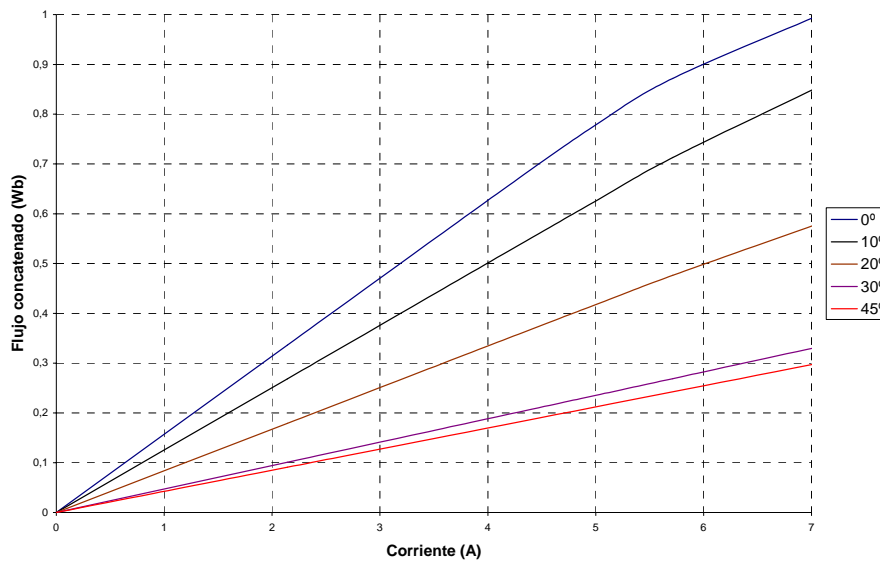


Figura A2.1.3: Curvas flujo concatenado-corriente obtenidas a partir de la simulación mediante elementos finitos para diferentes posiciones del rotor, incluyendo el efecto de dispersión en las cabezas de bobina.

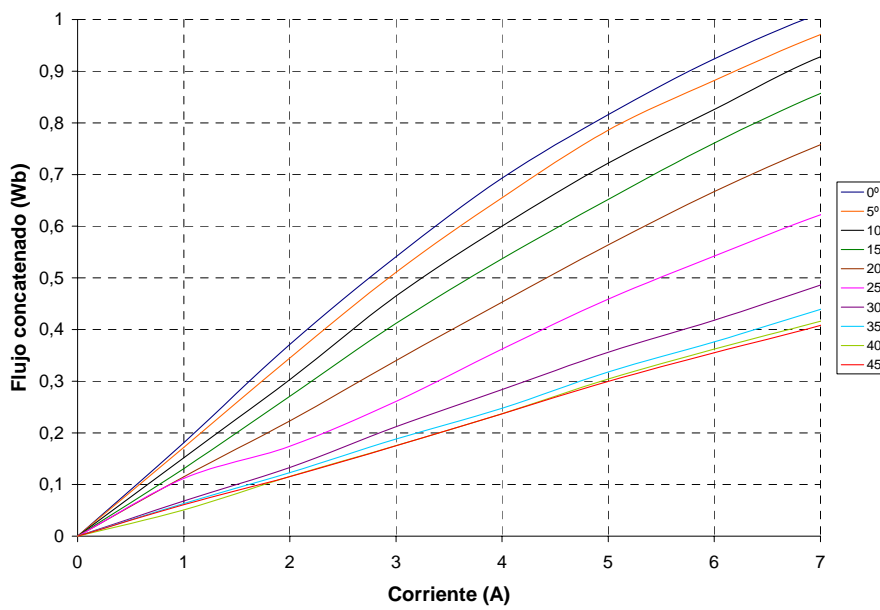


Figura A2.1.4: Curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones obtenidas mediante el equipo de medida.

A2.2 COMPARACION ENTRE DIFERENTES ESTRUCTURAS CONSTRUCTIVAS.

La estructura electromagnética elemental presentada anteriormente puede modificarse mediante el montaje de piezas y de bobinas diferentes construidas específicamente para tal fin. Con respecto a la figura A2.1.1, las dimensiones de la estructura base corresponden con la tabla A2.1.1. Para poder efectuar comparaciones modificando el entrehierro, los ángulos polares y el número de espiras se han construido 6 piezas polares para el estator, 4 piezas polares para el rotor, un yugo del rotor y 6 bobinas que permiten diferentes combinaciones constructivas (ver planos en el anexo 5).

Las características constructivas diferenciadoras entre las opciones de montaje que permiten las piezas de que se dispone son las indicadas en la tabla A2.2.1.

OPCION DE MONTAJE	ENTREHIERRO (mm)*	ANGULO POLAR ESTATOR (°)	ANGULO POLAR ROTOR (°)	ESPIRAS POR POLO
1	0,25	30	32	375
2	1,3	26	28	375
3	1,15	30	32	375
4	0,4	26	28	375
5	0,5	26	32	375
6	0,15	30	28	375
7	1,4	26	32	375
8	1,05	30	28	375
9	1,3	26	28	330

* Sin considerar los posibles entrehierros parásitos.

Tabla A2.2.1: Características constructivas diferenciadoras de las diferentes opciones de montaje en la estructura electromagnética elemental.

Estas posibilidades constructivas permiten efectuar diferentes comparaciones, a partir de las curvas de caracterización obtenidas experimentalmente con el equipo de medida y su ajuste mediante los modelos no lineales completo y simplificado, efectuando en cada caso la simulación del comportamiento de cada estructura y su comparación con los resultados experimentales. Finalmente, se intentará establecer correlaciones entre las variaciones constructivas y como éstas afectan al funcionamiento del motor.

COMPARACIONES A PARTIR DE LAS CURVAS FLUJO CONCATENADO-POSICION PARA DIFERENTES CORRIENTES.

A continuación se presentaran dichas curvas para las diferentes estructuras constructivas, efectuando una comparación por parejas (de forma que entre las dos estructuras a comparar únicamente varíe un parámetro constructivo).

Para cada estructura se presentan los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio (trazo continuo), así como el ajuste utilizando la alternativa 3 del modelo no lineal completo presentado en el capítulo III (trazo discontinuo).

Las curvas presentadas se han obtenido para intervalos de 1A, desde un valor mínimo de 1A hasta un valor máximo de 10A, correspondiendo los 0° a la posición alineada y los 45° a la posición no alineada.

Comparación con diferente numero de espiras.

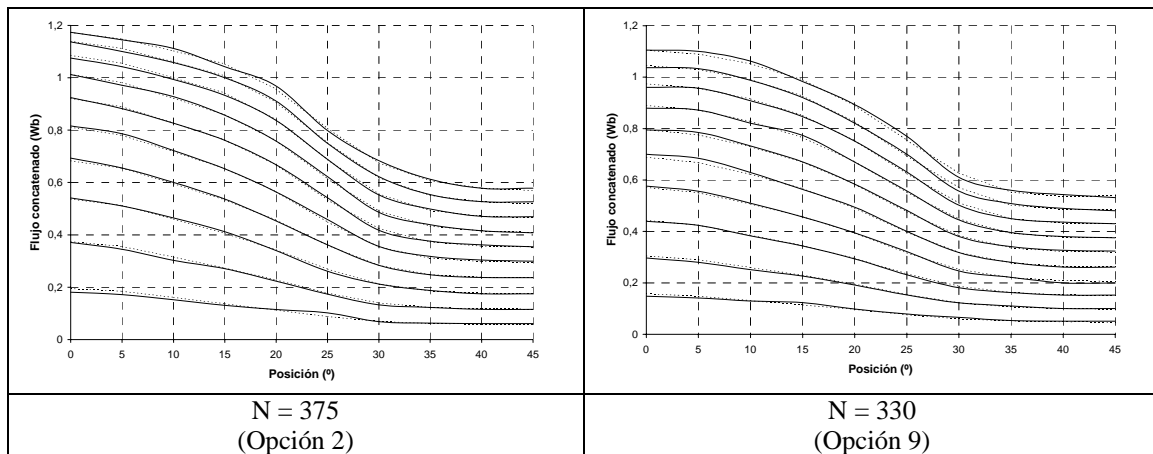


Figura A2.2.1: Curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferente número de espiras.

Comparación con diferentes entrehierros.

Las posibilidades constructivas permiten efectuar cuatro comparaciones diferentes en este aspecto.

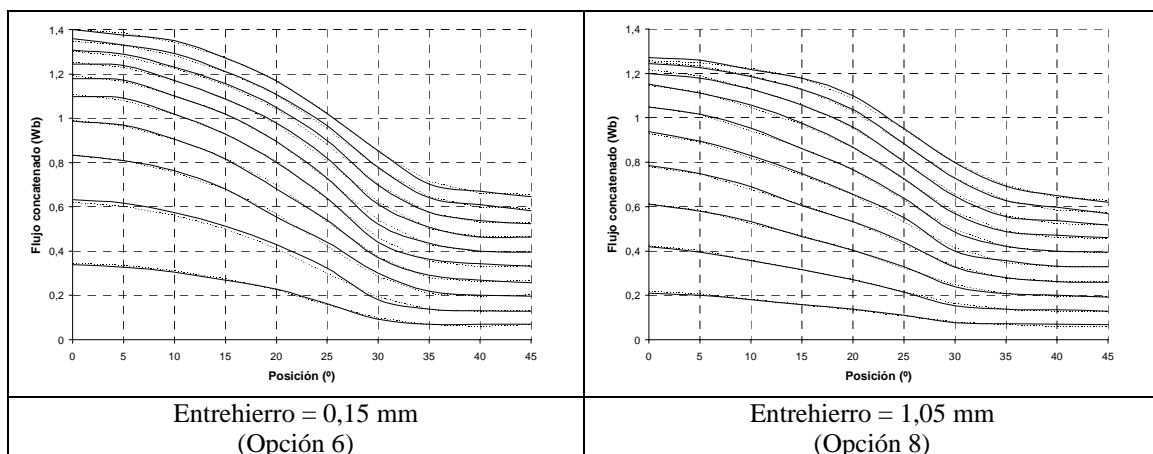


Figura A2.2.2: Curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferente entrehierro.

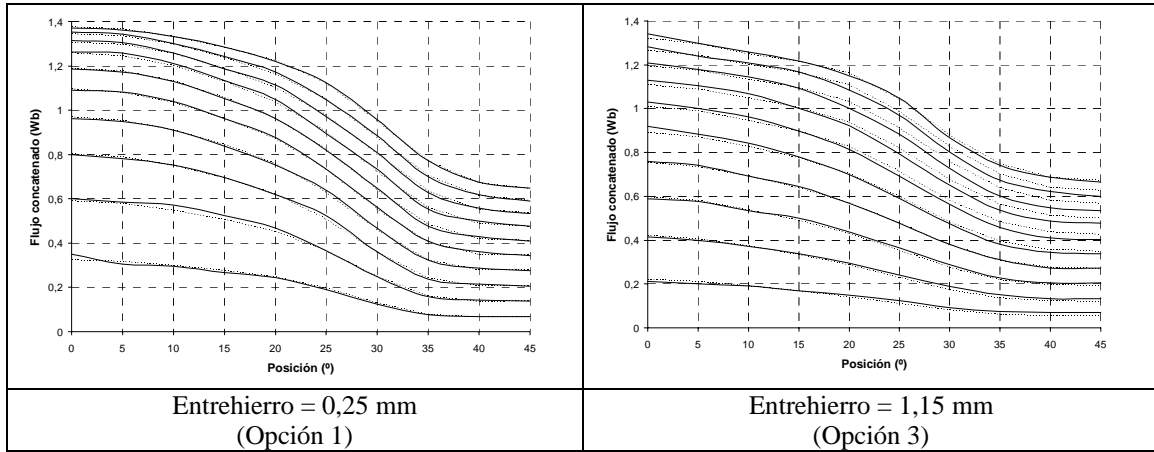


Figura A2.2.3: Curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferente entrehierro.

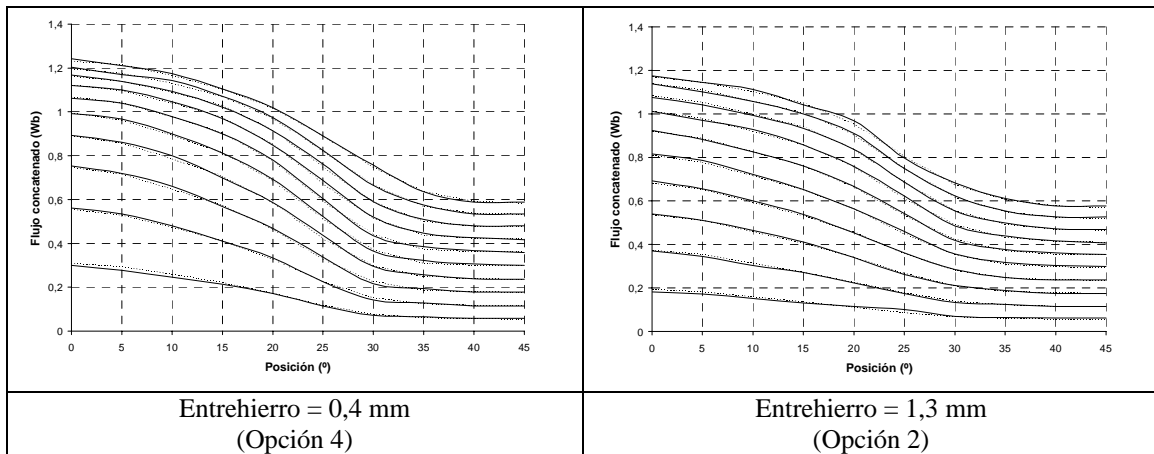


Figura A2.2.4: Curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferente entrehierro.

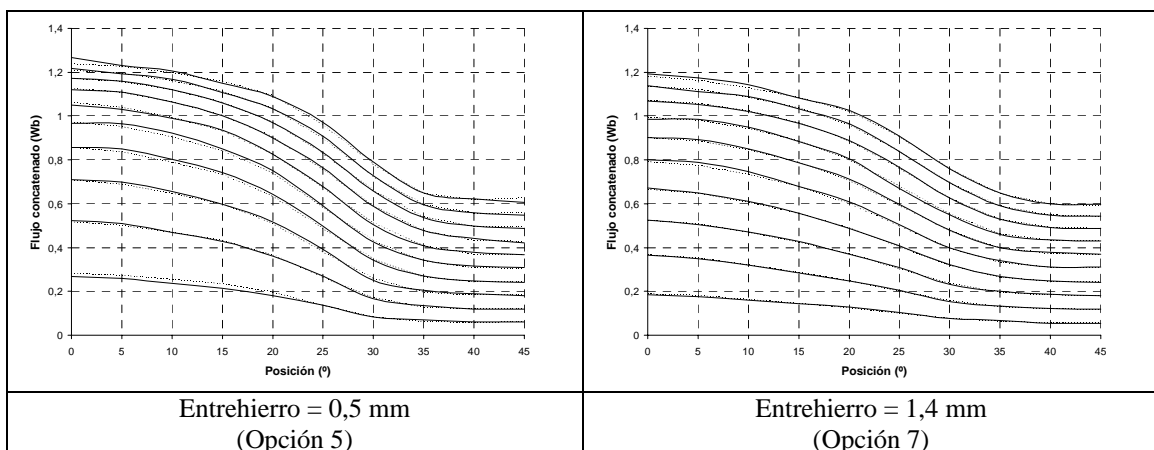


Figura A2.2.5: Curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferente entrehierro.

Comparación con diferentes ángulos polares.

Las posibilidades constructivas permiten efectuar dos comparaciones para un mismo ángulo polar del estator y diferentes ángulos polares en el rotor, y una comparación con diferentes ángulos polares en estator y rotor. En estos casos los entrehierros no llegan a ser exactamente iguales. Por esta razón, se añade también como dato el entrehierro en cada estructura a comparar.

- Diferentes ángulos polares en el rotor.

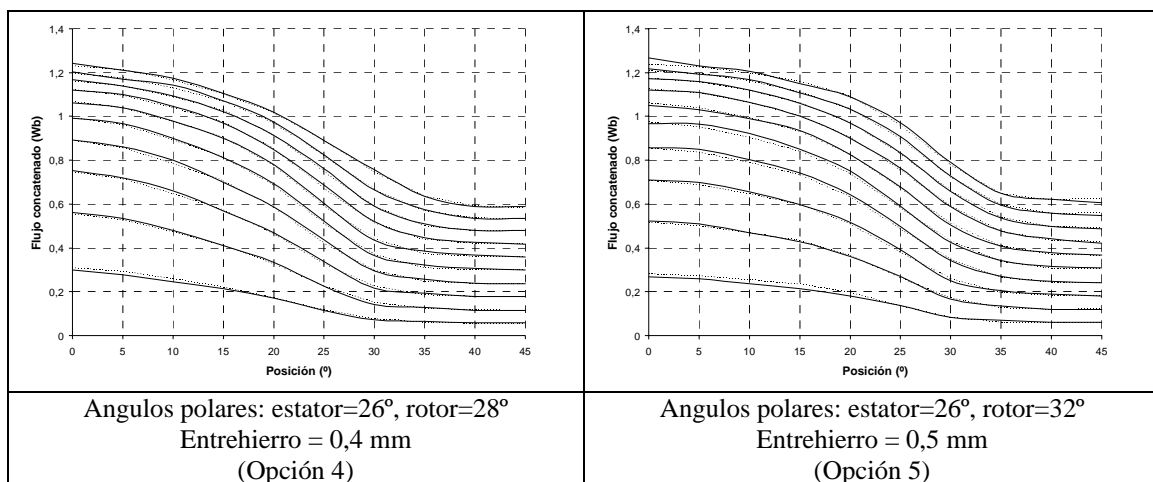


Figura A2.2.6: Curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferentes ángulos polares.

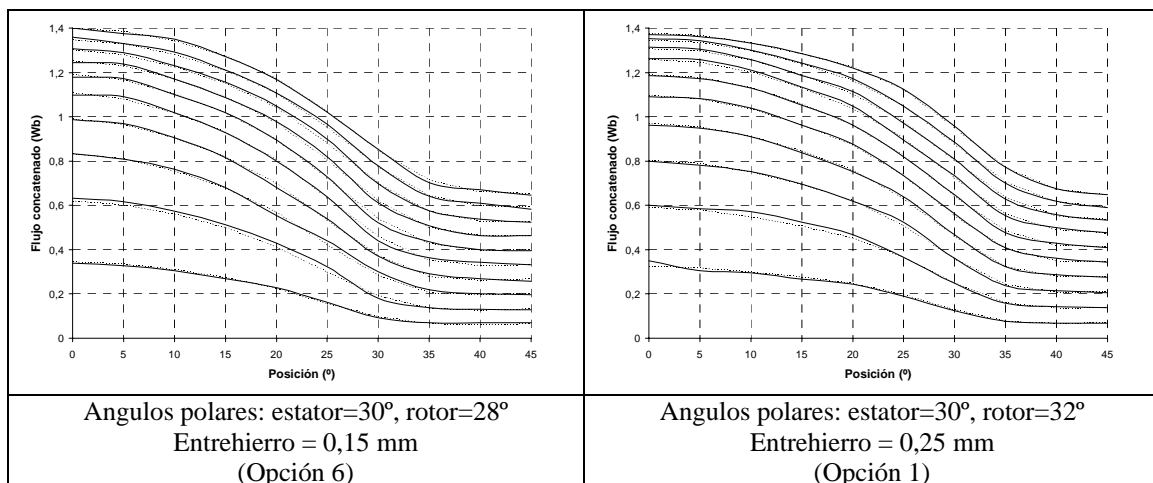


Figura A2.2.7: Curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferentes ángulos polares.

- Diferentes ángulos polares en el estator y en el rotor.

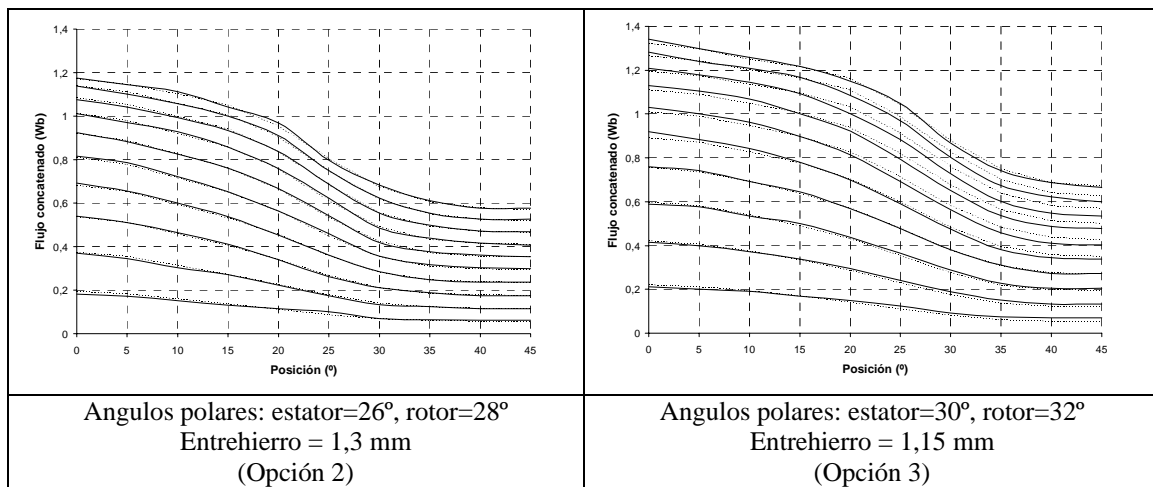


Figura A2.2.8: Curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferentes ángulos polares.

Análisis de los resultados obtenidos.

A partir de las comparaciones anteriores, se observan los efectos siguientes:

- El incremento del número de espiras tiene un efecto directo sobre el incremento del flujo concatenado.
- Una disminución del entrehierro provoca el incremento del flujo concatenado, principalmente en las posiciones próximas a la posición alineada. Este efecto se va reduciendo a medida que nos alejamos de dicha posición, hasta ser prácticamente inapreciable cerca de la posición de no alineamiento.
- El incremento del ángulo polar del rotor provoca un ligero aumento del flujo concatenado en la zona intermedia entre las posiciones alineada y no alineada. Este aumento resulta mínimo cerca de las dos posiciones extremas.
- El incremento de los ángulos polares en el estator y en el rotor aumenta ligeramente el flujo concatenado en todas las posiciones, siendo más acusado cuanto más cerca de la posición alineada.

COMPARACION A PARTIR DE LAS CURVAS DE PAR ESTATICO.

A continuación se presentan por parejas las curvas correspondientes al par estático en función de la posición, para diferentes corrientes, correspondiendo los 0° a la posición alineada y los 45° a la posición no alineada. Estas curvas se han calculado a partir del ajuste en las curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes utilizado en el modelo no lineal completo presentado como alternativa 3 (trazo discontinuo), y se comparan con las medidas efectuadas experimentalmente (trazo continuo). Las curvas que se presentan se han obtenido a intervalos de $2A$ entre un valor mínimo de $2A$ y un valor máximo de $8A$.

Comparación con diferente número de espiras.

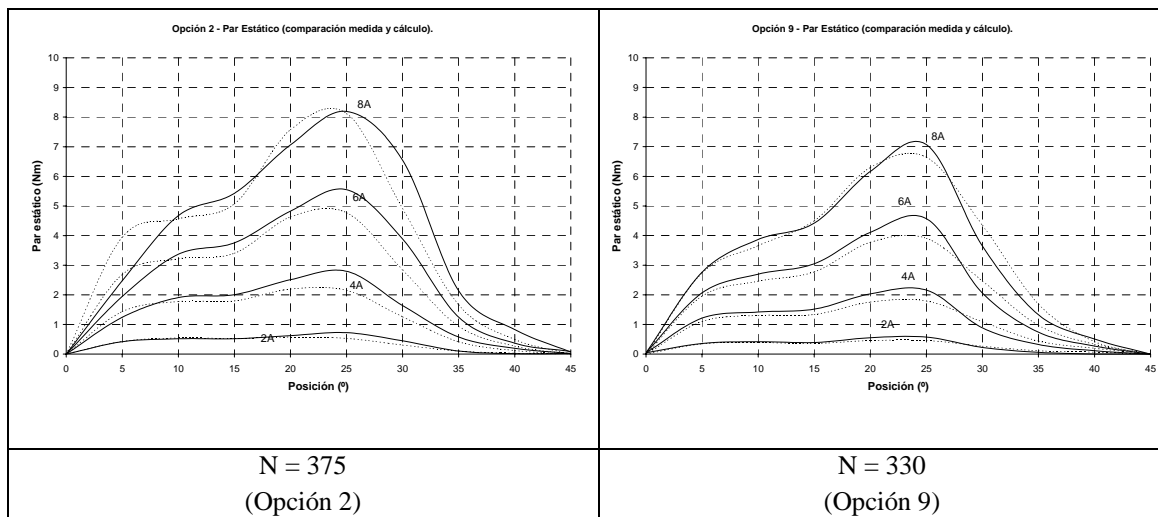


Figura A2.2.9: Par estático en función de la posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferente número de espiras.

Comparación con diferentes entrehierros.

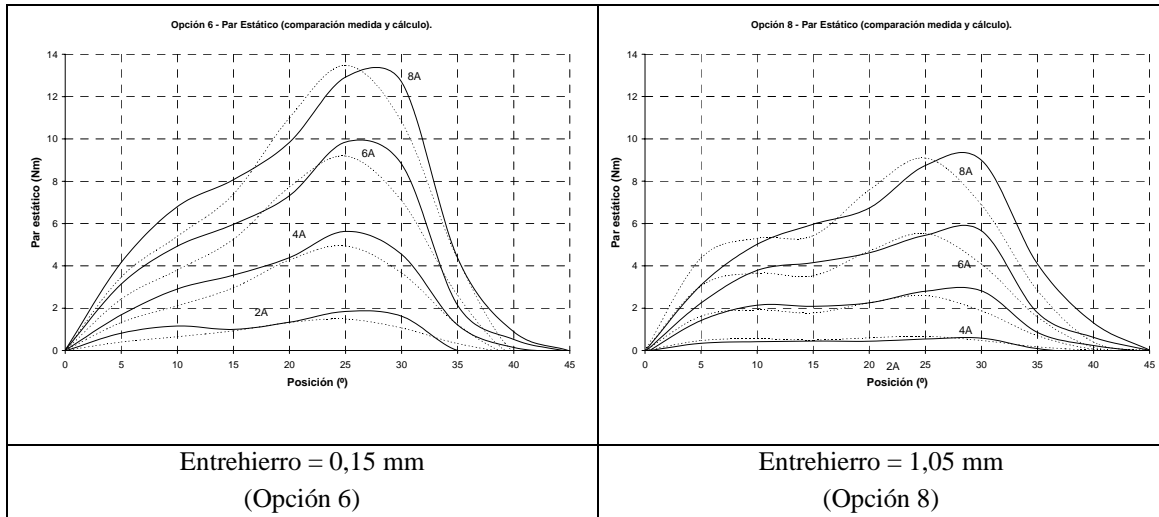


Figura A2.2.10: Par estático en función de la posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferente entrehierro.

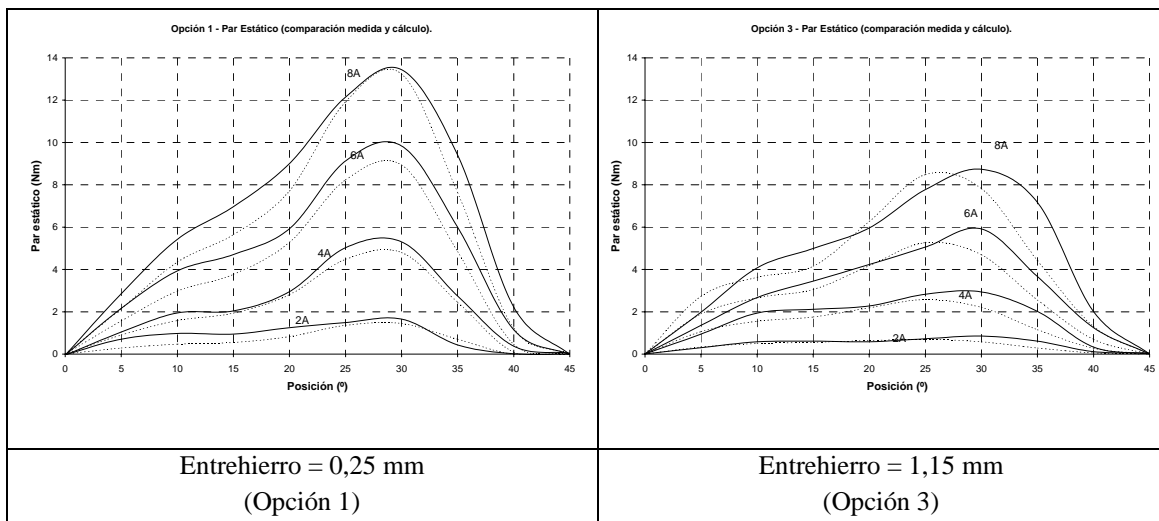


Figura A2.2.11: Par estático en función de la posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferente entrehierro.

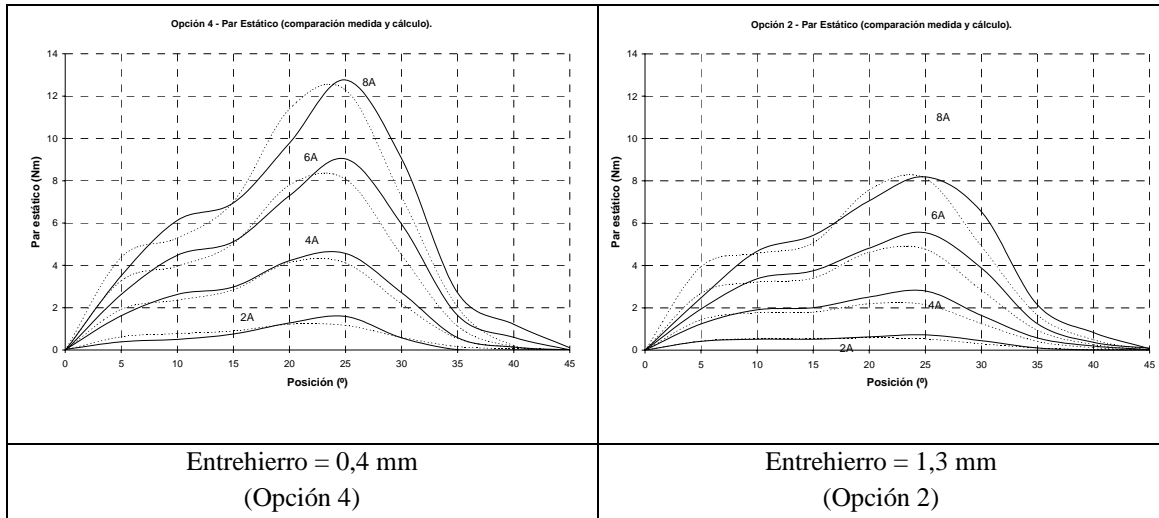


Figura A2.2.12: Par estático en función de la posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferente entrehierro.

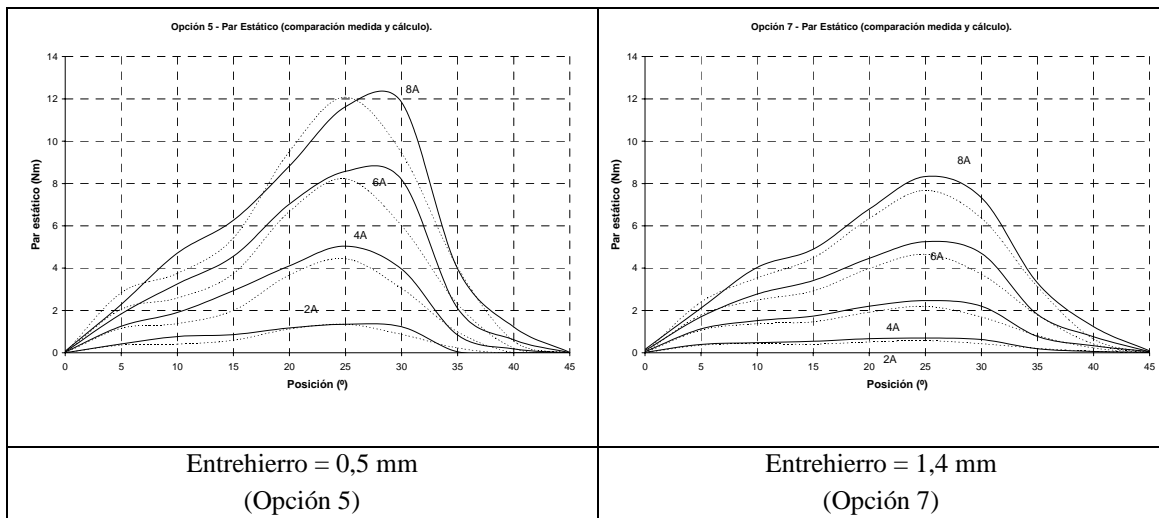


Figura A2.2.13: Par estático en función de la posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferente entrehierro.

Comparación con diferentes ángulos polares.

- Diferentes ángulos polares en el rotor.

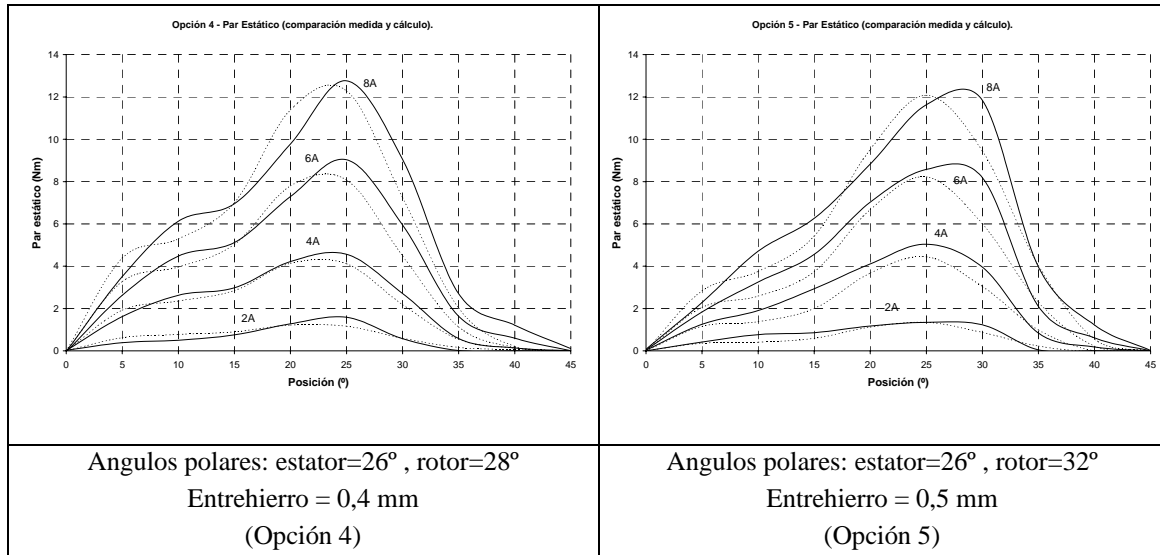


Figura A2.2.14: Par estático en función de la posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferentes ángulos polares.

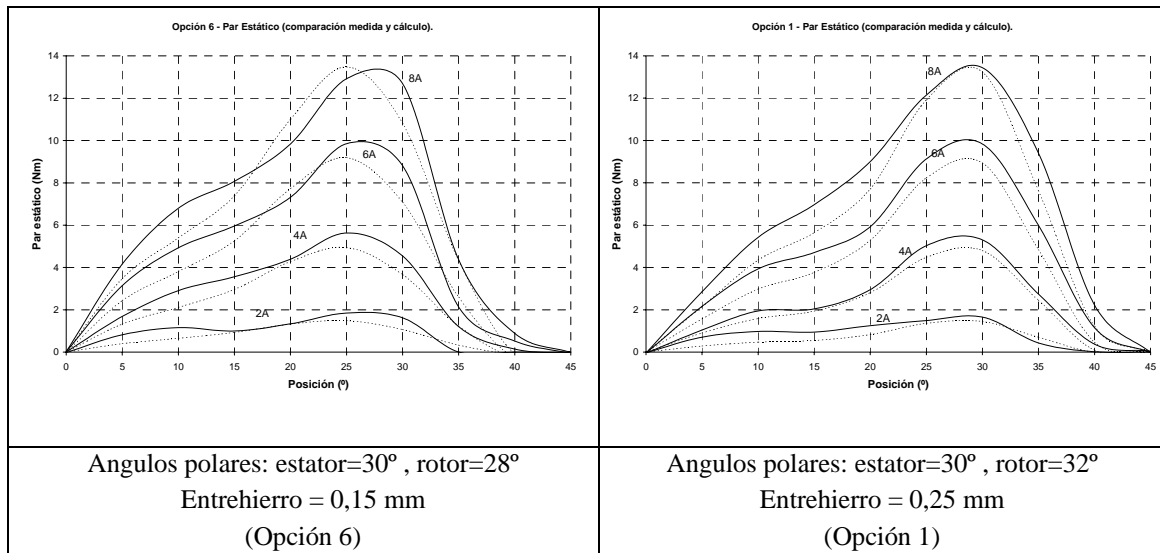


Figura A2.2.15: Par estático en función de la posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferentes ángulos polares.

- Diferentes ángulos polares en el estator y en el rotor.

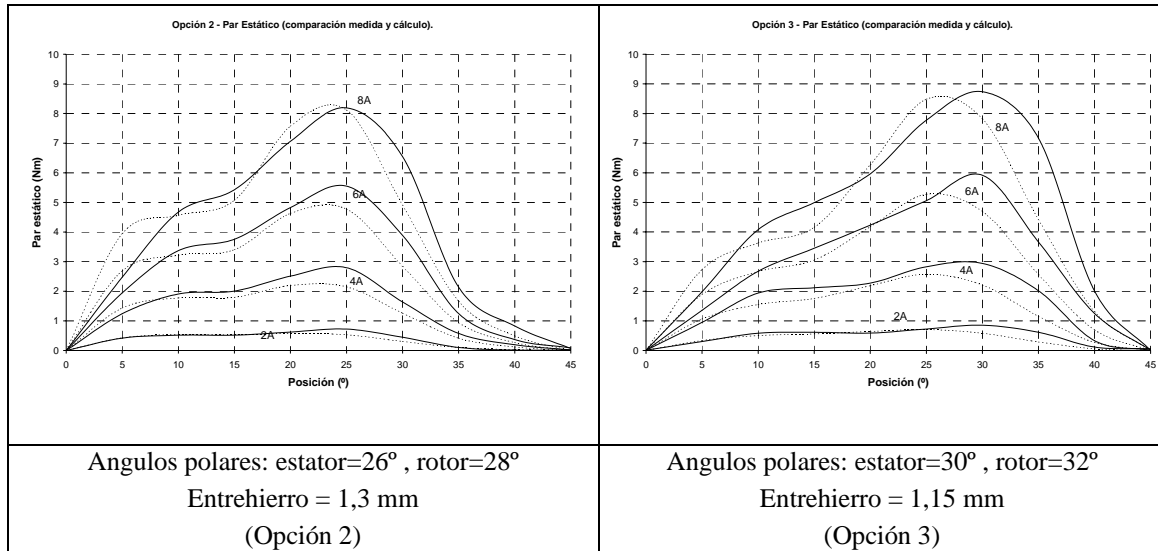


Figura A2.2.16: Par estático en función de la posición para diferentes corrientes en estructuras elementales con diferentes ángulos polares.

Análisis de los resultados obtenidos.

