



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELÈCTRICA

TESIS DOCTORAL

**CONTRIBUCIÓN AL CONTROL DE MOTORES DE
RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS**

**AUTOR: José I. Perat Benavides
DIRECTOR: Pere Andrada Gascón
Fecha: Junio 2006**

***A mis padres, que me enseñaron a luchar
incluso cuando todo estaba perdido.***

***A Olga, por supuesto, que ha esperado
pacientemente que llegara este momento.***

A mis hijos David y Víctor, mis proyectos de futuro.

ÍNDICE DE CAPÍTULOS

Título: **Contribución al control de motores de reluctancia autoconmutados.**

Índice.
Resumen.
Objetivos y estructura de la tesis.
Nomenclatura y símbolos.

Capítulo I: Introducción.

Capítulo II: Consideraciones sobre el control de los motores de reluctancia autoconmutados.

Capítulo III: Control de motores de reluctancia autoconmutados, utilizando componentes analógicos y digitales.

Capítulo IV: Control digital de motores de reluctancia autoconmutados.

Capítulo V: Aportaciones y conclusiones.

Anexo 1: Características técnicas de los prototipos de SRM y del motor de inducción comercial.

Anexo 2: Modos de operación del SRM.

Anexo 3: Descripción del equipo de ensayo y prueba para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8.

Anexo 4: Diseño de los reguladores para SRM.

Anexo 5: Tarjeta controladora Dspace 1104 e interface Dspace CLP1104.

Anexo 6: Comunicaciones con participación del autor.

ÍNDICE

Capítulo I INTRODUCCIÓN.

I.1.- Desarrollo histórico.....	I.2
I.2.- El SRM en el contexto de accionamientos eléctricos.....	I.2
I.3.- Constitución y principio de funcionamiento del SRM.....	I.3
I.4.- Modelo del SRM.....	I.9
I.5.- Característica par-velocidad en los SRM.....	I.13
I.6.- Aplicaciones del SRM.....	I.15
I.6.1.- Ventajas e inconvenientes del SRM.....	I.15
I.6.2.- Principales aplicaciones comerciales.....	I.16
I.6.3.- Expectativas futuras.....	I.17
Bibliografía.....	I.19

Capítulo II CONSIDERACIONES SOBRE EL CONTROL DE LOS MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS.

II.1.- Control de SRM: Estado del arte.....	II.2
II.1.1.- Introducción.....	II.2
II.1.2.- Control del par medio.....	II.3
II.1.3.- Control del par instantáneo.....	II.4
II.1.4.- Control sin sensores de posición.....	II.7
II.1.5.- Tendencias del control de SRM.....	II.8
II.2.- Convertidores estáticos para SRM.....	II.11
II.2.1.- Aspectos generales.....	II.11
II.2.2.- Clasificación de los convertidores estáticos para SRM.....	II.16
II.2.3.- Convertidor Asimétrico I ó clásico.....	II.17
II.2.4.- Convertidor Asimétrico II.....	II.19
II.2.5.- Convertidor con un interruptor compartido o Miller.....	II.20
II.2.6.- Convertidor con toma intermedia o Oulton.....	II.21
II.2.7.- Convertidor bifilar.....	II.22
II.2.8.- Convertidor con condensador de almacenamiento.....	II.23
II.2.9.- Convertidor con resistencia de disipación.....	II.25
II.2.10.- Convertidor resonante.....	II.27
II.2.11.- Comparación de los convertidores estáticos para SRM..	II.28
II.3.- Dispositivos de detección de la corriente y posición del rotor para SRM.....	II.30
II.3.1.- Captador de corriente.....	II.30
II.3.2.- Captador de posición utilizando optointerruptores y un disco ranurado.....	II.30
II.3.3.- Encoder o resolver.....	II.33
II.4.- Estrategias de control del par medio para los SRM.....	II.35
II.4.1.- Aspectos generales.....	II.35
II.4.2.- Control pulso único.....	II.36
II.4.3.- Control PWM (Control de tensión).....	II.40
II.4.4.- Control de Histéresis (Control de corriente).....	II.43
II.4.5.- Control de tensión o de corriente variando los ángulos de conmutación para SRM.....	II.45
II.5.- Implementación del control en los SRM.....	II.51
II.5.1.- Aspectos generales.....	II.51
II.5.2.- Control del SRM utilizando componentes discretos analógicos y digitales.....	II.51

	II.5.3.- Módulos de potencia (Smart Power Module) y control del SRM utilizando circuitos integrados específicos (ASIC's).....	II.53
	II.5.4.- Control digital del SRM utilizando microcontroladores (μ C) y/o procesadores digitales de señal (DSPs).....	II.55
	Bibliografía.....	II.60
Capítulo III	CONTROL DE MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS, UTILIZANDO COMPONENTES ANALÓGICOS Y DIGITALES.	
	III.1.- Descripción del accionamiento de bajo coste para SRM.....	III.2
	III.2.- Diseño y construcción de un accionamiento de bajo coste (analógico-digital) para dos prototipos de SRM 6/4 y 12/8.....	III.3
	III.2.1.- Convertidor de potencia.....	III.3
	III.2.2.- Captador de posición.....	III.4
	III.2.3.- Captador de velocidad.....	III.5
	III.2.4.- Captador de corriente.....	III.6
	III.2.5.- Control de corriente.....	III.7
	III.2.6.- Control de tensión.....	III.9
	III.2.7.- Limitador de corriente.....	III.10
	III.2.8.- Control de velocidad.....	III.11
	III.2.9.- Lógica de control de los interruptores de estado sólido...	III.13
	III.2.10.- Circuito de disparo y protección de los dispositivos de potencia.....	III.14
	III.3.- Resultados experimentales y comparación de las diferentes estrategias de control analógico en los prototipos de SRM 6/4 y 12/8.....	III.15
	III.3.1.- Introducción.....	III.15
	III.3.2.- Formas de onda de la tensión y la corriente de fase.....	III.15
	III.3.3.- Características par-velocidad.....	III.17
	III.3.4.- Corrientes de fase.....	III.18
	III.3.5.- Rendimiento.....	III.22
	III.3.6.- Respuesta en velocidad.....	III.26
	III.3.7.- Respuesta a variaciones de carga.....	III.27
	III.3.8.- Nivel de ruido acústico.....	III.28
	Bibliografía.....	III.30
Capítulo IV	CONTROL DIGITAL DE MOTORES DE RELUCTANCIA AUTOCONMUTADOS	
	IV.1.- Aspectos generales.....	IV.2
	IV.2.- Construcción de una plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM.....	IV.3
	IV.2.1.- Introducción.....	IV.3
	IV.2.2.- Convertidor de potencia.....	IV.3
	IV.2.3.- Captador de posición/velocidad.....	IV.3
	IV.2.4.- Captador de corriente.....	IV.5
	IV.2.5.- Interface de entrada y salidas.....	IV.5
	IV.2.6.- Circuito de disparo de los dispositivos de estado sólido	

(Driver).....	IV.7
IV.2.7.- Tarjeta controladora Dspace 1104 e interface Dspace CLP 1104.....	IV.8
IV.3.- Distintas alternativas de control del par medio utilizando la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM....	IV.9
IV.3.1.- Introducción.....	IV.9
IV.3.2.- Control digital del SRM con pulso único.....	IV.9
IV.3.3.- Control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis).....	IV.14
IV.3.3.1.- Utilizando ángulos constantes.....	IV.14
IV.3.3.2.- Utilizando un calculador de ángulo de disparo y bloqueo.....	IV.16
IV.3.3.3.- Utilizando un algoritmo optimizador de rendimiento.....	IV.18
IV.3.3.4.- Utilizando una tabla optimizadora de rendimiento...	IV.21
IV.3.4.- Control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y sin realimentación de corriente (PWM).....	IV.26
V.4.- Resultados experimentales e Influencia del control sobre las características de funcionamiento.....	IV.27
IV.4.1.- Introducción.....	IV.27
IV.4.2.- Funcionamiento del SRM con ángulos de conmutación constantes.....	IV.28
IV.4.3.- Funcionamiento del SRM con ángulos de conmutación variables.....	IV.31
IV.4.4.- Funcionamiento del SRM optimizando el rendimiento.....	IV.36
IV.4.5.- Comparación del rendimiento entre un SRM y un accionamiento con motor de inducción.....	IV.41
IV.4.6.- Variación del rizado de par en el SRM en función del ángulo de conmutación.....	IV.45
Bibliografía.....	IV.49

Capítulo V APORTACIONES Y CONCLUSIONES.

V.1.- Aportaciones efectuadas.	V.2
V.2.- Conclusiones finales.	V.4
V.3.- Futuras líneas de trabajo.	V.5

Anexos

Anexo 1	Características técnicas de los prototipos de SRM y del motor de inducción comercial.	AI
Anexo 2	Modos de operación del SRM.	AII
Anexo 3	Descripción del equipo de ensayo y prueba para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8.	AIII
Anexo 4	Diseño de los reguladores para SRM.	AIV
Anexo 5	Tarjeta controladora Dspace 1104 e interface Dspace CLP1104.	AV
Anexo 6	Comunicaciones con participación del autor.	AVI

AGRADECIMIENTOS

Esta tesis ha sido posible gracias a multitud de aportaciones.

Especialmente quiero agradecer su apoyo y ayuda a los miembros del Grupo de accionamientos eléctricos en conmutación electrónica (GAECE) que son:

Pere Andrada, por la dirección, asesoramiento y estímulo en el decurso de esta tesis. Por el tiempo robado a su familia en las correcciones y revisiones. Por su tesón y empeño en el trabajo bien hecho.

Balduí Blanqué, ex-alumno, compañero de profesión y de fatigas. Por todas las horas que hemos pasado en el laboratorio compartiendo éxitos y fracasos.

Marcel Torrent, amigo, siempre presente, incluso en las más altas cimas.

Josep Sánchez, por descubrirme “la salsa” de esta vida.

Eusebi Martínez compañero de despacho del que siempre he recibido ayuda sin tener que pedirla.

También quiero agradecer a:

Francesc Castellana, Xavier Escalera, Manuel Liebanas y Joana d’Arc Prat por sus colaboraciones durante la realización de esta tesis.

Oscar Jiménez, Paqui Asensio y Josep Armengol, por las contribuciones realizadas en sus proyectos final de carrera

Los miembros de la Sección de Vilanova i la Geltrú del Departamento d’Enginyeria Elèctrica, compañeros en la tarea docente, por su apoyo diario.

Esta tesis ha sido financiada por el Ministerio de Ciencia y Tecnología (DPI2001-2203) y por fondos Feder.

TITULO TESIS: Contribución al control de motores de reluctancia autoconmutados.

AUTOR: José Ignacio Perat Benavides.

DIRECTOR: Pere Andrada Gascón.

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

CONTENIDO: Aportaciones al control de motores de reluctancia autoconmutados de bajo coste utilizando componentes (analógicos y digitales) y estudio y contrastación experimental de nuevas alternativas de control de par medio de los motores de reluctancia autoconmutados utilizando una plataforma digital.

PALABRAS CLAVE: Motor de reluctancia autoconmutado (SRM), accionamientos electricos, convertidor estático, interruptores de estado sólido, control analógico, control digital, procesador digital de señal (DSP), Matlab, Simulink.

RESUMEN

En esta tesis se hacen contribuciones al control de los motores de reluctancia autoconmutados (switched reluctance motors) de potencias comprendidas entre 0.25 y 10 kW.

En primer lugar, después de una breve introducción histórica, se ubica al motor de reluctancia autoconmutado en el contexto de los accionamientos eléctricos y se analiza su constitución, modelo y principio de funcionamiento. A continuación

se hace una relación de sus ventajas e inconvenientes, de sus principales aplicaciones comerciales así como de sus expectativas futuras.

En segundo lugar, tras un breve repaso sobre el estado del arte del control de los motores de reluctancia autoconmutados se estudian y comparan las distintas estructuras de los convertidores estáticos utilizados en este tipo de accionamientos y se hace una descripción de las distintas alternativas utilizadas para la detección de las corrientes y de la posición rotórica/velocidad. Seguidamente se presentan las distintas estrategias de control que se pueden aplicar, al control de par medio, en los motores de reluctancia autoconmutados y se describen las distintas posibilidades de implementación de las citadas estrategias de control.

En tercer lugar, se presenta un accionamiento para motor de reluctancia autoconmutado de bajo coste que permite regulación de velocidad y de par con ángulos de conmutación constantes. El control de este accionamiento se ha construido mediante componentes discretos analógicos y digitales. Respecto a los sensores se ha utilizado un único sensor de corriente y el sensor de posición/velocidad se ha construido mediante tres optointerruptores y un disco ranurado. Sobre la base de este accionamiento se ha estudiado la influencia de diferentes estrategias de control construidas principalmente por distintos tipos de reguladores (PWM, histéresis, PWM con regulación de corriente) sobre algunos parámetros característicos de funcionamiento del motor como rendimiento y ruido audible.

En cuarto lugar, se presenta una plataforma para el diseño de accionamientos digitales para motores de reluctancia autoconmutados, utilizando como base una placa de control Dspace Ace kit 1104 CLP. Sobre esta plataforma se han desarrollado tres alternativas distintas de control de par medio para SRM a partir de las señales procedentes de tres optointerruptores. La primera consiste un control en línea (online) de los ángulos de inicio y bloqueo de conducción para aplicaciones de velocidad variable, que no requiere del conocimiento de la curvas de magnetización del SRM sino de unos pocos datos del motor. El ángulo de inicio de la conducción se calcula mediante la regla de Bose y el ángulo de bloqueo en base a la teoría del ángulo de bloqueo de Gribble. La segunda alternativa se trata de un control que incluye un bloque optimizador del rendimiento en el cual a partir de los ángulos de inicio y bloqueo de conducción obtenidos con el control antes descrito, se van modificando estos ángulos en línea (online) mediante un algoritmo hasta minimizar la potencia de entrada y por tanto maximizar el rendimiento. En la tercera de las alternativas propuestas se pretende optimizar el rendimiento a partir de una tabla, obtenida experimentalmente, en la que se recogen los ángulos de inicio y de bloqueo de la conducción que minimizan la potencia de entrada del accionamiento para distintas zonas de funcionamiento, con márgenes de velocidad previamente establecidos. Se ha realizado, además, una comparación del rendimiento entre los resultados obtenidos aplicando distintas alternativas de control digital con el que se obtiene con un accionamiento con motor de inducción alimentado con un equipo comercial de control vectorial. Se ha estudiado, también, la influencia de

las distintas alternativas de control digital que optimizan el rendimiento sobre el rizado del par y el ruido audible.

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

ABSTRACT

In this thesis contributions are made to the Electronic Control of the **Switched Reluctance Motors (SRM)** to a given margin of power between 0.25 -10 kW.

Following a brief historical introduction to **SRM's**, the **SRM** is placed in the context of the electric drives, its constitution, its model, and afterward its principles of operation are then analyzed. Following this a relationship between its advantages and drawbacks are then carried out along with its commercial applications and future expectations.

Secondly, after a brief review on the state-of-the-art of **SRM** controls, several structures of power converter used in these types of drives are studied. Then different alternatives to the current and position/speed sensing are described. Subsequently, the different control strategies, likely to be applied to the average torque in **SRM**, are presented as well as the different implementing possibilities to the afore-mentioned control strategies.

Thirdly, a low-cost drive of the **SRM** which permits regulation of speed with constant commutation angles is proposed. The control of this drive has been built by means of analogical and digitally discrete components. With respect to the sensors, a single current sensor has been used and the position/speed sensor has been build by means of three optical-interrupters and a slotted disc. Regarding the basics of this drive, we have studied how some motor parameters such as efficiency and acoustic noise have been influenced by the different strategies of control which were mainly built by different types of regulators (Pulse-Width Modulation **PWM**, Hysteresis, **PWM** with current regulation) with some characteristic parameters focusing on the motor's operation, such as efficiency and acoustic noise.

Fourth, a platform is presented for a design of the digital **SRM** drives by using as a base the Dspace Ace kit 1104 CLP. On this platform, three distinct alternative averaging torque controls have been developed for **SRM** starting from the signals coming from three optical-interrupters. The first alternative consists of an online control of the turn-on and turn-off angles for variable speed applications which does not depend on curves of magnetization but on a few parameters of the motor. The turn-on angle is calculated through Bose's law and the turn-off angle is calculated through Gribble's turn-off angle theory. The second alternative consists of a control that includes a performance turn off optimizer in which starting from the turn-on and turn-off conduction obtained from the aforementioned control modifying itself online by means of an algorithm in order

to minimize input power and maximize performance. The third alternative tries to maximize efficiency from a table, experimentally obtained, which picks up the turn-on and turn-off angles minimizing the drive input power in distinct operational zones with margins of speed pre-established. An efficiency and electrical consumption comparison between the results obtained applying different digital control alternatives and with a commercial vector-controlled induction motor drive of the same size is included. The influence of different digital control alternatives that optimize efficiency on torque ripple and acoustic noise is also studied.

Finally, all the contributions were brought together, final conclusions presented and a summary of future lines of work offered.

OBJETIVOS

El objetivo principal de esta tesis es realizar propuestas que aporten ventajas competitivas al control de motores de reluctancia autoconmutados, en el margen de potencias comprendido entre 0,25 y 10 KW, especialmente en lo que se refiere al coste y la optimización del rendimiento, contrastando su validez mediante ensayos de laboratorio, Para ello:

- Se ha construido un accionamiento para motores de reluctancia autoconmutados de bajo coste con componentes discretos analógicos y digitales y se ha estudiado la influencia de diferentes estrategias de control, constituidas principalmente por distintos tipos de reguladores, sobre algunos parámetros característicos de su funcionamiento como el rendimiento y el ruido audible.
- Se ha construido una plataforma digital sobre la que se han implementado distintas alternativas originales de control de par medio con ángulos de conmutación variables con el fin de optimizar el rendimiento.
- Se han construido distintos bancos de ensayo para validar las diferentes propuestas de control efectuadas.

NOTA: A lo largo de la tesis utilizaremos el acrónimo **SRM** (**S**witched **R**eluctance **M**otor) para referirnos al Motor de reluctancia autoconmutado.

ESTRUCTURA

Para cumplir con estos objetivos, se estructura la tesis en 5 capítulos y en 6 anexos.

En el **capítulo I** se hace una breve introducción histórica del SRM y se le ubica en el contexto de los accionamientos eléctricos. Se analiza su constitución, modelo y principio de funcionamiento. Seguidamente se hace una relación de sus ventajas e inconvenientes así como de sus principales aplicaciones comerciales. El capítulo finaliza con unas consideraciones sobre sus expectativas futuras.

En el **capítulo II**, se trata, en primer lugar, el estado del arte del control del SRM. A continuación se estudian y comparan las distintas estructuras de los convertidores estáticos utilizados en este tipo de accionamientos y se hace una descripción de las distintas alternativas utilizadas para la detección de las corrientes y de la posición rotórica/velocidad en el SRM. Seguidamente se presentan las distintas estrategias de control que se pueden aplicar al control de par medio en el SRM y se acaba con las distintas posibilidades de implementación de las estrategias de control anteriormente planteadas.

En el **capítulo III**, se describe un accionamiento para SRM de bajo coste que permite regulación de velocidad y de par con ángulos de conmutación

constantes. El control de este accionamiento se ha construido mediante componentes discretos analógicos y digitales. Respecto a los sensores se ha utilizado un único sensor de corriente y el sensor de posición/velocidad se ha construido mediante tres optointerruptores y un disco ranurado. En base a este accionamiento se ha estudiado la influencia de diferentes estrategias de control construidas principalmente por distintos tipos de reguladores (PWM, histéresis, PWM con regulación de corriente) sobre algunos parámetros característicos de funcionamiento del SRM, estructura 6/4 y 12/8, como rendimiento y ruido audible.

En el **capítulo IV**, se presenta una plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM utilizando como base una placa de control Dspace Ace kit 1104 CLP. Sobre esta plataforma se han considerado tres alternativas distintas de control de par medio para SRM a partir de las señales procedentes de tres optointerruptores. En primer lugar un control en línea (online) de los ángulos de inicio y bloqueo de conducción para aplicaciones de velocidad variable, que no requiere del conocimiento de la curvas de magnetización del SRM sino de unos pocos datos del motor. El ángulo de inicio de la conducción se calcula mediante la regla de Bose y el ángulo de bloqueo en base a la teoría del ángulo de bloqueo de Gribble. En segundo lugar un control que incluye un bloque optimizador del rendimiento en el cual a partir de los ángulos de inicio y bloqueo de conducción obtenidos con el control antes descrito, se van modificando estos ángulos en línea (online) mediante un algoritmo, hasta minimizar la potencia de entrada y por tanto maximizar el rendimiento. En tercer lugar un control de par medio que pretende optimizar el rendimiento a partir de una tabla, obtenida experimentalmente, en la que se recogen los ángulos de inicio y de bloqueo de la conducción que minimizan la potencia de entrada del accionamiento para distintas zonas de funcionamiento con márgenes de velocidad previamente establecidos. Se ha realizado, también, una comparación del rendimiento entre los resultados obtenidos aplicando distintas alternativas de control digital con el que se obtiene con un accionamiento con motor de inducción alimentado con un equipo comercial de control vectorial de las mismas características que el SRM estructura 6/4. Finalmente se ha estudiado la influencia de las distintas alternativas de control digital que optimizan el rendimiento sobre el rizado del par y el ruido.

En el **capítulo V** se presentan las aportaciones efectuadas y las conclusiones finales de esta tesis.

En el **anexo I** se muestran las características técnicas de los dos prototipos de SRM y del motor de inducción comercial utilizados para la realización de los ensayos y pruebas. En el **anexo II** se presentan los diferentes modos de operación del SRM. En el **anexo III** se describen los distintos equipo de ensayo y prueba utilizados para las validación experimental de diferentes controles propuestos. En el **anexo IV** se estudian los aspectos a considerar en el diseño de los reguladores para SRM. En el **anexo V** se presentan las principales características de la tarjeta controladora Dspace 1104 y del interface Dspace CLP1104. Para finalizar, en el **anexo VI** se incluye un listado de las diferentes comunicaciones relacionadas con el SRM con participación del autor.

NOMENCLATURA Y SIMBOLOS

AC	Corriente alterna.
al	Alineamiento.
B	Coeficiente de rozamiento viscoso del motor.
B_l	Coeficiente de rozamiento viscoso de la carga.
B_t	Coeficiente de rozamiento viscoso total.
C	Rigidez torsional.
C_C	Rigidez torsional acoplamiento.
C_{CT}	Rigidez torsional del acoplamiento del transductor de par.
C_{dti}	Caída de tensión en los interruptores de estado sólido.
C_T	Rigidez torsional del transductor de par.
D	Ciclo de trabajo.
DC	Corriente continua.
e	f.e.m. inducida.
f	Frecuencia de conmutación de las fases.
f_c	Frecuencia de la señal portadora en el control PWM.
f_n	Frecuencia natural del banco de pruebas.
G	Función de transferencia.
G_c	Función de transferencia del convertidor de potencia.
G_{IV}	Función de transferencia (lazo cerrado) de la corriente respecto a la tensión en el SRM.
G_{ic}	Función de transferencia del control de corriente en lazo cerrado.
G_{sc}	Función de transferencia del control de velocidad en lazo cerrado.
G_{ol}	Función de transferencia (lazo cerrado) de la velocidad respecto la corriente en el SRM.
$G(\theta)$	Función de ajuste.
his	Control de histéresis.
I	Corriente eficaz.
I_{DC}	Corriente en la salida del rectificador de potencia.
$I_{fase\ Hist}$	Corriente de fase con control de histéresis.
$I_{fase\ PWM12conR}$	Corriente de fase con control PWM ($f_c=12kHz$) con realimentación de corriente.
$I_{fase\ PWM3conR}$	Corriente de fase con control PWM ($f_c=3kHz$) con realimentación de corriente.
$I_{fase\ PWM12sinR}$	Corriente de fase con control PWM ($f_c=12kHz$) sin realimentación de corriente.
$I_{fase\ PWM3sinR}$	Corriente de fase con control PWM ($f_c=3kHz$) sin realimentación de corriente.
I_{MAX}	Corriente máxima de funcionamiento del motor.

I_{REF}	Referencia de corriente.
I_{SRM}	Corriente real que circula por las fases del motor.
i	Corriente instantánea.
J	Momento de inercia.
K	Constante.
k	Número entero (denominado multiplicidad).
k_b	Constante de f.e.m.
k_c	Tensión aplicada al convertidor respecto a la tensión máxima.
K_i	Constante proporcional en el regulador de corriente.
K_s	Constante proporcional en el regulador de velocidad.
L	Inductancia.
L_{al}	Inductancia en la posición alineada.
L_{AM}	Nivel sonoro medio.
L_{max}	Inductancia máxima.
L_{min}	Inductancia mínima.
L_{na}	Inductancia en la posición no alineada.
\mathbf{l}	$dL / d\theta$.
M	Par.
M_{AV}	Par medio.
M_L	Par resistente en la carga.
M_{ph}	Par en una fase.
m	Número de fases.
mcm	Mínimo común múltiplo.
N	Velocidad en r.p.m.
N_{pasos}	Número de Pasos por revolución del motor.
N_r	Número de polos del rotor.
N_s	Número de polos del estator.
n	Velocidad en rps.
na	No alineada.
o	Subíndice, variables de estado en las entradas de un sistema.
P	Potencia.
PWM	Modulación de anchura de pulso "Pulse width modulation".
pu	Control de pulso único.
R	Resistencia de fase.

R_a	Recíproco L_{al} .
REF	Subíndice, Valor de referencia.
R_{eq}	Resistencia equivalente.
R_p	Rizado de par.
R_u	Recíproco L_{na} .
R_{ua}	$R_u - R_a$.
S	Número de sensores.
SRM	Motor de reluctancia autoconmutado "Switched reluctance motor"
T	Período.
t	Tiempo.
T_{amb}	Temperatura ambiente.
V	Tensión de alimentación.
v	Caída de tensión en la resistencia de fase.
V_{DC}	Tensión en el bus de continua.
W	Energía.
W'	Coenergía.
X	Constante.
α	R_a/R_{ua} .
β_r	Arco polar rotórico.
β_s	Arco polar estático.
δ	Subíndice, variables en pequeña señal.
ΔI	Rizado de la corriente de fase.
ΔT	Incremento de temperatura.
ε	Angulo de paso.
ξ	Factor de amortiguamiento.
η	Rendimiento.
η_{Hist}	Rendimiento con control de Histéresis.
$\eta_{PWM12conR}$	Rendimiento con control PWM ($f_c=12kHz$) con realimentación de corriente.
$\eta_{PWM3conR}$	Rendimiento con control PWM ($f_c=3kHz$) con realimentación de corriente.
$\eta_{PWM12sinR}$	Rendimiento con control PWM ($f_c=12kHz$) sin realimentación de corriente.
$\eta_{PWM3sinR}$	Rendimiento con control PWM ($f_c=3kHz$) sin realimentación de corriente.
θ	Angulo de posición rotórica.
θ_{al}	Posición alineada.

θ_c	Final de conducción de los interruptores controlados.
θ_D	Ángulo de conducción de los interruptores controlados.
θ_{desfase}	Ángulo de desfase de la pos. de los sensores (respecto pos. Rotor).
θ_{diente}	Ángulo de los dientes (disco posición).
θ_0	Inicio de conducción de los interruptores controlados.
θ_{ON}	Ángulo de inicio a la conducción que fijan los bloques de control.
θ_{OFF}	Ángulo de final de conducción que fijan los bloques de control.
θ_m	Ángulo donde el polo estático se comienza a solapar con el estático.
$\theta_{\text{min-ran}}$	Ángulo mínimo ranura.
θ_{nal}	Posición no alineada.
θ_{paso}	Ángulo de paso.
θ_q	Ángulo de final de conducción de los diodos.
θ_{ranura}	Ángulo de la ranura (disco posición).
θ_{res}	Ángulo resolución.
θ_T	Ángulo de conducción de los diodos.
ρ	Caída de tensión en la resistencia de fase respecto tensión de alimentación.
τ_e	Constante de tiempo eléctrico.
τ_C	Constante de tiempo del convertidor.
τ_m	Constante de tiempo mecánico del SRM.
τ_r	Paso polar rotórico.
τ_S	Constante integral del regulador de velocidad.
ϕ	Flujo.
ψ	Flujo concatenado.
ψ_{al}	Flujo concatenado en la posición alineada.
ψ_C	Flujo concatenado en la posición θ_c .
ψ_{nal}	Flujo concatenado en la posición no alineada.
ψ_0	Flujo concatenado en la posición θ_0 .
ω	Velocidad en rad/s.
ω_b	Velocidad base.
ω_c	Velocidad en la que el SRM deja de funcionar a potencia constante.
ω_n	Frecuencia natural de oscilación.
ω_{REF}	Velocidad de referencia.

LISTA DE FIGURAS

Figura	Descripción	Pág.
Figura I.2.1	Clasificación de los accionamientos eléctricos potencia entre 0,25 y 10 kW.	I.3
Figura I.3.1	Estructuras electromagnéticas del SRM.	I.4
Figura I.3.2	Constitución de un accionamiento SRM.	I.5
Figura I.3.3	Conmutación de las fases del motor en función de la posición del rotor.	I.6
Figura I.3.4	Evolución de las inductancias en las tres fases del motor, aproximadas por tramos lineales, en función de la posición del rotor, $L(\theta)$.	I.7
Figura I.3.5	Formas de onda de la corriente de fase con control a pulso único.	I.8
Figura I.4.1	Curvas de magnetización de un SRM.	I.10
Figura I.4.2	Análisis utilizando elementos finitos, SRM 6/4.	I.11
Figura I.4.3	Ciclo de energía de un SRM.	I.11
Figura I.4.4	Par motor y generador en el SRM.	I.12
Figura I.5.1	Forma de onda de la corriente durante el ángulo de conducción θ_D .	I.13
Figura I.5.2	Característica par-velocidad en el SRM.	I.14
Figura II.1.2.1	Esquema de bloques del control en lazo abierto del par medio de un SRM.	II.4
Figura II.1.2.2	Esquema de bloques del control en lazo cerrado del par medio de un SRM.	II.4
Figura II.1.3.1	Esquema de bloques del control directo de par instantáneo en lazo cerrado de un SRM.	II.5
Figura II.1.3.2	Característica $M(i, \theta)$ y $M(i, \psi)$ en un SRM.	II.6
Figura II.1.3.3	Esquema de bloques del estimador de par, en un control directo de par instantáneo en lazo cerrado, de un SRM.	II.7
Figura II.1.4.1	Clasificación de los métodos de control del SRM sin sensores de posición.	II.8
Figura II.1.5.1	Aspectos a considerar en el diseño de las diferentes partes que constituyen un SRM.	II.9
Figura II.2.1.1	Circuito de una fase del convertidor con un interruptor, dos interruptores y bifilar.	II.11
Figura II.2.1.2	Circuito de disparo, ayuda a la conducción y protección del interruptor.	II.12
Figura II.2.1.3	Circuito de magnetización y desmagnetización en un convertidor con un interruptor por fase.	II.12
Figura II.2.1.4	Estructura del convertidor unipolar para un SRM de 3 fases.	II.13
Figura II.2.1.5	Circuito de magnetización y desmagnetización en un convertidor con dos interruptores por fase.	II.14
Figura II.2.1.6	Circuito de magnetización y desmagnetización en un convertidor con una bobina auxiliar (bifilar).	II.14
Figura II.2.1.7	Estructura del convertidor bifilar para un SRM de 3 fases.	II.15

Figura	Descripción	Pág.
Figura II.3.1.8	Estructura del convertidor bipolar para SRM.	II.15
Figura II.3.1.9	Estructura del convertidor trifásico (inversor) utilizado en los equipos de regulación y control de los motor asíncronos.	II.16
Figura II.2.3.1	Estructura del convertidor clásico, para SRM's trifásicos.	II.17
Figura II.2.4.1	Convertidor asimétrico II	II.19
Figura II.2.5.1	Convertidor con un interruptor de estado sólido compartido.	II.20
Figura II.2.6.1	Convertidor con toma intermedia DC o convertidor Oulton.	II.21
Figura II.2.7.1	Convertidor bifilar.	II.23
Figura II.2.8.1	Convertidor C-dump.	II.24
Figura II.2.9.1	Convertidor R-dump.	II.26
Figura II.2.10.1	Convertidor resonante.	II.27
Figura II.3.1.1	Captador de corriente.	II.30
Figura II.3.2.1	Disposición de los optointerruptores respecto del disco rasurado acoplado al motor.	II.31
Figura II.3.3.1	Constitución de un encoder incremental.	II.33
Figura II.3.3.2	Disco óptico de un encoder absoluto con código binario o Gray.	II.34
Figura II.3.3.3	Resover.	II.35
Figura II.4.2.1	Control pulso unico.	II.37
Figura II.4.3.1	Control PWM.	II.40
Figura II.4.3.2	Formas de onda en una fase del SRM con control PWM.	II.41
Figura II.4.4.1	Control de histéresis.	II.43
Figura II.4.4.2	Formas de onda en una fase del SRM con control de Histéresis.	II.44
Figura II.4.3.3	Control PWM con realimentación de corriente.	II.44
Figura II.4.5.1	Control de corriente(control de histéresis): Formas de onda de inductancia, corriente y tensión con definición de los ángulos de disparo.	II.45
Figura II.4.5.2	Formas de onda de la inductancia y la corriente respecto al ángulo de disparo	II.46
Figura II.5.2.1	Esquema de bloques del control de un motor SRM utilizando componentes analógicos-digitales.	II.52
Figura II.5.3.1	Driver's de control del convertidor de potencia.	II.53
Figura II.5.3.2	Módulo de potencia FCAS50SN60.	II.53
Figura II.5.3.3	Circuito integrado LMB1008.	II.54
Figura II.5.3.4	Circuito integrado MC33035.	II.54
Figura II.5.4.1	Esquema de bloques del control de un motor SRM utilizando un microcontrolador.	II.55

Figura	Descripción	Pág.
Figura II.5.4.2	Esquema de bloques de la DSP TMS320F240.	II.57
Figura II.5.4.3	Esquema de bloques del control de un SRM utilizando una DSP+ EPROM.	II.58
Figura II.5.4.4	Esquema de bloques del control de un SRM utilizando una DSP+FPGA.	II.58
Figura III.1.1	Estructura general del accionamiento SRM.	III.2
Figura III.2.1.1	Circuito de potencia del SRM	III.4
Figura III.2.3.1	Esquema de bloques del captador de velocidad.	III.5
Figura III.2.3.2	Circuito multiplicador de frecuencia (Captador de velocidad).	III.6
Figura III.2.3.3	Convertidor frecuencia-tensión (Captador de velocidad).	III.6
Figura III.2.4.1	Captador de corriente.	III.7
Figura III.2.5.1	Esquema de bloques del control de corriente en lazo cerrado.	III.7
Figura III.2.5.2	Esquema de bloques del regulador de Histéresis.	III.7
Figura III.2.5.3	Circuito electrónico adoptado en el regulador de histéresis.	III.8
Figura III.2.5.4	Esquema de bloques del regulador PWM con realimentación de corriente.	III.8
Figura III.2.5.5	Circuito electrónico adoptado en el regulador PWM con realimentación de corriente.	III.9
Figura III.2.6.1	Esquema de bloques del control de tensión.	III.9
Figura III.2.6.2	Circuito electrónico adoptado en el regulador PWM.	III.10
Figura III.2.7.1	Circuito electrónico de protección de corriente (limitador) en el accionamiento.	III.11
Figura III.2.8.1	Esquema de bloques del control de velocidad.	III.11
Figura III.2.8.2	Circuito electrónico control de velocidad. A) Temporizador lineal B) Regulador PI	III.12
Figura III.2.9.1	Circuito electrónico de lógica y control de los interruptores de estado sólido.	III.14
Figura III.2.10.1	Circuito de disparo de una fase del SRM.	III.14
Figura III.2.10.2	Circuito electrónico de ayuda a la conducción y protección del interruptor.	III.15
Figura III.3.2.1	Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 y 12/8 aplicando un control con pulso único.	III.16
Figura III.3.2.2	Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 y 12/8 aplicando un control de Histéresis.	III.16
Figura III.3.2.3	Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 y 12/8 aplicando un control PWM, con realimentación de corriente con una frecuencia de la señal portadora de 12 kHz.	III.16
Figura III.3.2.4	Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 y 12/8 aplicando un control PWM, con una frecuencia de la señal portadora de 12 kHz.	III.16
Figura III.3.3.1	Característica par-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8.	III.18

Figura	Descripción	Pág.
Figura III.3.4.1	Característica Ifase-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 cuando se aplica un par de 0,6 Nm.	III.19
Figura III.3.4.2	Característica Ifase-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 cuando se aplica un par de 1,64 Nm.	III.20
Figura III.3.4.3	Característica Ifase-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 cuando se aplica un par de 2,75 Nm.	III.21
Figura III.3.5.1	Característica rendimiento-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 cuando se aplica un par de 0,6 Nm.	III.23
Figura III.3.5.2	Característica rendimiento-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 cuando se aplica un par de 1,64 Nm.	III.24
Figura III.3.5.3	Característica rendimiento-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 cuando se aplica un par de 2,75 Nm.	III.25
Figura III.3.5.1	Respuesta de velocidad frente a variaciones escalonadas de la señal de consigna en los prototipos de SRM 6/4 y 12/8, bajo unas especificadas condiciones de carga.	III.26
Figura III.3.7.1	Transitorio de arranque en carga, 0,6 Nm, con una consigna de velocidad de 1000 min ⁻¹ para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8.	III.27
Figura III.3.7.2	Respuesta del accionamiento ante una variación brusca de la carga (0,6 Nm), con una consigna de velocidad de 1000 min ⁻¹ para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8.	III.28
Figura III.3.8.1	Nivel de presión sonora, L _{AM} (dB-A), en función de la velocidad.	III.29
Figura IV.1.1	Diagrama de bloques de una plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM.	IV.2
Figura IV.2.3.1	Señales lógicas obtenidas de los sensores de posición respecto a la inductancia de una fase, en un SRM 6/4.	IV.4
Figura IV.2.4.1	Disposición de los sensores de corriente en el convertidor estático.	IV.5
Figura IV.2.5.1	Interface de acondicionamiento y adaptación de las señales digitales de salida. (Interface board Dspace-Driver).	IV.6
Figura IV.2.5.2	Interface de acondicionamiento y adaptación de las señales digitales de entrada (optointerruptores-Interface board Dspace).	IV.6
Figura IV.2.5.3	Interface de acondicionamiento y adaptación de las señales analógicas de entrada (sensor de corriente-Interface board Dspace).	IV.7
Figura IV.2.6.1	Driver de disparo del SRM (Salida digital interface-Convertidor).	IV.8
Figura IV.3.2.1	Diagrama de bloques del control digital del SRM por pulso único.	IV.10
Figura IV.3.2.2	Circuito lógico y señales lógicas correspondientes al mismo para un SRM 6/4 en un modo de funcionamiento normal.	IV.10
Figura IV.3.2.3	Circuito (Matlab-Simulink) que permite obtener la velocidad y el tiempo que tarda el SRM 6/4 en recorrer un grado.	IV.11
Figura IV.3.2.4	Bloque defasador mediante Matlab-Simulink.	IV.12

Figura	Descripción	Pág.
Figura IV.3.2.5	Bloque defasador “Start delay” mediante Matlab-Simulink.	IV.12
Figura IV.3.2.6	Bloque defasador “End delay” mediante Matlab-Simulink.	IV.13
Figura IV.3.2.7	Señal lógica de entrada fase A en funcionamiento normal (Pulse IN) y señales lógicas del generador de secuencia para una fase del SRM con ángulos de conducción variables.	IV.14
Figura IV.3.3.1.1	Diagrama de bloques del control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis), con ángulos de conmutación constantes.	IV.15
Figura IV.3.3.1.2	Programa (Matlab-Simulink) del bloque controlador de velocidad en un control digital de un SRM 6/4.	IV.15
Figura IV.3.3.1.3	Programa (Matlab-Simulink) del bloque regulador de corriente (Histéresis) en un control digital de un SRM 6/4.	IV.16
Figura IV.3.3.1.4	Programa (Matlab-Simulink) del bloque regulador de corriente (Histéresis) en un control digital de un SRM 6/4.	IV.16
Figura IV.3.3.2.1	Diagrama de bloques del control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis), con calculador de ángulo de disparo y bloqueo.	IV.17
Figura IV.3.3.2.2	Diagrama de bloques en Matlab-Simulink del calculador de ángulo de disparo.	IV.18
Figura IV.3.3.3.1	Diagrama de bloques del control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis), con algoritmo optimizador de rendimiento.	IV.18
Figura IV.3.3.3.2	Diagrama de bloques en Matlab-Simulink del bloque con el algoritmo de optimización de rendimiento.	IV.19
Figura IV.3.3.3.3	Diagrama de flujo del algoritmo optimizador de rendimiento.	IV.20
Figura IV.3.3.3.4	Algoritmo de optimización de rendimiento utilizando stateflow.	IV.21
Figura IV.3.3.4.1	Diagrama de bloques del control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis), con tabla optimizadora de rendimiento.	IV.21
Figura IV.3.3.4.2	Representa gráfica Par-Velocidad-Ángulo de los interruptores de potencia del convertidor.	IV.23
Figura IV.3.3.4.3	Diagrama de bloques en Matlab-Simulink de la tabla optimizadora de rendimiento, en función de la potencia absorbida en la entrada del convertidor clásico y de la velocidad, que calcula el ángulo θ_{ON} .	IV.24
Figura IV.3.3.4.4	Diagrama de bloques en Matlab-Simulink de la tabla optimizadora de rendimiento, en función de la potencia absorbida en la entrada del convertidor clásico y de la velocidad, que calcula el ángulo θ_{OFF} .	IV.25
Figura IV.3.4.1	Diagrama de bloques del control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y sin realimentación de corriente, con ángulos de conmutación constantes.	IV.26

Figura	Descripción	Pág.
Figura IV.3.4.2	Regulador PWM utilizando el subsistema esclavo de la DSP TMS320F240.	IV.26
Figura IV.3.4.3	Bloque limitador de corriente.	IV.27
Figura IV.4.2.1	Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 aplicando un control con pulso único.	IV.28
Figura IV.4.2.2	Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 y 12/8 aplicando un control de histéresis.	IV.28
Figura IV.4.2.3	Respuesta de velocidad frente a variaciones escalonadas de la señal de consigna en el prototipo de SRM 6/4 y 12/8, bajo unas especificadas condiciones de carga.	IV.29
Figura IV.4.2.4	Transitorio de cambio brusco de carga (de vacío a par nominal 2,4 Nm), velocidad de consigna 2000 rpm.	IV.30
Figura IV.4.2.6	Rendimiento de un SRM 6/4 en función de la velocidad trabajando el motor en diferentes condiciones de carga y siendo los ángulos de inicio y final de conducción de 2° y 32°.	IV.31
Figura IV.4.3.1	Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 aplicando un control de histéresis con ángulos de conmutación variables (Bose-Gribble).	IV.32
Figura IV.4.3.2	Comparación del ángulo de inicio a la conducción en función de la velocidad, para diferentes cargas, calculado mediante las reglas de Bose y Gribble.	IV.32
Figura IV.4.3.3	Comparación del ángulo de bloqueo en función de la velocidad, para diferentes cargas, calculado mediante las reglas de Bose y Gribble.	IV.33
Figura IV.4.3.4	Comparación del ángulo de conducción en función de la velocidad, para diferentes cargas, calculado mediante las reglas de Bose y Gribble.	IV.33
Figura IV.4.3.5	Formas de onda del par y de la corriente de fase en el SRM 6/4, aplicando un control de histéresis con ángulos de conmutación variables (Bose-Gribble). Par medio 2,4 Nm, velocidad de consigna 750 rpm (ángulo de conducción de 30,1 °).	IV.34
Figura IV.4.3.6	Rendimiento en función de la velocidad para diferentes cargas calculado mediante las reglas de Bose y Gribble.	IV.34
Figura IV.4.3.7	Respuesta de velocidad frente a variaciones escalonadas de la señal de consigna en el prototipo de SRM 6/4, aplicando un control de histéresis con ángulos de conmutación variables (Bose-Gribble) y a un cuarto de carga.	IV.35
Figura IV.4.3.8	Transitorio de cambio brusco de carga, de vacío a par nominal 2,4 Nm, velocidad de consigna 750 rpm en el prototipo de SRM 6/4, aplicando un control de histéresis con ángulos de conmutación variables (Bose-Gribble).	IV.35

Figura	Descripción	Pág.
Figura IV.4.3.9	Transitorio de pérdida brusca de carga, de par nominal 2,4 Nm a vacío, velocidad de consigna 750 rpm en el prototipo de SRM 6/4, aplicando un control de histéresis con ángulos de conmutación variables (Bose-Gribble).	IV.36
Figura IV.4.4.1	Valores obtenidos en el funcionamiento del bloque optimizador de rendimiento cuando el motor trabaja a media carga (1,2 Nm) y una velocidad de 1000 rpm.	IV.37
Figura IV.4.4.2	Valores obtenidos en el funcionamiento del bloque optimizador de rendimiento cuando el motor trabaja a plena carga (2,4 Nm) y una velocidad de 2000 rpm.	IV.38
Figura IV.4.4.3	Comparación del ángulo de inicio a la conducción en función de la velocidad, para diferentes cargas, calculado mediante tablas que optimizan el rendimiento.	IV.39
Figura IV.4.4.4	Comparación del ángulo de bloqueo en función de la velocidad, para diferentes cargas, calculado mediante tablas que optimizan el rendimiento.	IV.39
Figura IV.4.4.5	Comparación del ángulo de conducción en función de la velocidad, para diferentes cargas, calculado mediante tablas que optimizan el rendimiento.	IV.40
Figura IV.4.4.6	Respuesta de velocidad frente a variaciones escalonadas de la señal de consigna en el prototipo de SRM 6/4, aplicando un control de histéresis con ángulos de conmutación variables, utilizando la tabla que optimiza el rendimiento y a un cuarto de carga.	IV.40
Figura IV.4.5.1	Rendimiento del SRM6/4 en función de la carga para una velocidad de 3000 rpm. Comparación de los resultados obtenidos aplicando diferentes estrategias de control.	IV.41
Figura IV.4.5.2	Rendimiento del SRM6/4 en función de la carga para una velocidad de 2000 rpm. Comparación de los resultados obtenidos aplicando diferentes estrategias de control.	IV.42
Figura IV.4.5.3	Rendimiento del SRM6/4 en función de la carga para una velocidad de 1000 rpm. Comparación de los resultados obtenidos aplicando diferentes estrategias de control.	IV.42
Figura IV.4.5.4	Ciclo de trabajo de 60 minutos aplicado al SRM 6/4 y IM.	IV.43
Figura IV.4.5.5	Ciclo de trabajo de 45 minutos aplicado al SRM 6/4 y IM.	IV.44
Figura IV.4.6.1	Formas de onda del par instantáneo y medio. Par medio 1,2 Nm, velocidad de consigna 750 rpm. (ángulo de conducción de 33°).	IV.46
Figura IV.4.6.2	Formas de onda del par instantáneo y medio. Par medio 1,2 Nm, velocidad de consigna 750 rpm. (ángulo de conducción de 36°).	IV.47
Figura IV.4.6.3	Formas de onda del par instantáneo y medio. Par medio 1,2 Nm, velocidad de consigna 750 rpm. El ángulo de conducción se ha calculado mediante las reglas de Bose y Gribble (ángulo de conducción de 31°).	IV.47

Figura	Descripción	Pág.
Figura IV.4.6.4	Formas de onda del par instantáneo y medio. Par medio 1,2 Nm, velocidad de consigna 750 rpm. El ángulo de conducción se ha calculado mediante una tabla con rendimiento optimizado (ángulo de conducción 17°).	IV.48
Figura AI.1	Características técnicas SRM, estructura 6/4	AI.2
Figura AI.2	Características técnicas SRM, estructura 12/8	AI.3
Figura AI.3	Características técnicas motor de inducción comercial.	AI.4
Figura AII.1	Posicionamiento de los optointerruptores y disco rasurado en los SRM 6/4 y 12/8	AII.2
Figura AII.2	Secuencia de conmutación del prototipo SRM 6/4	AII.5
Figura AII.3	Secuencia de conmutación del prototipo SRM 12/8	AII.6
Figura AII.4	Prototipo SRM 6/4. Evolución de las inductancias en las tres fases $L(\theta)$. Señales de conmutación de los sensores ópticos. Secuencia de excitación de las fases del motor para cada uno de los posibles modos de funcionamiento. Considerando sentido de giro horario.	AII.7
Figura AII.5	Prototipo SRM 6/4. Evolución de las inductancias en las tres fases $L(\theta)$. Señales de conmutación de los sensores ópticos. Secuencia de excitación de las fases del motor para cada uno de los posibles modos de funcionamiento. Considerando sentido de giro antihorario.	AII.8
Figura AII.6	Prototipo SRM 12/8. Evolución de las inductancias en las tres fases $L(\theta)$. Señales de conmutación de los sensores ópticos. Secuencia de excitación de las fases del motor para cada uno de los posibles modos de funcionamiento. Considerando sentido de giro horario.	AII.10
Figura AII.7	Prototipo SRM 12/8. Evolución de las inductancias en las tres fases $L(\theta)$. Señales de conmutación de los sensores ópticos. Secuencia de excitación de las fases del motor para cada uno de los posibles modos de funcionamiento. Considerando sentido de giro antihorario.	AII.11
Figura AIII.1	Esquema de bloques y fotografía del banco de pruebas construido con un motor SRM (estructura 6/4 y 12/8) y una máquina de corriente continua funcionando como generador (carga)	AIII.2
Figura AIII.2	Equipo de ensayo y prueba utilizando el accionamiento de bajo coste para motores de reluctancia trifásicos, con estructura 6/4 y 12/8, que permite regulación de velocidad y de par con ángulos de conmutación constantes.	AIII.3
Figura AIII.3	Esquema de bloques y fotografía del banco de pruebas construido con un motor SRM (estructura 6/4 y 12/8), el transductor de par y como carga una máquina de corriente continua trabajando como generador.	AIII.4

Figura	Descripción	Pág.
Figura AIII.4	Equipo de ensayo y prueba utilizado en la plataforma para el diseño de accionamiento digitales para SRM (placa de control Dspace Ace kit 1104 CLP). Utilizando como carga una máquina de corriente continua.	AIII.5
Figura AIII.5	Esquema de bloques y fotografía del banco de pruebas construido con un motor SRM (estructura 6/4 y 12/8), el transductor de par y como carga una máquina síncrona de imanes permanentes con rotor de disco trabajando como generador.	AIII.6
Figura AIII.6	Equipo de ensayo y prueba utilizado en la plataforma para el diseño de accionamiento digitales para SRM (placa de control Dspace Ace kit 1104 CLP). Utilizando como carga un generador síncrono.	AIII.7
Figura AIII.7	Esquema de bloques y fotografía del banco de pruebas construido con un motor SRM (estructura 6/4 y 12/8) y un freno de histéresis programable.	AIII.8
Figura AIII.8	Equipo de ensayo y prueba utilizado en la plataforma para el diseño de accionamiento digitales para SRM (placa de control Dspace Ace kit 1104 CLP). Utilizando como carga un freno de histéresis.	AIII.9
Figura AIII.9	Fotografía del banco de pruebas construido con un motor de inducción comercial (control vectorial) y un freno de histéresis programable.	AIII.9
Figura AIII.10	Placas de los circuitos de control del accionamiento de bajo coste para motores de reluctancia trifásicos con estructuras 6/4 y 12/8 que permite regulación de velocidad y de par con ángulos de conmutación constantes.	AIII.11
Figura AIII.11	Placa del circuito de control del accionamiento de bajo coste para motores de reluctancia trifásicos con estructuras 6/4 y 12/8 que permite regulación de velocidad y de par con ángulos de conmutación constantes.	AIII.12
Figura AIII.12	Placa del circuito de potencia de la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM que permite aplicar distintas alternativas de control del par medio.	AIII.12
Figura AIII.13	Placas de los circuitos de control de la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM que permite aplicar distintas alternativas de control del par medio.	AIII.13
Figura AIV.1	Diagrama de bloques del SRM. Modelo lineal.	AIV.4
Figura AIV.2	Diagrama de bloques del control del SRM.	AIV.4

Figura	Descripción	Pág.
Figura AIV.3	Diagrama de bloques del control de corriente en lazo cerrado.	AIV.6
Figura AIV.4	Diagrama de bloques del control de velocidad en lazo cerrado.	AIV.7
Figura AV.1.1	Tarjeta controladora Dspace 1104.	AV.2
Figura AV.1.2	Esquema de bloques de la tarjeta controladora Dspace 1104.	AV.2
Figura AV.2.1	Interface board Dspace 1104 CLP	AV.3

LISTA DE TABLAS

Tabla	Descripción	Pág.
Tabla II.2.2.1	Clasificación de los convertidores estáticos para SRM.	II.17
Tabla II.2.3.1	Estados de funcionamiento de un convertidor clásico.	II.18
Tabla II.2.4.1	Estados de funcionamiento del convertidor asimétrico II.	II.19
Tabla II.2.5.1	Estados de funcionamiento del convertidor con un interruptor de estado sólido compartido.	II.20
Tabla II.2.6.1	Estados de funcionamiento del convertidor con toma intermedia DC.	II.22
Tabla II.2.7.1	Estados de funcionamiento del convertidor bipolar.	II.23
Tabla II.2.8.1	Estados de funcionamiento del convertidor C-dump.	II.25
Tabla II.2.9.1	Estados de funcionamiento del convertidor con resistencia de almacenamiento.	II.26
Tabla II.2.10.1	Estados de funcionamiento del convertidor Resonante.	II.28
Tabla II.2.11.1	Comparación entre las diferentes topologías de los convertidores para SRM.	II.29
Tabla II.4.1.1	Estrategias de control en el SRM.	II.36
Tabla II.4.2.1	Paso polar y ángulo máximo de conducción de los interruptores en los motores SRM 6/4 y 12/8.	II.39
Tabla II.4.2.2	Relación entre el tiempo $\theta_D - \rho$.	II.40
Tabla II.4.3.1	Relación entre el tiempo $\theta_D - \rho - D$ (control PWM).	II.42
Tabla II.5.4.1	Características tecnológicas empleadas para implementar las estrategias de control en los SRM.	II.59
Tabla III.2.1.1	Características de los dispositivos de potencia utilizados en la construcción del convertidor clásico.	III.4
Tabla III.2.9.1	Entradas de información en la EPROM.	III.13
Tabla III.2.9.2	Salidas de información en la EPROM.	III.13
Tabla IV.3.2.1	Error del ángulo de disparo y bloqueo en función de la velocidad del SRM y del tiempo de muestreo (sample time) de la placa de control Dspace DS1104.	IV.13
Tabla IV.3.3.4.1	Ángulo de inicio y final de la conducción en función de la potencia absorbida en la entrada del convertidor clásico y de la velocidad.	IV.22
Tabla IV.4.5.1	Comparación entre la energía consumida en un SRM y un IM., en un ciclo de una hora.	IV.45
Tabla IV.4.5.2	Comparación entre la energía consumida en un SRM y un IM., en un ciclo de 45 minutos.	IV.45
Tabla AII.1	Requerimientos de los sensores y disco rasurado para los SRM 6/4 y 12/8.	AII.2
Tabla AII.2	Lógica de control (programada en la EPROM) en función de la información de los optointerruptores y del modo de funcionamiento para el prototipo de SRM 6/4.	AII.9
Tabla AII.3	Lógica de control (programada en la EPROM) en función de la información de los optointerruptores y del modo de funcionamiento para el prototipo de SRM 12/8.	AII.12

Tabla	Descripción	Pág.
Tabla AIII.1	Momentos de inercia del equipo de ensayo y prueba utilizado en el control digital de SRM (Banco de pruebas N° 2).	AIII.4
Tabla AIII.2	Rigidez torsional de los acoplamientos y del transductor utilizados en el equipo de ensayo y prueba utilizado en el control digital de los SRM (Banco de pruebas N° 2).	AIII.4
Tabla AIII.3	Momentos de inercia del equipo de ensayo y prueba utilizado en el control digital de SRM (Banco de pruebas N° 3).	AIII.6
Tabla AIII.4	Rigidez torsional de los acoplamientos y del transductor utilizados en el equipo de ensayo y prueba utilizado en el control digital de los SRM (Banco de pruebas N° 3).	AIII.6
Tabla AIV.1	Simplificaciones en el modelo de pequeña señal	AIV.3

I.- INTRODUCCIÓN.

I.1.- Desarrollo histórico.

I.2.- El SRM en el contexto de accionamientos eléctricos.

I.3.- Constitución y principio de funcionamiento del SRM.

I.4.- Modelo del SRM.

I.5.- Característica par-velocidad en los SRM.

I.6.- Aplicaciones del SRM.

I.6.1.- Ventajas e inconvenientes del SRM.

I.6.2.- Principales aplicaciones comerciales del SRM

I.6.3.- Expectativas futuras del SRM.

Bibliografía

I.1.- Desarrollo histórico.

El primer motor de reluctancia del que se tiene certeza documental fue diseñado por Robert Davidson, en 1838, y cuatro años más tarde, Davidson, utilizó un motor de reluctancia para impulsar una locomotora en la línea férrea que unía Glasgow y Edimburgo. La autonomía de las baterías solamente permitió un recorrido de 2 km (el vehículo con motor y baterías pesaba 5 Tm y se apoyaba sobre dos ejes de dos ruedas). Posteriormente, en 1851, Charles Grafton Page construyó otro motor de reluctancia para aplicaciones de tracción que resultó un fracaso [CAS 99]. Las limitadas prestaciones de estos motores, fundamentalmente debidas a que la conmutación de las bobinas que constituían las fases del motor se realizaba de forma manual y el rápido desarrollo, en la segunda mitad del siglo XIX, de los motores de corriente continua hicieron que este tipo de motores se perdiera pronto en el olvido [MIL01].

Aunque la denominación Switched Reluctance Motor (SRM) fue utilizada por vez primera por Nasar en 1969 y las primeras patentes sobre motores de reluctancia autoconmutados fueron registradas, por Bedford & Hoft, en 1971 y 1972. No es hasta finales de la década de los años 70 del siglo pasado cuando a partir de los trabajos de investigación sobre vehículos eléctricos alimentados desde batería, realizados en las Universidades de Leeds [LAW80] y Nottingham [RAY79] y esponsorizados por Chloride Technical Ltd., que puede decirse que comienza la era moderna del motor de reluctancia autoconmutado. Este renacimiento del motor de reluctancia autoconmutado fue gracias a la utilización de los interruptores de estado sólido (en aquel tiempo el tiristor, posteriormente, PowerMosfets e IGBTs) que solucionaron el problema de la conmutación de las fases, a las mejoras de los materiales ferromagnéticos y al desarrollo de la electrónica de regulación y control. Desde entonces ha despertado gran interés en la comunidad universitaria concretándose en un ingente número de comunicaciones en congresos internacionales y revistas especializadas y ha creado grandes expectativas en el mundo industrial.

I.2.- El SRM en el contexto de los accionamientos eléctricos.

En la actualidad para mejorar la calidad y la productividad en la industria es necesario incrementar la automatización y potenciar el ahorro energético de los procesos industriales. Este desarrollo de la automatización y ahorro de energía está íntimamente ligado al de los accionamientos eléctricos de velocidad variable. Por este motivo, hoy en día, se está realizando un gran esfuerzo a nivel mundial en la investigación y desarrollo, tanto en el ámbito de las empresas como de las Universidades, en el campo de los accionamientos eléctricos.

Paralelamente el mercado de los accionamientos eléctricos no cesa de crecer y también, día a día, es capaz de ofrecer a los usuarios un abanico más amplio de opciones mejor adaptadas a sus necesidades. Así pues, la elección de un

accionamiento eléctrico para una aplicación concreta depende, además de los requisitos específicos de la propia aplicación, de la potencia, del tipo de alimentación, del margen de velocidades, de las condiciones ambientales, de la capacidad térmica y del coste. En la figura I.2.1, se presenta una clasificación de los accionamientos eléctricos para una potencia inferior entre 0,25 y 10 KW.

En esta clasificación el motor de reluctancia autoconmutado ocupa una posición equidistante entre los motores de corriente alterna y de corriente continua debido a que en el SRM el par no se produce por interacción entre un flujo y una corriente sino por la tendencia del rotor a alinearse en la posición de mínima reluctancia.

Hoy por hoy, los accionamientos de corriente alterna tienden a cubrir cada vez más cuota de mercado. Los accionamientos con motor de inducción y convertidor de frecuencia (V/Hz) para aplicaciones de propósito general y los accionamientos con control vectorial y motores de inducción o sincros para aplicaciones de altas prestaciones y como servomotores. Sin embargo, los accionamientos de corriente continua están lejos de desaparecer y mantienen su posición en determinadas aplicaciones.

A pesar de esta situación existen nichos de mercado para soluciones específicas que pueden cubrirse ventajosamente con accionamientos alternativos, entre los cuales destaca el accionamiento de reluctancia autoconmutado.

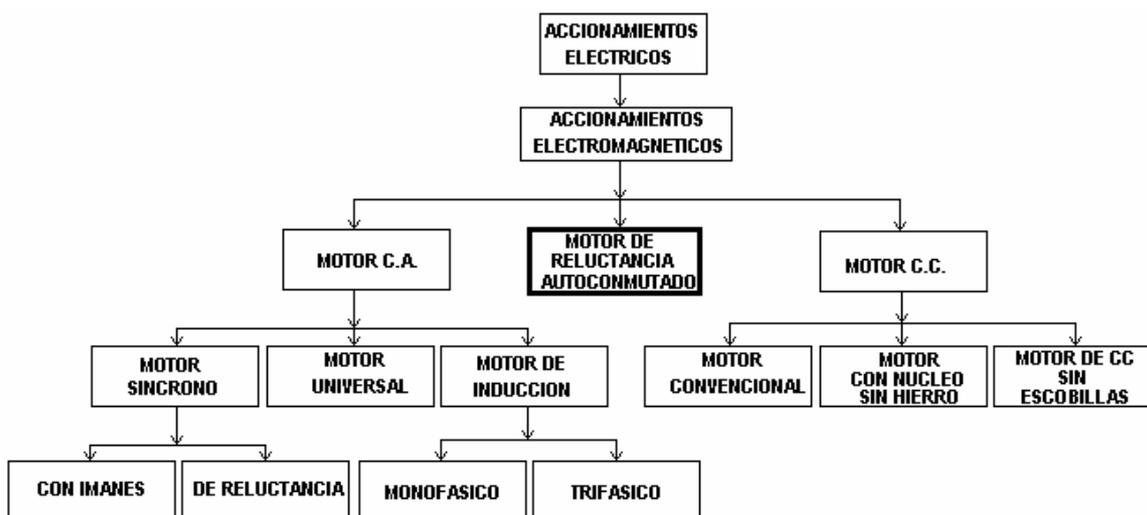


Figura I. 2.1.- Clasificación de los accionamientos eléctricos potencia entre 0,25 y 10 kW.