A partir de las comparaciones anteriores, se observan los efectos siguientes:

- El incremento del número de espiras tiene un efecto directo sobre el incremento del par estático.
- Una disminución del entrehierro provoca el incremento del par estático, principalmente en las posiciones intermedias. Este efecto es más reducido cerca de la posición alineada y prácticamente inapreciable cerca de la posición no alineada. Este efecto es más acusado para corrientes elevadas.
- El incremento del ángulo polar del rotor provoca una ligera disminución del par estático cerca de la posición alineada. En las posiciones intermedias los pares estáticos se van igualando, y se hacen más elevados a medida que nos vamos acercando a la posición no alineada en la estructura con mayor ángulo polar en el rotor.
- El efecto anterior se repite de forma muy parecida cuando se incrementan los ángulos polares en el estator y en el rotor.

A2.3 APLICACION DE LOS MODELOS NO LINEALES A LAS DIFERENTES ESTRUCTURAS.

En el apartado anterior se han presentado las diferentes estructuras constructivas que permite el montaje de la estructura electromagnética elemental, presentando comparaciones a partir del ajuste de las curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes con la alternativa 3 del modelo no lineal completo. En el capítulo III se han presentado otras alternativas de ajuste, a partir de la ecuación de Froehlich (alternativa 1) y de una ecuación polinómica (alternativa 2), así como un modelo no lineal simplificado a partir de las posiciones alineada y no alineada. Las diferentes opciones constructivas han servido también para poner a prueba los modelos y los ajustes elaborados, presentando a continuación los ajustes conseguidos en todas ellas utilizando las diferentes opciones.

AJUSTE DE LAS CURVAS DE MAGNETIZACION MEDIANTE LA ECUACION DE FROEHLICH EN LAS DIFERENTES ESTRUCTURAS CONSTRUCTIVAS.

A continuación se presentan los ajustes conseguidos en las diferentes opciones constructivas utilizando la ecuación de Froehlich respecto de las medidas experimentales obtenidas. En todas las gráficas, el trazo continuo corresponde a las medidas experimentales y el trazo discontinuo al ajuste conseguido. Las curvas para diferentes posiciones entre la de alineamiento y la de no alineamiento son para intervalos de 5°. En todas ellas puede observarse el comportamiento satisfactorio del ajuste presentado en el capítulo III como alternativa 1.

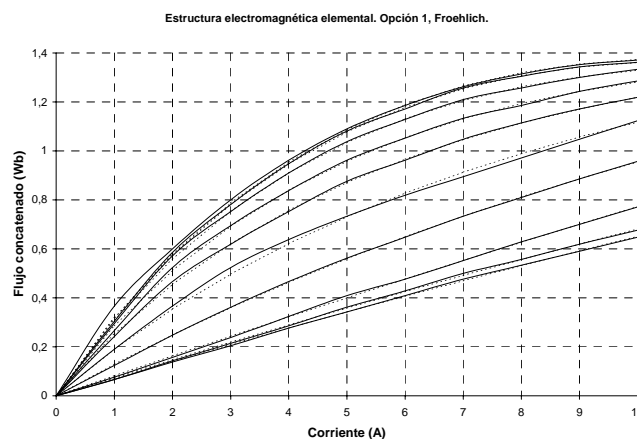


Figura A2.3.1: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación de Froehlich en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 1.

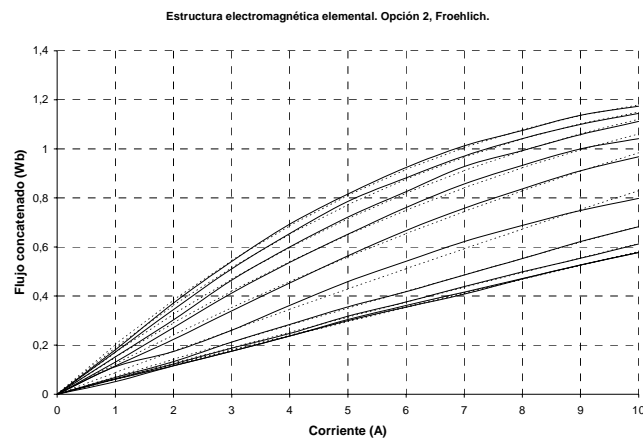


Figura A2.3.2: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación de Froehlich en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 2.

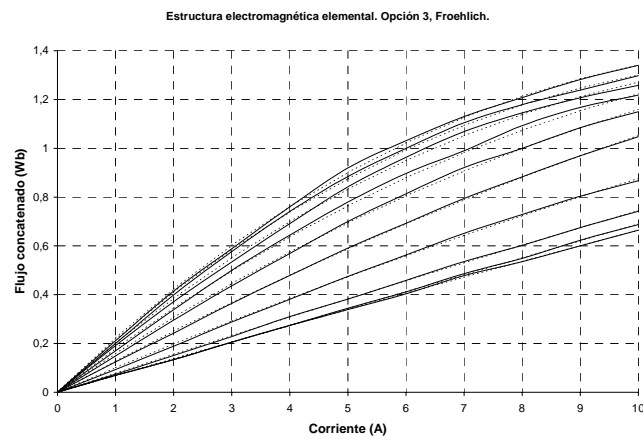


Figura A2.3.3: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación de Froehlich en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 3.

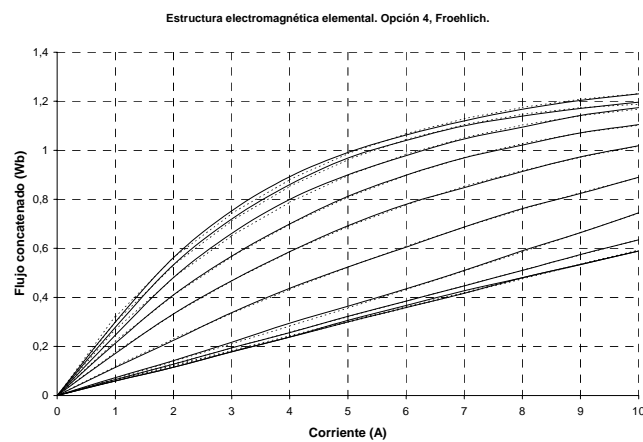


Figura A2.3.4: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación de Froehlich en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 4.

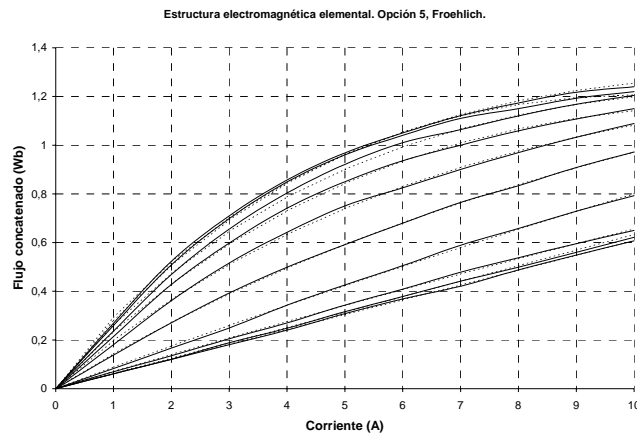


Figura A2.3.5: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación de Froehlich en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 5.

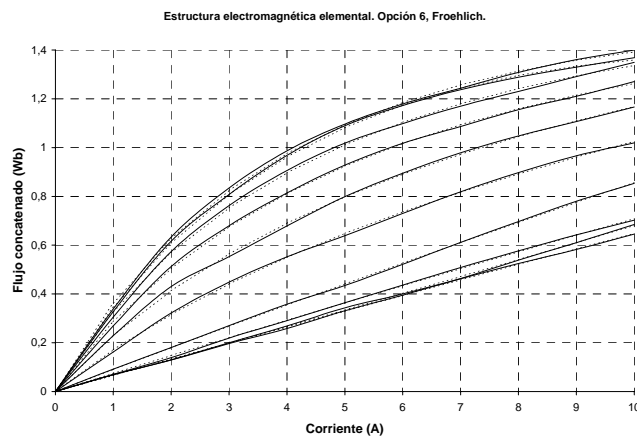


Figura A2.3.6: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación de Froehlich en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 6.

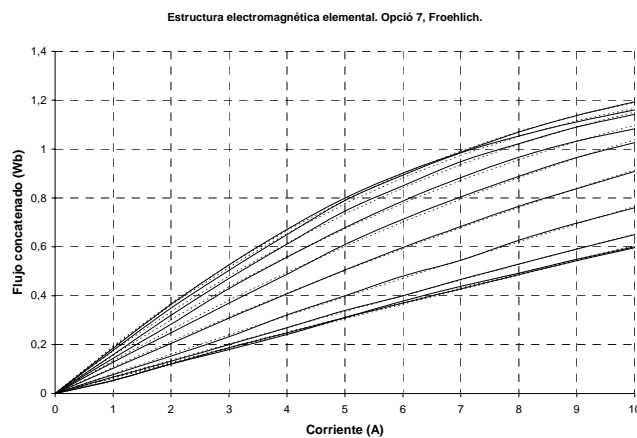


Figura A2.3.7: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación de Froehlich en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 7.

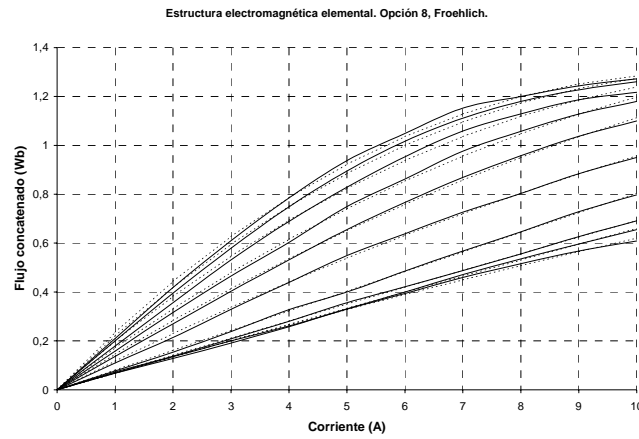


Figura A2.3.8: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación de Froehlich en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 8.

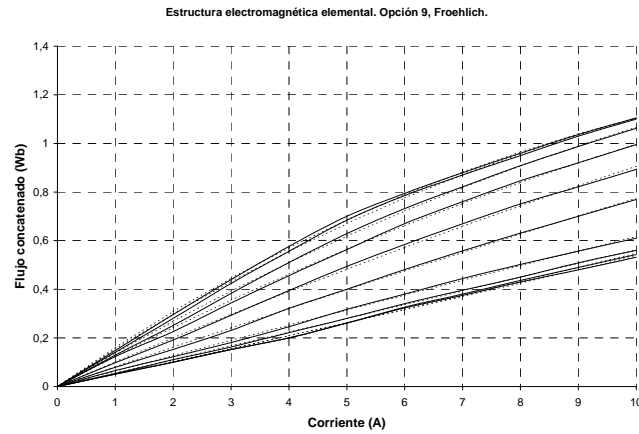


Figura A2.3.9: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación de Froehlich en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 9.

AJUSTE DE LAS CURVAS DE MAGNETIZACION MEDIANTE LA ECUACION POLINOMICA EN LAS DIFERENTES ESTRUCTURAS CONSTRUCTIVAS.

A continuación se presentan los ajustes conseguidos en las diferentes opciones constructivas utilizando la ecuación polinómica, respecto de las medidas experimentales obtenidas. En todas las gráficas, el trazo continuo corresponde a las medidas experimentales y el trazo discontinuo al ajuste conseguido. Las curvas para diferentes posiciones entre la de alineamiento y la de no alineamiento son para intervalos de 5° . En todas ellas puede observarse el comportamiento satisfactorio de la alternativa de ajuste utilizada.

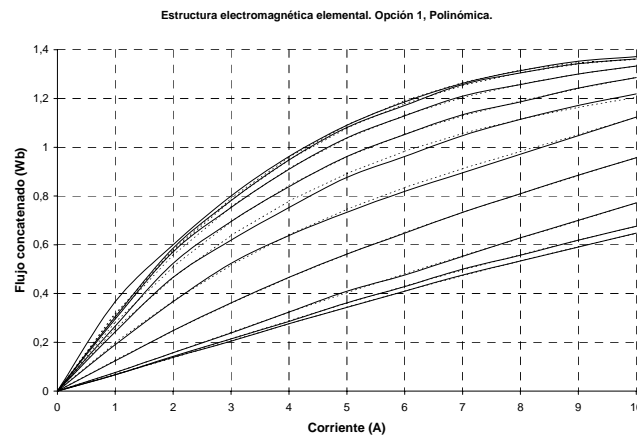


Figura A2.3.10: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación polinómica en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 1.

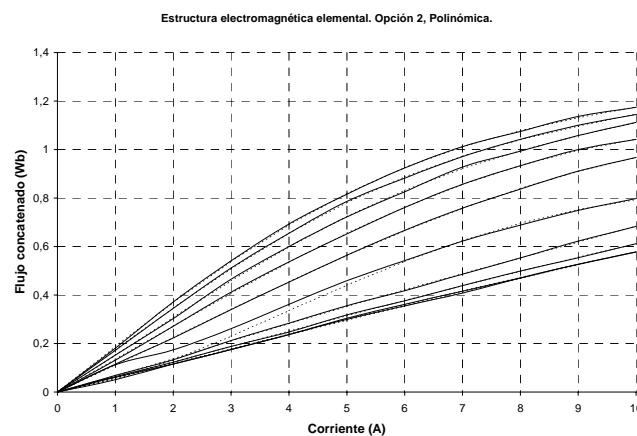


Figura A2.3.11: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación polinómica en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 2.

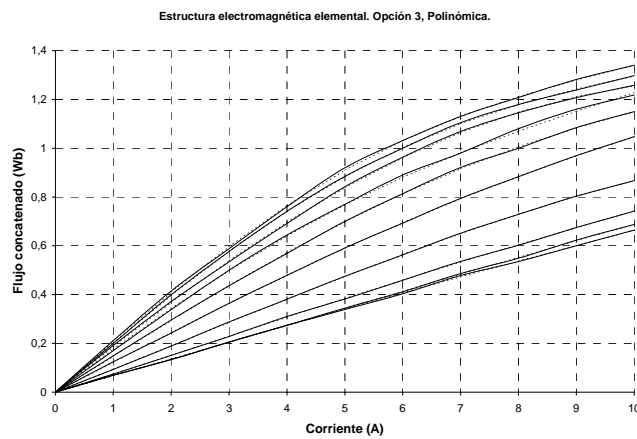


Figura A2.3.12: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación polinómica en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 3.

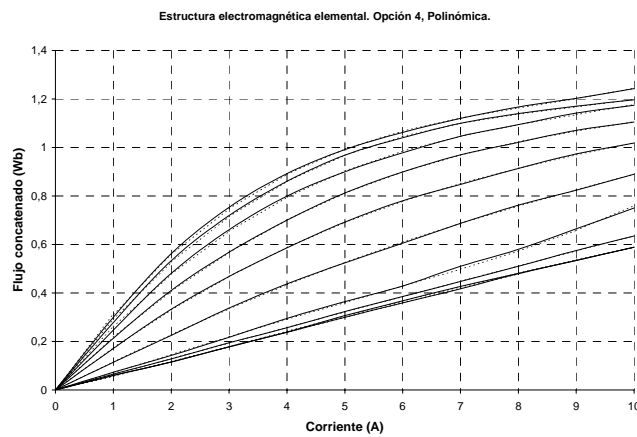


Figura A2.3.13: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación polinómica en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 4.

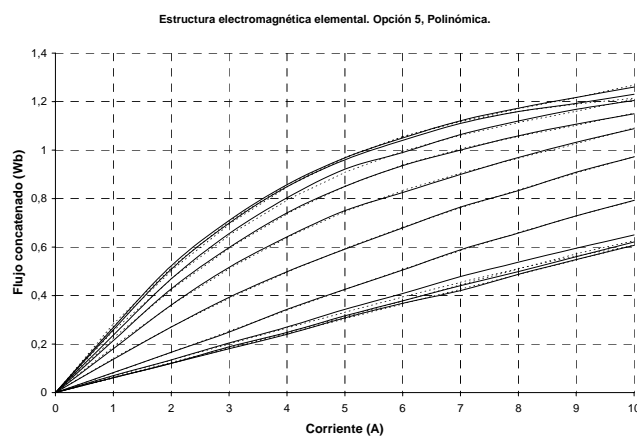


Figura A2.3.14: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación polinómica en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 5.

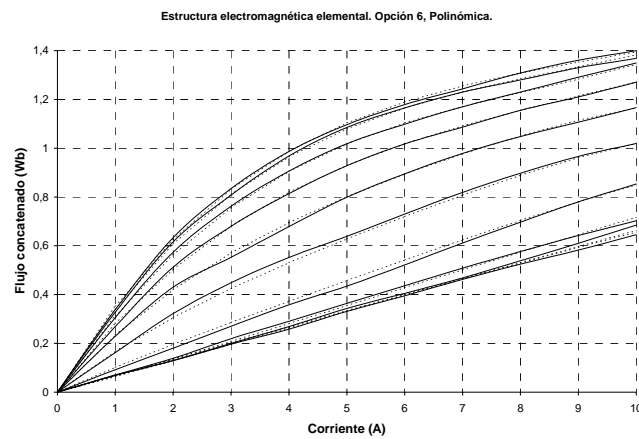


Figura A2.3.15: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación polinómica en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 6.

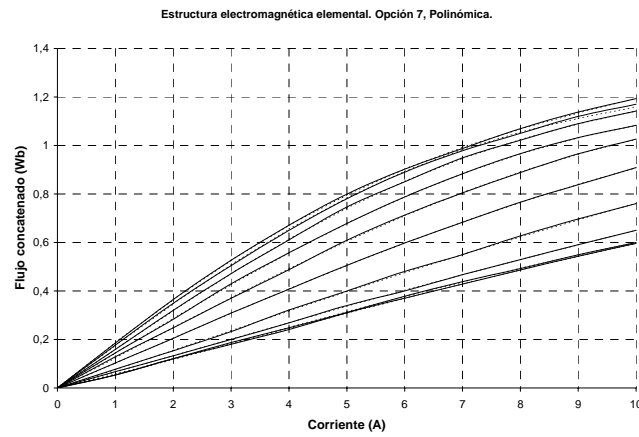


Figura A2.3.16: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación polinómica en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 7.

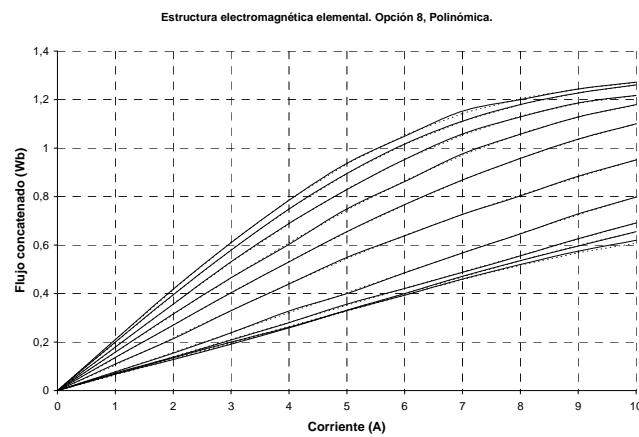


Figura A2.3.17: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación polinómica en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 8.

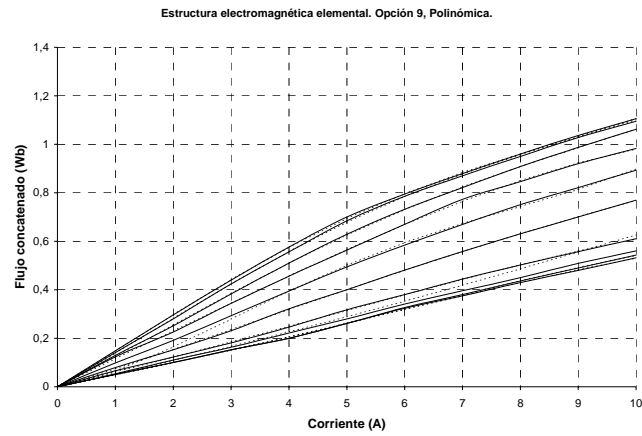


Figura A2.3.18: Comparación entre los resultados experimentales y los ajustes obtenidos a partir de la ecuación polinómica en las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones de la opción constructiva 9.

AJUSTE DE LAS CURVAS DE MAGNETIZACION MEDIANTE EL MODELO NO LINEAL SIMPLIFICADO EN LAS DIFERENTES ESTRUCTURAS CONSTRUCTIVAS.

El modelo no lineal simplificado para la caracterización del motor de reluctancia autoconmutado a partir de las posiciones alineada y no alineada se ha aplicado a las diferentes estructuras estudiadas. Se ha podido observar la dificultad que presenta el conseguir un buen ajuste de las curvas de magnetización para estructuras diferentes, observándose que de las alternativas presentadas en el capítulo III, la que presenta resultados más satisfactorios de forma relativamente sencilla es la alternativa 1S. Una de las conclusiones que se derivan de su utilización en estructuras diferentes, es que se ajusta aceptablemente cuando la estructura a estudiar trabaja con un elevado grado de saturación (con entrehierros relativamente reducidos, estructuras 1-4-5-6), mientras que presenta ajustes deficientes para estructuras con niveles de saturación bajos (con entrehierros grandes, estructuras 2-3-7-8-9, y bobinas con pocas espiras, estructura 9).

Poder disponer de diversas estructuras nos ha permitido plantear un estudio que tenga en cuenta el nivel de saturación de la estructura a estudiar. Dicho estudio busca seleccionar adecuadamente el exponente del factor de saturación, en las expresiones de los coeficientes p_1 y p_3 de la alternativa de ajuste 1S:

$$p_1 = \frac{\Psi_{AL}}{2} \cdot k_s^{\text{exp}} \quad (\text{A2.3.1})$$

$$p_3 = \frac{\Psi_{AL} \cdot (1 - k_s^{\text{exp}}) + \Psi_{NAL}}{2} \quad (\text{A2.3.2})$$

donde el exponente "exp" que afecta al factor de saturación será diferente para cada estructura. Se ha observado que existe una correlación evidente entre dicho exponente y la relación entre las inductancias en la posición alineada (L_{max}) y no alineada (L_{min}), adoptando valores cercanos a 1 e incluso superiores cuando la relación de inductancias es pequeña (inferior a 4), mientras que adopta valores cercanos a 0,5 cuando la relación de inductancias crece (superior a 4), tal como se observa en la figura A2.3.19.

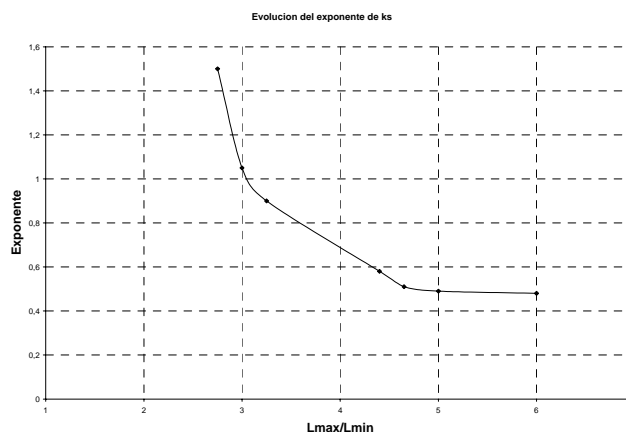


Figura A2.3.19: Evolución del parámetro "exp" en función de la relación de inductancias obtenida del estudio de las diferentes estructuras constructivas.

El ajuste en el prototipo de SRM 6/4 efectuado en el capítulo III se ha realizado considerando que presenta una relación de inductancias superior a 5, por lo que le correspondería según la figura anterior un exponente cercano a 0,5, obteniéndose unos resultados satisfactorios.

De todas maneras, incluso efectuando esta corrección, el ajuste resulta más satisfactorio en las estructuras que trabajan más saturadas tal como se observará a continuación.

A continuación se presentan los ajustes conseguidos por parejas, siguiendo el método de comparación visto anteriormente, detallando en cada caso la relación de inductancias y el parámetro "exp" utilizado según la figura A2.3.19.

Ajuste en estructuras con diferente número de espiras.

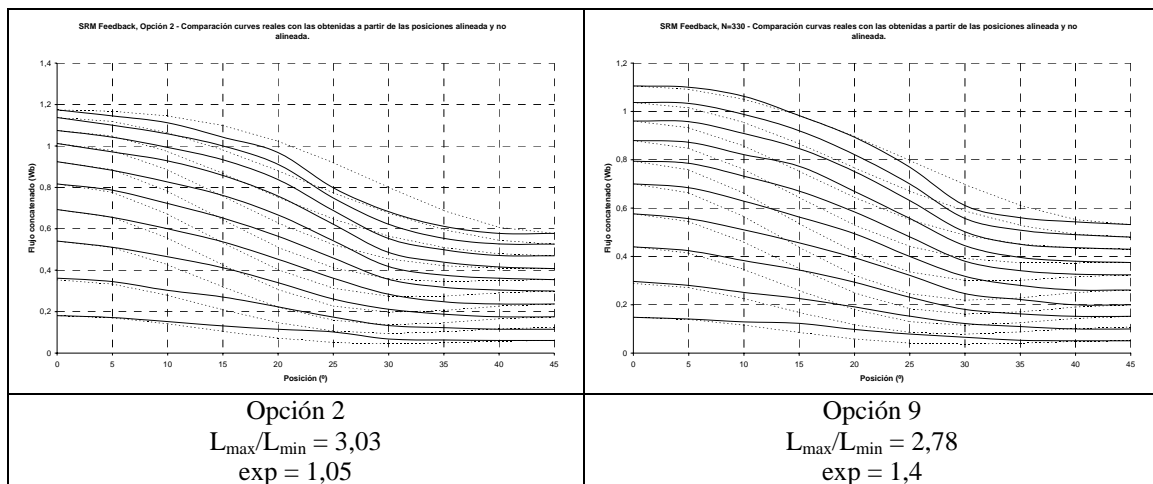
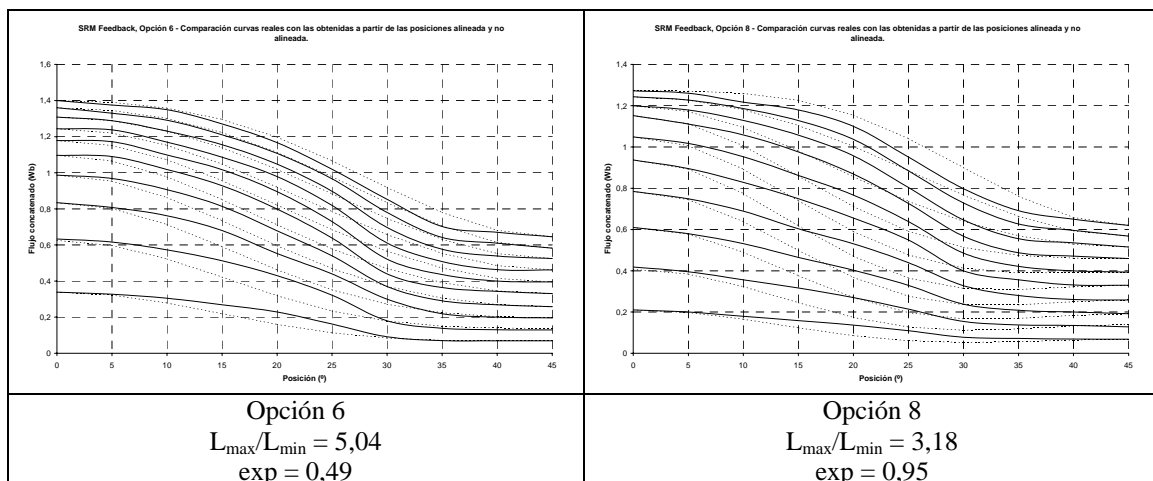


Figura A2.3.20: Ajuste de las curvas de magnetización mediante la alternativa 1S en estructuras con diferente número de espiras.

Ajuste en estructuras con diferente entrehierro.



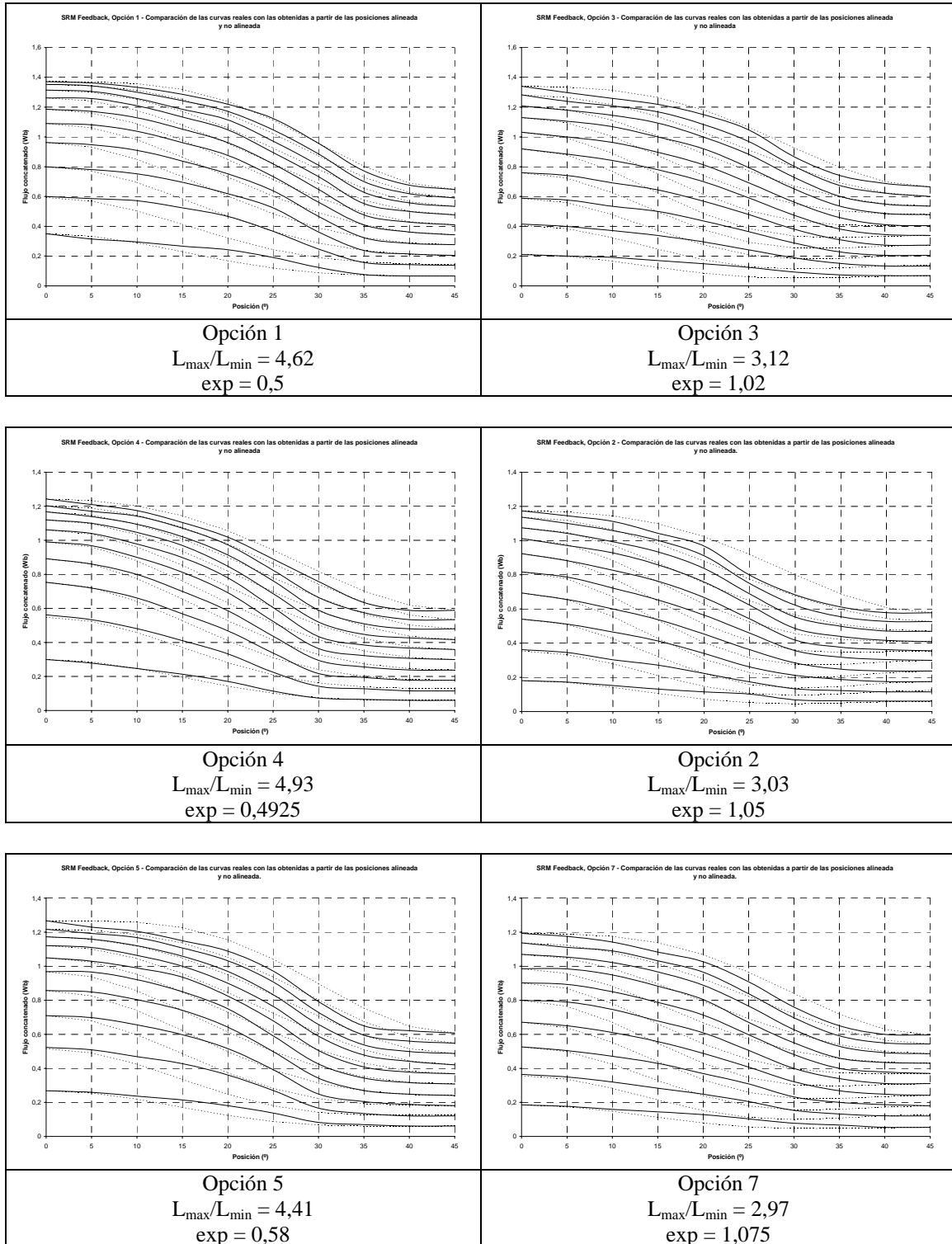


Figura A2.3.21: Ajuste de las curvas de magnetización mediante la alternativa 1S en estructuras con diferente entrehierro.

Ajuste en estructuras con diferentes ángulos polares.

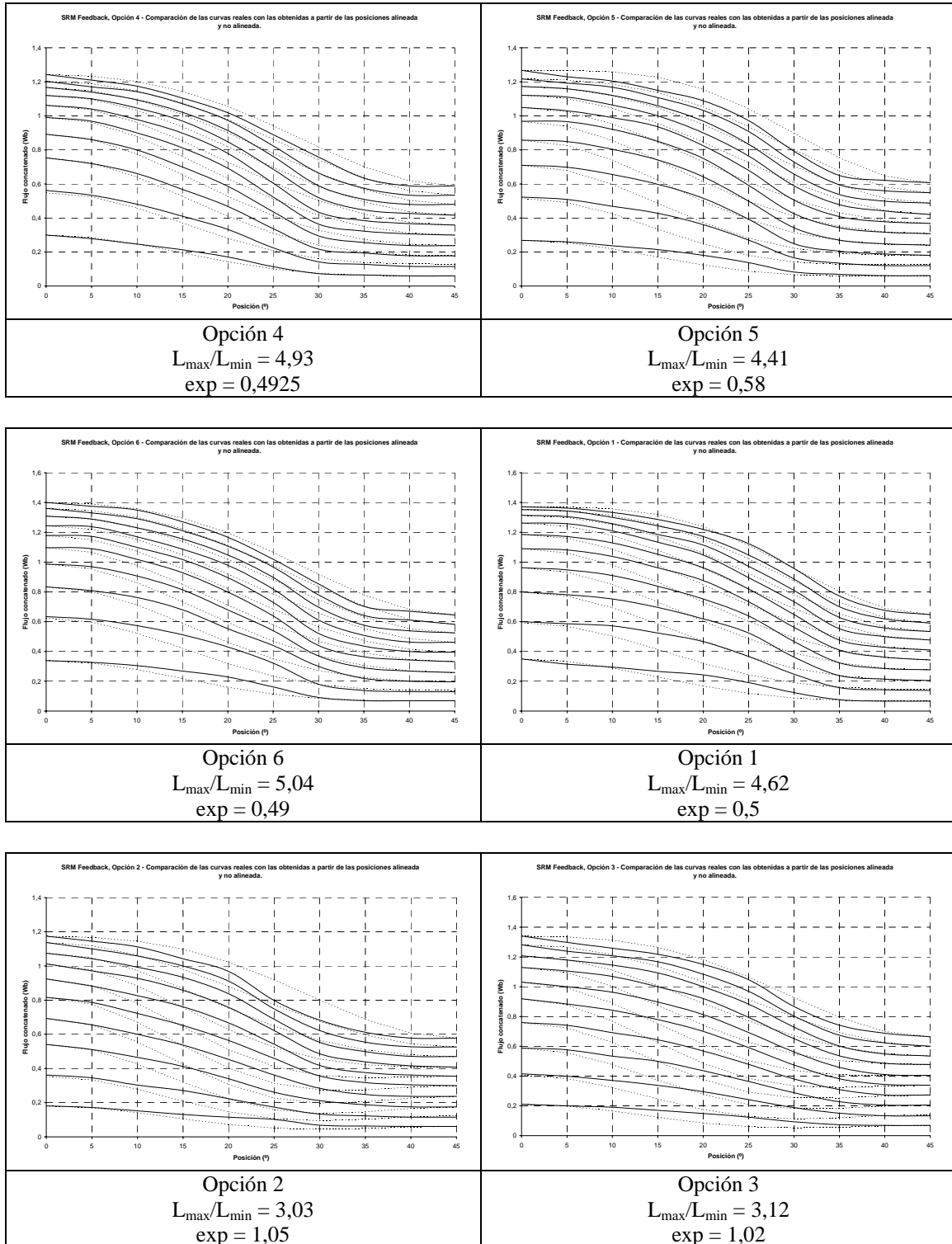


Figura A2.3.22: Ajuste de las curvas de magnetización mediante la alternativa 1S en estructuras con diferentes ángulos polares.

A2.4 SIMULACIONES EFECTUADAS.

Mediante el programa de simulación de circuitos eléctricos Pspice, implementando un convertidor estático tipo Clásico y el modelo no lineal completo con el ajuste de la alternativa 3 y el modelo no lineal simplificado con el ajuste de la alternativa 1S, se ha efectuado la simulación de las diferentes estructuras elementales construidas para estudiar el comportamiento de cada una de ellas y efectuar comparaciones. La tensión de alimentación en cada caso es de 300 V, efectuando controles mediante pulso único y mediante histéresis a corriente constante.

Para contrastar la validez de los modelos utilizados para la simulación en las estructuras elementales construidas, se presenta en las figuras A2.4.1, A2.4.2 y A2.4.3 una comparación entre las medidas experimentales efectuadas y el resultado de la simulación mediante Pspice para la opción constructiva 1, observándose que a partir de los modelos utilizados en la simulación se obtienen resultados satisfactorios.

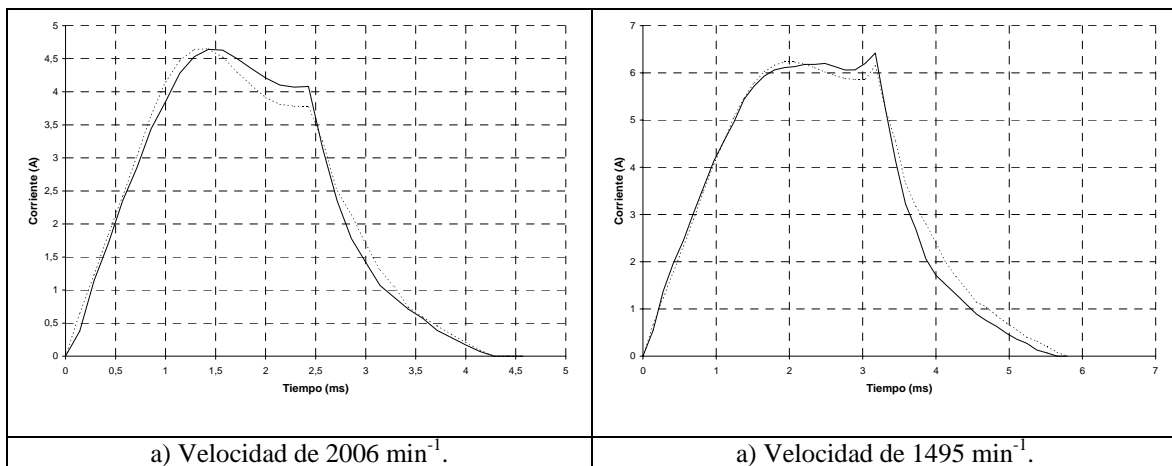


Figura A2.4.1: Comparación de la corriente de fase, control mediante pulso único, a partir de medidas experimentales (trazo continuo) y a partir de la simulación utilizando el modelo no lineal completo (trazo discontinuo), para la estructura elemental de la opción 1.

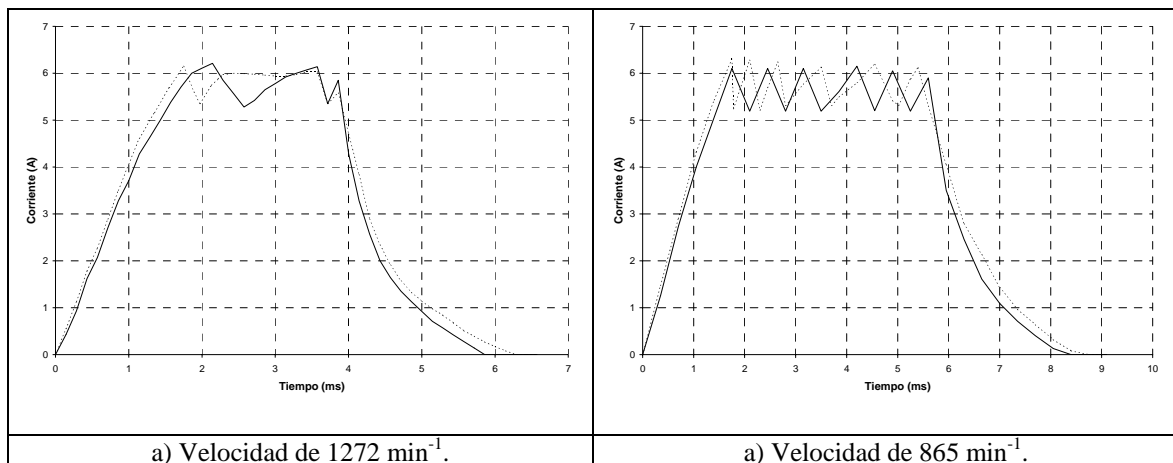


Figura A2.4.2: Comparación de la corriente de fase, control mediante histéresis, a partir de medidas experimentales (trazo continuo) y a partir de la simulación utilizando el modelo no lineal completo (trazo discontinuo), para la estructura elemental de la opción 1.

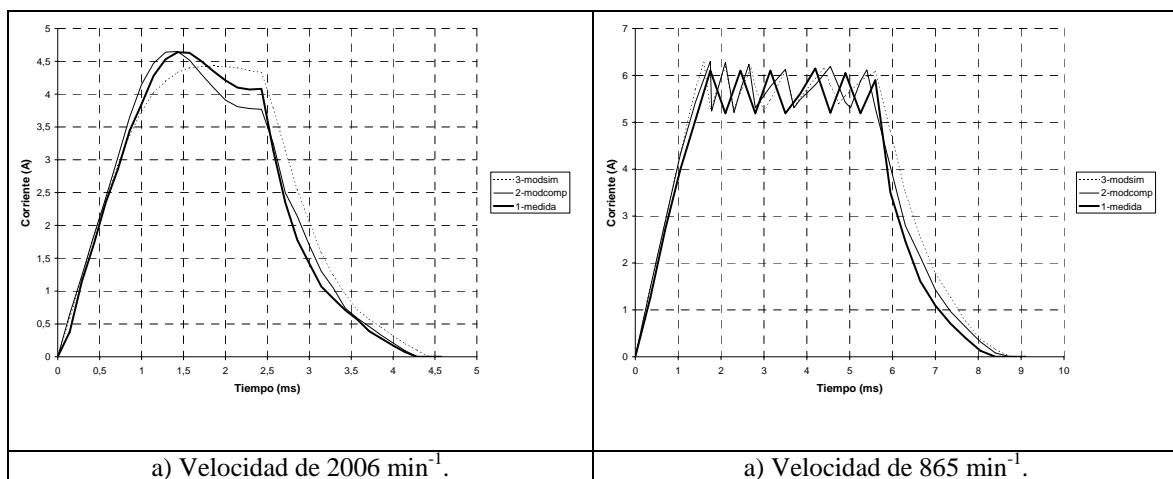


Figura A2.4.3: Comparación de la corriente de fase, a partir de medidas experimentales (1-medida), de la simulación utilizando el modelo no lineal completo (2-modcomp) y de la simulación a partir del modelo no lineal simplificado (3-modsim), para la estructura elemental de la opción 1.

A continuación, a partir de las simulaciones efectuadas utilizando el modelo no lineal completo, se presenta:

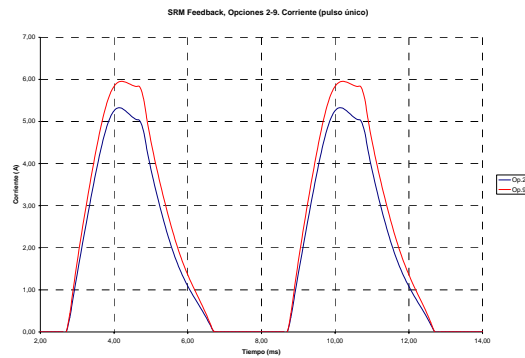
- las formas de onda de la corriente, del par dinámico y del ciclo de energía comparando diferentes estructuras.
- las curvas características de funcionamiento, con control mediante pulso único y con control de histéresis, comparando diferentes estructuras.
- análisis de los resultados obtenidos en dichas simulaciones.

COMPARACION EN LAS FORMAS DE ONDA DE CORRIENTE, PAR DINAMICO Y CICLO DE ENERGIA.

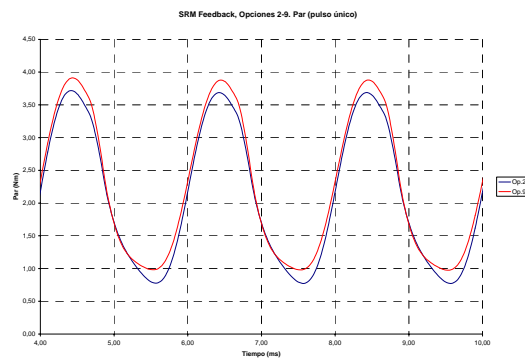
Resultados en estructuras con diferente número de espiras.

Comparación entre la opción 2 (N=375) y la opción 9 (N=330).

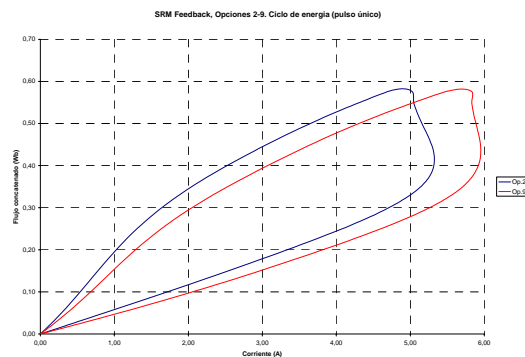
1.- Control mediante pulso único, para una velocidad de 2500 min^{-1} .



a) Corriente de fase.



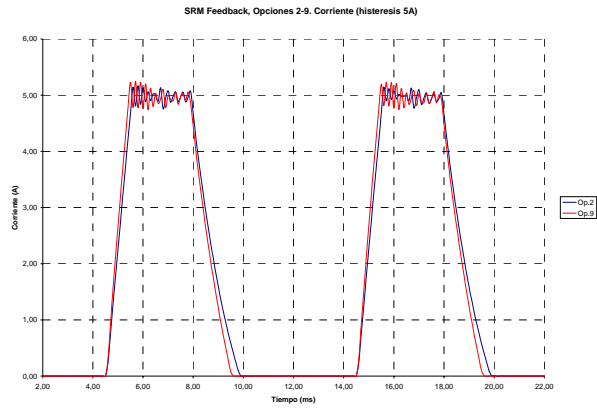
b) Par dinámico.



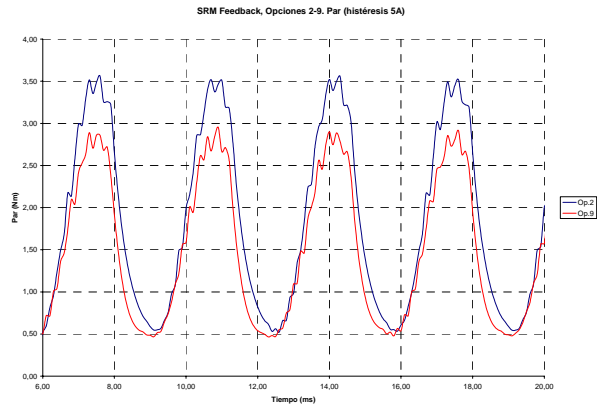
c) Ciclo de energía.

Figura A2.4.4: Comparación entre la opción 2 (azul) y la opción 9 (rojo) a partir de las simulaciones efectuadas con control mediante pulso único.

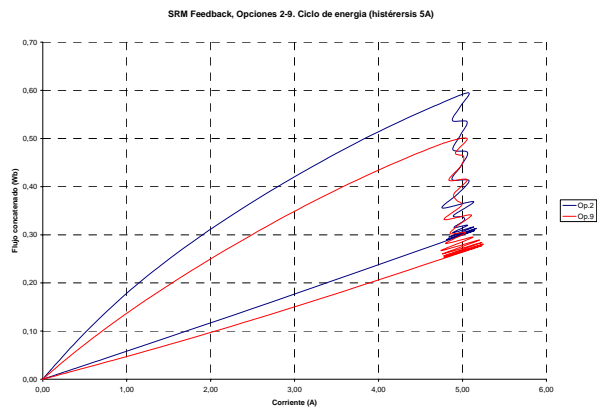
2.- Control mediante histéresis de 5 A, para una velocidad de 1500 min⁻¹.



a) Corriente de fase.



b) Par dinámico.



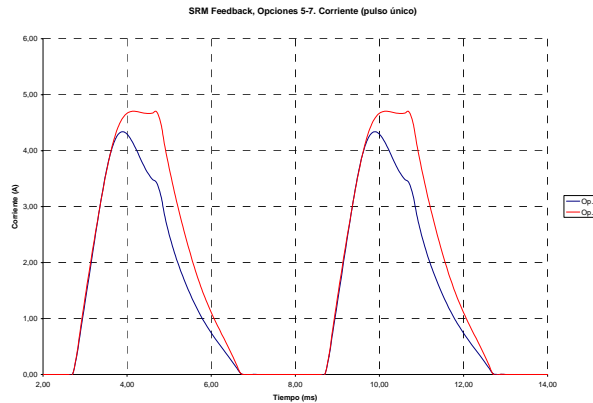
c) Ciclo de energía.

Figura A2.4.5: Comparación entre la opción 2 (azul) y la opción 9 (rojo) a partir de las simulaciones efectuadas con control mediante histéresis.

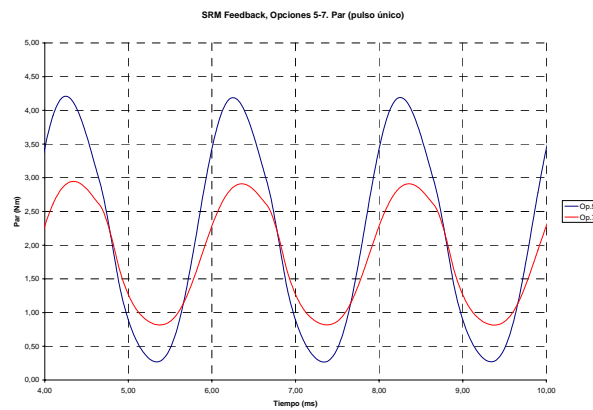
Resultados en estructuras con diferente entrehierro.

Comparación entre la opción 5 ($g=0,5\text{mm}$) y 7 ($g=1,4\text{mm}$).

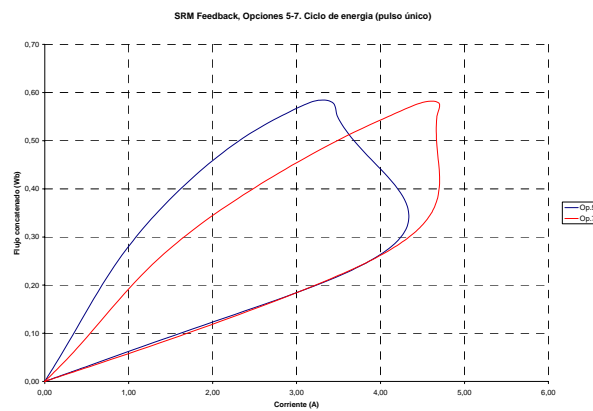
1.- Control mediante pulso único, para una velocidad de 2500 min^{-1} .



a) Corriente de fase.

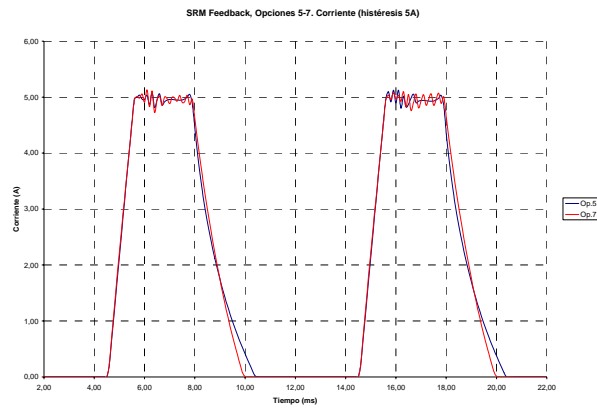


b) Par dinámico.

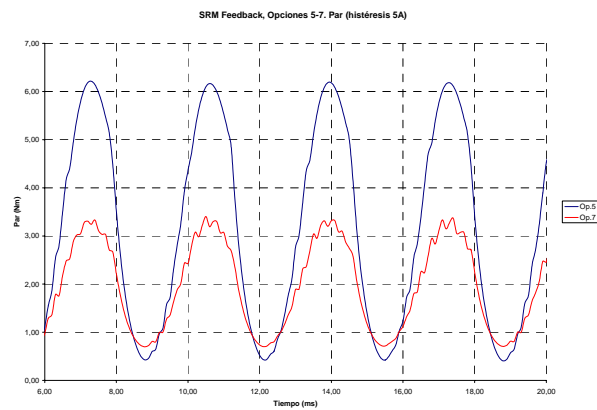


c) Ciclo de energía.

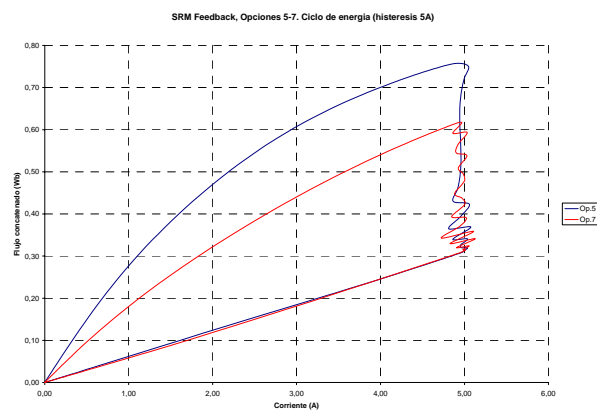
Figura A2.4.6: Comparación entre la opción 5 (azul) y la opción 7 (rojo) a partir de las simulaciones efectuadas con control mediante pulso único.

2.- Control mediante histéresis de 5 A, para una velocidad de 1500 min⁻¹.

a) Corriente de fase.



b) Par dinámico.



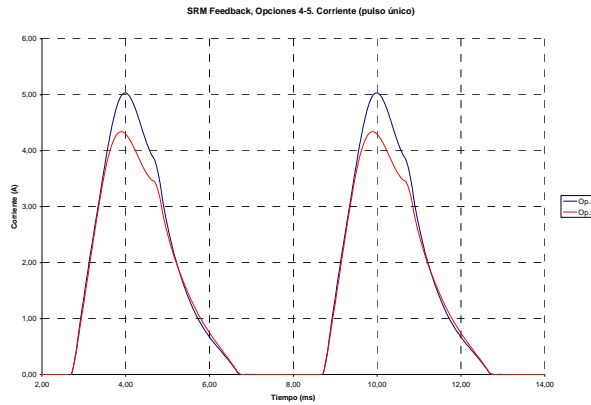
c) Ciclo de energía.

Figura A2.4.7: Comparación entre la opción 5 (azul) y la opción 7 (rojo) a partir de las simulaciones efectuadas con control mediante histéresis.

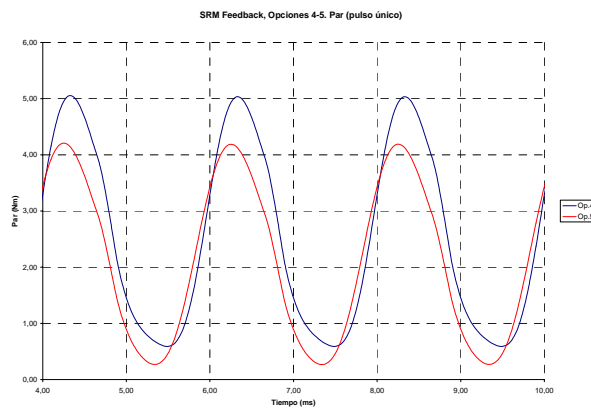
Resultados en estructuras con diferente ángulo polar en el rotor.

Comparación entre la opción 4 (26°/28°) y 5 (26°/32°).

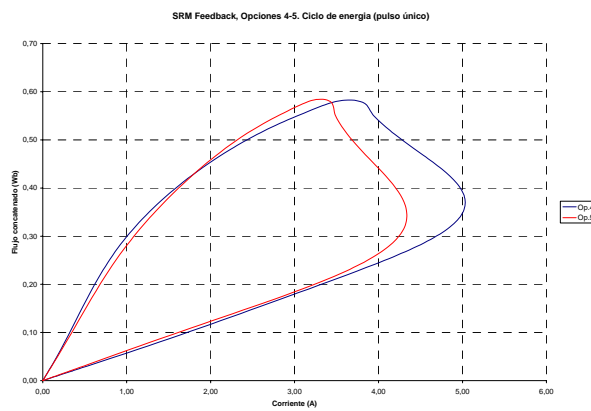
1.- Control mediante pulso único, para una velocidad de 2500 min⁻¹.



a) Corriente de fase.



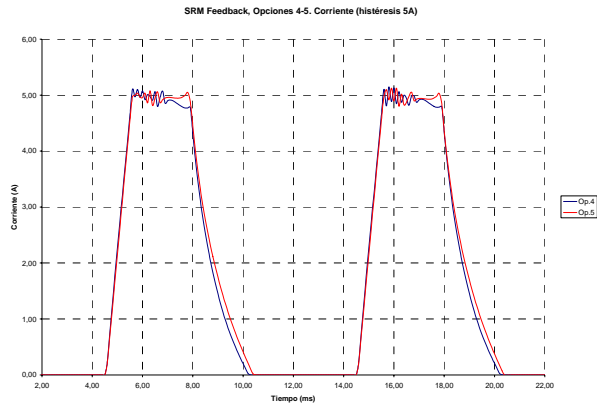
b) Par dinámico.



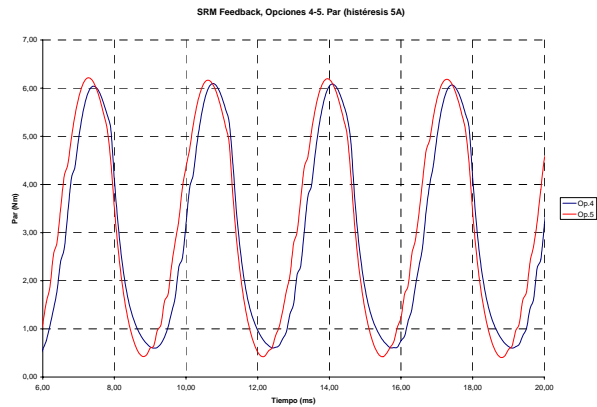
c) Ciclo de energía.

Figura A2.4.8: Comparación entre la opción 5 (rojo) y la opción 4 (azul) a partir de las simulaciones efectuadas con control mediante pulso único.

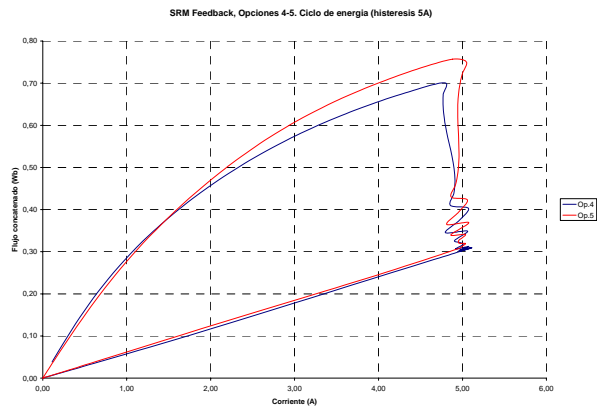
2.- Control mediante histéresis de 5 A, para una velocidad de 1500 min⁻¹.



a) Corriente de fase.



b) Par dinámico.

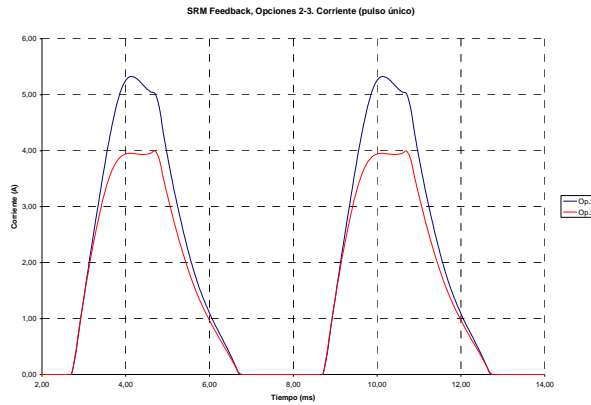


c) Ciclo de energía.

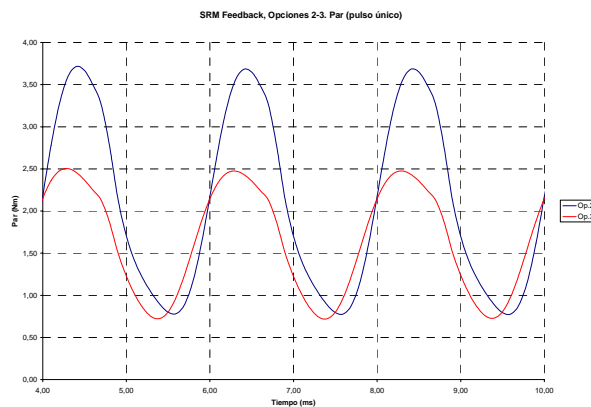
Figura A2.4.9: Comparación entre la opción 5 (rojo) y la opción 4 (azul) a partir de las simulaciones efectuadas con control mediante histéresis.

Resultados en estructuras con diferentes ángulos polares en el estator y en el rotor.
 Comparación entre la opción 2 (26°/28°) y 3 (30°/32°).

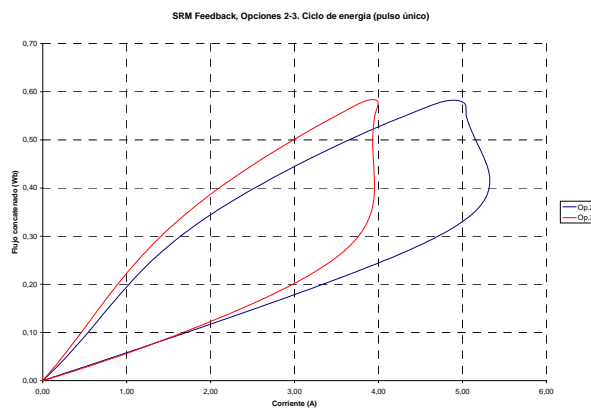
1.- Control mediante pulso único, para una velocidad de 2500 min⁻¹.



a) Corriente de fase.



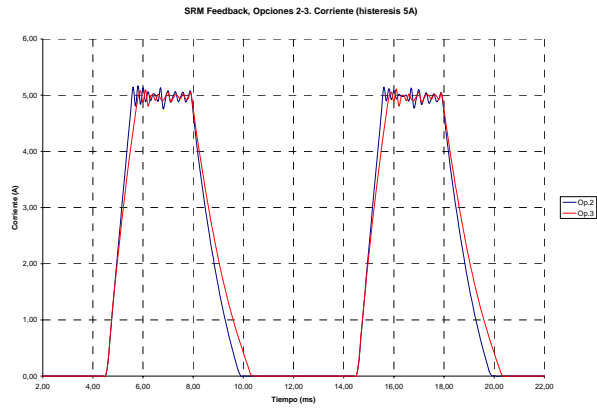
b) Par dinámico.



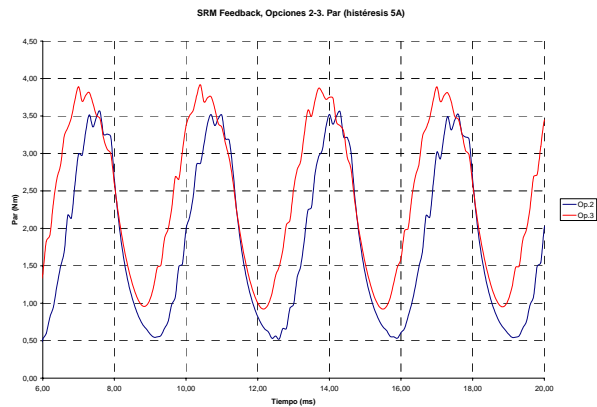
c) Ciclo de energía.

Figura A2.4.10: Comparación entre la opción 2 (azul) y la opción 3 (rojo) a partir de las simulaciones efectuadas con control mediante pulso único.

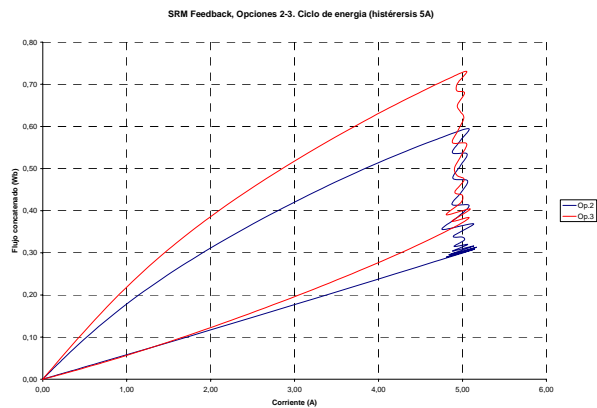
2.- Control mediante histéresis de 5 A, para una velocidad de 1500 min⁻¹.



a) Corriente de fase.



b) Par dinámico.



c) Ciclo de energía.

Figura A2.4.11: Comparación entre la opción 2 (azul) y la opción 3 (rojo) a partir de las simulaciones efectuadas con control mediante histéresis.

COMPARACION EN LAS CURVAS CARACTERISTICAS

Resultados en estructuras con diferente número de espiras.

Se efectúa la comparación entre las estructuras 2 (N=375) y 9 (N=330).

1.- Control con pulso único.

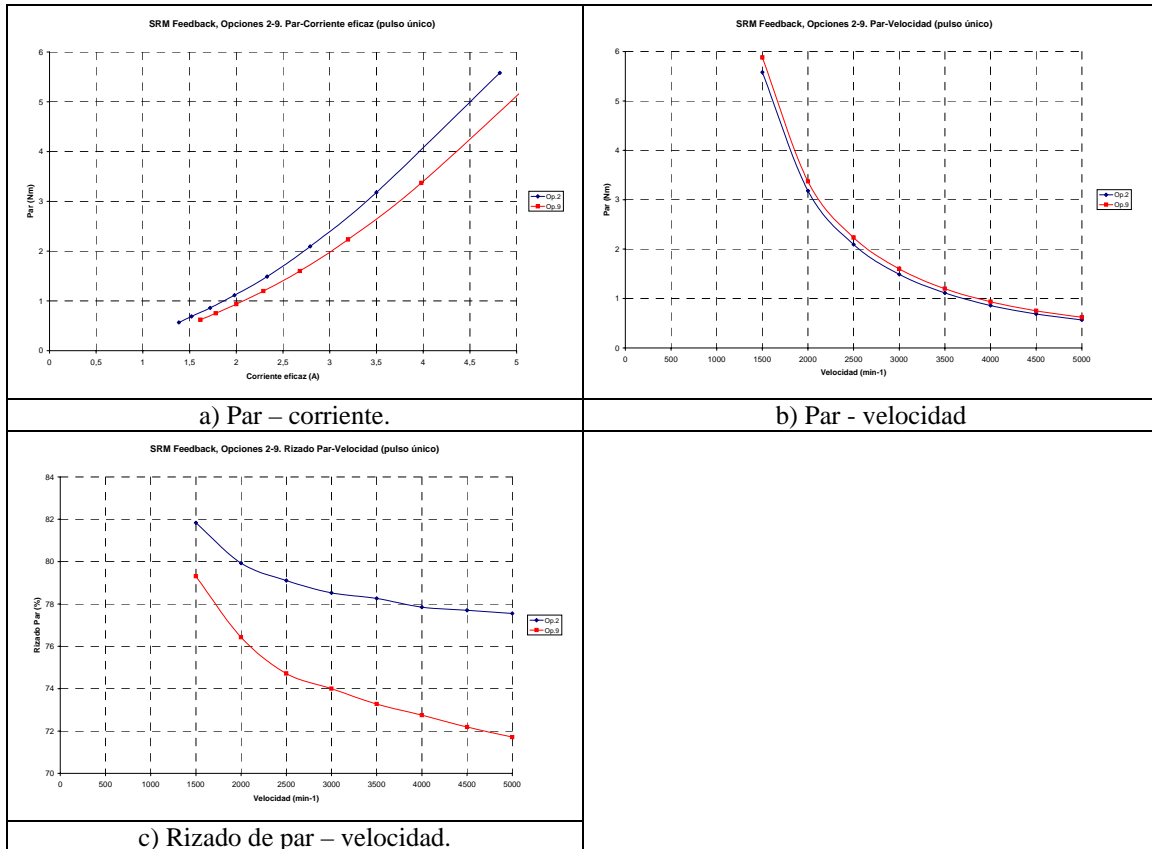


Figura A2.4.12: Comparación entre las curvas características obtenidas a partir de la simulación con control mediante pulso único, opción 2 (azul), opción 9 (rojo).

- Control con histéresis de 5 A.

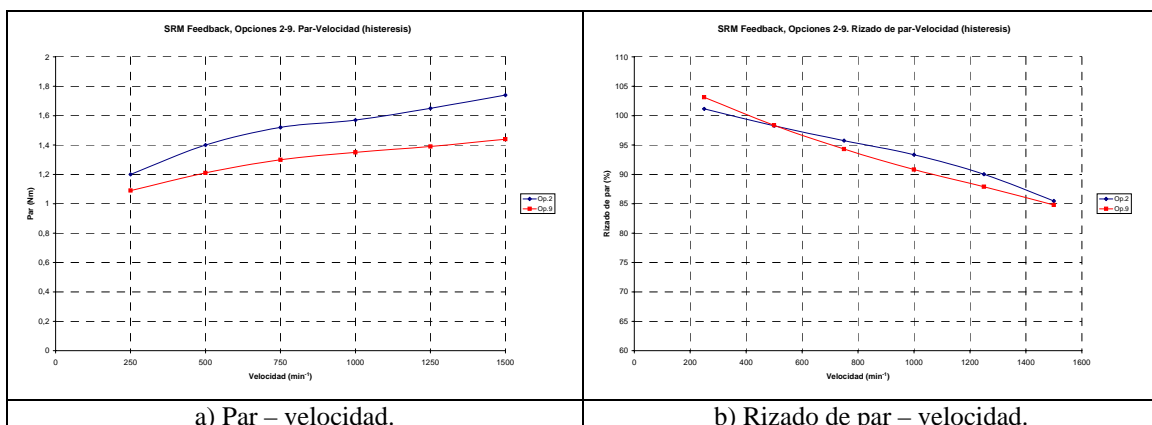


Figura A2.4.13: Comparación entre las curvas características obtenidas a partir de la simulación con control mediante histéresis, opción 2 (azul), opción 9 (rojo).

Resultados en estructuras con diferente entrehierro.

Se efectúa la comparación entre las estructuras 5 ($g=0,5\text{mm}$) y 7 ($g=1,4\text{mm}$).

- Control con pulso único.

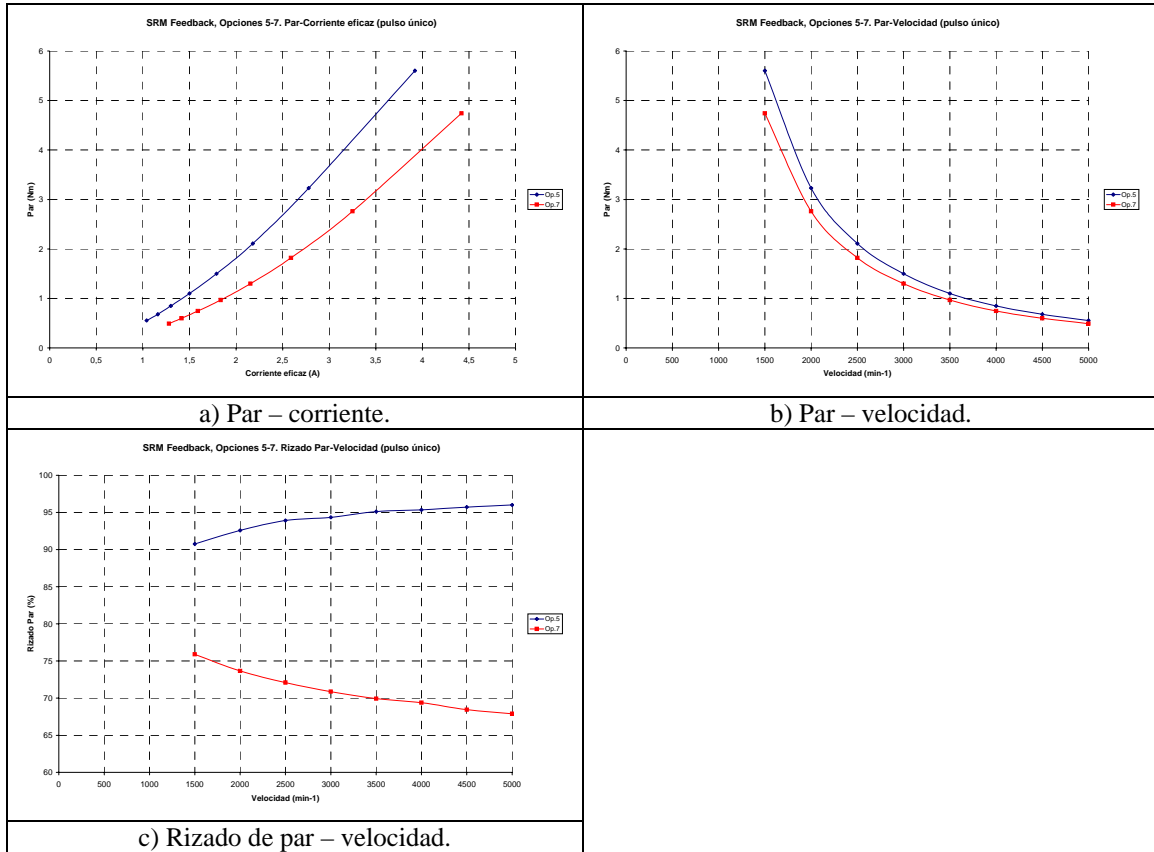


Figura A2.4.14: Comparación entre las curvas características obtenidas a partir de la simulación con control mediante pulso único, opción 5 (azul), opción 7 (rojo).

- Control con histéresis de 5 A.

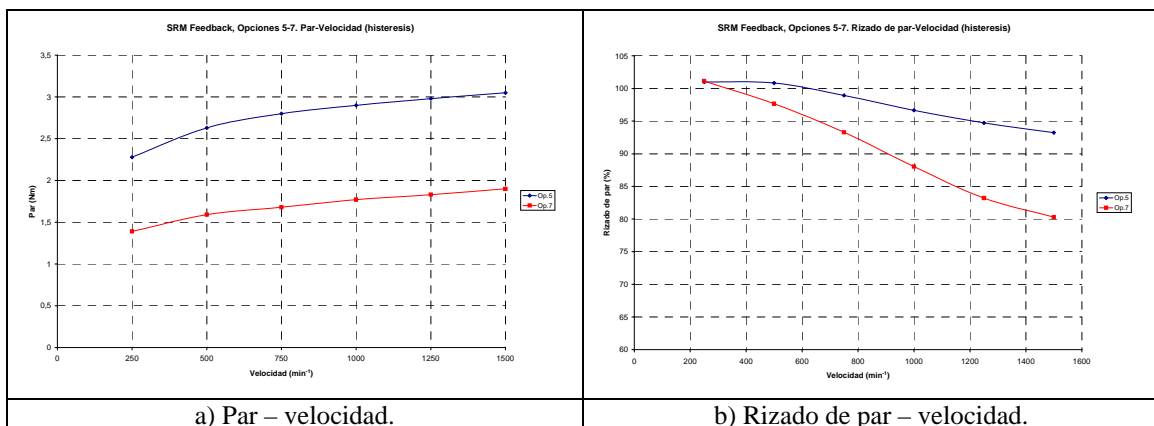


Figura A2.4.15: Comparación entre las curvas características obtenidas a partir de la simulación con control mediante histéresis, opción 5 (azul), opción 7 (rojo).

Resultados en estructuras con diferente ángulo polar en el rotor.

Se efectúa la comparación entre las estructuras 4 ($26^\circ/28^\circ$) y 5 ($26^\circ/32^\circ$). Hay que recordar que en este caso los entrehierros no son exactamente iguales (en la 4 de 0,4mm y en la 5 de 0,5 mm).

- Control con pulso único.

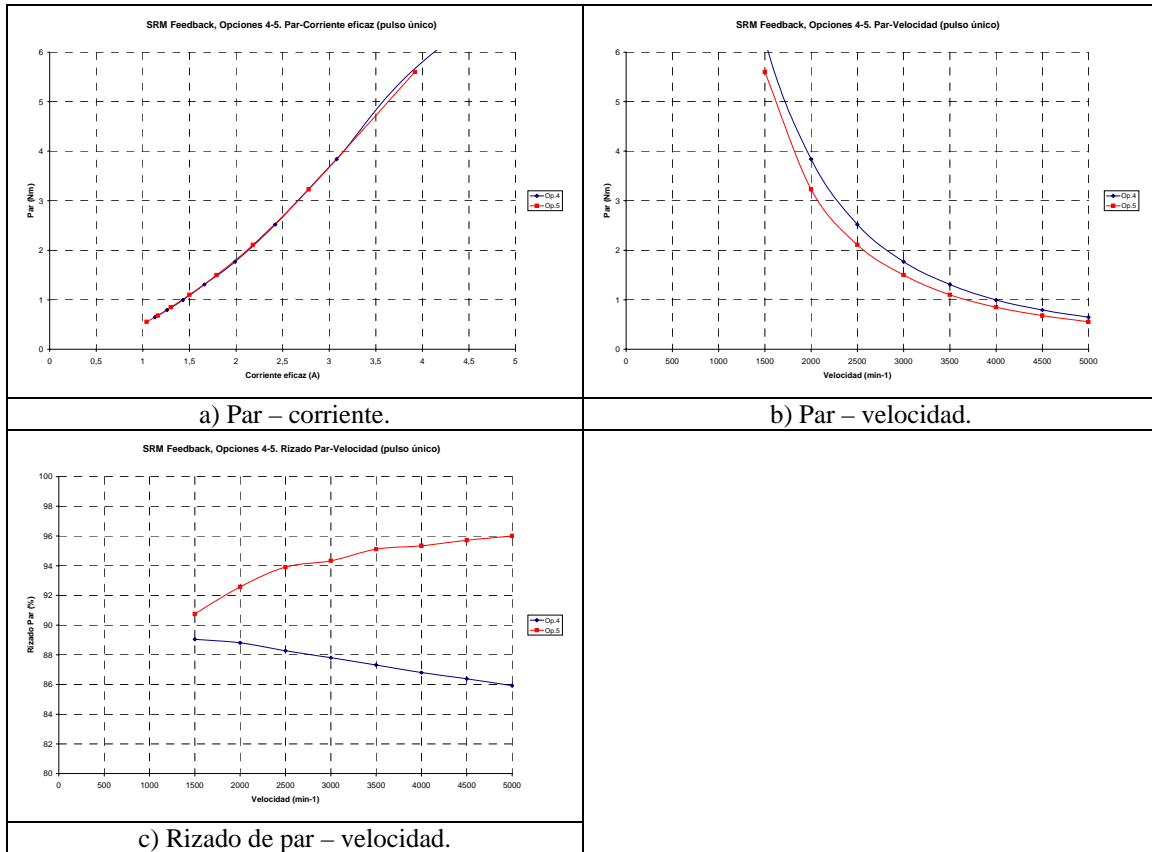


Figura A2.4.16: Comparación entre las curvas características obtenidas a partir de la simulación con control mediante pulso único, opción 4 (azul), opción 5 (rojo).

- Control con histéresis de 5 A.