I.3.- Constitución y principio de funcionamiento del SRM.

El accionamiento de reluctancia autoconmutado es un accionamiento electromagnético, sin colector de delgas, sin escobillas, sin devanado eléctrico en el rotor y sin imanes permanentes que esta constituido por una estructura reluctante con polos salientes tanto en el estator como en el rotor. En los polos

estatóricos se ubican las bobinas concentradas que conectadas entre sí en serie a pares diametralmente opuestos forman las fases del motor. Las configuraciones más habituales son 6/4 (6 polos estáticos y 4 polos rotóricos) y 12/8 para los accionamientos trifásicos, 8/6 y 16/12 para los tetrafásicos y 10/8 para los pentafásicos, figura I.3.1 [MIL93],[CAS94].

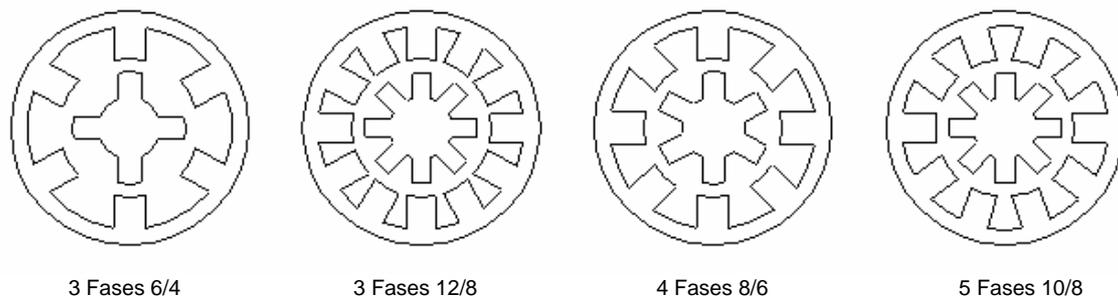


Figura I.3.1.- Estructuras electromagnéticas del SRM.

El número de polos del rotor tiene que ser tal que impida, para cualquier posición, la alineación completa con todos los polos estáticos, ya que siempre ha de existir algún polo rotórico que pueda alcanzar el alineamiento. Por lo tanto han de cumplirse las condiciones siguientes:

$$N_s = 2 \cdot k \cdot m \quad (1.1)$$

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

Siendo:

N_s = Número de polos del estator.

N_r = Número de polos del rotor.

k = Número entero (denominado multiplicidad).

$2k$ = Número de polos por fase

M = Número de fases de la máquina.

La conmutación de las corrientes en las fases se realiza mediante un convertidor estático de potencia, en el que la secuencia de conmutación de los interruptores de estado sólido que lo componen está controlada por la posición del rotor a través de sensores ópticos o magnéticos. El par se produce exclusivamente por la tendencia del circuito magnético a adoptar en todo instante la posición de mínima reluctancia y es independiente del sentido de la corriente [PER02]. En la figura I.3.2 se muestra la constitución de un accionamiento SRM en la que claramente pueden distinguirse las distintas partes que lo componen.

Para estudiar el principio del funcionamiento del SRM utilizaremos un motor de tres fases, $m=3$, una estructura electromagnética 6/4 ($N_s=6$ y $N_r=4$) y una topología de convertidor estático tipo asimétrica o clásica, figura I.3.3.

En dicha figura se observa que para conseguir que el rotor gire 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, después la B y por último la C. Las fases en conducción se han representado en trazo continuo mientras que las que no lo están se han dibujado en trazo discontinuo.

Suponiendo que el rotor gira en el sentido de las agujas del reloj, en el instante en que el polo rotórico (●) inicia el recubrimiento del polo estatórico, se genera una señal a través de los sensores de posición que produce el cierre de los interruptores M_1 y $M_{1'}$, quedando excitada la fase AA'. La conducción se prolonga aproximadamente a lo largo de un ángulo de paso (ϵ , en nuestro ejemplo 30°). El ángulo de paso recorrido viene dado por la expresión siguiente:

$$e = \frac{360^\circ}{N_r \cdot m} \quad (1.3)$$

Llegado este momento los interruptores se abren, pasando a conducir los diodos, quedando aplicada una tensión negativa en bornes de la fase AA', que fuerza a la corriente a anularse, y se excita la fase BB'. Durante los siguientes 30° la corriente circula por esta fase, al cabo de los cuales la corriente se hace cero circulando por los diodos. A continuación se repetirá el proceso ahora a través de la fase CC' y completando un paso polar rotórico (τ , en nuestro caso 90°).

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

El ciclo anterior se va repitiendo excitando correlativamente las fases A, B, y C con los intervalos comentados. La frecuencia de conmutación de las fases f (Hz), para que el rotor gire a una determinada velocidad N (min^{-1}), será de:

$$f = \frac{N_r \cdot N}{60} \quad (1.5)$$

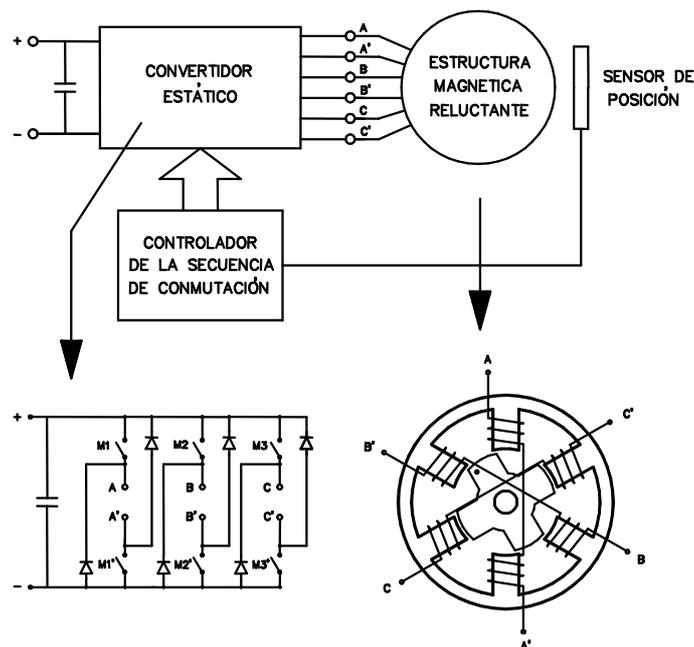


Figura I.3.2.- Constitución de un accionamiento SRM

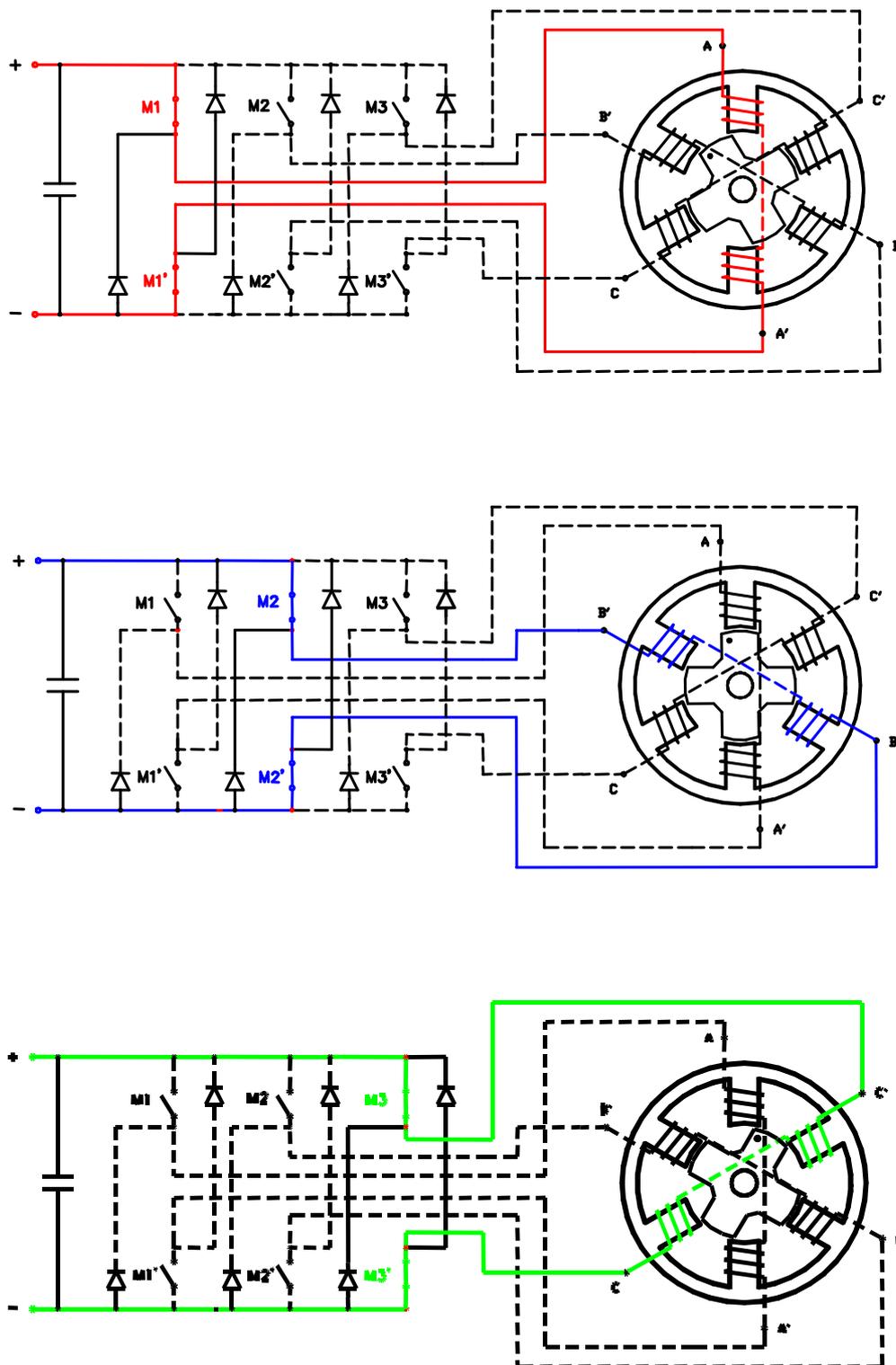


Figura I.3.3.- Conmutación de las fases del motor en función de la posición del rotor.

En la figura I.3.4 se representa la evolución de las inductancias en las tres fases del motor, aproximadas por tramos lineales, en función de la posición del rotor, $L(\theta)$. También se muestra la secuencia de conmutación de los interruptores del convertidor estático y la distribución ideal de las corrientes por las fases del motor, $i(\theta)$.

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

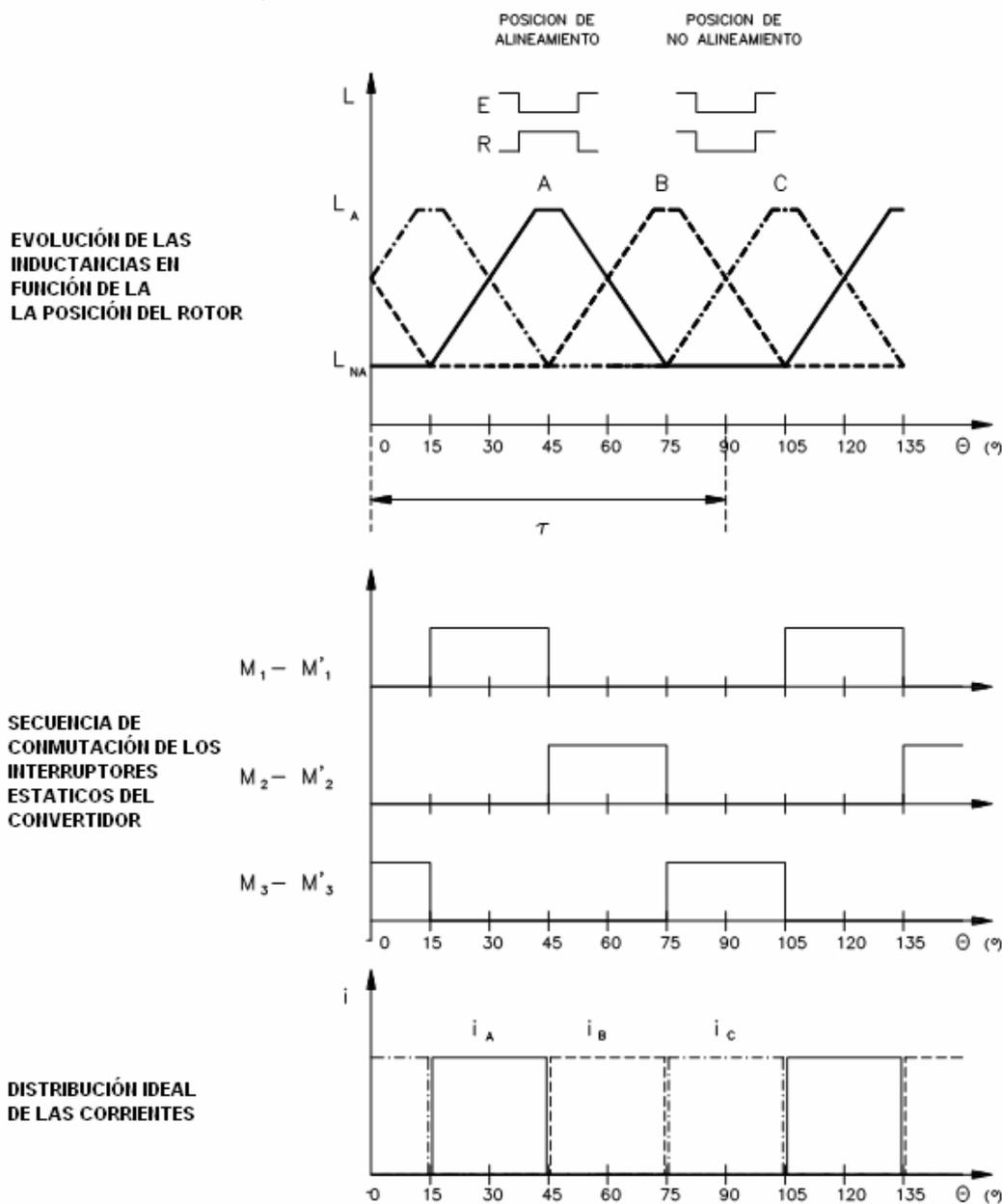


Figura I.3.4.- Evolución de las inductancias en las tres fases del motor, aproximadas por tramos lineales, en función de la posición del rotor, $L(\theta)$.

En realidad la corriente se aleja de la forma rectangular ya que ésta no puede establecerse ni anularse instantáneamente. Su evolución con la posición está condicionada por el avance o retraso del inicio de la conmutación con respecto al momento en que empieza el crecimiento de la inductancia y por la frecuencia y la duración del período de conducción, ángulo de conducción θ_D . En la figura I.3.5 puede observarse la forma de onda real de la corriente de fase.

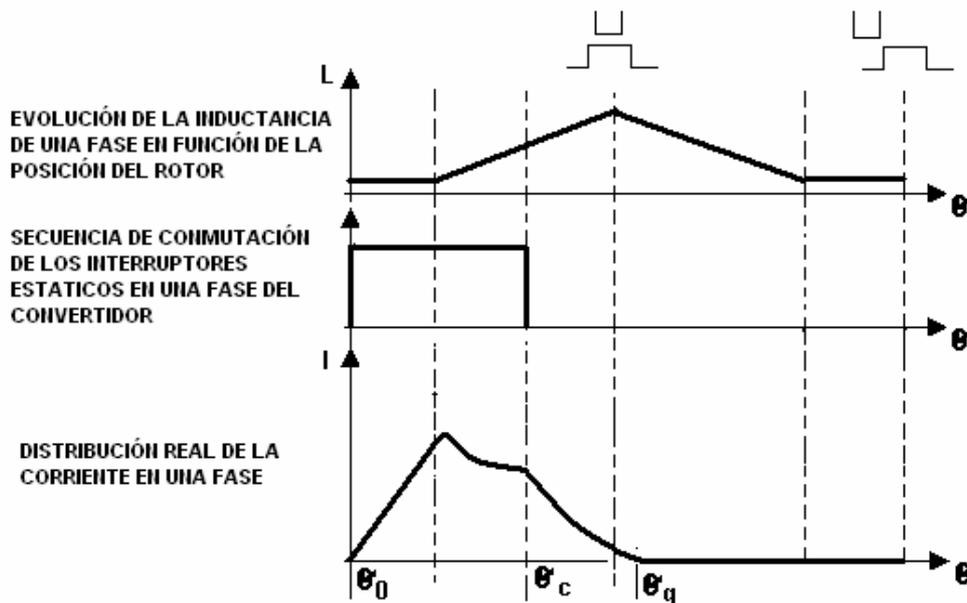


Figura I.3.5.- Formas de onda de la corriente de fase con control a pulso único

En la figura I.3.6 se presenta la evolución real de la corriente de fase en un control a corriente constante (control de histéresis), las señales de control enviadas a las puertas de los interruptores de estado sólido son pulsos de distinta amplitud en lugar de un único pulso.

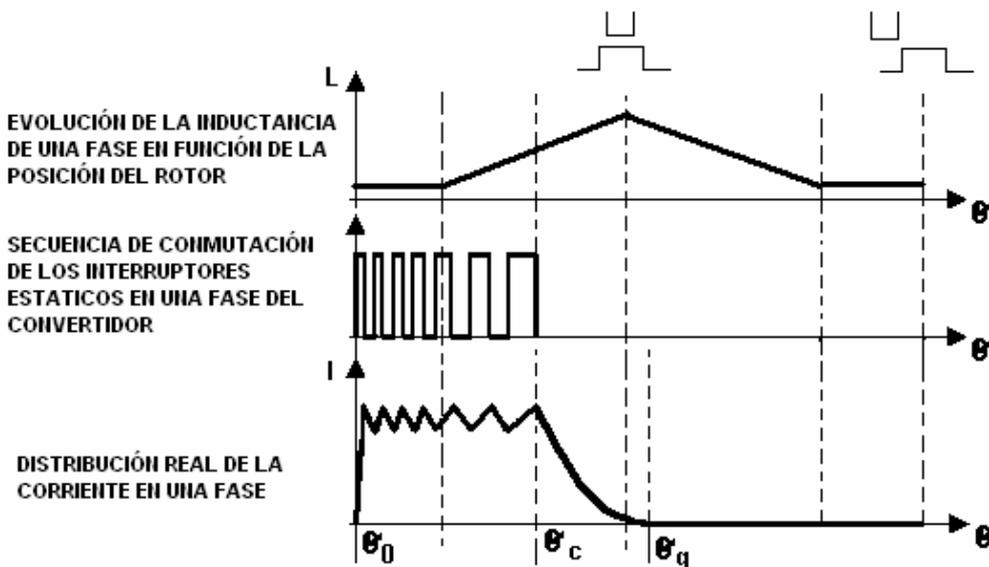


Figura I.3.6.- Evolución de la corriente de fase con control a corriente constante.

I.4.- Modelo del SRM.

Un SRM desde el punto de vista de la conversión de la energía es un convertidor electromecánico rotativo de simple excitación que trabaja, por lo general, en saturación. Así pues la ecuación de tensión característica, en cada fase, del SRM en conducción es [MIL93]:

$$V = R \cdot i + \frac{d\psi}{dt} + 2c dt_i \quad (1.6)$$

donde:

V= Tensión de alimentación.

R= Resistencia de fase.

i= Corriente de fase.

ψ = Flujo concatenado de fase.

$c dt_i$ = Caída de tensión en un interruptor de estado sólido (considerando convertidor clásico).

El par electromagnético de una fase (M_{ph}) puede expresarse mediante:

$$M_{ph} = \left[\frac{\partial W'(i, q)}{\partial q} \right]_{i=constante} \quad (1.7)$$

Con W' coenergía, definida como:

$$W' = \int_0^i \psi(i, q) di \quad (1.8)$$

Considerando despreciable el acoplamiento magnético entre las diferentes fases del motor, el par electromagnético (M) es simplemente la superposición de los pares de cada una de las fases del SRM:

$$M = \sum_{i=1}^m M_{ph} \quad (1.9)$$

La ecuación de par del accionamiento, conjunto motor-carga, es:

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = M - M_L \quad (1.10)$$

Con:

J= momento de inercia.

M_L = par resistente de la carga.

Siendo la velocidad angular rotórica, ω :

$$w = \frac{dq}{dt} \tag{I.11}$$

Las ecuaciones (I.6)-(I.11) son la base para la simulación y el control de los SRM, sin embargo requieren el conocimiento previo de las curvas de flujo concatenado en función de la corriente para las diferentes posiciones rotóricas, comprendidas entre las posiciones de alineamiento y de no alineamiento de los polos rotóricos con los estáticos, $\psi = \psi(\theta, i)$, curvas a las que se denomina curvas de magnetización, figura I.4.1

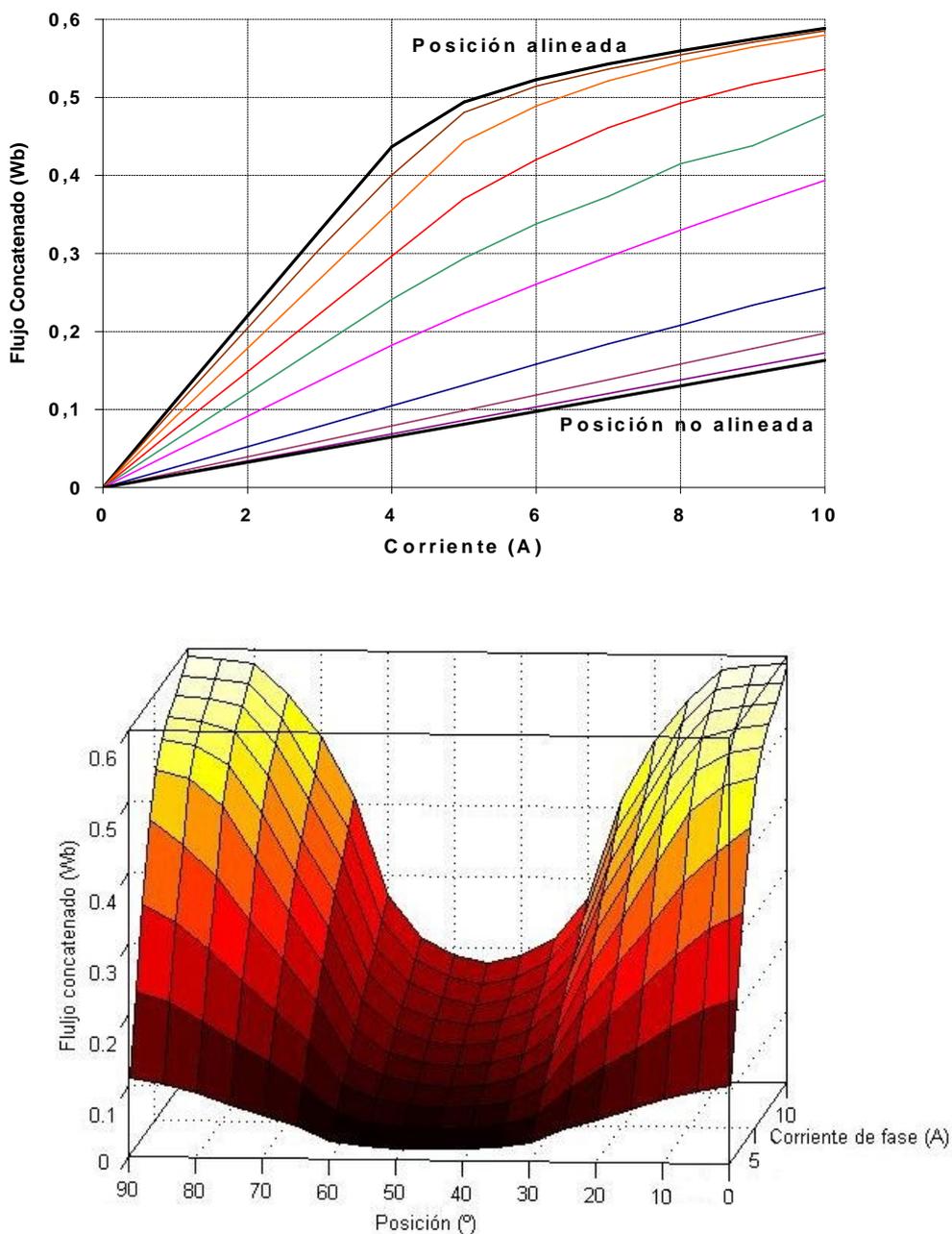


Figura I.4.1.- Curvas de magnetización de un SRM.

Las curvas de magnetización pueden obtenerse experimentalmente, analíticamente o mediante simulación con elementos finitos a partir del conocimiento de la estructura electromagnética para diferentes posiciones rotóricas y para distintas corrientes. En la figura I.4.2 se muestra el análisis utilizando elementos finitos de un SRM 6/4 para las posiciones de alineamiento y de no alineamiento [TOR02].

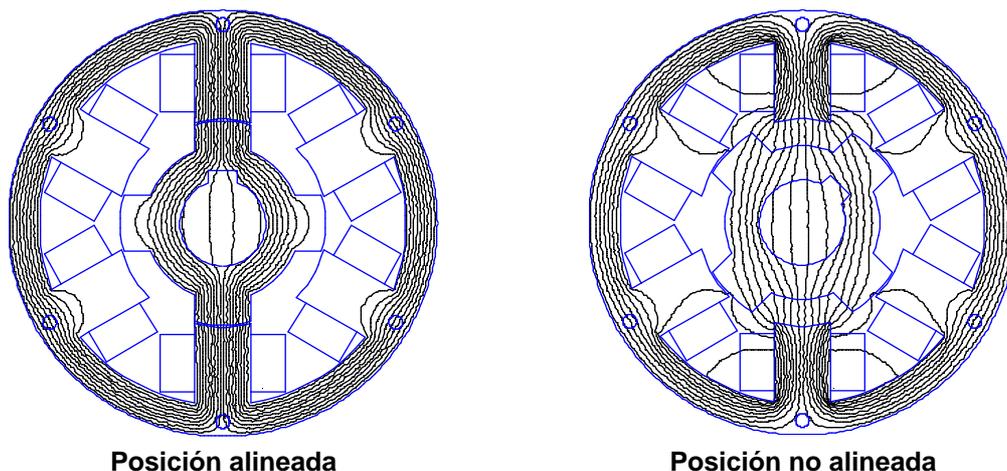


Figura I.4.2.- Análisis utilizando elementos finitos, SRM 6/4.

El motor de reluctancia autoconmutado es un convertidor electromecánico en el que parte de la energía eléctrica absorbida es convertida en energía mecánica. Esta energía mecánica es el área W del ciclo de energía, mostrado en la figura I.4.3, comprendido entre las trayectorias de flujo concatenado en función de la corriente para las posiciones de no alineamiento (característica lineal), de alineamiento (característica con acentuado efecto de saturación) y la evolución de la corriente durante el período de conducción de una fase. El par motor medio (M_{AV}), por tanto, será el producto de esta energía por el número de veces que se repite el ciclo a lo largo de una revolución, mN_r (Número total de pasos en una revolución), dividido por 2π radianes, es decir:

$$M_{AV} = \frac{m \cdot N_r}{2p} W \quad (Nm) \quad (I.12)$$

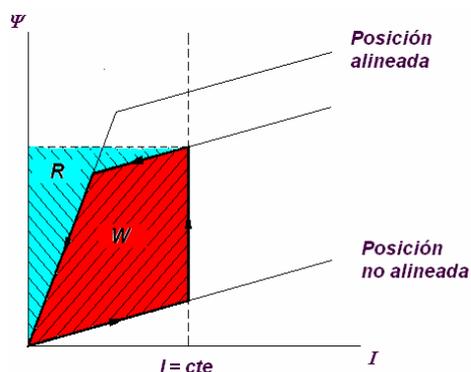


Figura I.4.3.- Ciclo de energía de un SRM.

El par medio depende del área W y por tanto cuanto mayor sea ésta mayor será aquel. Esto requiere por un lado que la inductancia en la posición de no alineamiento (pendiente de la característica lineal) sea lo más reducida posible, y por otro lado que la parte lineal de la trayectoria de flujo concatenado con respecto a la corriente para la posición de alineamiento sea lo mayor posible y además que esta característica exhiba una pronunciada saturación para un valor elevado del flujo concatenado. Si el motor fuera lineal, el área W sería netamente superior, sin embargo también sería mucho mayor el producto tensión por corriente (VA), representado por el área $W + R$, siendo R la energía devuelta a la alimentación después de producirse la conmutación. La saturación disminuye para un mismo valor de corriente la cantidad de energía convertida en mecánica, por tanto el motor será 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.

En el caso particular de funcionamiento no saturado las curvas de magnetización, $\psi = \psi(i, \theta)$, pueden escribirse mediante:

$$y(i, q) = L(q) \cdot i \tag{1.13}$$

En estas condiciones, el par electromagnético de una fase vale:

$$M_{ph} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dq} \tag{1.14}$$

De acuerdo con esta expresión el par del motor de reluctancia autoconmutado se produce exclusivamente por la tendencia del circuito magnético a adoptar, en todo instante, la posición de mínima reluctancia. Este par es inherentemente pulsante e independiente del sentido de la corriente. El signo del par (+ Par motor, - Par de frenado) está determinado por el signo de la derivada de la inductancia respecto a la posición, $dL/d\theta$, por tanto si la conducción en una fase tiene lugar cuando la inductancia está creciendo, pendiente positiva, el par será motor pero si se produce cuando la inductancia está decreciendo el par será de frenado, figura I.4.4.

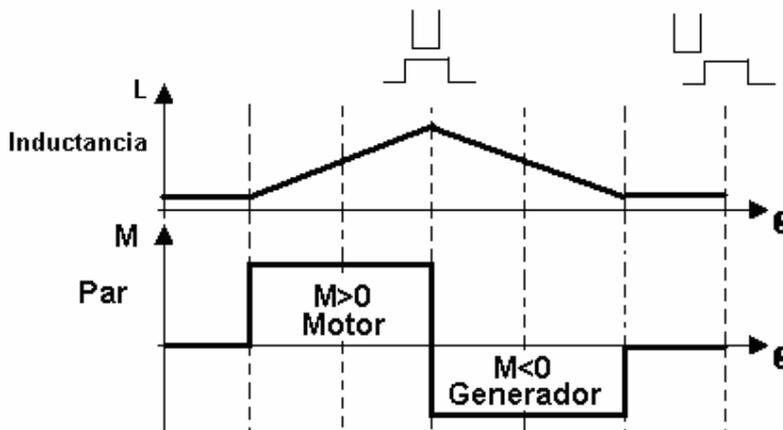


Figura I.4.4.- Par motor y generador en el SRM.

I.5.- Característica par-velocidad en los SRM.

A partir de las ecuaciones anteriores, se realizará un análisis cualitativo orientado a obtener la característica par velocidad de este tipo de accionamientos para lo cual se plantearán las siguientes hipótesis:

- Máquina no saturada.
- Resistencia de fase despreciable.
- Forma de onda rectangular de la corriente (aproximada) durante el ángulo de conducción θ_D , cubriendo una tercera parte del ciclo rotórico τ_r , figura I.5.1.
- Caída de tensión en los interruptores de estado sólido despreciable.

A partir de la ecuación I.6 y de las hipótesis planteadas se puede escribir:

$$V \approx e \approx i \frac{dL}{dq} w \approx i \cdot w \cdot \mathbf{l}(q) \quad (I.15)$$

$$\text{Con } \mathbf{l} = \frac{dL}{dq}$$

El par medio se calculará mediante:

$$M_{AV} = m \left[\frac{1}{T} \int_0^T M \cdot dq \right] = m \left[\frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dq} dq \right] = \frac{m}{2} \mathbf{l} \frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot dq \quad (I.16)$$



Figura I.5.1.- Forma de onda de la corriente durante el ángulo de conducción θ_D .

Como el valor eficaz de la corriente de fase, figura I.5.1, viene dado por la expresión:

$$I = \sqrt{\frac{1}{t} \int_{q_0}^{q_C} i^2 \cdot dq} = i \sqrt{\frac{q_D}{t_r}} \quad (I.17)$$

Sustituyendo (I.17) en (I.16) se obtiene:

$$M_{AV} = \frac{m}{2} \left(\frac{V}{w} \right)^2 \frac{1}{\mathbf{l}} \left(\frac{q_D}{t_r} \right) \quad (I.18)$$

Del análisis de esta expresión se deriva la característica par-velocidad del SRM, figura I.5.2. Esta característica se puede dividir en tres zonas de funcionamiento que pueden darse por separado o bien combinadas en un

mismo accionamiento [MIL89]. La característica par-velocidad podrá modificarse actuando sobre el control.

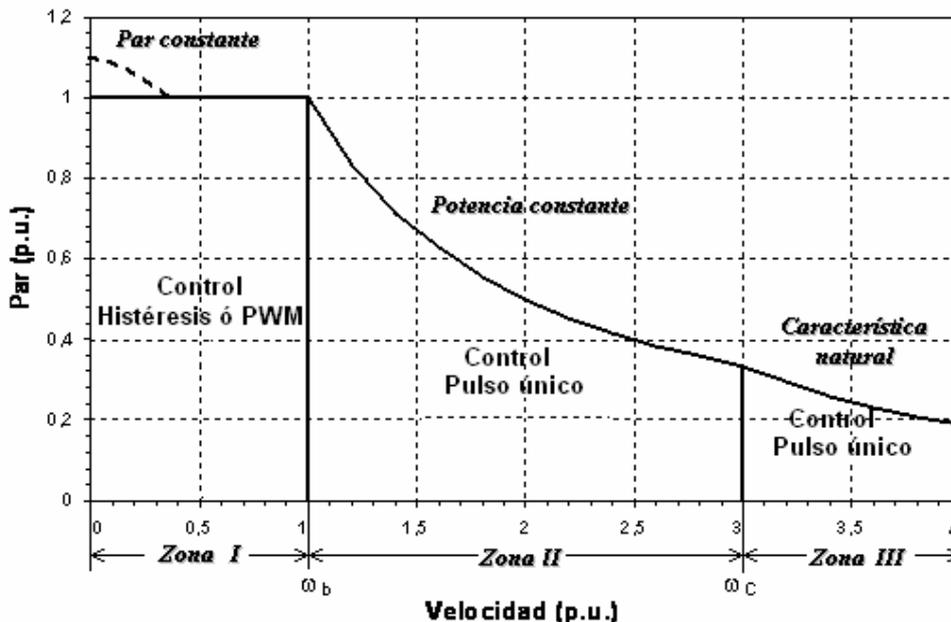


Figura I.5.2.- Característica par-velocidad en el SRM.

Zona I: Característica de par constante.- Si en las ecuaciones I.15 y I.18 consideramos:

- $V/\omega = \text{cte}$ ó $I = \text{cte}$, control PWM o control de histéresis, y $\theta_D = \text{cte}$ (ángulo de conducción constante)
- $\tau_r = \text{cte}$
- $I = \text{cte}$

obtendremos el valor medio del par funcionando en la “zona de par constante” de la curva Par-velocidad.

$$\begin{aligned} M_{AV} &= K \\ P &= K \cdot \omega \end{aligned} \tag{I.19}$$

En este caso el margen de velocidades bajas hasta ω_b , velocidad base (velocidad más elevada a la cual con la tensión máxima podemos obtener el par nominal) el funcionamiento es a par constante. También, a bajas velocidades la f.e.m. del motor es baja comparada con la tensión de la fuente de alimentación.

A muy bajas velocidades puede obtenerse un incremento de par, manteniendo la tensión constante, incrementando la corriente como consecuencia del bajo valor de las pérdidas en el hierro, línea de trazo discontinuo en la figura I.5.2.

Zona II: Característica de potencia constante.- Si en la ecuación I.18 consideramos:

- $V = \text{cte}$, *control de pulso único*, y $q_D = Cw$, ángulo de conducción proporcional a la velocidad.
- $\tau_r = \text{cte}$
- $I = \text{cte}$

obtendremos el valor medio del par funcionando en la “zona de característica de potencia constante” de la curva Par-velocidad.

$$\begin{aligned}M_{AV} &= \frac{K}{w} \\ P &= K\end{aligned}\tag{I.20}$$

Entre ω_b y ω_c trabajará a potencia constante (incrementando el ángulo de conducción, no es aconsejable aumentar este ángulo por encima de $\theta_D = \tau_r/2$). Siendo ω_c la velocidad en la que el motor deja de funcionar a potencia constante para pasar a funcionar en la característica natural.

Zona III: Característica natural.- Si en la ecuación I.18 consideramos:

- $V = \text{cte}$, control de pulso unico, y $\theta_D = \text{cte}$ (ángulo de conducción constante)
- $\tau_r = \text{cte}$
- $I = \text{cte}$

obtendremos el valor medio del par funcionando en la “zona de característica natural” de la curva Par-velocidad.

$$\begin{aligned}M_{AV} &= \frac{K}{w^2} \\ P &= \frac{K}{w}\end{aligned}\tag{I.21}$$

Para velocidades superiores a ω_c el accionamiento seguirá la característica natural de los motores de reluctancia autoconmutados.

I.6.- Aplicaciones del SRM

I.6.1.- Ventajas y inconvenientes del SRM

Las principales ventajas e inconvenientes del SRM son [AND00]:

Ventajas:

- C La construcción mecánica es sencilla, robusta y los bobinados estáticos son concentrados. En consecuencia los costes esperados de fabricación son bajos.
- C La ausencia de bobinados e imanes rotóricos posibilita tener baja inercia y el trabajar a velocidades elevadas.
- C La mayoría de las pérdidas se concentran en el estator, lo que facilita la refrigeración y permite temperaturas de operación elevadas.
- C En condiciones de falta, la tensión de circuito abierto es nula y las corrientes de cortocircuito son reducidas.
- C El par es independiente del sentido de la corriente, lo que permite en ciertas aplicaciones la reducción del número de interruptores de estado sólido.
- C La mayoría de convertidores estáticos utilizados en los accionamientos de reluctancia autoconmutados son prácticamente inmunes a los disparos intempestivos.
- C Tiene un elevado rendimiento y buena relación par/volumen y par/inercia.
- C La característica par/velocidad puede adaptarse a la medida de las necesidades del proceso.

Inconvenientes:

- D Requiere de un número elevado de terminales y conexiones.
- D La estructura electromagnética ha de alimentarse mediante un convertidor estático y para su correcto funcionamiento necesita sensores de posición y reguladores electrónicos.
- D El par motor presenta un notable rizado consecuencia de su naturaleza pulsante.
- D Es un accionamiento relativamente ruidoso.
- D Su diseño precisa de un estudio muy a fondo de su circuito magnético, una buena adaptación del convertidor estático y una adecuada estrategia de control.

I.6.2. Principales aplicaciones comerciales del SRM.

Las principales aplicaciones comerciales del SRM, hasta la fecha, se relacionan a continuación [BAR99],[AND04]. En el sector electrodoméstico se ha utilizado en la lavadora MAH400 de la marca de electrodomésticos de línea blanca Maytag, del grupo Emerson, en las aspiradoras INF-A-TEK de Ametek Lamb Electric y en los robots de cocina de la marca Smallfry. En el sector aire acondicionado y climatización CompAir Ltd. ha introducido SRM en su gama de compresores de 1-300 kW; también se ha utilizado SRM en el equipo de aire acondicionado del tren alemán de alta velocidad ICE1/ ICE3. En lo que se refiere a la tracción eléctrica, encontramos SRM en el triciclo Sparrow, AMC-Densei, en la motocicleta Lectra de EMB Inc., con un SRM de Magna Physics

Division de Tridelta Industries que se denominó posteriormente Mavrik Motors y que ahora se denomina Baldor. Radio Energie ha lanzado al mercado SRM especialmente adaptados para carretillas eléctricas. Diversos Centros de investigación de las principales firmas de automóviles, entre ellos Daimler Chrysler, Volkswagen, General Motors están trabajando en la utilización de SRM en el grupo tractor de vehículos eléctricos. En Australia, también se han realizado proyectos de construcción de motores para vehículos híbridos eléctricos utilizando SRM (ECOMmodore y Access) en los que ha participado una agencia nacional de investigación (CSIRO) e industrias de automoción australianas. En el sector auxiliar del automóvil encontramos SRM en el accionamiento para el control del acelerador del motor Jaguar S V-6 y V-8 desarrollado por Dana Corporation. Los SRM son adecuados para aplicaciones que trabajen en 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. Algunos fabricantes como Oulton (Tasc Drives) y Sicmemotori han creado series de SRM para accionamientos industriales de propósito general. Se encuentran SRM en aplicaciones industriales muy diversas, por ejemplo Emotron ha utilizado SRM para el equipo de bombeo de la planta de tratamiento de aguas de Ringsjöverket, Suecia. Picanol ha incorporado SRM a sus telares. Beckam ha empleado SRM en su centrifugadora de alta velocidad y elevada eficiencia. Besam AB y Nordicoor AB, ha usado SRM para sus unidades de apertura automática de puertas.

Muchas de las aplicaciones industriales de SRM citadas anteriormente son licencias de SRDrives, la empresa que fundó a principios de la década de los 80 el profesor Lawrenson de la Universidad de Leeds y que fue absorbida por Emerson Electric en 1994.

I.6.3. Expectativas futuras del SRM.

En la actualidad, algunas de las aplicaciones más innovadoras como la lavadora MAYTAG MAH-400 y la motocicleta LECTRA, han sustituido el SRM por un accionamiento con motor de inducción o han dejado de fabricarse. MotorSoft Physics, más tarde Mavrik Motors finalmente ha sido absorbida por Baldor Electric y AMC, hoy por hoy, forma parte de Rocky Mountain Technologies. Aunque estos hechos pueden parecer una muestra de debilidad después de un periodo de grandes expectativas, se trata más bien son un replanteamiento para encontrar nichos de mercado adaptados a sus innegables ventajas. Este replanteamiento no puede hacerse sin analizar a fondo cuales con los principales motivos de la escasa presencia del SRM en el mercado de accionamientos eléctricos, motivos que pueden resumirse en los siguientes puntos [AND02]:

- El SRM se enfrenta a dos formidables competidores. El motor asíncrono trifásico en aplicaciones de propósito general y de altas prestaciones y el motor síncrono con imanes permanentes en las aplicaciones que requieren utilizar un servomotor.

- Los SRM necesitan, inexcusablemente, de una electrónica asociada sin la cual no es posible su funcionamiento. Los motores asíncronos, el motor por excelencia, pueden trabajar alimentados de la red a tensión y frecuencia constante, de hecho la inmensa mayoría de motores asíncronos están optimizados para trabajar en estas condiciones, pero también pueden alimentarse a través de convertidores de frecuencia.
- Una de las ventajas más destacables del SRM es su construcción mecánica sencilla y robusta, sin embargo hay que tener en cuenta que para construir máquinas eléctricas con bajos costes se ha de disponer de un proceso productivo adaptado al tipo de máquina en cuestión lo que requiere cuantiosas inversiones amortizables sólo por grandes series. Por lo tanto, hoy por hoy, el SRM es un accionamiento con esperados o potenciales bajos costes de fabricación.
- Hay una tendencia a exagerar los defectos del SRM, nos referimos a ellos como motores con un par de mala calidad y ruidosos, olvidando que, en menor o mayor medida, estos son males también de otros motores. El SRM se encuentra en la adolescencia y en un futuro próximo gracias a los esfuerzos de investigación y desarrollo, se mitigaran de forma importante estos inconvenientes.
- En los convertidores de potencia de los accionamientos eléctricos, se tiende a sustituir los interruptores de estado sólido individuales por módulos con más de un dispositivo de potencia. Es muy frecuente encontrar módulos que incluyen todo el brazo de un inversor trifásico e incluso en pequeñas potencias inversores completos. Esta opción permite reducir componentes, volumen y costes. Actualmente hay pocos módulos en el mercado adaptables para el convertidor de potencia del SRM.
- El diseño del SRM es un proceso multidisciplinario que requiere compatibilizar y adaptar la estructura electromagnética con el convertidor estático y el control. Actualmente hay pocos ingenieros familiarizados con el funcionamiento del SRM y aún menos en su diseño.

A pesar de todo el SRM es un accionamiento con un gran potencial, pero, no es ni será un accionamiento de propósito general ni una alternativa generalizable como servomotor. Encontrará nichos de mercado en campos específicos adaptados a sus innegables ventajas. Las aplicaciones con más futuro serán en el sector auxiliar del automóvil, electrodomésticos, aire acondicionado y ventilación y tracción eléctrica. En algunos de estos sectores se valorará más la posibilidad de ser competitivo en costes frente a sus competidores (sector auxiliar automóvil, electrodomésticos, aire acondicionado y ventilación) mientras que en otros casos primará el amplio margen de velocidades y el rendimiento elevado (tracción eléctrica). Otros sectores con posibilidades son los de motores para ambientes hostiles y el de motores de altas velocidades. La posibilidad de utilizar SRM en grandes potencias, especialmente para impulsar barcos y en tracción pesada, será uno de los aspectos que, sin duda, despertarán un mayor interés en un futuro próximo.

Bibliografía

- [AND00] P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Accionamientos de reluctancia autoconmutados". 10ª Reunión Nacional de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica", 16-18 de Marzo 2000, Santander.
- [AND02] 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, pp. 195-201.
- [AND04] P. Andrada, B. Blanqué, F. Castellana, E. Martínez, J.I. Perat, J. A. Sánchez, M. Torrent. " El motor de reluctancia autoconmutado" Revista Técnica Industrial. Octubre 2004.
- [BAR99] J. Bartos. "Forward to the past with SR Technology" Control Engineering, Nov/Dec 1999.
- [CAS94] F. Castellana, P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, M. Torrent. "Motores de reluctancia autoconmutados (Switched Reluctance Motors)". Revista Thekno, Marzo-Abril 1994, Barcelona, pp. 51-58.
- [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.
- [LAW80] P.J. Lawrenson, J.M. Stephenson, P.T. Blenkinsop, J. Corda, N.N. Fulton. "Variable speed switched reluctance motors". IEE, Proc., Vol. 127, Pt B, Nº 4, July 1980.
- [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.
- [MIL01] T.J.E. Miller. "Electronic control of Switched Reluctance Machines". Newnes Power Engineering series, Oxford 2001.
- [MIL89] T.J.E. Miller. "Brushless permanent magnet and reluctance motor drives". Clarendon Press, Oxford 1989.
- [PER02] J.I. Perat, B. Blanqué, M. Torrent, P. Andrada, J.A. Sanchez. "Comparación de controladores analógicos para accionamientos de bajo coste" SAAEI'02, 18-20 de Septiembre 2002, Alcalá de Henares.
- [RAY79] W.F.Ray, R.M. Davis. "Inverter drive for doubly salient reluctance motor". IEE Electric Power Applications, 2 (6), 1979.
- [TOR02] M. Torrent. "Aportaciones al diseño y a la caracterización del motor de reluctancia autoconmutado". Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, DEE, 2002.

II.- Consideraciones sobre el control de motores de reluctancia autoconmutados.

II.1.- Control de SRM: Estado del arte.

- II.1.1.- Introducción.
- II.1.2.- Control del par medio.
- II.1.3.- Control del par instantáneo.
- II.1.4.- Control sin sensores de posición.
- II.1.5.- Tendencias del control de SRM.

II.2.- Convertidores estáticos para SRM.

- II.2.1.- Aspectos generales.
- II.2.2.- Clasificación de los convertidores estáticos para SRM.
- II.2.3.- Convertidor Asimétrico I ó clásico.
- II.2.4.- Convertidor Asimétrico II.
- II.2.5.- Convertidor con un interruptor de estado sólido compartido o Miller.
- II.2.6.- Convertidor con toma intermedia u Oulton.
- II.2.7.- Convertidor bifilar.
- II.2.8.- Convertidor con condensador de almacenamiento.
- II.2.9.- Convertidor con resistencia de disipación.
- II.2.10.- Convertidor resonante.
- II.2.11.- Comparación de los convertidores estáticos para SRM.

II.3.- Dispositivos de detección de la corriente y de la posición del rotor para SRM.

- II.3.1.- Captador de corriente.
- II.3.2.- Captador de posición utilizando optointerruptores y un disco ranurado.
- II.3.3.- Encoder o Resolver

II.4.- Estrategias de control del par medio para los SRM.

- II.4.1.- Aspectos generales.
- II.4.2.- Control pulso único.
- II.4.3.- Control PWM (Control de tensión).
- II.4.4.- Control de Histéresis (Control de corriente).
- II.4.5.- Control en tensión o de corriente variando los ángulos de conmutación para SRM.

II.5.- Implementación del control en los SRM.

- II.5.1.- Aspectos generales.
- II.5.2.- Control del SRM utilizando componentes discretos analógicos y digitales.
- II.5.3.- Módulos de potencia (Smart Power Module) y Control del SRM utilizando circuitos integrados específicos (ASIC's).
- II.5.4.- Control digital del SRM utilizando microcontroladores (μ C) y/o procesadores digitales de señal (DSP)

Bibliografía.

II.1.- Control de SRM: Estado del arte.

II.1.1.- Introducción.

En el motor de corriente continua el flujo y la corriente de inducido pueden controlarse independientemente siendo el par motor proporcional a su producto. En el control vectorial de los motores de inducción, se utilizan transformaciones matemáticas para conseguir una independencia en el control del flujo y de la corriente en una referencia determinada. En las máquinas de corriente continua y alterna, si no hay debilitamiento de flujo, se mantiene el flujo constante mientras la corriente varía para responder a la demanda de par. En ambos motores, el control de par se caracteriza por la ortogonalidad o cuadratura entre el flujo y la corriente, así pues puede introducirse una constante de par, k_T , de tal manera que $M = K_T \cdot I$.

En el SRM el par se produce como consecuencia de los pulsos de las corrientes de fase sincronizados con la velocidad rotórica, además el flujo parte de cero y vuelve a cero al final de cada uno de estos pulsos de corriente. No hay transformaciones matemáticas que permitan desacoplar el flujo y la corriente, y tampoco, puede introducirse una constante de par.

En los SRM el par es función de la corriente que circula por cada una de las fases que constituyen el motor (i) y del instante en que se realiza la alimentación de dichas fases ($dL/d\theta$). Es por este motivo que el objetivo de las estrategias de control es proporcionar a cada una de las fases del SRM una corriente dada, en un instante determinado definido por los ángulos de inicio (θ_0), y de final de conducción (θ_C) que nos permita obtener el par deseado para un amplio margen de velocidades.

Las estrategias básicas de control del SRM fueron publicadas por Ray [RAY79] y Lawrenson [LAW80] respectivamente y significaron el renacimiento del motor de reluctancia. Posteriormente Ray [RAY86] presenta un trabajo donde describe un control analógico con control de corriente y años más tarde Miller [MIL88] hace lo mismo utilizando un control de tensión. Estos dos tipos de controles (corriente y tensión) permiten subdividir las estrategias de control en dos grupos que se utilizan por estos y otros autores en múltiples publicaciones.

Poco después se presentaron trabajos donde se utilizaba un microprocesador (Z80, 8084, 8751, 8096) [SUG89]. Durante estos últimos 25 años los microprocesadores se han ido perfeccionando haciendo posible incorporar mejoras en las estrategias de control digital del SRM que eran impensables en sus principios.

En la década de los 90 se comienzan a construir circuitos integrados específicos (ASIC's) donde se implementa el control analógico, con un número más reducido de componentes que el utilizado en el control analógico y con un precio más reducido que el propio microcontrolador, pensado para aplicaciones sencillas [MIL93], [MIL01].

También, Wallace y Taylor [WAL91], [WAL92] inician los trabajos sobre control instantáneo de par encaminados a reducir el rizado de mismo Simultáneamente se van desarrollando y perfeccionando las técnicas de control de par medio, gracias a los trabajos realizados por Kjaer [KJAJ95], Gribble [GRIB99] y Miller [MIL93].

La idea de la eliminación del encoder, resolver, o sensores de posición para reducir el coste despertó gran interés, a mitad de los 90, apareciendo el control de SRM sin sensores de posición. Así Ray [RAY93], Carne [CAR94], Jufer [JUF95], Ehsani [EHS98] y Castellana [CAS99] presentaron trabajos de investigación en los que se utilizaban métodos indirectos de captación de posición. El interés por este tipo de control se sigue manteniendo en la actualidad.

Hoy en día la introducción en los accionamientos de los “Digital Signal Processors” (DSP’s) y de las “Field Programmable Gate Arrays” (FPGA’s) permiten mejorar todos los controles comentados anteriormente e utilizar controles como puede ser el control directo de par, dados a conocer a principios del siglo XXI Inderka y Doncker [IND03a], [IND03b], que sería imposible aplicar utilizando otros dispositivos.

II.1.2.- Control del par medio.

En el SRM el control del par medio (average torque control), par promedio durante un ángulo de paso (stroke), es más complicado que en otros motores eléctricos por lo que se ha de ajustar para cada motor o para cada aplicación.

El par medio en el SRM, se controla regulando la corriente de referencia de cada una de las fases del mismo (I_{REF}), ya que generalmente no se dispone de un lazo cerrado de regulación de par, en función de la posición rotórica (θ). Así pues, si se produce una variación de carga en el motor el algoritmo de control tiene que actuar, variando la corriente de referencia y/o los ángulos de conmutación de la misma (θ_O y θ_C). A velocidades bajas el par se puede controlar actuando sobre la corriente (I_{REF}), mediante un control de tensión (PWM) o por control de corriente (histéresis). Cuando la velocidad se incrementa la fuerza electromotriz también se incrementa y esto hace que solamente se pueda controlar el par aplicando un control por pulso único y actuando sobre los tiempos de conducción de los interruptores θ_O , θ_C . En algunas aplicaciones que han de trabajar en un amplio margen de velocidades se hace la combinación de los dos modos de control anteriores.

Para controlar el par medio en un SRM, se suele utilizar generalmente un algoritmo de control que fija las tres variables de control, θ_O , θ_C e I_{REF} , de acuerdo con unos valores tabulados precalculados o medidos para todo el rango de operación del motor, figura II.1.2.1. Los valores tabulados que fijan las variables de control (velocidad y par de referencia) definen los puntos de funcionamiento del motor. Una adecuada selección de estos valores nos permite optimizar el rendimiento, minimizar el rizado del par o minimizar el ruido. No obstante, la rápida modificación de las condiciones de funcionamiento

del SRM conlleva una complejidad en la determinación y organización de las variables de control, para toda una zona de funcionamiento [IND03a].

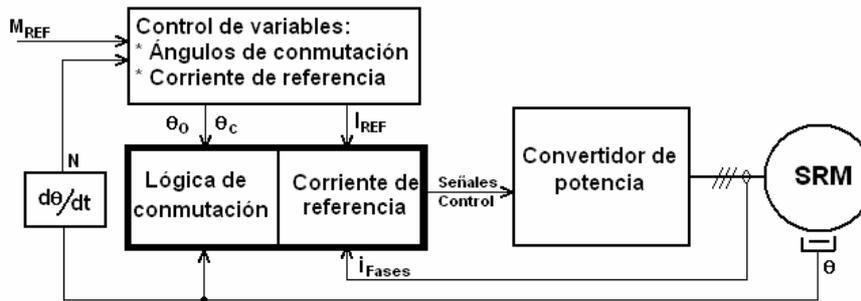


Figura II.1.2.1.- Esquema de bloques del control en lazo abierto del par medio de un SRM.

Otra solución consiste en realizar el cálculo del par medio en el SRM online. No es una solución sencilla pero se puede realizar estimando el par medio en función de la medida de la tensión y corriente de una fase. También se podrían considerar todas las fases del motor pero el coste sería mucho mayor para obtener el mismo resultado. La estructura de un control directo de par medio en lazo cerrado (direct average torque control), utilizando un estimador de par medio, se muestra en la figura II.1.2.2.

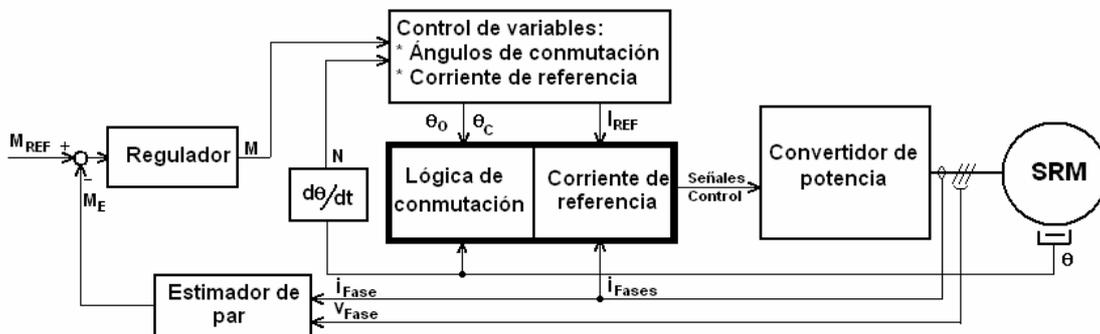


Figura II.1.2.2.- Esquema de bloques del control en lazo cerrado del par medio de un SRM.

II.1.3.- Control del par instantáneo

El par total del motor es la suma de par en cada una de las fases:

$$M_{Total} = \sum_{j=1}^m M_j = \sum_{j=1}^m M(i_j, q_j) \quad (II.1)$$

Para conseguir un buen control de par, que se adapte a las características de la carga, es necesario aplicar un control instantáneo de par. En este control el par motor instantáneo deseado se obtiene controlando el par individual producido por cada fase.

El par individual que se produce en cada una de las fases tiene que estar coordinado de tal manera que el par total siga el par de referencia generado en función de la posición y de la velocidad. Desafortunadamente no es tan

sistemática la distribución del par entre fases ya que la función del par también va asociada a la forma de onda de la corriente y del flujo concatenado. Si fijamos la forma de onda del par nos podemos encontrar al mismo tiempo que el resultado no es el esperado porque las formas de onda de la corriente y del flujo concatenado afectan directamente a las pérdidas joule y a la tensión de alimentación requerida. Para seleccionar una función de par óptima cuyo primer objetivo sea un control de bajo rizado del par, será necesario especificar un segundo objetivo.

Generalmente, en los SRM se fija como primer objetivo una forma de onda de corriente que reduzca el rizado de par y como segundo objetivo, o bien reducir las pérdidas en el cobre (máximo par por corriente) o minimizar la tensión de alimentación (máximo par por flujo concatenado). Las pérdidas joule están relacionadas con el rendimiento del motor y la tensión de alimentación requerida esta relacionada con el par/velocidad.

Existen técnicas de control indirecto y directo del par instantáneo. En el control indirecto del par instantáneo las variables de control son la corriente o el flujo concatenado, requieren un sensado exacto de la posición del rotor y están restringidas a un rango de operación limitado. Las técnicas de control indirecto del par instantáneo son:

- Corriente predefinida con cálculo de la forma offline.
- Corriente predefinida con cálculo de la forma online.
- Flujo concatenado predefinido con cálculo de la forma off-line.
- Inyección de corrientes armónicas.

En el control directo del par instantáneo se requiere una precisa y continuada información de la posición rotórica. El esquema de bloques del control directo de par instantáneo se muestra en la figura II.1.3.1, [IND03b].

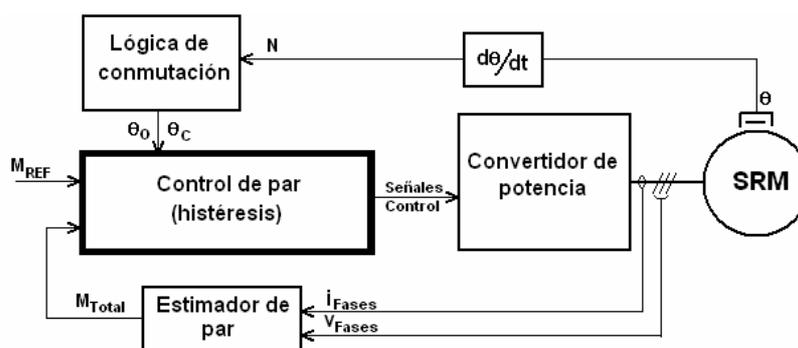


Figura II.1.3.1 .- Esquema de bloques del control directo de par instantáneo en lazo cerrado de un SRM.

En la figura anterior se puede observar como a partir del par de referencia (M_{REF}), del par instantáneo total (M_{Total}) y de los ángulos de la lógica de conmutación (θ_0 y θ_C), el controlador digital de par (control de histéresis) genera las señales de control de los interruptores de estado sólido del convertidor estático. Dependiendo del error entre el par de referencia y el par total el

circuito de control aplicará sobre las fases del motor una tensión positiva, negativa o nula.

Una simple pero bastante limitada estimación del par se puede obtener utilizando la ecuación lineal del SRM. En la práctica, las técnicas para la determinación de estimación on-line del par instantáneo son las siguientes:

- Modelos exactos del motor almacenados en tablas:
 - $M(i, \theta)$
 - $M(i, \psi)$
 - $M(\theta, \psi)$
- Modelos adaptativos al motor:
 - Modelos analíticos.
 - Modelos analíticos con tablas para la corrección.
 - Modelos con redes neuronales artificiales (ANN).

Los modelos más reales del motor se obtienen por simulación con elementos finitos o por medidas sobre el motor. A partir de estos modelos se pueden obtener las características de par y realizar los algoritmos de control del motor.

La característica de $M(i, \theta)$ depende de la posición del rotor. Una buena estimación de par y por consiguiente un buen control se pueden obtener siempre que se disponga de una excelente señal de posición. Para evitar errores en la medida de la posición se puede obtener la característica del par en función de la corriente y del flujo concatenado $M(i, \psi)$, figura II.1.3.2.