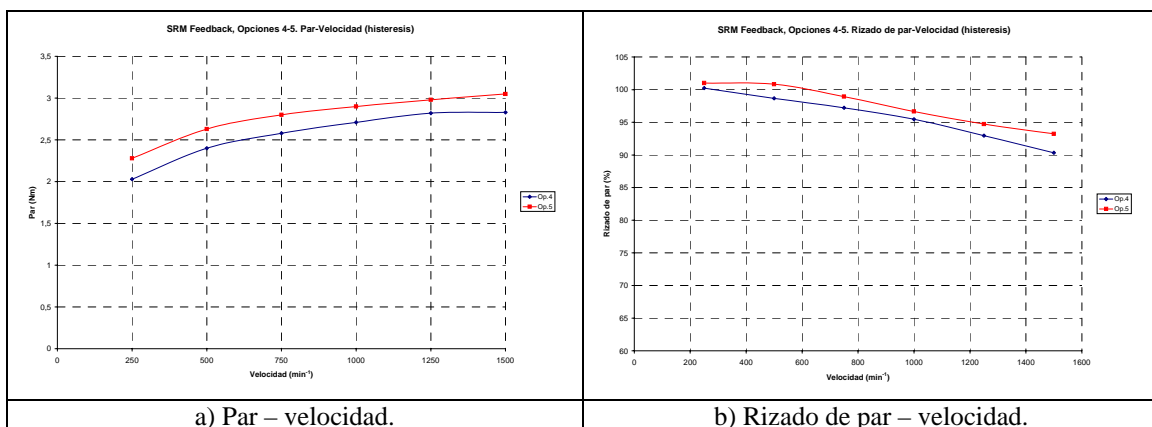


Figura A2.4.17: Comparación entre las curvas características obtenidas a partir de la simulación con control mediante histéresis, opción 4 (azul), opción 5 (rojo).

Resultados en estructuras con diferentes ángulos polares en el estator y en el rotor.

Se efectúa la comparación entre las estructuras 2 (26°/28°) y 3 (30°/32°). Hay que recordar que en este caso los entrehierros no son exactamente iguales (en la 2 de 1,3mm y en la 3 de 1,15mm).

- Control con pulso único.

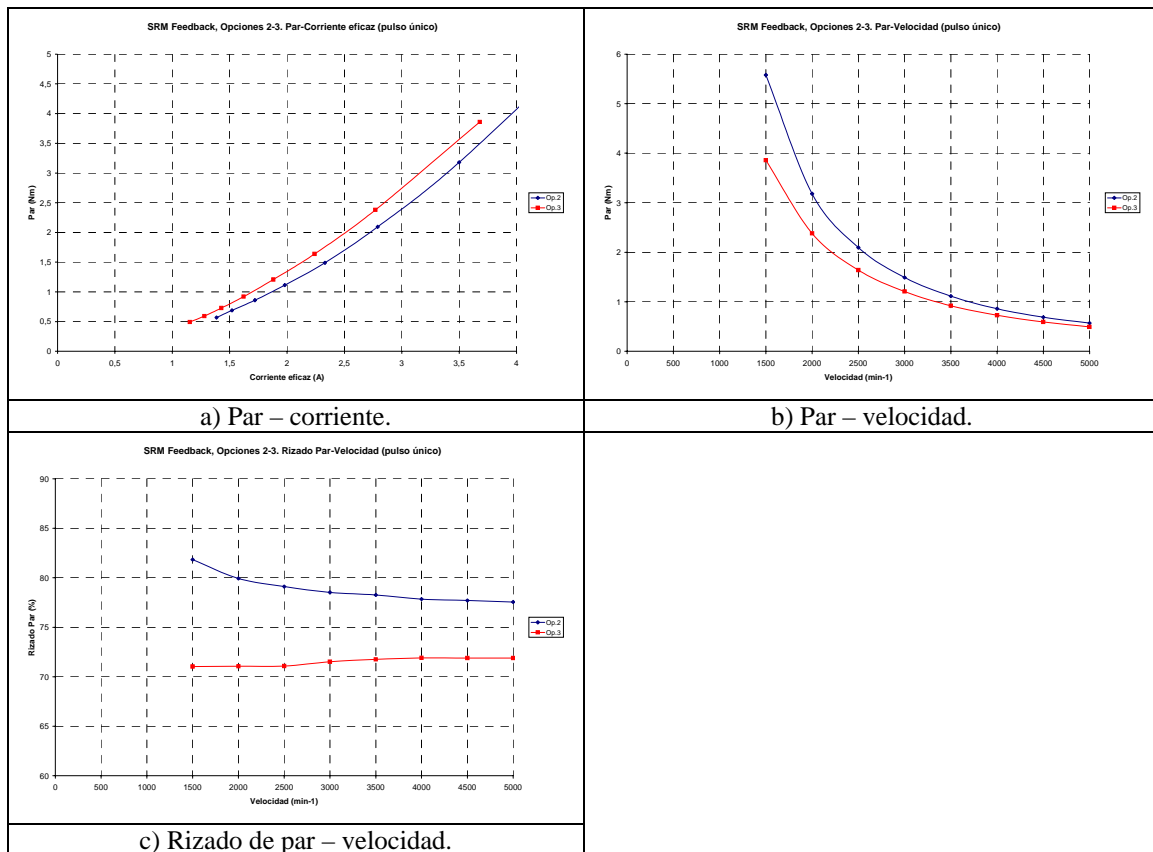


Figura A2.4.18: Comparación entre las curvas características obtenidas a partir de la simulación con control mediante histéresis, opción 2 (azul), opción 3 (rojo).

- Control con histéresis de 5 A.

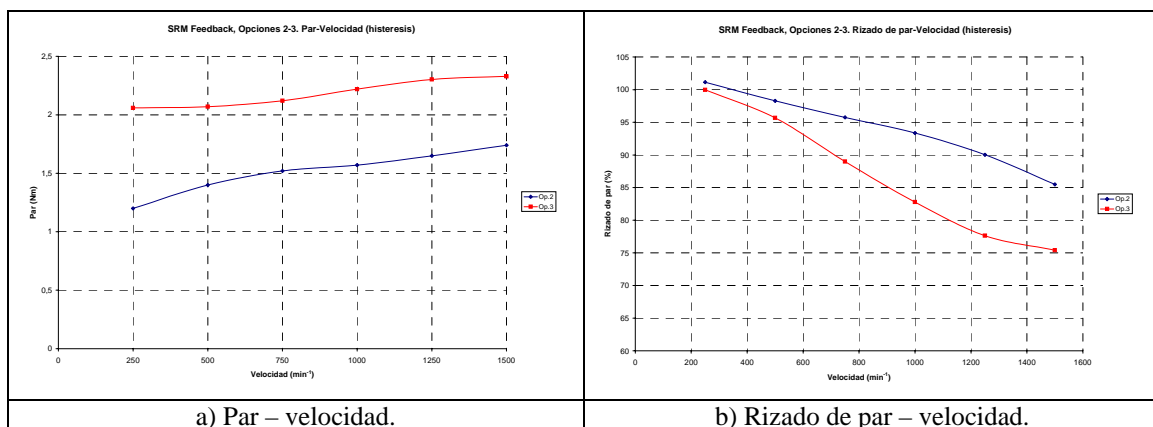


Figura A2.4.19: Comparación entre las curvas características obtenidas a partir de la simulación con control mediante histéresis, opción 2 (azul), opción 3 (rojo).

ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS EN LA SIMULACIÓN DE LAS DIFERENTES ESTRUCTURAS MEDIANTE PSPICE, UTILIZANDO EL MODELO NO LINEAL COMPLETO.

Se han efectuado las simulaciones de las diferentes estructuras para una mismas condiciones de funcionamiento, es decir, para un mismo ángulo de disparo y de conducción de los interruptores estáticos del convertidor. La tensión de alimentación en todos los casos es de 300 V, y se han simulado dos modos de funcionamiento:

- control con pulso único.
- control de histéresis, fijando una corriente de 5 A.

En primer lugar presentaremos en una tabla general los resultados obtenidos para todas las estructuras en el punto de funcionamiento fijado "a priori" como nominal, para una velocidad de 1500 min^{-1} y para una corriente constante, control de histéresis, de 5 A. Posteriormente efectuaremos un análisis de dichos resultados, así como de las curvas características presentadas anteriormente y obtenidas para los dos modos de funcionamiento, efectuando una comparación entre dos estructuras con diferente número de espiras, con diferente entrehierro, con diferente ángulo polar en el rotor y con diferentes ángulos polares en el estator y en el rotor.

Los parámetros que se presentan para efectuar el análisis comparativo son los siguientes:

- Par: valor medio del par dinámico obtenido.
- Potencia: producto del par medio por la velocidad.
- Corriente eficaz: valor eficaz de la corriente en una fase.
- Rizado de par: obtenido a partir del par máximo y del par mínimo en la evolución del par dinámico, según la expresión siguiente [SAH00]:

$$\text{Rp}(\%) = \frac{M_{\max} - M_{\min}}{M_{\max}} \cdot 100 \quad (\text{A2.4.1})$$

- Relación entre el par y el volumen del rotor: cociente entre el par medio y el volumen del rotor, V_r , obtenido a partir de:

$$V_r = \frac{\pi}{4} D^2 L \quad (\text{A2.4.2})$$

siendo D y L el diámetro interior del estator y la longitud del rotor, respectivamente.

Comparación entre todas las estructuras en el punto de funcionamiento nominal.

Opción	Velocidad (min ⁻¹)	Par (Nm)	Potencia (W)	I _{eficaz} (A)	Par/I _{eficaz} (Nm/A)	Rizado Par (%)	Par/V _r (kNm/m ³)
1	1500	3,59	563,91	2,77	1,29	91,02	8,48
2	1500	1,74	273,32	2,84	0,61	85,49	6,32
3	1500	2,329	365,84	2,868	0,81	75,41	7,08
4	1500	2,83	444,53	2,77	1,02	90,34	7,90
5	1500	3,05	479,09	2,82	1,08	93,24	8,21
6	1500	3,42	537,21	2,71	1,26	95,70	8,60
7	1500	1,9	298,45	2,82	0,67	80,29	6,52
8	1500	2,14	336,15	2,81	0,76	83,25	6,86
9	1500	1,44	226,19	2,845	0,51	84,79	5,86

Tabla A2.4.1: Comparación de características entre las diferentes estructuras electromagnéticas en el punto de funcionamiento nominal, obtenidas a partir de la simulación.

Análisis de los resultados obtenidos.

Intentaremos efectuar un análisis de resultados obtenidos para extraer algunas conclusiones. Debido a la dificultad que en ocasiones se presenta para intentar establecer relaciones directas, hay que tomar con cautela dicho análisis para posibles extrapolaciones.

En cada caso comparativo, efectuaremos dicho análisis para tres situaciones diferentes:

- 1.- Punto de funcionamiento fijado como nominal (para la velocidad de 1500 min⁻¹, control de histéresis de 5 A), cuantificando los resultados obtenidos.
- 2.- Curvas características con control mediante pulso único, valoración cualitativa.
- 3.- Curvas características con control de histéresis, valoración cualitativa.

ESTRUCTURAS CON DIFERENTE NÚMERO DE ESPIRAS.

OPCION	N	L_{\max} (H)	r	k_s
2 (base)	375	0,1632	2,72	1,1
9	330 (-12%)	0,14 (-14,23%)	2,68 (-1,56%)	1,05 (-4,53%)

donde:

N = número de espiras por polo.

L_{\max} = inductancia en la posición alineada para 5 A.

r = relación entre las inductancias alineada y no alineada para 5 A.

k_s = factor de saturación para 5 A.

1.- Punto de funcionamiento nominal.

OPCION	Par (Nm)	Par/ I_{eficaz} (Nm/A)	Rizado de par (%)	Par/ V_r (kNm/m ³)
2 (base)	1,74	0,61	85,49	6,32
9	1,44 (-17,24%)	0,51 (-17,4%)	84,79 (-0,8%)	5,86 (-7,28%)

Se observa un evidente descenso del par para una misma corriente, con proporciones similares a la reducción en el número de espiras y en la inductancia máxima.

2.- Curvas características con control mediante pulso único.

Disminución del par para una misma corriente, más acusado a corrientes elevadas.

Ligero incremento del par para una misma velocidad.

Rizado de par sensiblemente inferior, más acusado a velocidades elevadas.

3.- Curvas características con control mediante histéresis.

Disminución del par para la misma velocidad y referencia de corriente, más acusado a velocidades próximas a la nominal.

Rizado de par ligeramente inferior.

ESTRUCTURAS CON DIFERENTE ENTREHIERRO.

OPCION	g (mm)	L_{\max} (H)	r	k_s
5 (base)	0,5	0,1936	3,14	1,38
7	1,4 (+180%)	0,1599 (-17,4%)	2,58 (-17,88%)	1,15 (-16,48%)

donde:

g = entrehierro.

L_{\max} = inductancia en la posición alineada para 5 A.

r = relación entre las inductancias alineada y no alineada para 5 A.

k_s = factor de saturación para 5 A.

1.- Punto de funcionamiento nominal.

OPCION	Par (Nm)	Par/ I_{eficaz} (Nm/A)	Rizado de par (%)	Par/ V_r (kNm/m ³)
5 (base)	3,05	1,08	93,24	8,21
7	1,9 (-37,7%)	0,67 (-37,62%)	80,29 (-13,88%)	6,52 (-20,58%)

Se observa un evidente descenso del par para una misma corriente, así como una disminución en el rizado de par.

2.- Curvas características con control mediante pulso único.

Disminución del par para una misma corriente, más acusado a corrientes elevadas.

Ligera disminución del par para una misma velocidad.

Rizado de par sensiblemente inferior, más acusado a velocidades elevadas.

3.- Curvas características con control mediante histéresis.

Disminución del par para la misma velocidad y referencia de corriente.

Rizado de par inferior, más acusado para velocidades próximas a la nominal.

Nota: De la comparación entre otros pares de opciones con diferente entrehierro, los resultados que se obtienen son muy similares a los aquí presentados.

ESTRUCTURAS CON DIFERENTE ANGULO POLAR EN EL ROTOR.

OPCION	B_r (°)	L_{max} (H)	r	k_s
4 (base)	28	0,1982	3,3	1,51
5	32 (+14,28%)	0,1936 (-2,32%)	3,14 (-4,92%)	1,38 (-8,31%)

donde:

B_r = ángulo polar del rotor.

L_{max} = inductancia en la posición alineada para 5 A.

r = relación entre las inductancias alineada y no alineada para 5 A.

k_s = factor de saturación para 5 A.

Hay que recordar que la estructura 5 posee un entrehierro superior a la estructura 4 (un 25%). En los dos casos el ángulo polar del estator es de 26°.

1.- Punto de funcionamiento nominal.

OPCION	Par (Nm)	Par/ I_{eficaz} (Nm/A)	Rizado de par (%)	Par/ V_r (kNm/m ³)
4 (base)	2,83	1,02	90,34	7,9
5	3,05 (+7,77%)	1,08 (+5,77%)	93,24 (+3,21%)	8,21 (+3,92%)

Se observa un ligero incremento del par para una misma corriente, así como del rizado de par (efectos que serian más acusados si los entrehierros fuesen iguales).

2.- Curvas características con control mediante pulso único.

El par en función de la corriente no varía, aunque con el mismo entrehierro aumentaría ligeramente.

Ligera disminución del par para una misma velocidad.

Rizado de par sensiblemente superior, más acusado a velocidades elevadas.

3.- Curvas características con control mediante histéresis.

Aumento del par para la misma velocidad y referencia de corriente.

Rizado de par ligeramente superior.

ESTRUCTURAS CON DIFERENTES ANGULOS POLARES EN EL ESTATOR Y EN EL ROTOR.

OPCION	B_s/B_r (°)	L_{max} (H)	r	k_s
2 (base)	26/28	0,1632	2,72	1,1
3	30/32 (+14,28%)	0,1839 (+12,68%)	2,71 (-0,32%)	1,14 (+3,5%)

donde:

B_s = ángulo polar del estator.

B_r = ángulo polar del rotor.

L_{max} = inductancia en la posición alineada para 5 A.

r = relación entre las inductancias alineada y no alineada para 5 A.

k_s = factor de saturación para 5 A.

Hay que recordar que la estructura 3 posee un entrehierro inferior a la estructura 2 (un 11,53%).

1.- Punto de funcionamiento nominal.

OPCION	Par (Nm)	Par/ I_{eficaz} (Nm/A)	Rizado de par (%)	Par/ V_r (kNm/m ³)
2 (base)	1,74	0,61	85,49	6,32
3	2,33 (+33,85%)	0,81 (+32,5%)	75,41 (-11,79%)	7,08 (+12,02%)

Se observa un incremento del par para una misma corriente, así como una disminución del rizado de par (efectos que serian menos acusados si los entrehierros fuesen iguales).

2.- Curvas características con control mediante pulso único.

Aumento del par para la misma corriente.

Ligera disminución del par para una misma velocidad.

Rizado de par inferior.

3.- Curvas características con control mediante histéresis.

Aumento del par para la misma velocidad y referencia de corriente.

Rizado de par inferior, más acusado para velocidades próximas a la nominal.

A2.5 RESULTADOS EXPERIMENTALES.

Presentaremos los resultados obtenidos experimentalmente mediante ensayos de laboratorio para las diferentes estructuras elementales.

En primer lugar, presentaremos los resultados correspondientes a la opción 1 (con un entrehierro de 0,25 mm, ángulo polar del estator 30°, ángulo polar del rotor 32°, 375 espiras por polo) por lo que a formas de onda y curvas características se refiere.

A continuación, presentaremos los resultados estableciendo comparaciones entre dos estructuras, tal como se ha efectuado en capítulos anteriores de este anexo.

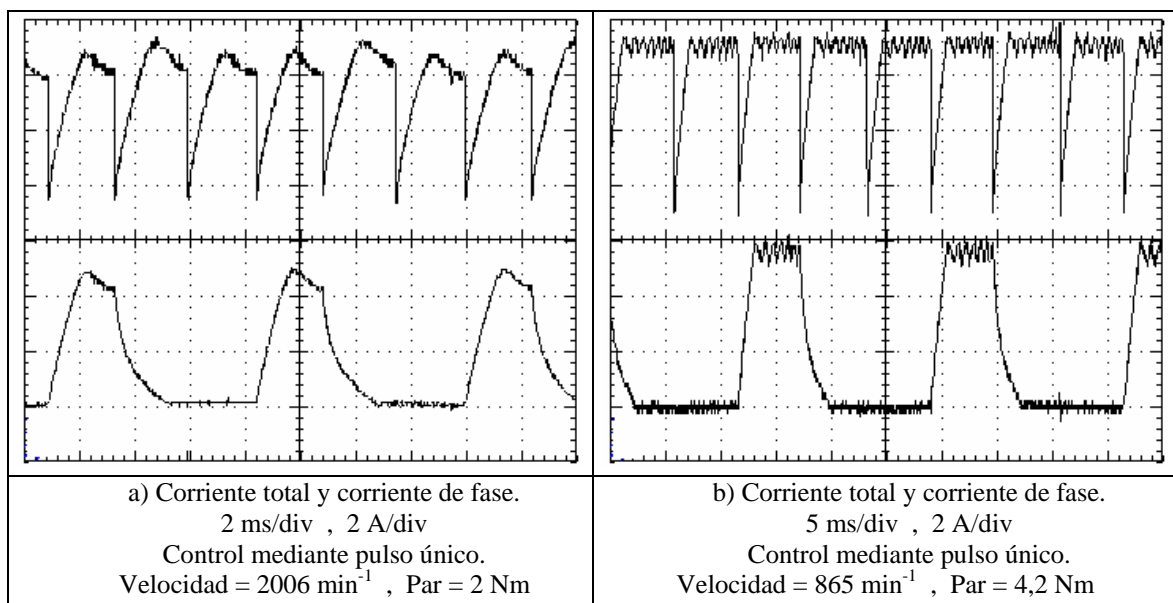


Figura A2.5.1: Formas de onda de la corriente total y de la corriente de fase obtenidas experimentalmente en la estructura elemental opción 1.

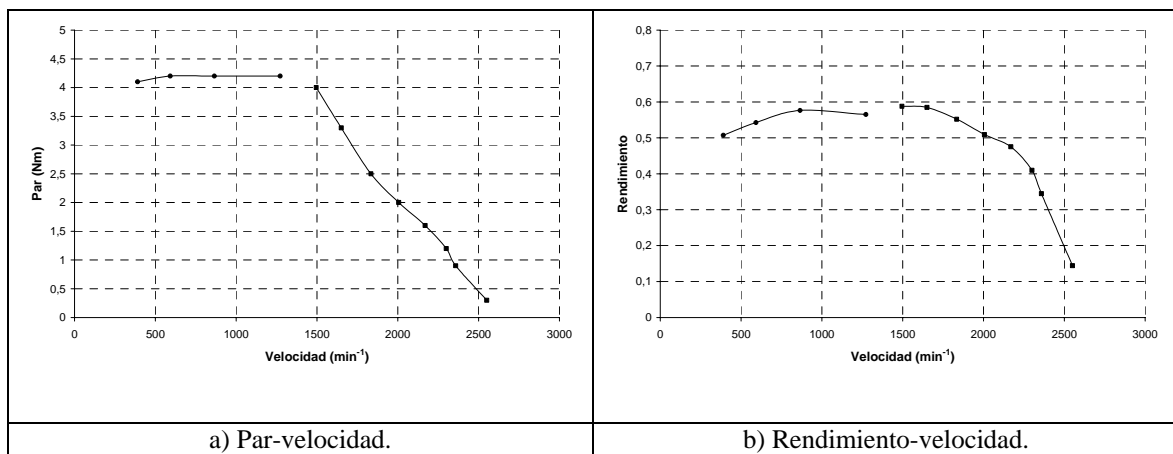


Figura A2.5.2: Curvas características obtenidas experimentalmente en la estructura elemental opción 1 (control de histéresis hasta 1500 min⁻¹, control pulso único para velocidades superiores).

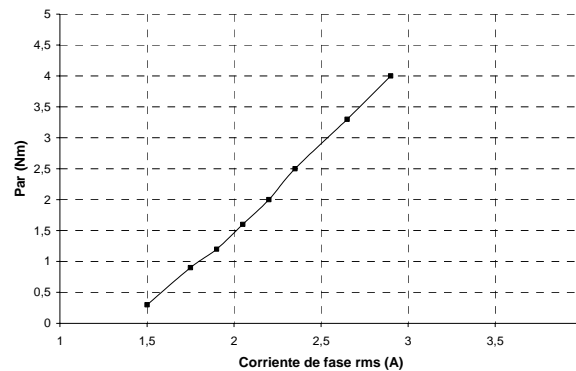


Figura A2.5.3: Característica par-corriente obtenida experimentalmente en la estructura elemental opción 1 (control pulso único).

En las formas de onda de la figura A2.5.4 se observa la influencia del ángulo de disparo en el comportamiento del motor [GRI99]. Se ha intentado realizar variaciones de este ángulo a intervalos constantes, tomando una posición inicial como referencia y dando ángulos positivos cuando se retrasa el ángulo de disparo y ángulos negativos cuando se adelanta respecto de la misma referencia. Debido a la gran influencia que éste ángulo tiene, en las comparaciones entre dos estructuras se ha intentado que la posición del captador, elemento que condiciona el ángulo de disparo, sea la misma independientemente de la estructura ensayada.

En la figura A2.5.4 puede observarse claramente como la forma de onda de la corriente cambia de forma sustancial. A medida que el ángulo de disparo se retrasa, aparece la punta característica de corriente en la parte final del tiempo de conducción, es decir, cuando la conducción de la fase coincide con el intervalo de crecimiento hacia valores máximos de la inductancia. Se aprecia también que a medida que el ángulo de disparo se adelanta se produce un establecimiento mucho más rápido de la corriente hacia valores elevados, puesto que los instantes iniciales de la conducción de la fase tienen una mayor coincidencia con los valores mínimos de la inductancia.

Durante los ensayos, pudo apreciarse claramente como la variación del ángulo de disparo condiciona claramente las velocidades máximas del motor, el consumo de corriente y el par que puede proporcionar.

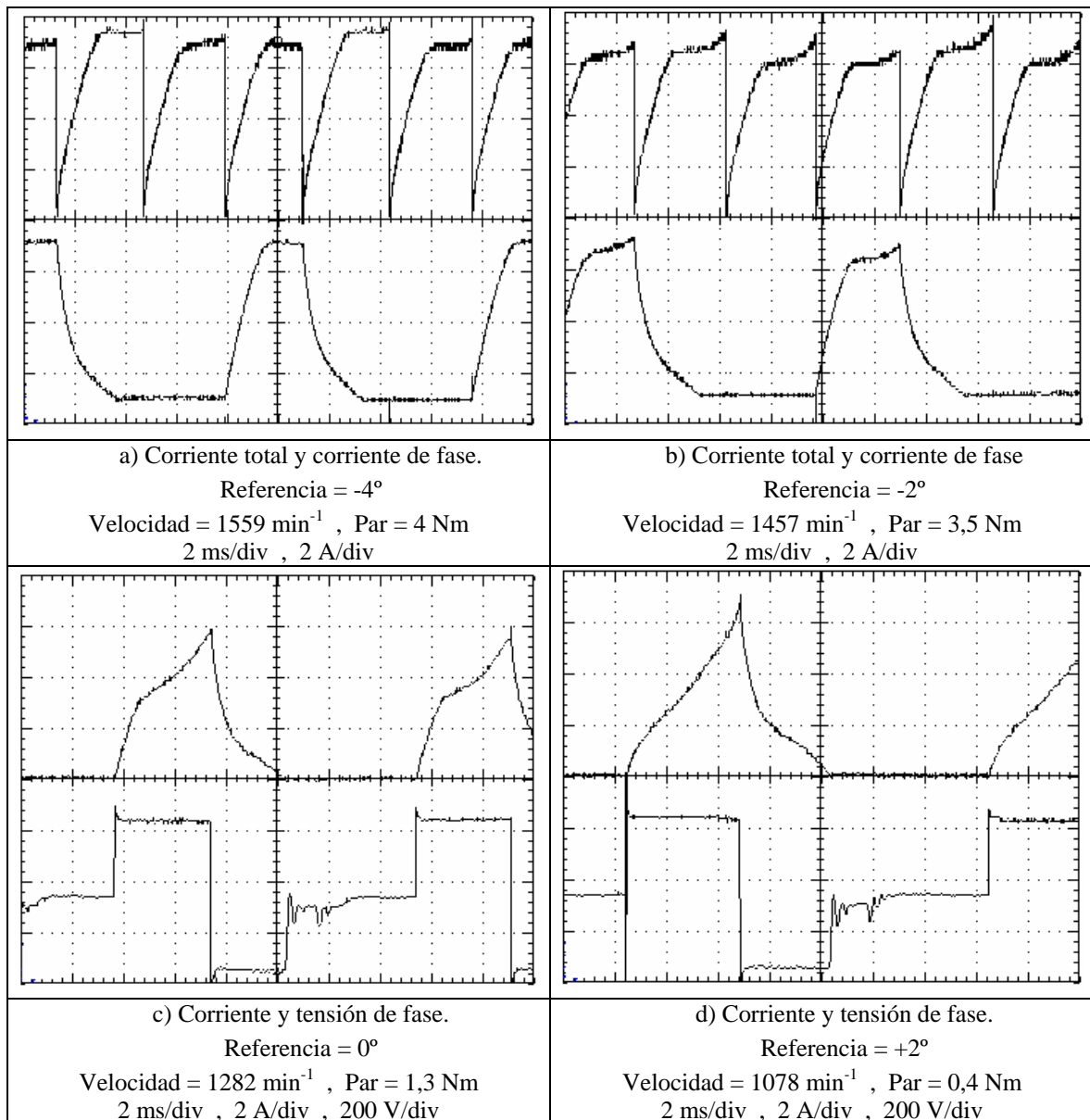


Figura A2.5.4: Formas de onda de la corriente total, de la corriente de fase y de la tensión de fase obtenidas experimentalmente en la estructura elemental opción 1, para diferentes ángulos de disparo.

Resultados en estructuras con diferente número de espiras.

Comparación entre la opción 2 (N=375) y la opción 9 (N=330).

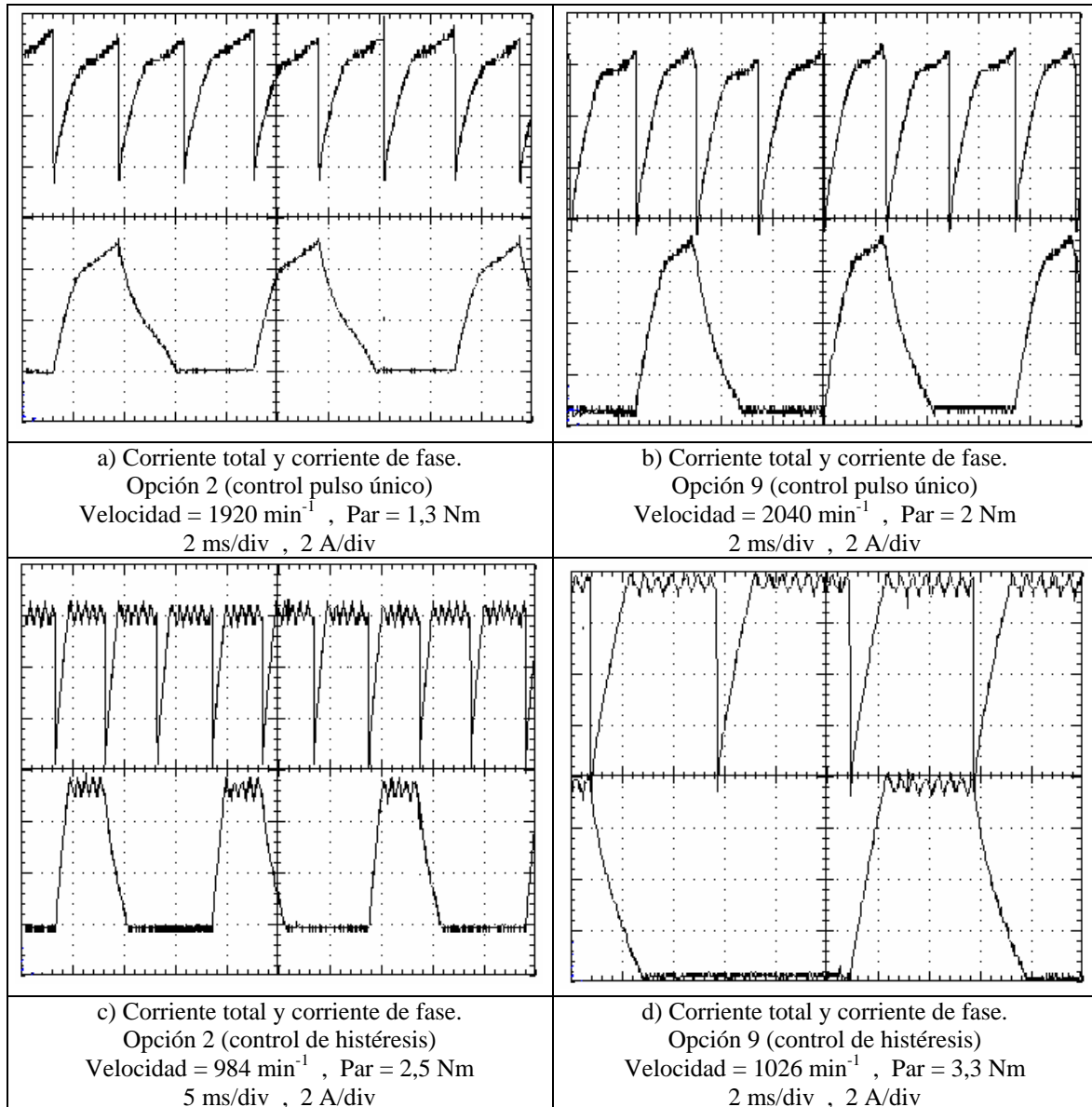
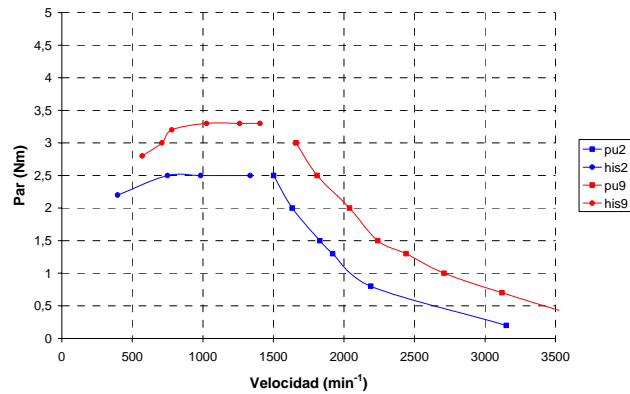
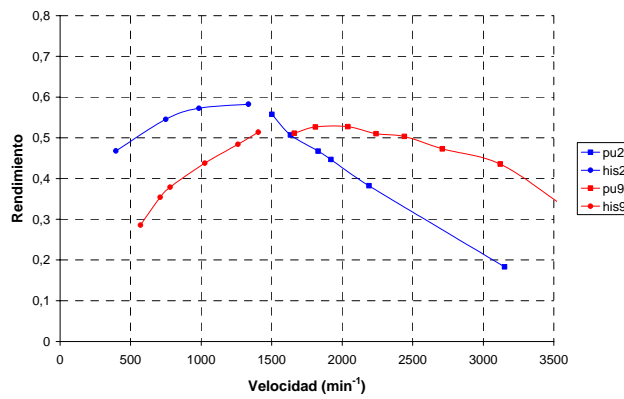


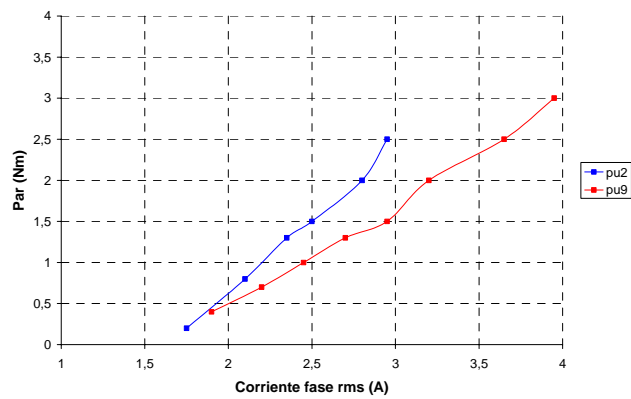
Figura A2.5.5: Comparación en las formas de onda de la corriente total y de la corriente de fase obtenidas experimentalmente, en estructuras con diferente número de espiras.



a) Característica par-velocidad.



b) Característica rendimiento-velocidad.



c) Característica par-corriente.

Figura A2.5.6: Comparación en las curvas características obtenidas experimentalmente, en estructuras con diferente número de espiras.

(pu = control pulso único , his = control de histéresis)

(azul = opción 2 , rojo = opción 9)

Resultados en estructuras con diferente entrehierro.

Comparación entre la opción 5 ($g=0,5\text{mm}$) y la opción 7 ($g=1,4\text{mm}$).

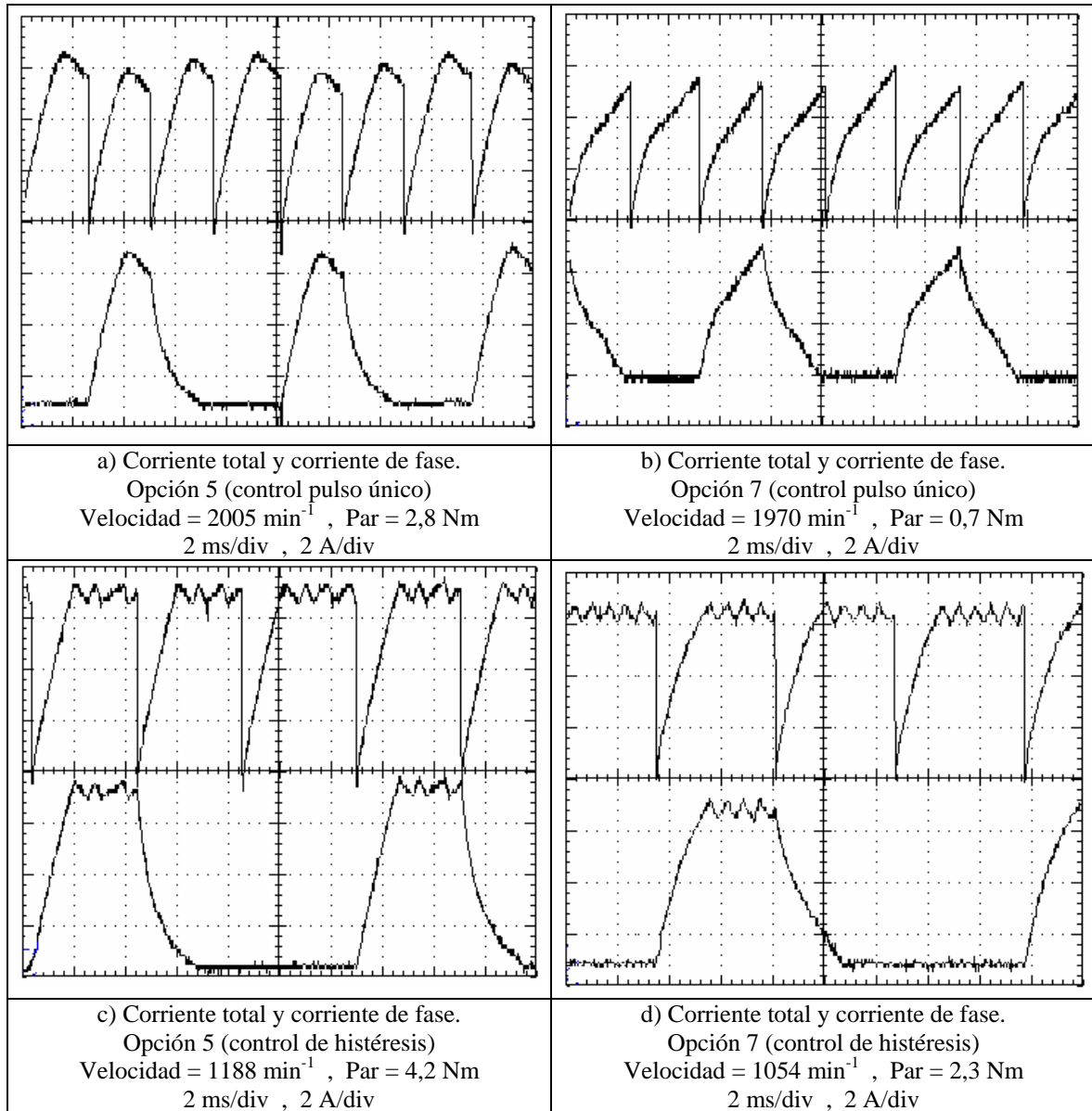
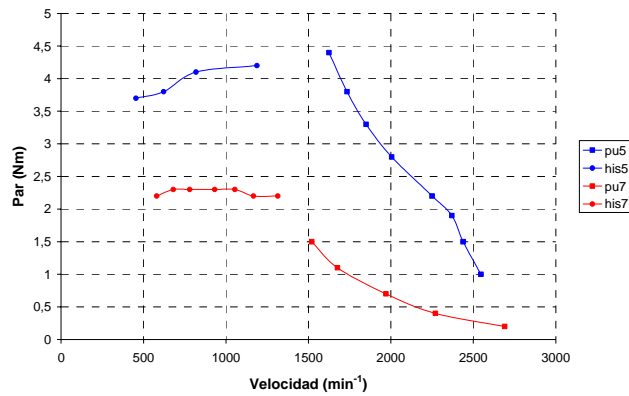
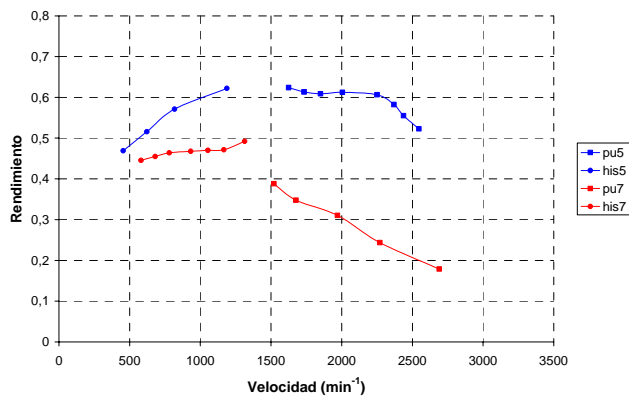


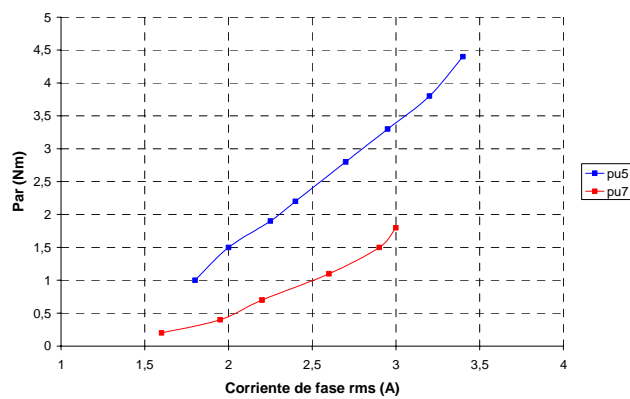
Figura A2.5.7: Comparación en las formas de onda de la corriente total y de la corriente de fase obtenidas experimentalmente, en estructuras con diferente entrehierro.



a) Característica par-velocidad.



b) Característica rendimiento-velocidad.



c) Característica par-corriente.