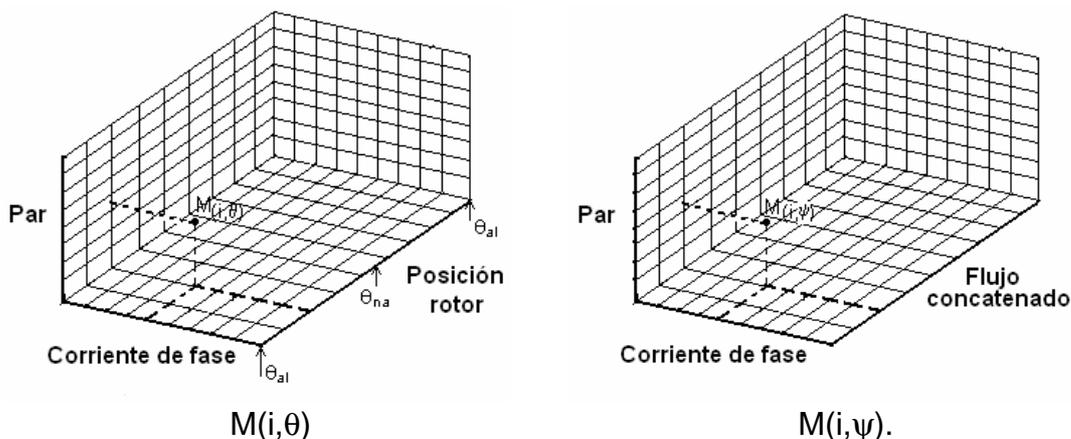


Figura II.1.3.2.- Característica $M(i, \theta)$ y $M(i, \psi)$ en un SRM

El procedimiento para determinar la curva característica de par en tiempo real es utilizar una tabla $M(i, \psi)$. Experimentalmente, se ha demostrado que en la producción en serie de SRMs las características $M(i, \psi)$ se han desviado muy poco del valor original prefijado.

Para la estimación del par instantáneo, figura II.1.3.3, se necesita conocer el flujo concatenado y la corriente de fase como variables de entrada. El flujo concatenado se puede estimar a partir de conocer la tensión y la corriente de

fase del motor. La tensión de fase del motor se puede medir directamente o se puede estimar digitalmente como una función de estado de los interruptores del convertidor de potencia para cada una de las fases. En este caso, se necesita medir la tensión en el bus de continua.

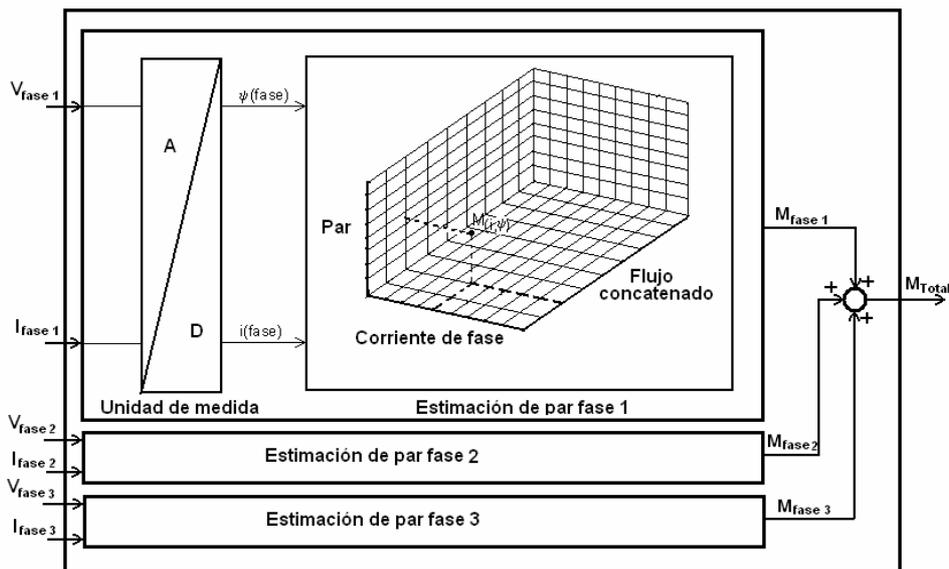


Figura II.1.3.3.- Esquema de bloques del estimador de par, en un control directo de par instantáneo en lazo cerrado, de un SRM.

II.1.4.- Control sin sensores de posición.

Prescindir de los sensores de posición/velocidad proporciona a los SRM unas ventajas adicionales: reducción del volumen del motor, mejora de la fiabilidad y adaptabilidad para trabajar en ambientes hostiles y reducción de costes. Se han propuesto distintos métodos de control del SRM sin sensores de posición, figura II.1.4.1. En los métodos de control en lazo abierto el SRM trabaja como un motor paso a paso de forma síncrona (frecuencia proporcional a la velocidad) realizándose ajustes en los ángulos de conducción para maximizar el rendimiento. La mayoría de los métodos de control del SRM sin sensores de posición se basan en la ecuación eléctrica del accionamiento, ya sea utilizando métodos de detección pasiva o no intrusivos (estimando la posición rotórica a partir de la monitorización en tiempo real de las variables eléctricas) como:

- troceado a un nivel de corriente prefijado.
- utilización de la derivada de la tensión y/o de la corriente de fase.
- estimación del flujo en tiempo real.

Los métodos de detección activa o intrusivos (utilizando la respuesta de señales de prueba inyectadas en una fase del motor no activada) que pueden utilizarse son:

- inyección de pulsos de diagnóstico.
- utilización de técnicas de modulación (FM, PM o AM).

- aprovechamiento de la fuerza contraelectromotriz y observación de la tensión inducida por acoplamiento.

En los métodos con observador de estado, el propio motor actúa como sensor. El control se fundamenta en la simulación matemática del motor y de la carga, trabajando el modelo simulado y el motor en paralelo, siendo por lo tanto imprescindible la simulación en tiempo real. Otros métodos utilizados para el control del SRM sin sensores se basan en las pérdidas por corrientes parásitas en el rotor, la utilización de bobinas auxiliares o la modificación de la geometría de un polo. Cada uno de estos métodos tiene sus ventajas e inconvenientes y su elección depende de la aplicación que se considere y del margen de velocidad o de la zona de la característica par-velocidad en que haya de trabajar. En general los métodos en lazo abierto son adecuados para aplicaciones de velocidad constante y bajo coste. Los métodos de detección activa son aconsejables para aplicaciones para bajas velocidades mientras que los métodos de detección pasiva y de observadores de estado lo son para aplicaciones de velocidades elevadas. No hay ningún método que cubra todo el margen de velocidades pero siempre puede recurrirse a una combinación de distintos métodos como inyección de pulsos de diagnóstico, estimación de flujo en tiempo real y /o observadores de estado. El control del SRM sin sensores de posición requiere una circuitería adicional y precisa de un importante tiempo de computación y aún así, hoy por hoy, ninguno de los métodos conocidos permiten obtener las prestaciones del control convencional con sensores de posición. Además es necesario considerar, sea cual sea el método utilizado, la generación de una secuencia de conmutación para el instante del arranque.

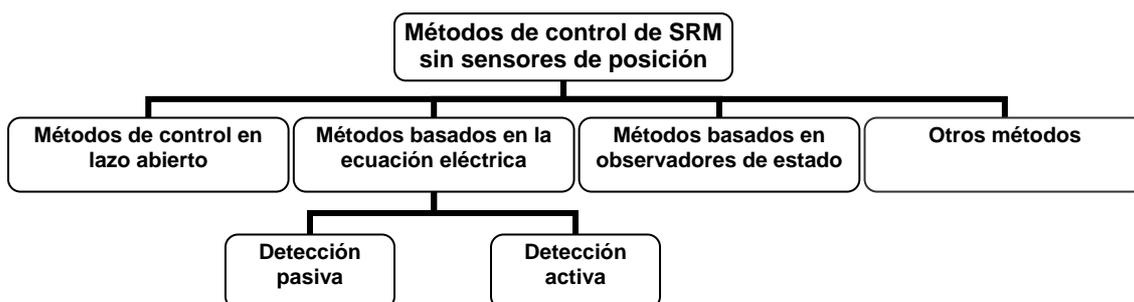


Figura II.1.4.1.- Clasificación de los métodos de control del SRM sin sensores de posición.

II.1.5.- Tendencias del control de SRM.

En la actualidad la investigación en el SRM está volcada en intentar minimizar sus principales inconvenientes y para ello en el diseño de las estrategias de control se persigue mejorar algunas de sus características, figura II.1.5.1, como pueden ser:

- Optimizar el rendimiento.
- Minimizar el rizado de par
- Reducir el ruido

Siendo el objetivo principal evitar que los SRM pierdan competitividad frente a los accionamientos convencionales en los distintos segmentos del mercado de motores y accionamientos eléctricos.

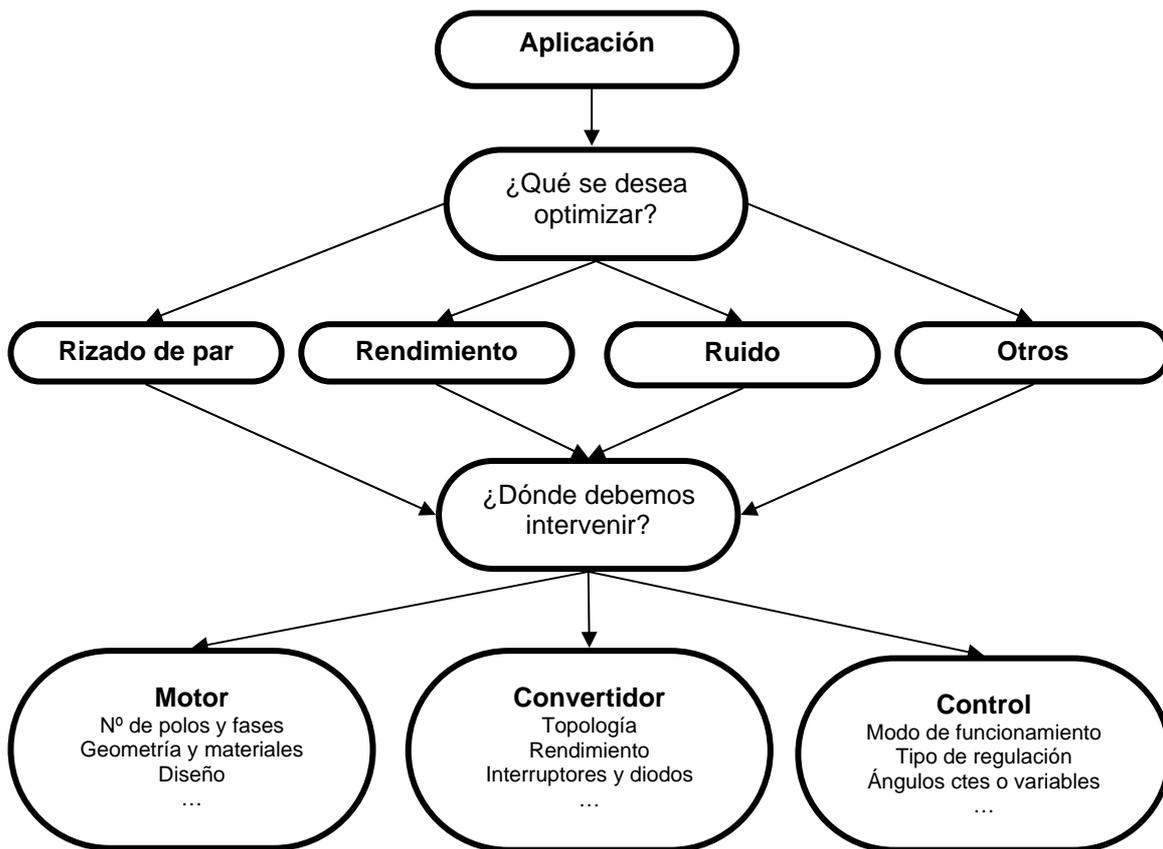


Figura II.1.5.1.- Aspectos a considerar en el diseño de las diferentes partes que constituyen un SRM.

Optimizar el rendimiento.- El rendimiento del SRM cuando trabaja con unos ángulos de conducción constantes puede ser igual e incluso algo superior, para determinadas velocidades, al de su competidor más directo en el mercado de accionamientos como es el motor de inducción cuando utiliza un control vectorial. Pero si se desea que el rendimiento del SRM supere a su competidor, en todo el margen de velocidades, es necesario recurrir a técnicas de control donde se apliquen algoritmos que permitan la variación del ángulo de conducción del SRM online.

Estas técnicas de control determinan los ángulos de inicio y final de conducción de cada una de las fases del motor en función de algunos parámetros propios del mismo como son: la inductancia en la posición de alineamiento y no alineamiento, velocidad, tensión y corriente, siendo el objetivo principal de estas técnicas reducir la potencia de entrada en el accionamiento de SRM.

Minimizar el rizado de par.- Las pulsaciones de par en los SRM afectan al comportamiento del accionamiento, sobre todo a bajas revoluciones y como consecuencia de su estructura electromagnética con polos salientes tanto en el

estator como en el rotor, son mayores que en las máquinas convencionales. Esta circunstancia es determinante para descartar a los SRM de ciertas aplicaciones en las que la carga es especialmente sensible al rizado de par, como por ejemplo en máquinas herramientas de precisión y en servosistemas. En consecuencia se han realizado grandes esfuerzos para intentar minimizar las pulsaciones de par en los SRM, ya sea mejorando su diseño electromagnético o utilizando técnicas avanzadas de control. La experiencia demuestra que el rizado del par es menor en los motores con mayor número de fases y con multiplicidad unidad. Así los SRM de cuatro fases y estructura 8/6, son quizás la mejor opción si se desea minimizar el rizado de par (utilizar un número mayor de fases aumenta considerablemente la complejidad y el coste del convertidor estático). Las técnicas de control que minimizan el rizado del par se basan en que la producción de par de cada una de las fases del motor debe coordinarse de forma que el par total (suma de los pares de cada fase) siga al valor generado a partir de los bucles de realimentación más exteriores (posición o velocidad).

Esto se conseguiría, en los motores convencionales, eligiendo unas formas de onda de corriente que reduzca las pulsaciones de par, pero en los SRM es necesario además fijar un segundo objetivo, o bien reducir las pérdidas en el cobre (máximo par por corriente) o minimizar la tensión de alimentación (máximo par por flujo concatenado). Lo más habitual consiste en almacenar las características $M-i-\theta$ o $M-\psi-\theta$ en una tabla, también puede hacerse de forma analítica, de manera que a partir de la información de la posición y del par motor requerido se determine la forma de onda de la corriente óptima en cada instante que minimice el rizado de par.

Reducir el ruido.- En los SRM está ampliamente aceptado que la principal causa del ruido acústico es la deformación del estator debida a la atracción magnética, en sentido radial, de los polos del rotor. Para minimizar el ruido pueden adoptarse diversas medidas constructivas como:

- Utilizar, preferentemente, estructuras con multiplicidad mayor que la unidad (en motores trifásicos mejor 12/8 que 6/4).
- Diseñar la corona estatórica con la mayor anchura posible.
- Construir el eje rotórico con un gran diámetro para mejorar la rigidez torsional.
- Utilizar un entrehierro no demasiado pequeño.

Estas medidas son contradictorias con la construcción de una máquina de gran densidad de potencia, por lo tanto si se persigue un SRM con bajo nivel de ruido debe limitarse la densidad de flujo en el entrehierro. Otras medidas que también contribuyen a mitigar el ruido audible son:

- Colocar los cojinetes lo más cerca posible del paquete rotórico.
- Asegurar una buena concentricidad y un buen montaje entre rotor y estator.
- Encapsular los bobinados.
- Utilizar antes una carcasa de aluminio que una de acero o de fundición.

El problema del ruido no es, únicamente, un problema de la estructura electromagnética ya que diversas acciones sobre el control pueden contribuir a mitigarlo, como utilizar control de tensión (PWM) en lugar de control de corriente (histéresis), con frecuencias de portadora por encima del límite audible (>15 kHz), así como hacer que sólo uno de los interruptores de una fase, case de utilizar un puente asimétrico, trocee la corriente (soft chopping). El forzar que las formas de onda de la corriente adopten un perfil que minimice el ruido (current profiling) puede ser otra opción aunque a costa de una mayor complejidad del control.

II.2.- Convertidores estáticos para SRM.

II.2.1.- Aspectos generales.

El convertidor estático en un SRM cumple dos funciones [CAS99]:

- En primer lugar efectúa la conmutación de las fases en el orden establecido por el control (según la posición rotórica), cerrando y abriendo los interruptores de estado sólido que lo componen.
- En segundo lugar garantizar la rápida desmagnetización de las fases del SRM.

Si consideramos que las fases en el SRM son independientes para realizar estas dos funciones se suele usar, figura II.2.1.1:

- Convertidores constituidos por un solo interruptor por fase.
- Convertidores constituidos por dos interruptores por fase.
- Convertidores bifilares.

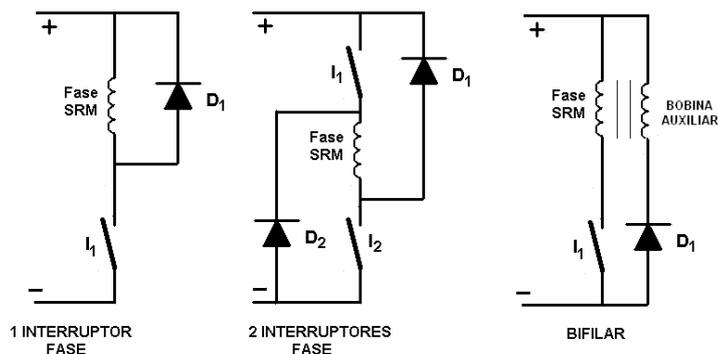


Figura II.2.1.1. – Circuito de una fase del convertidor con un interruptor, dos interruptores y bifilar.

Los interruptores de estado sólido que componen los convertidores son, generalmente a partir de los años 80, los IGBT's o MOSFET's de potencia. Estos dispositivos disponen de una elevada velocidad de conmutación que permiten aplicar controles que trabajan a frecuencias muy elevadas, como puede ser el control "pulse-width modulated" que sería imposible aplicar a otros tipos de interruptores.

Además tanto el MOSFET como el IGBT disponen de una impedancia de entrada muy alta que hace que sean muy sencillos de controlar (en los dos dispositivos el control es por tensión). No obstante, el MOSFET aventaja al IGBT cuando se tiene que trabajar a altas frecuencias de conmutación y sucede lo contrario cuando se tiene que trabajar en potencia elevadas. Es por este motivo que suele utilizar el IGBT para potencias superiores a 1kW con frecuencias de conmutación de hasta 20kHz y el MOSFET para potencias inferiores pudiéndose llegar a frecuencias de conmutación de 100 KHz.

Cada uno de estos interruptores lleva asociado un circuito de disparo que garantiza un aislamiento entre el circuito de control y el de potencia. También este circuito, en parte alimentado desde fuentes de alimentación aisladas, permite aplicar tensiones positivas o negativas a las puertas de los interruptores mejorando su comportamiento dinámico. Además, cada uno de los interruptores lleva asociado un circuito de ayuda a la conducción y otro de protección. El primero (utilizando una red R-C) se asegura de dotar de la corriente necesaria a la puerta para realizar el cambio de estado con rapidez y el segundo le ayuda en la conmutación (utilizando una red R-C-D), figura II.2.1.2.

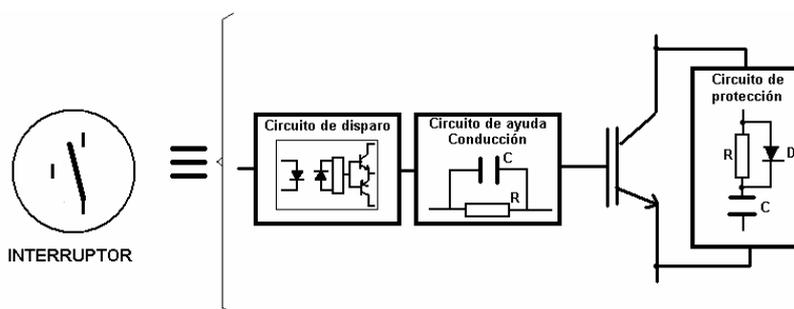


Figura II.2.1.2. – Circuito de disparo, ayuda a la conducción y protección del interruptor.

Convertidor unipolar.- Estos convertidor dispone de *un interruptor controlado por fase*, y su funcionamiento se muestra en la figura II.2.1.3.

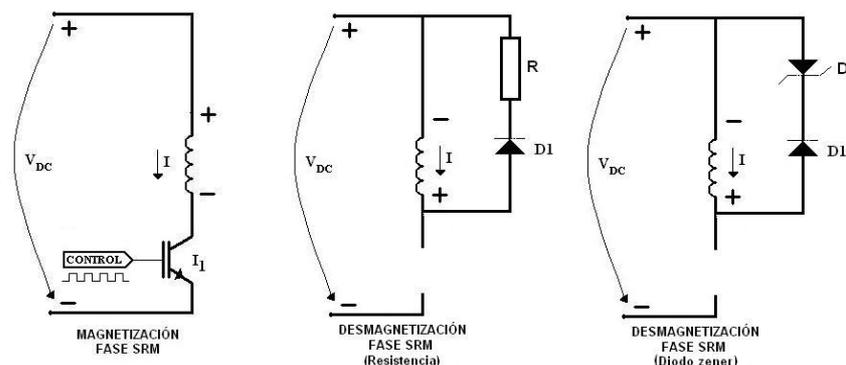


Figura II.2.1.3. – Circuito de magnetización y desmagnetización en un convertidor con un interruptor por fase.

En este convertidor la operación de magnetización de cada una de las fases se realiza cerrando los interruptores controlados dispuestos en serie con cada una de las fases que constituyen el motor. En el instante que estos interruptores controlados dejan de conducir se produce la desmagnetización de las fases

que se realiza a través de un diodo de libre circulación con una resistencia en serie. El tiempo de desmagnetización depende del valor de la resistencia seleccionado y la energía de la desmagnetización se transforma en calor. Otra posibilidad es utilizar en lugar de una resistencia un zener cuya misión es aplicar una tensión inversa en bornes de la fase, forzando a la corriente a anularse. Esta aplicación permite disminuir el tiempo de desmagnetización de la fase pero requiere un diodo zener capaz de disipar la energía de desmagnetización de las fases del SRM. Una ventaja de este tipo de convertidor es que el circuito de control del interruptor controlado no tiene que estar aislado del resto de interruptores y se pueden utilizar circuitos "grounded gate drive" (todos los interruptores controlados tienen la misma referencia).

Por lo tanto, si se desea realizar un control sencillo en el que no se precise de regulación de velocidad y control de par basta con un convertidor estático unipolar, figura II.2.1.4.

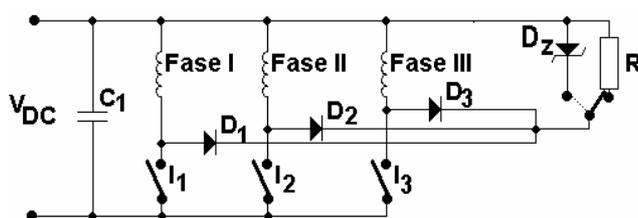


Figura II.2.1.4. - Estructura del convertidor unipolar para un SRM de 3 fases.

Este tipo de convertidor se utiliza en aplicaciones donde los motores trabajan con tensiones y potencias reducidas.

Convertidor bipolar.- Este convertidor se suele utilizar en las aplicaciones que se precise regulación de velocidad y control de par y el mismo dispone de dos interruptores controlados por fase. Las funciones que tiene que cumplir este convertidor son las siguientes:

- En primer lugar realizar la conmutación de las fases (magnetización) en el orden establecido por el control (según la posición rotórica y unas estrategias de regulación). Dicha conmutación y control no se podrá realizar con un único interruptor controlado, como en el caso anterior porque el tiempo de inicio y final de conducción de cada uno de los interruptores controlados viene fijado por unas leyes de regulación y control que pueden ser idénticas o totalmente independientes, figura II.2.1.5.a
- En segundo lugar tiene que garantizar la rápida desmagnetización de las fases del SRM. Esta desmagnetización se puede realizar cerrando un interruptor controlado y un diodo (la energía de la desmagnetización se transforma en calor) o bien, dos diodos (la energía de la desmagnetización se transfiere a otra fase en su magnetización o a un condensador de almacenamiento), figura II.2.1.5.b,c,d.

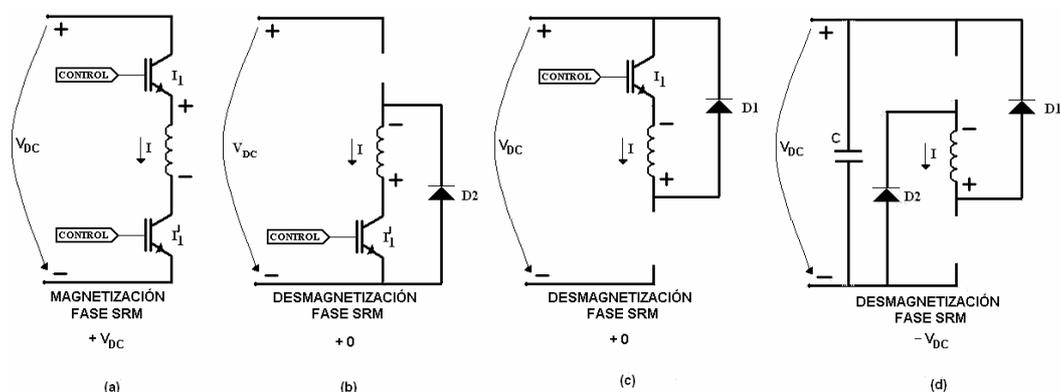


Figura II.2.1.5. - Circuito de magnetización y desmagnetización en un convertidor con dos interruptores por fase.

El convertidor con dos interruptores por fase puede trabajar:

- Conmutando un solo interruptor “Soft chopping”.- Durante el tiempo que permanece alimentada una fase uno de los interruptores conduce durante todo este tiempo y el otro conmuta a una frecuencia, generalmente superior, que viene fijada por el circuito de regulación y control.
- Conmutando los dos interruptores “Hard chopping”.- Durante el tiempo que permanece alimentada una fase los dos interruptores conducen el mismo tiempo y en el mismo instante. Generalmente conmutan a la frecuencia que fija el circuito de regulación y control durante todo el tiempo que permanece alimentada la fase.

Con el funcionamiento hard-chopping todos los interruptores de estado sólido trabajan a una frecuencia de conmutación superior, el rizado de la corriente en la bobina es mayor y el rizado de la corriente de la fuente de alimentación de entrada también es mayor que en funcionamiento soft-chopping. Por tal motivo en el funcionamiento hard-chopping las pérdidas en los interruptores de estado sólido son mayores, es más ruidoso y se requiere unas mayores prestaciones del filtrado de la fuente de alimentación. Por todo ello, es más aconsejable para el control de motores el funcionamiento soft-chopping que el hard-chopping.

Convertidor bifilar.- El funcionamiento del convertidor bifilar, se muestra en la figura II.2.1.6.

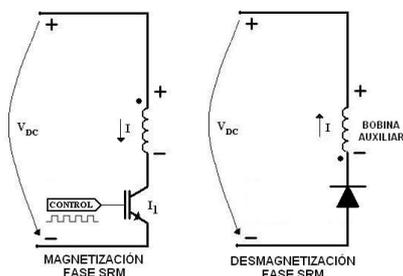


Figura II.2.1.6. – Circuito de magnetización y desmagnetización en un convertidor con una bobina auxiliar (bifilar).

En este convertidor la operación de magnetización de cada una de las fases se realiza cerrando los interruptores controlados dispuestos en serie con cada una de las fases que constituyen el motor. En el instante que estos interruptores controlados dejan de conducir se produce la desmagnetización de las fases que se realiza a través de un diodo de libre circulación y una bobina auxiliar. En la desmagnetización de la fase se transfiere la energía almacenada en la fase a una bobina auxiliar acoplada magnéticamente y desde esta se recupera a la fuente de continua de entrada. Una ventaja de este tipo de convertidor es que el control del interruptor controlado se realiza únicamente con circuitos "grounded gate drive".

La topología del convertidor bifilar se muestra en la figura II.2.1.7.

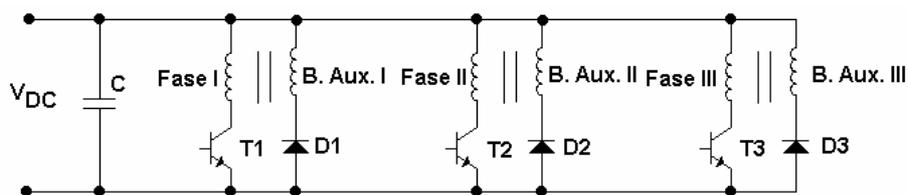


Figura II.2.1.7. - Estructura del convertidor bifilar para un SRM de 3 fases

Comparación convertidores estáticos para SRM e inversores trifásicos.-

Es interesante comparar las características de los convertidores estáticos para SRM con las de los inversores trifásicos utilizadas en la regulación y control de motores asíncronos trifásicos.

En la figura II.2.1.8, se muestra un convertidor bipolar trifásico para SRM en el que se puede observar que las fases del motor siempre se encuentran conectadas en serie con los interruptores de estado sólido que constituyen el convertidor, haciendo que este convertidor sea tolerante a faltas.

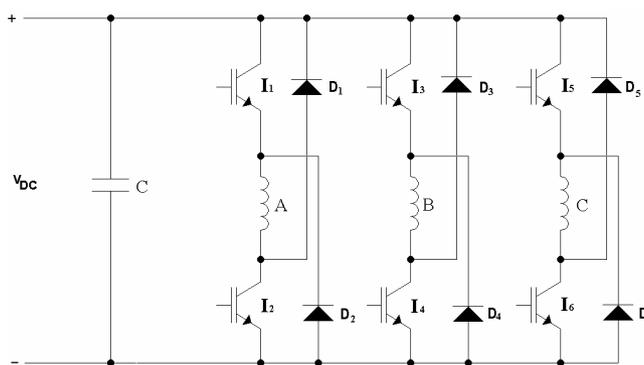


Figura II.3.1.8. - Estructura del convertidor bipolar para SRM.

Por lo tanto, este convertidor tiene una estructura diferente a la utilizada en el convertidor trifásico (inversor) integrado en los equipos de regulación y control de los motores asíncronos trifásicos, figura II.3.1.9. Este es uno de los inconvenientes a la hora de construir el convertidor, dada la escasa oferta de módulos en el mercado que integren la estructura de semipunto en un amplio

margen de potencias. Es por este motivo que los convertidores estáticos para SRM se construyen con componentes discretos.

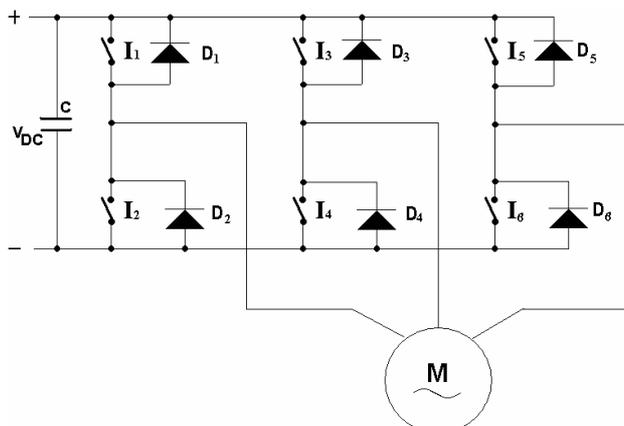


Figura II.3.1.9. Estructura del convertidor trifásico (inversor) utilizado en los equipos de regulación y control de los motor asíncronos.

II.2.2.- Clasificación de los convertidores estáticos para SRM.

El convertidor en su diseño y construcción tiene que estar perfectamente adaptado al convertidor electromecánico y debe responder en todo momento a las leyes de regulación y control que se le especifiquen. Es por este motivo, que dependiendo de la aplicación, será más adecuado seleccionar un convertidor u otro.

De entre todos los trabajos realizados sobre la clasificación de los convertidores estáticos para SRM hay que destacar el procedimiento propuesto por Barnes y Pollock [BAR98], [BAR01] en el que se clasifican los convertidores para SRM en seis categorías o familias básicas en función de cómo se almacena y recupera la energía en cada una de las fases del motor (en cada "stroke"). También, Krishnan [KRI01] realiza una comparación de los convertidores en función del número de interruptores controlados por fase. Asimismo, Vukosavic [VUK91] realiza la comparación entre los cinco convertidores más utilizados con el objetivo de establecer la topología más adecuada para cada tipo de SRM.

La clasificación de los convertidores que se propone en este trabajo, tabla II.2.2.1 tiene como referencia la clasificación en familias (Barnes y Pollock) profundizando en el estudio de la familia de los convertidores en medio puente por ser la más utilizada, también se analiza un convertidor (el más representativo) de las otras 5 familias (Vukosavic). Además, se considera en la clasificación de los convertidores el número de interruptores controlados por fase (Krishnan).

De la clasificación original propuesta se presenta la topología del convertidor seleccionado, el principio de funcionamiento y las ventajas e inconvenientes del mismo. Realizándose al finalizar el estudio una comparación entre las

diferentes topologías de los convertidores seleccionados [BAR98], [BAR01], [KRI90], [KRI01], [MIR00], [VUK91], tabla II.2.11.1.

CLASIFICACION DE LOS CONVERTIDORES ESTATICOS PARA SRM		
Familia de Convertidores	Tipo de convertidor	Int. Fase
CONVERTIDOR EN MEDIO PUENTE (Half Bridge)	Convertidor Asimétrico I ó clásico (Asymetric I converter or classic converter)	2*m
	Convertidor Asimétrico II (Asymetric II converter)	m+2
	Convertidor con interruptor de estado sólido compartido o Miller (Shared switch converter or Miller converter)	m+1
CONVERTIDORES CON UN CIRCUITO EXTERNO DC-DC (Converter with external DC-DC circuit)	Convertidor con condensador de almacenamiento (C-Dump converter)	
CONVERTIDORES AUTOCONMUTADOS (Self commutating convertes)	Convertidor resonante. (Resonant converter)	m
CONVERTIDOR CAPACITIVO CON RECUPERACIÓN DE ENERGIA (Capacitive Energy Recovery converters)	Convertidor con toma intermedia DC o Convertidor Oulton (Split DC converter or Oulton converter)	
CONVERTIDORES MAGNÉTICOS CON RECUPERACIÓN DE ENERGIA (Magnetic Energy Recovery converters)	Convertidor Bifilar (Bifilar converter)	
CONVERTIDORES DISIPATIVOS (Dissipative converters)	Convertidor con resistencia de disipación. (R-Dump converter)	

Tabla II.2.2.1.- Clasificación de los convertidores estáticos para SRM.

II.2.3.- Convertidor asimétrico I ó clásico (Asymetric I converter or classic converter).

El convertidor esta constituido por tantas ramas como fases. En cada rama hay dos interruptor de estado sólido y dos diodos, quedando conectada la correspondiente fase del motor tal como se muestra en la figura II.2.3.1. Cada fase debe ser accionada por una secuencia de control, la cual define distintos estados de funcionamiento, descritos en la tabla II.2.3.1 [HEX97], [PER01].

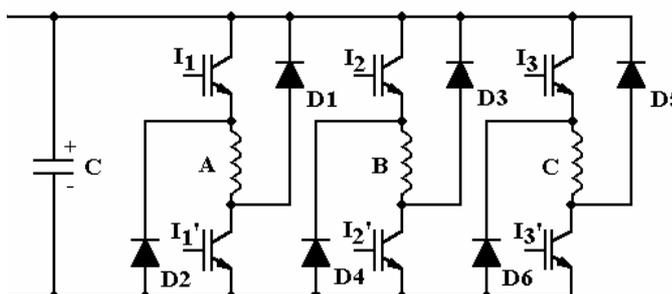


Figura II.2.3.1.- Estructura del convertidor clásico, para SRM's trifásicos.

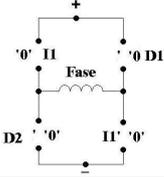
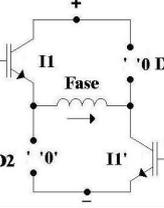
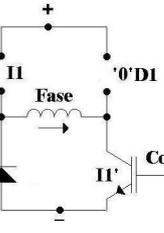
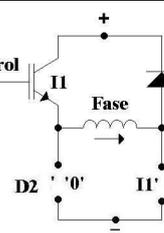
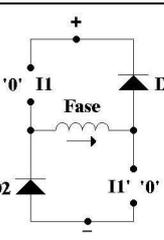
Estados de funcionamiento	Esquema										
<p>ESTADO 1: Instante inicial. El SRM se encuentra parado o alguna otra fase está activada en este momento. No circula corriente por la fase (Reposo)</p> <table border="1" data-bbox="403 376 869 443"> <tr> <td>I_1</td> <td>I'_1</td> <td>D_1</td> <td>D_2</td> <td>V_{Fase}</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> </table>	I_1	I'_1	D_1	D_2	V_{Fase}	0	0	0	0	0	
I_1	I'_1	D_1	D_2	V_{Fase}							
0	0	0	0	0							
<p>ESTADO 2: Instante en que conducen los dos interruptores de estado sólido. Se produce una transferencia de energía desde la fuente de alimentación a la fase del motor.</p> <table border="1" data-bbox="403 562 869 629"> <tr> <td>I_1</td> <td>I'_1</td> <td>D_1</td> <td>D_2</td> <td>V_{Fase}</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> <td>V_{DC}</td> </tr> </table> <p>ALIMENTACIÓN DE LA FASE (DWELL)</p>	I_1	I'_1	D_1	D_2	V_{Fase}	1	1	0	0	V_{DC}	
I_1	I'_1	D_1	D_2	V_{Fase}							
1	1	0	0	V_{DC}							
<p>ESTADO 3: Instante en que conducen un interruptor de estado sólido y un diodo. La bobina está cortocircuitada y la corriente en la fase tiene la misma dirección que en el estado 2. La energía almacenada en la bobina se disipa en forma de calor.</p> <table border="1" data-bbox="403 801 869 869"> <tr> <td>I_1</td> <td>I'_1</td> <td>D_1</td> <td>D_2</td> <td>V_{Fase}</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table> <p>FASE EN LIBRE CIRCULACIÓN</p>	I_1	I'_1	D_1	D_2	V_{Fase}	0	1	0	1	0	
I_1	I'_1	D_1	D_2	V_{Fase}							
0	1	0	1	0							
<p>ESTADO 4: Instante en que conducen un interruptor de estado sólido y un diodo. La bobina está cortocircuitada y la corriente en la fase tiene la misma dirección que en el estado 2. La energía almacenada en la bobina se disipa en forma de calor.</p> <table border="1" data-bbox="403 1041 869 1108"> <tr> <td>I_1</td> <td>I'_1</td> <td>D_1</td> <td>D_2</td> <td>V_{Fase}</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> </table> <p>FASE EN LIBRE CIRCULACIÓN</p>	I_1	I'_1	D_1	D_2	V_{Fase}	1	0	1	0	0	
I_1	I'_1	D_1	D_2	V_{Fase}							
1	0	1	0	0							
<p>ESTADO 5: Instante en que conducen los dos diodos. La corriente sigue manteniendo la misma dirección que en el estado 2 y la energía almacenada en la bobina se devuelve a la fuente de alimentación.</p> <table border="1" data-bbox="403 1294 869 1361"> <tr> <td>I_1</td> <td>I'_1</td> <td>D_1</td> <td>D_2</td> <td>V_{Fase}</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> <td>$-V_{DC}$</td> </tr> </table> <p>FASE EN RECUPERACION (TAIL)</p>	I_1	I'_1	D_1	D_2	V_{Fase}	0	0	1	1	$-V_{DC}$	
I_1	I'_1	D_1	D_2	V_{Fase}							
0	0	1	1	$-V_{DC}$							

Tabla II.2.3.1.- Estados de funcionamiento de un convertidor clásico.

Ventajas e inconvenientes:

- C Se puede aplicar sobre la bobina tensiones positivas, negativas o nulas.
- C Gran tolerancia a las faltas.
- C Independencia entre fases.
- C Elevado N° de posibilidades de control.
- D Requiere un N° elevado de interruptor de estado sólido.
- D Requiere un N° elevado de floating gate driver.
- D Cada fase del SRM soporta la tensión de la fuente de entrada menos la caída de tensión que se produce en los interruptores de estado sólido. En aplicaciones donde la fuente de alimentación tiene una tensión baja se reduce la tensión aplicada en bornes de la fase.

II.2.4.- Convertidor asimétrico II (Asymmetric II converter).

Una variación del convertidor asimétrico o clásico, presentado anteriormente, se puede observar en la figura II.2.4.1. En el convertidor asimétrico I ó clásico para alimentar una fase era necesaria la conducción de dos interruptores de estado sólido. En el convertidor asimétrico II será necesario la conducción de un tercer interruptor de estado sólido. Este tercer interruptor de estado sólido será un tiristor y dejará de conducir cuando se anule la corriente que circula por él. Los diferentes estados de funcionamiento se pueden observar en la tabla II.2.4.1.

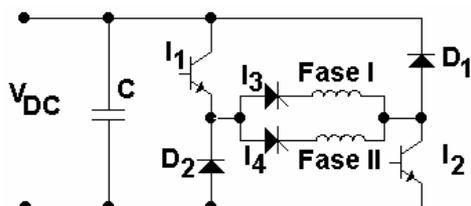


Figura II.2.4.1.- Convertidor asimétrico II

Estados de funcionamiento	Esquema
<p>En este esquema se puede observar el instante en que conducen dos interruptores de estado sólido y un tiristor. Se produce una transferencia de energía desde la fuente de alimentación de la entrada a una fase del motor. $V_{\text{fase}}=V_{\text{DC}}$</p> <p style="text-align: center;">ALIMENTACIÓN DE LA FASE.</p>	
<p>En este esquema se puede observar el instante en que conducen un interruptor de estado sólido, un diodo y un tiristor. La fase se encuentra cortocircuitada y la corriente que circula por ella tiene la misma dirección que en el estado 2. $V_{\text{fase}}=0$</p> <p style="text-align: center;">FASE EN LIBRE CIRCULACIÓN</p>	
<p>En este esquema se puede observar el instante en que conducen dos diodos y un tiristor. La corriente sigue manteniendo la misma dirección que en el estado 2 y la energía almacenada en la fase se devuelve a la fuente de alimentación de la entrada del convertidor. $V_{\text{fase}} = -V_{\text{DC}}$</p> <p style="text-align: center;">FASE EN RECUPERACIÓN</p>	
<p>En este esquema se puede observar que si conducen dos fases al mismo tiempo podemos provocar un cortocircuito en la fuente de alimentación de entrada. Por lo tanto con un solo tiristor conseguimos tener independencia entre fases pero nunca pueden conducir dos fases a la vez.</p> <p style="text-align: center;">FUNCIONAMIENTO INCORRECTO</p>	

Tabla II.2.4.1.- Estados de funcionamiento del convertidor asimétrico II.

Ventajas e inconvenientes:

- C Reducción de componentes de potencia y driver's de control.
- C A las fases se le pueden aplicar tensiones positivas, negativas y nulas.
- D Este convertidor siempre dispone de tres interruptores de estado sólido en serie con la fase, lo cual provoca una disminución de la

tensión aplicada en la misma y un incremento de las pérdidas por conducción.

- D La utilización de tiristores conlleva el inconveniente de los circuitos auxiliares de conmutación, ya que estos, incrementan el precio y el volumen del convertidor.
- D No pueden conducir dos fases a la vez. Por lo tanto, se reducen las posibilidades de control.

II.2.5.- Convertidor con interruptor de estado sólido compartido ó Miller (Shared switch converter or Miller converter).

En la configuración del convertidor asimétrico o clásico cada fase utilizaba dos ramas del puente en H (cada rama estaba constituida por un interruptor de estado sólido y un diodo). En esta nueva configuración las fases comparten ramas del convertidor como se puede apreciar en la figura II.2.5.1.

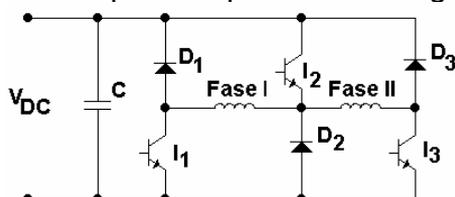


Figura II.2.5.1.- Convertidor con un interruptor de estado sólido compartido.

En la tabla II.2.5.1 se pueden observar los diferentes estados de funcionamiento.

Estados de funcionamiento	Esquema
En este esquema se puede observar el instante en que conducen dos interruptores de estado sólido. Se produce una transferencia de energía desde la fuente de alimentación de la entrada a una fase del motor. $V_{fase}=V_{DC}$ ALIMENTACIÓN DE LA FASE.	
En este esquema se puede observar el instante en que conducen un interruptor de estado sólido y un diodo. La fase se encuentra cortocircuitada y la corriente que circula por ella tiene la misma dirección que en el estado 2. $V_{fase} = 0$ FASE EN LIBRE CIRCULACIÓN	
En este esquema se puede observar el instante en que conducen dos diodos. La corriente sigue manteniendo la misma dirección que en el estado 2 y la energía almacenada en la fase se devuelve a la fuente de alimentación de la entrada del convertidor. $V_{fase} = -V_{DC}$ FASE EN RECUPERACIÓN	
En este esquema se puede observar que si conducen dos fases al mismo tiempo que comparten componentes de potencia podemos provocar un cortocircuito en la fuente de alimentación de entrada. Por lo tanto no conseguimos tener independencia para todas las fases. FUNCIONAMIENTO INCORRECTO	

Tabla II.2.5.1.- Estados de funcionamiento del convertidor con un interruptor de estado sólido compartido.

Ventajas e inconvenientes:

- C Este convertidor es aconsejable para aplicaciones con un número elevado de fases ≥ 4 , ya que los interruptores de estado sólido y diodos se comparten para más de una fase.
- C A las fases se le pueden aplicar tensiones positivas, negativas y nulas.
- C El número de interruptor de estado sólido y diodos se reduce en comparación al convertidor anterior, reduciendo el coste del convertidor.
- D No dispone de independencia para todas las fases. Se podrán alimentar en el mismo instante de tiempo fases que no compartan componentes de potencia entre sí. Por lo tanto, se reducen las posibilidades de control.
- D Se utiliza en aplicaciones donde la fuente de tensión de entrada tiene un valor reducido.
- D En algunos casos para que no exista solapamiento entre fases será necesario adelantar el ángulo de disparo de los interruptores de estado sólido.

El convertidor Miller, es una variante del convertidor clásico, en la que se comparte un único interruptor de estado sólido y un diodo en el funcionamiento de todas las fases del motor.

II.2.6.- Convertidor con toma intermedia o convertidor Oulton (Split DC converter or Oulton converter).

En esta configuración se sustituye el condensador de entrada del convertidor clásico por dos condensadores con una toma intermedia y se utiliza un interruptor de estado sólido por fase, figura II.2.6.1.

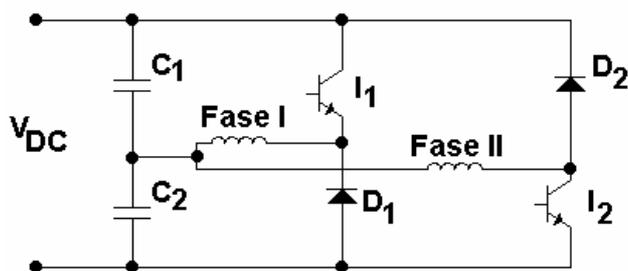


Figura II.2.6.1.- Convertidor con toma intermedia DC o convertidor Oulton.

En la tabla II.2.6.1 se pueden observar los diferentes estados de funcionamiento.

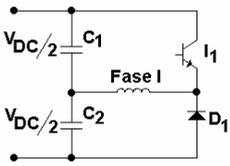
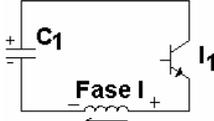
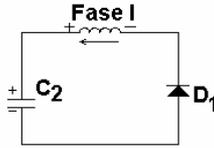
Estados de funcionamiento	Esquema
<p>En este esquema se puede observar que la energía circula desde la fuente de alimentación a los condensadores y viceversa. Los condensadores son los encargados posteriormente de aportar la energía a la fase y almacenar la energía que la fase recupera. La energía circula desde y hacia los condensadores manteniendo el punto medio entre ambos en equilibrio.</p>	
<p>En este esquema se puede observar que al cerrar el interruptor de estado sólido I_1, la corriente circula desde el condensador C_1 a la fase. Se produce una transferencia de energía desde el condensador a la fase del motor. $V_{fase}=V_{DC}/2$. Cuando el interruptor de estado sólido I_1 conduce soporta una tensión despreciable, cuando conduce D_1 soporta una tensión V_{DC}, y cuando no conduce ninguno de los dos $-V_{DC}/2$.</p> <p style="text-align: center;">ALIMENTACIÓN DE LA FASE.</p>	
<p>En este esquema se puede observar el instante en que conduce el diodo. La corriente sigue manteniendo la misma dirección que en el estado 2 y la energía almacenada en la fase se recupera al condensador C_2. $V_{fase} = -V_{DC}/2$. Cuando el diodo D_1 conduce soporta una tensión despreciable, cuando conduce I_1 soporta una tensión $-V_{DC}$ y cuando no conduce ninguno de los dos $-V_{DC}/2$.</p> <p style="text-align: center;">FASE EN RECUPERACIÓN</p>	

Tabla II.2.6.1.- Estados de funcionamiento del convertidor con toma intermedia DC.

Ventajas e inconvenientes:

- C Control sencillo. Se utiliza un interruptor de estado sólido por fase.
- C Reducción de componentes de potencia y drivers de control.
- D Existe un desaprovechamiento de la fuente de entrada, ya que la fase soporta la mitad de la tensión que proporciona la fuente.
- D El número de fases para poder utilizar este convertidor tiene que ser par.

II.2.7.- Convertidor bifilar (Bifilar converter).

Estos convertidores transfieren la energía almacenada en las fases a bobinas auxiliares acopladas magnéticamente. La energía desde la bobina auxiliar se puede retornar a la fuente de continua de entrada o se puede utilizar para alimentar otra fase del motor.

Como se puede ver en la figura II.2.7.1 las fases están constituidas por dos devanados (primario y secundario) acoplados magnéticamente. Cada fase dispone de un interruptor de estado sólido y un diodo.

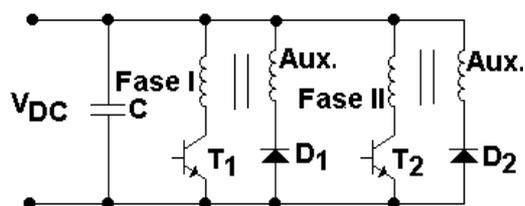


Figura II.2.7.1.- Convertidor bifilar.

En la tabla II.2.7.1 se pueden observar los diferentes estados de funcionamiento.

Estados de funcionamiento	Esquema
<p>Se puede observar que al cerrar el interruptor de estado sólido T_1, la corriente circula desde la fuente de corriente continua de entrada a la fase del motor. Se produce una transferencia de energía desde la fuente a la fase del motor. $V_{fase}=V_{DC}$. El interruptor de estado sólido T_1 cuando conduce la tensión que soporta es despreciable. Sin embargo, la tensión que soportará el diodo D_1 será:</p> $V_{D1} = V_{DC} + \frac{1}{a} \cdot V_{DC} = \left(1 + \frac{1}{a}\right) \cdot V_{DC}$ <p style="text-align: center;">ALIMENTACIÓN DE LA FASE</p>	
<p>Se puede observar el instante en que el interruptor de estado sólido T_1 deja de conducir y comienza a conducir el diodo. La corriente circula de la bobina auxiliar hacia la fuente de alimentación de entrada. Se produce una transferencia de energía desde la bobina auxiliar a la fuente de alimentación de entrada. La tensión en la bobina auxiliar es la misma que la de la fuente de entrada V_{DC}. El diodo D_1 cuando conduce soporta un tensión despreciable. Sin embargo, la tensión que soportará el interruptor de estado sólido T_1 será:</p> $V_{T1} = V_{DC} + a \cdot V_{DC} = (1 + a) \cdot V_{DC}$ <p style="text-align: center;">FASE EN RECUPERACIÓN</p>	

Tabla II.2.7.1.- Estados de funcionamiento del convertidor bipolar.

Ventajas e inconvenientes:

- C No requiere un número elevado de interruptores de estado sólido y diodos.
- C El convertidor permite una desmagnetización rápida de las fases del motor.
- C No requiere floating gate driver.
- D El acoplamiento no es perfecto y por eso se necesita utilizar circuitos snubber de protección.
- D La bobina acoplada magnéticamente debe estar bien realizada constructivamente.
- D Se requiere un aislamiento elevado
- D Requiere una inversión adicional en la fabricación.

- D La bobina adicional reduce el factor de utilización del cobre.
- D Tendremos unas pérdidas por conducción elevadas.
- D La tensión en bornes del interruptor de estado sólido o diodo puede ser mayor que la tensión de la fuente (dependerá de “a”, relación entre el número de espiras de la fase y de la bobina auxiliar.)

II.2.8.- Convertidor con condensador de almacenamiento (C-Dump converter).

En estos convertidores se transfiere la energía almacenada en las bobinas que conforman las fases hacia un condensador auxiliar. El convertidor DC-DC se utiliza para transferir la energía desde el condensador auxiliar al sistema y se asegura que el condensador esté cargado adecuadamente.

Existen diferentes topologías constructivas de este tipo de convertidor. La que presentamos a continuación es la más conocida de todas ellas. La característica principal es que durante el periodo de desmagnetización de las fases la energía almacenada en las mismas se transfiere a un condensador (C_2) logrando una rápida desmagnetización de las fases. La energía almacenada en el condensador se transfiere, a continuación, a la fuente de alimentación de entrada (recuperación de energía). En la figura II.2.8.1 se observa un convertidor C-dump. Los diferentes modos de funcionamiento de dicho convertidor se muestran en la tabla II.2.8.1.

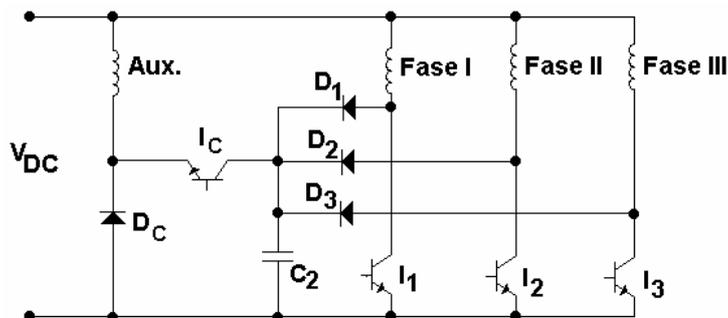


Figura II.2.8.1.- Convertidor C-dump.

Las ventajas e inconvenientes de este convertidor son:

- C Dispone de un número reducido de interruptores de estado sólido.
- C La desmagnetización de las fases es muy rápida.
- C El convertidor puede recuperar toda la energía de desmagnetización de las fases.
- D Es necesario utilizar un condensador y una bobina en el circuito dump.
- D En determinados momentos la tensión que soportan los interruptores de estado sólido es de dos veces el valor de la tensión de alimentación.
- D La tensión en bornes del condensador dump llega a ser de dos veces el valor de la tensión de alimentación.
- D El control del interruptor de estado sólido Cdump es complicado.

Estados de funcionamiento	Esquema
<p>Se cierra el interruptor de estado sólido I_1 y la fase I pasa a estar alimentada desde la fuente de alimentación de entrada. La fase III se desmagnetiza y descarga la energía almacenada en la misma en el condensador C-dump (C_2). El interruptor de estado sólido C-dump (I_C) permanece abierto.</p>	
<p>El interruptor de estado sólido I_1 continúa cerrado y se cierra también el interruptor de estado sólido C-dump (I_C). La fase I se continúa alimentando desde la fuente de alimentación de entrada y el condensador C-dump (C_2) se descarga, transfiriendo la energía almacenada a la fuente de alimentación de la entrada. El circuito de descarga del condensador se comporta como un troceador buck.</p>	
<p>El interruptor de estado sólido I_1 se abre. La fase I se desmagnetiza y descarga la energía almacenada en la misma en el condensador C-dump (C_2). El interruptor de estado sólido C-dump (I_C) permanece abierto. La bobina auxiliar se descarga por medio del diodo C-dump (D_C, diodo de libre circulación).</p>	
<p>Se cierra el interruptor de estado sólido I_2 y la fase II pasa a estar alimentada desde la fuente de alimentación de entrada. La fase I se desmagnetiza y descarga la energía almacenada en la misma en el condensador C-dump (C_2). El interruptor de estado sólido C-dump (I_C) permanece abierto.</p>	
<p>El interruptor de estado sólido I_2 continúa cerrado y se cierra también el interruptor de estado sólido C-dump. La fase II se continúa alimentando desde la fuente de alimentación de entrada y el condensador C-dump (C_2) se descarga, transfiriendo la energía almacenada a la fuente de alimentación de la entrada.</p>	
<p>El interruptor de estado sólido I_2 se abre. La fase II se desmagnetiza y descarga la energía almacenada en la misma en el condensador C-dump (C_2). El interruptor de estado sólido C-dump (I_C) permanece abierto. La bobina auxiliar se descarga por medio del diodo C-dump (D_C).</p>	

Tabla II.2.8.1.- Estados de funcionamiento del convertidor C-dump.

II.2.9.- Convertidor con resistencia de disipación (R-dump converter).

Este convertidor es disipativo y como su nombre indica, no recupera la energía almacenada en la fase, si no que la disipa una resistencia asociada al convertidor. El no recuperar la energía almacenada en las fases reduce el

rendimiento del convertidor pero también reduce el coste del mismo. Este convertidor tiene un reducido número de componentes y se utiliza para trabajar con pequeñas potencias y tensiones reducidas.

Un interruptor de estado sólido y un diodo de libre circulación son necesarios para cada fase además de una resistencia común para todas ellas. En la resistencia se realiza la disipación de la energía transferida desde las mismas, figura II.2.9.1. Los estados del funcionamiento se observan en la tabla II.2.9.1.

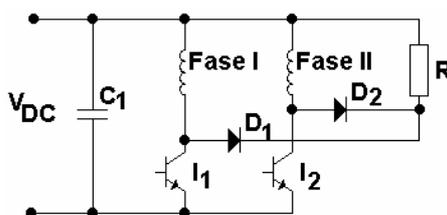


Figura II.2.9.1.- Convertidor R-dump.

Estados de funcionamiento	Esquema
<p>En este esquema se puede observar que en el instante en que se cierra el interruptor controlado I_1 la fase se alimenta desde la fuente de continua en la entrada del convertidor. Se produce una transferencia de energía desde la fuente de alimentación de la entrada a una fase del motor. $V_{fase}=V_{DC}$</p> <p style="text-align: center;">ALIMENTACIÓN DE LA FASE.</p>	
<p>En este esquema se puede observar el instante en que conduce un diodo. La fase se encuentra cortocircuitada y la corriente que circula por ella tiene la misma dirección que en el estado anterior. $V_{fase} = 0$. La energía almacenada en la bobina se disipa en la resistencia.</p> <p style="text-align: center;">FASE EN LIBRE CIRCULACIÓN</p>	

Tabla II.2.9.1.- Estados de funcionamiento del convertidor con resistencia de almacenamiento.

Ventajas e inconvenientes:

- C Solamente se necesita de circuitos “grounded gate drive”.
- C El control es sencillo.
- C El número de interruptores de estado sólido y el coste del convertidor es bajo.
- C La desmagnetización de las fases es rápida.
- D El rendimiento es bajo.
- D La resistencia tiene que disponer de una alta potencia de disipación.
- D La eliminación de la resistencia o la reducción del valor de ésta provoca un retraso en la desmagnetización de las fases.

II.2.10.- Convertidor resonante (Resonant converter).

Estos convertidores utilizan técnicas de conmutación resonante para conmutar diferentes fases del motor. Con estas técnicas se reducen las pérdidas y el stress de los interruptores de estado sólido. El rendimiento se incrementa, sin embargo, el número de componentes adicionales es elevado (utilizan condensadores e inductancias), con lo cual el convertidor se encarece.

Las topologías del convertidor de potencia analizadas hasta ahora son topologías con una conmutación difícil "hard-switched topologies" porque durante el tiempo de conducción y bloqueo en los interruptores las tensiones y corrientes no son cero, provocando pérdidas importantes en los mismos. Durante el instante de conmutación, si la corriente o tensión son cero, las pérdidas en el componente también serán cero y las topologías que permiten tales condiciones se las conoce como circuitos resonantes, figura II.2.10.1. Al ser las pérdidas en los dispositivos semiconductores despreciables comportará rendimientos elevados.

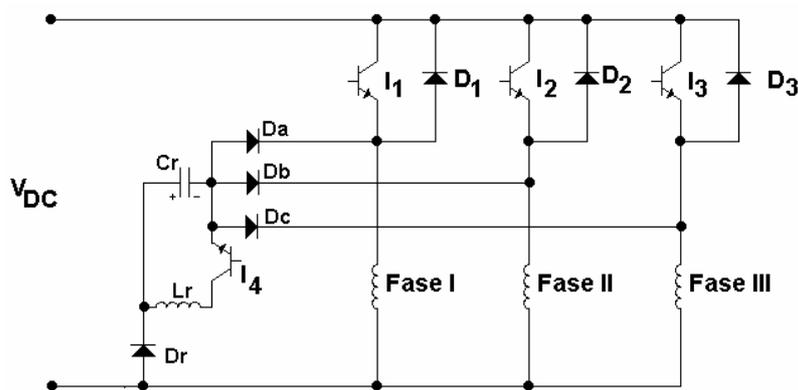


Figura II.2.10.1.- Convertidor resonante.

El circuito resonante consiste en una inductancia L_r , un condensador C_r , un interruptor de estado sólido de potencia I_4 y un diodo D_r . Las fases del motor van conectadas en serie con los interruptores de estado sólido de potencia I_1 , I_2 , I_3 y tres diodos D_1 , D_2 , D_3 . Por los primeros circula la corriente de las fases durante la alimentación de las mismas y por los segundos la corriente excedente desde el circuito resonante hacia la fuente de corriente continua de la entrada (V_{DC}).

En las diferentes formas de funcionamiento, tabla II.2.10.1. se puede observar que durante la oscilación resonante, la tensión en bornes del condensador está invertida y es negativa, conduciendo hasta que el interruptor de estado sólido de la fase deja de conducir. Durante el tiempo en que el interruptor de estado sólido I_1 está bloqueado la tensión que soporta es cero porque el diodo en antiparalelo (D_1) está conduciendo. Durante este intervalo existe una recuperación de energía y las pérdidas en el bloqueo del interruptor de estado sólido son nulas.