Figura A2.5.8: Comparación en las curvas características obtenidas experimentalmente, en estructuras con diferente entrehierro.

(pu = control pulso único , his = control de histéresis)

(azul = opción 5 , rojo = opción 7)

Resultados en estructuras con diferente ángulo polar en el rotor.

Comparación entre la opción 4 (26°/28°) y la opción 5 (26°/32°).

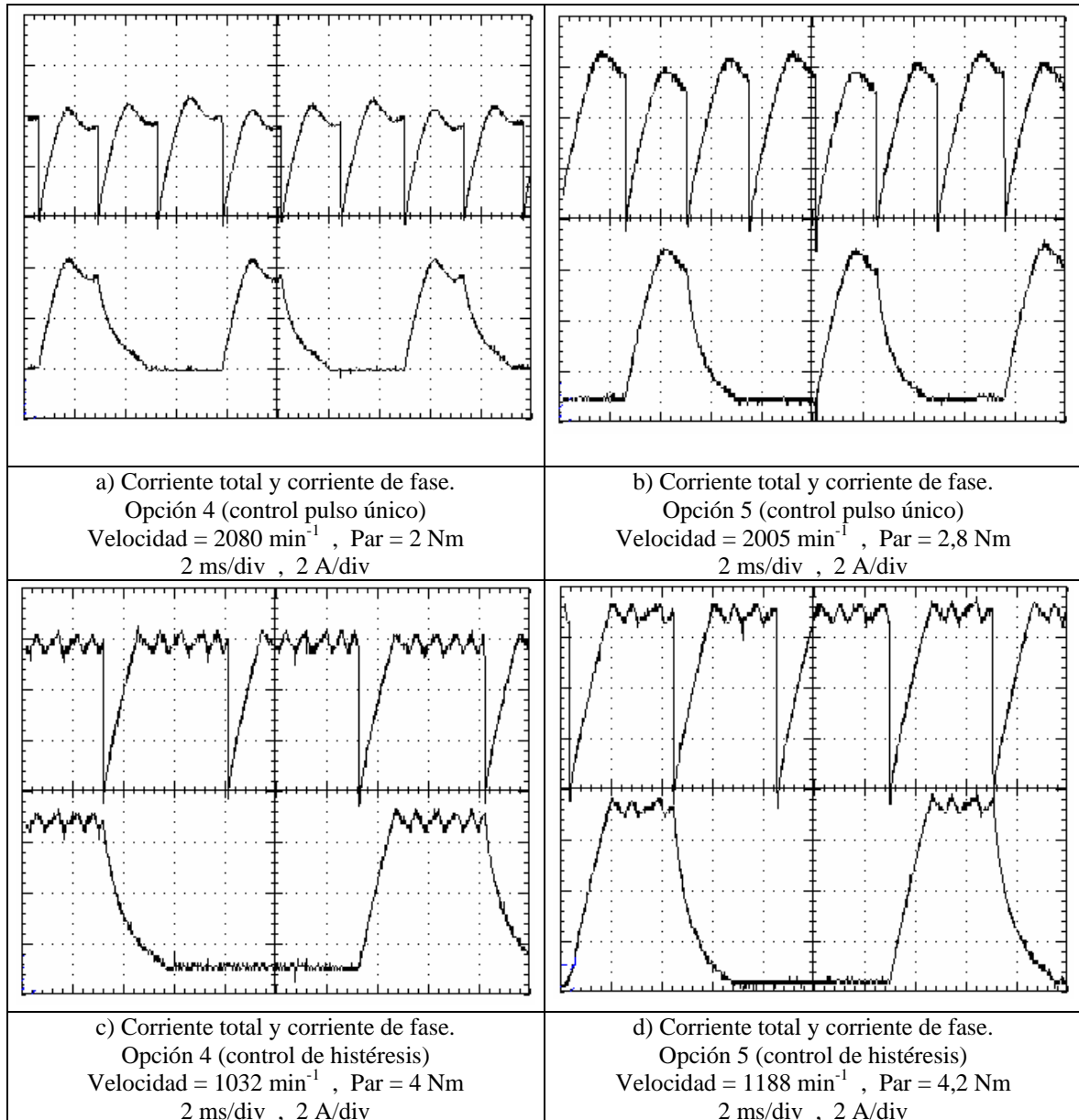
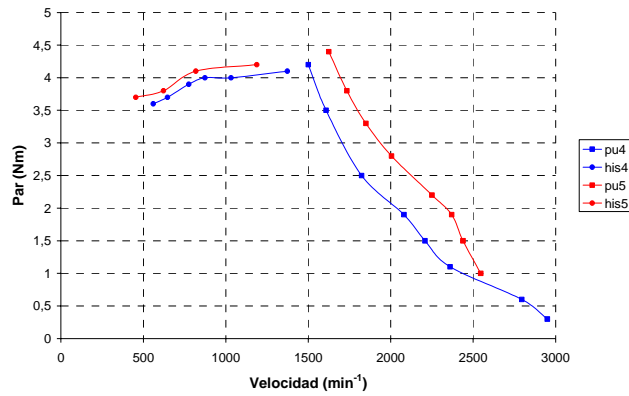
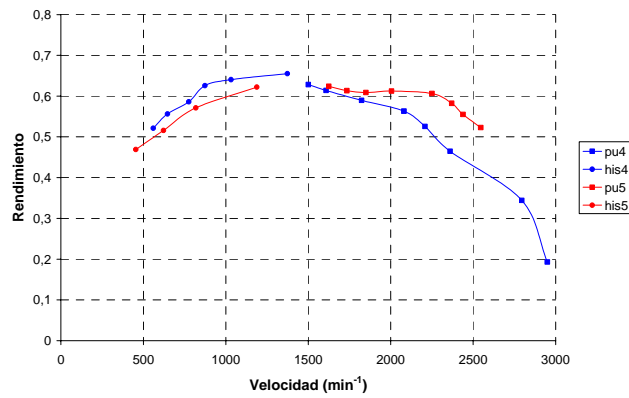


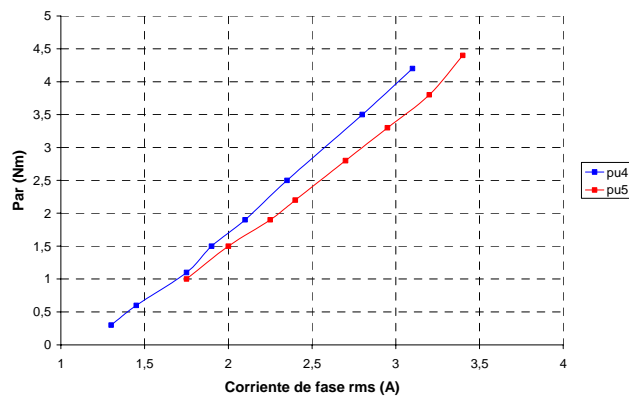
Figura A2.5.9: Comparación en las formas de onda de la corriente total y de la corriente de fase obtenidas experimentalmente, en estructuras con diferente ángulo polar en el rotor.



a) Característica par-velocidad.



b) Característica rendimiento-velocidad.



c) Característica par-corriente.

Figura A2.5.10: Comparación en las curvas características obtenidas experimentalmente, en estructuras con diferente ángulo polar en el rotor.

(pu = control pulso único , his = control de histéresis)

(azul = opción 4 , rojo = opción 5)

Resultados en estructuras con diferentes ángulos polares en el estator y en el rotor.

Comparación entre la opción 2 (26°/28°) y la opción 3 (30°/32°).

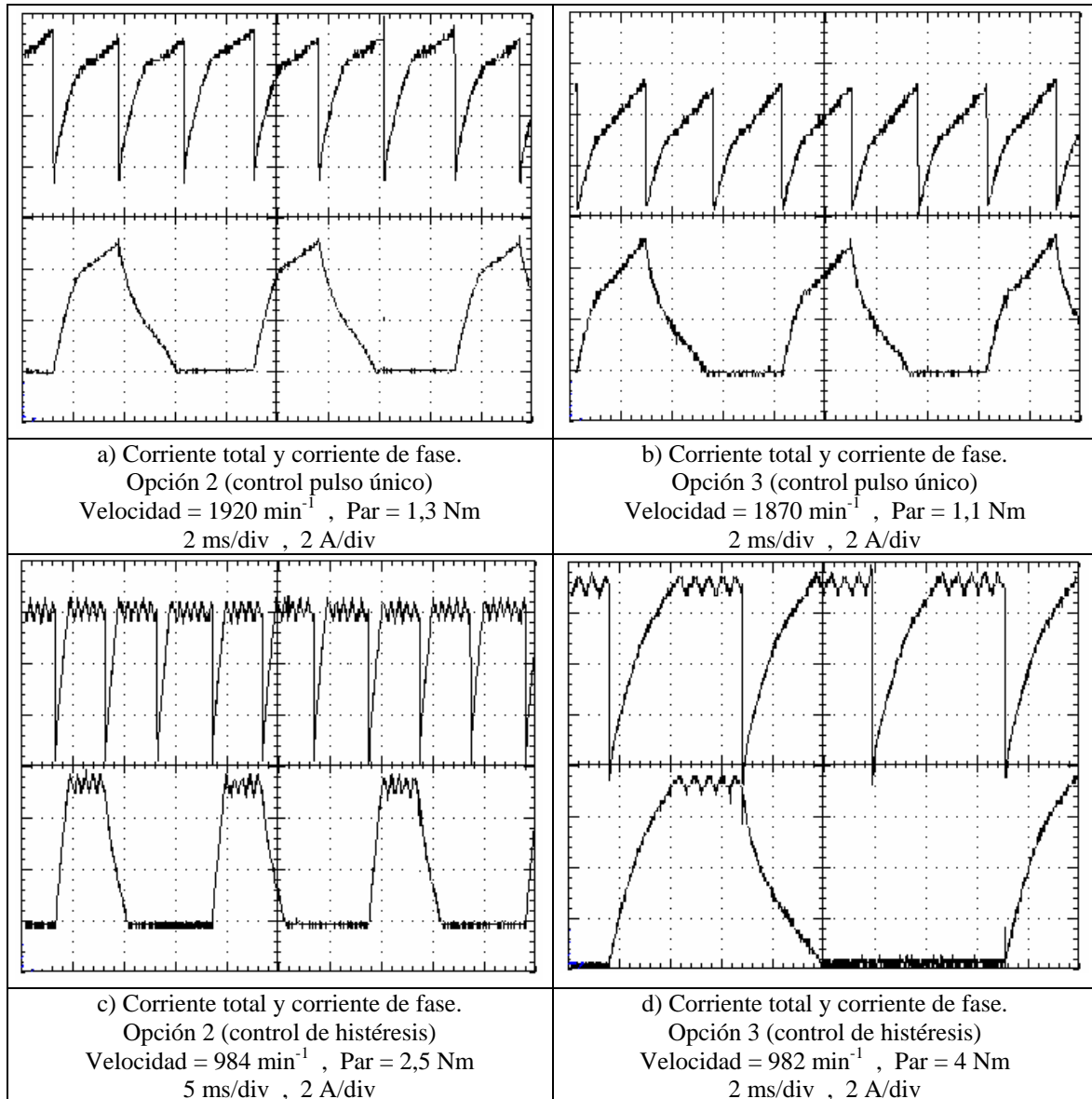
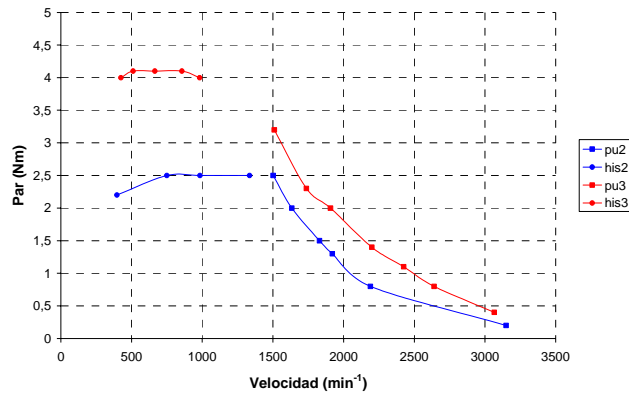
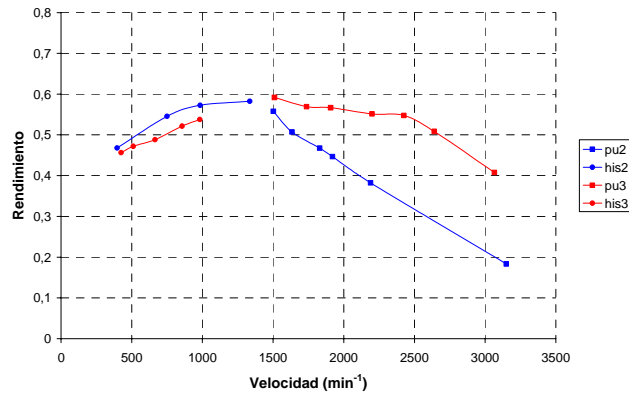


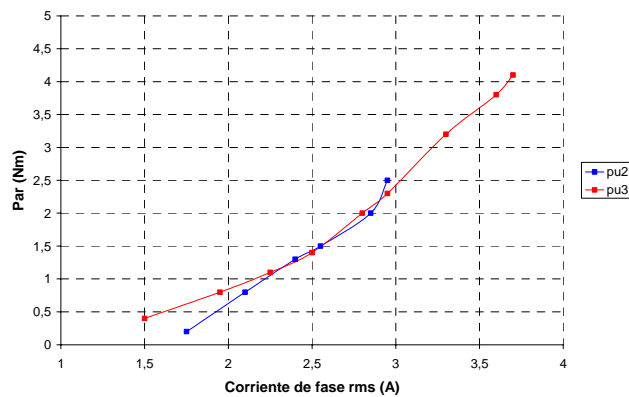
Figura A2.5.11: Comparación en las formas de onda de la corriente total y de la corriente de fase obtenidas experimentalmente, en estructuras con diferentes ángulos polares en el estator y en el rotor.



a) Característica par-velocidad.



b) Característica rendimiento-velocidad.



c) Característica par-corriente.

Figura A2.5.12: Comparación en las curvas características obtenidas experimentalmente, en estructuras con diferentes ángulos polares en el estator y en el rotor.

(pu = control pulso único , his = control de histéresis)

(azul = opción 2 , rojo = opción 3)

Análisis de los resultados obtenidos.

Los resultados experimentales en las diferentes estructuras ensayadas permiten efectuar las comparaciones siguientes, presentadas de forma esquemática y resumida en la tabla A2.5.1.

	Funcionamiento mediante control con pulso único			Funcionamiento mediante control de histéresis	
	Relación Par/Corriente	Relación Par/Velocidad	Rendimiento	Relación Par/Corriente	Rendimiento
Incremento del nº espiras	Aumenta	Disminuye	Disminuye	Aumenta	Aumenta
Incremento del entrehierro	Disminuye	Disminuye	Disminuye	Disminuye	Disminuye
Incremento ángulo polar del rotor	Aumenta (poco)	Aumenta	Aumenta	Aumenta (poco)	Disminuye
Incremento ángulo polar estat. y rotor	Aumenta (poco)	Aumenta	Aumenta	Aumenta	Disminuye

Tabla A2.5.1: Resumen cualitativo de las características de funcionamiento del SRM, a partir de los ensayos efectuados en las diferentes opciones constructivas.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[FEED] "Feedback Manual. Electrical Machines Tutor EMT180". Feedback Instruments Ltd., Park Road Crowborough (England).

[GRI99] J.J. Gribble, P.C. Kjaer, T.J.E. Miller. "Optimal commutation in average torque control of switched reluctance motors". IEE Proceedings-Electrical Power Applications, Vol.146, N° 1, Enero 1999.

[MEE98] D.C. Meeker. "Finite element method magnetics. User's Manual". Diciembre 1998.

[SHA99] V.K. Sharma, S.S. Murthy. "An improved method for the determination of saturation characteristics of switched reluctance motors". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, Octubre 1999.

[TOR99] M. Torrent, E. Martínez, P. Andrada, , I. Perat, J.A. Sánchez. "Caracterización magnética de motores de reluctancia autoconmutados". 6^{as} Jornadas Luso-Espanholas de Engenharia Electrotécnica, 7-9 de Julio 1999, Lisboa.

ANEXO 3

ESTUDIO DEL NUMERO DE COEFICIENTES A UTILIZAR EN EL AJUSTE DE LAS CURVAS DE MAGNETIZACION EN LOS MODELOS NO LINEALES

Anexo A3.1: Ajuste a partir de la ecuación de Froehlich (alternativa 1).

Anexo A3.2: Ajuste a partir de la ecuación polinómica (alternativa 2).

Anexo A3.3: Ajuste en las curvas flujo concatenado-posición (alternativa 3).

En el ajuste de las curvas de magnetización del modelo no lineal completo, a partir de tres alternativas novedosas propuestas en el capítulo III, se ha efectuado un estudio del comportamiento de las diferentes alternativas de ajuste según el número de coeficientes utilizado, intentando buscar un comportamiento satisfactorio del modelo con la máxima simplicidad. Estos coeficientes se han calculado con la ayuda del programa informático para el ajuste de curvas Winfit. En cada caso, se presentará el ajuste conseguido en las curvas de magnetización del motor respecto de las obtenidas experimentalmente. También se presentará, para cada caso, la comparación de la corriente de fase del motor obtenida mediante simulación, según el número de coeficientes utilizado, con respecto a las medidas experimentales de ensayos efectuados en el laboratorio.

Este estudio se ha efectuado en el prototipo del motor 6/4 presentado en el capítulo II, caracterizado a partir del equipo de prueba entre 1 y 10 A. Las formas de onda de la corriente obtenidas experimentalmente y simuladas con el modelo no lineal corresponden a una alimentación de 300 V, convertidor estático tipo Clásico y control mediante pulso único.

A3.1 AJUSTE A PARTIR DE LA ECUACION DE FROEHLICH (ALTERNATIVA 1).

Recordemos que el ajuste de las curvas de magnetización presentado en el capítulo III como alternativa 1 a partir de la ecuación de Froehlich modificada, se expresa a partir de las ecuaciones siguientes:

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

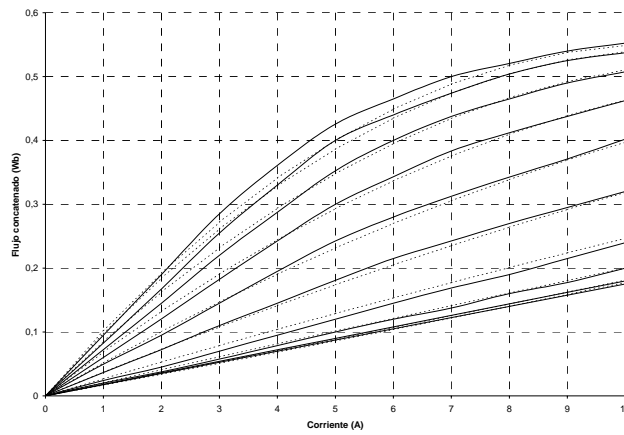
$$a(\theta) = a_0 + \sum_{n=1}^{n=9} a_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.3.8})$$

$$b(\theta) = b_0 + \sum_{n=1}^{n=9} b_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.3.9})$$

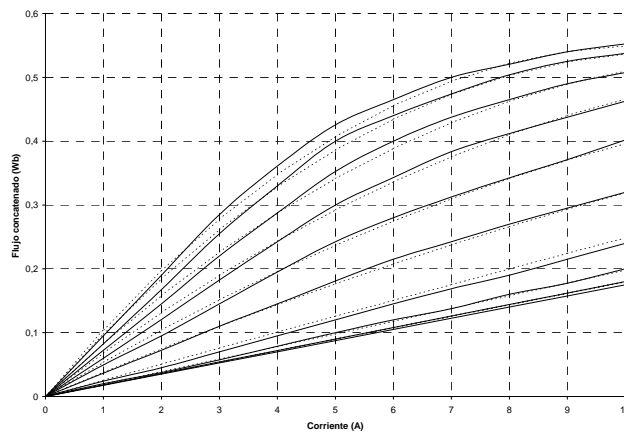
$$c(\theta) = c_0 + \sum_{n=1}^{n=9} c_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.3.10})$$

donde N_r es el número de polos del rotor.

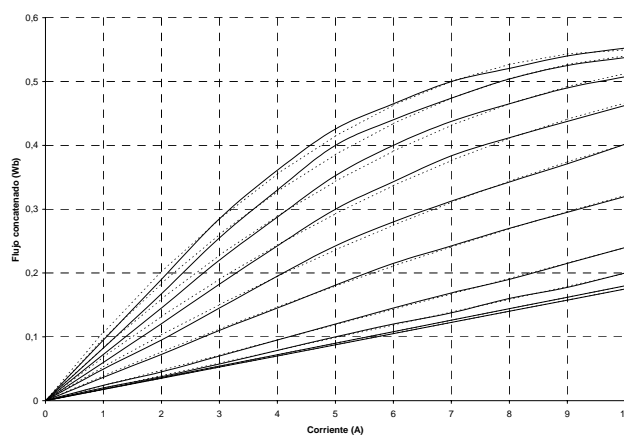
En el estudio realizado, se ha utilizado un número de términos diferente para la obtención de $a(\theta)$, $b(\theta)$ y $c(\theta)$. En las figuras A3.1.1 y A3.1.2 se presentan los resultados obtenidos con 3,5 y 9 términos, observándose que con los 3 y 5 términos el ajuste que se consigue resulta bastante satisfactorio.



a) Utilizando 3 términos (n=3).



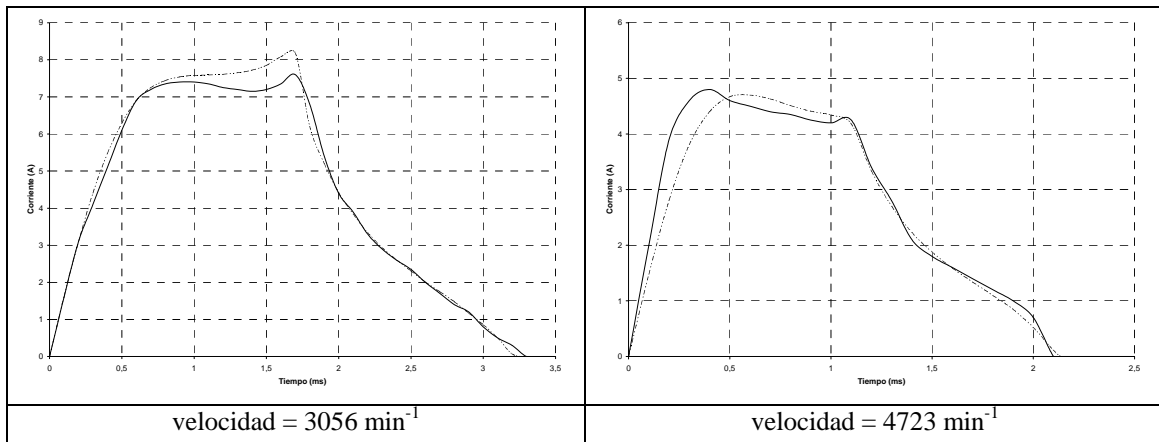
b) Utilizando 5 términos (n=5).



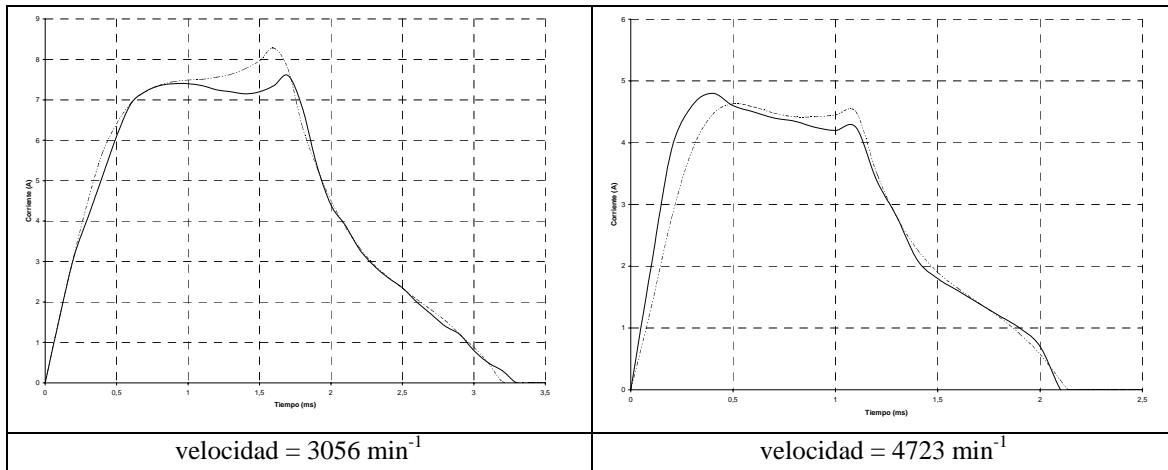
c) Utilizando 9 términos (n=9).

Figura A3.1.1: Comparación entre las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones obtenidas con el ajuste a partir de la ecuación de Froehlich, utilizando diferente número de términos (trazo discontinuo), con respecto a las medidas experimentales (trazo continuo).

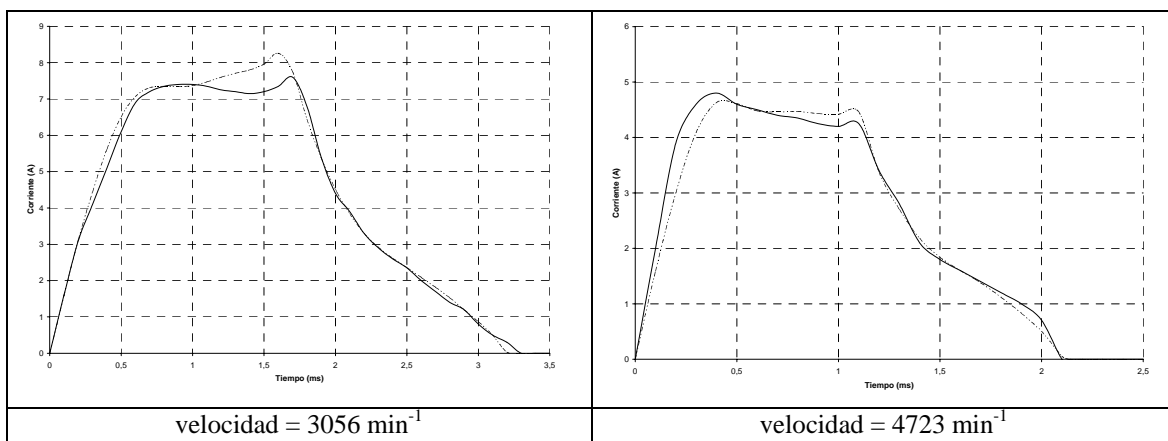
Las corrientes de fase obtenidas en la simulación utilizando los 3,5 y 9 términos se presentan en la figura A3.1.2.



a) Utilizando 3 términos (n=3).



b) Utilizando 5 términos (n=5).



c) Utilizando 9 términos (n=9).

Figura A3.1.2: Comparación entre la corriente de fase obtenida mediante simulación con el modelo no lineal completo y ajuste a partir de la ecuación de Froehlich, utilizando diferente número de términos (trazo discontinuo), con respecto a las medidas experimentales (trazo continuo).

Dado que el comportamiento del modelo resulta satisfactorio realizando el ajuste de las curvas de magnetización con cinco términos, a continuación en las tablas A3.1.1 y A3.1.2 presentamos los valores de los coeficientes obtenidos para el motor 6/4 y 12/8, respectivamente.

a0=	0,51096	b0=	0,0038462	c0=	-0,45631
a1=	0,014135	b1=	0,0055648	c1=	0,032006
a2=	-0,0030697	b2=	0,0019942	c2=	0,012224
a3=	-0,0053269	b3=	0,00048091	c3=	0,0054633
a4=	-0,0018697	b4=	0,00057802	c4=	0,004592
a5=	-0,00082603	b5=	0,00046352	c5=	0,0024409

Tabla A3.1.1: Coeficientes de la ecuación de Froehlich para el prototipo SRM 6/4.

a0=	0,75257	b0=	0,0011281	c0=	-0,72633
a1=	-0,064979	b1=	0,0018012	c1=	0,086529
a2=	-0,069609	b2=	0,00088582	c2=	0,072167
a3=	-0,058851	b3=	0,0004225	c3=	0,058588
a4=	-0,047646	b4=	0,00032687	c4=	0,048046
a5=	-0,032612	b5=	0,00021547	c5=	0,032334

Tabla A3.1.2: Coeficientes de la ecuación de Froehlich para el prototipo SRM 12/8.

A3.2 AJUSTE A PARTIR DE LA ECUACION POLINOMICA (ALTERNATIVA 2).

Recordemos que el ajuste de las curvas de magnetización en el modelo no lineal completo, presentado en el capítulo III como alternativa 2 a partir de la ecuación polinómica, se expresa a partir de las ecuaciones siguientes:

$$\psi(\theta, i) = a(\theta) \cdot i^4 + b(\theta) \cdot i^3 + c(\theta) \cdot i^2 + d(\theta) \cdot i \quad (\text{III.3.7})$$

$$a(\theta) = a_0 + \sum_{n=1}^{n=9} a_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.3.8})$$

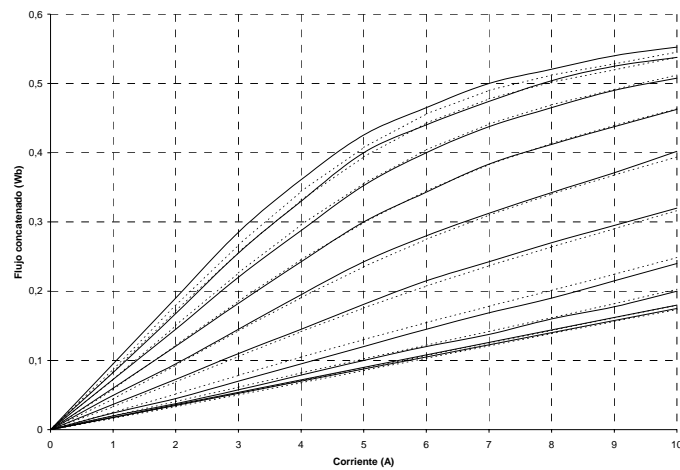
$$b(\theta) = b_0 + \sum_{n=1}^{n=9} b_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.3.9})$$

$$c(\theta) = c_0 + \sum_{n=1}^{n=9} c_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.3.10})$$

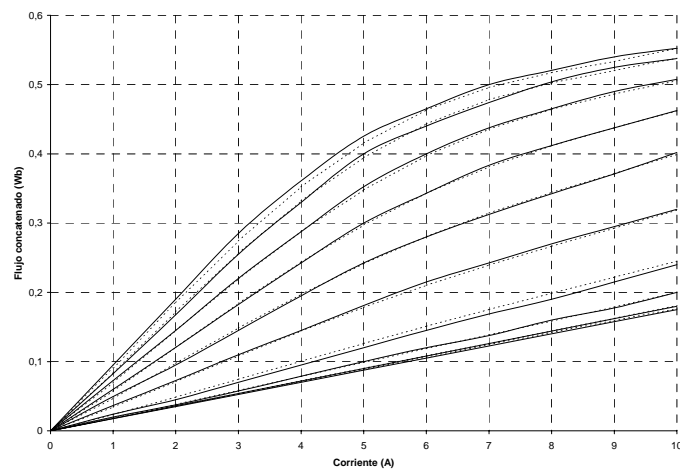
$$d(\theta) = d_0 + \sum_{n=1}^{n=9} d_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.3.11})$$

donde N_r es el número de polos del rotor.

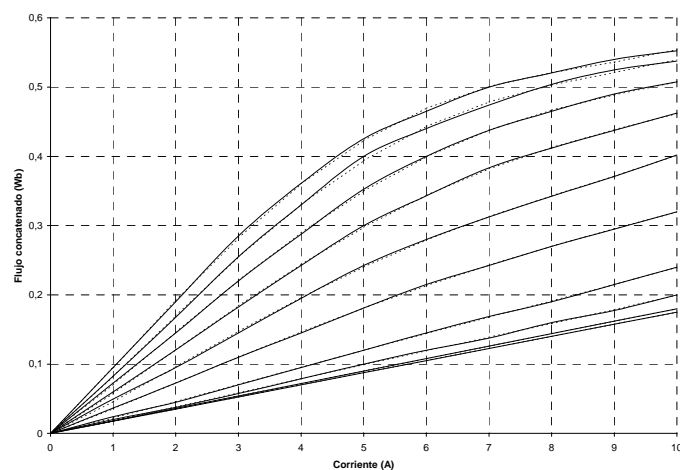
En el estudio realizado, se ha utilizado un número de términos diferente para la obtención de $a(\theta)$, $b(\theta)$, $c(\theta)$ y $d(\theta)$. En las figuras A3.2.1 y A3.2.2 se presentan los resultados obtenidos con 3, 5 y 9 términos, observándose que con los 3 y 5 términos el ajuste que se consigue resulta bastante satisfactorio.



a) Utilizando 3 términos (n=3).



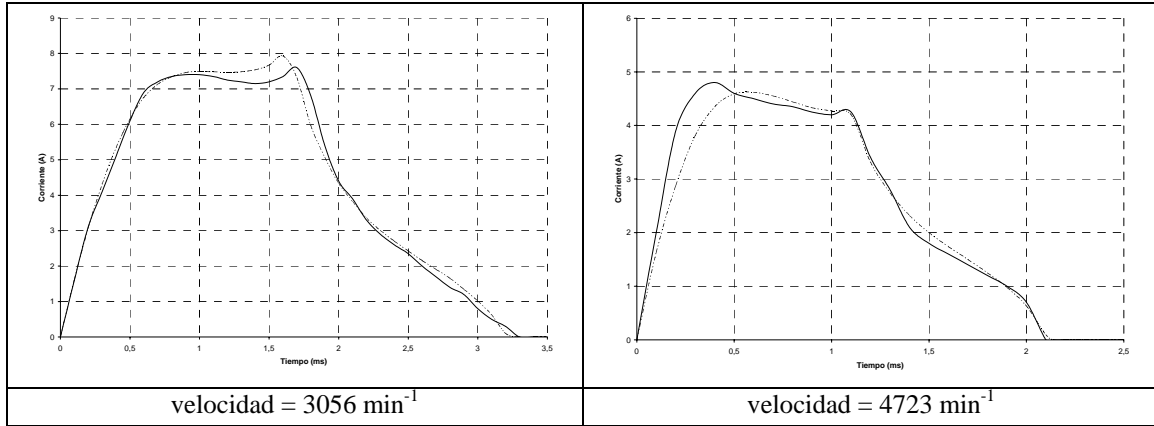
b) Utilizando 5 términos (n=5).



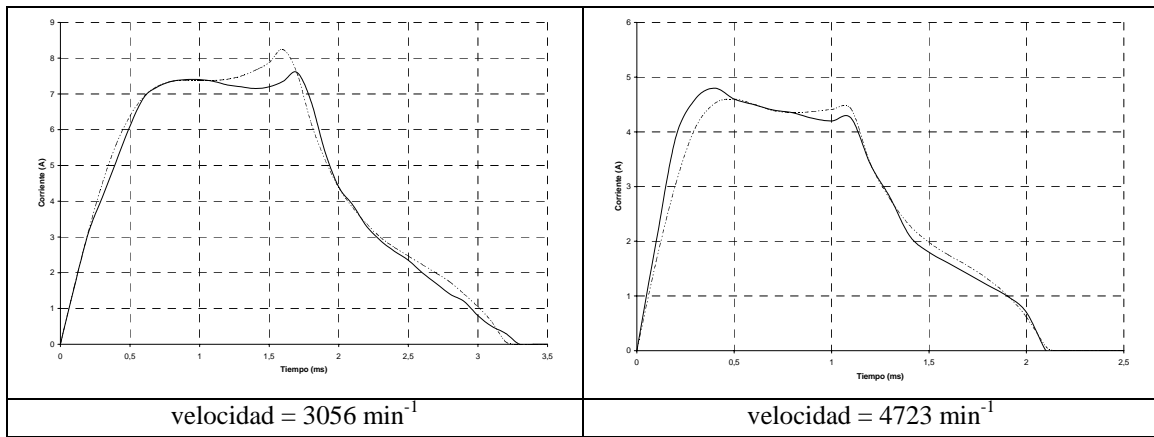
c) Utilizando 9 términos (n=9).

Figura A3.2.1: Comparación entre las curvas flujo concatenado-corriente para diferentes posiciones obtenidas con el ajuste a partir de la ecuación polinómica, utilizando diferente número de términos (trazo discontinuo), con respecto a las medidas experimentales (trazo continuo).

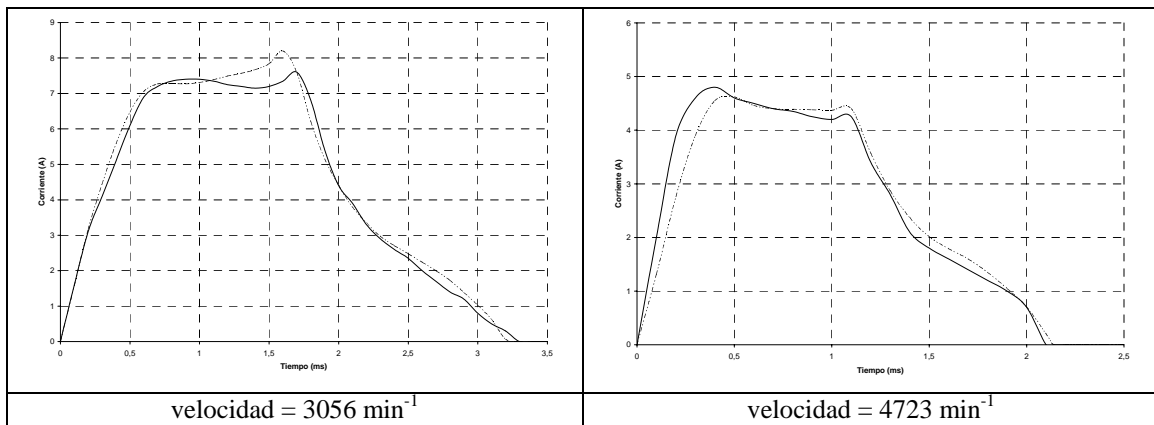
Las corrientes de fase obtenidas en la simulación utilizando los 3,5 y 9 términos se presentan en la figura A3.2.2.



a) Utilizando 3 términos (n=3)



b) Utilizando 5 términos (n=5)



c) Utilizando 9 términos (n=9)

Figura A3.2.2: Comparación entre la corriente de fase obtenida mediante simulación con el modelo completo y ajuste a partir de la ecuación polinómica, utilizando diferente número de términos (trazo discontinuo), con respecto a las medidas experimentales (trazo continuo).