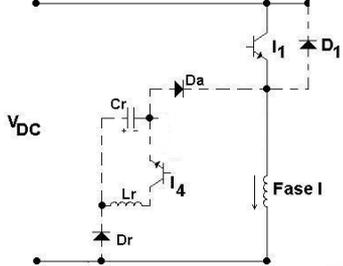
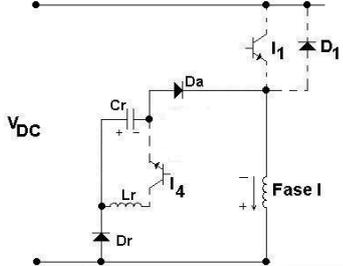
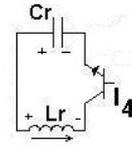
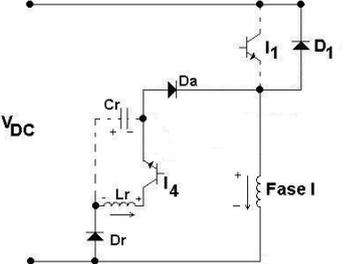
Estados de funcionamiento	Esquema
<p>Modo I.- Se cierra el interruptor de estado sólido I_1 y se alimenta la fase I. Cuando la corriente por la fase sobrepasa un determinado nivel deseado, bloqueamos el interruptor de estado sólido reduciendo la energía transferida desde la fuente hasta el motor.</p>	
<p>Modo II.- Cuando se abre el interruptor de estado sólido I_1 la corriente de fase circula por el diodo D_r, el condensador C_r y el diodo D_a. Se carga el condensador C_r y se reduce la corriente en la fase del motor. Cuando la corriente se acerca a un determinado valor límite (inferior), el interruptor de estado sólido de fase I_1 vuelve a cerrarse manteniendo la corriente en la fase prácticamente constante.</p>	
<p>Modo III.- Es el modo resonante. Cuando cerramos el interruptor de estado sólido resonante el condensador, C_r, se conecta en serie con la bobina L_r, obteniéndose un circuito resonante. La energía del condensador C_r se transfiere a la bobina L_r.</p>	
<p>Modo III.- La bobina L_r por medio del diodo D_a, el interruptor de estado sólido I_4 y el diodo D_r transferirá la energía hacia la fase A. La corriente que circula hacia la fase será como máximo el valor considerado como referencia, la corriente que sobrepase dicho valor se derivará hacia la fuente de alimentación por medio del interruptor de estado sólido I_4, el diodo D_a, el diodo D_r y el diodo D_1 (consideramos funcionamiento soft chopping)</p>	

Tabla II.2.10.1.- Estados de funcionamiento del convertidor Resonante.

II.2.11.- Comparación de los convertidores estáticos para SRM.

Todos los convertidores que se han analizado tienen sus ventajas e inconvenientes. La selección del convertidor en la mayoría de los casos dependerá de la aplicación. Para facilitar dicha selección, en función de la aplicación deseada, se ha realizado la tabla II.2.11.1. En la misma se realiza la comparación de las diferentes topologías constructivas para SRM, analizadas en apartados anteriores, en función de las características y prestaciones de los mismos. [KRI90].

COMPARACION ENTRE LAS DIFERENTES TOPOLOGIAS DE LOS CONVERTIDORES PARA SRM									
	Asimétrico I o Clásico	Asimétrico II	Miller	Con interruptores compartidos	Con toma intermedia o Outton	Bifilar	C-dump	R-dump	Resonante
Independencia entre fases	Completa	Ninguna	Ninguna	Parcial	Parcial	Completa	Parcial	Completa	Parcial
Tiempo de conmutación	Aceptable	Bajo	Aceptable	Aceptable	Aceptable	Aceptable	Muy rápido	Aceptable	Muy rápido
Energía almacenada	Aprovechable	Aprovechable	Aprovechable	Aprovechable	Aprovechable	Aprovechable	Aprovechable	No aprovechable	Aprovechable
Libre circulación	Permitida	Permitida	Permitida	Permitida	No permitida	No permitida	Parcial	No permitida	Parcial
Nº interruptores	Alto (2*q)	Bajo (q+2)	Bajo(q+1)	Muy bajo	Bajo (q)	Bajo (q)	Bajo(q+1)	Bajo (q)	Bajo (q+1)
Prestaciones de los interruptores	Bajas	Bajas	Bajas	Bajas	Bajas	Altas	Altas	Bajas	Altas
Características	Muy Buenas	Pobres	Pobres	Aceptables	Buenas	Buenas	Muy buenas	Aceptables	Muy buenas
Caídas de tensión en los interruptores	Dos	Tres	Dos	Dos	Una	Una	Una	Una	
Utilización de la fuente de alimentación	Buena	Buena	Buena	Buena	Pobre	Buena	Buena	Buena	Buena
Control	Simple	Simple	Simple	Complicado	Simple	Simple	Complicado	Simple	Complicado
Requerimientos adicionales	No tiene	Circuitos auxiliares de conmutación en los tiristores	No tiene	Conexiones complicadas	Fuente de alimentación con toma intermedia	Bobina adicional	Componentes adicionales	No tiene	Componentes adicionales
Rendimiento	Alto	Bajo	Bajo	Bajo	Alto	Bajo	Alto	Muy Bajo	Muy alto

Tabla II.2.11.1.- Comparación entre las diferentes topologías de los convertidores para SRM.

II.3.- Dispositivos de detección de la corriente y de la posición del rotor para SRM.

II.3.1.- Captador de corriente.

En los SRM para aplicar ciertas técnicas de control es necesario conocer las corrientes que circulan por el mismo (corriente en las fases, corriente en el bus de continua de alimentación, etc). Par realizar dichas medidas se suele utilizar resistencias shunt en aplicaciones de pequeña potencia o captadores de corriente (sensor de efecto Hall) cuando las potencias son mayores.

La captación de la corriente por medio de resistencias shunt es de todos conocido y consiste en medir la tensión en bornes de una resistencia de un determinado valor por la que esta circulando la corriente que deseamos sensar (ley de Ohm). La medida de la corriente también se puede realizar por medio de un captador. El captador de corriente consta de dos partes aisladas entre sí, encontrándose una en el circuito de control y la otra en el de potencia. Entre estas dos partes existe una relación de proporcionalidad entre las corrientes que circulan, figura II.3.1.1. Las características más destacables del captador de corriente son las siguientes:

- C Transmiten o reproducen la corriente del circuito de potencia en un valor acto para el circuito de control.
- C Asegura un aislamiento galvánico entre el circuito de potencia y de control.
- C Es sencillo de implementar y es poco sensible a posibles perturbaciones (temperatura, vibraciones,...)

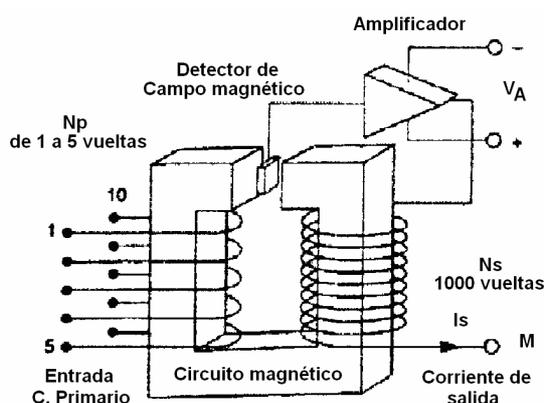


Figura II.3.1.1.- Captador de corriente.

II.3.2.- Captador de posición utilizando optointerruptores y un disco ranurado.

También en los SRM es imperativo el conocimiento más o menos preciso de la posición rotórica en todo instante. Para ello se puede recurrir a muchas

soluciones atendiendo a la naturaleza de los elementos que realizan la detección (magnéticos, ópticos, electromecánicos, etc) pero además se ha de tener en consideración las condiciones en que va a trabajar. En muchos casos no se requiere una gran resolución, en tales circunstancias la detección de la posición puede realizarse utilizando optointerruptores y un disco ranurado, (también se puede utilizar sensores de efecto Hall y un disco con imanes) siendo una solución eficaz, simple y económica.

La detección de la posición se realiza utilizando optointerruptores fijos en la carcasa del estator asociados a un disco ranurado acoplado al eje del motor. La disposición de los optointerruptores así como su número y las características de las ranuras del disco dependerán de la estructura electromagnética del motor, figura II.3.2.1

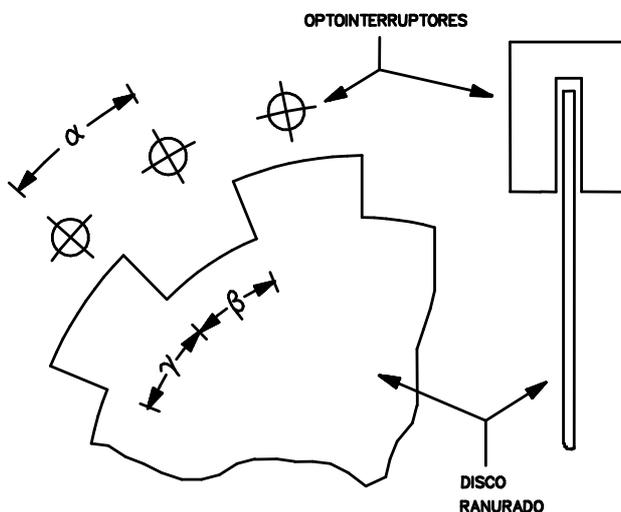


Figura II.3.2.1.-Disposición de los optointerruptores respecto del disco ranurado acoplado al motor.

El diseño del captador de posición se obtendrá a partir de conocer el número de fases y la configuración del motor. A continuación se fijan los pasos a seguir en el diseño del mismo [BEC93], [MIL93], [ASE00].

1) Paso polar rotórico:

$$t_r = \frac{360^\circ}{N_r} \tag{II.2}$$

donde N_r = número de polos del rotor.

2) Número de pasos (para la rotación eléctrica):

$$N_{pasos} = N_r \cdot m \tag{II.3}$$

donde m = número de fases del motor.

3) Ángulo de paso (ángulo mecánico recorrido en un paso); coincide con el ángulo mecánico de separación entre los sensores de posición.

$$q_{paso} = \frac{360^{\circ}}{N_{pasos}} \quad (II.4)$$

4) Ángulo mínimo de ranura; este dato solamente es necesario cuando se utilizan optointerruptores para detectar la posición del rotor. El mencionado ángulo mecánico debe ser la mínima longitud que deben medir las ranuras del disco ranurado, teniendo en cuenta que el número de ranuras debe coincidir con el número de polos rotóricos (N_r) y que dependen del número de sensores utilizados.

$$q_{min-ran} = \frac{360^{\circ}}{mcm(m, N_r)} \quad (II.5)$$

donde mcm = mínimo común múltiplo.

5) Ángulo de resolución; es el ángulo mínimo que debe recorrer el rotor para poder ser detectado por los optointerruptores. Este ángulo depende, por tanto, del número de sensores y del número de polos del rotor.

$$q_{res} = \frac{180^{\circ}}{S \cdot N_r} \quad (II.6)$$

donde S = número de sensores.

6) Ángulo de los dientes (disco posición) de los que consta el disco ranurado, es la suma del ángulo mínimo (4) y del ángulo de resolución (5):

$$q_{diente} = q_{min-ran} + q_{res} \quad (II.7)$$

7) Ángulo de desfase de la posición de los sensores en referencia a la posición de no alineamiento del rotor. Con este desfase en la posición de los sensores se garantiza el arranque y que el motor gire en los dos sentidos de giro (izq., der.).

$$q_{desfase} = \frac{q_{res}}{2} \quad (II.8)$$

8) Ángulo de las ranuras (disco posición) de los que consta el disco ranurado:

$$q_{ranura} = \frac{360^{\circ} - (q_{diente} \cdot N_r)}{N_r} \quad (II.9)$$

II.3.3.- Encoder y Resolver.

En las aplicaciones que requieran un conocimiento preciso de la posición se deberá recurrir a la utilización de un encoder o un resolver siendo esta indudablemente una solución económicamente más costosa.

En la selección del encoder tendremos que decidir si utilizamos un encoder incremental o absoluto.

El **encoder incremental**.- Básicamente esta constituido, figura II.3.3.1, por un disco transparente (con marcas opacas colocadas equidistantes y en sentido radial respecto al eje), un emisor de luz (diodo led) y un receptor de luz (dispositivo fotosensible).

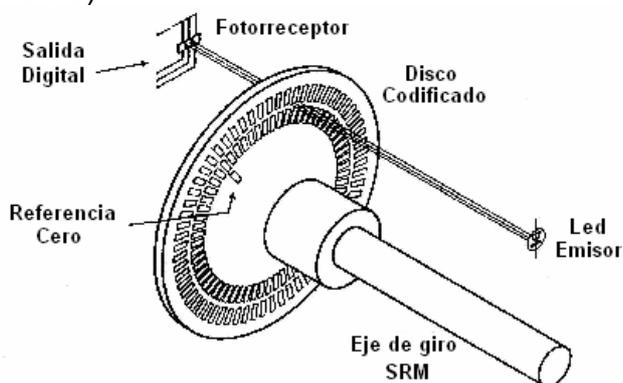


Figura II.3.3.1.- Constitución de un encoder incremental.

Cuando el eje del SRM comienza a girar el led emisor de luz empieza a emitir generándose en el fotorreceptor unos pulsos que se corresponden con la luz que atraviesa los huecos del disco codificado. El encoder puede disponer de puntos de referencia (cero) que nos permitirán saber cuando se ha completado una vuelta. Realmente los encoders incrementales miden la velocidad de giro, aunque a partir de ésta podemos encontrar la posición angular.

El **encoder absoluto**.- La constitución es muy similar al de un encoder incremental en el que un disco que gira, con zonas transparentes y opacas interrumpe un haz de luz captado por fotorreceptores, luego éstos transforman los impulsos luminosos en impulsos eléctricos los cuales son tratados y transmitidos por una electrónica de salida.

Respecto a los encoders incrementales, los encoders absolutos muestran importantes diferencias desde el punto de vista funcional. Mientras en los encoders incrementales la posición está determinada por el cómputo del número de impulsos con respecto a la referencia cero, en los encoders absolutos la posición queda determinada mediante la lectura del código de salida, el cual es único para cada una de las posiciones dentro de una vuelta. Por lo tanto los encoders absolutos no pierden la posición real cuando se corta la alimentación (incluso en el caso de desplazamientos), hasta un nuevo encendido (porque dispone de una codificación directa en el disco), la posición

está actualizada y disponible sin tener que efectuar, como en el caso del encoder incremental la búsqueda del punto de referencia cero.

El código de salida utilizado por el encoder absoluto para definir la posición rotórica del SRM puede ser binario o Gray. No obstante, en los SRM se suele utilizar el código Gray, ya que comporta menos errores de lectura y transmisión. En los códigos binarios se puede dar el caso que en dos datos consecutivos como 7 (0111) y 8 (1000) todos los bits del código sufran un cambio de estado (una lectura efectuada en el momento de la transición podría resultar errónea porque es muy difícil que las variaciones sean instantáneas y que se produzcan en el mismo instante de tiempo). Sin embargo el código Gray es una variante del código binario que tiene la particularidad que al pasar entre dos códigos consecutivos (o desde el último código al primero) un solo bit cambia de estado, tabla II.3.3.1.

Posición	Binario	Gray
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010
13	1101	1011
14	1110	1001
15	1111	1000

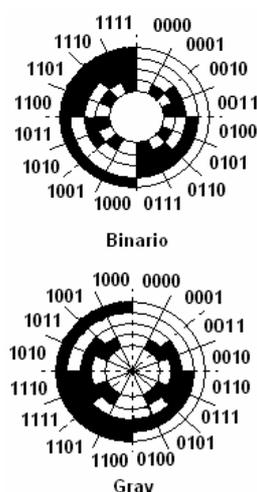


Figura II.3.3.2.-Disco óptico de un encoder absoluto con código binario o Gray.

La resolución del encoder es fija y es función del número de anillos que posea el disco, las resoluciones habituales van desde 2^8 a 2^{19} bits (256 a 524288 posiciones distintas).

El **resolver**.- La constitución de un resolver es muy diferente a la del encoder analizado anteriormente. El resolver es una pequeña máquina rotativa, cuya estructura es la misma que la de un pequeño alternador, figura II.3.3.3, con un solo arrollamiento rotórico alimentado a una frecuencia elevada (1 kHz) y con un estator bifásico con dos devanados en cuadratura. Para evitar recurrir a los contactos deslizantes el rotor está alimentado a través de un transformador rotativo. Las tensiones proporcionadas por los arrollamientos estáticos son tensiones alternas en las que la amplitud es modulada en función de la posición del rotor: $V_1=V \cdot \cos(\omega t) \cdot \sin\theta$ y $V_2=V \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos\theta$, tensiones que contienen implícitamente la información de la posición rotórica.

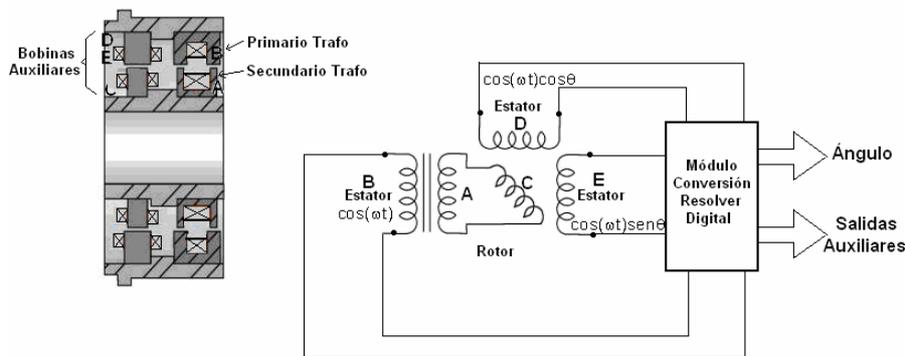


Figura II.3.3.3.-Resover.

Las señales proporcionadas por el resolver son analógicas por lo tanto es necesario asociarle un módulo de conversión que convierta estas señales de salida en información digital. Este módulo suele proporcionar además, otras E/S auxiliares como indicación de inicio de la conversión, entrada de inhibición de la salida y una salida analógica que proporciona la velocidad de rotación. Aunque dadas las características y el precio del mismo es poco usual en aplicaciones donde se utilicen SRM.

II.4.- Estrategias de control del par medio para los SRM.

II.4.1.- Aspectos generales.

Existen distintas formas de control según se envíe a las puertas de los interruptores estáticos del convertidor un único pulso o trenes de pulsos durante el período de conducción de los interruptores, $\theta_D = \theta_C - \theta_0$, figura I.5.2. En el primer caso hablaremos de **control de pulso único** y en el segundo distinguiremos entre:

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

En todos los casos una vez abiertos los interruptores de estado sólido controlados, la corriente por la fase sigue circulando a través de los diodos, período de desmagnetización, $\theta_T = \theta_q - \theta_C$, hasta que se anula [AND04],[LAW80].

La característica par-velocidad de un SRM puede modificarse actuando sobre:

- La tensión aplicada a cada fase (modificando la relación cíclica D).
- La corriente (modificando la referencia de corriente I_{REF}).
- El período de conducción, q_D (modificando el ángulo de disparo, θ_0 , o el ángulo de cese de conducción, θ_C , o ambos a la vez).

La característica par-velocidad **natural** de un SRM, manteniendo la tensión y el período de conducción constantes, es idealmente inversamente proporcional al cuadrado de la velocidad. Sin embargo, un SRM puede trabajar a **potencia constante**, par inversamente proporcional a la velocidad, manteniendo la tensión fija y variando el período de conducción hasta aproximadamente la mitad del paso polar rotórico. También es posible trabajar a **par constante**, a bajas velocidades, manteniendo constante el periodo de conducción y controlando la tensión o la corriente en las fases del motor.

En los dos primeros casos el control es por **pulso único** y en el caso de par constante si el control es por tensión, **control PWM**, y si es por corriente, **control por histéresis**.

Es importante señalar que dado que el par en un SRM puede expresarse como una función no lineal de múltiples variables, esto es: $M = M(\theta_0, \theta_c, I_{REF}, D, V_{DC}, \omega)$, existen posibilidades de control más sofisticadas que las hasta ahora planteadas, como por ejemplo el control por histéresis maximizando el rendimiento, lo que requiere que además de actuar sobre la corriente de referencia (I_{REF}) se han de elegir los ángulos θ_0 y θ_c adecuados en cada instante.

Los diferentes estrategias de control que se pueden aplicar al convertidor del SRM son las que se muestran en la tabla II.4.1.1 [BLA99],[PER02],[MIL01].

	Funcionamiento	Tipo de Control	Variables	Constantes
Zona I	Par constante	Control histéresis	I_{REF}	θ_0 y θ_c *
		Control PWM	D	θ_0 y θ_c *
Zona II	Potencia constante	Control Pulso único	θ_0 y θ_c	V_{DC}
Zona III	Característica natural	Control Pulso único		θ_0 y θ_c V_{DC}

* θ_0 y θ_c variables para optimizar rendimiento, minimizar rizado de par o mitigar ruido audible

Tabla II.4.1.1.- Estrategias de control en el SRM.

II.4.2.- Control Pulso único.

En el control por pulso único el tiempo de conducción de los interruptores depende del generador de la secuencia de conmutación [GAL01], [GAL02], figura II.4.2.1 a.

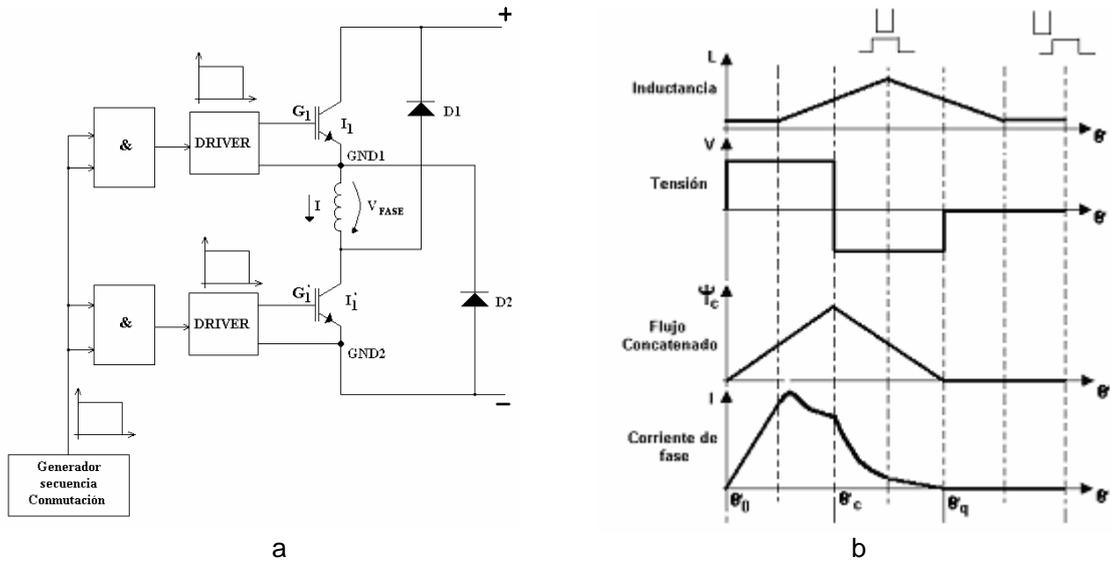


Figura II.4.2.1.- Control pulso unico.

Cuando se aplica un control por pulso único se obtienen las formas de onda de la figura II.4.2.1.b.

Si consideramos la caída de tensión en los interruptores despreciables, obtendremos:

$$\begin{aligned}
 V &= \frac{d\psi}{dt} + R \cdot i \\
 \frac{dy}{dq} \frac{dq}{dt} &= V - R \cdot i \\
 w &= \frac{dq}{dt} \\
 \frac{dy}{dq} &= \frac{V - R \cdot i}{w} \\
 dy &= (V - R \cdot i) \frac{dq}{w} \tag{II.10}
 \end{aligned}$$

Integrando:

$$Y_c = \int_{\theta_0}^{\theta_c} (V - R \cdot i) \frac{dq}{w} + y_0 \tag{II.11}$$

donde ψ_0 es el flujo concatenado inicial en el instante θ_0 (consideraremos $\psi_0 \approx 0$). Si todas las impedancias y caídas de tensión en la fuente y en el convertidor las despreciamos, la ecuación anterior también se puede escribir de la siguiente forma:

$$wY_c = (V - v_1) \cdot (q_c - q_0) = (V - v_1) \cdot q_D \tag{II.12}$$

donde $\theta_D=(\theta_C-\theta_0)$ es el intervalo de integración y v_1 es la caída de tensión en la resistencia de fase durante este intervalo. Si $ri \ll U$ el flujo concatenado tenderá a ser lineal.

Si cuando los interruptores controlados se encuentren abiertos (estado OFF) aplicamos la segunda ley de Kirchoff, obtendremos:

$$-V = \frac{dy}{dt} + R \cdot i$$

$$\frac{dy}{dt} = -V - R \cdot i$$

si consideramos que desde el punto en que el flujo es máximo hasta que alcanza el valor cero ($\theta_T=\theta_q-\theta_C$) conducen los diodos, siendo en este intervalo de tiempo el valor de la tensión aplicada en la fase de signo negativo y aplicamos la ecuación de Faraday, tal como se ha realizado anteriormente, obtendremos:

$$0 = Y_c + \int_{\theta_C}^{\theta_q} (-V - Ri) \frac{dq}{w}$$

$$y_o \approx 0$$
(II.13)

También se puede escribir de la siguiente forma:

$$wY_c = (V + v_2) \cdot q_T = (V + v_2) \cdot (q_q - q_c)$$

$$(q_q - q_c) = \frac{wY_c}{(V + v_2)}$$

donde v_2 es la caída de tensión en la resistencia en la pendiente negativa del flujo durante el intervalo ($\theta_q-\theta_C$). Si consideramos la caída de tensión en la resistencia despreciable, podremos calcular el valor del intervalo ($\theta_q-\theta_0$)

$$V - v_1 \cong V$$

$$V - v_2 \cong V$$

$$q_c = \frac{w \cdot y_c}{V} + q_o$$

$$w \cdot y_c = V \left[q_q - \frac{w \cdot y_c}{V} - q_o \right]$$

$$q_q - q_o = \frac{2 \cdot w \cdot y_c}{V}$$
(II.14)

El valor del flujo concatenado máximo coincide con el ángulo θ_C .

El ángulo entre dos posiciones de alineamiento es τ_r (paso polar rotórico).

El ángulo de conducción de la corriente por la fase en estudio no ha de ser mayor que el ángulo de un paso polar rotórico. Si esta condición no se cumple ψ_0 no sería nulo y incrementaría su valor cada ángulo de paso (stroke).

$$q_q - q_o = q_D + q_T = q_C - q_o + q_q - q_C < t_r$$

El valor que como máximo puede alcanzar el ángulo θ_D sin dar lugar a la conducción continua es:

$$\begin{aligned} \frac{w \cdot y_c}{V - v_1} + \frac{w \cdot y_c}{V + v_2} &= w \cdot y_c \left[\frac{(V + v_2) + (V - v_1)}{(V + v_2) \cdot (V - v_1)} \right] = \\ &= q_D \cdot (V - v_1) \cdot \left[\frac{(V + v_2) + (V - v_1)}{(V + v_2) \cdot (V - v_1)} \right] = \\ &= q_D \left[1 + \frac{V - v_1}{V + v_2} \right] < t_r \\ q_D &< \frac{t_r}{1 + \frac{V - v_1}{V + v_2}} = \frac{t_r}{1 + \frac{V - v_1}{V + v_2}} \end{aligned}$$

Si consideramos:

$$\frac{v_1}{V} \approx \frac{v_2}{V} = r$$

tendremos:

$$\begin{aligned} q_D &< \frac{t_r}{1 + \frac{1-r}{1+r}} = \frac{t_r}{\frac{1+r+1-r}{1+r}} = \frac{(1+r)t_r}{2} \\ q_D &< \frac{(1+r)t_r}{2} \end{aligned} \tag{II.15}$$

Por ejemplo, si disponemos de dos SRM, estructura 6/4 y 12/8 se tienen que cumplir los siguientes valores, tabla II.4.2.1.

	SRM 6/4	SRM 12/8
Paso polar	90°	45°
Ángulo Máx. de conducción de los Interruptores	45°	22,5°

Tabla II.4.2.1.- Paso polar y ángulo máximo de conducción de los interruptores en los motores SRM 6/4 y 12/8.

En el SRM cuando opera como motor el flujo va decreciendo cuando los polos se van separando, llegando un momento que también cambia el sentido de la pendiente de la inductancia. Cuando se produce este cambio de pendiente tendremos un par negativo y el motor estará funcionando como freno. El ángulo de crecimiento de la inductancia puede llegar a ser (como máximo) $\tau_r/2$. Para evitar un par de frenado restringiremos el ángulo de conducción de los interruptores a la mitad.

$$q_D = \frac{t_r}{4}(1+r) \tag{II.16}$$

Así para diferentes valores de ρ obtendremos diferentes valores de θ_D , tabla II.4.2.2

ρ	SRM 6/4 θ_D	SRM 12/8 θ_D
0	22,5°	11,25
0,1	24,75°	12,375
0,2	27°	13,5
0,3	29,25°	14,625
0,4	31,5°	15,75

Tabla II.4.2.2.- Relación entre el tiempo θ_D - ρ

Prácticamente este valor se alarga un poco más haciendo que alcance el valor del ángulo de paso.

$$q_D = e \tag{II.17}$$

Por ejemplo, en el caso de un SR, estructura 6/4, el ángulo de conducción seleccionado es de 30° y en el caso de un SRM, estructura 12/8, el ángulo seleccionado es de 15°.

II.4.3.- Control PWM (Control de tensión).

En el control PWM, la frecuencia de conmutación de los interruptores controlados viene fijada por la frecuencia de la señal portadora triangular de alta frecuencia (entre 2 y 20 kHz) y el tiempo de conducción de los interruptores depende del ciclo de trabajo D (si D=1, el motor trabaja en pulso único). Este control también se conoce como control de tensión, figura II.4.3.1.

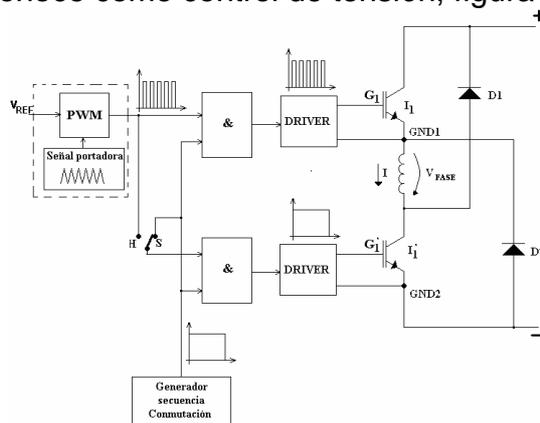


Figura II.4.3.1.- Control PWM

En este control se compara el valor de una señal continua de referencia (V_{REF}), generalmente determinada por el lazo exterior de velocidad, con la señal obtenida del generador de señal triangular o portadora (a frecuencia fija). El

resultado de esta comparación se combina, puerta AND, con las señales procedentes del generador de secuencia de conmutación generando las señales de entrada al driver del interruptor I_1 . Este control dispone de un lazo exterior de velocidad (PI) pero no dispone de otro interior de corriente. Es por este motivo que es aconsejable la utilización de un limitador de corriente externo que fije la máxima corriente que puede circular por las fases del motor.

Las formas de las señales obtenidas en esta configuración son las de la figura II.4.3.2.

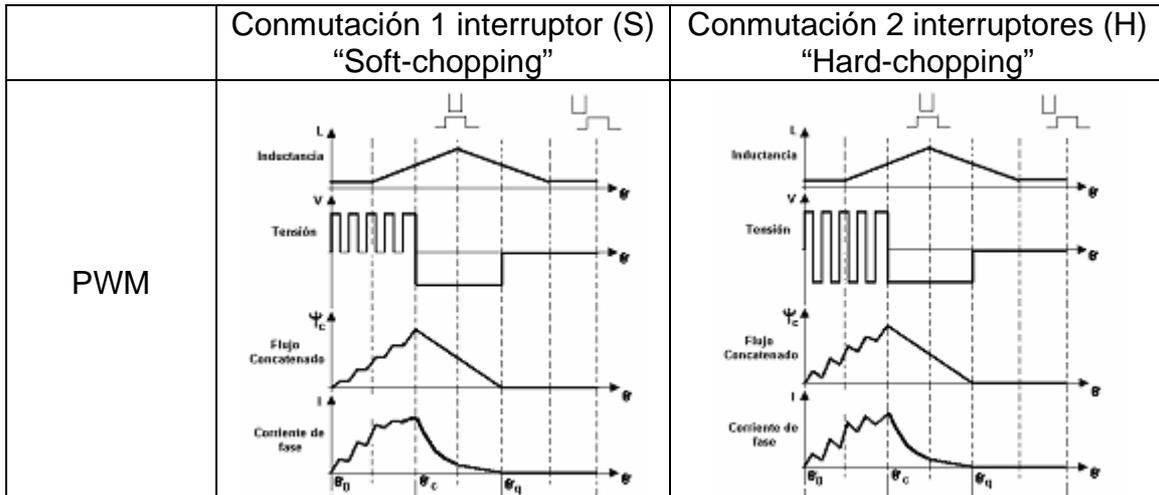


Figura II.4.3.2.- Formas de onda en una fase del SRM con control PWM.

La variación de tensión en bornes de la bobina se consigue conmutando los interruptores controlados, en concordancia con unas leyes de control, durante el intervalo $\theta_D = (\theta_C - \theta_0)$. Por este motivo, la tensión en bornes de la bobina, durante este intervalo, no será la de la fuente de alimentación (V) como sucedía en el caso del control por pulso único, sino que se aplicará una tensión media de valor $D \cdot V$ (pulso único $D=1$). En este caso se cumplirá:

$$w \cdot Y_c = (V \cdot D - v_1) \cdot q_D$$

$$w \cdot y_c = \left(D - \frac{v_1}{V} \right) \cdot V \cdot q_D = (D - r) \cdot V \cdot q_D \quad (II.18)$$

Cuando los interruptores controlados no conducen la ecuación se puede escribir de la siguiente forma:

$$w \cdot Y_c = (V + v_2) \cdot (q_q - q_c)$$

$$w \cdot Y_c = \left(\frac{V + v_2}{V} \right) \cdot V \cdot (q_q - q_c)$$

$$w \cdot Y_c = (1 + r) \cdot (q_q - q_c) \cdot V \quad (II.19)$$

donde v_2 es la caída de tensión en la resistencia en la pendiente negativa del flujo durante el intervalo $(\theta_q - \theta_c)$.

Si igualamos las ecuaciones II.18 y II.19 obtendremos:

$$y_c \cdot w = (D - r) \cdot V \cdot q_D = (1 + r) \cdot (q_q - q_c) \cdot V$$

$$q_D = \frac{(1 + r)}{(D - r)} (q_q - q_c)$$

Si

$$q_D + q_r = q_q - q_o = q_q - q_c + q_c - q_o = \frac{y_c \cdot w}{(1 + r)V} + \frac{y_c \cdot w}{(D - r)V} =$$

$$= \frac{y_c \cdot w}{V} \left[\frac{1}{(1 + r)} + \frac{1}{(D - r)} \right] = \frac{(D - r) \cdot V \cdot q_D}{V} \left[\frac{(1 + r) + (D - r)}{(D - r)(1 + r)} \right] = q_D \left[\frac{1 + r + D - r}{1 + r} \right]$$

$$= q_D \left[\frac{1 + D}{1 + r} \right]$$

El valor del flujo concatenado máximo coincide con el ángulo θ_C .

El ángulo de conducción de la corriente por la fase en estudio no ha de ser mayor que el ángulo de un paso polar rotórico. Si esta condición no se cumple ψ_0 no sería nulo y incrementaría su valor cada ángulo de fase (stroke)

$$q_q - q_o = q_D + q_q - q_c = q_c - q_o + q_q - q_c < t_r$$

$$q_q - q_o = q_D \left(\frac{1 + D}{1 + r} \right) < t_r$$

$$q_D < t_r \frac{1 + r}{1 + D} \quad (II.20)$$

El valor que como máximo puede alcanzar el ángulo θ_D (valor de θ_D para que no se produzca par de frenado) es:

$$q_D < \frac{t_r}{2} \left(\frac{1 + r}{1 + D} \right) \quad (II.21)$$

En la tabla II.4.3.1 disponemos de los ejemplos para SRM cuya estructura es 6/4 y 12/8 (en donde τ_r es de 90° y 45° respectivamente).

ρ	D	SRM 6/4 θ_D	SRM 12/8 θ_D
0	0,8	25°	12,5°
0	0,5	30°	15°
0,2	0,8	30°	15°
0,2	0,5	36°	18°

Tabla II.4.3.1.- Relación entre el tiempo θ_D - ρ -D (control PWM)

II.4.4.- Control de Histéresis (Control de corriente)

Este control es simple de implementar, figura II.4.4.1. En el mismo se compara la corriente real (I_{SRM}) con la corriente de referencia (I_{REF}). El resultado de dicha comparación constituye la entrada de un regulador de histéresis en el que se puede variar la ventana de la corriente entre un valor máximo y un mínimo (banda de histéresis) prefijado. De este comparador de histéresis se obtendrán unos pulsos que serán función del error entre las corrientes de entrada y la banda de histéresis que se ha seleccionado.

La forma de la corriente, en cada fase, viene caracterizada por el ángulo de conducción de los interruptores, por el ángulo de conducción de los diodos, la referencia de la corriente y la banda de histéresis. La forma de la corriente se aproxima, especialmente en el margen de bajas velocidades, a la ideal rectangular [GAL01], [GAL02].

En el control de histéresis, la frecuencia de conmutación de los interruptores no se puede controlar y los pulsos de tensión aplicados en la fase del motor no son iguales. Por este motivo, los interruptores de potencia y los dispositivos de control tienen que estar preparados para trabajar a frecuencias de conmutación elevadas.

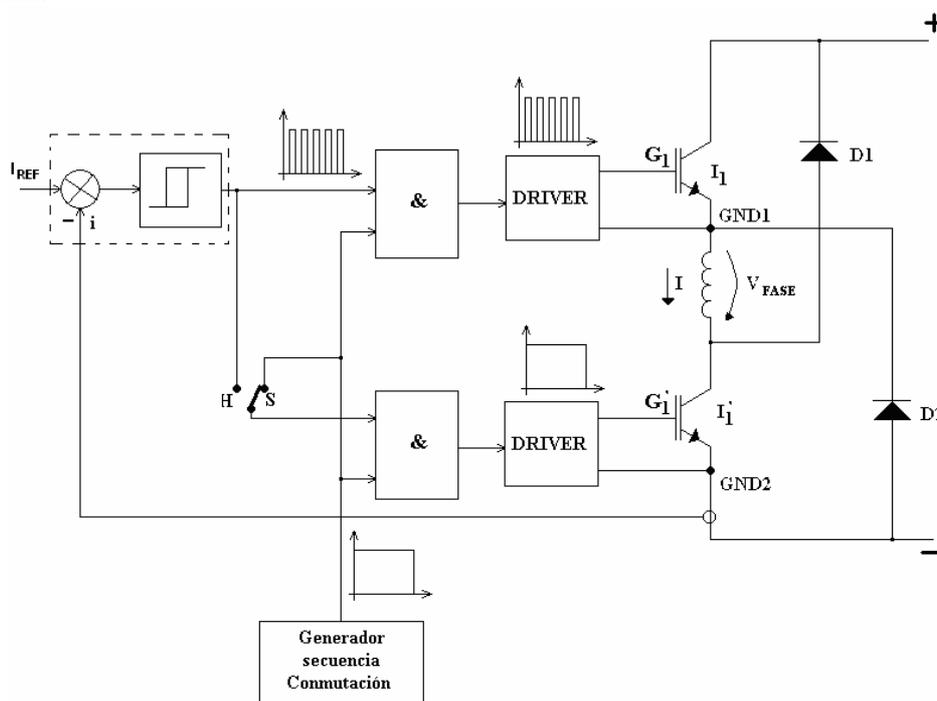


Figura II.4.4.1.- Control de histéresis

Las formas de las señales obtenidas en esta configuración son las de la figura II.4.4.2.

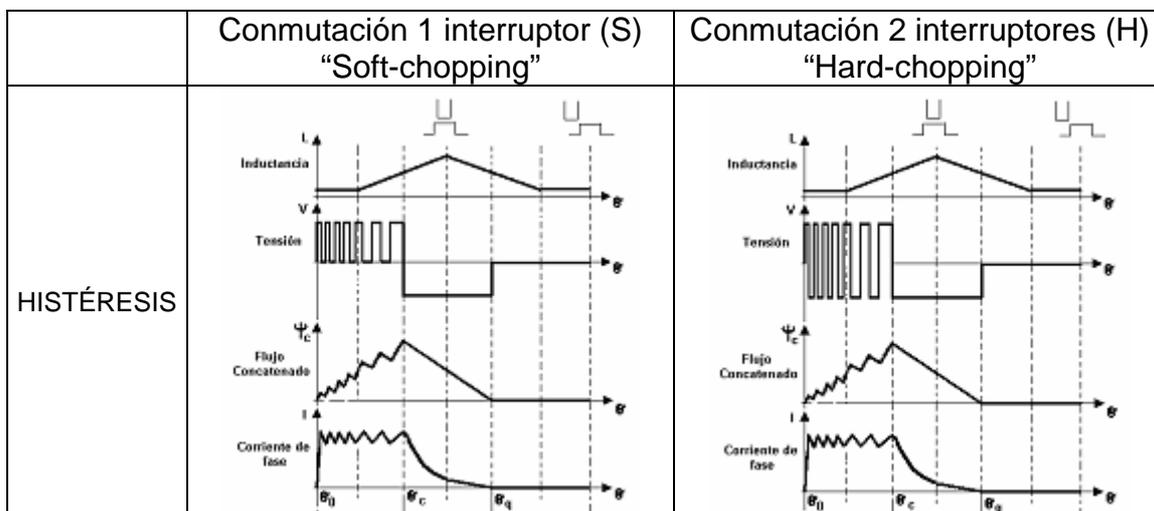


Figura II.4.4.2.- Formas de onda en una fase del SRM con control de Histéresis.

El control PWM se puede realizar con realimentación de corriente, como se muestra en la figura II.4.4.3., aunque no es tan utilizado como el control de histéresis.

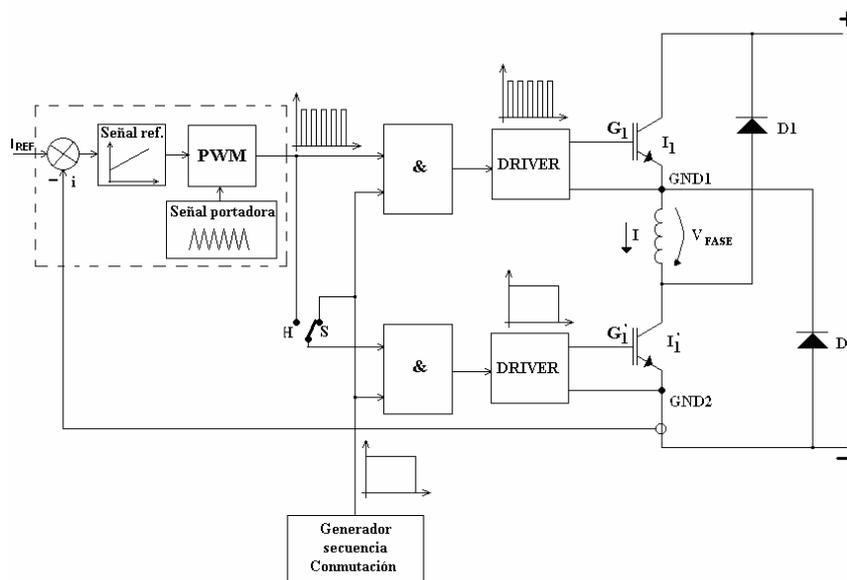


Figura II.4.3.3.- Control PWM con realimentación de corriente.

En el control PWM con realimentación de corriente, el error obtenido entre la corriente real (I_{SRM}) que circula por cada una de las fases del motor y la corriente de referencia (I_{REF}) se introducen en un regulador PI, comparándose la señal de salida con una señal triangular o portadora, resultando los pulsos PWM que se combinan, puerta and, con las señales procedentes del generador de secuencia de conmutación generando las señales de entrada al driver del interruptor I_1 . El funcionamiento de este control es en lazo cerrado. El ciclo de trabajo es variable y los pulsos de tensión sobre la bobina del motor no son iguales y, evidentemente, no es necesaria la utilización de un limitador de corriente externo.

II.4.5.- Control en tensión o de corriente variando los ángulos de conmutación para SRM.

En aplicaciones de velocidad variable el SRM opera en uno de estos tres modos de funcionamiento: control de corriente, control de tensión y control por pulso único, como ya se ha analizado anteriormente. En el control de corriente el par electromagnético medio depende de la corriente de referencia, de la velocidad, de la tensión en el bus de continua y de los ángulos de conmutación (inicio, θ_0 , y bloqueo de la conducción, θ_c), figura II.4.5.1. En muchos SRM con control de corriente, la corriente de referencia es la principal señal de control y los ángulos de conmutación varían por tramos, utilizándose los mismos ángulos en un amplio rango de velocidades. En otros casos los ángulos de conmutación son precalculados para distintas velocidades y condiciones de carga para posteriormente almacenarlos en una tabla. Cuando se desea optimizar algún parámetro, por ejemplo maximizar el rendimiento, minimizar el rizado de par o reducir el ruido audible estos ángulos han de seleccionarse adecuadamente y auto ajustarse online, en línea a la velocidad y condiciones de carga [KJA95a]-[MAD03].

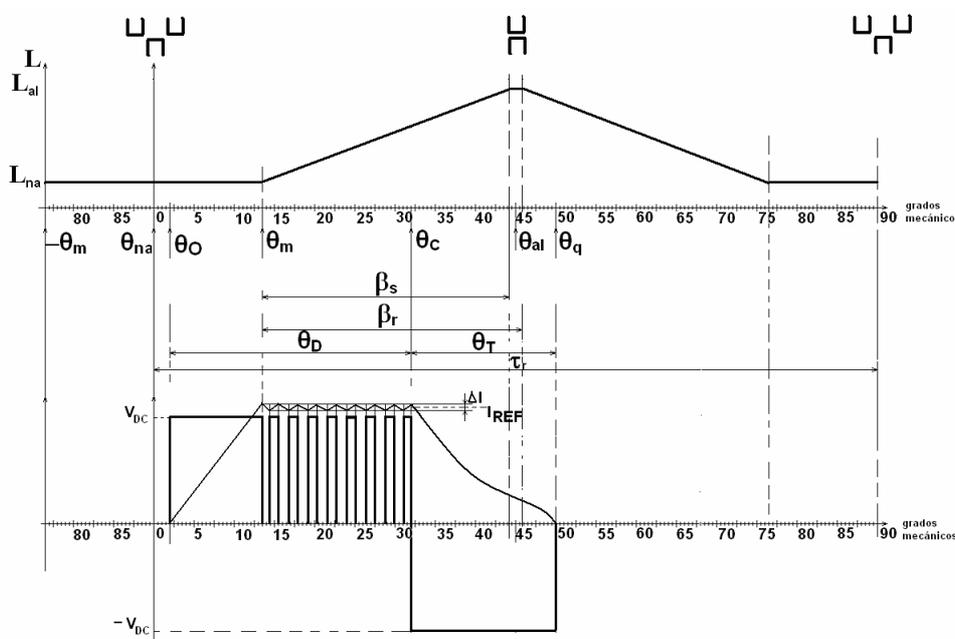


Figura II.4.5.1 – Control de corriente(control de histéresis): Formas de onda de inductancia, corriente y tensión con definición de los ángulos de disparo.

El procedimiento que generalmente se utiliza para el cálculo de los ángulos de conmutación no necesita disponer de las curvas de magnetización del motor basta con el conocimiento de la inductancia en la posición de alineamiento y la de no alineamiento, la velocidad, la tensión en el bus de continua y la corriente de referencia [BLA05a]. Este método a parte de necesitar poca información sobre los parámetros del motor tiene la ventaja que calcula los ángulos de conmutación de forma analítica considerando en todo momento las condiciones de operación del accionamiento. Los valores obtenidos para los ángulos de inicio y de bloqueo de conducción no optimizan el rendimiento, el rizado de par

ni el ruido acústico pero proporcionan unas características de funcionamiento en las que todos estos indicadores están dentro de unos límites muy satisfactorios [BLA05b].

Ángulo de inicio a la conducción (ángulo de disparo de los interruptores de estado sólido).- Para realizar el cálculo podemos partir de la ecuación característica, en cada fase del SRM en conducción y si además consideramos la caída de tensión en los interruptores nula se obtiene:

$$V = R \cdot i + \frac{dy}{dt} \quad (II.22)$$

Si consideramos que la resistencia de fase es despreciable la ecuación resultante es:

$$V = \frac{dy}{dt} = L_{na} \frac{di}{dt} + i \frac{dL_{na}}{dt} \quad (II.23)$$

Donde:

$$i \frac{dL_{na}}{dt} = i \frac{dL_{na}}{dt} \cdot \frac{dq}{dq} = i \frac{dL_{na}}{dq} \cdot w = 0 \quad (II.24)$$

$L_{na} = \text{cte}$ entre $-\theta_m$ y θ_m

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

Si despejamos di, figura II.4.5.2:

$$\int_0^{i_{REF}} di = \frac{V}{L_{na}} \int_{q_0}^{q_m} dt = \frac{V}{L_{na}} \int_{q_0}^{q_m} \frac{dq}{w} = \frac{V}{L_{na} \cdot w} [q_m - q_0] \quad (II.25)$$

Donde:

$$i_{REF} = \frac{V}{L_{na} \cdot w} [q_m - q_0] \quad (II.26)$$

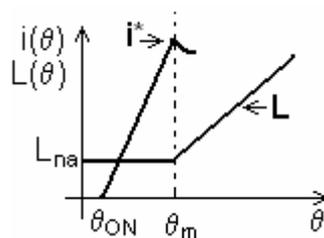


Figura II.4.5.2 – Formas de onda de la inductancia y la corriente respecto al ángulo de disparo (θ_0).

Despejando el ángulo de disparo se obtiene la ecuación propuesta por Bose [BOS86], para el *control por corriente*:

$$q_o = q_m - \frac{L_{na} \cdot \omega}{V} \cdot i_{REF} \quad (II.27)$$

Ecuación que también se puede presentar en función de la velocidad, N (min⁻¹) y el ángulo (°) como:

$$q_o = q_m - 6 \frac{L_{na} \cdot N}{V_{DC}} I_{REF} \quad (°) \quad (II.28)$$

En el caso de **control por tensión** la ecuación se modifica y la tensión se ve afectada por el ciclo de trabajo aplicado al convertidor, D.

$$q_o = q_m - 6 \frac{L_{na} \cdot N}{D \cdot V_{DC}} I_{REF} \quad (°) \quad (II.29)$$

Ángulo de final de la conducción (ángulo de bloque de los interruptores de estado sólido).- En el calculo del mismo se tiene que tener en consideración que maximizar el par medio, considerando las pérdidas despreciables, significa maximizar el área W del ciclo de energía. Esta área viene dada por la ecuación:

$$W = \oint i(y, q) dy \quad (II.30)$$

En la que la el flujo concatenado es función de la posición rotórica. El ciclo de energía se puede subdividir en dos partes, la primera corresponde a la magnetización de la fase y la segunda a su desmagnetización. Las dos partes se dividen en el instante en que dejan de conducir los interruptores de estado sólido controlados y comienzan a conducir los diodos. Instante que se corresponde a la posición rotórica θ_c , a esta posición le corresponde un flujo concatenado ψ_c y una corriente i_c . Por lo tanto, el área del ciclo de energía se puede expresar como:

$$W = \int_0^{y_c} i(y, q_{mag}(y)) dy + \int_{y_c}^0 i(y, q_{demag}(y)) dy \quad (II.31)$$

Donde $\theta_{mag}(\psi)$ y $\theta_{demag}(\psi)$ representan la posición rotórica expresada como una función del flujo concatenado durante la magnetización y desmagnetización respectivamente. Si el área del ciclo de energía es función de los ángulos de conmutación de los interruptores se puede encontrar el ángulo óptimo de conmutación calculando la derivada del área del ciclo de energía con respecto a los ángulos de conmutación, $dW/d\theta_c$, e igualando a cero. Antes de efectuar esta maximización se ha de tener en cuenta:

- La función $\theta_{mag}(\psi)$ dependerá del punto de disparo de los interruptores (θ_0) a la vez que de otros parámetros del sistema (tal como la tensión continua de alimentación V_{DC}). Así, $\theta_{mag}(\psi)$ no depende de θ_C , por lo tanto, $d\theta_{mag}/d\theta_C$ puede despreciarse
- ψ_C depende de θ_C .
- La función $\theta_{demag}(\psi)$ depende de θ_C . De hecho, cuando la tensión negativa se aplica:

$$q_{demag} = q_C - \frac{w}{V_{DC}}(y - y_C) \quad (II.32)$$

Calculando la derivada $dW/d\theta_C$ por diferenciación de la ecuación II.31 y aplicando las reglas de diferenciación bajo el signo de integral se obtiene:

$$\frac{dW}{dq_C} = - \left(\frac{dq_{demag}}{dq_C} \right) \int_0^{y_C} \frac{\partial i}{\partial q} dy \quad (II.33)$$

Derivando la ecuación II.32

$$\frac{dq_{demag}}{dq_C} = 1 + \frac{w}{V_{DC}} \frac{dy_C}{dq_C} \quad (II.34)$$

Substituyendo II.34 en II.33 se llega a:

$$\frac{dW}{dq_C} = - \left(1 + \frac{w}{V_{DC}} \frac{dy_C}{dq_C} \right) \int_0^{y_C} \frac{\partial i}{\partial q} dy \quad (II.35)$$

Puesto que el término que multiplica la integral en la ecuación II.35 es distinto de cero, se obtiene la primera condición de optimización:

$$f_1(y_C, q_C) = \int_0^{y_C} \frac{\partial i}{\partial q} dy = 0 \quad (II.36)$$

La integral en la ecuación II.36 es sobre todos los ángulos correspondientes a la desmagnetización. Se ha de considerar que aunque hay una relación funcional entre el flujo concatenado y la posición rotórica en el ángulo de conmutación, esta no aparece explícitamente en la ecuación II.36. Es conveniente una segunda condición de optimización:

$$f_2(y_C, q_C) = 0 \quad (II.37)$$

Que en el caso del control de corriente es:

$$f_2(y_C, q_C) = i(y_C, q_C) - i_{REF} = 0 \quad (II.38)$$

Y en el caso de control de tensión :

$$f_2(y_c, q_c) = y_c - D \frac{V_{DC}}{w} (q_c - q_{ON}) = 0 \quad (II.39)$$

Por lo tanto el problema del cálculo del ángulo óptimo de bloqueo, θ_c se reduce en resolver simultáneamente las dos ecuaciones no lineales II.36 y II.37.

En el SRM la corriente es función del flujo concatenado y de la posición $i = i(\psi, \theta)$. Estas curvas pueden aproximarse de diferentes maneras una forma de hacerlo es considerando las curvas extremas de alineamiento $i_{al}(\psi)$ y de no alineamiento $i_{na}(\psi)$: del rotor con el estator, mediante:

$$i(y, q) = i_{al}(y) + \{i_{na}(y) - i_{al}(y)\} \cdot G(q) \quad (II.40)$$

Donde la función $G(\theta)$ es una función de ajuste, que vale según los distintos intervalos considerados despreciando la saturación:

$$\begin{aligned} q \in [-q_{na}, -q_m] &\Rightarrow G(q) = 1 \\ q \in [-q_m, -q_m] &\Rightarrow G(q) = \left| \frac{q}{q_m} \right| \\ q \in [+q_m, +q_{na}] &\Rightarrow G(q) = 1 \end{aligned} \quad (II.41)$$

$$i_{al}(y) = \frac{y}{L_{al}} = R_a y \quad (II.42)$$

$$i_{na}(y) = \frac{y}{L_{na}} = R_u y \quad (II.43)$$

Con L_a y L_{na} inductancias en la posición de alineamiento y de no alineamiento

A partir de la ecuación II.36 y II. 41 obtendremos:

$$\frac{\partial i}{\partial q} = \pm \frac{R_{ua}}{q_m} y \quad (II.44)$$

Substituyendo II.44 en II.36 se obtiene:

$$\frac{R_{ua}}{q_m} \int_0^{xy_c} y dy - \frac{R_{ua}}{q_m} \int_{xy_c}^{yc} y dy = 0 \quad (II.45)$$

$$\text{Con } x = \frac{\psi(\theta_{al})}{\psi_c}$$

Resolviendo la integral obtenemos que:

$$x = \sqrt{1/2} \quad (II.46)$$

x puede variar desde $x = \sqrt{1/2}$ hasta $2/3$

Si aplicamos las condiciones de ángulo óptimo de bloqueo (θ_c) en el caso de control por corriente, tenemos que aplicar la ecuación II.38 y II.46 obteniéndose:

$$i_{REF} = i(y_c, q_c) = i_{al}(y_c) + i_{naal}(y_c) \cdot G(q) = R_a y_c + R_{ua}(y_c) \left(-\frac{q_c}{q_m} \right)$$

$$i_{REF} = i(y_c, q_c) = y_c \left(R_a - \frac{R_{ua} q_c}{q_m} \right) \quad (II.47)$$

A partir de la ecuación II.32 se obtiene:

$$q_{demag} = q_c - \frac{w}{V_{DC}} (y - y_c) = 0$$

$$q_c = \frac{w}{V_{DC}} (x y_c - y_c)$$

$$y_c = \frac{q_c \cdot V_{DC}}{w(x-1)}$$

Y por lo tanto:

$$y_c = \frac{V_{DC} \cdot q_c}{w(x-1)} = \frac{i_{REF}}{\left(R_a - \frac{R_{ua} q_c}{q_m} \right)} \quad (II.48)$$

Resolviendo la ecuación obtenemos:

$$q_c = -\frac{q_m}{2} \left(-\frac{R_a}{R_{ua}} + \sqrt{\left(\frac{R_a}{R_{ua}} \right)^2 + 4 \left(\frac{i_{REF} (1-x) w}{R_{ua} \cdot V_{DC} \cdot q_m} \right)} \right) \quad (II.49)$$

Esta teoría propuesta por Gribble et al. [GR199] considera como ángulo de referencia la posición alineada, θ_{al} y por lo tanto $\theta_{al}=0$. Sin embargo nosotros consideramos como ángulo de referencia la posición no alineada y por lo tanto en el caso de un SRM 6/4 el valor de $\theta_{al}=45^\circ$.

En la ecuación anterior si cambiamos la referencia y expresamos la ecuación en función de la velocidad, N (min^{-1}) y el ángulo ($^\circ$), obtendremos:

$$q_c = q_{al} - \frac{q_m}{2} \left(-a + \sqrt{a^2 + \left(\frac{24 \cdot i_{REF} (1-x) N}{R_{ua} \cdot V_{DC} \cdot q_m} \right)} \right) \quad (II.50)$$

En el caso del *control por tensión* tendremos que partir de la ecuación II.32 y II.39 obtendremos:

$$y_c = \frac{D \cdot V_{DC}}{w} (q_c - q_o)$$

$$y_c = \frac{q_c V_{DC}}{w(x-1)}$$

Igualando estas expresiones se obtiene:

$$q_c = \frac{D}{D + \left(\frac{1}{1-x} \right)} q_o \quad (II.51)$$

II.5.- Implementación del control en los SRM.

II.5.1.- Aspectos generales.

En los capítulos anteriores se han analizado las diferentes estrategias de control del SRM y en función de la respuesta que deseemos del mismo (velocidad de trabajo, rizado de par, ruido, rendimiento,...) tendremos que aplicar la más adecuada.

La implementación de las diferentes estrategias de control se suele realizar generalmente utilizando:

- Componentes discretos analógicos y digitales.
- Circuitos integrados específicos.
- Microcontroladores i/o procesadores digitales de señal (DSPs).

II.5.2.- Control del SRM utilizando componentes discretos analógicos y digitales.

El control de SRM utilizando componentes discretos analógicos y digitales es una opción sencilla y económica [BLA04],[SHA00][PER03]. En la figura II.5.2.1 se muestra su diagrama de bloques. La determinación de la posición se puede realizar utilizando tres optointerruptores, para asegurar la reversibilidad, fijados en el estator y un disco ranurado solidario con el eje del rotor. La velocidad se obtiene a partir de las señales de estos optointerruptores y de un convertidor frecuencia-tensión que proporciona una tensión proporcional a la velocidad del rotor. La medida de la corriente se realiza mediante una resistencia sensora o sensor de corriente de efecto Hall dispuesta en el bus de continua. El bloque de regulación y control se realiza utilizando simples componentes analógicos, disponiendo de un bucle exterior de velocidad con un regulador PI y de un bucle interior de corriente con un regulador de histéresis. Una alternativa a esta opción es la de utilizar en lugar de un control de corriente, un control de tensión PWM. La secuencia de conmutación de los interruptores de estado sólido se

genera a partir de las señales de los optointerruptores utilizando circuitos lógicos (generalmente una EPROM). El control de SRM con ángulos de conmutación constantes mediante técnicas analógicas es ideal para aplicaciones en la que la velocidad no deba mantenerse constante en márgenes muy amplios y en las que prime el bajo coste sobre las prestaciones.

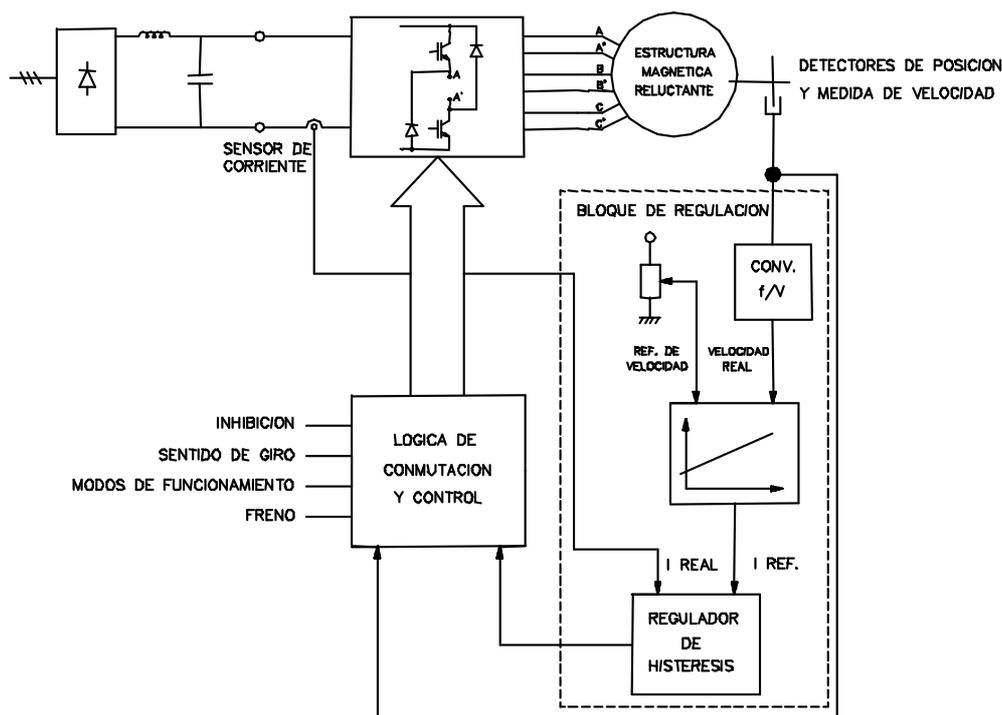


Figura II.5.2.1.-Esquema de bloques del control de un motor SRM utilizando componentes analógicos-digitales.

Las características principales de este control son:

- C Es una opción económica.
- C No se requiere procesado de datos.
- C Se diseñan para trabajar con sensores de posición ópticos (generalmente 3 optointerruptores).
- C Permite estrategias de control sencillas (control por pulso único, histéresis o PWM).
- C Puede trabajar en diferentes modos de operación, anexo II.
- C Permite la limitación de la corriente del SRM.
- C Puede trabajar en funcionamiento con un interruptor “soft-chopping” y con dos interruptores “hard-chopping”.
- D No permiten la variación del ángulo de conducción de las fases.
- D Las modificaciones se tienen que realizar a nivel de hardware.
- D Problemas de ajustes (ajustes periódicos por envejecimiento de los componentes) y ruidos.
- D Necesita un gran número de componentes discretos para su implementación.

En el capítulo III de esta tesis se presentan aportaciones originales de un control de estas características.

II.5.3.- Módulos de potencia (Smart Power Module) y Control del SRM utilizando circuitos integrados específicos (ASICs)

El convertidor estático (clásico) utilizado para el control del SRM tiene el inconveniente de disponer de una estructura diferente a la utilizada para el motor de inducción, como ya se ha visto anteriormente. Esto hace que en el mercado la lista de módulos de potencia preparados para aplicaciones del SRM sea reducida. No obstante van apareciendo drive's que facilitan y que permiten el control simultaneo de los dispositivos de potencia que constituyen el convertidor del SRM, como puede ser el INT201 e INT202 (Power Integrations, INC), figura II.5.3.1.

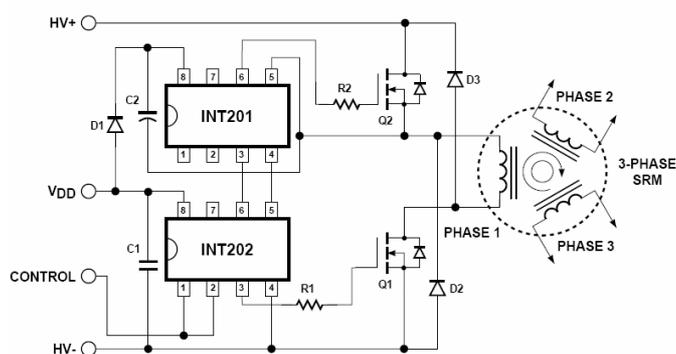


Figura II.5.3.1.- Driver's de control del convertidor de potencia.

También algunos fabricantes han comenzado a fabricar módulos de potencia pensados para este tipo de motor. Por ejemplo, Fairchild Semiconductor ha comenzado a comercializar (Febrero 2005) el primer módulo de potencia "FCAS50SN60 Smart Power Module" para una fase del SRM específico para aspiradoras, figura II.5.3.2. Estos módulos llevan incorporados los drive's de control y un circuito de protección, permitiendo reducir el espacio y coste del circuito de control.



Figura II.5.3.2.- Módulo de potencia FCAS50SN60.

Además se pueden encontrar circuitos integrados específicos (ASIC's) para SRM, aunque el número de estos es reducido. Por ejemplo, el circuito integrado LMB1008IC, figura II.5.3.3, construido experimentalmente por National Semiconductor en colaboración con el Speed laboratory que se ha implementado en un circuito integrado de 28 pins y esta pensado para trabajar a 24 V.

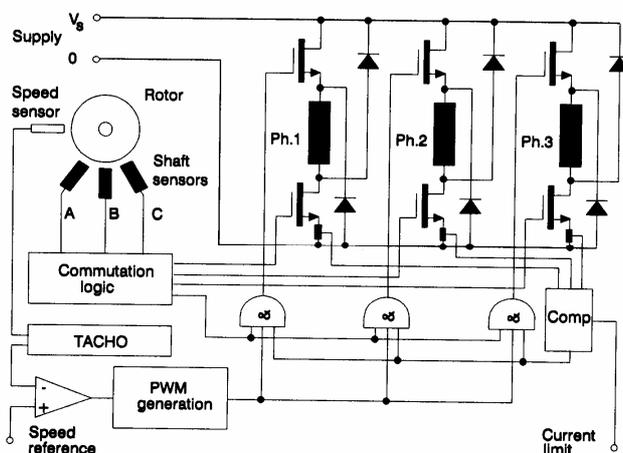


Figura II.5.3.3.- Circuito integrado LMB1008.

Otra posibilidad es utilizar en el control del SRM circuitos integrados pensados para el control de motores de corriente continua sin escobillas, brushless DC, como el MC33035 (Motorola), figura II.5.3.4 [CRI91], [ARM03].

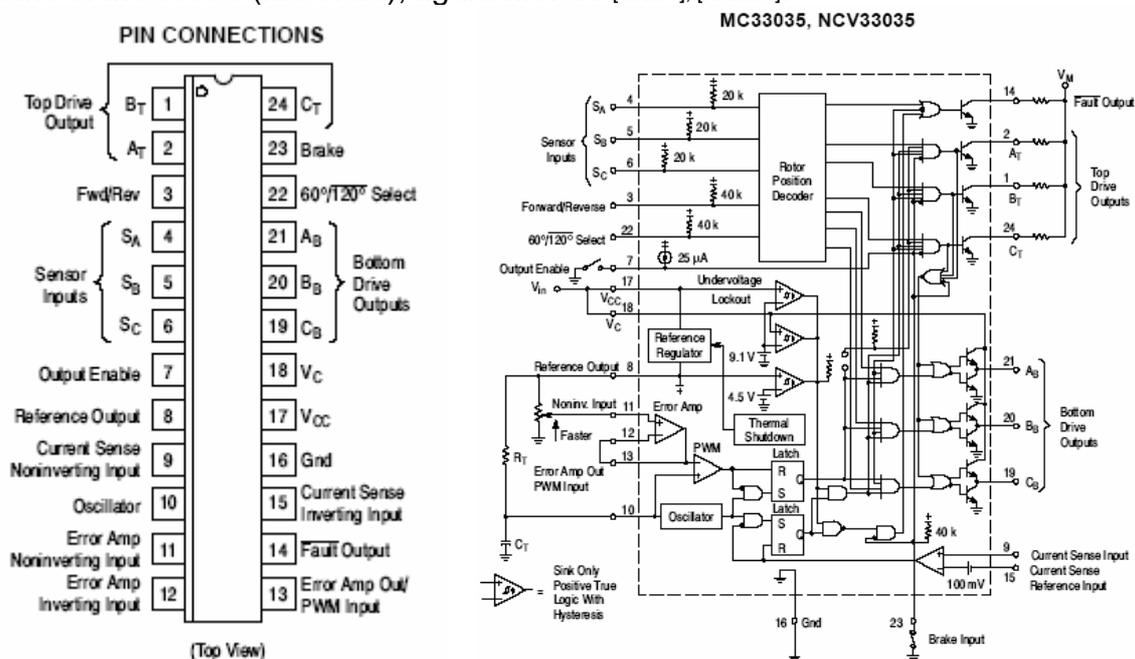


Figura II.5.3.4.- Circuito integrado MC33035.

Las características principales de estos circuitos son:

- C Opción económica.
- C Se diseñan para trabajar con sensores de posición ópticos (generalmente 3 optointerruptores).
- C Reducen espacio en el circuito de control.
- C Disponen de un regulador de histéresis para limitar la corriente.
- D Suelen utilizar un control PWM únicamente.
- D Solamente pueden trabajar en funcionamiento soft-chopping.
- D No permiten la variación del ángulo de conducción de las fases.

- D Solamente permiten estrategias de control sencillas.
- D Se utilizan en motores de pequeña potencia.

II.5.4.- Control digital del SRM utilizando microcontroladores (μC) y procesadores digitales de señal (DSPs).

Cuando se desea realizar un control que nos permita actuar sobre el rizado de par, el ruido, el rendimiento, prescindir de los sensores de posición, facilitar el dialogo con el usuario, monitorizar el estado del sistema por medio de periféricos, realizar trabajos en paralelo, etc. se tiene que recurrir al control digital del SRM [CHA84],[SUG89].

La capacidad de almacenamiento, la posibilidad de modificar la programación, la alta inmunidad a las condiciones del entorno, y la relación prestaciones-precio, hacen muy aconsejable la utilización de sistemas digitales en el control del SRM.

En la elección del procesador para la implementación del control digital del motor se tienen que considerar diversos factores como son la longitud de palabra (8,16, 32, 64 bits), el tipo de datos que admite (coma fija o flotante), el tiempo de procesado, el tratamiento de las interrupciones,...

Los **microcontroladores** (μC) permiten un alto nivel de integración de componentes (CPU, memoria RAM y EPROM, contadores, conversores A/D, controladores de interrupciones, puertos de E/S, PWM, ...).

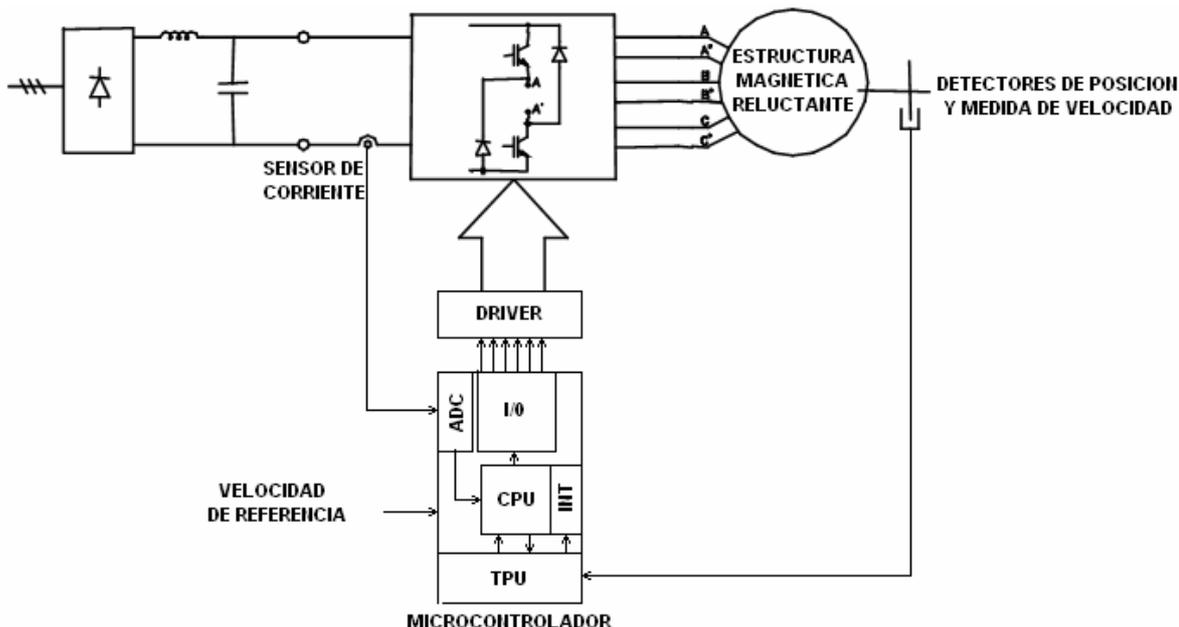


Figura II.5.4.1.-Esquema de bloques del control de un motor SRM utilizando un microcontrolador.

Las ventajas e inconvenientes de este tipo de control son:

- C Se pueden programar los ángulos de conmutación optimizados para cada motor utilizando una tabla.
- C Permite el funcionamiento en los cuatro cuadrantes (funcionamiento como motor y freno).
- C Control muy integrado ocupando poco espacio.
- D La CPU no es lo suficientemente rápida (existen opciones mejores) para aplicaciones que se requiera control instantáneo de la corriente o controles sin sensores de posición.
- D Limitaciones de operación a velocidades elevadas (>10000 rpm). Principalmente en la unidad de computo de tiempo (timer/counter unit).
- D No permite implementar en software ciertas operaciones de control. (Como puede ser el control PI de un regulador de corriente).

Los **procesadores digitales de señal** (DSPs) son procesadores que permiten trabajar con una gran rapidez de cálculo. Su arquitectura se ha orientado al procesamiento de algoritmos dedicados a procesos de señales digitales [HEX99]. Además de las ventajas de los diferentes controles analizados anteriormente (ASICs, analógico-digital, y μ C) el control con DSPs permite implementar en software operaciones de servo sistemas (controles P, PI, PID) ya que podemos trabajar en tiempo real. Las características de estos dispositivos también nos permiten realizar controles más sofisticados como puede ser el control sin sensores de posición.

Una de las DSPs más utilizada en el control digital del SRM es la TMS320F240 de Texas Instruments. Esta DSP está pensada para aplicaciones de control de motores. Los periféricos que dispone incluyen un módulo controlador de eventos compuesto por temporizadores y contadores para generar salidas PWM (12 salidas) y convertidores analógicos-digitales, figura II.5.4.2

Las ventajas e inconvenientes de este procesador digital de señal de alta velocidad (un solo chip) + unos chips periféricos son las siguientes:

- C Se pueden programar los ángulos de conmutación optimizados para cada motor utilizando una tabla.
- C Permite el funcionamiento en los cuatro cuadrantes (funcionamiento como motor y freno).
- C Control muy integrado ocupando poco espacio.
- C La CPU es lo suficientemente rápida para aplicaciones que se requiera control instantánea de la corriente o controles sin sensores de posición.
- C No tiene las limitaciones de operación que tenía el μ C a velocidades elevadas
- C Permite implementar en software ciertas operaciones de control. (Como puede ser el control PI de un regulador de corriente).
- D El funcionamiento de los chips periféricos viene fijada por hardware, por lo que se limita la flexibilidad y el potencial del control.

- D Si se aplica una combinación de modos de funcionamiento se puede requerir de hardware digital adicional (discreto).
- D Todas las funciones del control las realiza la DSP. Puede ser interesante que otro elemento (FPGA) realice ciertas operaciones para no reducir la capacidad de cálculo de la DSP.
- D Las versiones de DSP's integradas son de coma fija. La utilización de procesadores en coma flotante para simplificar el desarrollo de programas puede requerir dispositivos periféricos adicionales (FPGA) para completar la implementación del control.

functional block diagram

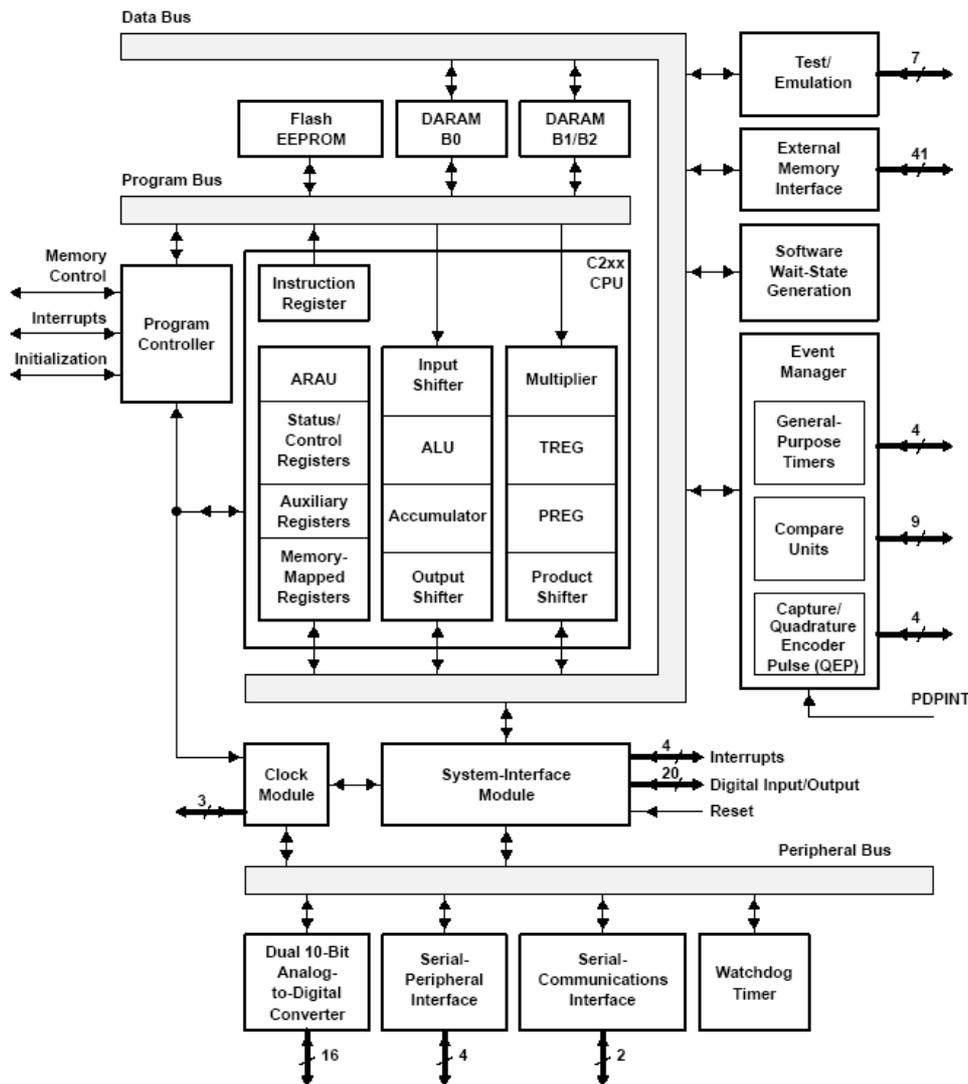


Figura II.5.4.2.-Esquema de bloques de la DSP TMS320F240.

El control anterior se puede mejorar si junto a la DSP se dispone una FPGA (una opción más sencilla es utilizar una memoria EPROM) que pueda liberar de ciertas operaciones de regulación y control a la DSP. La introducción de una FPGA mejora la precisión de los resultados a altas velocidades del motor

debido a que se reduce el tiempo de cálculo comparado con la implementación del μC o DSP únicamente

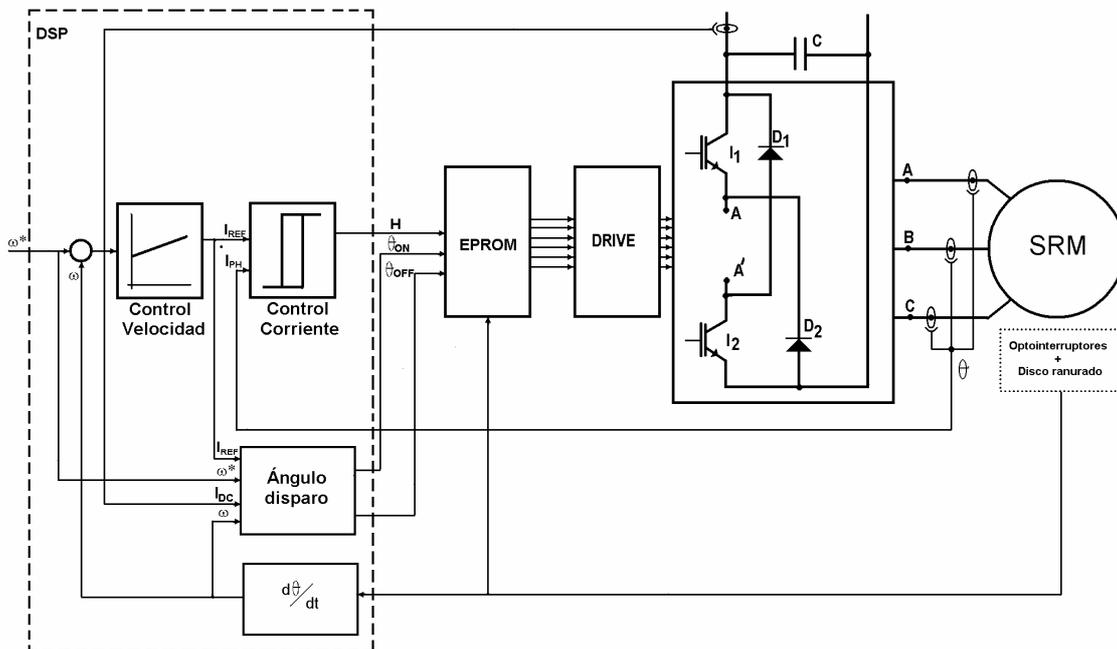


Figura II.5.4.3.-Esquema de bloques del control de un SRM utilizando una DSP+ EPROM.

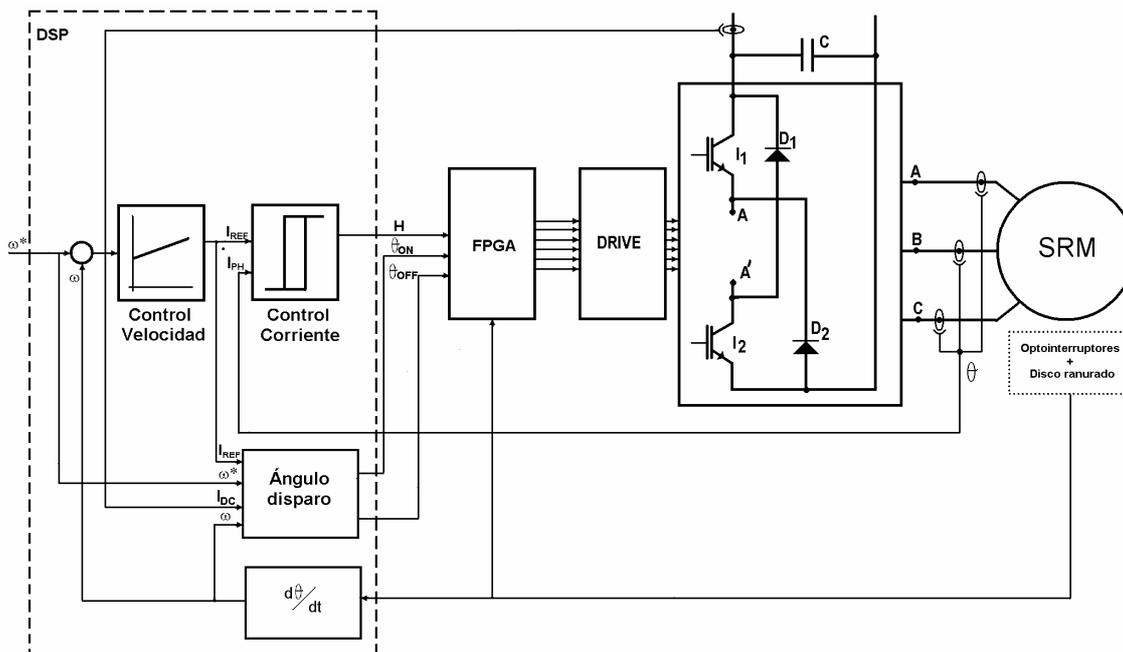


Figura II.5.4.4.-Esquema de bloques del control de un SRM utilizando una DSP+ FPGA.

Pueden resumirse las principales características de las distintas tecnologías que pueden utilizarse para implementar las estrategias de control de los SRM, tabla II.5.4.1

Características	Control analóg.-dig.	ASIC's	μC	DSP	DSP+FPGA
Limitación en la conmutación de ángulos de conmutación.					
Control variable de ángulo con encoder de baja resolución.					
Control variable de ángulo con encoder de alta resolución.					
Control de conmutación con alta resolución y alta velocidad.					
Control de tensión (PWM)					
Control de corriente (Histéresis)					
Control PI					
Corriente profiling					
Control de corriente con alta resolución y alta velocidad.					
Alta velocidad corriente sampling.					
Control variable de velocidad					
Control de velocidad/posición					
Control sin sensores de posición.					

Tabla II.5.4.1.-Características principales de las estrategias de control implementadas en un SRM.

En el capítulo IV se presentan aportaciones originales de un control digital de SRM, con la estructura de la figura II.5.4.3, utilizando una plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM que incorpora un procesador digital de señal DSP TMS320F240 asociado a una memoria EPROM (microchip27C64).

BIBLIOGRAFIA

- [ACA95] P.P. Acarnley, C.D.French, I.H. Al-Bahadly "Position estimation in switched reluctance drives" Proceedings of European Power Electronic Conference, pp.3765-3770, 1995.
- [AND01] 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, pp. 612-1,612-4.
- [AND04] P. Andrada, B. Blanqué, F. Castellana, E. Martínez, J.I. Perat, J. A. Sánchez, M. Torrent. " El motor de reluctancia autoconmutado" Revista Técnica Industrial. Octubre 2004.
- [ARM03] J. Armengol. "Diseny i construcció d'un control per un motor de reluctancia autoconmutat de petita potència" PFC. Departament d'Enginyeria Elèctrica, EPSEVG-UPC. Junio 2003.
- [ASE00] P. Asensio. "Aplicación de diferentes lógicas de control en los accionamientos de reluctancia autoconmutados" PFC. Departament d'Enginyeria Elèctrica, EPSEVG-UPC. Febrero 2000.
- [BAR98] M. Barnes, C. Pollock. "Power Electronic Converters for Switched Reluctance Drives". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.13, Nº 6, November 1998, pp1100-1111.
- [BAR01] M. Barnes, Ch. Pollock. "Forward Converters for Dual Voltage Switched Reluctance Motor Drives". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, Nº 1, January 2001, pp 83-91.
- [BEC93] R.C. Becerra, M. Ehsani, T.J.E. Miller. "Commutation of SR motors". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, Nº 3, Julio 1993, pp 257-263.
- [BLA99] F.Blaabjerg, P.C. Kjaer, P.O. Rasmussen, C. Cossar. "Improved Digital Current Control Methods in Switched Reluctance Motors". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.14, Nº 3, May 1999, pp563-572.
- [BLA04] B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada. "Low Cost Digital Controller for Switched Reluctance Motors". 16th International Conference on Electrical Machines, ICEM'04. 5-8 Septiembre 2004. Cracovia.
- [BLA05a] B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada. "Accionamiento de reluctancia autoconmutado con control en línea de los ángulos de inicio y de bloqueo de la conducción". 9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica, 9CHLIE. 30 Junio-2 Julio 2005. Marbella.
- [BLA05b] B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada, M. Torrent. "Improvement efficiency in switched reluctance motor drive with on line control of turn-on and turn-off angles". European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'05. 11-14 Septiembre 2005. Dresden.

- [BOS86]** B.K. Bose, T.J.E., Miller, P.M. Szczesny, W.H. Bicknell. "Microcomputer control of switched reluctance motor". IEE Transactions on industry applications, Vol. 22, Nº 4, pp.708-715. Julio/Agosto 1985.
- [CAS99]** F. Castellana. "Aportacions al desenvolupament dels motors de reluctància autocommutats sense sensors de posició (Per aplicacions de petita potència i tensions reduïdes)". Tesi Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, Departament d'Enginyeria Elèctrica, 1999.
- [CHA84]** P.H. Chappel, W.F. Ray, R.J. Blake. "Microprocessor control of a variable reluctance motor". IEEE Proceedings, Vol. 131, Nº 2, Marzo 1984.
- [CRI91]** M. Crivii, M. Jufer, T. Reinman. "Switched reluctance drives using Brushless DC motor controller". European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'91. Septiembre 1991. Firenze.
- [GAL01]** G. Gallegos, J. Walters, K. Rajashekara. "Switched reluctance machine control strategies for automotive applications". SAE 2001 World Congress, Detroit , Michigan, March 2001
- [GAL02]** G. Gallegos, K. Rajashekara. "Peak PWM current control of Switched reluctance an AC machines". Industry applications conference. 27th IAS Annual Meeting conference. Record of the Volume 2, 13-18 oct. 2002,pp1212-1218.
- [GRI99]** J.J. Gribble, P.C. Kjaer, T.J.E. Miller. "Optimal conmutation in average torque control of switched reluctance motors" IEE Proceedings-Electrical Power Applications. Vol. 146. Nº1, pp.1-10. Enero 1999.
- [HEX97]** B.G. Hexamer, "High performance switched reluctance motor and power converter for implementation in an electric vehicle". EPE'97. Trondheim 1997.
- [HEX99]** B.G. Hexamer. "Implementation of Closed-Loop Controllers for Switched Reluctance Drives on Microcontrollers and DSP Controllers" European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, Lausanne 1999.
- [IND03a]** R.B. Inderka, R.W.A.A. De Doncker "High dynamic direct average torque control for switched reluctance drives". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.39,Nº4, Julio/Agosto 2003.
- [IND03b]** R.B. Inderka, R.W.A.A. De Doncker "Direct instantaneous torque control for switched reluctance drives". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.39,Nº4, Julio/Agosto 2003.
- [KJA95a]** P.C. Kjaer, F.Blaabjerg, C. Cossar, T.J.E. Miller "Efficiency optimisation in current controlled variable-speed switched reluctance motor drives". European Conference on Power Electronics and Applications, EPE,. pp. 3.741-3.747. Sevilla 1995.
- [KJA95b]** P.C. Kjaer, P. Nielsen, L. Andersen, F. Blaabjerg "A new Energy optimizing control strategy for switched reluctance motors". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 312, pp. 1088-1095. Septiembre/Octubre 1995.
- [KRI90]** R. Krishnan, P.N. Matern, "Design of a single-switch-per-phase converter for switched reluctance motor drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Diciembre 1990.

- [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, Proc., Vol. 127, Pt B, N° 4, July 1980.
- [MAD03]** C. Mademlis, I. Kioskeridis. "Performance optimization in switched reluctance motor drives with online commutation angle control" IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 18, N° 3, pp.448-456. Septiembre 2003.
- [MIL88]** T.J.E. Miller. "Four-Quadrant Brushless Reluctance Motor Drive". IEE PEVD Conf., London, p.p. 273-276.
- [MIL93]** T.J.E. Miller. "Switched reluctance motors and their control". Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford 1993.
- [MIL01]** T.J.E. Miller. "Electronic control of Switched Reluctance Machines". Newnes Power Engineering series, Oxford 2001.
- [MIR00]** S. Mir. "Classification of SRM Converter Topologies for Automotive Applications". SAE 2000 World Congress, Detroit, March 2000.
- [PER01]** J.I. Perat, P. Andrada, B. Blanque., "Convertidor estático para motores de reluctancia autoconmutados", 7as Jornadas Hispanp-Lusas de Ingeniería Eléctrica, Julio 2001, Leganés (Madrid), pp. 251-256.
- [PER02]** J.I. Perat, B. Blanqué, M. Torrent, P. Andrada, J.A. Sanchez. "Comparación de controladores analógicos para accionamientos de reluctancia autoconmutados de bajo coste" SAAEI'02, 18-20 de Septiembre 2002, Alcalá de Henares.
- [PER03]** J.I. Perat, B. Blanqué, P. Andrada, M. Torrent "Variador de bajo coste para Motores de Reluctancia Autoconmutados" 8º Congresso Luso Espanhol de Engenharia Electrotécnica. Volumen III, pp. 247-252. 3-5 Julio 2003. Vilamoura, Portugal.
- [RAY79]** W.F.Ray, R.M. Davis. "Inverter drive for doubly salient reluctance motor". IEE Electric Power Applications, 2 (6), 1979.
- [RAY86]** W.F.Ray, R.M. Davis, R.J. Brake "The control of SR motors. CAMC Conf. Minnesota, p.p. 137-145.
- [SHA00]** V.K. Sharma, B. Singh, S.S. Murthy. "Development of a simple analog controller for switched reluctance motor". Industrial Technology 2000. IEEE Vol. I, pp. 595-599.
- [SUG89]** D.M. Sugden, P.D. Webster, J.M. Stephenson. "The control of SR drives: Review and current status. EPE'98. Aachen 1989.
- [VUK91]** Vukosavic, Stefanovic. "SRM inverter topologies: a comparative evaluation". IEEE Transactions on Industrial Applications. Vol. 27, N° 6, Noviembre-Diciembre 1991, pp 1034-1047.

[WAL91] R.S. Wallace. D.G. Taylor. "Low torque ripple switched reluctance motor for direct-drive robotics". IEEE Transactions on Robotics and Automation, Vol. 7, N° 6, 1991, pp 733-742.

[WAL92] R.S. Wallace. D.G. Taylor. "A balanced commutator for switched reluctance motors to reduce torque ripple ". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, N° 4, 1992, pp 617-626.

III.- Control de motores de reluctancia autoconmutados utilizando componentes analógicos y digitales.

III.1.- Descripción del accionamiento de bajo coste para SRM.

III.2.- Diseño y construcción de un accionamiento de bajo coste (analógico-digital) para dos prototipos de SRM 6/4 y 12/8.

III.2.1.- Convertidor de potencia.

III.2.2.- Captador de posición.

III.2.3.- Captador de velocidad.

III.2.4.- Captador de corriente.

III.2.5.- Control de corriente.

III.2.6.- Control de tensión.

III.2.7.- Limitador de corriente.

III.2.8.- Control de velocidad.

III.2.9.- Lógica de conmutación de los interruptores de estado sólido.

III.2.10.- Circuito de disparo y protección de los dispositivos de potencia.

III.3.- Resultados experimentales e influencia del control sobre las características de funcionamiento de los prototipos de SRM 6/4 y 12/8.

III.3.1.- Introducción.

III.3.2.- Formas de onda de la tensión y la corriente de fase.

III.3.3.- Característica par-velocidad.

III.3.4.- Corrientes de fase.

III.3.5.- Rendimiento.

III.3.6.- Respuesta en velocidad.

III.3.7.- Respuesta a variaciones de carga.

III.3.8.- Nivel de ruido acústico.

Bibliografía.

III.1.- Descripción del accionamiento de bajo coste para SRM.

Hasta ahora muchas alternativas se han propuesto para la regulación del par y de la velocidad en el SRM. Algunas de ellas optimizan el rendimiento, otras minimizan el ruido audible o el rizado de par [SHA00]. Sin embargo, acciones como aumentar la simplicidad y funcionalidad, pueden favorecer el desarrollo de los accionamientos con SRM, haciéndolos más atractivos frente al motor de inducción alimentado con convertidor de frecuencia y a los motores de corriente continua sin escobillas, especialmente en aplicaciones de bajo coste y reducida potencia [MIL01]. Es por este motivo que a continuación, se presenta un accionamiento de bajo coste para motores de reluctancia trifásicos con estructuras 6/4 y 12/8 que permite regulación de velocidad y de par con ángulos de conmutación constantes. Las características técnicas de los dos prototipos de SRM, estructura 6/4 y 12/8 se pueden observar en el anexo I [AND04].

El accionamiento, cuya estructura general se muestra en la figura III.1.1, está constituido por un convertidor de potencia y varios circuitos de lógica de conmutación y control [PER01].

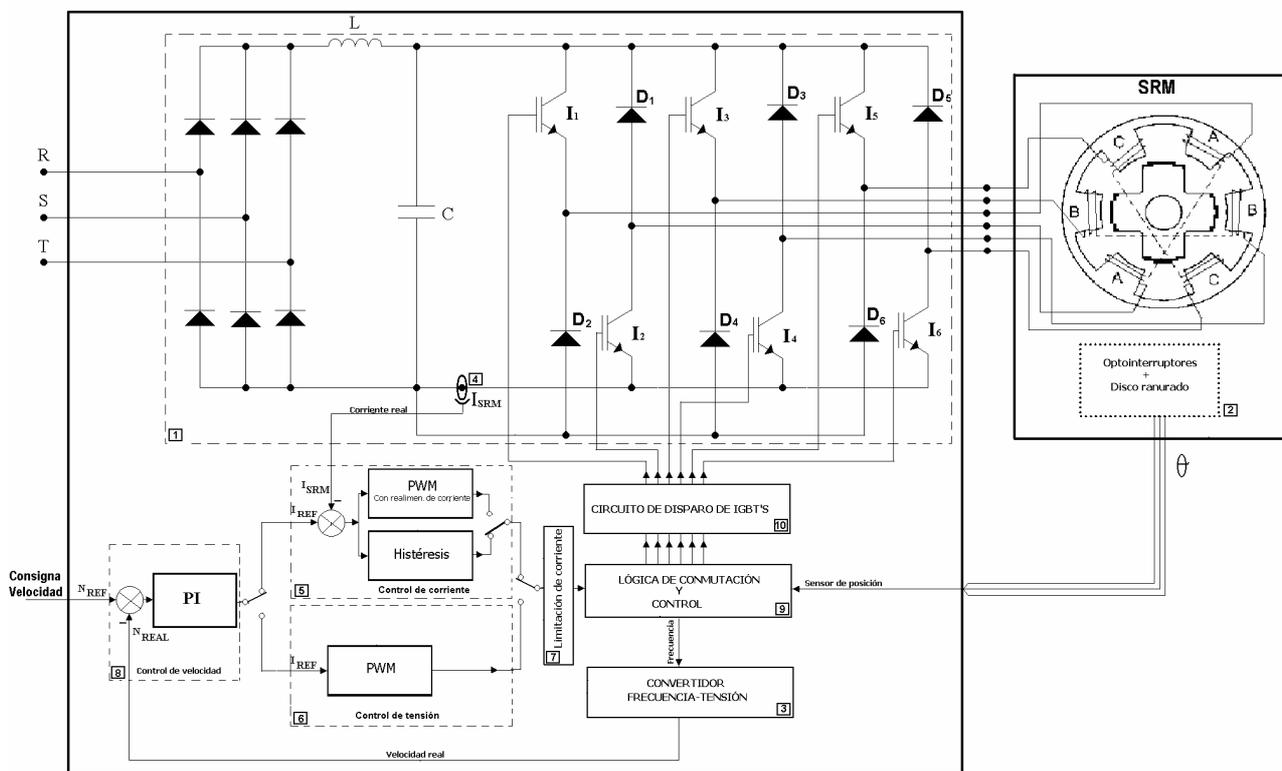


Figura III.1.1. – Estructura general del accionamiento SRM.

En este accionamiento la determinación de la posición se realiza utilizando tres optointerruptores, para asegurar la reversibilidad, fijados en el estator y un disco ranurado solidario con el eje del rotor. La velocidad se obtiene a partir de las señales de estos optointerruptores y de un convertidor frecuencia-tensión que proporciona una tensión proporcional a la velocidad del rotor. La medida de

la corriente se realiza mediante un sensor de corriente de efecto Hall dispuesto en el bus de continua. El bloque de regulación y control se realiza utilizando simples componentes analógicos y digitales, disponiendo de un bucle exterior de velocidad con un regulador proporcional-integral (PI) y de un bucle interior de corriente con un regulador de Histéresis o (PWM con realimentación de corriente). Una alternativa a esta opción es la de utilizar en lugar de un control de corriente, un control de tensión (PWM) que pueda trabajar a diferentes frecuencias de la señal portadora. La secuencia de conmutación de los interruptores de potencia se genera a partir de las señales de los optointerruptores y de la estrategia de regulación seleccionada [PER02].

Las estrategias de control que se pueden utilizar en el accionamiento de bajo coste para motores de reluctancia trifásicos con estructuras 6/4 y 12/8 son las siguientes [GAL01], [HEX97] [LAW80]:

- Para el funcionamiento en la zona de característica natural.
 - Control con pulso único.
- Para el funcionamiento en la zona de par constante.
 - Control de Corriente utilizando un:
 - § Regulador de Histéresis.
 - § Regulador PWM con realimentación de corriente.
 - Control de Tensión utilizando un:
 - § Regulador PWM.

Este accionamiento de bajo coste para SRM está especialmente pensado para aplicaciones de pequeña potencia (en el margen de potencias comprendido entre 0,25 y 10kW) que requieren velocidad ajustable en el rango de velocidades medias (hasta 3000 min⁻¹) y se ha construido con circuitos integrados analógicos y digitales de amplia difusión y disponibilidad en el mercado.

III.2.- Diseño y construcción de un accionamiento de bajo coste (analógico-digital) para dos prototipos de SRM 6/4 y 12/8.

III.2.1.- Convertidor de potencia.

El circuito electrónico que se utiliza para alimentar a los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 se ha constituido con un rectificador trifásico, un convertidor tipo asimétrico o clásico, y un filtro LC, figura III.2.1.1 [BAR01], [KJA98].

El rectificador trifásico se ha constituido con 6 diodos en una configuración en puente (Semikron SKD25/08) que se alimenta desde la red trifásica (en nuestro caso a 220V). Los valores límite del puente rectificador son de 800V y 25A.

El convertidor clásico se ha construido con seis IGBT's (IRG4PF50W de International Rectifier) y seis diodos (RHRP1560 de intersil). Disponiendo cada rama o fase del convertidor de dos IGBT's y dos diodos. Los IGBT's superiores de cada rama del convertidor efectúan las funciones de regulación y

conmutación, mientras que los inferiores sólo realizan las funciones de conmutación (funcionamiento soft-chopping). Las características más significativas de estos dispositivos de estado sólido se muestran en la tabla III.2.1.1.

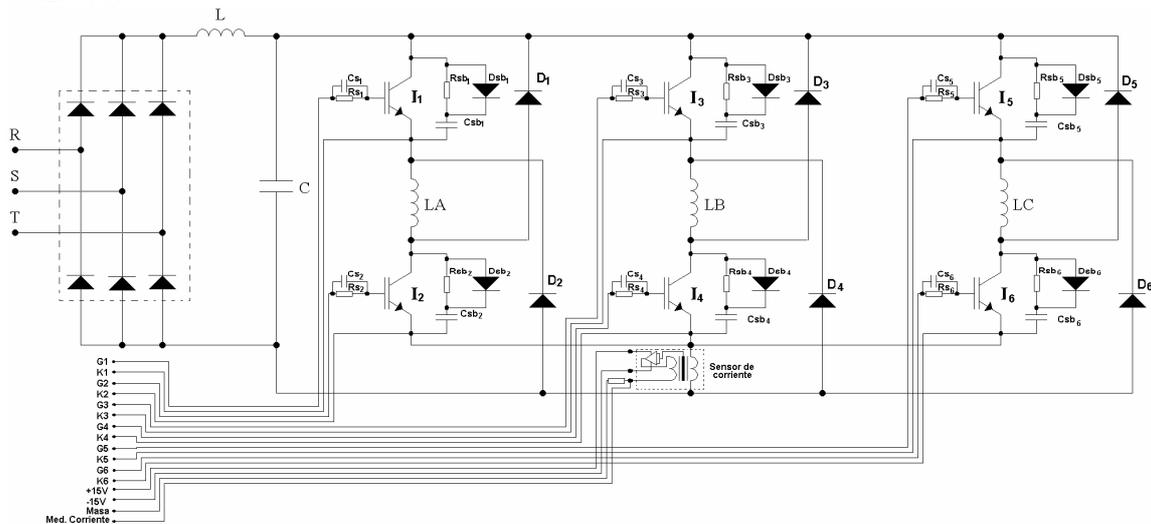


Figura III.2.1.1.- Circuito de potencia del SRM

IGBT (IRG4PF50W)	DIODO (RHRP1560)
CANAL N	$V_{RWM}=600\text{ V}$
$V_{CES}=900\text{ V}$ $I_C=28\text{ A}$	$I_{F(AV)}=15\text{ A}$
$V_{CE(ON)\text{ tip.}}=2.25\text{ V}$	$I_{FRM}=30\text{ A}$
$V_{GE}=\pm 20\text{ V}$	$P_D=100\text{ W}$
$t_{d(on)}=29\text{ ns}$	$t_r=35\text{ ns}$
$t_{d(off)}=110\text{ ns}$	
Modelo Pspice	

Tabla III.2.1.1.- Características de los dispositivos de potencia utilizados en la construcción del convertidor clásico.

Uno de los inconvenientes a la hora de construir el convertidor clásico es la escasa oferta de módulos en el mercado que integren la estructura de semipunto en un amplio margen de potencias. Es por este motivo que los convertidores estáticos para SRM se han construido con componentes discretos.

III.2.2.- Captador de posición.

Para el diseño de la lógica de conmutación se tiene en consideración el tipo o configuración de motor y las necesidades de éste. Con esta información y las fórmulas analizadas en el capítulo II.3.2, determinamos el número de sensores necesarios, la posición donde deben ser instalados y la estructura del disco ranurado [BEC93], [MIL93]. Los requerimientos de los sensores y disco ranurado para los prototipos SRM 6/4 y 12/8 se muestran en el anexo II.

La detección de la posición se realiza utilizando tres optointerruptores, (Sharp GP1S52V) instalados en un soporte (placa de circuito impreso) y éste a su vez sujeto a la tapa delantera del motor, junto con un disco ranurado montado en el eje del rotor y que gira solidario a éste. Los pulsos que se obtienen de estos optointerruptores, se introducen en una puerta lógica con entrada trigger-schmitt (Motorola 40106) y de ésta se introducen en una EPROM (Microchip 27C64). La EPROM en función de la lógica procedente de los tres optointerruptores, las señales lógicas que definen los modos de operación y la lógica programada en la misma determina la posición del rotor, como se analiza en el anexo II.

III.2.3.- Captador de velocidad.

La velocidad de giro del motor se obtiene a partir de la información facilitada por los sensores de posición. El captador de velocidad está constituido por tres bloques: EPROM, multiplicador de frecuencia y convertidor frecuencia-tensión, figura III.2.3.1.

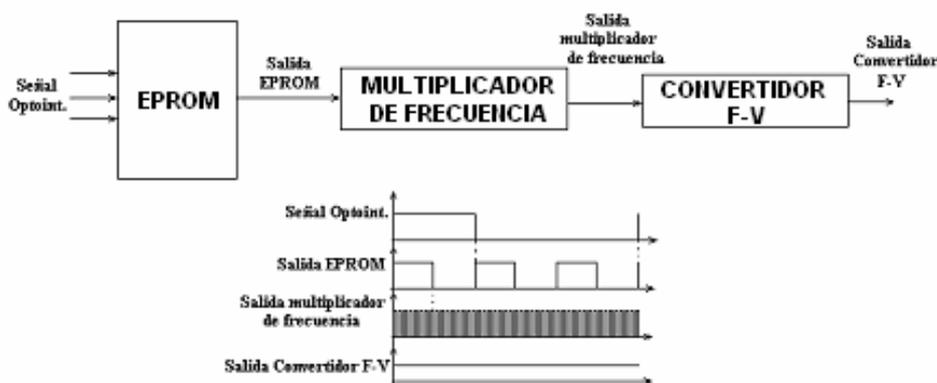


Figura III.2.3.1.- Esquema de bloques del captador de velocidad.

La EPROM es la encargada de generar unos pulsos (combinación lógica de las señales de los optointerruptores) que son función de la velocidad. Estos pulsos generados por la EPROM tienen una frecuencia 3 veces superior a la que se obtiene de un optointerruptor.

A la salida de la EPROM se dispone de un circuito multiplicador de frecuencia. Este circuito es necesario porque cuando el motor gira a velocidades bajas la frecuencia que obtenemos de la EPROM es baja y esto hace que los convertidores frecuencia-tensión que existen en el mercado no funcionen correctamente. En el prototipo de SRM 6/4, se ha tenido que multiplicar la frecuencia por ocho y en el prototipo 12/8, por cuatro. El circuito multiplicador de frecuencia se ha construido con una puerta NAND con entrada trigger schmitt (Philips 4093), un oscilador (Philips 4046) y un contador (Philips 4040). El montaje electrónico de dicho control se observa en la figura III.2.3.2. La EPROM y el circuito multiplicador de frecuencia están unidos por medio de un optoacoplador (TLP250).

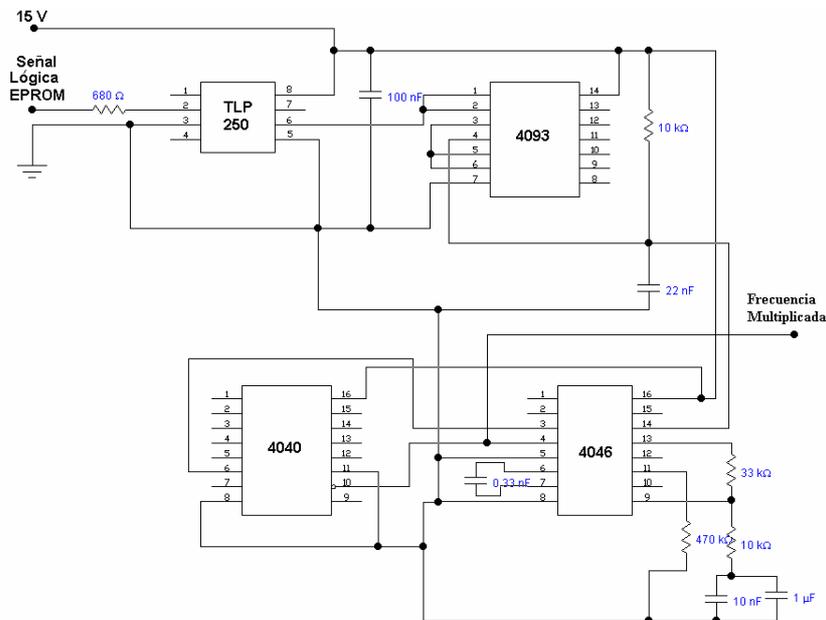


Figura III.2.3.2.- Circuito multiplicador de frecuencia (Captador de velocidad).

Para finalizar, se introduce la señal de frecuencia resultante, del circuito multiplicador de frecuencia, a un conversor frecuencia-tensión comercial (LM331) del que se obtiene una tensión analógica proporcional a la velocidad de giro del motor. El montaje electrónico de dicho control se observa en la figura III.2.3.3.

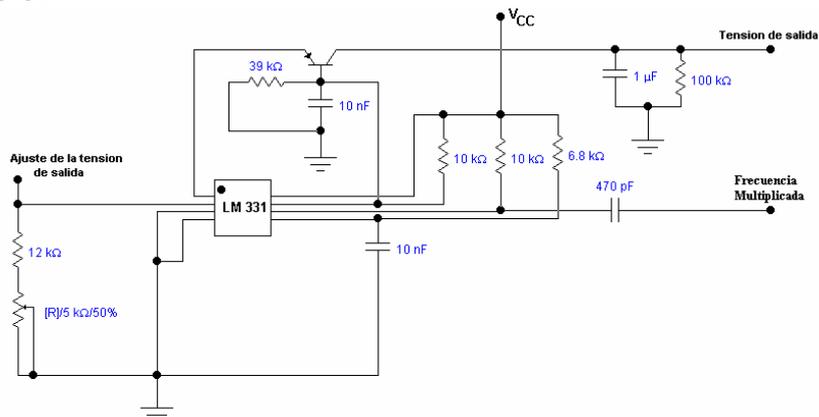


Figura III.2.3.3.- Convertidor frecuencia-tensión (Captador de velocidad)

III.2.4.- Captador de Corriente.

La medida de la corriente en los prototipos de SRM, estructura 6/4 y 12/8, se realiza con un captador de corriente de efecto Hall. Este dispositivo tiene un tamaño reducido que permite su montaje en una placa de circuito impreso (LEM LA25-NP) y nos permite sensar cualquier forma de onda con precisión y fiabilidad, aportando además un aislamiento galvánico entre el circuito de potencia y el de control, figura III.2.4.1.

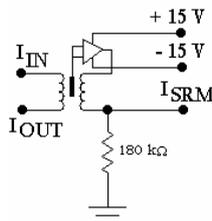


Figura III.2.4.1.- Captador de corriente.

III.2.5.- Control de corriente.

Para realizar el control de corriente en los dos prototipos de SRM se utiliza un bloque de regulación en lazo cerrado de corriente. Este bloque de regulación se puede realizar con un regulador de histéresis o con un regulador PWM con realimentación de corriente, figura III.2.5.1.



Figura III.2.5.1.- Esquema de bloques del control de corriente en lazo cerrado.

Este bloque de control se constituye mediante:

- Una señal de entrada que define la corriente de referencia, esta señal viene fijada por el control de velocidad (I_{REF}).
- Una entrada de corriente real, que informa del valor de la corriente en cada una de las fases del motor (I_{SRM}).
- Un regulador de Histéresis o PWM con realimentación de corriente, según se desee.
- Una salida que actúa sobre la lógica de conmutación y control.

En el **regulador de histéresis**, figura III.2.5.2 y figura III.2.5.3 se compara la corriente real (I_{SRM}) con la corriente de referencia (I_{REF}). El resultado de dicha comparación constituye la entrada de un comparador de histéresis en el que se puede variar la ventana de la corriente entre un valor máximo y un mínimo (banda de histéresis) prefijado. La forma de la corriente, en cada fase, viene caracterizada por el ángulo de conducción de los interruptores, por el ángulo de conducción de los diodos, la referencia de corriente y la banda de histéresis.

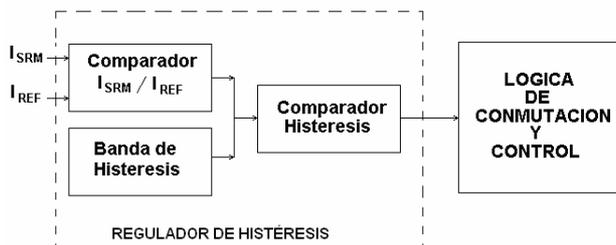


Figura III.2.5.2.- Esquema de bloques del regulador de Histéresis.

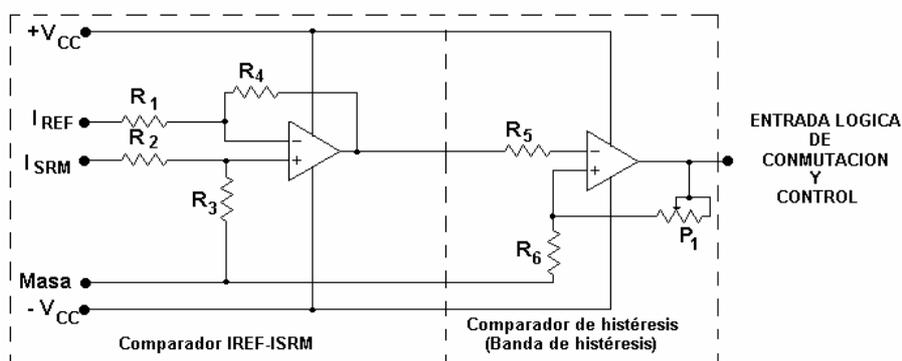


Figura III.2.5.3.- Circuito electrónico adoptado en el regulador de histéresis.

Utilizando este regulador, la frecuencia de conmutación de los interruptores controlados no puede prefijarse, el ciclo de trabajo D ($1 \geq D \geq 0$, tiempo de conducción/tiempo de conducción+bloqueo) es variable durante el intervalo de conducción y los pulsos de tensión sobre la bobina del motor no son iguales [GRI99]. Por este motivo, los interruptores de potencia y los dispositivos de control tienen que estar preparados para trabajar a frecuencias de conmutación elevadas. La forma de onda de la corriente se aproxima, en el margen de bajas velocidades, a la ideal rectangular.

En el **regulador PWM, con realimentación de corriente**, la frecuencia de conmutación de los interruptores controlados viene fijada por la frecuencia de la señal portadora triangular de alta frecuencia (entre 1 y 20 kHz) y el tiempo de conducción de los interruptores depende del ciclo de trabajo (si $D=1$, el motor trabaja en pulso único).

El diagrama de bloques del regulador PWM con realimentación de corriente se observa en la figura III.2.5.4.

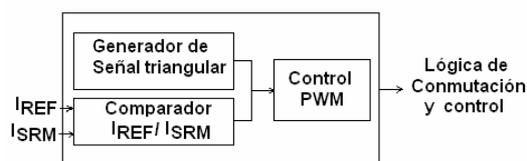


Figura III.2.5.4.- Esquema de bloques del regulador PWM con realimentación de corriente.

En el regulador PWM con realimentación de corriente se compara el valor de la corriente real (I_{SRM}) que circula por cada una de las fases del motor con el valor de referencia de corriente (I_{REF}). El error obtenido entre estas corrientes se compara con la señal portadora y el resultado de esta comparación son los pulsos PWM que se introducen en el circuito de lógica de conmutación y control. El ciclo de trabajo es variable y los pulsos de tensión sobre la bobina del motor no son iguales [KRI01]. El circuito electrónico adoptado para este regulador es el de la figura III.2.5.5.

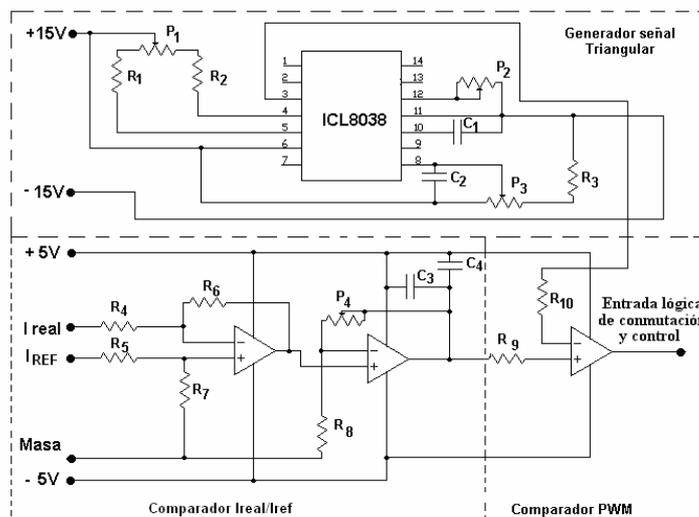


Figura III.2.5.5 .- Circuito electrónico adoptado en el regulador PWM con realimentación de corriente.

En el control de corriente (PWM con realimentación e Histéresis) se suele utilizar genéricamente un sensor de corriente por fase, en el accionamiento que se ha diseñado para los prototipos de SRM, 6/4 y 12/8, solamente se utiliza un sensor de corriente de efecto Hall situado estratégicamente tal como se muestra en la figura III.1.1, que detecta el valor real de la corriente que circula por las distintas fases del motor (I_{SRM}).

Los amplificadores operacionales utilizados en esta aplicación (MAX452), nos permiten trabajar a frecuencias elevadas de conmutación. Asimismo, el generador de señal triangular se ha construido con el circuito integrado 8038 (Intersil) que permite obtener señales triangulares en función de unos componentes pasivos externos.

Para el ajuste del circuito electrónico del regulador de corriente es aconsejable tomar como valores iniciales los obtenidos del diseño de los reguladores para SRM, anexo IV.

III.2.6.- Control de tensión.

Para realizar el control de tensión en los dos prototipos de SRM se utiliza un bloque regulador PWM. Siendo aconsejable utilizar un limitador de corriente como elemento de protección, figura III.2.6.1.

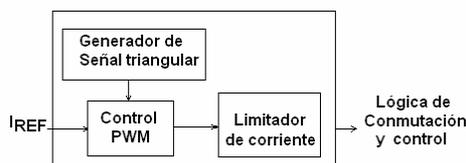


Figura III.2.6.1.- Esquema de bloques del control de tensión.

Este bloque de control de tensión se constituye mediante:

- Una señal de entrada que define la corriente de referencia, esta señal viene fijada por el control de velocidad.
- Un generador de señal triangular.
- Un regulador PWM.
- Un limitador de corriente.
- Una salida que actúa sobre la lógica de conmutación y control.

En el regulador PWM se compara el valor de la corriente referencia con la señal obtenida del generador de señal triangular o portadora (a frecuencia fija). El resultado de esta comparación son los pulsos PWM que se introducen en el circuito de lógica de conmutación y control. El ciclo de trabajo es variable y los pulsos de tensión sobre la bobina del motor son iguales. El circuito electrónico adoptado para el regulador es el de la figura III.2.6.2.

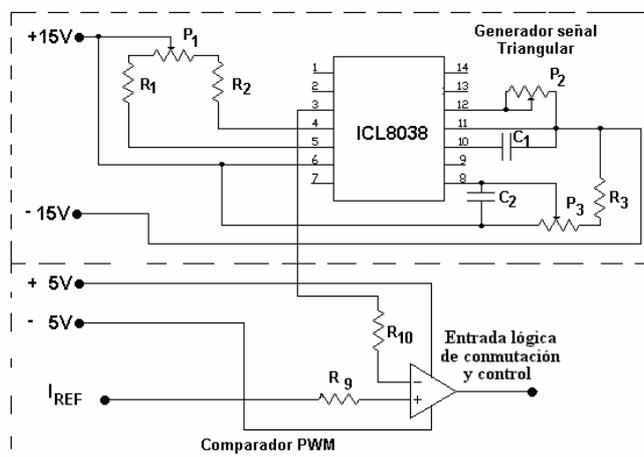


Figura III.2.6.2.- Circuito electrónico adoptado en el regulador PWM.

III.2.7.- Limitador de corriente.

El accionamiento incluye un limitador de corriente que puede fijar la corriente máxima que circule por cada fase del motor. El circuito limitador es muy sencillo y simplemente compara la corriente real (I_{SRM}) que circula por cada una de las fases con una corriente de referencia fijada por nosotros. En el caso que la corriente real sea inferior a la corriente de referencia el motor funciona correctamente, pero en el momento que estas corrientes se igualen el circuito limitador actúa y proporciona una señal de inhibición al circuito de lógica de conmutación y control. El circuito electrónico de protección utilizado como limitador de corriente del accionamiento es el de la figura III.2.7.1.