Dado que el comportamiento del modelo resulta satisfactorio utilizando cinco términos en el ajuste de las curvas de magnetización, a continuación en las tablas A3.2.1 y A3.2.2 presentamos los coeficientes de la ecuación polinómica de los motores 6/4 y 12/8, respectivamente.

a0=	3,80E-05	b0=	-0,0008044	c0=	0,0035022	d0=	0,043621
a1=	4,79E-05	b1=	-0,00097744	c1=	0,0036137	d1=	0,033593
a2=	2,18E-05	b2=	-0,00039063	c2=	0,0012401	d2=	0,0056106
a3=	7,22E-06	b3=	-7,89E-05	c3=	-0,00013616	d3=	0,0010299
a4=	7,68E-06	b4=	-0,00010872	c4=	0,00012558	d4=	0,0027246
a5=	8,12E-07	b5=	2,21E-06	c5=	-0,00032181	d5=	0,0020612

Tabla A3.2.1: Coeficientes de la ecuación polinómica para el prototipo SRM 6/4.

a0=	1,44E-05	b0=	-3,61E-04	c0=	0,00209	d0=	0,019756
a1=	2,05E-05	b1=	-4,92E-04	c1=	0,0025878	d1=	0,013291
a2=	1,06E-05	b2=	-1,97E-04	c2=	0,00073067	d2=	0,00075463
a3=	2,48E-06	b3=	-2,32E-05	c3=	-1,15E-04	d3=	0,00028658
a4=	-8,39E-07	b4=	2,59E-05	c4=	-0,00024226	d4=	0,00094924
a5=	-1,68E-06	b5=	3,78E-05	c5=	-0,00025086	d5=	0,00026099

Tabla A3.2.2: Coeficientes de la ecuación polinómica para el prototipo SRM 12/8.

A3.3 AJUSTE EN LAS CURVAS FLUJO CONCATENADO-POSICION (ALTERNATIVA 3).

Recordemos que el ajuste de las curvas de magnetización en el modelo no lineal, a partir de la alternativa 3 presentada en el capítulo III, se expresa a partir de las ecuaciones siguientes:

$$\psi(\theta, i) = p_0 + \sum_{n=1}^{n=5} p_n \cdot \cos(n \cdot N_r \cdot \theta) \quad (\text{III.3.12})$$

donde los coeficientes p_0 y p_n son función de la corriente, y se obtienen a partir de:

$$p_0 = p_{01} \cdot i^3 + p_{02} \cdot i^2 + p_{03} \cdot i \quad (\text{III.3.13})$$

$$p_n = p_{n1} \cdot i^3 + p_{n2} \cdot i^2 + p_{n3} \cdot i \quad (\text{III.3.14})$$

En el estudio realizado, se ha utilizado un número de coeficientes p_n diferente. En las figuras A3.3.1 y A3.3.2 se presentan los resultados obtenidos con 2,3 y 5 coeficientes, observándose que con los 2 y 3 coeficientes el ajuste que se consigue resulta bastante satisfactorio.

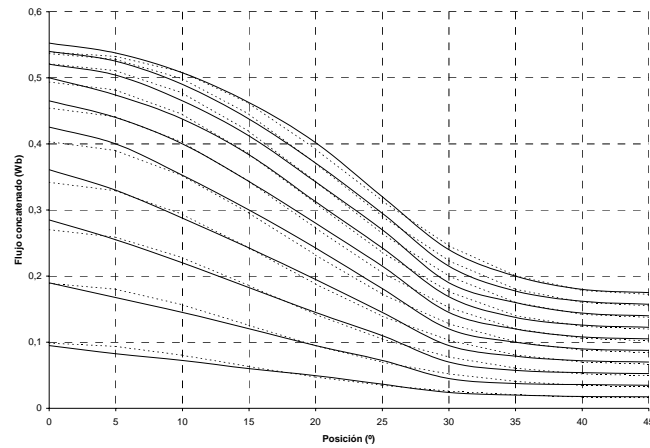
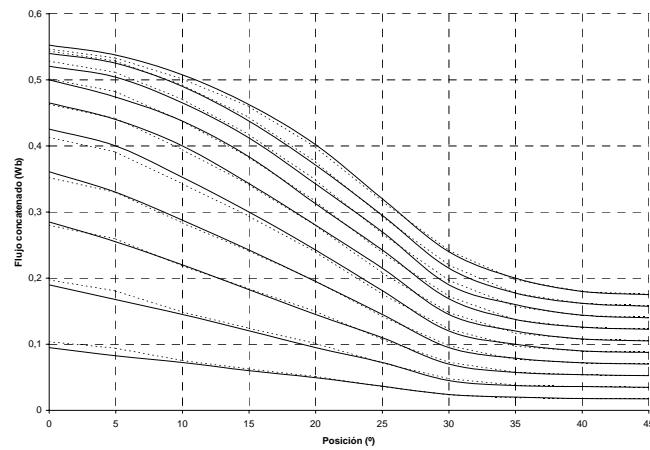
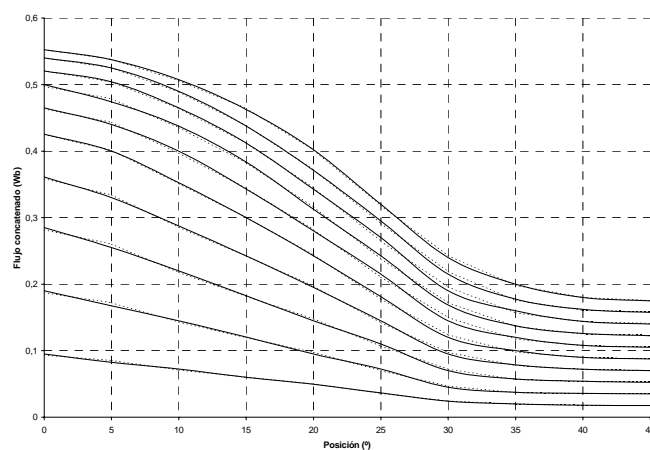
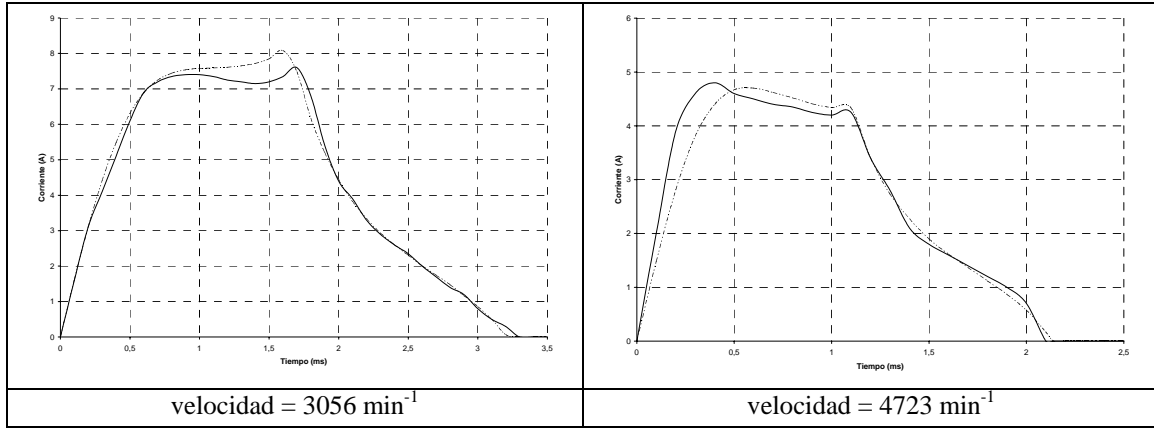
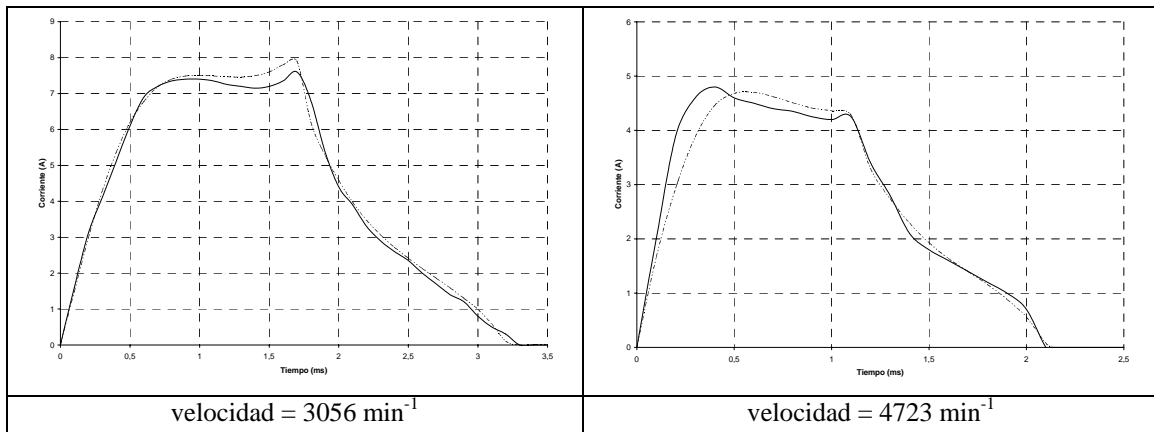
a) Utilizando 2 coeficientes ($n=2$).b) Utilizando 3 coeficientes ($n=3$).c) Utilizando 5 coeficientes ($n=5$).

Figura A3.3.1: Comparación entre las curvas flujo concatenado-posición para diferentes corrientes obtenidas con la alternativa 3 de ajuste, utilizando diferente número de coeficientes (trazo discontinuo), con respecto a las medidas experimentales (trazo continuo).

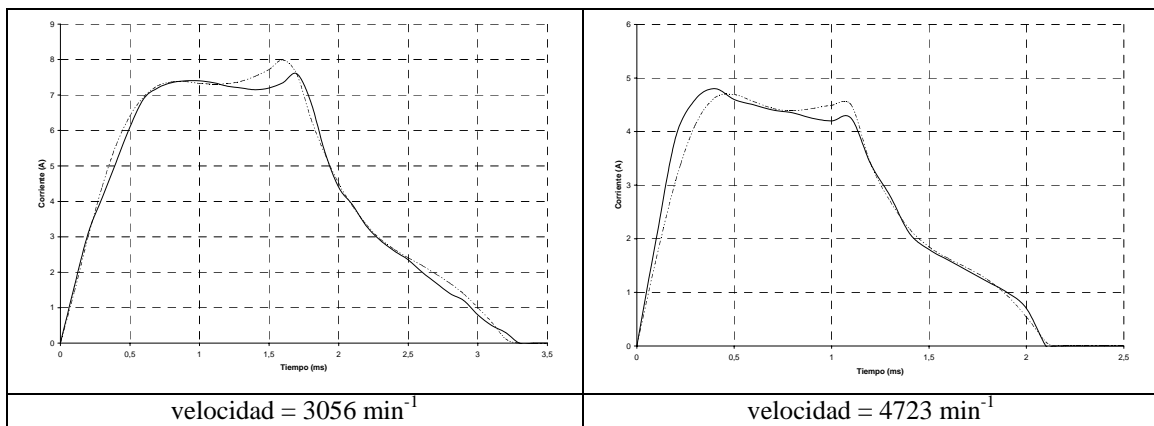
Las corrientes de fase obtenidas en la simulación utilizando los 2,3 y 5 coeficientes se presentan en la figura A3.3.2.



a) Utilizando 2 coeficientes ($n=2$).



b) Utilizando 3 coeficientes ($n=3$).



c) Utilizando 5 coeficientes ($n=5$).

Figura A3.3.2: Comparación entre la corriente de fase obtenida mediante simulación con el modelo completo y alternativa 3 de ajuste, utilizando diferente número de coeficientes (trazo discontinuo), con respecto a las medidas experimentales (trazo continuo).

Utilizando 2 y 3 coeficientes en el ajuste de las curvas de magnetización, las formas de onda de la corriente de fase obtenidas mediante simulación con el modelo no lineal resultan satisfactorias. Por contra, en el cálculo del par estático donde se utilizan también las expresiones de ajuste, se obtienen resultados deficientes con sólo 2 y 3 coeficientes, siendo necesario para dicho cálculo el uso de los cinco coeficientes si se desean buenos resultados. Por esta razón, presentamos a continuación en las tablas A3.3.1 y A3.3.2 los coeficientes obtenidos para los motores 6/4 y 12/8, respectivamente.

p01=	-8,19E-05	p21=	5,92E-07	p41=	7,73E-06
p02=	-0,00061061	p22=	-0,00073643	p42=	-0,00022166
p03=	0,050132	p23=	0,0078288	p43=	0,0021263
p11=	-7,60E-05	p31=	3,10E-05	p51=	-1,28E-05
p12=	-0,0014114	p32=	-0,00046718	p52=	8,74E-05
p13=	0,041162	p33=	0,00048385	p53=	0,00023535

Tabla A3.2.1: Coeficientes de la ecuación de ajuste mediante la alternativa 3 para el prototipo de SRM 6/4.

p01=	-8,15E-05	p21=	9,12E-06	p41=	9,54E-06
p02=	0,00043151	p22=	-0,00049204	p42=	-1,45E-04
p03=	0,022623	p23=	0,0028682	p43=	0,00078175
p11=	-9,29E-05	p31=	2,51E-05	p51=	5,16E-06
p12=	0,00022269	p32=	-4,01E-04	p52=	-5,70E-05
p13=	0,01738	p33=	0,00078148	p53=	-7,40E-05

Tabla A3.2.2: Coeficientes de la ecuación de ajuste mediante la alternativa 3 para el prototipo de SRM 12/8.

ANEXO 4

**LISTADO DE LOS PROGRAMAS DE SIMULACION
MEDIANTE PSPICE**

A continuación se presentan los listados elaborados con el programa de simulación de circuitos eléctricos Pspice, utilizados para la simulación del SRM con los diferentes modelos estudiados. Para evitar listados excesivamente largos y reiterativos, se desarrolla de forma completa únicamente el primero, presentando en los posteriores solo las variaciones adoptadas según el modelo y la alternativa de ajuste utilizada en la caracterización del motor, para una de las fases. Los datos del motor a simular corresponden únicamente al prototipo de SRM 6/4 de 3 fases, puesto que para el prototipo 12/8 y para las estructuras electromagnéticas elementales solo cambiarían los parámetros correspondientes al motor a simular en cada caso.

MODELO LINEAL (EVOLUCION LINEAL DE LA INDUCTANCIA)

* SIMULADOR SRM 6/4 (Modelo lineal de la inductancia, 3 fases)

* Tensión de alimentación:

VIN 100 0 300

* Fase A:

M1 100 250 200 200 IRF250

M4 300 32 0 0 IRF250

DP4 0 200 DIODE

DP1 300 100 DIODE

RBOBA 200 201 {RBOB}

VBOBA 201 202 0

EDPSIA 202 300 VALUE {I(VPSIA)}

* Generación de la inductancia:

EL 4000 0 TABLE {V(3000)}=

+ (0,0.01865) (14m,0.01865) (44m,0.1062) (46m,0.1062)

+ (76m,0.01865) (104m,0.01865) (134m,0.1062) (136m,0.1062)

+ (166m,0.01865) (180m,0.01865)

RL 4000 0 100MEG

EPSIA 1000 0 VALUE {V(4000)*I(VBOBA)}

VPSIA 1000 2000 0

CPSI 2000 0 1

* Obtención del par:

EparA PA 0 value {4.774648*i(vboba)*i(vboba)/velo}

RparA PA 0 100MEG

* Señales de control de los interruptores estáticos:

VCOMM 20 0 PULSE(0 12 {TDA} 1U 1U {APULS} {TEMPS})

EM1 250 200 VALUE {V(32)}

* Regulador de histéresis:

EREAL 3 14 VALUE {I(VBOBA)}

VREF 14 0 {-IREF}

XOP1 4 3 8 7 5 UA741

VPOS 8 0 15

VNEG 7 0 -15

RR 4 5 14990K

RO 4 0 10K

D3 5 6 DIODE

D4 0 6 DIODE

RA 6 7 10K

D1 10 6 DIODE

D2 10 9 DIODE

RAA 8 10 10K

VCA 9 0 15

VMORT1 10 11

```

RMORT1 11 0 10K
VMORT2 20 21
RMORT2 21 0 10K
VALI 30 0 15
W1 30 31 VMORT1 INT
W2 31 32 VMORT2 INT
RINT 32 0 1K
* Fase B:
M2 100 250B 200B 200B IRF250
M5 300B 32B 0 0 IRF250
DP5 0 200B DIODE
DP2 300B 100 DIODE
RBOBB 200B 201B {RBOB}
VBOBB 201B 202B 0
EDPSIB 202B 300B VALUE {I(VPSIB)}
* Generación de la inductancia:
ELB 4000B 0 TABLE {V(3000)}=
+ (0,0.06534) (16m,0.01865) (44m,0.01865) (74m,0.1062)
+ (76m,0.1062) (106m,0.01865) (134m,0.01865) (164m,0.1062)
+ (166m,0.1062) (180m,0.06534)
RLB 4000B 0 100MEG
EPSIB 1000B 0 VALUE {V(4000B)*I(VBOBB)}
VPSIB 1000B 2000B 0
CPSIB 2000B 0 1
* Obtención del par:
EparB PB 0 value {4.774648*i(vbobbb)*i(vbobbb)/velo}
RparB PB 0 100MEG
* Señales de control de los interruptores estáticos:
VCOMMB 20B 0 PULSE(0 12 {TDB} 1U 1U {APULS} {TEMPS})
EM1B 250B 200B VALUE {V(32B)}
* Regulador de histéresis:
EREALB 3B 14B VALUE {I(VBOBB)}
VREFB 14B 0 {-IREF}
XOP1B 4B 3B 8B 7B 5B UA741
VPOSB 8B 0 15
VNEGB 7B 0 -15
RRB 4B 5B 14990K
ROB 4B 0 10K
D3B 5B 6B DIODE
D4B 0 6B DIODE
RAB 6B 7B 10K
D1B 10B 6B DIODE
D2B 10B 9B DIODE
RAAB 8B 10B 10K
VCAB 9B 0 15
VMORT1B 10B 11B
RMORT1B 11B 0 10K
VMORT2B 20B 21B
RMORT2B 21B 0 10K
VALIB 30B 0 15
W1B 30B 31B VMORT1B INT
W2B 31B 32B VMORT2B INT
RINTB 32B 0 1K
* Fase C:
M3 100 250C 200C 200C IRF250
M6 300C 32C 0 0 IRF250
DP6 0 200C DIODE
DP3 300C 100 DIODE
RBOBC 200C 201C {RBOB}
VBOBC 201C 202C 0
EDPSIC 202C 300C VALUE {I(VPSIC)}

```

```

* Generación de la inductancia:
ELC 4000C 0 TABLE {V(3000)}=
+ (0,0.06534) (14m,0.1062) (16m,0.1062) (46m,0.01865)
+ (74m,0.01865) (104m,0.1062) (106m,0.1062) (136m,0.01865)
+ (164m,0.01865) (180m,0.06534)
RLC 4000C 0 100MEG
EPSIC 1000C 0 VALUE {V(4000C)*I(VBOBC)}
VPSIC 1000C 2000C 0
CPSIC 2000C 0 1
* Obtención del par:
EparC PC 0 value {4.774648*i(vbobc)*i(vbobc)/velo}
RparC PC 0 100MEG
* Señales de control de los interruptores estáticos:
VCOMMC 20C 0 PULSE(0 12 {TDC} 1U 1U {APULS} {TEMPS})
EM1C 250C 200C VALUE {V(32C)}
* Regulador de histéresis:
ERELC 3C 14C VALUE {I(VBOBC)}
VREFC 14C 0 {-IREF}
XOP1C 4C 3C 8C 7C 5C UA741
VPOSC 8C 0 15
VNEGC 7C 0 -15
RRC 4C 5C 14990K
ROC 4C 0 10K
D3C 5C 6C DIODE
D4C 0 6C DIODE
RAC 6C 7C 10K
D1C 10C 6C DIODE
D2C 10C 9C DIODE
RAAC 8C 10C 10K
VCAC 9C 0 15
VMORT1C 10C 11C
RMORT1C 11C 0 10K
VMORT2C 20C 21C
RMORT2C 21C 0 10K
VALIC 30C 0 15
W1C 30C 31C VMORT1C INT
W2C 31C 32C VMORT2C INT
RINTC 32C 0 1K
* Definición de parámetros:
.PARAM (VELO=2000 Nr=4 FREQ={VELO*Nr/60} TEMPS={1/FREQ} PER={TEMPS*2} c=1
+ PW={TEMPS/100000} APULS={({TEMPS*c)/3} m=3
+ RBOB=1.6 LMAX=0.1062 LMIN=0.01865
+ FI=0 TDA={FI/(VELO*6)} DEC3={360/(m*Nr)} TDB={TDA+(DEC3/(VELO*6))}
+ TDC={TDB+(DEC3/(VELO*6))} IREF=5 Br=32 Bs=30)
* Generación de la posición:
VPOSI 3000 0 PULSE (0 180m 0 {TEMPS*2} 0.01u {PW} {PER})
RPOSI 3000 0 100MEG
* Estudio en la variación de parámetros:
.step param fi -2 2 1
* Parámetros de simulación y de modelos:
.TRAN 10U 0.02 0 1U
.LIB C:\MSIM60\EVAL.LIB
.MODEL DIODE D(N=0.001)
.MODEL INT ISWITCH(ION=0.3mA)
.PROBE
.END

```

MODELO LINEAL (EVOLUCION DE LA INDUCTANCIA COMO SUMA DE TERMINOS SENOIDALES)

* SIMULADOR SRM (Modelo de la inductancia como suma de términos senoidales, 1 fase)
 * Tensión de alimentación:
 VIN 100 0 300
 * Fase A:
 M1 100 250 200 200 IRF250
 M4 300 32 0 0 IRF250
 DP4 0 200 DIODE
 DP1 300 100 DIODE
 RBOBA 200 201 {RBOB}
 VBOBA 201 202 0
 HFLUXA 202 300 VFLUXA 1
 * Generación de la inductancia:
 EFLUXA 1000 0 VALUE {(L1+(L2*cos(4*(v(50))))+
 +(L3*cos(8*(v(50)))-(L4*sin(16*(v(50))))*(I(VBOBA))}
 VFLUXA 1000 2000 0
 CFLUXA 2000 0 1
 * Obtención del par:
 EparA PA 0 value {((-L2*4*sin(4*(v(50))))+(-L3*8*sin(8*(v(50))))+
 +(L4*16*cos(16*(v(50))))*0.5*i(vbobA)*i(vbobA)}
 RparA PA 0 100MEG
 * Definición de parámetros:
 .PARAM (RBOB=1.6 L1=0.046091 L2=0.033722 L3=0.005228 L4=0.001035}

MODELO NO LINEAL COMPLETO (AJUSTE A PARTIR DE LA ALTERNATIVA 3)

* SIMULADOR SRM (modelo no lineal completo, ajuste a partir de la alternativa 3, 1 fase)
 * Tensión de alimentación:
 VIN 100 0 300
 * Fase A:
 M1A 100 250A 200A 200A IRF250
 M4A 300A 32A 0 0 IRF250
 DP4A 0 200A DIODE
 DP1A 300A 100 DIODE
 RBOBA 200A 201A {RBOB}
 VBOBA 201A 202A 0
 HFLUXA 202A 300A VFLUXA 1
 * Generación del flujo concatenado:
 EFLUXA 1000A 0 VALUE {v(p1A)+(v(p2A)*cos(Nr*v(50)))+
 +(v(p3A)*cos(2*Nr*v(50)))+(v(p4A)*cos(3*Nr*v(50)))+
 +(v(p5A)*cos(4*Nr*v(50)))+(v(p6A)*cos(5*Nr*v(50))}
 VFLUXA 1000A 2000A 0
 CFLUXA 2000A 0 1
 * Generación de los coeficientes:
 Ecoefp1A p1A 0 value {(p11*i(vboba)*i(vboba)*i(vboba))+
 +(p12*i(vboba)*i(vboba))+
 +(p13*i(vboba))}
 Rcoefp1A p1A 0 100MEG
 Ecoefp2A p2A 0 value {(p21*i(vboba)*i(vboba)*i(vboba))+
 +(p22*i(vboba)*i(vboba))+
 +(p23*i(vboba))}
 Rcoefp2A p2A 0 100MEG
 Ecoefp3A p3A 0 value {(p31*i(vboba)*i(vboba)*i(vboba))+
 +(p32*i(vboba)*i(vboba))+
 +(p33*i(vboba))}
 Rcoefp3A p3A 0 100MEG

```

Ecoefp4A p4A 0 value {(p41*i(vboba)*i(vboba)*i(vboba))+
+(p42*i(vboba)*i(vboba))+
+(p43*i(vboba))}
Rcoefp4A p4A 0 100MEG
Ecoefp5A p5A 0 value {(p51*i(vboba)*i(vboba)*i(vboba))+
+(p52*i(vboba)*i(vboba))+
+(p53*i(vboba))}
Rcoefp5A p5A 0 100MEG
Ecoefp6A p6A 0 value {(p61*i(vboba)*i(vboba)*i(vboba))+
+(p62*i(vboba)*i(vboba))+
+(p63*i(vboba))}
Rcoefp6A p6A 0 100MEG
* Obtención del par:
Ei4 i4 0 value {i(vboba)*i(vboba)*i(vboba)/4}
Ri4 i4 0 100meg
Ei3 i3 0 value {i(vboba)*i(vboba)*i(vboba)/3}
Ri3 i3 0 100meg
Ei2 i2 0 value {i(vboba)*i(vboba)/2}
Ri2 i2 0 100meg
ep1ss p1ss 0 value {(-4*p21*v(i4)*sin(4*v(50)))+(-4*p22*v(i3)*sin(4*v(50)))+
+(-4*p23*v(i2)*sin(4*v(50)))}
Rep1ss p1ss 0 100meg
ep2ss p2ss 0 value {(-2*4*p31*v(i4)*sin(2*4*v(50)))+(-2*4*p32*v(i3)*sin(2*4*v(50)))+
+(-2*4*p33*v(i2)*sin(2*4*v(50)))}
Rep2ss p2ss 0 100meg
ep3ss p3ss 0 value {(-3*4*p41*v(i4)*sin(3*4*v(50)))+(-3*4*p42*v(i3)*sin(3*4*v(50)))+
+(-3*4*p43*v(i2)*sin(3*4*v(50)))}
Rep3ss p3ss 0 100meg
ep4ss p4ss 0 value {(-4*4*p51*v(i4)*sin(4*4*v(50)))+(-4*4*p52*v(i3)*sin(4*4*v(50)))+
+(-4*4*p53*v(i2)*sin(4*4*v(50)))}
Rep4ss p4ss 0 100meg
ep5ss p5ss 0 value {(-5*4*p61*v(i4)*sin(5*4*v(50)))+(-5*4*p62*v(i3)*sin(5*4*v(50)))+
+(-5*4*p63*v(i2)*sin(5*4*v(50)))}
Rep5ss p5ss 0 100meg
epsa 111 0 value {v(p1ss)+v(p2ss)+V(p3ss)+v(p4ss)+v(p5ss)}
Repssa 111 0 100meg
* Definición de parámetros:
.PARAM (RBOB=1.6
+ p11=-0.0000819 p12=-0.00061061 p13=0.050132
+ p21=-0.000076 p22=-0.0014114 p23=0.041162
+ p31=0.000000592 p32=-0.00073643 p33=0.0078288
+ p41=0.000031 p42=-0.00046718 p43=0.00048385
+ p51=0.00000773 p52=-0.00022166 p53=0.0021263
+ p61=-0.0000128 p62=0.0000874 p63=0.00023535)

```

MODELO NO LINEAL COMPLETO (AJUSTE A PARTIR DE LA ECUACION DE FROEHLICH, ALTERNATIVA 1)

```

*SIMULADOR SRM (modelo no lineal completo, ajuste a partir de la ecuación de Froehlich, 1 fase)
* Tensión de alimentación:
VINs 100s 0 300
* Fase A:
M1s 100s 250s 200s 200s IRF250
M4s 300s 32s 0 0 IRF250
DP4s 0 200s DIODE
DP1s 300s 100s DIODE
RBOBAs 200s 201s {RBOB}
VBOBAs 201s 202s 0
HFLUXAs 202s 300s VFLUXAs 1

```

* Generación del flujo concatenado:

EFLUXAs 1000s 0 VALUE $\{(V(\text{coefAA}) * I(\text{vbobas})) / (1 + (V(\text{coefBA}) * I(\text{vbobas}))) + (V(\text{coefCA}) * I(\text{vbobas}))\}$

VFLUXAs 1000s 2000s 0

CFLUXAs 2000s 0 1

* Generación de los coeficientes:

EcoefAA CoefAA 0 value $\{a1 + (a2 * \cos(Nr * (v(50)))) + (a3 * \cos(2 * Nr * (v(50)))) + (a4 * \cos(3 * Nr * (v(50)))) + (a5 * \cos(4 * Nr * (v(50)))) + (a6 * \cos(5 * Nr * (v(50))))\}$

RcoefAA CoefAA 0 100MEG

EcoefBA CoefBA 0 value $\{b1 + (b2 * \cos(Nr * (v(50)))) + (b3 * \cos(2 * Nr * (v(50)))) + (b4 * \cos(3 * Nr * (v(50)))) + (b5 * \cos(4 * Nr * (v(50)))) + (b6 * \cos(5 * Nr * (v(50))))\}$

RcoefBA CoefBA 0 100MEG

EcoefCA CoefCA 0 value $\{c1 + (c2 * \cos(Nr * (v(50)))) + (c3 * \cos(2 * Nr * (v(50)))) + (c4 * \cos(3 * Nr * (v(50)))) + (c5 * \cos(4 * Nr * (v(50)))) + (c6 * \cos(5 * Nr * (v(50))))\}$

RcoefCA CoefCA 0 100MEG

* Obtención del par:

ederaA deraA 0 value $\{(-1 * Nr * a2 * \sin(1 * Nr * v(50))) + (-2 * Nr * a3 * \sin(2 * Nr * v(50))) + (-3 * Nr * a4 * \sin(3 * Nr * v(50))) + (-4 * Nr * a5 * \sin(4 * Nr * v(50))) + (-5 * Nr * a6 * \sin(5 * Nr * v(50)))\}$

rderaA deraA 0 100meg

ederbA derbA 0 value $\{(-1 * Nr * b2 * \sin(1 * Nr * v(50))) + (-2 * Nr * b3 * \sin(2 * Nr * v(50))) + (-3 * Nr * b4 * \sin(3 * Nr * v(50))) + (-4 * Nr * b5 * \sin(4 * Nr * v(50))) + (-5 * Nr * b6 * \sin(5 * Nr * v(50)))\}$

rderbA derbA 0 100meg

edercA dercA 0 value $\{(-1 * Nr * c2 * \sin(1 * Nr * v(50))) + (-2 * Nr * c3 * \sin(2 * Nr * v(50))) + (-3 * Nr * c4 * \sin(3 * Nr * v(50))) + (-4 * Nr * c5 * \sin(4 * Nr * v(50))) + (-5 * Nr * c6 * \sin(5 * Nr * v(50)))\}$

rdercA dercA 0 100meg

ederb2A derb2A 0 value $\{2 * v(\text{coefBA}) * v(\text{derbA})\}$

rderb2A derb2A 0 100meg

eb4A b4A 0 value $\{v(\text{coefBA}) * v(\text{coefBA}) * v(\text{coefBA}) * v(\text{coefBA})\}$

rb4A b4A 0 100meg

eterme1 terme1 0 value $\{(v(\text{coefBA}) * v(\text{deraA})) - (v(\text{coefAA}) * v(\text{derbA})) * (i(\text{vbobas}) / (v(\text{coefBA}) * v(\text{coefBA})))\}$

rterme1 terme1 0 100meg

eterme2 terme2 0 value $\{v(\text{dercA}) * i(\text{vbobas}) * i(\text{vbobas}) / 2\}$

rterme2 terme2 0 100meg

eterme311 terme311 0 value $\{(v(\text{coefAA}) * v(\text{derbA}) * i(\text{vbobas})) / ((v(\text{coefBA}) * i(\text{vbobas})) + 1)\}$

rteme311 terme311 0 100meg

eterme312 terme312 0 value $\{v(\text{deraA}) * \log((v(\text{coefBA}) * i(\text{vbobas})) + 1)\}$

rterme312 terme312 0 100meg

eterme32 terme32 0 value $\{v(\text{coefAA}) * \log((v(\text{coefBA}) * i(\text{vbobas})) + 1)\}$

rterme32 terme32 0 100meg

eterme31 terme31 0 value $\{v(\text{terme311}) + v(\text{terme312})\}$

rterme31 terme31 0 100meg

eterme3 terme3 0 value $\{((v(\text{coefBA}) * v(\text{coefBA}) * v(\text{terme31})) - (v(\text{terme32}) * v(\text{derb2A}))) / v(\text{b4A})\}$

rterme3 terme3 0 100meg

eparas 111 0 value $\{v(\text{terme1}) + v(\text{terme2}) - v(\text{terme3})\}$

rparas 111 0 100meg

* Definición de parámetros:

.PARAM (RBOB=1.6

+ a1=0.84667183 a2=-0.1301 a3=-0.003299

+ a4=0.002348 a5=0.01908 a6=-0.01074

+ b1=0.002477858 b2=0.003688 b3=0.00141

+ b4=0.000317 b5=0.0002342 b6=0.0001248

+ c1=-0.7933422 c2=0.1751 c3=0.01185

+ c4=-0.002041 c5=-0.01701 c6=0.01156)

MODELO NO LINEAL COMPLETO (AJUSTE A PARTIR DE LA ECUACION POLINOMICA, ALTERNATIVA 2)

* SIMULADOR SRM (modelo no lineal completo, ajuste a partir de la ecuación polinómica, 1 fase)

* Tensión de alimentación:

VIN 100 0 300

* Fase A:

M1s 100s 250s 200s 200s IRF250

M4s 300s 32s 0 0 IRF250

DP4s 0 200s DIODE

DP1s 300s 100s DIODE

RBOBAs 200s 201s {RBOB}

VBOBAs 201s 202s 0

HFLUXAs 202s 300s VFLUXAs 1

* Generación del flujo concatenado:

EFLUXAs 1000s 0 VALUE {(V(coefAA)*I(vbobas)*I(vbobas)*I(vbobas)*I(vbobas))+

+(V(coefBA)*I(vbobas)*I(vbobas)*I(vbobas))+

+(V(coefCA)*I(vbobas)*I(vbobas))+V(coefDA)*I(vbobas)}

VFLUXAs 1000s 2000s 0

CFLUXAs 2000s 0 1

* Generación de los coeficientes:

EcoefAA CoefAA 0 value {a1+(a2*cos(Nr*(v(50))))+(a3*cos(2*Nr*(v(50))))+

+(a4*cos(3*Nr*(v(50))))+(a5*cos(4*Nr*(v(50))))+(a6*cos(5*Nr*(v(50))))}

RcoefAA CoefAA 0 100MEG

EcoefBA CoefBA 0 value {b1+(b2*cos(Nr*(v(50))))+(b3*cos(2*Nr*(v(50))))+

+(b4*cos(3*Nr*(v(50))))+(b5*cos(4*Nr*(v(50))))+(b6*cos(5*Nr*(v(50))))}

RcoefBA CoefBA 0 100MEG

EcoefCA CoefCA 0 value {c1+(c2*cos(Nr*(v(50))))+(c3*cos(2*Nr*(v(50))))+

+(c4*cos(3*Nr*(v(50))))+(c5*cos(4*Nr*(v(50))))+(c6*cos(5*Nr*(v(50))))}

RcoefCA CoefCA 0 100MEG

EcoefDA CoefDA 0 value {d1+(d2*cos(Nr*(v(50))))+(d3*cos(2*Nr*(v(50))))+

+(d4*cos(3*Nr*(v(50))))+(d5*cos(4*Nr*(v(50))))+(d6*cos(5*Nr*(v(50))))}

RcoefDA CoefDA 0 100MEG

* Obtención del par:

eps1 ps1 0 value {((-1*4*a2*sin(1*4*v(50)))+(-2*4*a3*sin(2*4*v(50)))+

+(-3*4*a4*sin(3*4*v(50)))+(-4*4*a5*sin(4*4*v(50)))+(-5*4*a6*sin(5*4*v(50)))/5}

Reps1 ps1 0 100meg

eps2 ps2 0 value {v(ps1)*i(vbobas)*i(vbobas)*i(vbobas)*i(vbobas)*i(vbobas)}

Reps2 ps2 0 100meg

eps33 ps33 0 value {((-1*4*b2*sin(1*4*v(50)))+(-2*4*b3*sin(2*4*v(50)))+

+(-3*4*b4*sin(3*4*v(50)))+(-4*4*b5*sin(4*4*v(50)))+(-5*4*b6*sin(5*4*v(50)))/4}

Reps33 ps33 0 100meg

eps3 ps3 0 value {v(ps33)*i(vbobas)*i(vbobas)*i(vbobas)*i(vbobas)}

Reps3 ps3 0 100meg

eps4 ps4 0 value {((-1*4*c2*sin(1*4*v(50)))+(-2*4*c3*sin(2*4*v(50)))+

+(-3*4*c4*sin(3*4*v(50)))+(-4*4*c5*sin(4*4*v(50)))+(-

5*4*c6*sin(5*4*v(50)))/3)*i(vbobas)*i(vbobas)*i(vbobas)}

Reps4 ps4 0 100meg

eps5 ps5 0 value {((-1*4*d2*sin(1*4*v(50)))+(-2*4*d3*sin(2*4*v(50)))+

+(-3*4*d4*sin(3*4*v(50)))+(-4*4*d5*sin(4*4*v(50)))+(-5*4*d6*sin(5*4*v(50)))/2)*i(vbobas)*i(vbobas)}

Rps5 ps5 0 100meg

epsa pas 0 value {(v(ps2)+v(ps3)+v(ps4)+v(ps5))}

Rpsa pas 0 100meg

* Definición de parámetros:

.PARAM (RBOB=1.6

+ a1=0.00003589837 a2=0.00004371 a3=0.000009777

+ a4=0.000002348 a5=0.000002809 a6=0.000004412

+ b1=-0.0007795712 b2=-0.000934 b3=-0.0001724

+ b4=-0.00001241 b5=-0.00002615 b6=-0.00006831

+ c1=0.003545106 c2=0.003722 c3=0.00007103

+ c4=-0.0003435 c5=-0.0002333 c6=0.0001982
 + d1=0.042322 d2=0.03203 d3=0.00697
 + d4=0.001192 d5=0.002641 d6=0.000636)

MODELO NO LINEAL SIMPLIFICADO (AJUSTE A PARTIR DE LA ALTERNATIVA 1S)

* SIMULADOR SRM (modelo no lineal simplificado, ajuste a partir de la alternativa 1S, 1 fase)

* Tensión de alimentación:

VIN 100 0 300

* Fase A:

M1 100 250 200 200 IRF250

M4 300 32 0 0 IRF250

DP4 0 200 DIODE

DP1 300 100 DIODE

RBOBA 200 201 {RBOB}

VBOBA 201 202 0

HFLUXA 202 300 VFLUXA 1

* Generación del flujo concatenado:

EFLUXA 1000 0 VALUE {v(p1bis)+(v(p2bis)*cos(Nr*v(50)))+

+(v(p3bis)*cos(2*Nr*v(50)))}

VFLUXA 1000 2000 0

CFLUXA 2000 0 1

* Generación de la posición alineada:

Eali ali 0 table {i(vboba)}=

+ (0,0) (1,0.0925) (2,0.19) (3,0.285) (4,0.361) (5,0.4255)

+ (6,0.465) (7,0.5) (8,0.5205) (9,0.54) (10,0.5525) (11,0.56) (12,0.57)

* Generación de la posición no alineada:

Enoal noal 0 table {i(vboba)}=

+ (0,0) (5,0.0875) (10,0.175)

* Generación del coeficiente de saturación:

Eksat ksat 0 table {i(vboba)}=

+ (0,1) (3,1) (4,1.025) (5,1.087) (6,1.1935) (7,1.295)

+ (8,1.4217) (9,1.6) (10,1.6742)

Rksat ksat 0 100meg

*Generación de los coeficientes:

E1xp3 1xp3 0 value {(v(ali)*(1-pwr(v(ksat),x1)))+v(noal)}

R1xp3 1xp3 0 100meg

Ep1 p1bis 0 value {(v(ali)/2)*(pwr(v(ksat),x1))}

Rp1 p1bis 0 100MEG

Ep2 p2bis 0 value {(v(ali)-v(noal))/2}

Rp2 p2bis 0 100MEG

Ep3 p3bis 0 value {v(1xp3)/2}

Rp3 p3bis 0 100MEG

* Obtención del par:

eprovarpar1 pp1 0 value {-v(ali)*i(vboba)*Nr*sin(Nr*v(50))*0.25}

eprovarpar2 pp2 0 value {v(noal)*i(vboba)*Nr*sin(Nr*v(50))*0.25}

eprovarpar3 pp3 0 value {-v(ali)*2*i(vboba)*Nr*sin(2*Nr*v(50))*0.25}

eprovarpar4 pp4 0 value {v(ali)*2*(pwr(v(ksat),x1))*i(vboba)*Nr*sin(2*Nr*v(50))*0.25}

eprovarpar5 pp5 0 value {-v(noal)*2*i(vboba)*Nr*sin(2*Nr*v(50))*0.25}

eprovarpartot pptot 0 value {v(pp1)+v(pp2)+v(pp3)+v(pp4)+v(pp5)}

* Definición de parámetros:

.PARAM (Rbob=1.6 x1=0.5 beta=2 exp1=-1 pzl=0.095)

MODELO NO LINEAL SIMPLIFICADO (AJUSTE A PARTIR DE LA ALTERNATIVA 2S)

* SIMULADOR SRM (modelo no lineal simplificado, ajuste a partir de la alternativa 2S, 1 fase)

* Tensión de alimentación:

VINca 100ca 0 300

* Fase A:

M1ca 100ca 250ca 200ca 200ca IRF250

M4ca 300ca 32ca 0 0 IRF250

DP4ca 0 200ca DIODE

DP1ca 300ca 100ca DIODE

RBOBAca 200ca 201ca {RBOB}

VBOBAca 201ca 202ca 0

HFLUXAca 202ca 300ca VFLUXAca 1

* Generación del flujo concatenado:

EFLUXAca 1000ca 0 VALUE {v(p1ca)+(v(p2ca)*cos(Nr*v(50)-v(correc)))+

+(v(p3ca)*cos(2*Nr*v(50)-v(correc)))}

VFLUXAca 1000ca 2000ca 0

CFLUXAca 2000ca 0 1

* Generación de la posición alineada:

Ealica alica 0 table {i(vbobaca)}=

+ (0,0) (1,0.0925) (2,0.19) (3,0.285) (4,0.361) (5,0.4255)

+ (6,0.465) (7,0.5) (8,0.5205) (9,0.54) (10,0.5525)

* Generación de la posición no alineada:

Enoalca noalca 0 table {i(vbobaca)}=

+ (0,0) (5,0.0875) (10,0.175)

* Generación del coeficiente de saturación:

Eksatca ksatca 0 table {i(vbobaca)}=

+ (0,1) (3,1) (4,1.025) (5,1.087) (6,1.1935) (7,1.295)

+ (8,1.4217) (9,1.6) (10,1.6742)

Rksatca ksatca 0 100meg

* Generación de la corrección del ángulo mediante bruja de agnesi:

Ecorrec1 correc1 0 table {v(50)*57.29578}=

+ (0,0) (5,0.1952) (10,0.36536) (15,0.87238) (20,2.8496)

+ (25,2.8496) (30,0.87238) (35,0.36536) (40,0.1952) (45,0)

+ (50,0.1952) (55,0.36536) (60,0.87238) (65,2.8496) (70,2.8496)

+ (75,0.87238) (80,0.36536) (85,0.1952) (90,0)

Rcorrec1 correc1 0 100meg

Ecorrec correc 0 value {v(correc1)*0.01745/v(ksatca)}

Rcorrec correc 0 100meg

* Generación de los coeficientes:

E1xp3ca 1xp3ca 0 value {(v(alica)*(1-pwr(v(ksatca),x1)))+v(noalca)}

R1xp3ca 1xp3ca 0 100meg

Ep1ca p1ca 0 value {(v(alica)/2)*(pwr(v(ksatca),x1))}

Rp1ca p1ca 0 100MEG

Ep2ca p2ca 0 value {(v(alica)-v(noalca))/2}

Rp2ca p2ca 0 100MEG

Ep3ca p3ca 0 value {v(1xp3ca)/2}

Rp3ca p3ca 0 100MEG

* Definición de parámetros:

.PARAM (RBOB=1.6 x1=0.5 beta=2 exp1=-1 pzl=0.095)

MODELO NO LINEAL SIMPLIFICADO (AJUSTE A PARTIR DE LA ALTERNATIVA 3S)

* SIMULADOR SRM (modelo no lineal simplificado, ajuste a partir de la alternativa 3S, 1 fase)

* Tensión de alimentación:

VINpe 100pe 0 300

* Fase A:

M1pe 100pe 250pe 200pe 200pe IRF250

```

M4pe 300pe 32pe 0 0 IRF250
DP4pe 0 200pe DIODE
DP1pe 300pe 100pe DIODE
RBOBApe 200pe 201pe {RBOB}
VBOBApe 201pe 202pe 0
HFLUXApe 202pe 300pe VFLUXApe 1
* Generación del flujo concatenado:
EFLUXApe 1000pe 0 VALUE {v(p1bispe)+(v(p2bispe)*cos(Nr*v(50)))}
VFLUXApe 1000pe 2000pe 0
CFLUXApe 2000pe 0 1
* Generación de la posición alineada:
Ealipe alipe 0 table {i(vbobape)}=
+ (0,0) (1,0.0925) (2,0.19) (3,0.285) (4,0.361) (5,0.4255)
+ (6,0.465) (7,0.5) (8,0.5205) (9,0.54) (10,0.5525)
* Generación de la posición no alineada:
Enoalpe noalpe 0 table {i(vbobape)}=
+ (0,0) (5,0.0875) (10,0.175)
* Generación de los coeficientes:
Ep1pe p1bispe 0 value {(v(alipe)+v(noalpe))/2}
Rp1pe p1bispe 0 100MEG
Ep2pe p2bispe 0 value {(v(alipe)-v(noalpe))/2}
Rp2pe p2bispe 0 100MEG
* Definición de parámetros:
.PARAM (RBOB=1.6)

```

COMPONENTES REALES DEL CONVERTIDOR ESTÁTICO TIPO CLÁSICO

```

* Convertidor estático tipo clásico con IGBT's:
VINm 100m 0 300
Xirg4pc50w1 100m 250m 200m irg4pc50w
Xirg4pc50w2 300m 32g 0 irg4pc50w
DP4m 0 200m 40eps12
DP1m 300m 100m 40eps12
RBOBm 200m 201m {RBOB}
VBOBm 201m 202m 0
EDPSIm 202m 300m VALUE {I(VPSIm)}
* Modelos de los componentes:
.LIB C:\MSIM60\EVAL.ind
.SUBCKT irg4pc50w 1 2 3
*****
*      Model Generated by MODPEX      *
*Copyright(c) Symmetry Design Systems*
*      All Rights Reserved      *
*      UNPUBLISHED LICENSED SOFTWARE  *
*      Contains Proprietary Information *
*      Which is The Property of      *
*      SYMMETRY OR ITS LICENSORS      *
*Commercial Use or Resale Restricted *
*      by Symmetry License Agreement  *
*****
* MODEL FORMAT: SPICE3
*Symmetry IGBT Model (Version 1.0)
*External Node Designations
*Node 1 -> C
*Node 2 -> G
*Node 3 -> E
M1 9 6 8 8 MSUB L=100u W=100u
* Default values used in MSUB:
* The voltage-dependent capacitances are

```

```

* not included. Other default values are:
*   RD=0 RS=0 LD=0 CBD=0 CBS=0 CGBO=0
.MODEL MSUB NMOS LEVEL=1
+VTO=4.88677 KP=0.845407 LAMBDA=0.0742007 CGSO=3.6399e-05
RD 7 9 0.000318804
RS 4 8 0.000912082
Q1 4 7 1 QSUB OFF
.MODEL QSUB PNP
+IS=3.14722e-17 BF=18.6959 NF=1.10687 VAF=654.293
+IKF=2959.37 ISE=2.88901e-11 NE=1.73964 BR=1.17493
+NR=0.75 VAR=119.781 IKR=1000.36 ISC=9.99815e-12
+NC=1.93434 RB=0.0001 IRB=953.961 RBM=0.0001
+RE=1e-08 RC=0.000978033 XTB=0 XTI=2.99699
+EG=1.05321 CJC=3.48258e-09 VJC=1.07409 MJC=0.88542
+CJE=6.96516e-08 VJE=0.4 MJE=0.9 TF=1.00152e-09
RDS 7 4 1e8
RER 4 3 0.00211911
RG 6 2 2
RL 10 11 1
D2 12 11 DCAP
* Default values used in DCAP:
*   RS=0 EG=1.11 XTI=3.0 TT=0
*   BV=infinite IBV=1mA
.MODEL DCAP D IS=1e-32 N=50
+CJO=7.00214e-09 VJ=0.45601 M=0.9 FC=0.5
D3 0 11 DL
* Default values used in DL:
*   EG=1.11 XTI=3.0 TT=0 CJO=0
*   RS=0 BV=infinite IBV=1mA
.MODEL DL D IS=1e-10 N=0.4
VFI2 12 0 0
FI2 6 7 VFI2 -1
EV 10 0 7 6 1
CAP 10 13 7.00214e-09
RCAP 10 14 1
D4 0 14 DL
VFI1 13 14 0
FI1 6 7 VFI1 -1
.ENDS irg4pc50w

```

```

*****
*       Model Generated by MODPEX       *
*Copyright(c) Symmetry Design Systems*
*       All Rights Reserved           *
*   UNPUBLISHED LICENSED SOFTWARE   *
*   Contains Proprietary Information *
*       Which is The Property of     *
*       SYMMETRY OR ITS LICENSORS    *
*Commercial Use or Resale Restricted *
*   by Symmetry License Agreement    *
*****
* MODEL FORMAT: SPICE3
.MODEL 40eps12 d
+IS=1e-15 RS=0.00426912 N=0.926332 EG=0.6
+XTI=0.5 BV=1200 IBV=0.0001 CJO=1e-11
+VJ=0.7 M=0.5 FC=0.5 TT=1e-09
+KF=0 AF=1
* End of library file

```

MODELO DE CARGA MECANICA

```

* Modelo par-tensión:
Epar w1 0 value {v(pa)+v(pb)+v(pc)}
Liner w1 w2 {iner}
Rfreg w2 w3 {freg}
Vvel w3 0 0
* Generación de la posición:
Fpos 0 w Vvel 1
Rio w 0 100000meg
Cpos w 0 1 ic={fiin}
Eposi 50 0 value {V(w)}
Rposi 50 0 100MEG
epos2 501 0 value {V(w)*180/3.14159265}
Eposnorm 5000 0 value {2*atan(sin(v(50)/2)/cos(v(50)/2))}
Eposnormg 5001 0 value {((v(5000)*180/3.14159265))+180}
* Definición de parámetros:
.PARAM (iner=0.01 freg=0.01 fiin=0)

```

MODELO DEL RECTIFICADOR Y DEL FILTRO

```

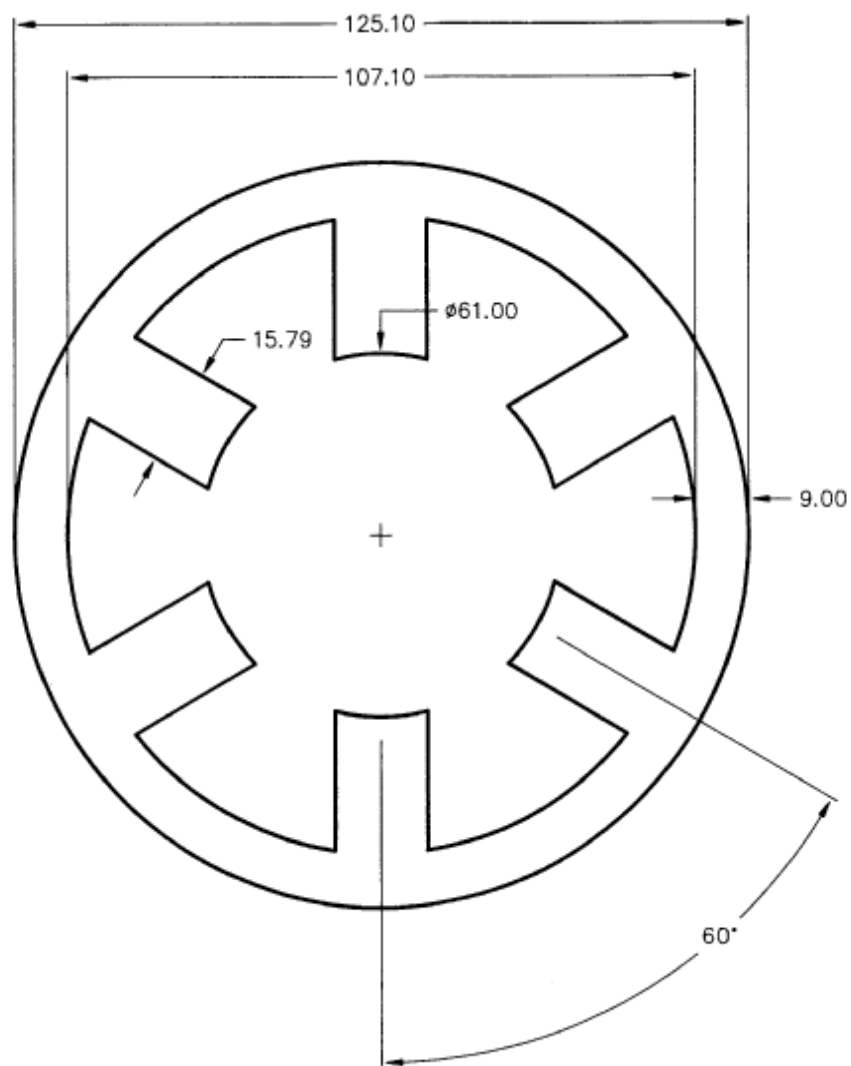
* Circuito del rectificador y del filtro LC:
VA 1 n sin (0 179.6 50 0 0 0)
VB 2 n sin (0 179.6 50 0 0 120)
VC 3 n sin (0 179.6 50 0 0 240)
D1 1 4 diode
D2 2 4 diode
D3 3 4 diode
D4 0 1 diode
D5 0 2 diode
D6 0 3 diode
L1 4 101 1E-03
C1 101 100 100E-06 IC=300
Rneutre n 0 100meg

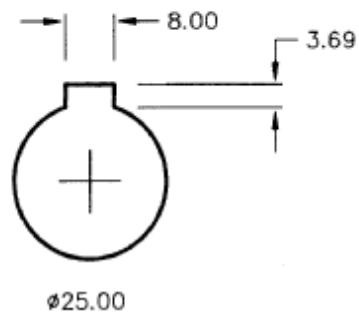
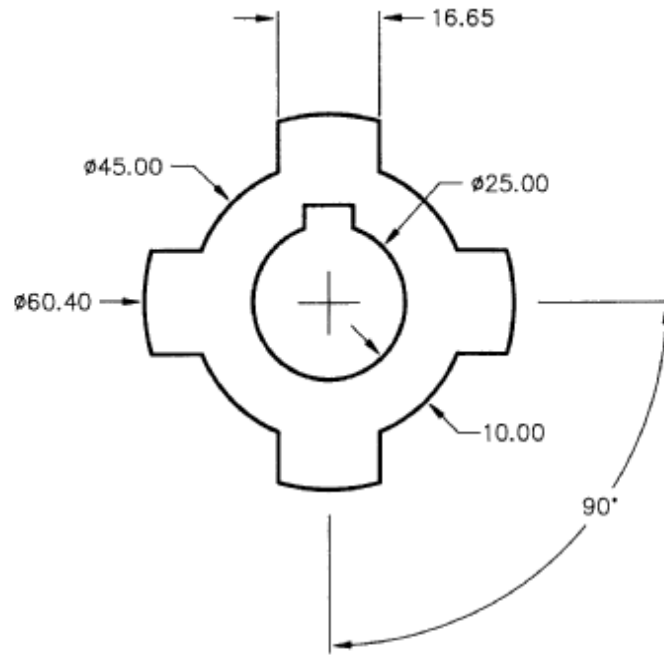
```

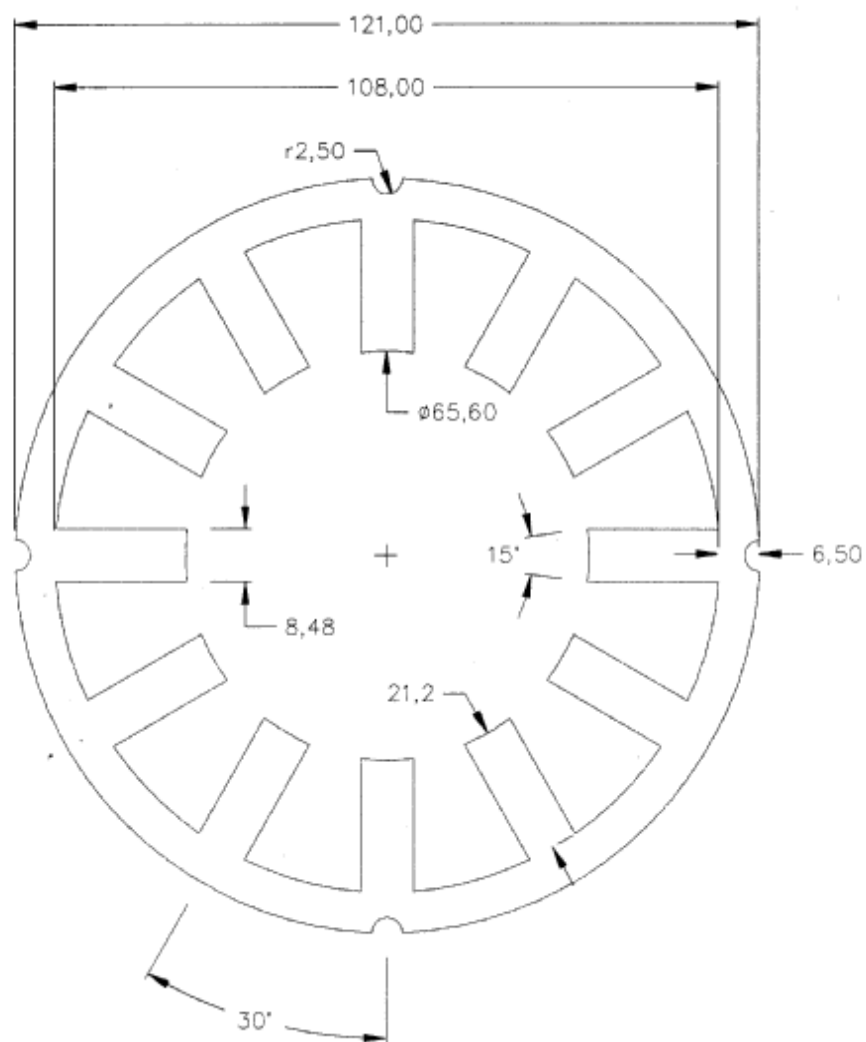
ANEXO 5

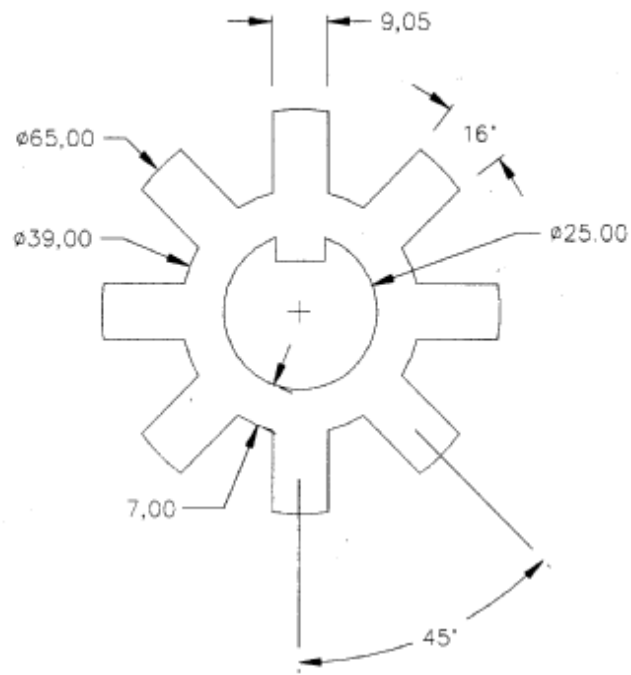
**PLANOS DE LOS PROTOTIPOS Y DOCUMENTACIÓN
ADICIONAL**

- Planos de las chapas magnéticas del prototipo SRM 6/4.
- Planos de las chapas magnéticas del prototipo 12/8.
- Planos de las chapas magnéticas de la estructura electromagnética elemental.
- Plano de los captadores de posición y de velocidad.
- Plano del eje.
- Plano del soporte del paquete de chapas del rotor.
- Esquema del convertidor estático de alimentación.
- Características de los materiales magnéticos utilizados.

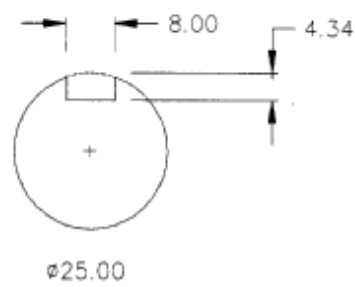


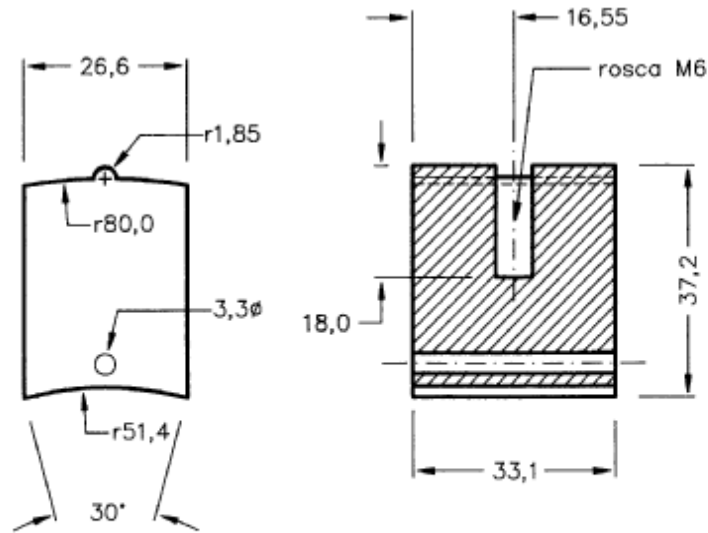




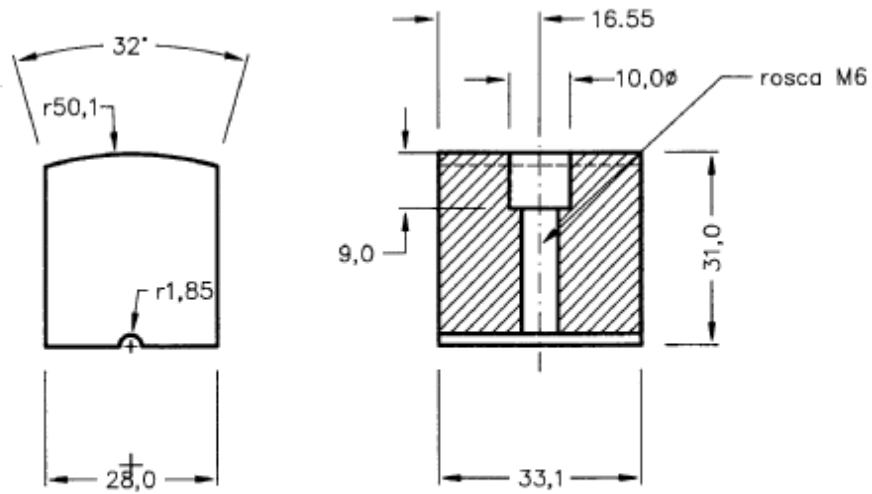


Longitud = 61mm

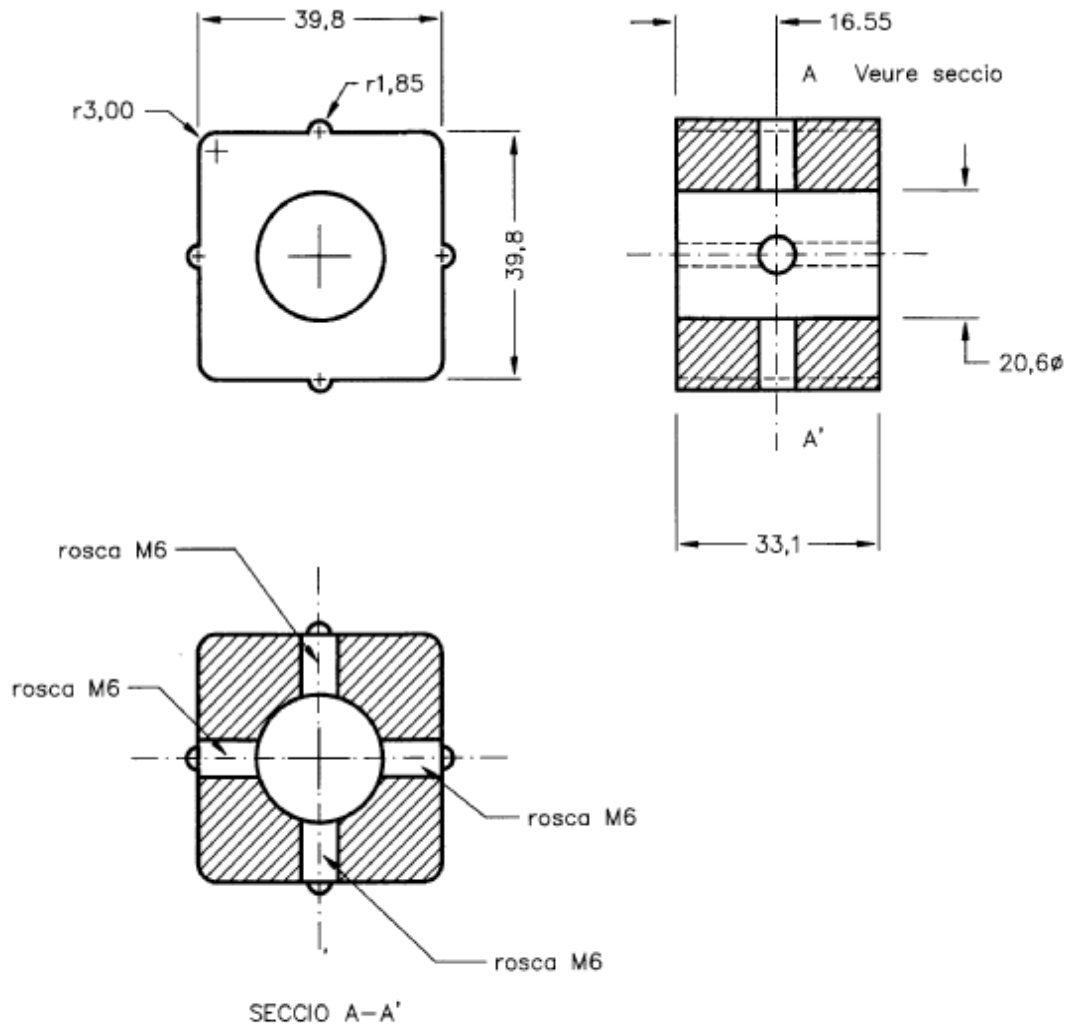




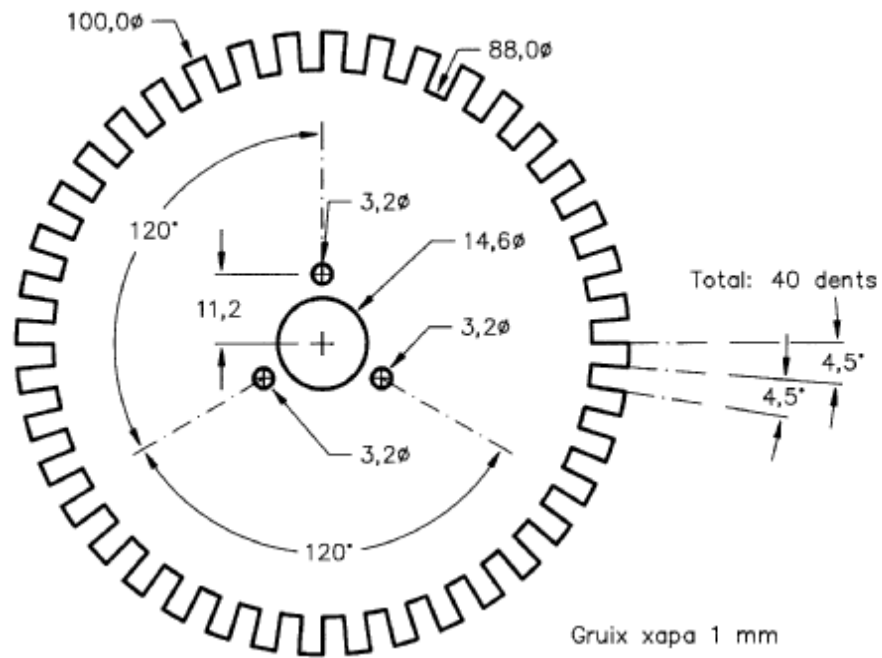
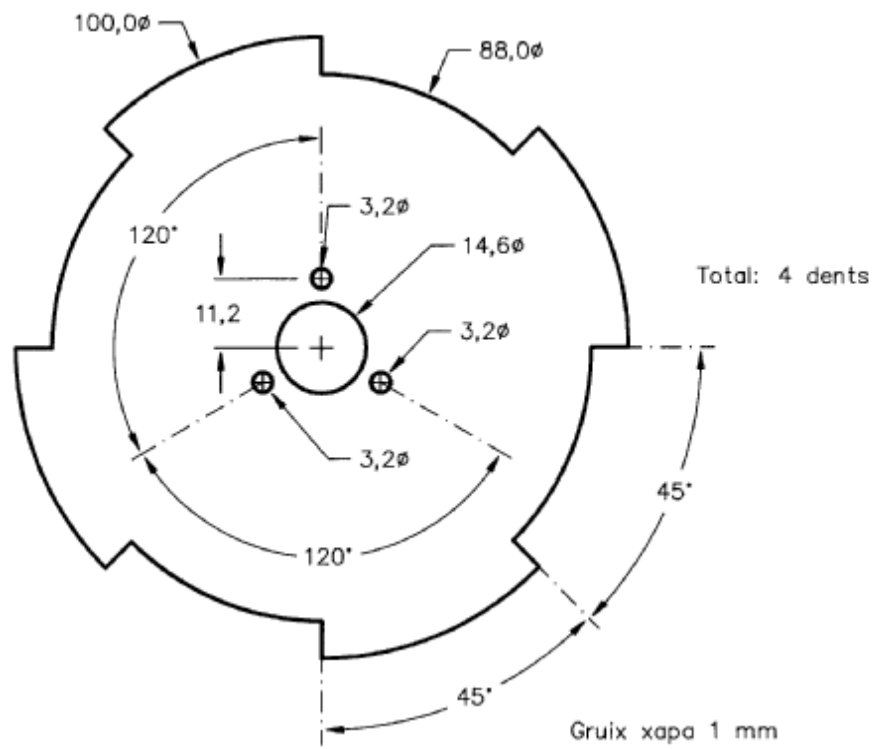
POLS ESTATOR
30°

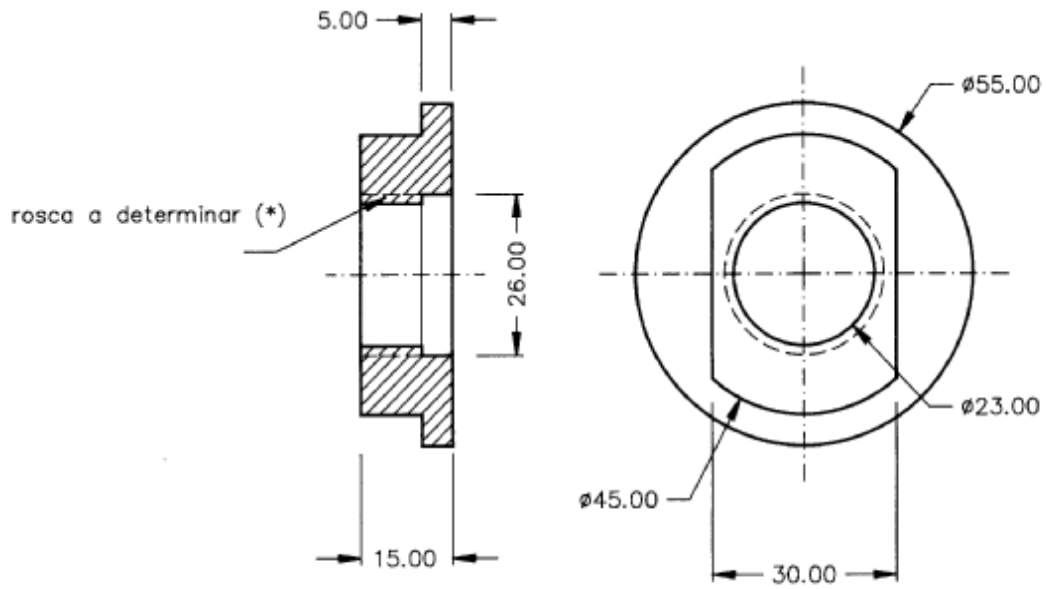


POLS ROTOR
32°



JOU ROTOR

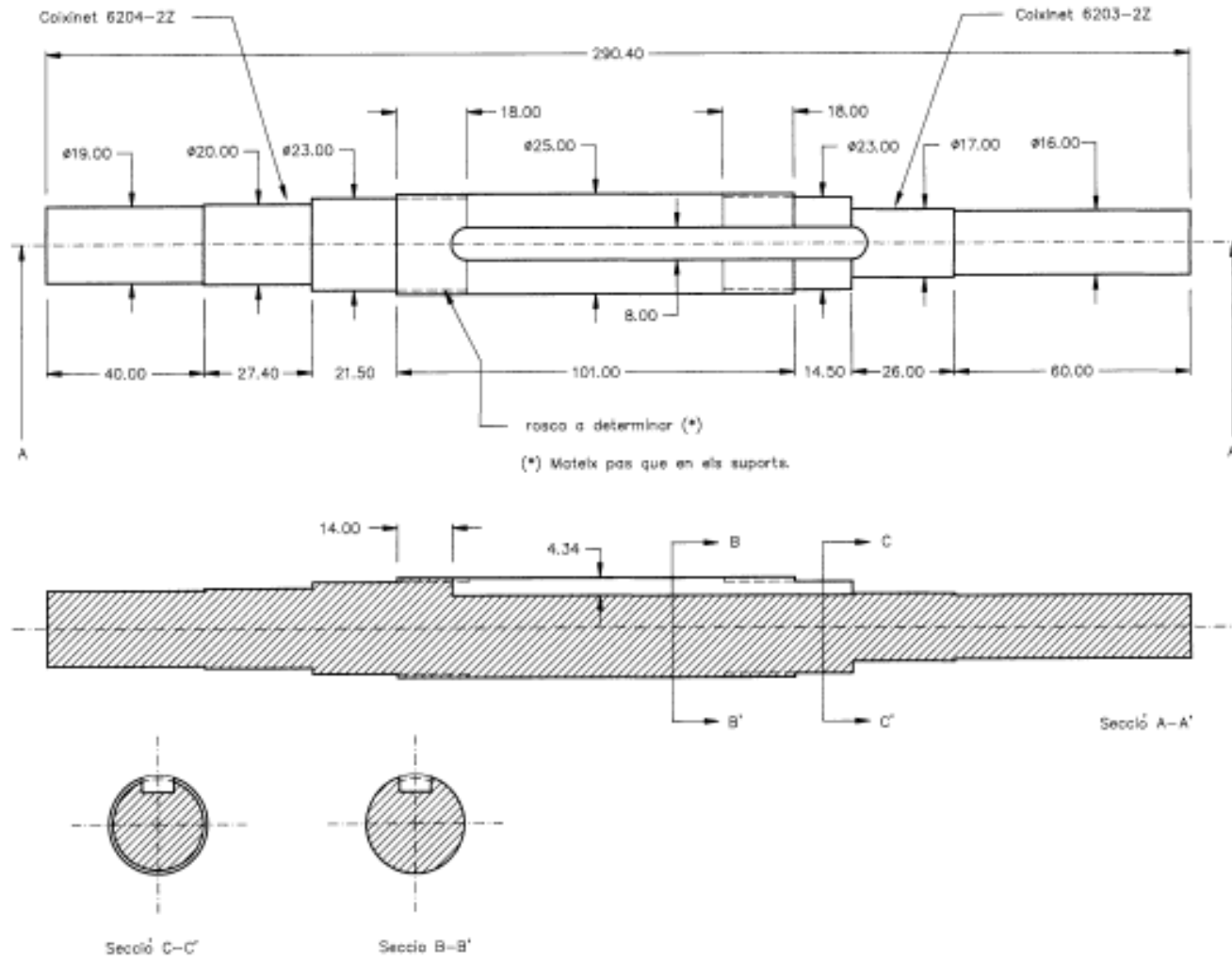


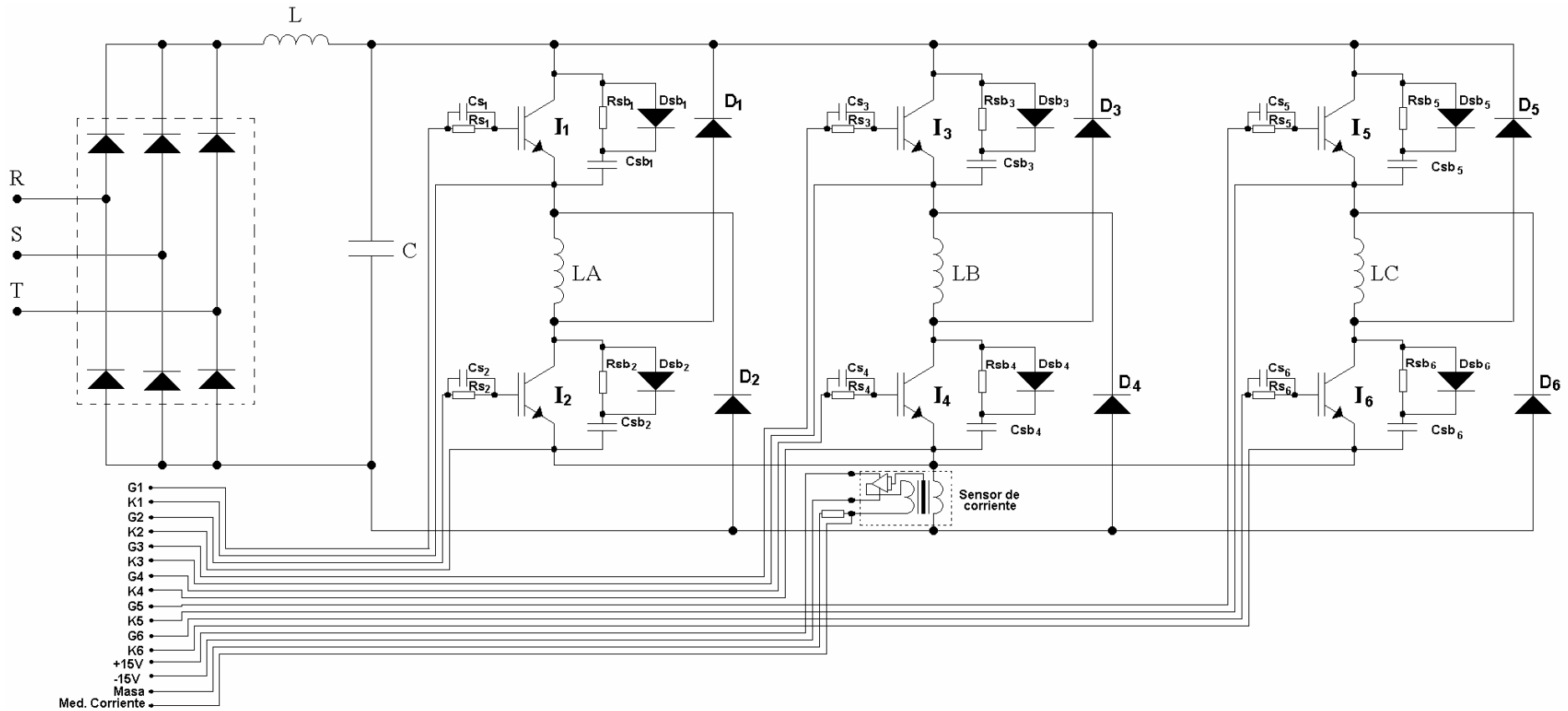


(*) Mateix pas que a l'eix.