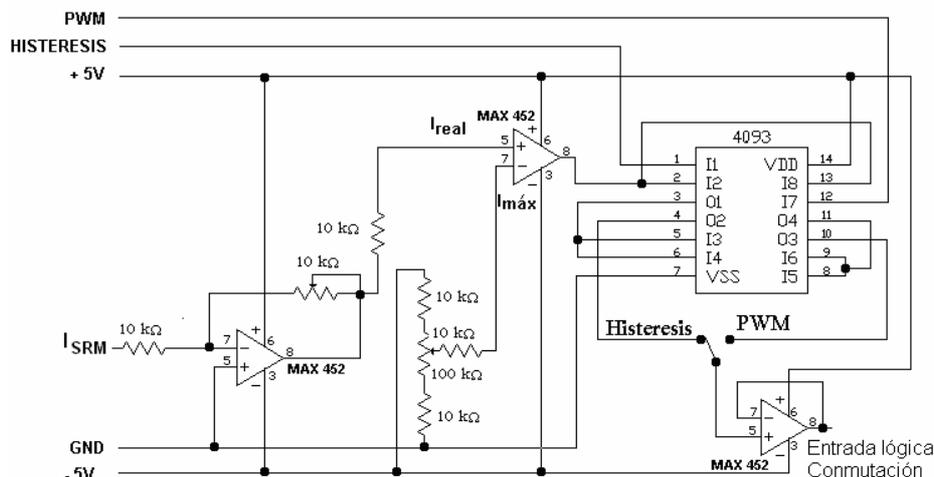


Figura III.2.7.1.- Circuito electrónico de protección de corriente (limitador) en el accionamiento.

III.2.8.- Control de velocidad.

Para realizar el control de velocidad se utiliza un bloque de regulación en lazo cerrado. Este control en lazo cerrado, nos permite que el sistema tenga una respuesta dinámica rápida y nos detecte cualquier variación en la carga del motor.

Este bloque, figura III.2.8.1, se ha constituido mediante:

- Un potenciómetro, que se encarga de marcar la tensión de referencia al motor (velocidad de giro deseada).
- Una etapa de temporización lineal, que tiene como función la eliminación de los cambios bruscos de la velocidad de referencia (este bloque nos fija las rampas de aceleración y desaceleración del motor).
- Una entrada de velocidad real, que informa al regulador PI de la velocidad a la que esta girando el motor (señal procedente del convertidor frecuencia-tensión).
- Un regulador proporcional-integral (PI).
- Una salida que actúa sobre el control de corriente o de tensión, definiendo el valor de la corriente de referencia del motor, (I_{REF}).

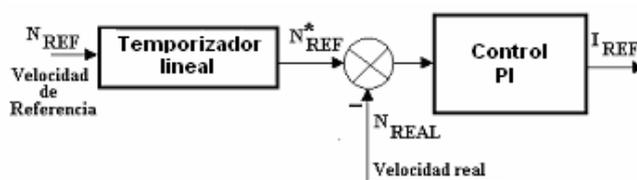


Figura III.2.8.1.- Esquema de bloques del control de velocidad.

En este control la señal del valor de referencia de velocidad se introduce en el temporizador lineal (N_{REF}), que fija las rampas de aceleración y desaceleración

de la velocidad. La salida del temporizador lineal fija el valor de la velocidad de referencia (N^*_{REF}) que se compara con el valor de la velocidad real del motor (N_{REAL}) y se introduce en un regulador proporcional-integral (PI).

La salida del regulador PI es la que fija el valor de referencia de la corriente del accionamiento (I_{REF}), en el control en lazo cerrado. El temporizador lineal y el regulador PI se han construido con amplificadores operacionales comerciales de bajo coste (TL084, TL082, 741) tal como muestra el circuito electrónico de la figura III.2.8.2. El lazo de regulación de velocidad y el lazo de regulación de corriente están unidos entre si en cascada, como se puede observar en la figura III.1.1.

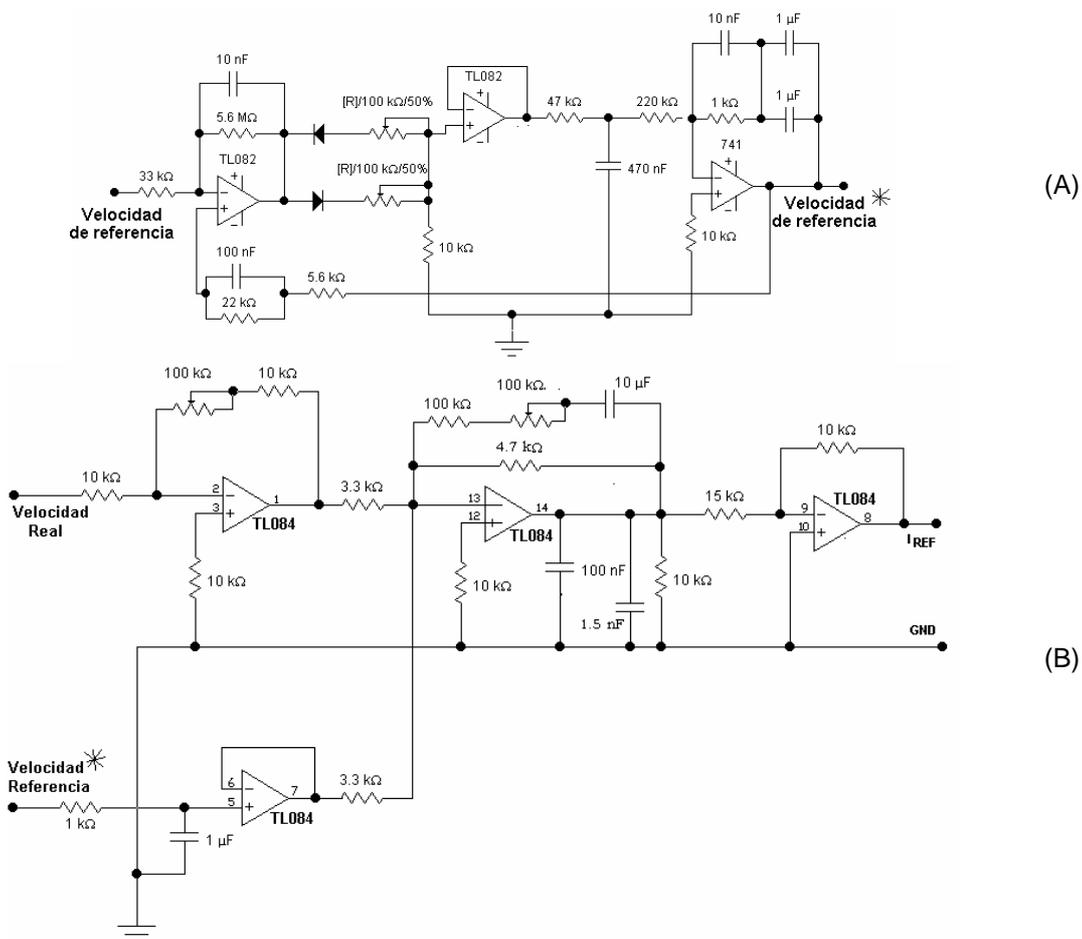


Figura III.2.8.2.- Circuito electrónico control de velocidad. A) Temporizador lineal B) Regulador PI

Para el ajuste del circuito electrónico del regulador PI es aconsejable tomar como valores iniciales los obtenidos del diseño de los reguladores para SRM, anexo IV.

III.2.9.- Lógica de conmutación de los interruptores de estado sólido.

Para determinar la lógica de conmutación de los interruptores del convertidor estático, deberemos conocer primero la secuencia de excitación de las fases del SRM y la posición rotórica en la que se debe realizar esta excitación, sabiendo que el par del motor se produce exclusivamente por la tendencia del circuito magnético a adoptar, en todo instante, la configuración de mínima reluctancia.

La secuencia de funcionamiento y lógica de control de los interruptores de estado sólido para diferentes modos de operación se pueden observar en el anexo II.

La lógica de conmutación y control se programa en una EPROM (microchip 27C64) de 64 K y tecnología CMOS. La EPROM dispone de 28 pins y de éstos 12 corresponden a entradas y 8 a salidas. Las 7 entradas que se utiliza en la memoria, tabla III.2.8.1 aportan la información necesaria para fijar el modo de funcionamiento del motor. En el anexo II se presentan las tablas de programación de la EPROM.

ENTRADAS EPROM	Dispositivo de procedencia	INFORMACION
A0	Optointerruptor A	Posición del rotor
A1	Optointerruptor B	
A2	Optointerruptor C	
A3	Señal de control	Lógica de control (PWM, Histéresis, Pulso Único)
A4	Señal de control	Sentido de giro del motor
A5	Señal de control	Modos de funcionamiento (Normal, Boost, Long-dwell, Brake)
A6	Señal de control	

Tabla III.2.9.1.- Entradas de información en la EPROM

Las 7 salidas que utilizamos de la memoria, tabla III.2.9.2 fijan el control de los interruptores de estado sólido del convertidor y la frecuencia de conmutación de todas las fases del motor:

SALIDAS EPROM	Dispositivo de destino	INFORMACION
O0	Driver TLP 250	Control de los interruptores de estado sólido del convertidor estático del SRM.
O1	Driver TLP 250	
O2	Driver TLP 250	
O3	Driver TLP 250	
O4	Driver TLP 250	
O5	Driver TLP 250	
O6	Driver TLP 250	Salida de pulsos (convertidor frecuencia-tensión)

Tabla III.2.9.2.- Salidas de información en la EPROM

El circuito electrónico donde se muestran las entradas y salidas de la EPROM es el de la figura III.2.9.1.

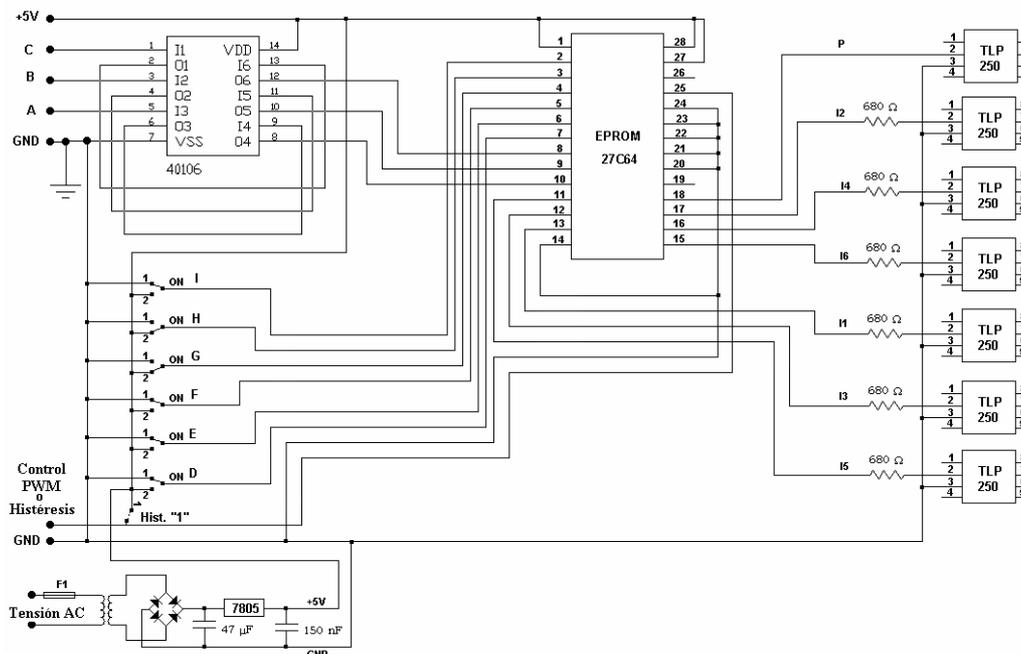


Figura III.2.9.1.- Circuito electrónico de lógica y control de los interruptores de estado sólido.

III.2.10.- Circuito de disparo y protección de los dispositivos de potencia.

Entre el control de la lógica de conmutación y el convertidor de potencia se dispone el circuito de disparo de IGBT's. Uno de los inconvenientes del convertidor clásico es el disparo de los interruptores superiores de cada rama, porque se tienen que realizar de forma aislada respecto al resto de interruptores (esto no sucede con los interruptores inferiores que tienen todos la misma referencia).

El circuito de disparo de los IGBT's de los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 se realiza con dispositivos optoacopladores (TLP250 de Toshiba) que disponen de una salida con transistores especialmente indicada para el control de IGBT's, figura III.2.10.1.

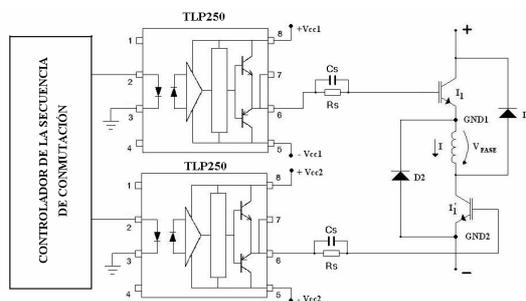


Figura III.2.10.1.- Circuito de disparo de una fase del SRM.

La necesidad de aplicar tensiones positivas (+15V) y negativas (-15V) a los IGBT's seleccionados, para mejorar su comportamiento dinámico, junto a la necesidad de aislar las referencias de los interruptores (GND1 y GND2) hacen

interesante esta solución, ya que requiere utilizar fuentes independientes (V_{CC1} y V_{CC2}) para cada fase del convertidor.

En el circuito de disparo se ha dispuesto una resistencia (R_S) y un condensador (C_S) para asegurar el correcto funcionamiento del IGBT en conmutación, dotándole de la corriente necesaria en la puerta para realizar el cambio de estado con rapidez. La resistencia R_S polariza el interruptor para un punto de trabajo adecuado en esta aplicación. Para mejorar la respuesta dinámica del IGBT se introduce un condensador (C_S), el cual consigue cargar y descargar más rápidamente el condensador interno (C_{GE}), permitiendo aumentar la frecuencia de conmutación. Esto aporta una ayuda a la conducción cuando se aumenta la frecuencia lo cual no se consigue únicamente con la resistencia, figura III.2.9.2.

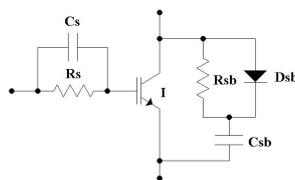


Figura III.2.10.2.- Circuito electrónico de ayuda a la conducción y protección del interruptor.

III.3.- Resultados experimentales y comparación de las diferentes estrategias de control analógico en los prototipos de SRM 6/4 y 12/8.

III.3.1.- Introducción.

A continuación se efectúa la comparación de diferentes controles analógicos: histéresis, PWM y PWM con realimentación de corriente, trabajando a par constante por debajo de la velocidad base y pulso único por encima de ésta. Para la realización de estos ensayos se ha utilizado el accionamiento de bajo coste analizado en el apartado anterior, los dos prototipos de SRM 6/4 y 12/8, anexo I y los bancos de prueba 1 y 2 descritos en el anexo III.

Se han efectuado pruebas experimentales de funcionamiento, para evaluar la influencia de los diferentes controles considerados, sobre magnitudes como la tensión y la corriente de fase, el rendimiento y el ruido. También se ha sometido al accionamiento a numerosos ensayos, trabajando en régimen permanente y dinámico en diferentes condiciones de carga, obteniéndose unos resultados plenamente satisfactorios [AND02], [PER02],[PER03].

III.3.2.- Formas de onda de la tensión y la corriente de fase.

En la figura III.3.2.1, III.3.2.2, III.3.2.3 y III.3.2.4 pueden verse las formas de onda de la tensión y corriente de fase cuando se aplica un control con pulso único, histéresis y PWM con o sin realimentación de corriente.

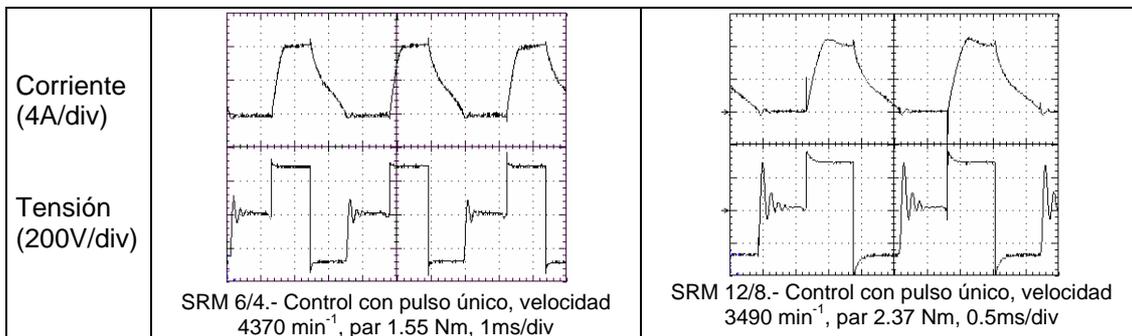


Figura III.3.2.1 .- Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 y 12/8 aplicando un control con pulso único.

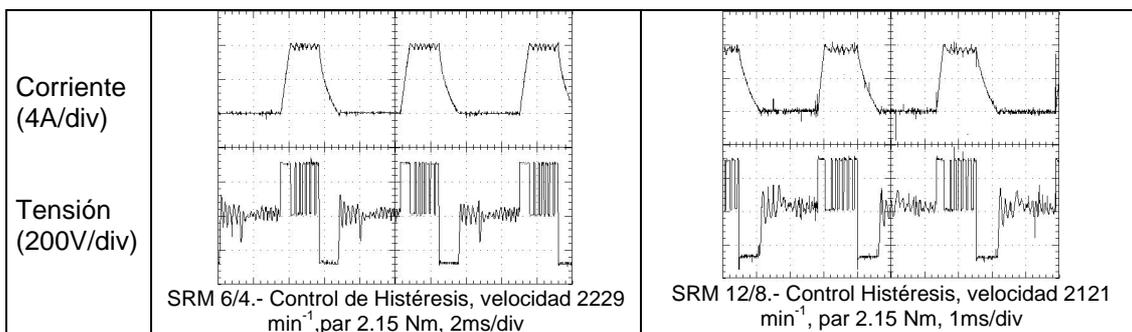


Figura III.3.2.2 .- Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 y 12/8 aplicando un control de Histéresis.

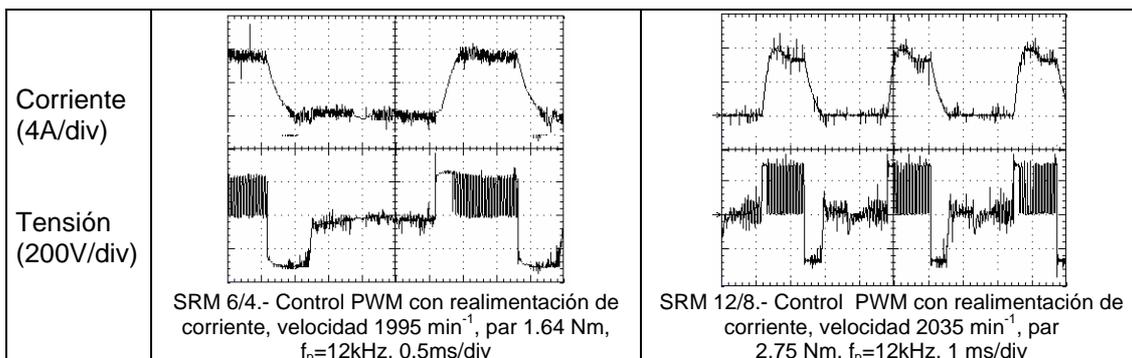


Figura III.3.2.3 - Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 y 12/8 aplicando un control PWM, con realimentación de corriente con una frecuencia de la señal portadora de 12 kHz.

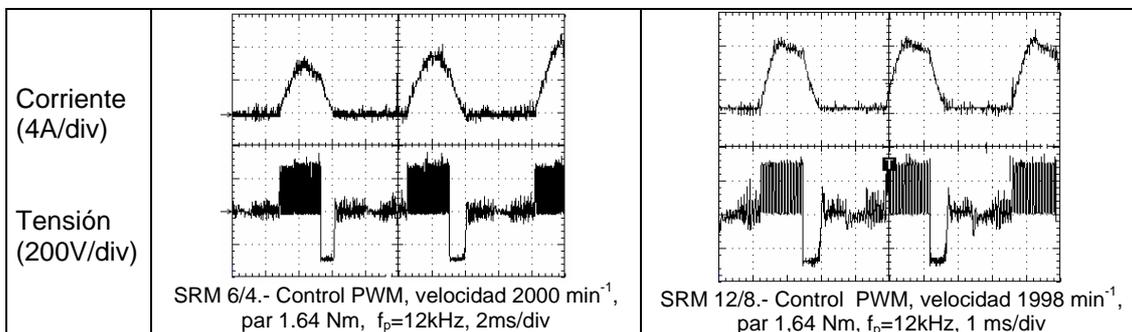


Figura III.3.2.4 .- Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 y 12/8 aplicando un control PWM, con una frecuencia de la señal portadora de 12 kHz.

En las gráficas anteriores se puede observar que cuando se utiliza un:

Control con pulso único:

- La frecuencia de conmutación de los interruptores de estado sólido es baja (no hay troceado de corriente).
- El ciclo de trabajo de dichos interruptores durante el intervalo de conducción es constante.
- Con este control es necesario introducir un limitador de corriente.

Control PWM sin realimentación de corriente.

- La frecuencia de la señal portadora marca la frecuencia de conmutación de los interruptores que fijan el troceado de la corriente.
- El ciclo de trabajo de dichos interruptores durante el intervalo de conducción es constante.
- Con este control es necesario introducir un limitador de corriente.

Control de histéresis:

- No se puede controlar la frecuencia de conmutación de los interruptores que fijan el troceado de la corriente.
- En el intervalo de conducción de estos interruptores varía la frecuencia de conmutación de los mismos.
- Con este control no es necesario introducir un limitador de corriente.

Control PWM con realimentación de corriente:

- La frecuencia de la señal portadora marca la frecuencia de conmutación de los interruptores que fijan el troceado de la corriente.
- El ciclo de trabajo de dichos interruptores durante el intervalo de conducción es variable.
- Con este control no es necesario introducir un limitador de corriente.

III.3.3.- Característica par-velocidad.

La característica par-velocidad para los dos prototipos de SRM 6/4 y 12/8, trabajando el motor a par constante, así como su característica natural [AND01], se muestran en la figura III.3.3.1

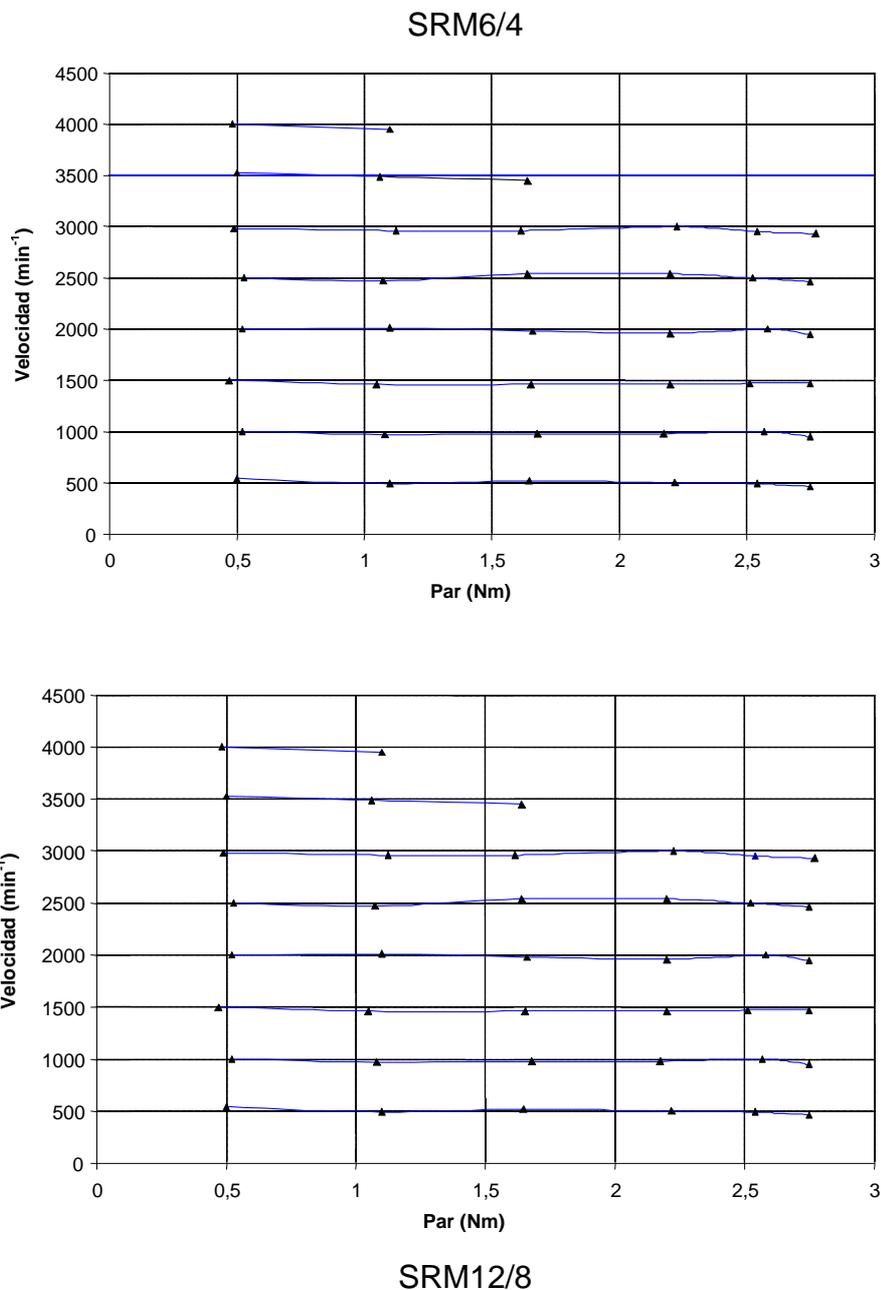


Figura III.3.3.1.- Característica par-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8.

III.3.4.- Corrientes de fase.

Se ha comprobado experimentalmente la corriente que circula por cada fase del motor, para diferentes puntos de funcionamiento y trabajando el motor a par constante. Observándose que esta varía en función del tipo de control aplicado. A continuación, figura III.3.4.1, figura III.3.4.2 y figura III.3.4.3 se muestran los resultados obtenidos en los dos prototipos de SRM.

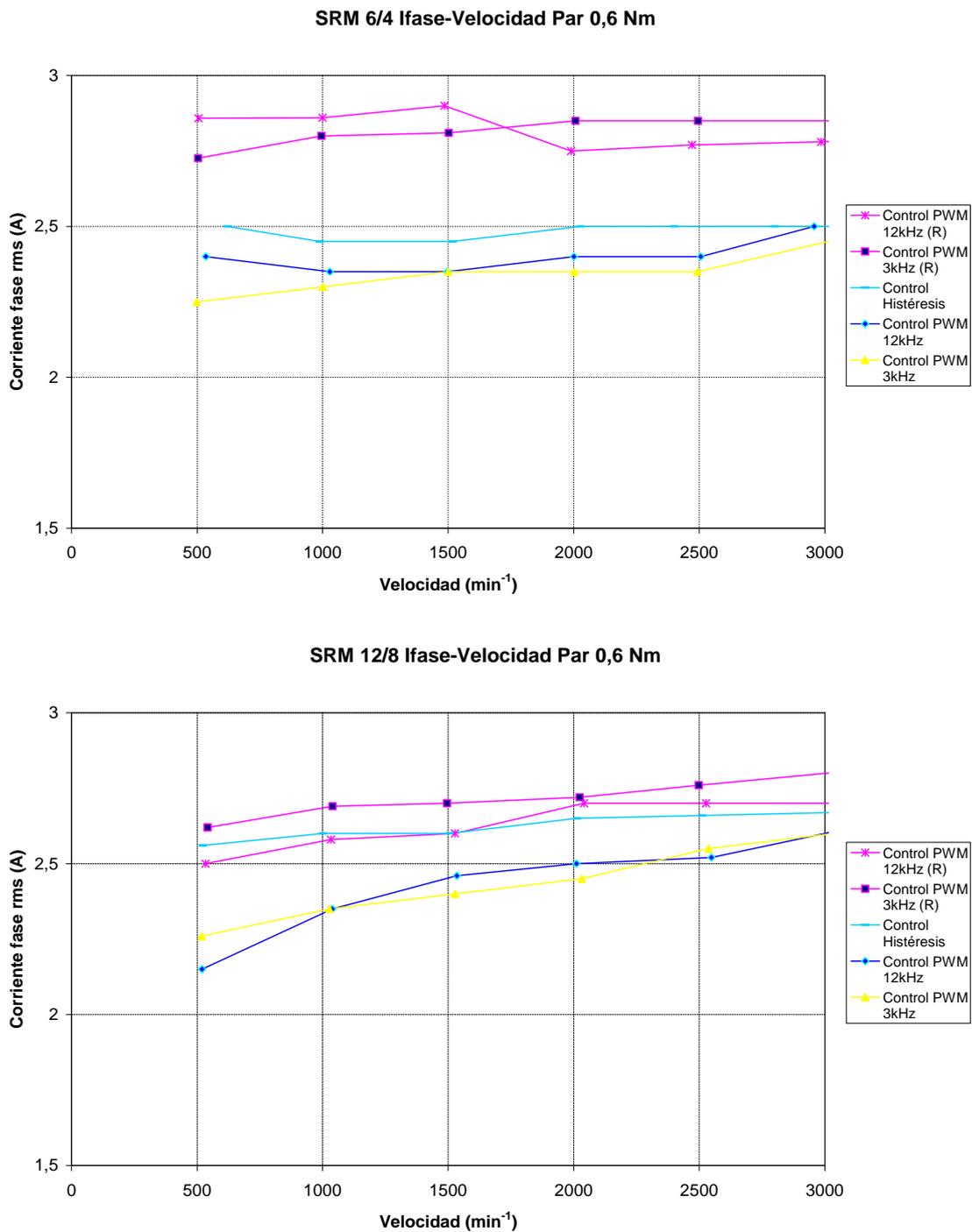


Figura III.3.4.1.- Característica Ifase-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 cuando se aplica un par de 0,6 Nm.

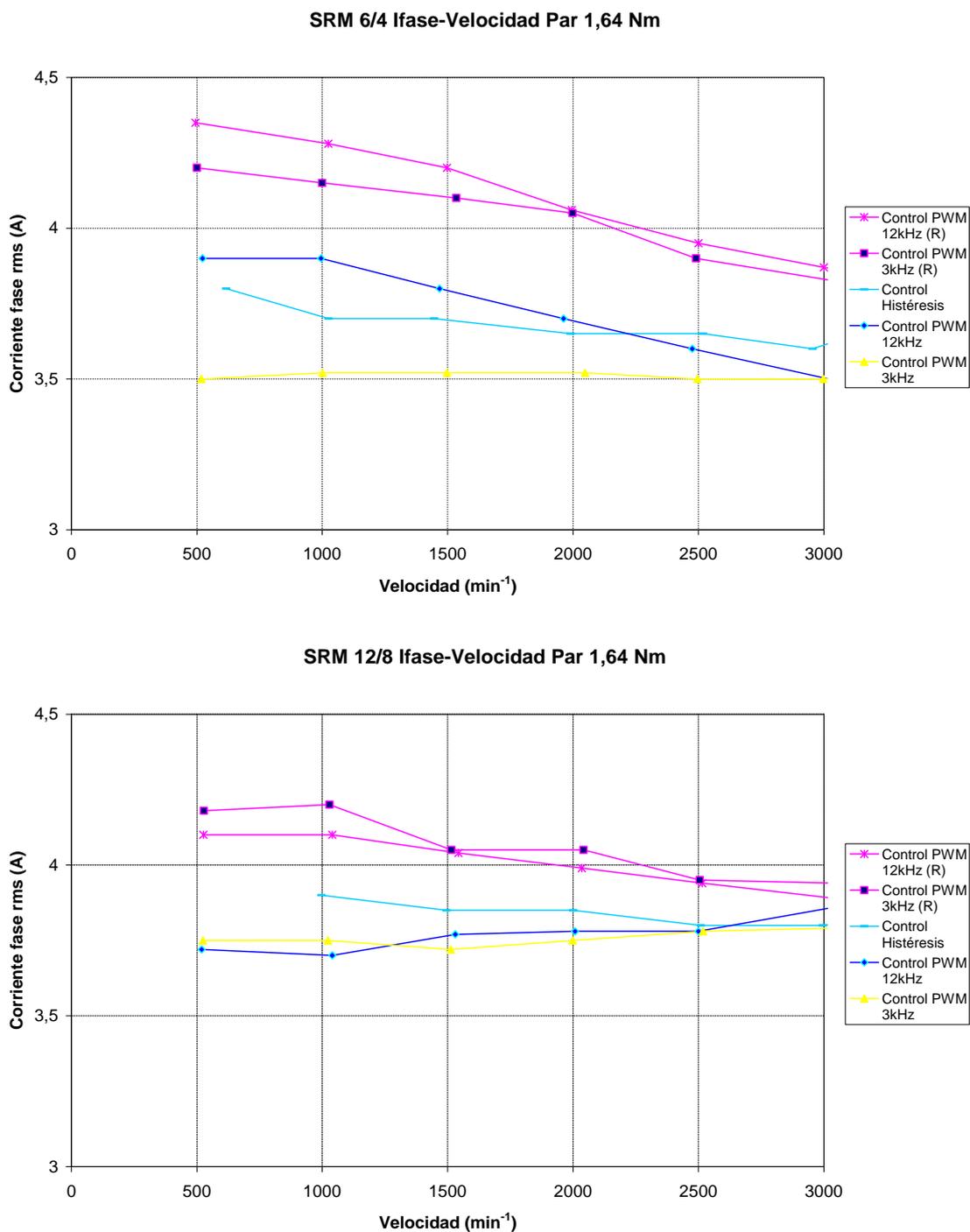


Figura III.3.4.2.- Característica Ifase-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 cuando se aplica un par de 1,64 Nm.

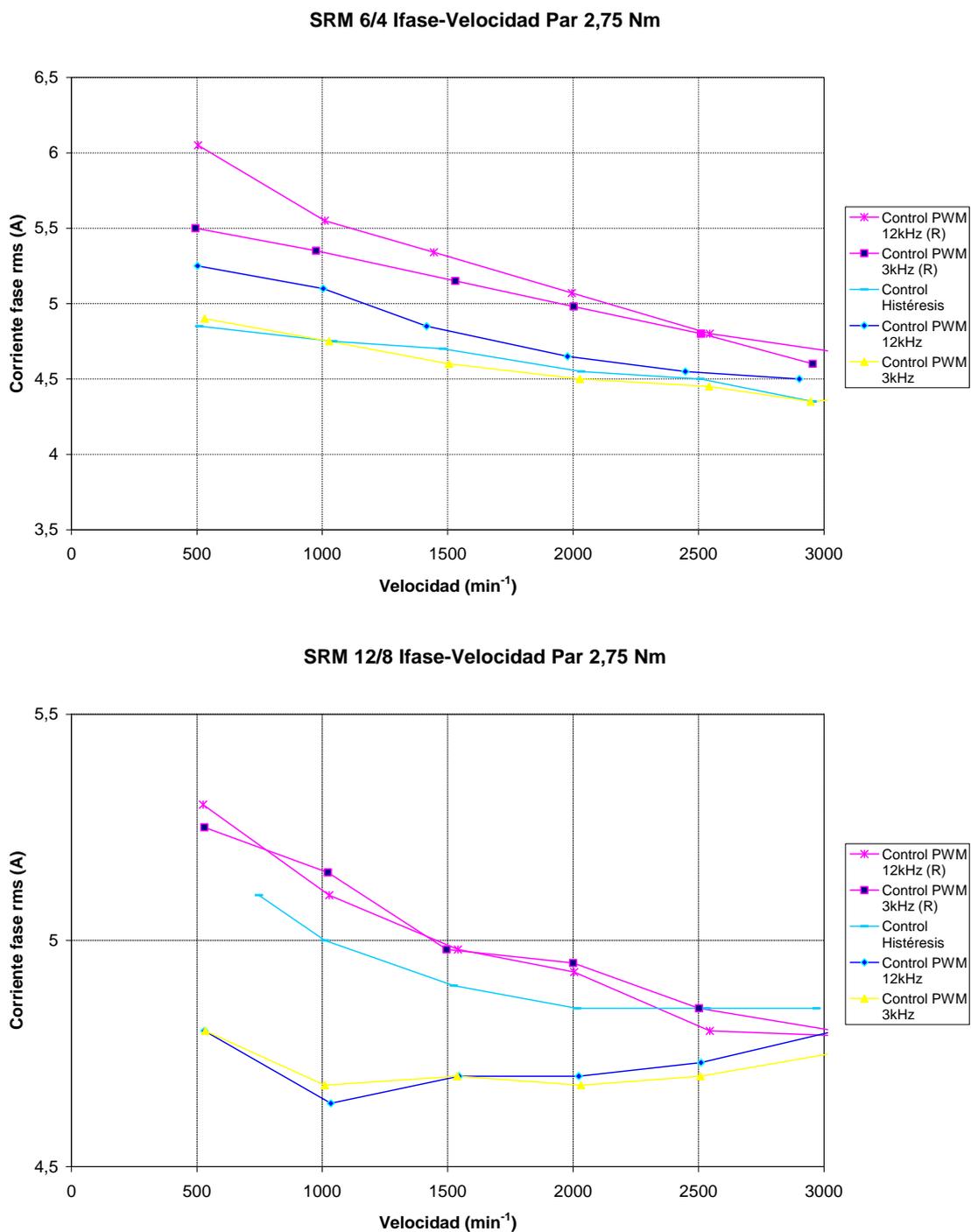


Figura III.3.4.3.- Característica Ifase-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 cuando se aplica un par de 2,75 Nm.

En el prototipo de SRM 6/4 se obtiene, en la mayoría de casos, que la corriente máxima por fase se alcanza al aplicar un control PWM, a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con realimentación de corriente. Sin embargo la corriente mínima se obtiene al aplicar un control PWM, a una frecuencia de conmutación de 3 kHz sin realimentación de corriente.

En el prototipo de SRM 12/8 se obtiene, en la mayoría de casos, que la corriente máxima por fase se alcanza al aplicar un control PWM, a una frecuencia de conmutación de 3 kHz con realimentación de corriente. Sin embargo la corriente mínima se obtiene al aplicar un control PWM, a una frecuencia de conmutación de 3 kHz sin realimentación de corriente.

También se puede observar que a medida que se incrementa la velocidad en el motor las diferencias entre las corrientes de fase, aplicando diferentes técnicas de control, se minimizan.

III.3.5.- Rendimiento.

Se ha comprobado experimentalmente el rendimiento del motor, para diferentes puntos de funcionamiento, trabajando el motor a par constante. Observándose que el rendimiento varía en función del tipo de control aplicado.

En el prototipo de SRM 6/4 se obtiene, en la mayoría de casos, que el rendimiento máximo se alcanza al aplicar un control PWM, a una frecuencia de conmutación de 3 kHz sin realimentación de corriente. Sin embargo el rendimiento mínimo se obtiene al aplicar un control PWM, a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con realimentación de corriente.

En el prototipo de SRM 12/8 se obtiene, en la mayoría de casos, que el rendimiento máximo se alcanza al aplicar un control PWM, a una frecuencia de conmutación de 3 kHz sin realimentación de corriente. Sin embargo el rendimiento mínimo se obtiene al aplicar un control PWM, a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con realimentación de corriente.

También se puede observar que en función de la carga y de la velocidad una correcta selección del control nos puede hacer mejorar el rendimiento del SRM.

Los resultados obtenidos se muestran en la figura III.3.5.1. , III.3.5.2 y III.3.5.3.

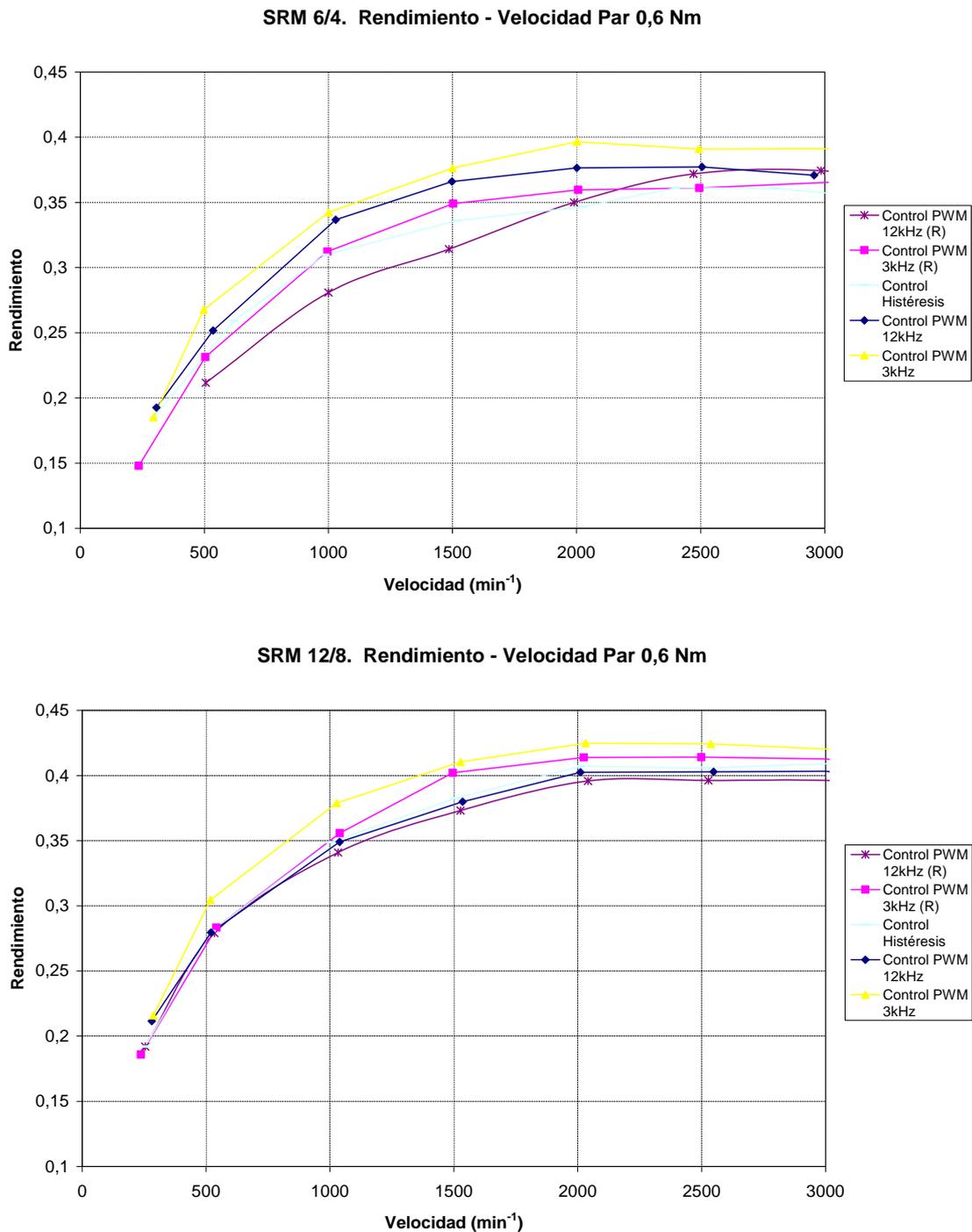
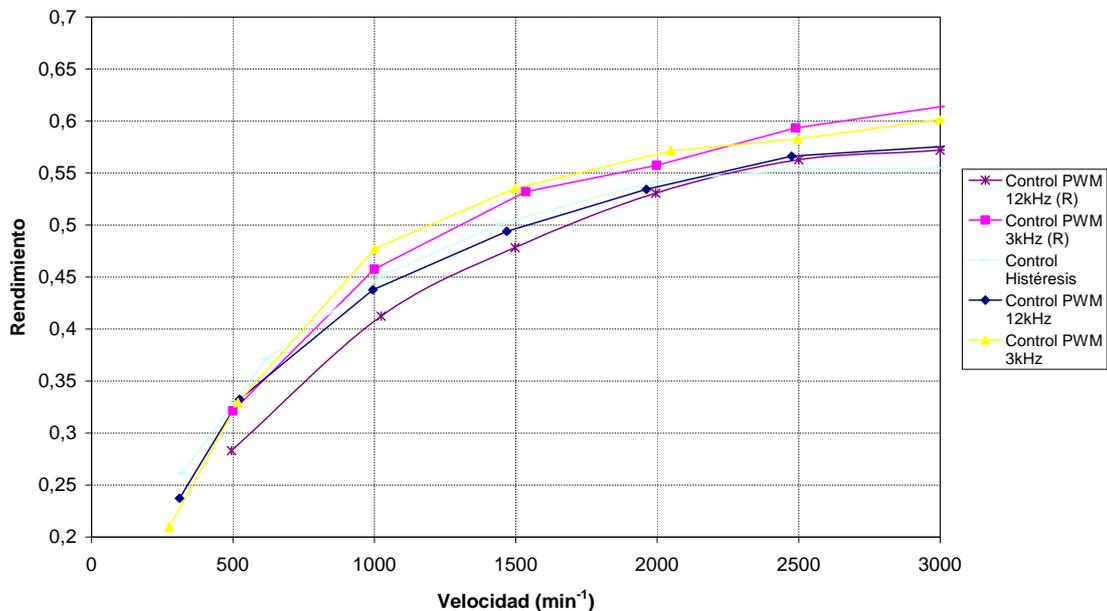


Figura III.3.5.1.- Característica rendimiento-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 cuando se aplica un par de 0,6 Nm.

SRM 6/4. Rendimiento - Velocidad Par 1,64 Nm



SRM 12/8. Rendimiento - Velocidad Par 1,64 Nm

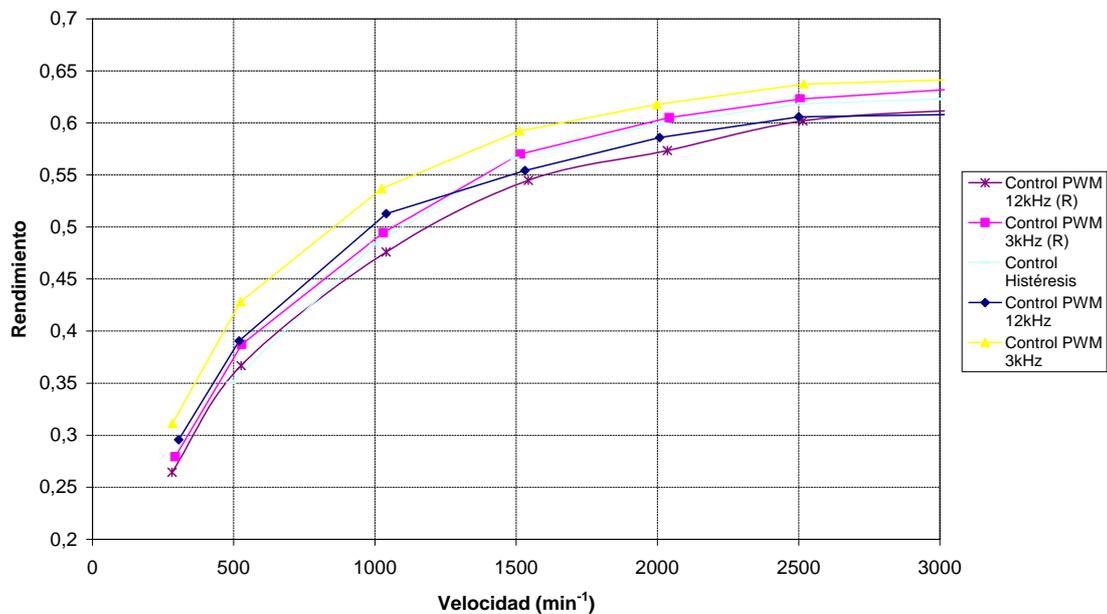
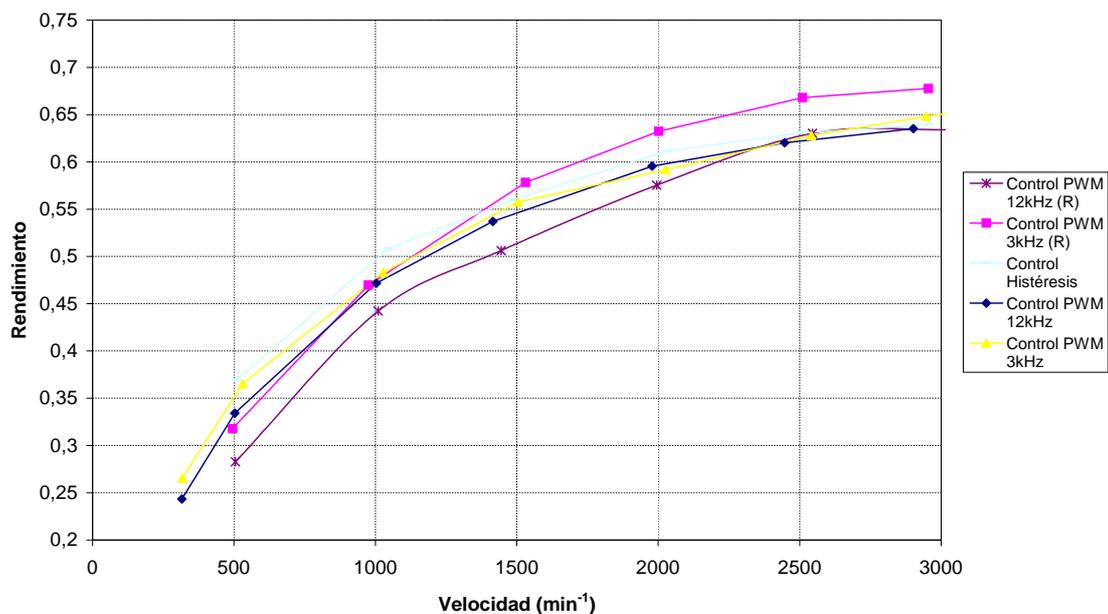


Figura III.3.5.2.- Característica rendimiento-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 cuando se aplica un par de 1,64 Nm.

SRM 6/4. Rendimiento - Velocidad Par 2,75 Nm



SRM 12/8. Rendimiento - Velocidad Par 2,75 Nm

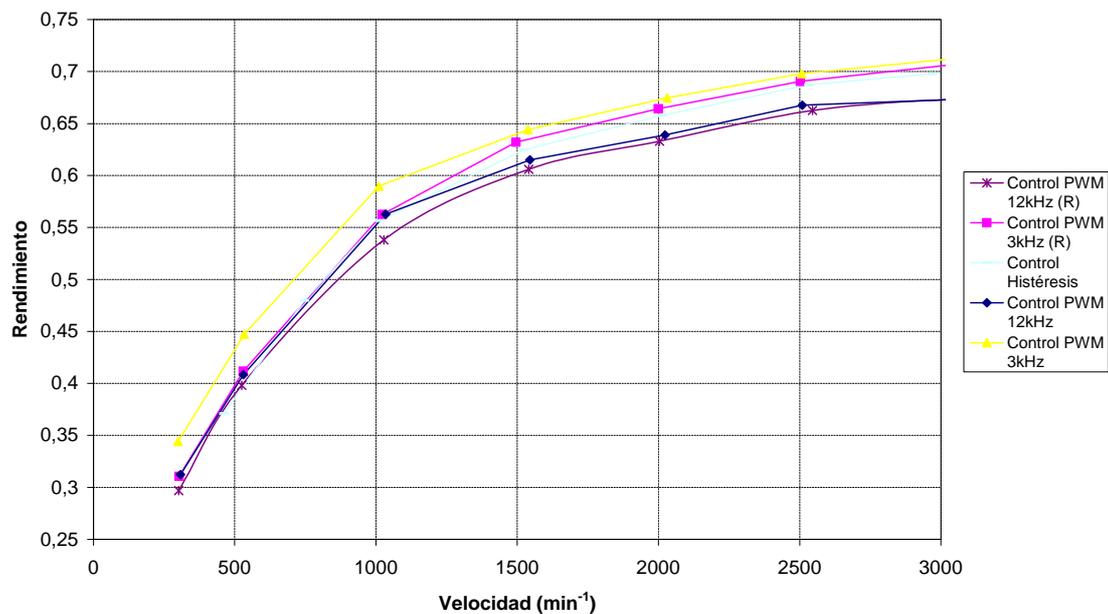


Figura III.3.5.3.- Característica rendimiento-velocidad para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 cuando se aplica un par de 2,75 Nm.

III.3.6.- Respuesta en velocidad.

En la figura III.3.61, se puede observar la respuesta de velocidad del motor frente a sucesivas variaciones de la consigna de velocidad (escalones de 500 min^{-1}) de los dos prototipos de SRM 6/4 y 12/8 en carga.

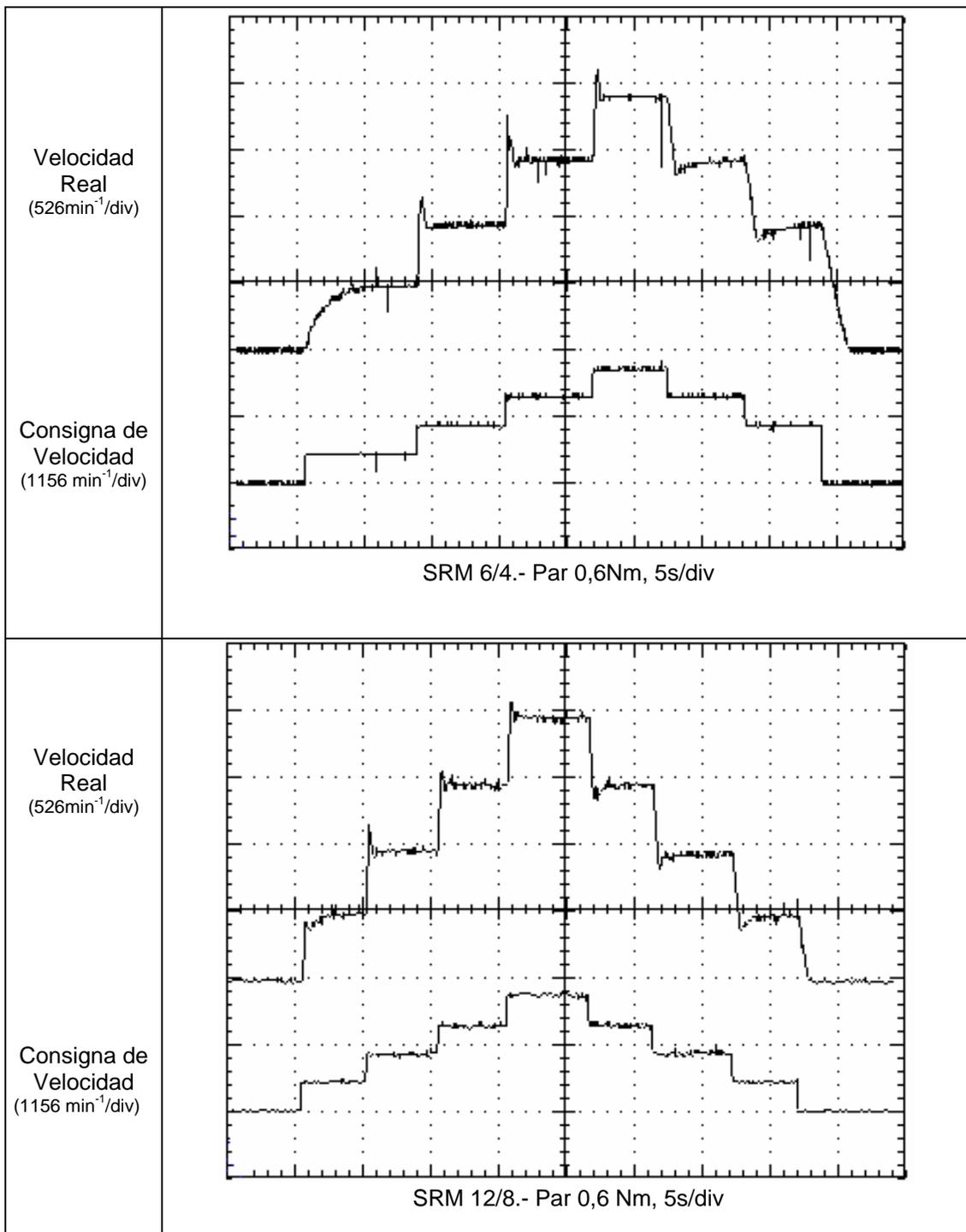


Figura III.3.5.1 - Respuesta de velocidad frente a variaciones escalonadas de la señal de consigna en los prototipos de SRM 6/4 y 12/8, bajo unas especificadas condiciones de carga.

III.3.7.- Respuesta a variaciones de carga.

En la figura III.3.7.1, se muestra el transitorio de arranque en carga, visualizándose la velocidad y la corriente en una fase del motor, cuando se aplica una consigna de velocidad (escalón de 1000 min^{-1}). En la misma figura se puede observar como actúa el regulador de histéresis limitando el valor de la corriente máxima sobre las fases del motor.

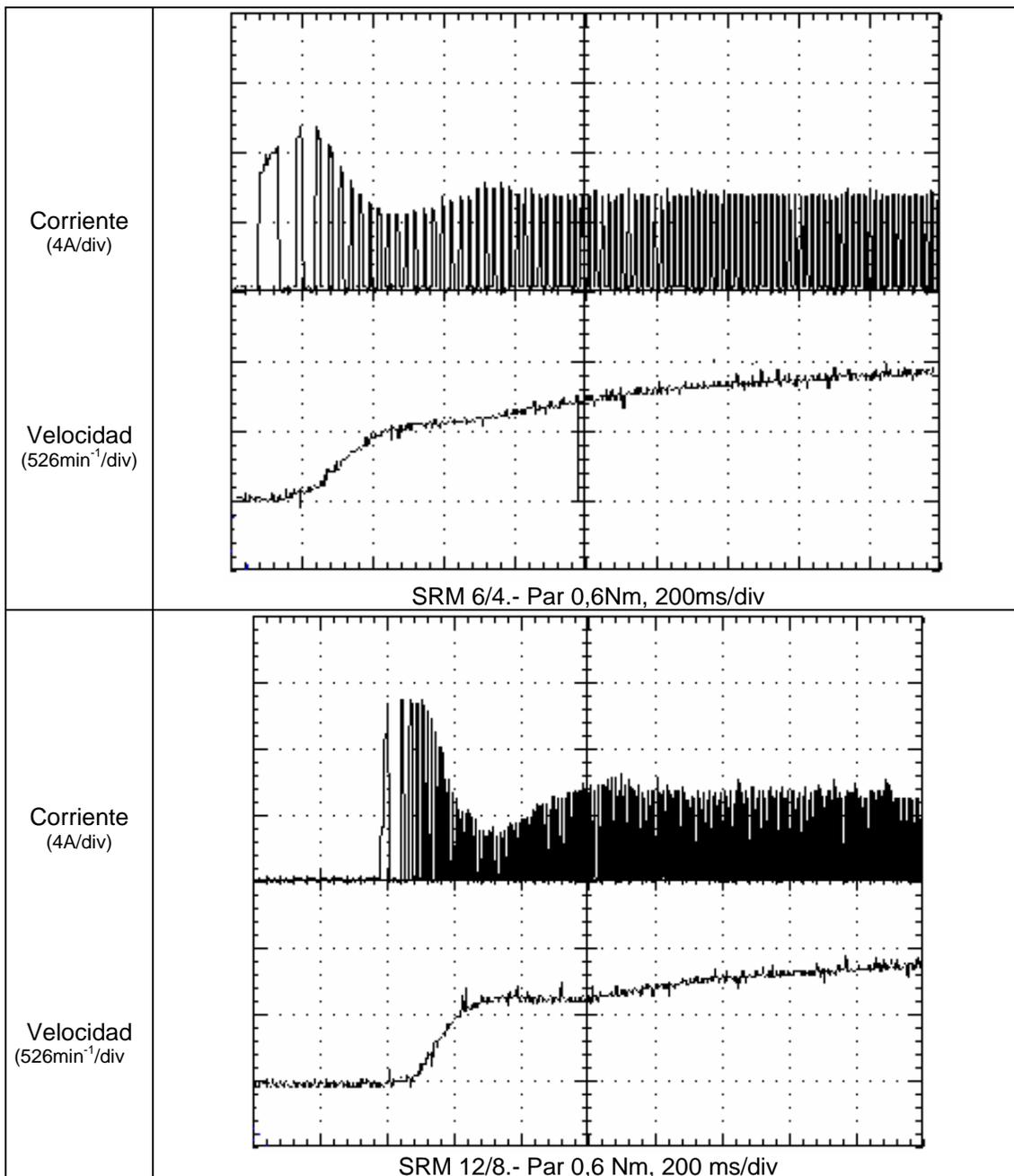


Figura III.3.7.1 - Transitorio de arranque en carga, 0,6 Nm, con una consigna de velocidad de 1000 min^{-1} para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8.

En la figura III.3.7.2 se puede observar como responde el accionamiento ante una variación brusca de la carga.

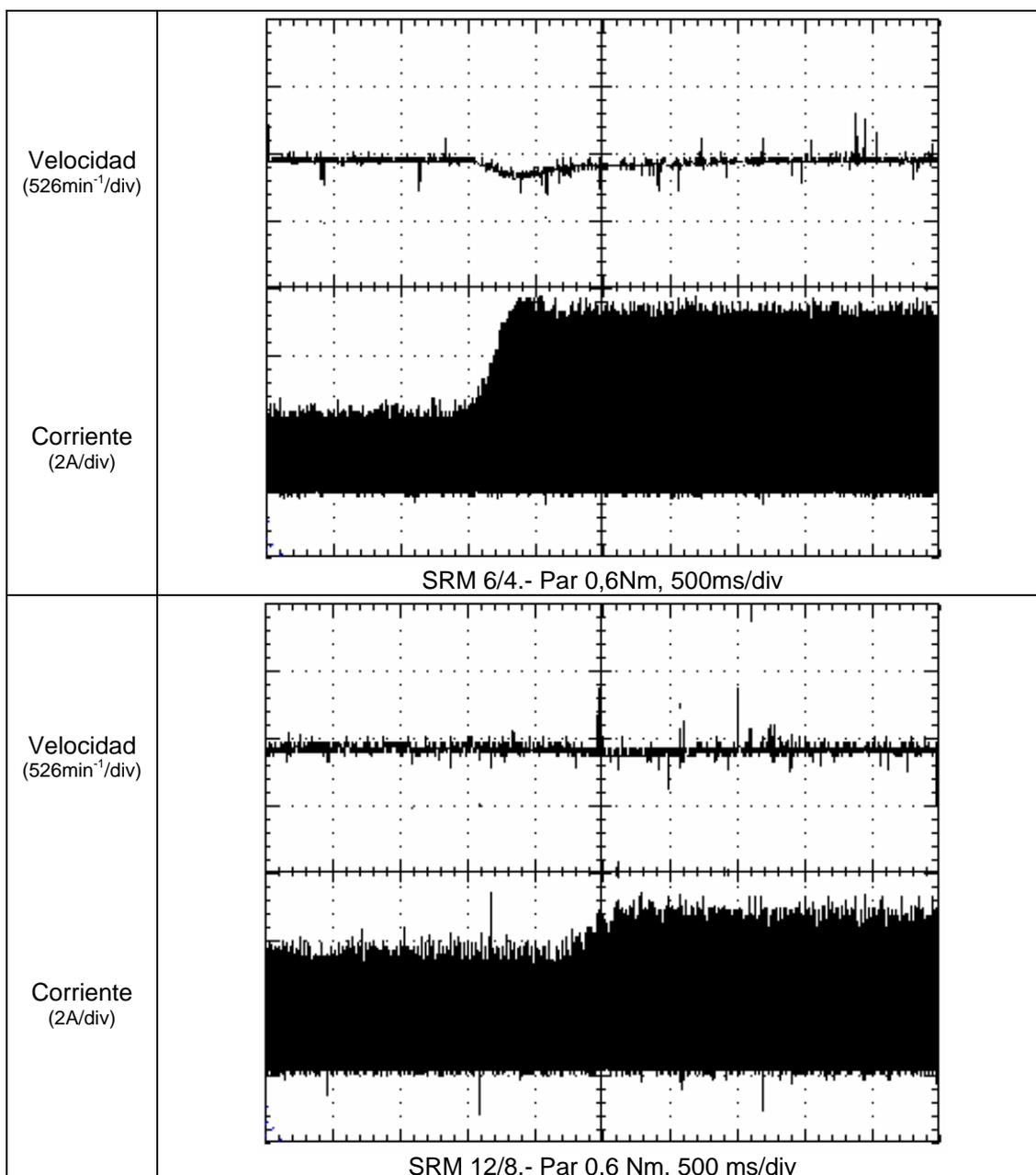
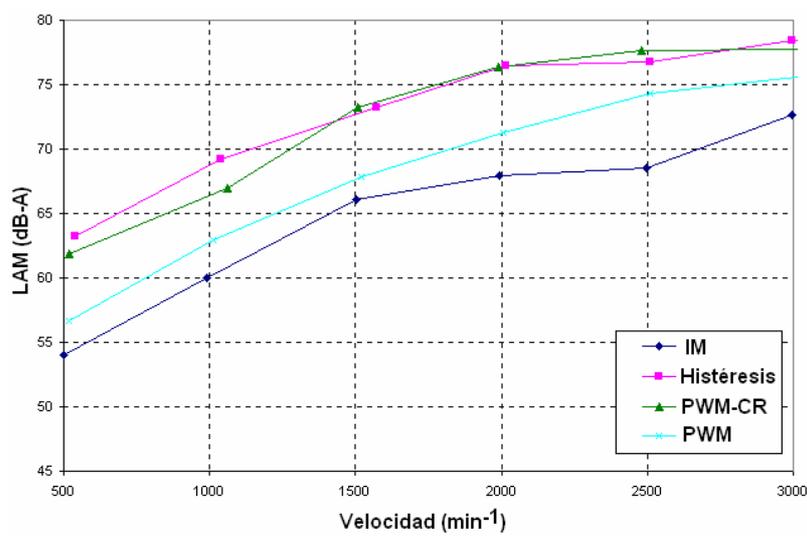


Figura III.3.7.2. – Respuesta del accionamiento ante una variación brusca de la carga (0,6 Nm), con una consigna de velocidad de 1000 min⁻¹ para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8.

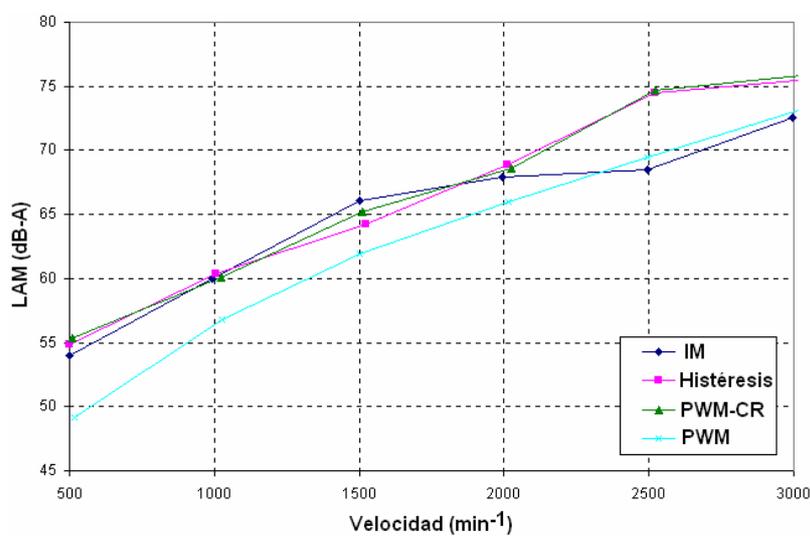
III.3.8.- Nivel de ruido acústico.

Se ha realizado la comparación del nivel de ruido acústico entre los dos prototipos de SRM 6/4 y 12/8, utilizando diferentes estrategias de control, con un motor de inducción alimentado desde un variador de frecuencia (para su realización se ha seguido la norma IEC34.9). Se ha observado, figura III.3.8.1, que el SRM 12/8 cuando se aplica un control PWM le corresponde el valor más bajo de presión sonora en función de la velocidad. El valor más alto se ha

obtenido con el prototipo de SRM 6/4 cuando se le aplica un control de histéresis [SAN03].



a) 6/4 SRM



b) 12/8 SRM

Figura III.3.8.1.- Nivel de presión sonora, L_{AM} (dB-A), en función de la velocidad.

BIBLIOGRAFIA

- [AND01] 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, pp. 612-1,612-4.
- [AND02] 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" ICEM'2002, 25-28 Agosto 2002, Bruges.
- [AND04] P. Andrada, B. Blanqué, F. Castellana, E. Martínez, J.I. Perat, J. A. Sánchez, M. Torrent. " El motor de reluctancia autoconmutado" Revista Técnica Industrial Octubre 2004.
- [BAR01] M. Barnes, Ch. Pollock. "Forward Converters for Dual Voltage Switched Reluctance Motor Drives". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, Nº 1, January 2001, pp 83-91.
- [BEC93] R.C. Becerra, M. Ehsani, T.J.E. Miller. "Commutation of SR motors". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, Nº 3, Julio 1993, pp 257-263.
- [GAL01] G. Gallegos, J. Walters, K. Rajashekara. "Switched reluctance machine control strategies for automotive applications". SAE 2001 World Congress, Detroit , Michigan, March 2001
- [GRI99] J.J. Gribble, P.C. Kjaer, T.J.E. Miller. "Optimal conmutation in average torque control of switched reluctance motors" IEE Proceedings-Electrical Power Applications. Vol. 146. Nº1, Enero 1999.
- [HEX97] B.G. Hexamer, "High performance switched reluctance motor and power converter for implementation in an electric vehicle". EPE'97. Trondheim 1997.
- [KJA98] P.C. Kjaer, G. Gallegos "Single-sensor current regulation in switched reluctance motors drives" IEEE Transactions on Industry Applications. Mayo/Junio 1998.
- [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.
- [MIL93] T.J.E. Miller. "Switched reluctance motors and their control". Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford 1993.
- [MIL01] T.J.E. Miller. "Electronic control of Switched Reluctance Machines". Newnes Power Engineering series, Oxford 2001.
- [PER01] J.I. Perat, P. Andrada, B. Blaque., "Convertidor estático para motores de reluctancia autoconmutados", 7as Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica, Julio 2001, Leganés (Madrid), pp. 251-256.

- [PER02]** J.I. Perat, B. Blanqué, M. Torrent, P. Andrada, J.A. Sanchez. "Comparación de controladores analógicos para accionamientos de bajo coste" SAAEI'02, 18-20 de Septiembre 2002, Alcalá de Henares.
- [PER03]** J.I. Perat, B. Blanqué, P. Andrada, M. Torrent "Variador de bajo coste para Motores de Reluctancia Autoconmutados" 8º Congresso Luso Espanhol de Engenharia Electrotécnica. Volumen III, pp. 247-252. 3-5 Julio 2003. Vilamoura, Portugal.
- [SAN03]** J.A. Sánchez, P. Andrada, M. Torrent, J.I. Perat "Acoustic Noise Comparison of Two Different Switched Reluctance Motors and An Inverter-fed Induction Motor". European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'03. 2-5 Septiembre 2003. Toulouse.
- [SHA00]** V.K. Sharma, B. Singh, S.S. Murthy. "Development of a simple analog controller for switched reluctance motor". Industrial Technology 2000. IEEE Vol. I, pp. 595-599.

IV.- Control digital de motores de reluctancia autoconmutados.

IV.1.- Aspectos generales.

IV.2.- Construcción de una plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM.

- IV.2.1.- Introducción.
- IV.2.2.- Convertidor de potencia.
- IV.2.3.- Captador de posición/velocidad.
- IV.2.4.- Captador de corriente.
- IV.2.5.- Interface de entradas y salidas.
- IV.2.6.- Circuito de disparo de los dispositivos de estado sólido (Driver).
- IV.2.7.- Tarjeta controladora Dspace 1104 e interface Dspace CLP 1104.

IV.3.- Distintas alternativas de control del par medio utilizando la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM.

- IV.3.1.- Introducción.
- IV.3.2.- Control digital del SRM con pulso único.
- IV.3.3.- Control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis).
 - IV.3.3.1.- Utilizando ángulos constantes.
 - IV.3.3.2.- Utilizando un calculador de ángulo de disparo y bloqueo.
 - IV.3.3.3.- Utilizando un algoritmo optimizador de rendimiento.
 - IV.3.3.4.- Utilizando una tabla optimizadora de rendimiento
- IV.3.4.- Control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y sin realimentación de corriente (PWM).

IV.4.- Resultados experimentales e influencia del control sobre las características de funcionamiento.

- IV.4.1.- Introducción.
- IV.4.2.- Funcionamiento del SRM con ángulos de conmutación constantes.
- IV.4.3.- Funcionamiento del SRM con ángulos de conmutación variables.
- IV.4.4.- Funcionamiento del SRM optimizando el rendimiento.
- IV.4.5.- Comparación del rendimiento entre un SRM y un accionamiento con motor de inducción.
- IV.4.6.- Variación del rizado de par en el SRM en función de los ángulos de conmutación.

Bibliografía.

IV.1.- Aspectos generales.

En este capítulo se presentan diferentes controles digital para SRM en aplicaciones a velocidad variable con ángulos de conmutación (θ_o y θ_c) constantes y variables [HEX99]. Para implementar el mismo se utiliza una plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM que nos permite aplicar distintas alternativas de control de par medio, como:

- Control digital del SRM con pulso único.
- Control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis).
- Control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y sin realimentación de corriente (PWM).

En estos dos últimos controles digitales el SRM puede trabajar con:

- **Ángulos de conmutación constantes** para todas las velocidades y condiciones de carga del motor.
- **Ángulos de conmutación variables** que generalmente dependen de la velocidad y de las condiciones de carga. Utilizando ángulos de conmutación variables se puede llegar a optimizar el rizado de par, rendimiento o el ruido acústico, o bien se puede buscar un punto de funcionamiento donde todos estos indicadores estén dentro de unos límites satisfactorios.

El control digital del SRM utilizando la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM, figura IV.1.1 nos permite mejorar los algoritmos en tiempo real, reduciendo el número de componentes en el control y optimizando el diseño.

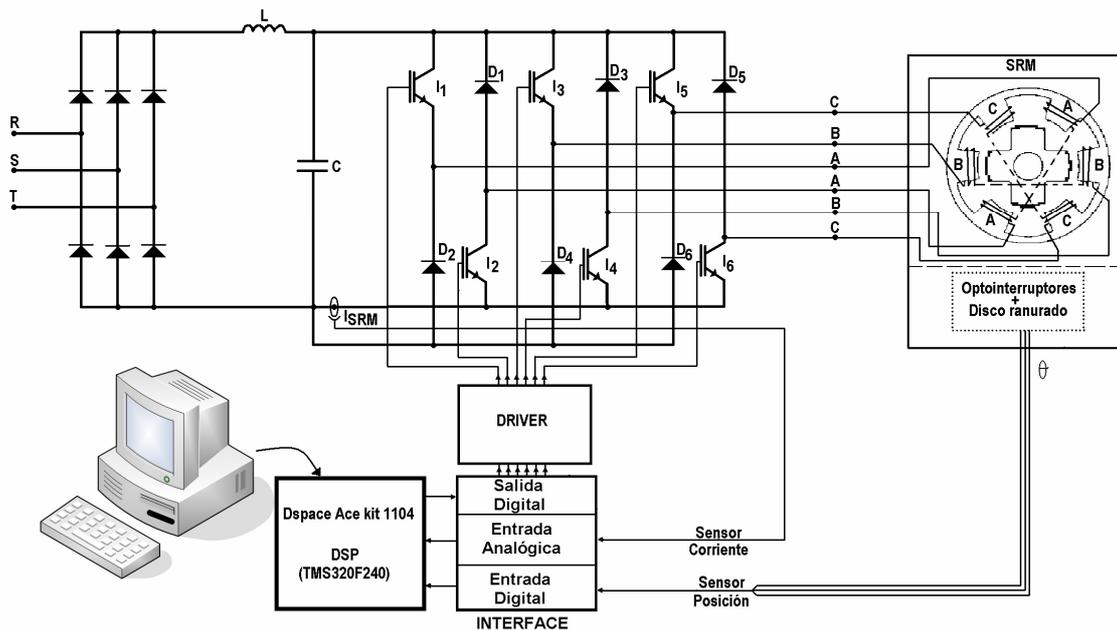


Figura IV.1.1. - Diagrama de bloques de una plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM.

IV.2.- Constitución de una plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM.

IV.2.1.- Introducción.

La plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM se ha constituido mediante [BLA04]:

- Un convertidor de potencia.
- Un captador de posición/velocidad.
- Un captador de corriente.
- Un interface de entrada y salida.
- Un circuito de disparo de los dispositivos de estado sólido (Driver).
- Una tarjeta controladora Dspace 1104 e interface board Dspace CLP 1104.

IV.2.2.- Convertidor de potencia.

El circuito del convertidor de potencia esta formado por un rectificador trifásico, un convertidor tipo asimétrico o clásico, y un filtro LC. Este circuito es idéntico al que se ha utilizado en el control analógico-digital del accionamiento de bajo coste para SRM, (capítulo III).

IV.2.3.- Captador de posición/velocidad.

El captador de posición/velocidad se encuentra alojado en la parte posterior del motor y se ha realizado utilizando tres optointerruptores instalados en un soporte (placa de circuito impreso), junto con un disco ranurado montado en el eje del motor y que gira solidario a este [BEC93],[MIL93]. En función del posicionado de estos optointerruptores se obtienen las señales lógicas que determinan la posición rotórica del motor, figura IV.2.3.1. Estas señales posteriormente se introducen en la entrada digital del interface.

En el caso de **ángulos de conmutación constantes**, tanto en el control analógico-digital como en el control digital, se pueden posicionar los sensores de dos formas diferentes. La primera consiste en posicionar los sensores con un ángulo de desfase, respecto a la posición de no alineamiento que depende de la estructura del motor, tal como se ha propuesto en el capítulo III y en el anexo II. Este método garantiza el funcionamiento en los dos sentidos de giro (horario y antihorario).

$$q_{desfase} = \left(\frac{180^\circ}{s \cdot N_r \cdot 2} \right) \quad (IV.1)$$

Por ejemplo, en el caso de un SRM de 3 fases, estructura 6/4, el ángulo de desfase es de $7,5^\circ$.

La segunda consiste en posicionar los sensores en la posición donde se obtienen las mejores prestaciones cuando el motor trabaja en condiciones nominales. Por ejemplo, en un SRM de 3 fases, estructura 6/4, este ángulo de desfase puede ser de 2° respecto a la posición de no alineamiento. Si se desea variar estos ángulos es necesario volver a posicionar el disco ranurado (modificación mecánica).

En el caso de **ángulos de conmutación variables** utilizando un control digital, el disco ranurado se adelanta un ángulo $-\theta_m$ respecto a la posición de no alineamiento de la inductancia de fase. Este adelanto en la posición de los optointerruptores nos permite disponer de la información de la posición del rotor en el inicio de la posición de mínima inductancia. Por ejemplo, en el SRM de 3 fases, estructura 6/4, este ángulo de desfase puede ser de -13° respecto a la posición de no alineamiento. La variación de estos ángulos de conmutación se puede realizar por software.

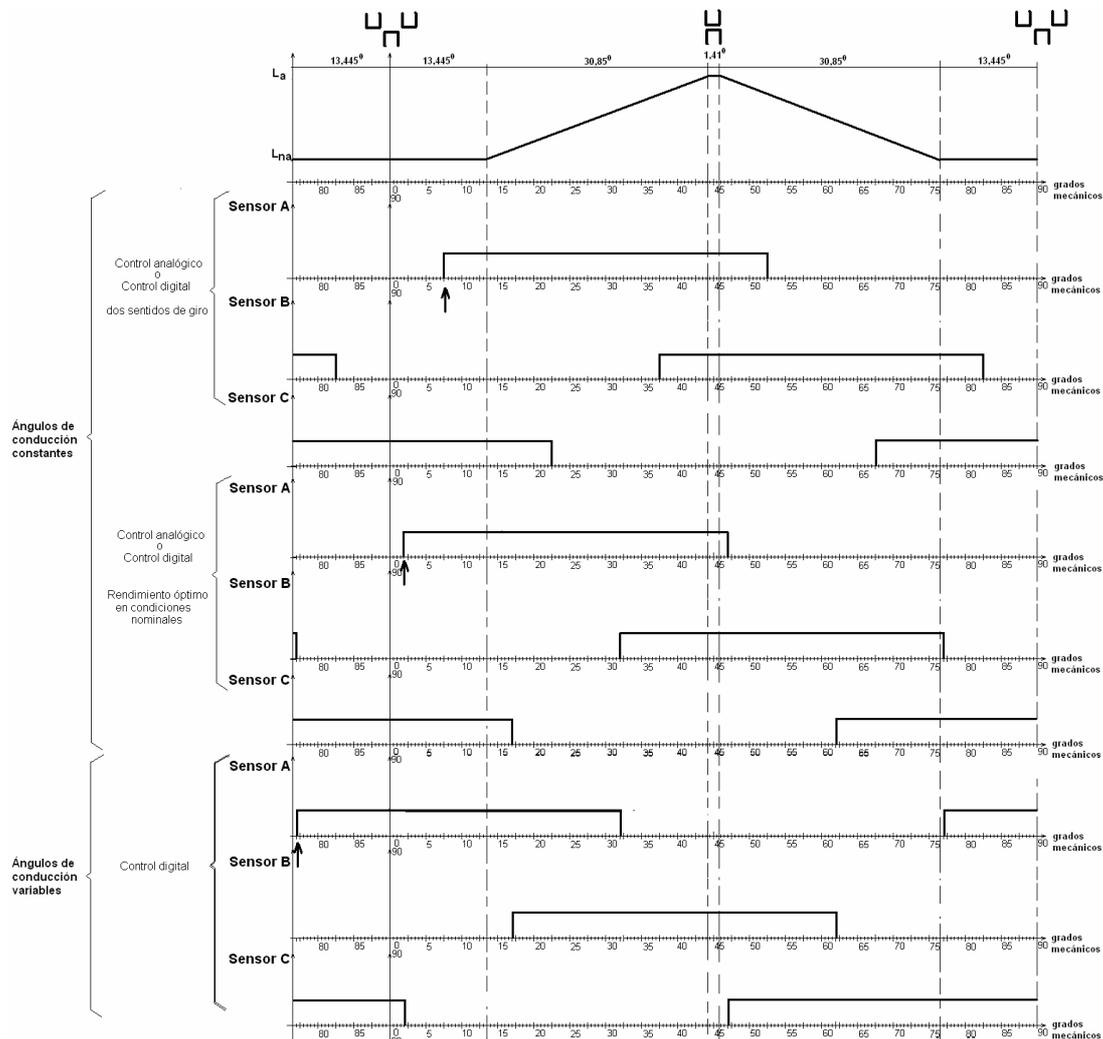


Figura IV.2.3.1 – Señales lógicas obtenidas de los sensores de posición respecto a la inductancia de una fase, en un SRM 6/4.

IV.2.4.- Captador de corriente.

La medida de la corriente (I_{SRM}) que circula por las fases del SRM se puede realizar mediante un único sensor de efecto Hall dispuesto estratégicamente en el bus de continua del convertidor clásico como se ha realizado en el control analógico-digital, capítulo III.2.4. Si se desea trabajar optimizando el rendimiento, es necesario introducir como mínimo otro sensor de corriente en la salida del rectificador (I_{DC}) [KJA98], figura IV.2.4.1.

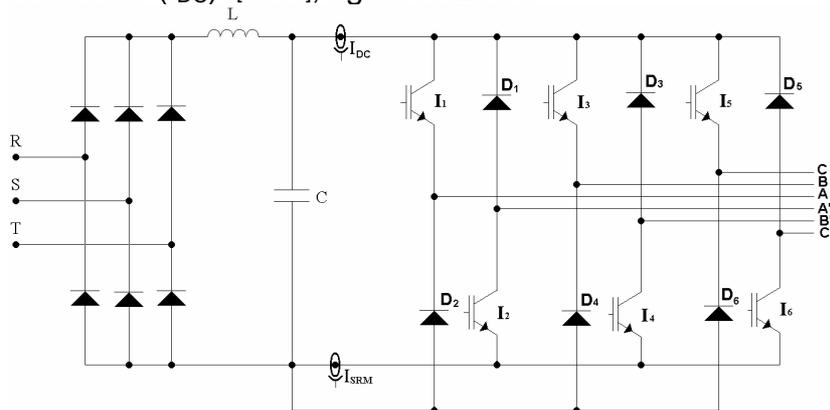


Figura IV.2.4.1 – Disposición de los sensores de corriente en el convertidor estático.

Las señales obtenidas de los captadores de corriente se introducen en la entrada analógica del interface de la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM.

IV.2.5.- Interface de entradas y salidas.

El interface, figura IV.1.1, tiene como misión aislar, acondicionar y adaptar las señales de entrada y salida del control Dspace Ace kit 1104 CLP, anexo V. Este interface consta de tres partes:

- Salidas digitales.
- Entradas digitales.
- Entradas analógicas.

Salidas digitales.- En esta salida se transfiere la información desde el control Dspace Ace Kit 1104 CLP al circuito de disparo de los interruptores del convertidor de potencia (Driver), figura IV.2.5.1.

Este interface de salida digital está constituido por un buffer (Schmitt trigger 74C14), que acondiciona la señal, un dispositivo óptico (HCPL 2630) que aísla las señales procedentes del control, una memoria (EPROM MC27C64) que nos permite implementar funciones de protección y otro buffer (Schmitt trigger 74C14) que acondiciona la señal para el circuito de disparo de los dispositivos de estado sólido (Driver). Esta salida dispone de dos fuentes de alimentación, una de 5V utilizada para la alimentación de la placa Dspace Ace kit 1104 CLP y aislada de la otra fuente de alimentación también de 5 V utilizada para alimentar el resto de circuitos

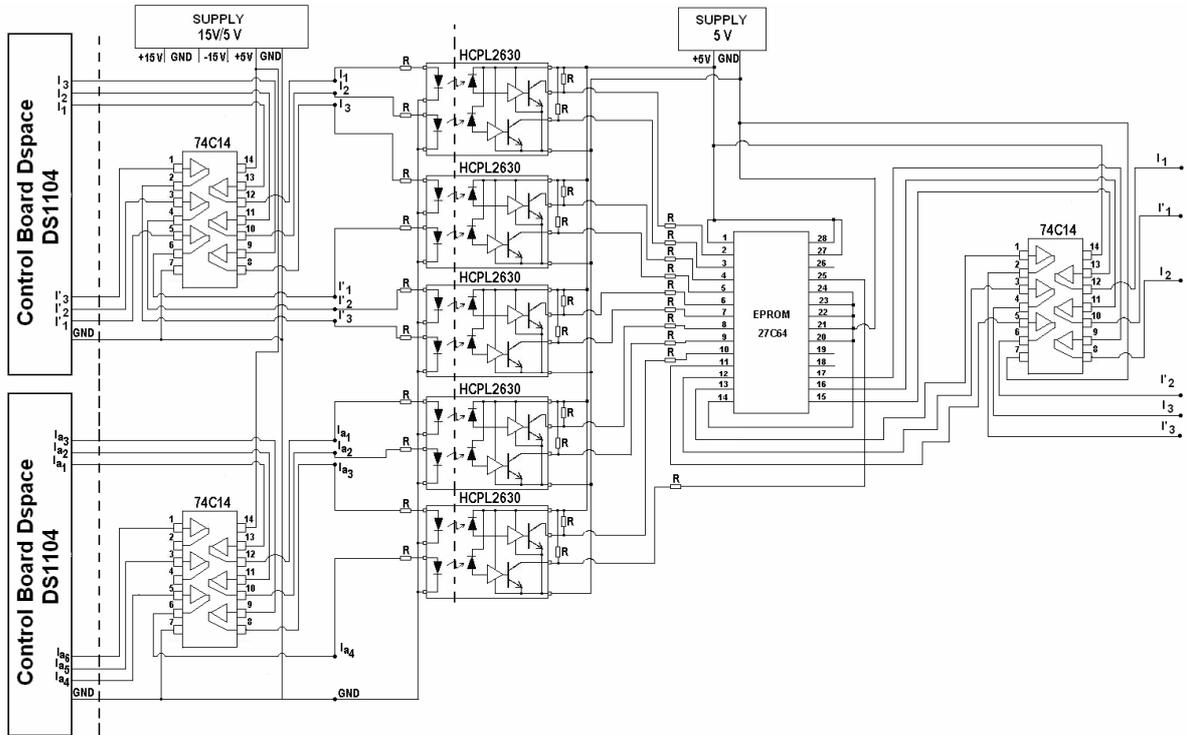


Figura IV.2.5.1.- Interface de acondicionamiento y adaptación de las señales digitales de salida. (Interface board Dspace-Driver)

Entradas digitales.- Este interface de entradas digitales esta constituido con un buffer (Schmitt trigger 40106) que adapta las señales procedentes de los optointerruptores (sensores de posición) al control Dspace Ace Kit 1104 CLP, figura IV.2.5.2. Para la alimentación de estas entradas se utilizan dos fuentes de 5 V aisladas entre sí, igual que en el caso de las salidas digitales visto anteriormente.

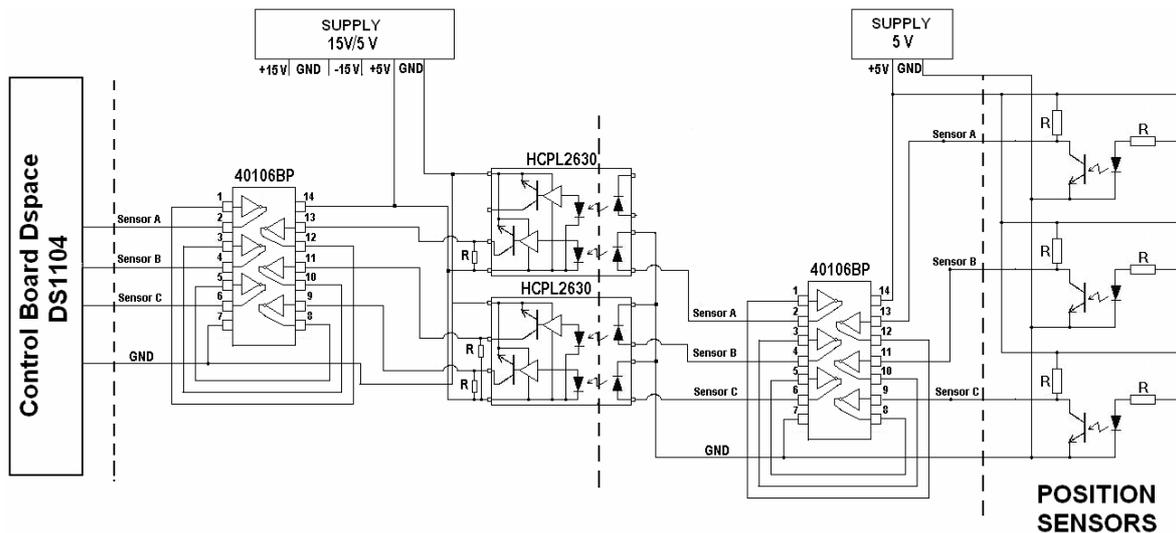


Figura IV.2.5.2 – Interface de acondicionamiento y adaptación de las señales digitales de entrada (optointerruptores-Interface board Dspace).

Entradas analógicas.- El Interface de entradas analógicas acondiciona las señales analógicas de entrada procedentes de los sensores de corriente al Control Dspace Ace Kit 1104 CLP, figura IV.2.5.3. El circuito de entradas analógicas se alimenta desde la misma fuente de alimentación que se utiliza para alimentar el control Dspace Ace kit 1104 CLP a una tensión de $\pm 15V$.

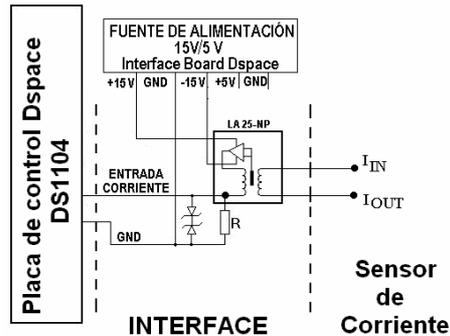


Figura IV.2.5.3.- Interface de acondicionamiento y adaptación de las señales analógicas de entrada (sensor de corriente-Interface board Dspace).

IV.2.6.- Circuito de disparo de los dispositivos de estado sólido (Driver).

El driver de disparo de los interruptores de estado sólido se ha realizado mediante dos dispositivos ópticos, figura IV.2.6.1. El primero (logic gate optocouplers HCPL-26309) proporciona la corriente adecuada al segundo optoacoplador (TLP250) que dispone de una salida con transistores especialmente indicada para el control de IGBT's alimentándolos desde fuentes aisladas (NMA0515S). El dispositivo óptico HCPL26309, además de proporcionar la corriente necesaria al TLP250 aísla la salida digital.

El circuito de disparo de los IGBT's es semejante al utilizado en el control analógico-digital (capítulo III.2.10), la única diferencia respecto a éste es que en lugar de utilizar fuentes aisladas de alimentación para los circuitos de disparo de los IGBT's se han utilizado convertidores DC-DC (NMA 0515S) de tamaño más reducido que el de las fuentes aisladas.

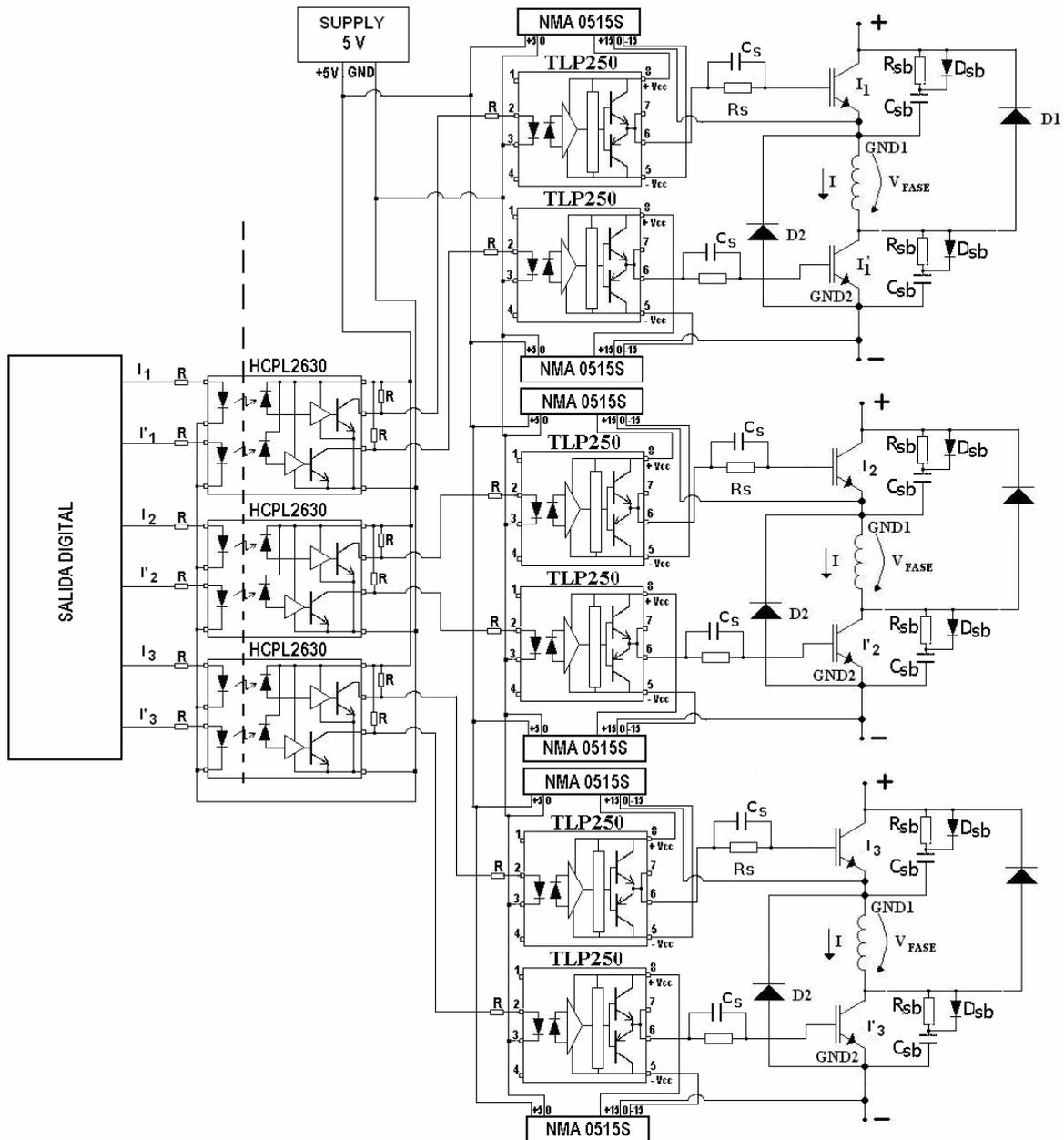


Figura IV.2.6.1.- Driver de disparo del SRM (Salida digital interface-Convertidor).

IV.2.7.- Tarjeta controladora Dspace 1104 e interface Dspace CLP 1104.

Esta tarjeta controladora Dspace DS 1104, anexo V, permite implementar diferentes estrategias de control digital directamente desde Matlab-Simulink, sin necesidad de escribir el código manualmente. Esta tarjeta que tiene como dispositivo principal la DSP (TMS320F240) dispone de diferentes características tal como se muestra en el anexo V, entre las cuales cabe destacar el procesador de PowerPC 603e que utilizando buses bidireccionales se encarga de gestionar el flujo de información entre el PC y la DSP. Con esta transferencia de información se consigue interactuar con el sistema DSP, que trabaja en tiempo

real, obteniendo información instantánea de las variables que se desee controlar. También, se puede actuar y controlar dichas variables con la finalidad de depurar los programas realizados.

El interface board Dspace CLP 1104 está constituido por una caja de conexiones que evita tener que conectar las entradas y salidas directamente sobre la tarjeta controladora donde se aloja la DSP. En esta caja están alojadas todas las entradas y salidas disponibles en la DSP, tanto analógicas como digitales, dispuestas en conectores normalizados de fácil acceso y conexión.

IV.3.- Distintas alternativas de control del par medio utilizando la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM.

IV.3.1.- Introducción.

En este capítulo se presentan distintas alternativas de control del par medio, analizadas en el capítulo II, utilizando la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM. Estas alternativas son las siguientes:

- § Control digital del SRM por pulso único, con ángulos de conmutación constantes.
- § Control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis).
 - Utilizando ángulos constantes.
 - Utilizando un calculador de ángulo de disparo y bloqueo.
 - Utilizando un algoritmo optimizador de rendimiento.
 - Utilizando una tabla optimizadora de rendimiento.
- § Control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y sin realimentación de corriente (PWM).

En el estudio de las distintas alternativas de control del par medio utilizando la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM, se toma siempre como referencia de ángulos la posición de no alineamiento entre el polo estático y el rotórico de una fase del motor (ángulo 0°).

IV.3.2.- Control digital del SRM con pulso único.

El control digital del SRM por pulso único, con ángulos de conmutación constantes se ha implementado utilizando la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM. Este control se ha realizando utilizando el diagrama de bloques de la figura IV.3.2.1.

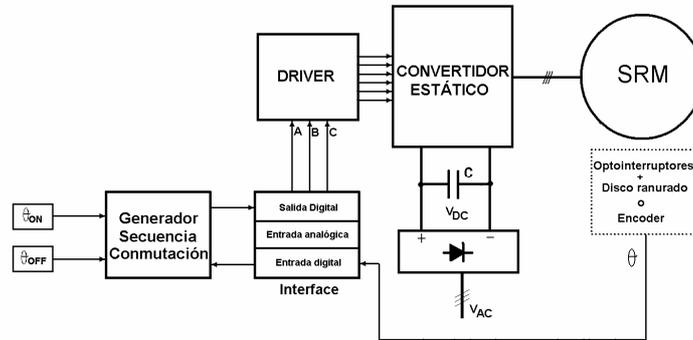


Figura IV.3.2.1. – Diagrama de bloques del control digital del SRM por pulso único.

El generador de la secuencia de conmutación necesita disponer de:

- El circuito lógico de los diferentes modos de operación del SRM (anexo II).
- El tiempo que tarda el motor en recorrer un grado.
- El ángulo de inicio y final de la conducción.
- El bloque defasador de la señal.

En la figura IV.3.2.2 puede observarse como se ha construido el **circuito lógico** mediante Matlab-Simulink **para un determinado modo de operación del SRM** y las señales lógicas correspondientes al mismo, ver anexo II.

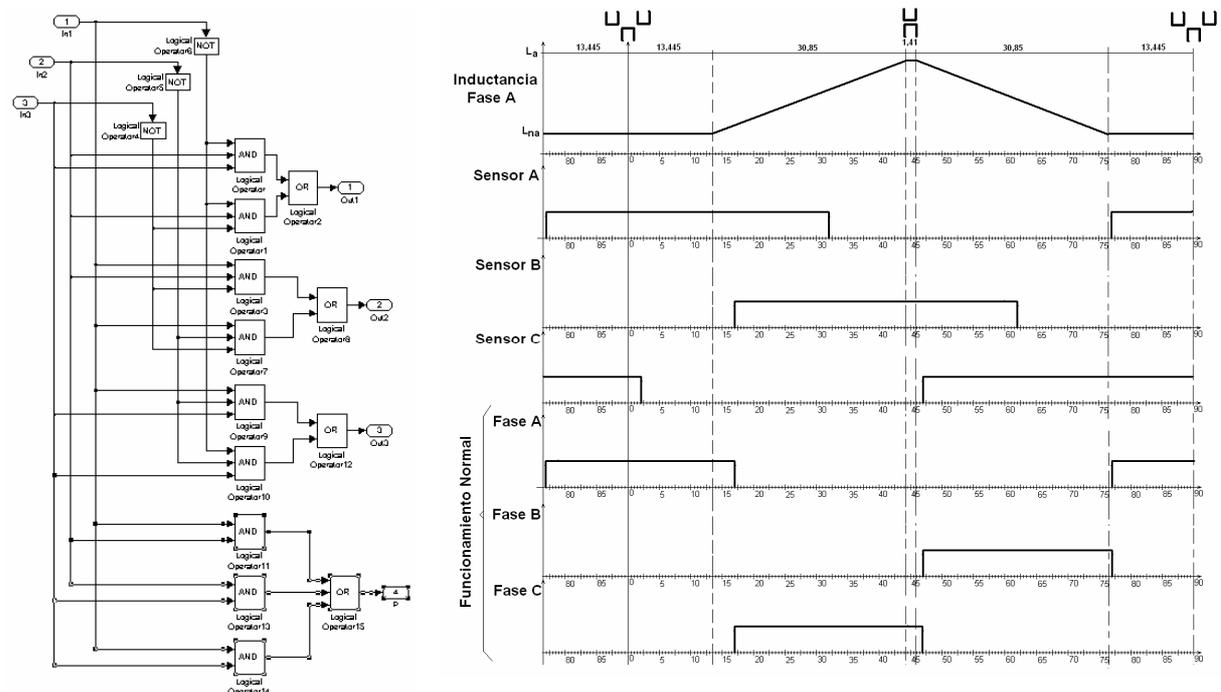


Figura IV.3.2.2. – Circuito lógico y señales lógicas correspondientes al mismo para un SRM 6/4 en un modo de funcionamiento normal

Este circuito permite obtener los pulsos que tienen que alimentar las fases del motor en función de las señales procedentes de los optointerruptores. Así en la figura IV.3.2.2 puede observarse que la fase A inicia la conmutación coincidiendo con el cambio de estado del sensor A (de cero a uno), conduciendo

esta fase durante 30 grados, pasando después a conducir la fase C y finalmente la fase B completando un paso polar rotórico. En la misma figura se puede observar que los ángulos de inicio y final de conmutación están muy adelantados respecto a los utilizados control analógico-digital del accionamiento de bajo coste para SRM, (capítulo III). Los ángulos de inicio y final de conmutación que se obtienen del circuito lógico, generalmente, se modifican (como se verá a continuación) antes de excitar las fases del motor.

El tiempo que tarda el motor en recorrer un grado, se obtiene, igualmente que la velocidad, a partir de un optointerruptor utilizando un convertidor (frecuencia-tensión) propio de la placa de control Dspace Ace kit 1104 utilizada en la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM. En la figura IV.3.2.3 puede observarse como se ha construido el circuito que determina el tiempo que tarda el motor en recorrer un grado y la velocidad mediante Matlab-Simulink. Este circuito es muy importante, ya que realmente en el control no se varían grados sino el tiempo que se tarda en recorrer estos grados.

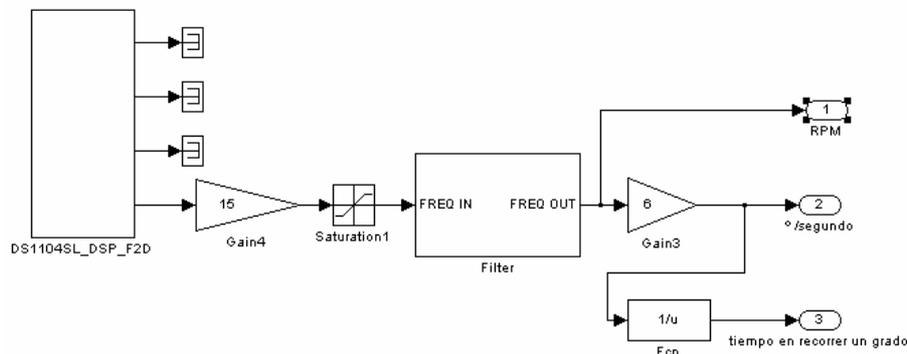


Figura IV.3.2.3. – Circuito (Matlab-Simulink) que permite obtener la velocidad y el tiempo que tarda el SRM 6/4 en recorrer un grado.

La frecuencia de los pulsos que se obtiene del optointerruptor viene formulada por la siguiente expresión:

$$f = \frac{N}{60} \cdot N_r \quad (\text{Hz}) \quad (\text{IV.2})$$

Siendo N la velocidad en revoluciones por minuto.

El ángulo de inicio y final de la conmutación se prefija al valor deseado (en apartados de este capítulo posteriores este ángulo puede venir definido por algún bloque de control).

El bloque **defasador de la señal**, a partir de la lógica de los diferentes modos de operación del SRM, el tiempo que tarda el motor en recorrer un grado, el ángulo de inicio y final de la conmutación fija los ángulos de conmutación de cada una de las fases del motor. En la figura IV.3.2.4 puede observarse como se ha construido el circuito defasador de la señal mediante Matlab-Simulink.

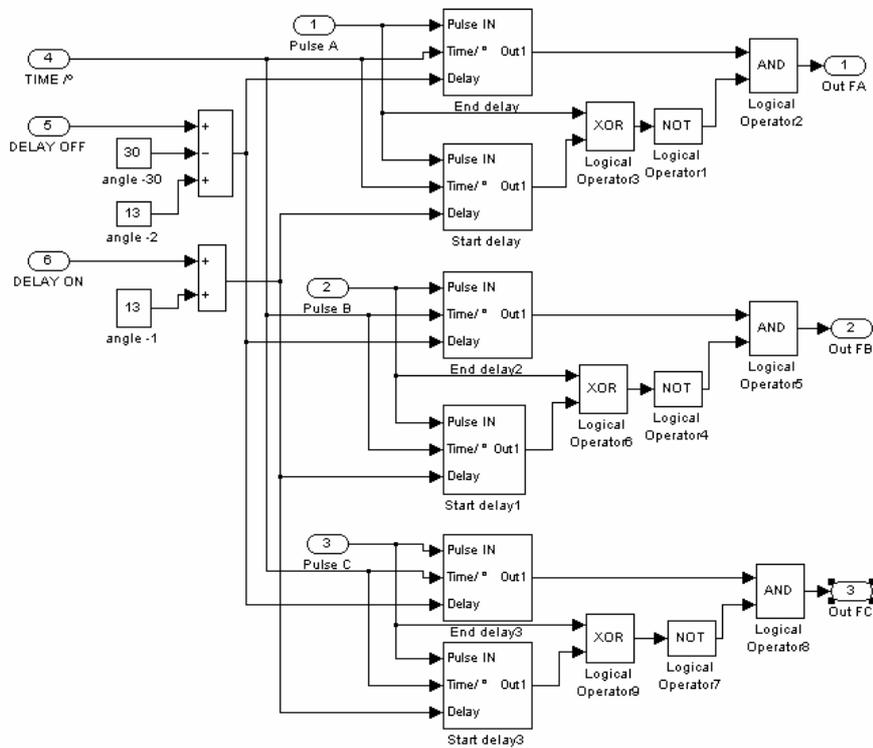


Figura IV.3.2.4.– Bloque defasador mediante Matlab-Simulink.

El bloque defasador de la señal dispone de dos defasadores por fase (“Start delay” y “End delay”). El primero para retrasar el ángulo de inicio a la conmutación y el segundo para retrasar el ángulo de final de conmutación. En las figuras IV.3.2.5 y IV.3.2.6, respectivamente, puede observarse como se han construido los circuitos defasadores mediante Matlab-Simulink.

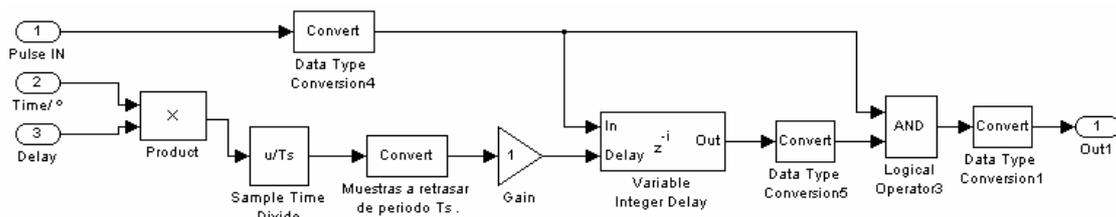


Figura IV.3.2.5.– Bloque defasador “Start delay” mediante Matlab-Simulink.

En la entrada 1, del bloque defasador “Start delay”, se introduce la señal obtenida del circuito lógico para un determinado modo de operación del SRM (generalmente modo normal), en la entrada 2 se introduce el tiempo que tarda el motor en recorrer un grado y en la entrada 3 se introduce los grados que deseamos retrasar. Al multiplicar la entrada 2 y la 3 obtenemos el tiempo que deseamos retrasar el pulso. Este tiempo se divide por el tiempo de integración del programa Matlab-Simulink (Sample time) y obtenemos el número de muestras que deseamos retrasar en el temporizador (variable integer delay). A continuación mediante puertas lógicas se obtiene la señal de retardo en el disparo del interruptor controlado (con el ángulo deseado).

En el bloque defasador “End delay” se ha constituido de forma similar al anterior y solamente varía la lógica de salida

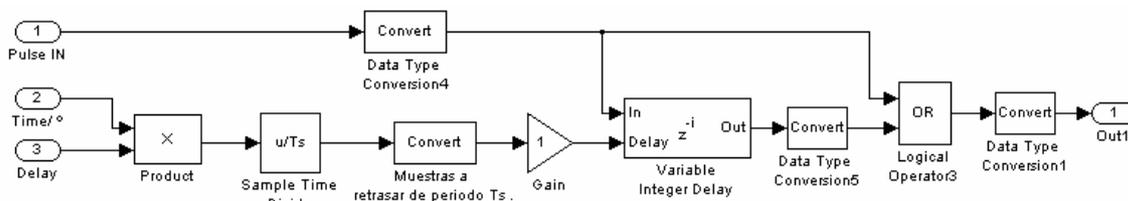


Figura IV.3.2.6. – Bloque defasador “End delay” mediante Matlab-Simulink.

El detalle de las señales obtenidas del bloque generador de secuencia de conmutación, para una fase del SRM, se presenta en la figura IV.3.2.7. En la misma puede observarse, en función de la inductancia de fase, la señal que proporciona el circuito lógico para un determinado modo de operación del SRM, a continuación se observan las señales que proporciona el defasador “Start delay” (retardo en el ángulo de inicio de la conmutación) y posteriormente se observan las señales que proporciona el defasador “End delay” (retardo en el ángulo de final de la conmutación). Al finalizar por combinación lógica de las diferentes señales se obtiene la señal que fija el inicio y final de los ángulos de conmutación en cada fase del motor

En control analógico-digital del accionamiento de bajo coste para SRM, estudiando en el capítulo anterior, los ángulos de conmutación (ángulo de inicio y final de la conmutación) siempre son los mismos y el ángulo de conducción permanece constante. Para variar estos ángulos de conmutación era necesario mover el disco. En el control digital podemos fijar los ángulos de conmutación que deseemos sin necesidad de mover el disco, por lo tanto, el ángulo de conducción no tiene porque ser siempre el mismo.

El error que se produce al aplicar este método depende del tiempo de muestreo (sample time) utilizado en la placa Dspace CLP1104, tal como se muestra en la tabla IV.3.2.1. El tiempo de muestreo depende de la extensión y de las características del propio programa.

Velocidad (rpm)	Error (sample time 40µs)	Error (sample time 120µs)
500	0,12°	0,42°
1000	0,24°	0,84°
1500	0,36°	1,26°
2000	0,48°	1,68°
2500	0,60°	2,12°
3000	0,72°	2,54°

Tabla IV.3.2.1.– Error del ángulo de disparo y bloqueo en función de la velocidad del SRM y del tiempo de muestreo (sample time) de la placa de control Dspace DS1104.

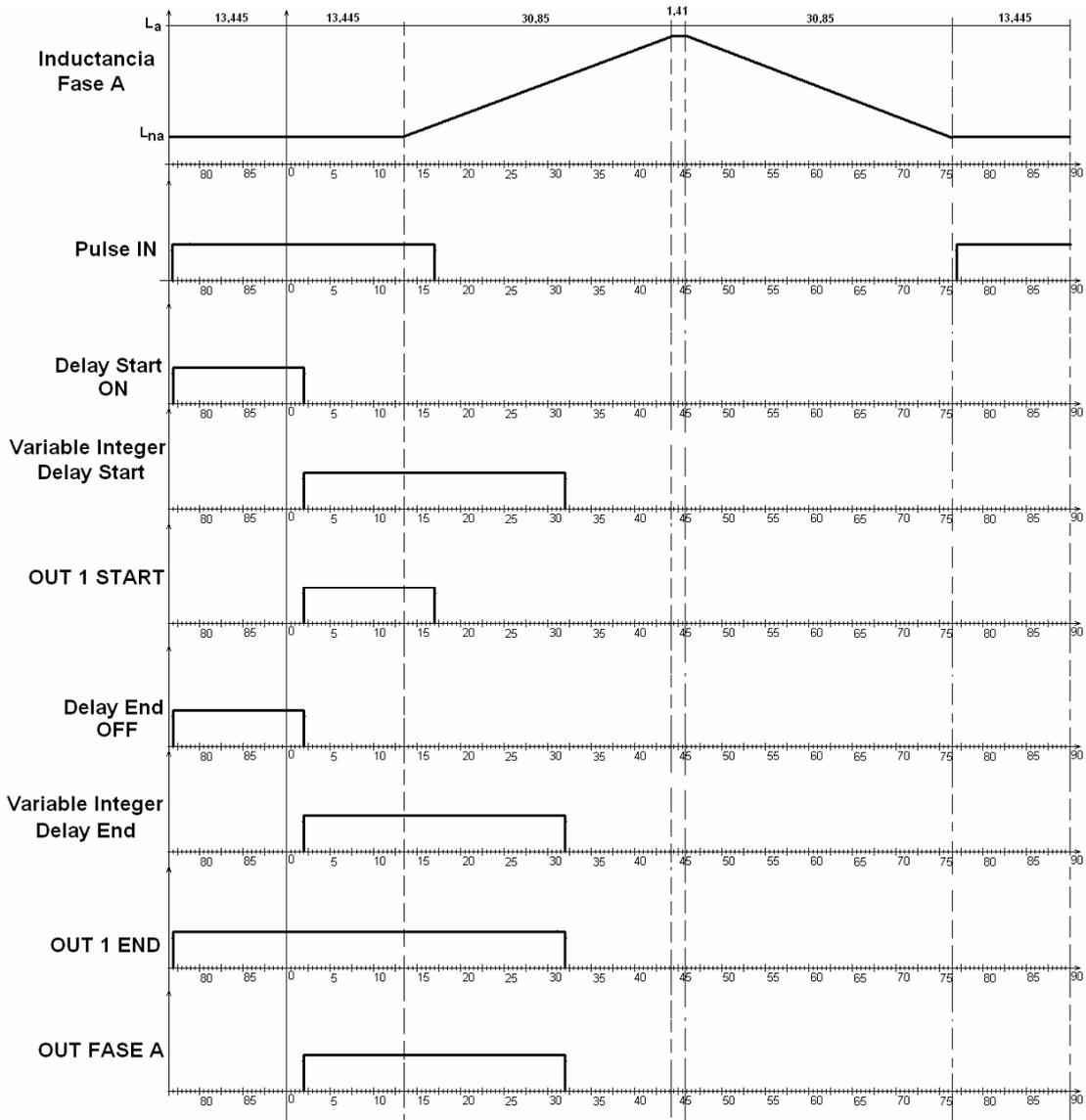


Figura IV.3.2.7.- Señal lógica de entrada fase A en funcionamiento normal (Pulse IN) y señales lógicas del generador de secuencia para una fase del SRM con ángulos de conducción variables.

IV.3.3.- Control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis).

IV.3.3.1.- Utilizando ángulos de conmutación constantes.

El control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis), con ángulos de conmutación constantes se ha realizado utilizando la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM. Este control se ha realizado mediante el diagrama de bloques de la figura IV.3.3.1.1.

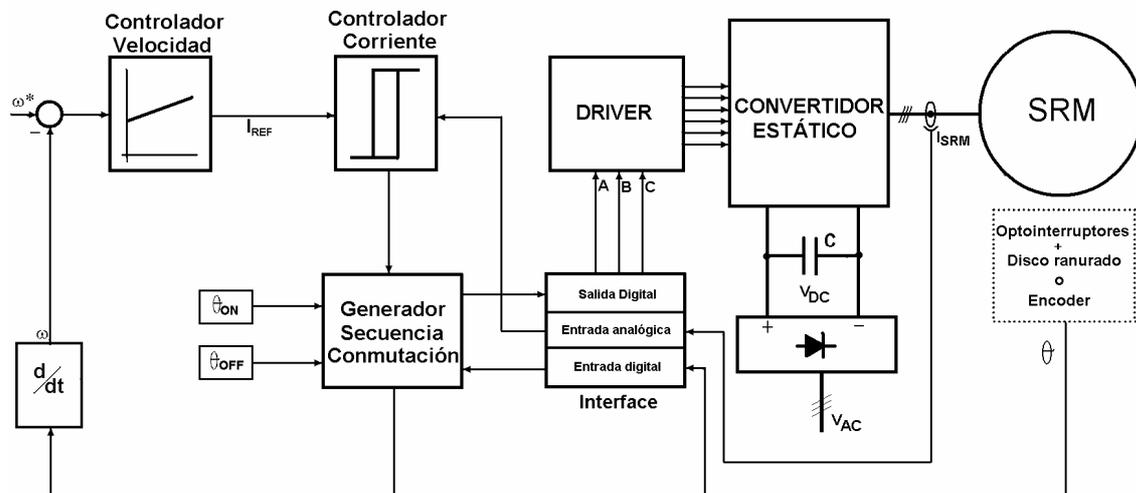


Figura IV.3.3.1.1. – Diagrama de bloques del control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis), con ángulos de conmutación constantes.

Este control a diferencia del control digital del SRM por pulso único incorpora un bloque controlador de la velocidad, un bloque controlador de la corriente y se añade una pequeña modificación en la salida del bloque generador de la secuencia de conmutación. Además, el circuito de control tiene en consideración la velocidad de giro del motor que anteriormente no se consideraba.

En el **Bloque controlador de velocidad** se compara la velocidad de referencia con la velocidad real del motor, obteniéndose un error entre ellas que se introduce en un regulador (PI). Este regulador en función del error de velocidad y de las constantes proporcional e integral fija la salida del bloque controlador de velocidad, siendo esta salida la señal de referencia en el bloque controlador de corriente. En la figura IV.3.3.1.2 puede observarse como se ha construido el bloque controlador de velocidad mediante Matlab-Simulink.

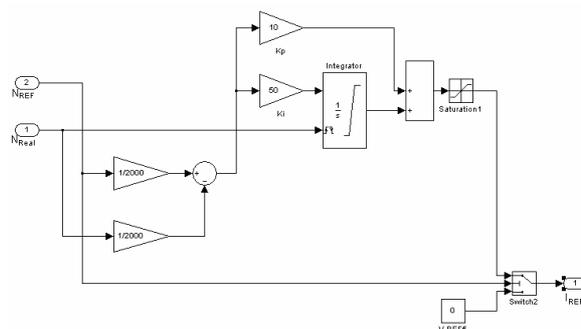


Figura IV.3.3.1.2. – Programa (Matlab-Simulink) del bloque controlador de velocidad en un control digital de un SRM 6/4.

En el **Bloque controlador de corriente** se utiliza un regulador de histéresis en el que se compara la corriente real que circulan por las fases del motor con la corriente de referencia (procedente del controlador de velocidad). El resultado de dicha comparación se introduce a un comparador de histéresis (Relay) en el que se puede variar la ventana de corriente entre un valor máximo y un mínimo

(banda de histéresis) prefijado. En la figura IV.3.3.1.3 puede observarse como se ha construido el bloque controlador de corriente mediante Matlab-Simulink.

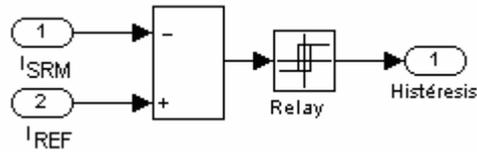


Figura IV.3.3.1.3. – Programa (Matlab-Simulink) del bloque regulador de corriente (Histéresis) en un control digital de un SRM 6/4.

La pequeña modificación en la salida del bloque generador de la secuencia de conmutación consiste en combinar esta salida con la señal procedente del controlador de corriente. Por lo tanto el bloque generador de la secuencia de conmutación fija el inicio y final de los ángulos de conmutación y el bloque controlador de corriente fija la conmutación de los interruptores controlados durante este periodo. En la figura IV.3.3.1.4 puede observarse como se ha construido esta modificación en el bloque generador de la secuencia de conmutación mediante Matlab-Simulink.

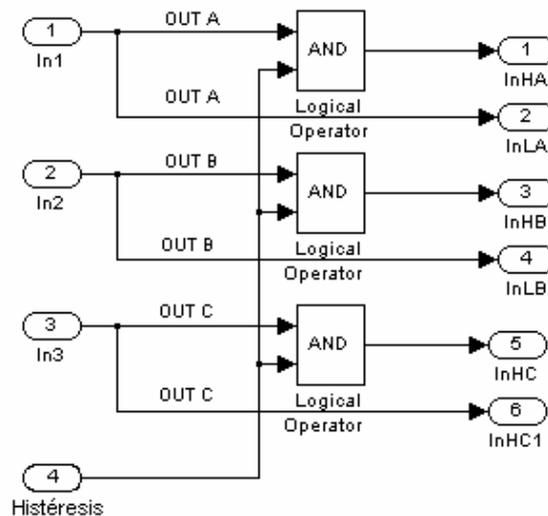


Figura IV.3.3.1.4. – Programa (Matlab-Simulink) del bloque regulador de corriente (Histéresis) en un control digital de un SRM 6/4.

IV.3.3.2.- Utilizando un calculador de ángulo de disparo y bloqueo.

El control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis), con calculador de ángulo de disparo y bloqueo se ha realizado utilizando la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM. Este control se ha realizado mediante el diagrama de bloques de la figura IV.3.3.2.1.