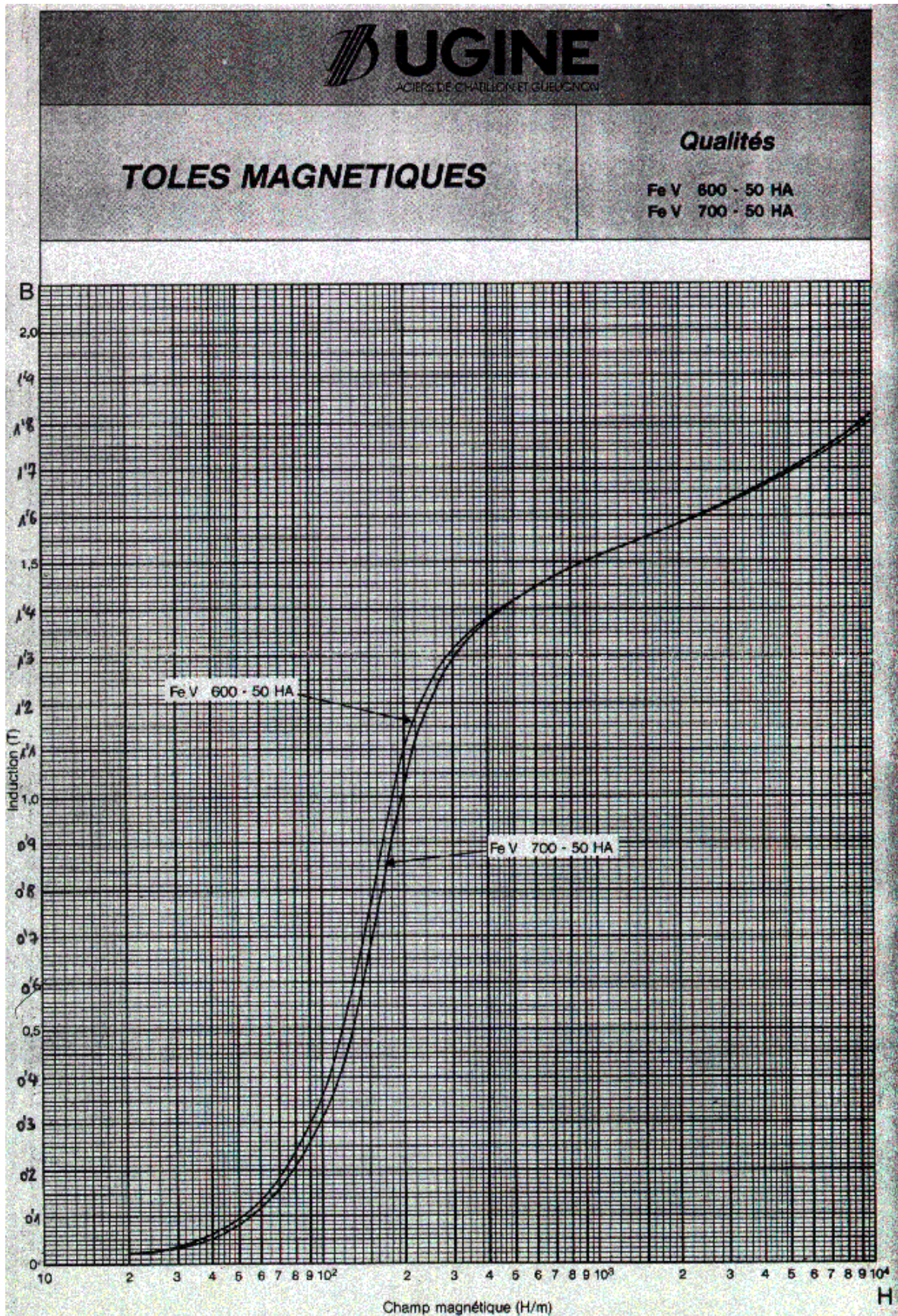
MATERIAL: alumini

Anexo 5

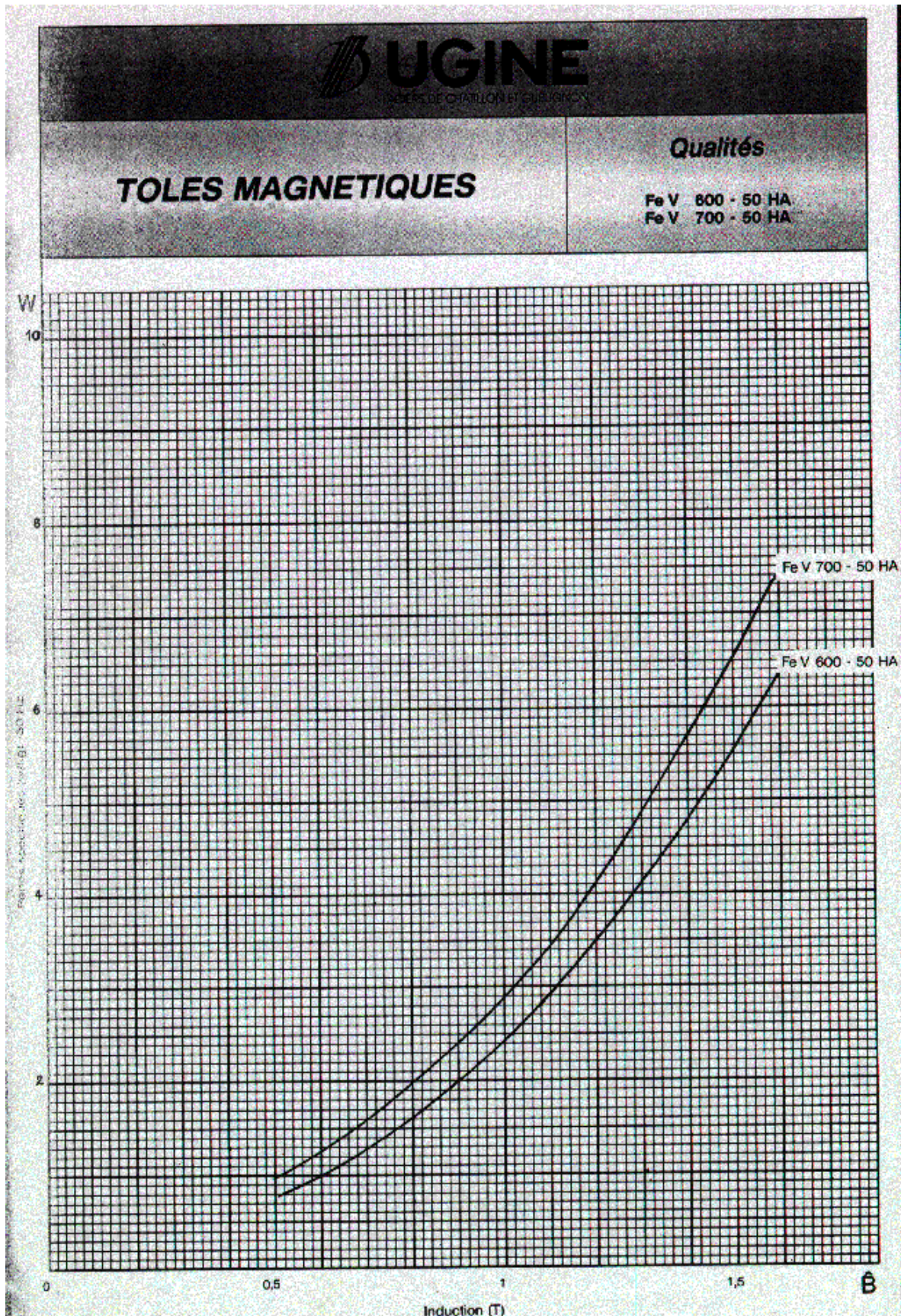




Esquema del convertidor estático utilizado.



Características de la chapa magnética utilizada.



Características de la chapa magnética utilizada.

CARACTÉRISTIQUES

PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES

Épais- saur (mm)	Qualités Selon NF C 28900 / oct. 1983 EURONORM 106.84	Propriétés Garanties							Masse volumique convention- nelle (kg/dm ³)	
		Pertes totales max- en w/kg à 50 Hz		Induction magnétique mini en Tesla pour un champ (CA ou CC)			Aniso- tropie des pertes % maxi	Foisou- nement		Nombre de plisges mini
		à 1 Tesla indicative (*)	à 1.5 Tesla garantie	2 500 A/m	5 000 A/m	10 000 A/m				
0,35	FeV 240-35 HA	0,95	2,40	1,48	1,60	1,71	±18	0,95	2	7,60
	FeV 250-35 HA**	1,00	2,50	1,49	1,60	1,71			2	7,60
	FeV 270-35 HA	1,10	2,70	1,49	1,60	1,71			2	7,60
	FeV 290-35 HA	1,15	2,90	1,49	1,60	1,71	±18	0,95	2	7,60
	FeV 300-35 HA	1,20	3,00	1,49	1,60	1,71			3	7,65
	FeV 310-35 HA	1,25	3,10	1,49	1,60	1,71			3	7,65
	FeV 330-35 HA	1,30	3,30	1,49	1,60	1,71	±14		3	7,65
	FeV 350-35 HA	1,45	3,50	1,49	1,60	1,71			3	7,65
	FeV 375-35 HA	1,60	3,75	1,52	1,62	1,73			4	7,70
	0,50	FeV 250-50 HA	1,00	2,50	1,49	1,60	1,71	±18		2
FeV 270-50 HA		1,10	2,70	1,49	1,60	1,71	2			7,60
FeV 290-50 HA		1,15	2,90	1,49	1,60	1,71	2			7,60
FeV 310-50 HA		1,25	3,10	1,49	1,60	1,71	±14	0,97	3	7,60
FeV 330-50 HA		1,35	3,30	1,49	1,60	1,71			3	7,60
FeV 350-50 HA		1,50	3,50	1,50	1,60	1,71			5	7,65
FeV 400-50 HA		1,70	4,00	1,51	1,61	1,72	±12		5	7,85
FeV 470-50 HA		2,00	4,70	1,52	1,62	1,73			7,70	
FeV 530-50 HA		2,30	5,30	1,54	1,64	1,75			10	7,70
FeV 600-50 HA		2,60	6,00	1,55	1,65	1,76	±12		10	7,75
FeV 700-50 HA	3,00	7,00	1,58	1,68	1,76	±12			7,80	
FeV 800-50 HA	3,60	8,00	1,58	1,68	1,78			7,80		
FeV 940-50 HA	4,20	9,40	1,58	1,68	1,80			7,85		
0,65	FeV 310-65 HA	1,25	3,10	1,49	1,60	1,71	±18	0,97	2	7,60
	FeV 330-65 HA	1,35	3,30	1,49	1,60	1,71			2	7,60
	FeV 350-65 HA	1,50	3,50	1,49	1,60	1,71			2	7,60
	FeV 375-65 HA	1,60	3,75	1,50	1,60	1,71	±14		2	7,65
	FeV 400-65 HA	1,70	4,00	1,50	1,60	1,71			2	7,65
	FeV 470-65 HA	2,00	4,70	1,51	1,61	1,72			5	7,65
	FeV 530-65 HA	2,30	5,30	1,52	1,62	1,73	±12		5	7,70
	FeV 600-65 HA	2,60	6,00	1,54	1,64	1,75			7,70	
	FeV 700-65 HA	3,00	7,00	1,55	1,65	1,76			10	7,80
	FeV 800-65 HA	3,60	8,00	1,58	1,68	1,76	±12		10	7,80
FeV 1000-65 HA	4,40	10,00	1,58	1,68	1,78	±12			7,80	
FeV 1100-65 HA	5,00	11,00	1,58	1,68	1,80			7,85		
1	FeV 700-100 HA	3,00	7,00	1,51	1,61	1,72				7,70
	FeV 800-100 HA	3,60	8,00	1,51	1,61	1,72				7,70

CORRESPONDANCES INDICATIVES AVEC LES PRINCIPALES NORMES INTERNATIONALES

Epaisseur (mm)	NF C 28900-83 EURONORM 106-84	DIN 46400 1983	BS 6404 1986	U S A		JIS 02552 1986
				ANSI 1978	ASTM	
0,35	FeV 250-35 HA FeV 270-35 HA	V 250-35 A V 270-35 A	250-35-A5 270-35-A5	M 19 M 22	36 F 158 36 F 168	35-A-250 35-A-270
	FeV 300-35 HA	V 300-35 A	300-35-A5	M 27	36 F 180	35-A-300
	FeV 330-35 HA	V 330-35 A	330-35-A5	M 26	36 F 190	
0,50	FeV 270-50 HA FeV 290-50 HA	V 270-50 A V 290-50 A	270-50-A5 290-50-A5	M 15 M 19	47 F 168 47 F 174	50-A-270 50-A-290
	FeV 310-50 HA FeV 330-50 HA FeV 350-50 HA	V 310-50 A V 330-50 A V 350-50 A	310-50-A5 330-50-A5 350-50-A5	M 22 M 27	47 F 185 47 F 190	50-A-310 50-A-330
	FeV 400-50 HA	V 400-50 A	400-50-A5	M 36 M 43	47 F 205 47 F 230	50-A-400
	FeV 470-50 HA	V 470-50 A	470-50-A5			50-A-470
	FeV 530-50 HA FeV 600-50 HA	V 530-50 A V 600-50 A	530-50-A5 600-50-A5	M 45	47 F 305	50-A-600
	FeV 700-50 HA FeV 800-50 HA	V 700-50 A V 800-50 A	700-50-A5 800-50-A5	M 47	47 F 400 47 F 475	50-A-700 50-A-800
						50-A-1000
0,65	FeV 350-65 HA FeV 400-65 HA FeV 470-65 HA	V 350-65 A V 400-65 A V 470-65 A	350-65-A5 400-65-A5 470-65-A5	M 19 M 22 M 36	64 F 208 64 F 218 64 F 240	
	FeV 530-65 HA FeV 600-65 HA	V 530-65 A V 600-65 A	530-65-A5 600-65-A5	M 45	64 F 360	
	FeV 700-65 HA FeV 800-65 HA	V 700-65 A V 800-65 A	700-65-A5 800-65-A5	M 47	64 F 490	65-A-800
	FeV 1000-65 HA	V 940-65 A	1000-65-A5			65-A-1000

Pour épaisseur de 1,5 mm : nous consulter

* ancienne désignation

** les qualités mentionnées en caractères gras sont les nuances normalisées

PROPRIÉTÉS MÉCANIQUES TYPIQUES

Épaisseur (en mm)	Qualité	Résistance rupture (N/mm ²)	Limite d'élasticité (N/mm ²)	Allongement, 80 mm (%)	Densité (g/cm ³)
0,35	FeV 240 - 35 HA FeV 250 - 35 HA FeV 270 - 35 HA FeV 290 - 35 HA	540 - 570	420 - 450	15 - 25	200
	FeV 300 - 35 HA FeV 310 - 35 HA FeV 330 - 35 HA FeV 350 - 35 HA FeV 375 - 35 HA	500 - 530	380 - 420	20 - 30	180
0,50	FeV 250 - 50 HA FeV 270 - 50 HA FeV 290 - 50 HA	540 - 580	430 - 460	15 - 25	200
	FeV 310 - 50 HA FeV 330 - 50 HA	500 - 530	400 - 430	15 - 25	180
	FeV 350 - 50 HA FeV 400 - 50 HA	460 - 500	330 - 380	20 - 30	160
	FeV 470 - 50 HA FeV 530 - 50 HA ● FeV 600 - 50 HA	430 - 460	260 - 300	25 - 35	135
	FeV 700 - 50 HA FeV 800 - 50 HA	410 - 440	280 - 320	30 - 40	125
	FeV 940 - 50 HA	420 - 460	300 - 340	30 - 40	130
0,65	FeV 310 - 65 HA FeV 330 - 65 HA FeV 350 - 65 HA	500 - 540	380 - 420	15 - 25	180
	FeV 375 - 65 HA FeV 400 - 65 HA	460 - 490	350 - 380	20 - 30	160
	FeV 470 - 65 HA FeV 530 - 65 HA FeV 600 - 65 HA	430 - 470	270 - 320	25 - 35	140
	FeV 700 - 65 HA FeV 800 - 65 HA	410 - 430	280 - 310	30 - 40	130
	FeV 1000 - 65 HA FeV 1100 - 65 HA	420 - 460	290 - 330	30 - 40	125

ANEXO 6

COMUNICACIONES CON PARTICIPACIÓN DEL AUTOR

Anexo A6.1: Comunicaciones con participación del autor.

Anexo A6.2: Dirección y colaboración en proyectos final de carrera presentados en la "Escola Universitària Politècnica de Vilanova i la Geltrú".

A6.1 COMUNICACIONES CON PARTICIPACIÓN DEL AUTOR.

CONGRESOS CONSIDERADOS NOTABLES POR LA "UNIVERSITAT POLITECNICA DE CATALUNYA".

P. Andrada, F. Castellana, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "12/8 switched reluctance drives for low power and low voltage applications". International Conference of Electric Machines and Drives, ICEM'96, 10-12 de Septiembre 1996, Vigo.

M. Torrent, P. Andrada. "Determination of number of turns in switched reluctance motors". ICEM'2000, 28-30 de Agosto 2000, Helsinki.

P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Experimental determination of magnetization curves of switched reluctance motors". ICEM'2000, 28-30 de Agosto 2000, Helsinki.

P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Experimental determination of magnetic characteristics of electrical machines". IAS'2000, 8-12 de Octubre 2000, Roma.

P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Performance comparison of switched reluctance motors with 6/4 and 12/8 magnetic structures". (aceptada para presentación en el ICEM'2002, 25-28 Agosto 2002, Bruges).

M. Torrent, P. Andrada, B. Blanqué, J.I. Perat. "Simulation of switched reluctance motor (SRM) using non-linear models". (aceptada para presentación en el ICEM'2002, 25-28 Agosto 2002, Bruges).

CONGRESOS INTERNACIONALES.

P. Andrada, M. Torrent, E. Martínez. “Bases para el dimensionamiento de los motores de reluctancia autoconmutados (Switched Reluctance Motors)”. 3^{as} Jornadas Hispano-Lusas, 1-3 Julio de 1993, Barcelona.

P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. “Motores de reluctancia autoconmutados para pequeñas tensiones”. 4^{as} Jornadas Hispano-Lusas 6-8 de Julio 1995, Oporto.

P. Andrada, F. Castellana, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. “Accionamiento de bajo coste para motores de reluctancia autoconmutados de pequeña potencia”. SAAEI’95, 25-27 de Septiembre 1995, Tarragona.

F. Castellana, P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. “Simulación de motores de reluctancia autoconmutados de pequeña potencia y tensión mediante Pspice”. SAAEI’96, 11-13 de Septiembre 1996, Zaragoza.

F. Castellana, P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. “Accionamiento de reluctancia autoconmutado sin sensores de posición para pequeñas potencias”. 5^{as} Jornadas Hispano-Lusas, 3-5 de Julio 1997, Salamanca.

P. Andrada, M. Torrent, J.A. Sánchez, E. Martínez, R.Caumons. “Comparación entre los generadores síncronos de reluctancia autoexcitados y los generadores asíncronos”. 5^{as} Jornadas Hispano-Lusas, 3-5 de Julio 1997, Salamanca.

P. Andrada, F. Castellana, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent, B. Blánquez. “Switched reluctance drives for low power and low voltage applications”. WESIC’98, 10-12 de Junio 1998, Girona.

P. Andrada, F. Castellana, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent, B. Blánquez. “Estudio comparativo de motores de reluctancia autoconmutados con estructuras 12/8 y 8/6”. SAAEI’98, 16-18 de Septiembre 1998, Pamplona.

M. Torrent, E. Martínez, P. Andrada, , I. Perat, J.A. Sánchez. “Caracterización magnética de motores de reluctancia autoconmutados”. 6^{as} Jornadas Luso-Espanholas de Engenharia Electrotécnica, 7-9 de Julio 1999, Lisboa.

P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. “Equipo electrónico para la caracterización magnética de motores de reluctancia autoconmutados”. SAAEI’2000, 13-15 de Septiembre 2000, Tarrasa.

P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Accionamiento de reluctancia para aplicaciones con un perfil par-velocidad variable". 7^{as} Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica, 4-6 de Julio 2001, Madrid.

M. Torrent, P. Andrada. "Simulación mediante un modelo no lineal del motor de reluctancia autoconmutado (SRM)". 7^{as} Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica, 4-6 de Julio 2001, Madrid.

P. Andrada, M. Torrent, B. Blanqué, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez. "Motores de reluctancia autoconmutados para aplicaciones con características mecánicas variables". SAAEI'01, 12-14 de Septiembre 2001, Matanzas.

M. Torrent, P. Andrada. "Simulación del motor de reluctancia autoconmutado (SRM) mediante un modelo no lineal simplificado". SAAEI'01, 12-14 de Septiembre 2001, Matanzas.

CONGRESOS NACIONALES.

P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "La enseñanza de los accionamientos eléctricos hoy". V Congrés Universitari sobre innovació metodològica en els ensenyaments tècnics", 25-27 de Septiembre 1997, Barcelona.

M. Torrent, E. Martínez, P. Andrada. "Accionaments elèctrics i estalvi d'energia". 2^{es} Jornades Tècniques sobre Energia. 19-20 de Noviembre 1998, Barcelona.

P. Andrada, F. Castellana, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent, B. Blánquez. "Accionamientos de reluctancia autoconmutados para aplicaciones de pequeña potencia y tensiones reducidas". 9^a Reunión Nacional de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica, 28-30 de Enero 1999, Tarrasa.

P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Accionamientos de reluctancia autoconmutados". 10^a Reunión Nacional de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica", 16-18 de Marzo 2000, Santander.

P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "El motor de reluctancia autoconmutado, un competidor para los accionamientos eléctricos convencionales". XII Reunión Nacional de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica", 20-22 de Marzo 2002, Córdoba.

REVISTAS PROFESIONALES.

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

PARTICIPACION EN PROYECTOS CON FINANCIACION ESPECIFICA.

"Accionamientos de reluctancia autoconmutados con perfil par-velocidad adaptable a distintos tipos de cargas industriales". DPI2001-2203

Proyecto presentado en el marco del programa Nacional de Diseño y Producción Industrial del Plan Nacional de Investigación Científica, Desarrollo e Innovación Tecnológica 2000-2003.

El proyecto ha sido financiado con 78.792,69 euros (13.110.000 pesetas) por el Ministerio de Ciencia y Tecnología y por fondos FEDER.

A6.2 DIRECCION Y COLABORACION EN PROYECTOS FINAL DE CARRERA PRESENTADOS EN LA "ESCOLA UNIVERSITARIA POLITECNICA DE VILANOVA I LA GELTRU".

S. D. Valls. "Sistema d'adquisició de dades amb PC. Aplicació al control d'un inductòmetre". Abril 1992.

P. Guallar."Mesura d'inductàncies pel mètode de Jones". Mayo 1992.

I. Català. "Accionament de baix cost per un motor de reluctància autocommutat". Octubre 1997.

E. Arbonés. "Construcció d'un inductòmetre a partir del mètode de Jones". Marzo 1998.

J. Mata. "Càlcul, disseny i construcció de bobines. Aplicació en màquines elèctriques de pols sortints". Junio 1999.

A. Cànovas. "Caracterització de motors de reluctància autocommutats". Julio 2001.

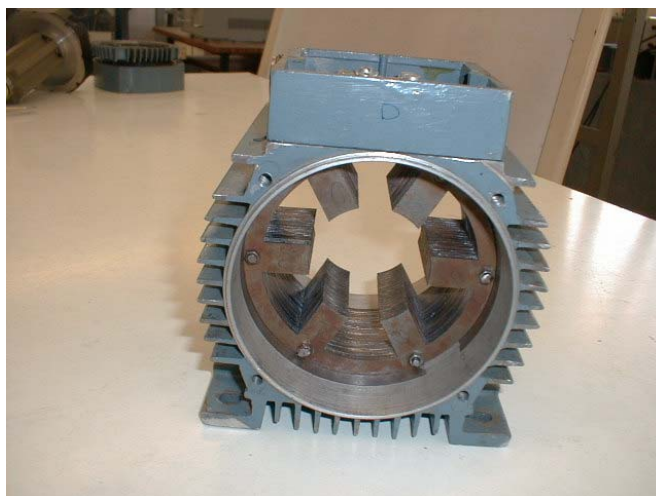
J. Iglesias. "Modelización y simulación del motor de reluctancia autoconmutado". Enero 2002.

ANEXO FOTOGRAFICO

ANEXO FOTOGRAFICO

FOTOGRAFIAS DE LOS DIVERSOS PROTOTIPOS

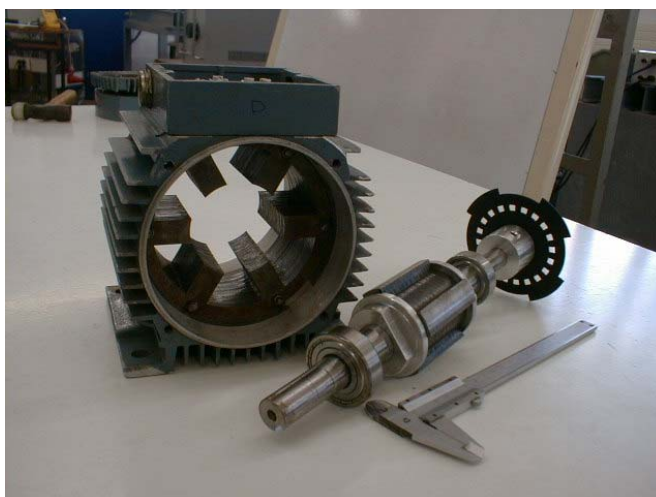
PROTOTIPO SRM 6/4



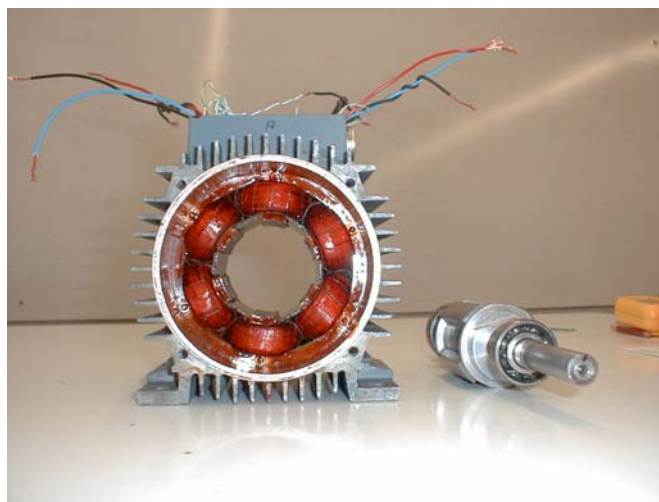
Estructura del estator.



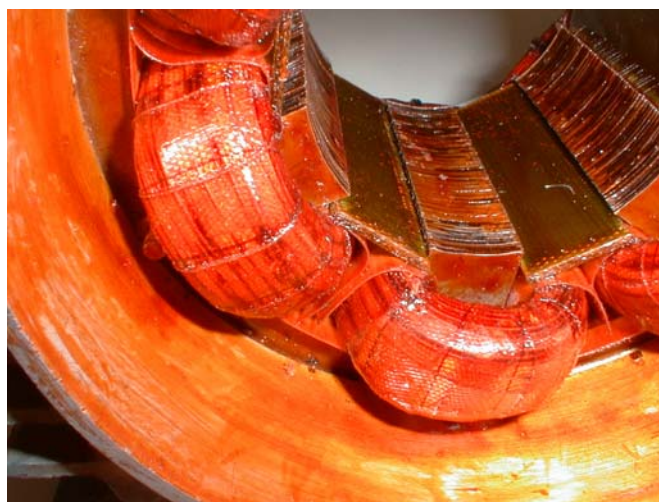
Estructura del rotor.



Detalle del estator y del rotor.



Bobinado.



Detalle del bobinado.



Detalle del disco para el captador de posición.



Montaje final.

PROTOTIPO SRM 12/8



Estructura del estator.



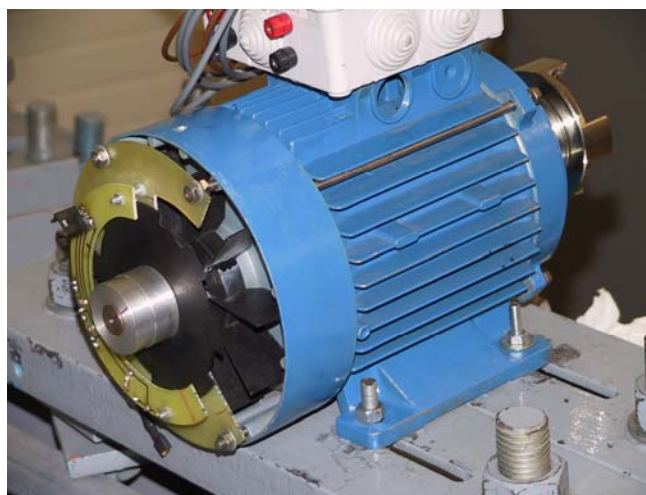
Estructura del rotor.



Detalle del estator y del rotor.



Bobinado.



Captador de posición y ventilador.

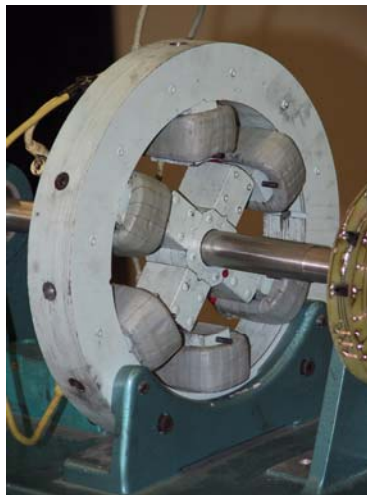


Montaje final.

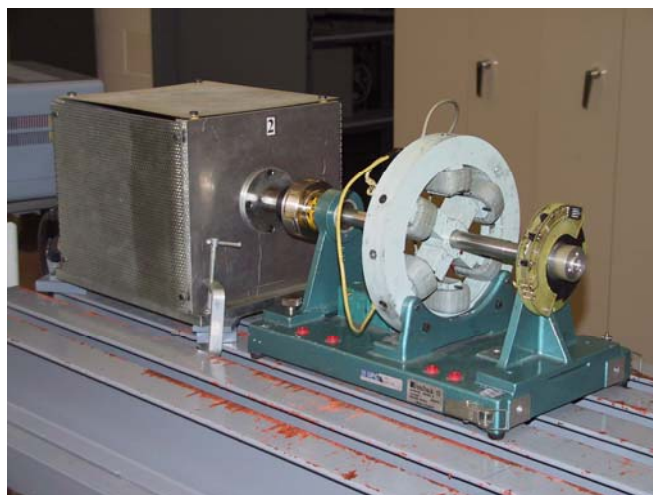
ESTRUCTURA ELECTROMAGNETICA ELEMENTAL DE SRM.



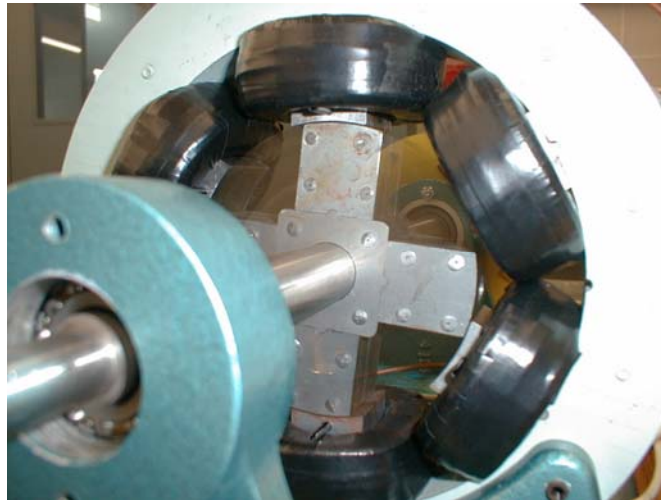
Piezas y bobinas para el montaje.



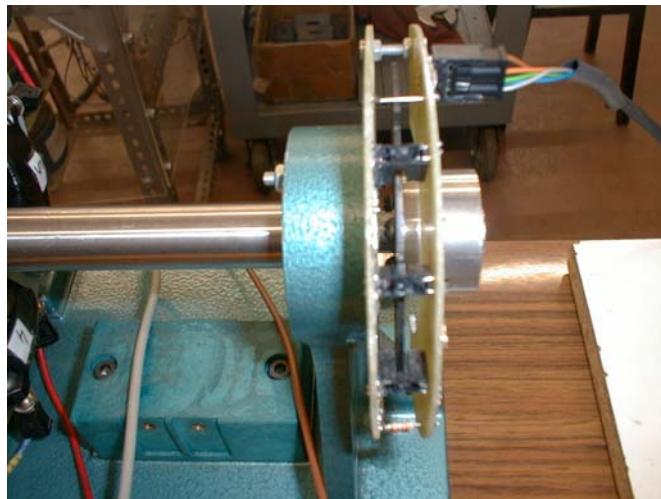
Montaje de la estructura electromagnética.



Montaje en el banco de pruebas.

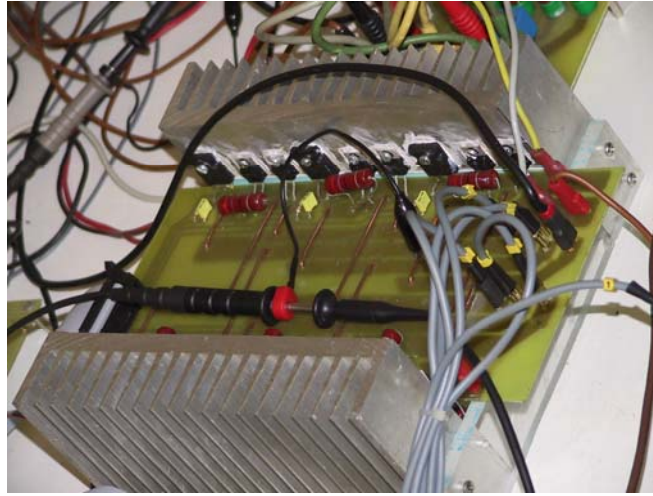


Estructura del estator, del rotor y de las bobinas.



Detalle del captador de la posición del rotor.

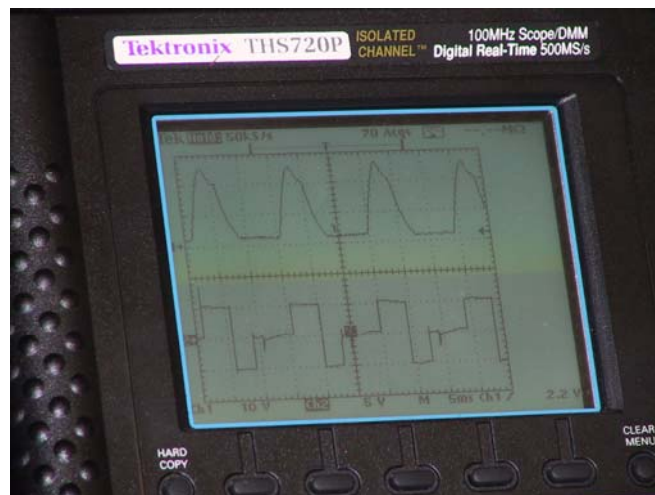
ELECTRONICA DE CONTROL.



Etapa de potencia.

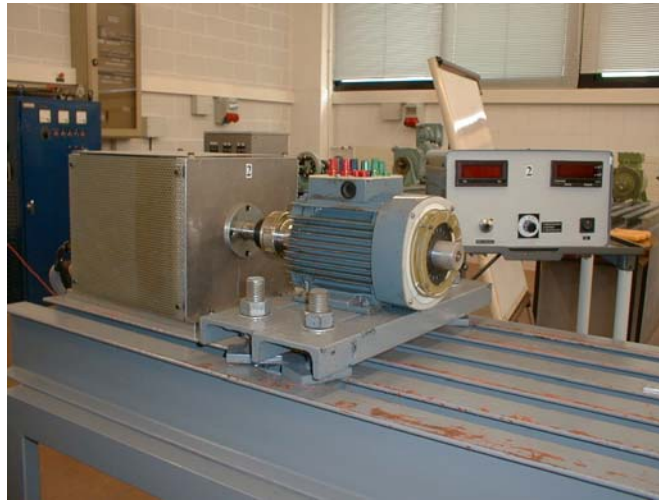


Circuito de control.

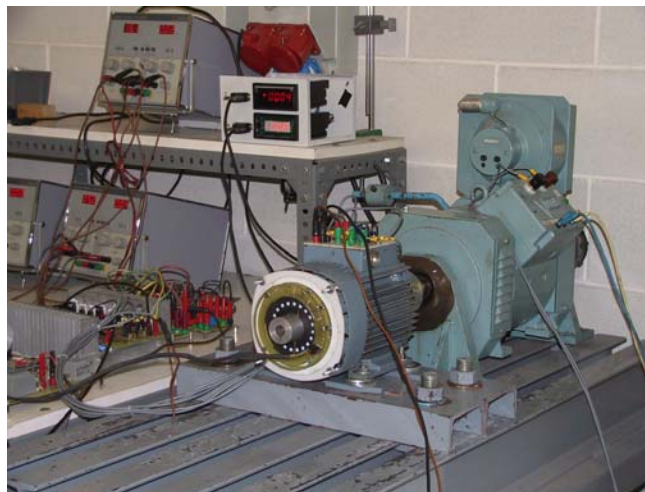


Formas de onda visualizadas en el osciloscopio.

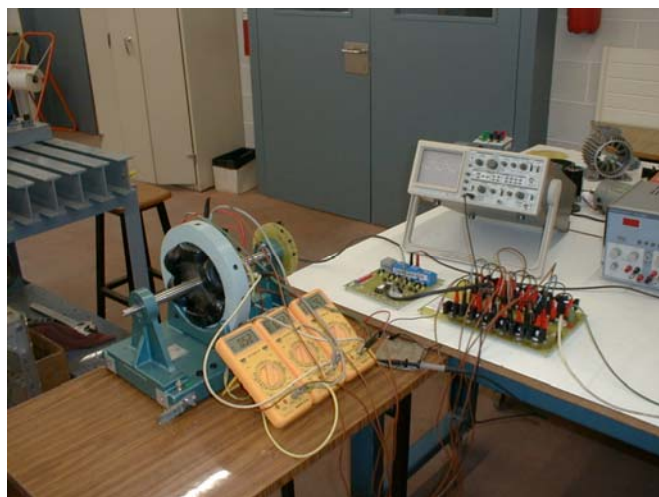
DETALLES DE CONJUNTO.



SRM 6/4 con equipo para la medida del par.



SRM 6/4 con la dinamo freno y el equipo de control.



Estructura electromagnética elemental con el equipo electrónico para su funcionamiento.

EQUIPO PARA LA CARACTERIZACION DE LOS SRM.



Detalle del posicionador del rotor.



Conjunto de todo el equipo de medida.