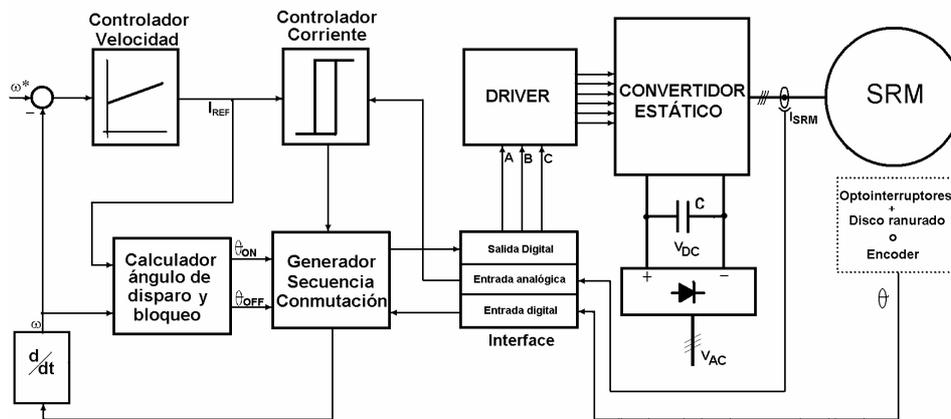


Figura IV.3.3.2.1. – Diagrama de bloques del control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis), con calculador de ángulo de disparo y bloqueo.

Este control a diferencia del control digital del SRM anterior (con ángulos de conmutación constantes), incorpora un bloque con un calculador de ángulo de disparo y bloqueo.

El **Bloque de cálculo del ángulo de disparo y bloqueo** impone en todo instante de tiempo, los ángulos de disparo y de bloqueo en la conmutación de cada una de las fases del SRM. El procedimiento propuesto para el cálculo de los ángulos de conmutación no requiere del conocimiento de las curvas de magnetización del motor basta con el conocimiento de la inductancia en la posición de alineamiento y de la de no alineamiento, de la velocidad, de la tensión en el bus de continua y de la corriente de referencia [BLA05a], [MAD03]. El método propuesto a parte de necesitar poca información sobre los parámetros del motor tiene la ventaja que calcula los ángulos de conmutación de forma analítica considerando en todo momento las condiciones de operación del accionamiento. Los valores obtenidos para los ángulos de disparo y de bloqueo en la conmutación no optimizan el rendimiento, el rizado de par ni el ruido acústico pero proporcionan unas características de funcionamiento en las que todos estos indicadores están dentro de unos límites muy satisfactorios, como se ha expuesto en el capítulo II.

El ángulo de disparo o inicio a la conducción se calcula a partir de la regla de Bose [BOS85] mediante la ecuación II.28:

$$\theta_o = \theta_m - 6 \frac{L_{na} \cdot N}{V_{DC}} I_{REF} \quad (0) \quad (IV.3)$$

El ángulo de final de conducción o bloqueo se calcula considerando el método simplificado derivado de la teoría de ángulo de bloqueo propuesta por Gribble [GRI99] por medio de la ecuación II.50:

$$q_c = q_{al} - \frac{q_m}{2} \left(-a + \sqrt{a^2 + \left(\frac{24 \cdot i_{REF} (1-x) N}{R_{ua} \cdot V_{DC} \cdot q_m} \right)^2} \right) \quad (IV.4)$$

El calculador de ángulos de disparo basado en las ecuaciones anteriores se ha implementado en Matlab/Simulink tal como se muestra en la figura IV.3.3.2.2.

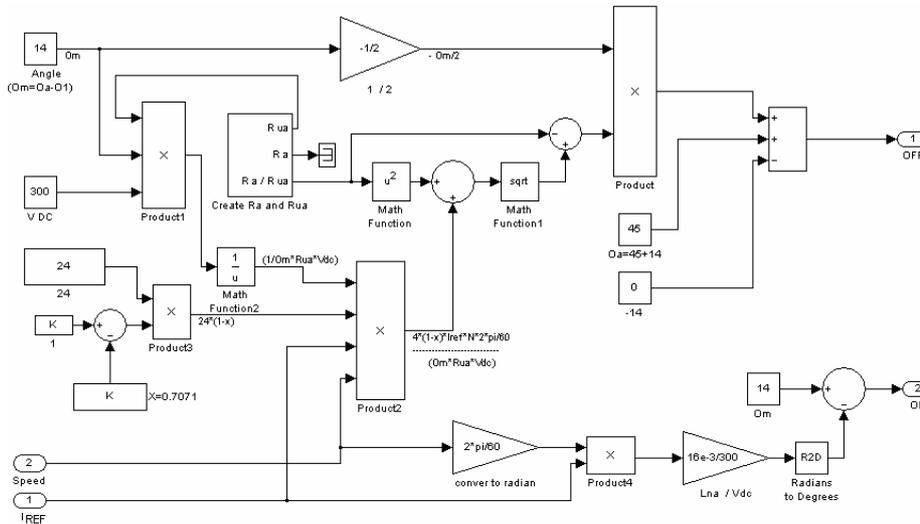


Figura IV.3.3.2.- Diagrama de bloques en Matlab-Simulink del calculador de ángulo de disparo.

IV.3.3.3.- Utilizando un algoritmo optimizador del rendimiento.

El control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis), con algoritmo optimizador de rendimiento se ha realizado utilizando la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM. Este control se ha realizado mediante el diagrama de bloques de la figura IV.3.3.3.1.

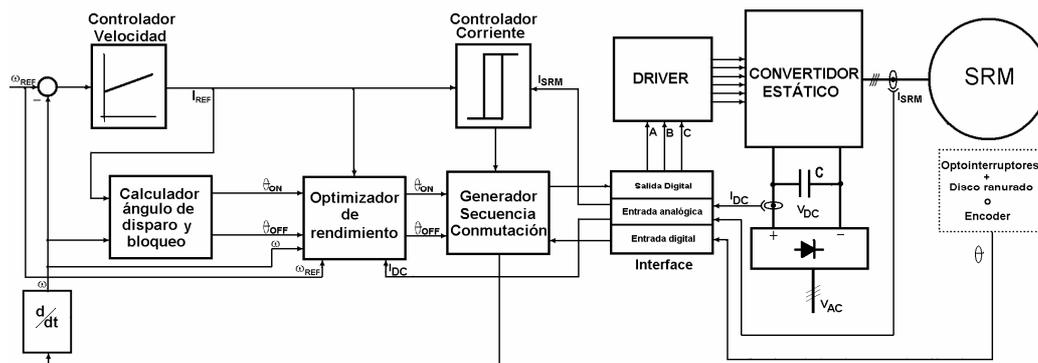


Figura IV.3.3.3.1. – Diagrama de bloques del control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis), con algoritmo optimizador de rendimiento.

Este control es idéntico al control digital del SRM anterior (con calculador del ángulo de disparo) pero además incorpora un bloque con un algoritmo optimizador de rendimiento.

El **Bloque con el algoritmo optimizador de rendimiento** solamente puede trabajar en un funcionamiento estable. En estas condiciones el par y la velocidad permanecen constantes y por lo tanto la potencia útil del motor también se mantiene constante. El bloque con el algoritmo optimizador de rendimiento actúa modificando los ángulos de conmutación del motor con la finalidad de disminuir

la corriente de entrada al SRM manteniendo el par y la velocidad [BLA05a], [KJA95b], [KJA97]. Si se reduce la corriente de entrada al motor y se mantiene constante la tensión de alimentación en el bus de continua se consigue reducir la potencia absorbida del motor y por consiguiente aumentar el rendimiento del mismo. Este bloque con el algoritmo optimizador de rendimiento requiere conocer, con exactitud, la corriente media de entrada en el bus de continua. Los ángulos de inicio y final de conmutación van variando hasta obtener unos ángulos donde la corriente de entrada o potencia de entrada sea mínimo.

El diagrama de bloques en Matlab-Simulink del bloque con el algoritmo optimizador de rendimiento se observa en la figura IV.3.3.2,

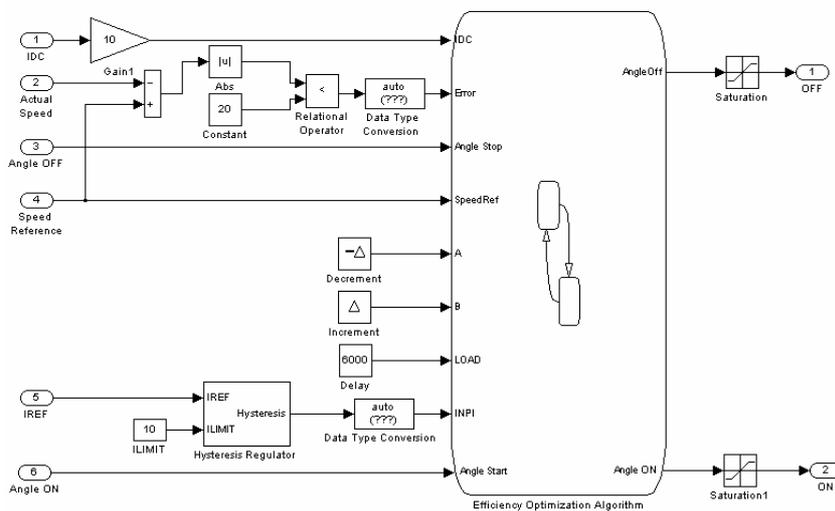


Figura IV.3.3.2. –Diagrama de bloques en Matlab-Simulink del bloque con el algoritmo de optimización de rendimiento.

Los valores iniciales del ángulo de inicio y bloqueo de conducción, para una determinada carga y velocidad, se calculan mediante las ecuaciones (IV.3) y (IV.4) respectivamente. Cada cambio que se produce en el ángulo de bloqueo, considerando la carga constante, provoca una pequeña variación de velocidad y por consiguiente una alteración de la salida del controlador de velocidad que tiende a recuperar la velocidad de referencia. Por lo tanto, el mínimo valor de la potencia de entrada no se alcanza hasta que la corriente de referencia se estabiliza a un valor constante que corresponde al valor de saturación del controlador de velocidad.

El funcionamiento del algoritmo optimización del rendimiento es el siguiente:

1. Una vez el motor alcanza la velocidad de referencia (Speed Reference) prefijada por nosotros se pone en funcionamiento el algoritmo, se analiza (lee) la corriente media de entrada al convertidor (DC) y fija como primer valor de salida de los ángulos de conducción los obtenidos en las ecuaciones (IV.3) y (IV.4).
2. Una vez fijados estos ángulos de conducción y bloqueo, el algoritmo, comprueba que la entrada del controlador de corriente (PI) no esté saturada.
3. Si la entrada del controlador de corriente (PI) no está saturada lee la corriente media de entrada al convertidor y compara el valor actual

(DC⁺) con el valor leído anteriormente (DC⁻). Si la corriente actual es igual o menor que la anterior decrementa el ángulo y si es mayor lo incrementa. El valor del decremento o incremento de ángulo se puede fijar a un valor determinado.

4. Si la velocidad se mantiene constante se procede a repetir el paso 3.
5. Si la velocidad no se mantiene constante y la entrada del controlador de corriente (PI) se satura volveremos al estado en que nos encontrábamos anteriormente y nos mantendremos en él.

El diagrama de flujo del algoritmo optimizador de rendimiento se observa en la figura IV.3.3.3.3.

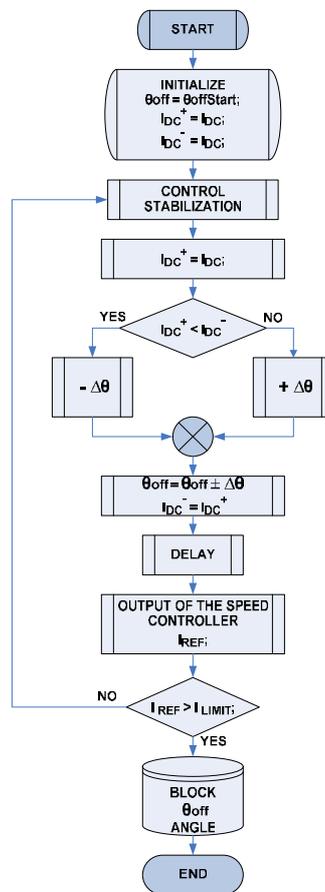


Figura IV.3.3.3.3.- Diagrama de flujo del algoritmo optimizador de rendimiento.

El algoritmo se ha implementado en una máquina de estados utilizando Stateflow, figura IV.3.3.3.4. Stateflow es una herramienta de diseño gráfico y desarrollo que trabaja con Simulink permitiendo realizar modelos y simular máquinas de estado utilizando notaciones de diagramas de flujo y diagramas de transiciones de estado, todo en el mismo diagrama.

Es importante remarcar que el punto donde se obtiene el rendimiento óptimo no se alcanza rápidamente, ya que el algoritmo al mismo tiempo que busca el punto óptimo de disparo y bloqueo de la conmutación tiene que mantener los requerimientos de velocidad y carga. Mientras tanto, el ángulo de inicio a la conducción se va actualizando continuamente por medio de la ecuación IV.3.

Si se produce un cambio en la carga el algoritmo optimizador de rendimiento lo detecta y vuelve a iniciarse el proceso de optimización.

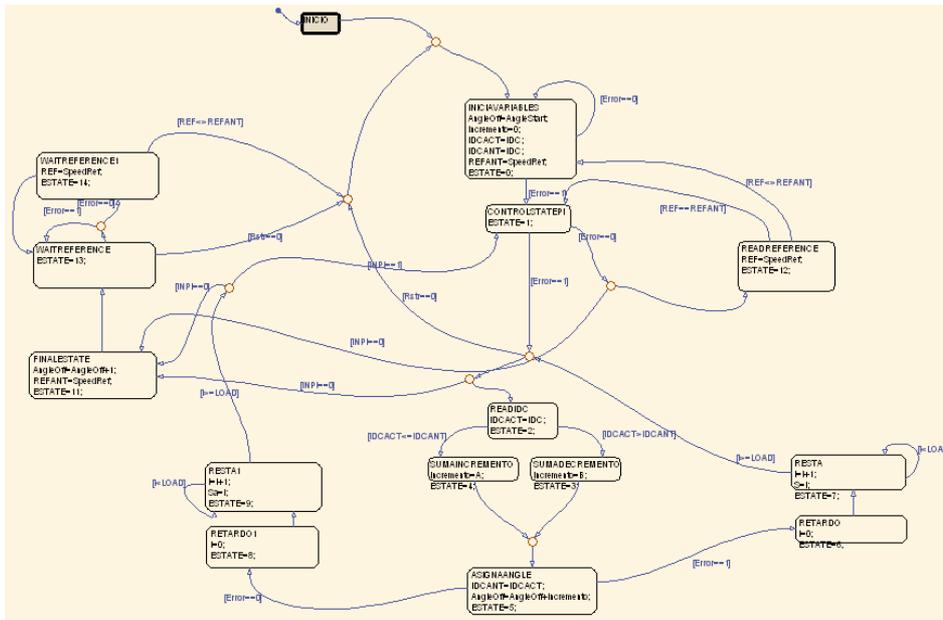


Figura IV.3.3.4.- Algoritmo de optimización de rendimiento utilizando stateflow.

IV.3.3.4.- Utilizando una tabla optimizadora del rendimiento.

El control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis), con tabla optimizadora de rendimiento se ha realizado utilizando la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM. Este control se ha realizado mediante el diagrama de bloques de la figura IV.3.3.4.1.

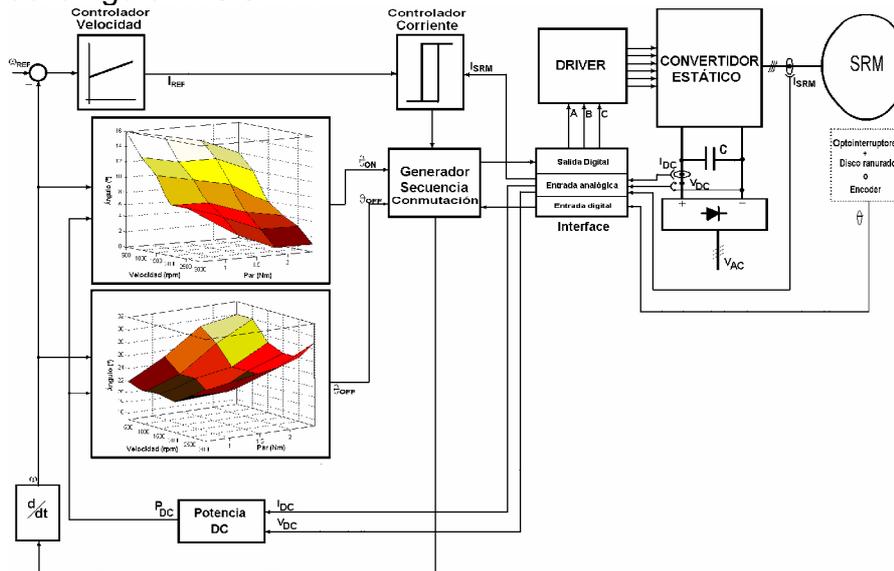


Figura IV.3.3.4.1.- Diagrama de bloques del control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y de un bucle interior de corriente (Histéresis), con tabla optimizadora de rendimiento.

Este control es muy diferente al control digital del SRM anterior ya que no dispone del calculador del ángulo de disparo y del algoritmo optimizador de rendimiento. En su lugar se ha incorporado un medidor de potencia de entrada (Potencia DC) y una tabla optimizadora del rendimiento (obtenida a partir de resultados experimentales).

La **potencia de entrada** al convertidor clásico (Potencia DC) se obtiene multiplicando la tensión de alimentación en la entrada del convertidor clásico por la corriente de entrada del mismo.

La **tabla optimizadora de rendimiento** permite determinar los ángulos de conmutación en función de la potencia absorbida en la entrada del convertidor clásico y la velocidad. Para cada valor de potencia y velocidad le corresponde un par determinado de carga. En este método se trata en dividir la zona de funcionamiento del motor en diferentes franjas de trabajo que dependen de la velocidad y de la carga del mismo, tabla IV.3.3.4.1. En la figura IV.3.3.4.2 se representa gráficamente la relación entre el par y la velocidad respecto de los ángulos de disparo y bloqueo en la conmutación de los interruptores de potencia del convertidor. En la figura IV.3.3.4.3 y figura IV.3.3.4.4. se observa como se ha construido la tabla optimizadora de rendimiento mediante Matlab-Simulink.

Velocidad (rpm)	Potencia (W)	Par (Nm)	Q _{ON} (°)	Q _{OFF} (°)
3000	297,5	0,6	6	24
	534,3	1,2	3	25
	771,1	1,8	1	26
	1017,9	2,4	1	29
2500	248,3	0,6	7	21
	450,2	1,2	5	22
	651,7	1,8	3	24
	850,7	2,4	2	26
2000	200	0,6	8	20
	371,1	1,2	7	21
	539,3	1,8	5	24
	707,4	2,4	4	26
1500	156,2	0,6	11	21
	290,5	1,2	10	23
	425,4	1,8	8	25
	557,2	2,4	6	27
1000	114,4	0,6	13	22
	211,4	1,2	12	24
	310,9	1,8	11	27
	408	2,4	9	30
500	72,1	0,6	16	23
	133,3	1,2	15	25
	195,5	1,8	14	29
	257,2	2,4	12	31

Tabla IV.3.3.4.1.- Ángulo de inicio y final de la conducción en función de la potencia absorbida en la entrada del convertidor clásico y de la velocidad.

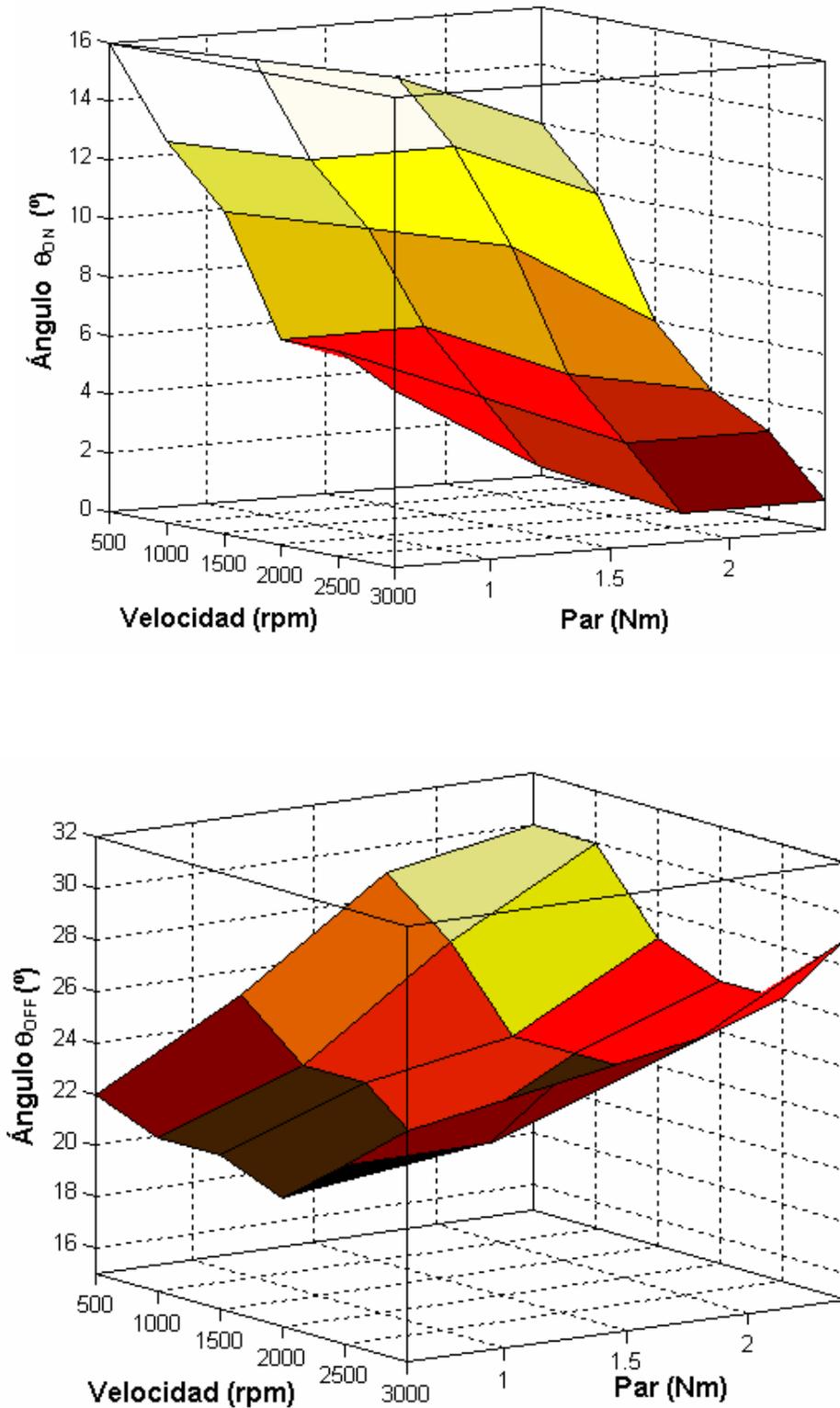


Figura IV.3.3.4.2.- Representa gráfica Par-Velocidad-Ángulo de los interruptores de potencia del convertidor.

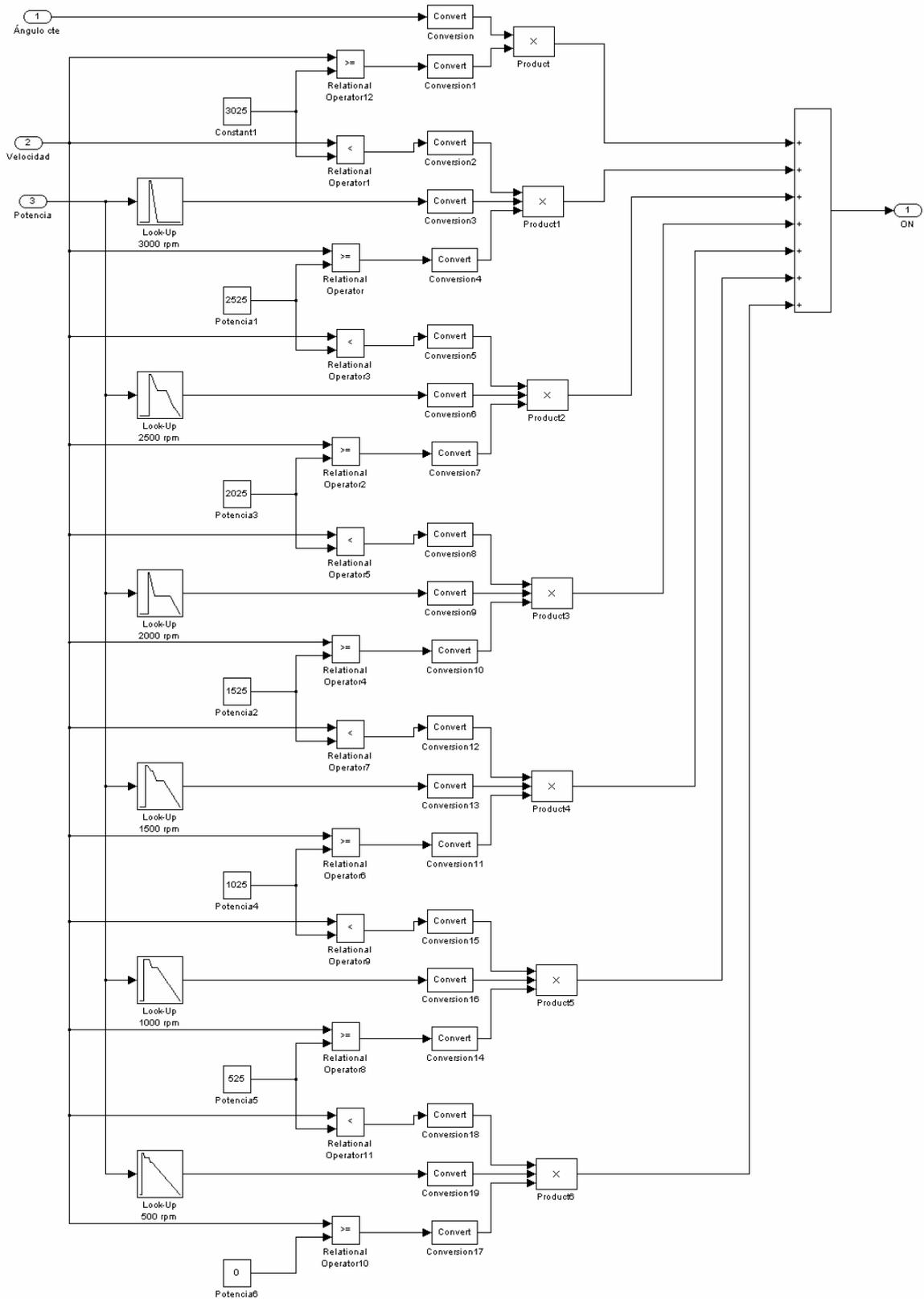


Figura IV.3.3.4.3.- Diagrama de bloques en Matlab-Simulink de la tabla optimizadora de rendimiento, en función de la potencia absorbida en la entrada del convertidor clásico y de la velocidad, que calcula el ángulo θ_{ON} .

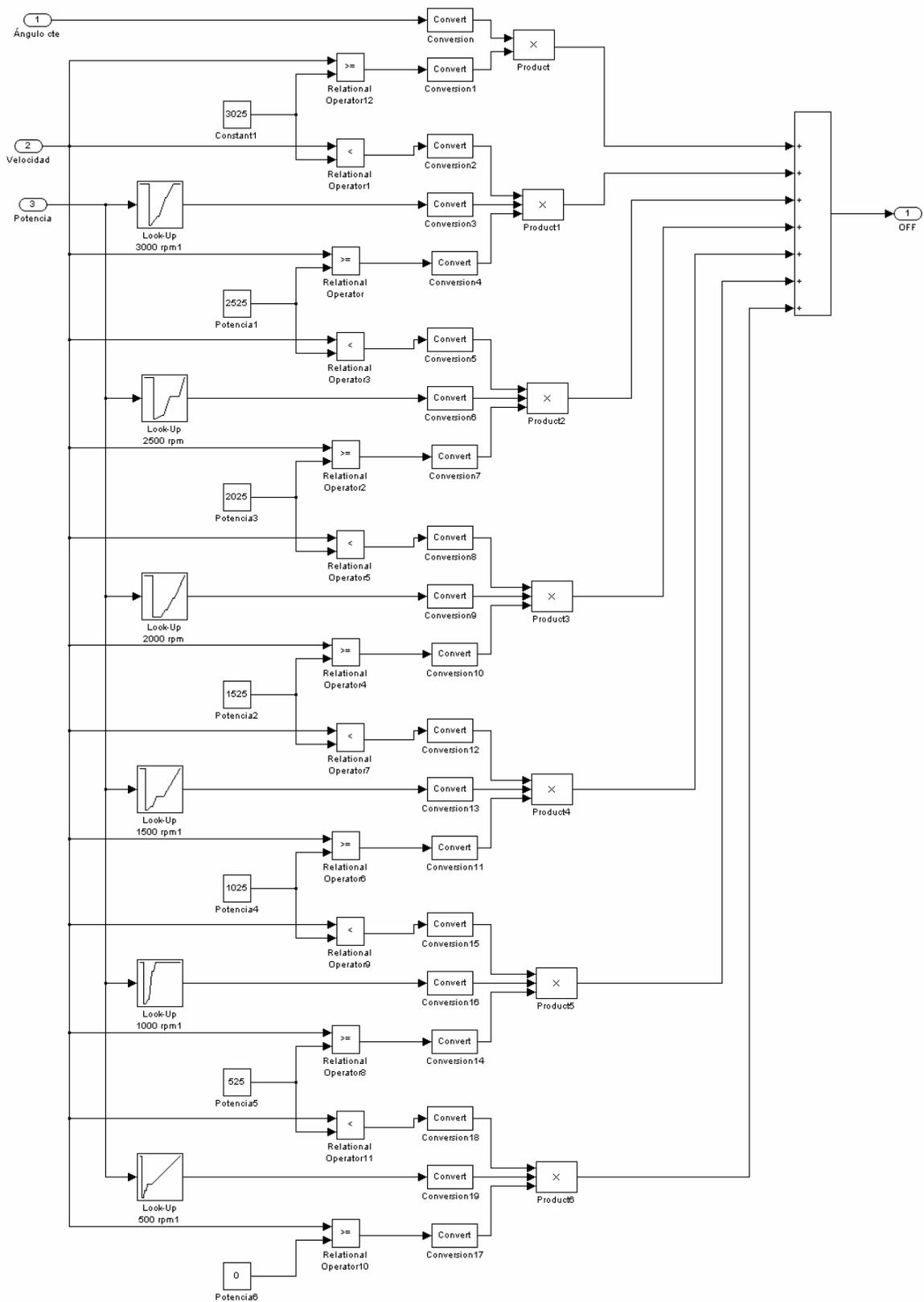


Figura IV.3.3.4.4.- Diagrama de bloques en Matlab-Simulink de la tabla optimizadora de rendimiento, en función de la potencia absorbida en la entrada del convertidor clásico y de la velocidad, que calcula el ángulo θ_{OFF} .

IV.3.4.- Control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y sin realimentación de corriente (PWM).

El control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y sin realimentación de corriente, con ángulos de conmutación constantes se ha realizado utilizando la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM. Este control se ha efectuado mediante el diagrama de bloques de la figura IV.3.4.1.

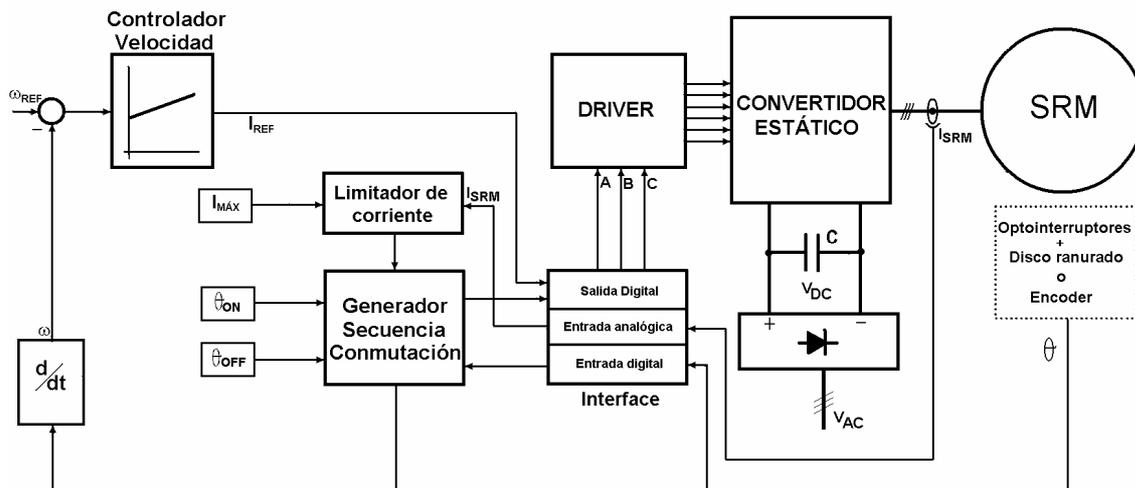


Figura IV.3.4.1. – Diagrama de bloques del control digital del SRM disponiendo de un bucle exterior de velocidad (PI) y sin realimentación de corriente, con ángulos de conmutación constantes.

El Bloque **Regulador PWM** es un subsistema esclavo de la DSP TMS320F240 que permite obtener una señal PWM en función de la señal de referencia (I_{REF}) ó duty cycle y la frecuencia de la señal portadora prefijada, figura IV.3.4.2.

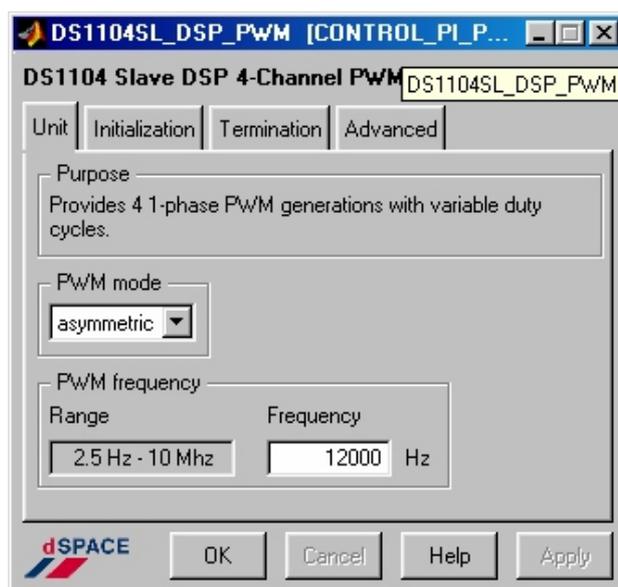


Figura IV.3.4.2. – Regulador PWM utilizando el subsistema esclavo de la DSP TMS320F240.

En este caso la combinación lógica que se realizaba en la salida del generador de secuencia de conmutación (figura IV.3.3.1.4) se realiza en la memoria EPROM 27C64 del interface de acondicionamiento y adaptación de las señales digitales de salida.

El Bloque **Limitador de corriente** se encarga de proteger al motor en el caso de que se produzca alguna anomalía. Este bloque tiene como misión fijar el valor máximo de la corriente que circula por las fases del motor. En la figura IV.3.4.3 puede observarse como se ha construido el limitador de corriente mediante Matlab-Simulink. Este bloque limitador de corriente se puede implementar en todos los controles utilizados anteriormente.

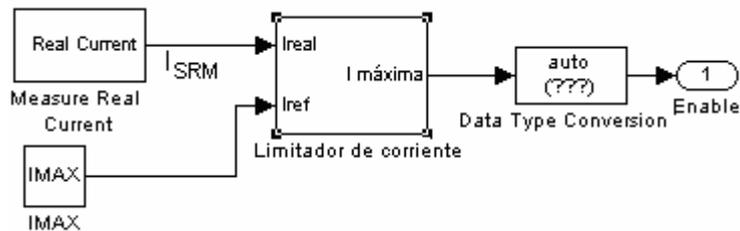


Figura IV.3.4.3. – Bloque limitador de corriente.

IV.4.- Resultados experimentales e influencia del control sobre las características de funcionamiento.

IV.4.1.- Introducción.

A continuación se presentan los resultados obtenidos en la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM cuando en la misma se aplican diferentes alternativas de control del par medio.

En las diferentes alternativas de control de par medio que se aplican se puede observar la influencia de los ángulos de conmutación, ya sean constantes o variables, sobre su característica de funcionamiento como pueden ser el rendimiento y el rizado de par.

Para la realización de estos ensayos se ha utilizado la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM, los dos prototipos de SRM 6/4 y 12/8, anexo I y los bancos de pruebas 3 y 4 descritos en el anexo III.

Se han efectuado pruebas experimentales de funcionamiento, para evaluar la influencia de las diferentes alternativas de control del par medio, sobre magnitudes como la tensión y la corriente de fase, el rendimiento, el par y el rizado de par. También se ha sometido a la plataforma de control digital a numerosos ensayos, trabajando en régimen permanente y dinámico en diferentes condiciones de carga, obteniéndose unos resultados plenamente satisfactorios

IV.4.2.- Funcionamiento del SRM con ángulos de conmutación constantes.

Se ha sometido el control digital, con ángulos de conducción constantes, a numerosos ensayos, utilizando el prototipo de SRM 6/4 y 12/8, anexo I, trabajando en régimen permanente y dinámico en diferentes condiciones de carga. Para realizar estos ensayos se ha utilizado el banco de pruebas descrito en el anexo III. En la figura IV.4.2.1 pueden verse las formas de onda de la tensión y corriente de fase cuando se aplica un control con pulso único a 3550 rpm, aplicando media carga, siendo los ángulos de conmutación constantes de θ_{ON} y θ_{OFF} de 2° y 32° .

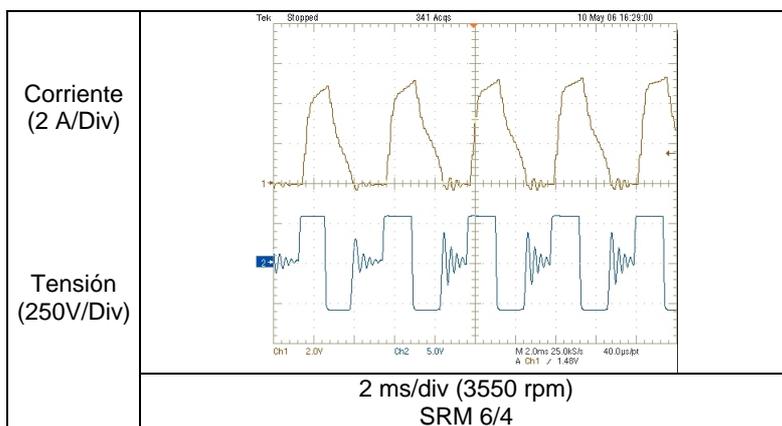


Figura.- IV.4.2.1. – Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 aplicando un control con pulso único.

En la figura IV.4.2.2 pueden verse las formas de onda de la tensión y corriente de fase cuando se aplica un control de histéresis a 2000 rpm, trabajando el motor a plena carga, siendo los ángulos de conducción constantes de θ_{ON} y θ_{OFF} de 2° y 32° respectivamente.

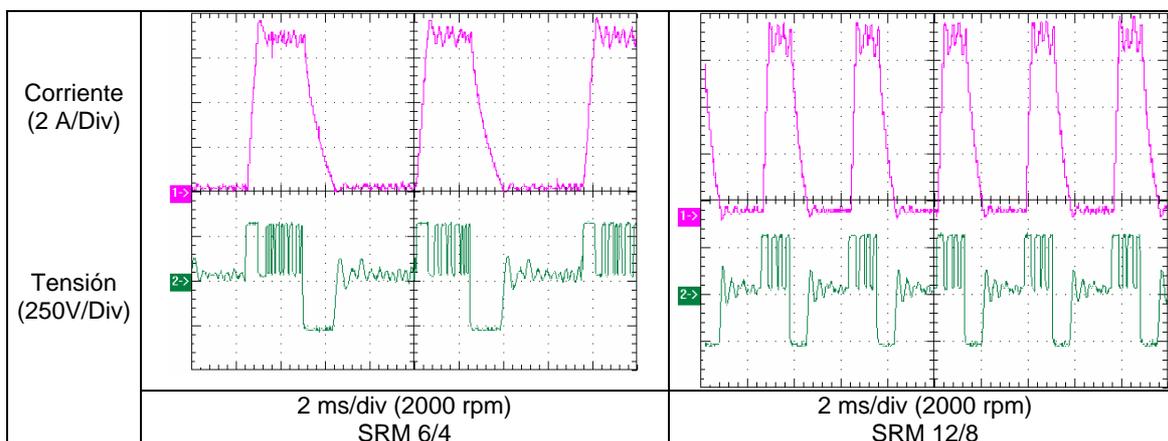


Figura.- IV.4.2.2. – Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 y 12/8 aplicando un control de histéresis.

En el control con pulso único la frecuencia de conmutación de los interruptores de estado sólido es baja (no hay troceado de corriente), sin embargo, cuando se aplica un control de histéresis los interruptores del convertidor conmutan a una frecuencia que depende de la corriente de referencia y de la banda de histéresis seleccionada.

En la figura IV.4.2.3 se presenta la respuesta de la velocidad utilizando los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 para valores de consigna que varían de 500 rpm en 500 rpm (0 a 2000 rpm), en control de histéresis y a un cuarto de carga.

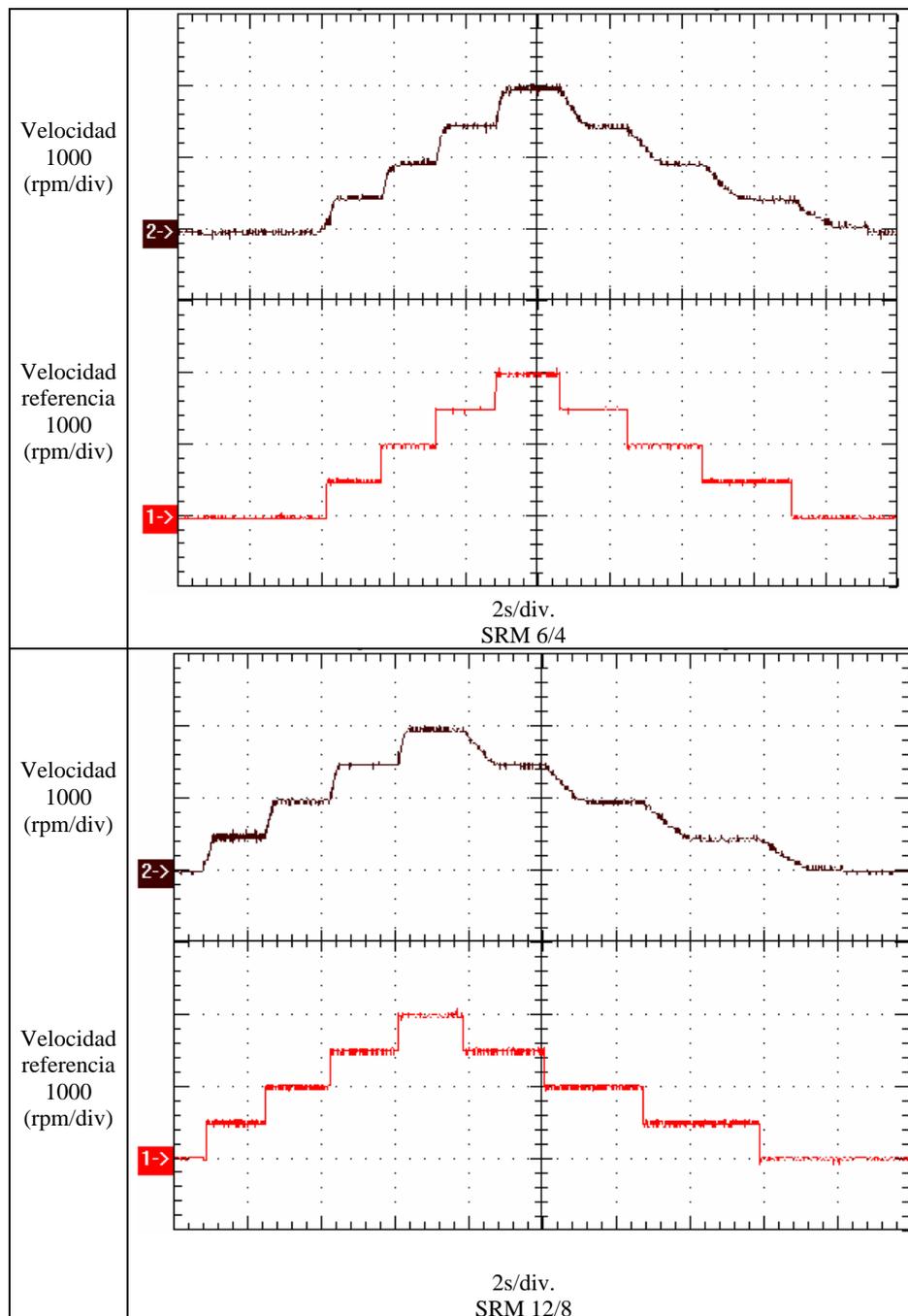


Figura.- IV.4.2.3. – Respuesta de velocidad frente a variaciones escalonadas de la señal de consigna en el prototipo de SRM 6/4 y 12/8, bajo unas especificadas condiciones de carga.

En la figura IV.4.2.4 se observa el transitorio en el prototipo de SRM 6/4 y 12/8 ante un cambio brusco de carga, de vacío a par nominal trabajando el motor a 2000 rpm.

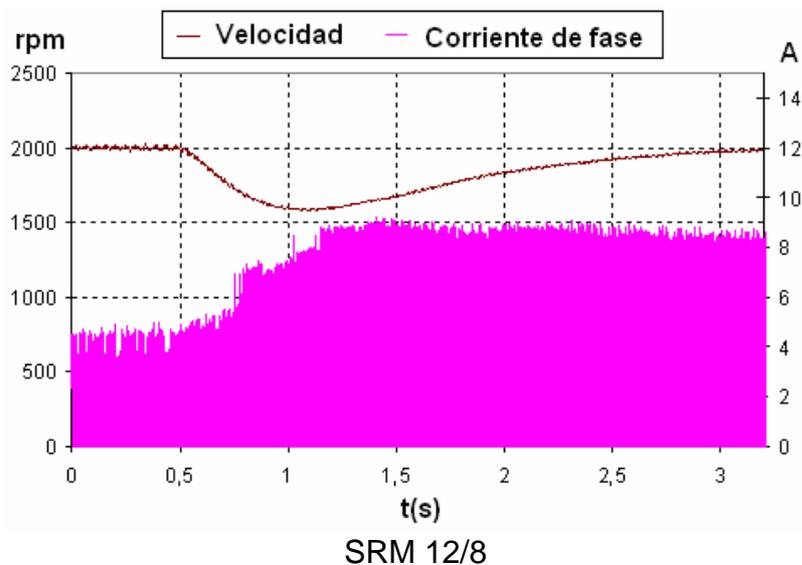
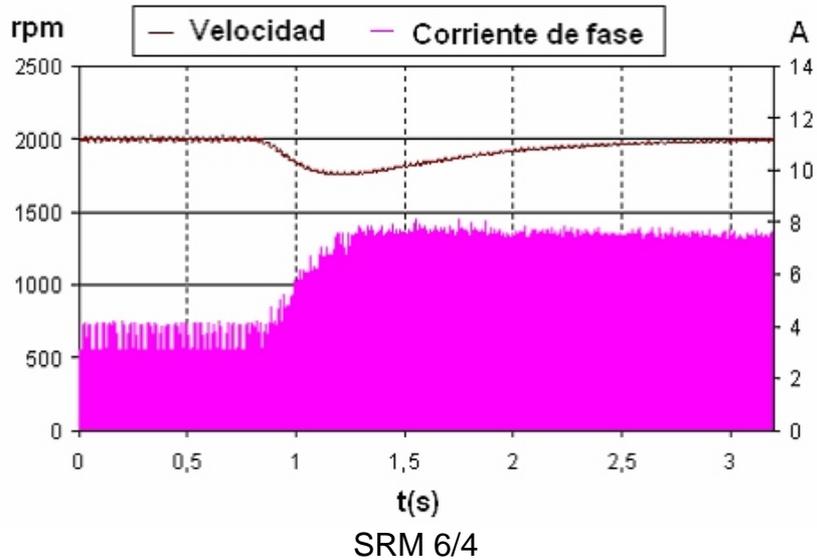


Figura.- IV.4.2.4.- Transitorio de cambio brusco de carga (de vacío a par nominal 2,4 Nm), velocidad de consigna 2000 rpm.

El rendimiento en función de la velocidad, con ángulos de conducción constantes (ángulo de inicio y final de conducción 2° y 32°), para un SRM 6/4 trabajando en diferentes condiciones de carga se muestra en la figura IV.4.2.5

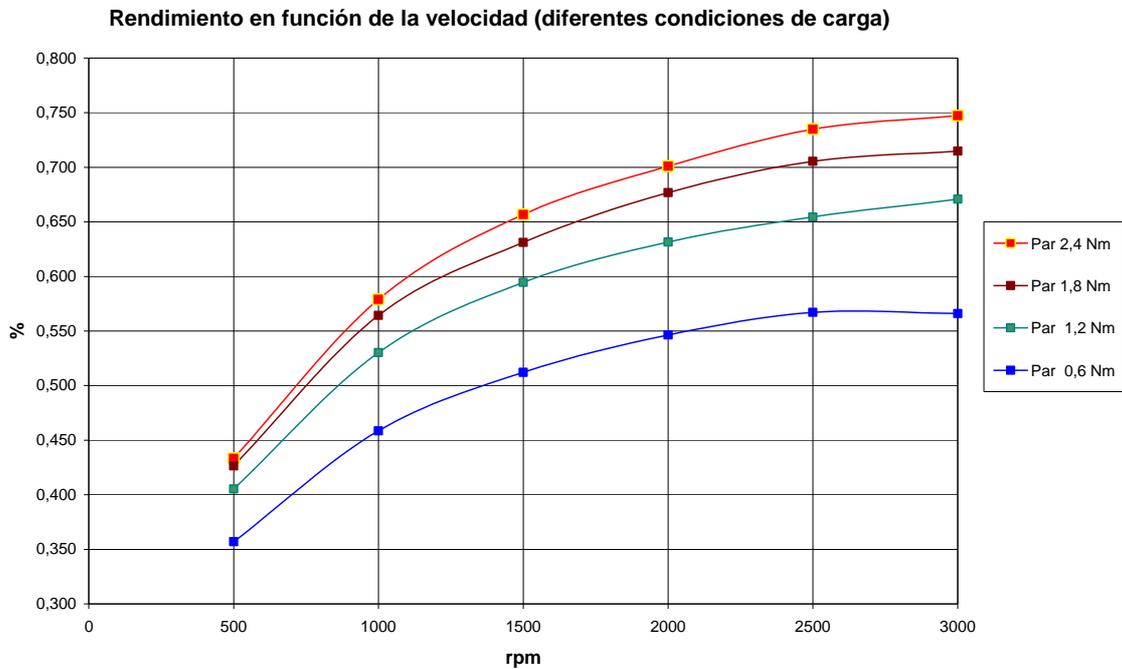


Figura.- IV.4.2.6. – Rendimiento de un SRM 6/4 en función de la velocidad trabajando el motor en diferentes condiciones de carga y siendo los ángulos de inicio y final de conducción de 2° y 32° .

IV.4.3.- Funcionamiento del SRM con ángulos de conmutación variables.

Se ha sometido el control digital, con ángulos de conmutación variables, a numerosos ensayos, utilizando el prototipo de SRM 6/4, anexo I, trabajando en régimen permanente y dinámico en diferentes condiciones de carga. Para realizar estos ensayos se ha utilizado el banco de pruebas descrito en el anexo III.

Se ha ensayado el control digital, utilizándose un control en cascada con un lazo exterior de velocidad (regulador PI) y otro interior de corriente (regulador de histéresis), con ángulos de conducción variables. El ángulo de inicio a la conducción se ha calculado mediante la regla de Bose y el ángulo de bloqueo se ha determinado en base a la teoría del ángulo óptimo de bloqueo de Gribble (utilizando el bloque calculador del ángulo de disparo). En la figura IV.4.3.1. se puede ver las formas de onda de la tensión y corriente de fase de un SRM 6/4, a 2000 rpm y trabajando a plena carga, cuando se aplica este control.

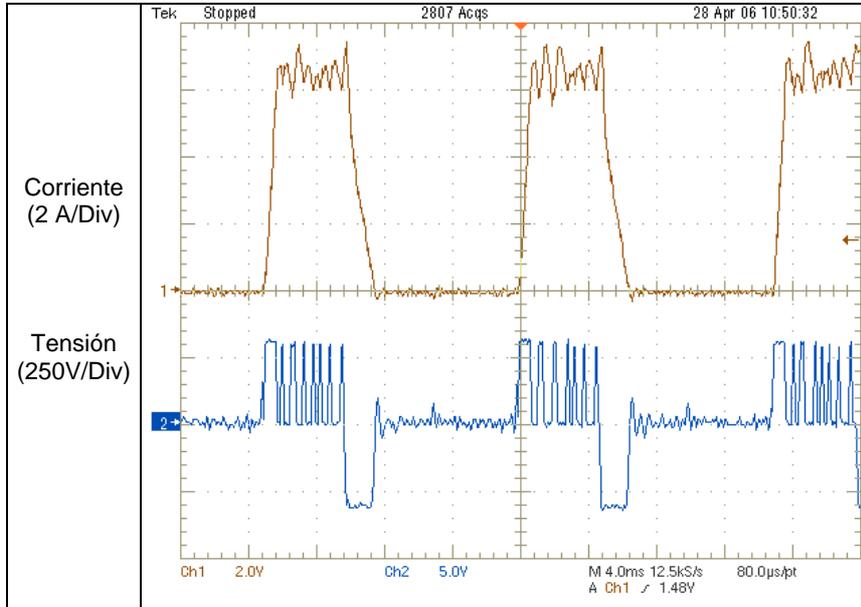


Figura.- IV.4.3.1. – Formas de onda de tensión y corriente en el SRM 6/4 aplicando un control de histéresis con ángulos de conmutación variables (Bose-Gribble)

En la figura IV.4.3.2, se puede observar como va variando el ángulo de inicio de la conducción en función de la velocidad y la carga del motor cuando aplicamos las reglas de Bose y Gribble.

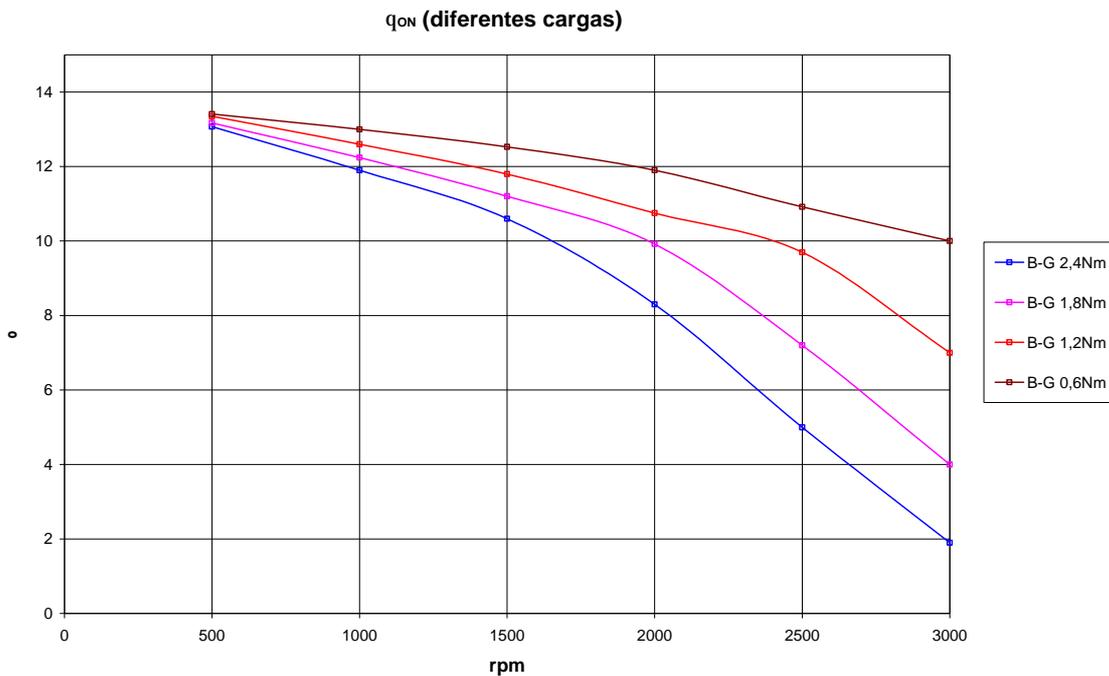


Figura.- IV.4.3.2. – Comparación del ángulo de inicio a la conducción en función de la velocidad, para diferentes cargas, calculado mediante las reglas de Bose y Gribble.

En la figura IV.4.3.3 se puede observar como va variando el ángulo de bloqueo en función de la velocidad y la carga del motor cuando aplicamos las reglas de Bose y Gribble.

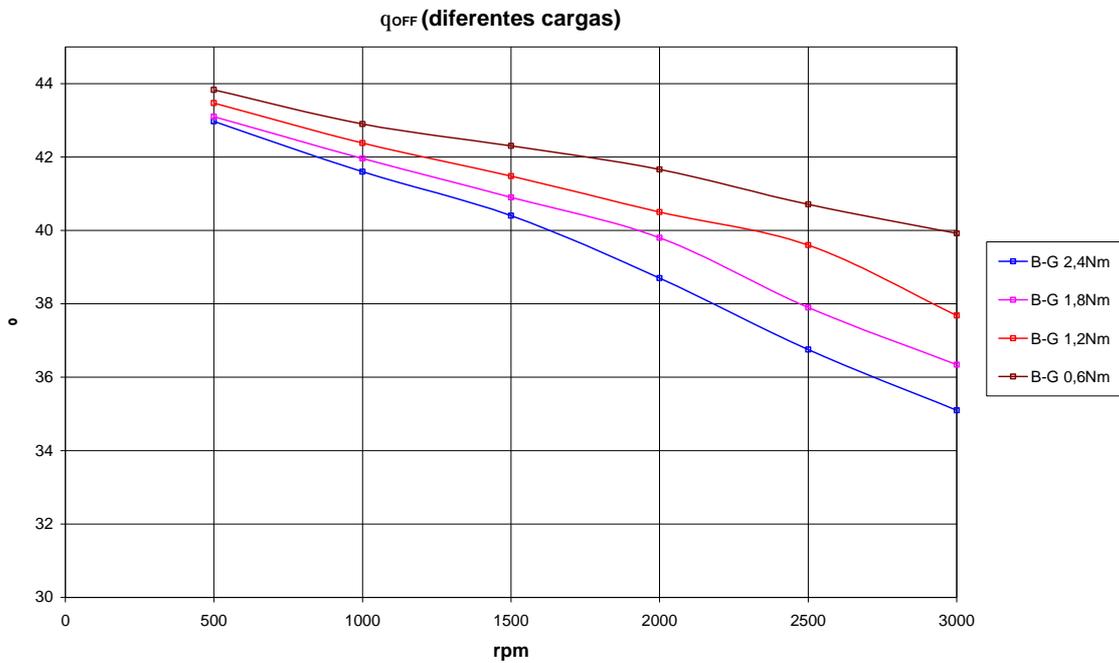


Figura.- IV.4.3.3. – Comparación del ángulo de bloqueo en función de la velocidad, para diferentes cargas, calculado mediante las reglas de Bose y Gribble.

En la figura IV.4.3.4 se puede observar como va variando el ángulo de conducción en función de la velocidad y la carga del motor cuando aplicamos las reglas de Bose y Gribble.

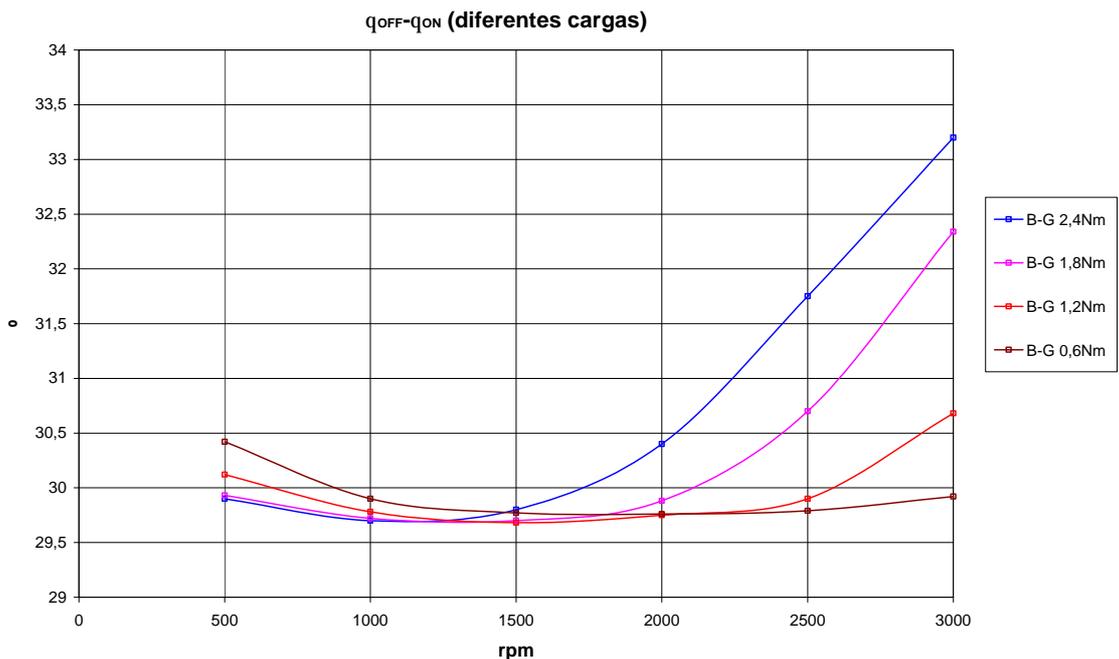


Figura.- IV.4.3.4. – Comparación del ángulo de conducción en función de la velocidad, para diferentes cargas, calculado mediante las reglas de Bose y Gribble.

En la figura IV.4.3.5. se muestran las formas de onda del par y de la corriente de fase funcionando en régimen permanente con una carga de 2,4 Nm a 750 rpm,

con ángulos de conducción variables. Siendo los ángulos de inicio y final de la conducción de $12,72^\circ$ y $42,82^\circ$ respectivamente para estas condiciones de funcionamiento.

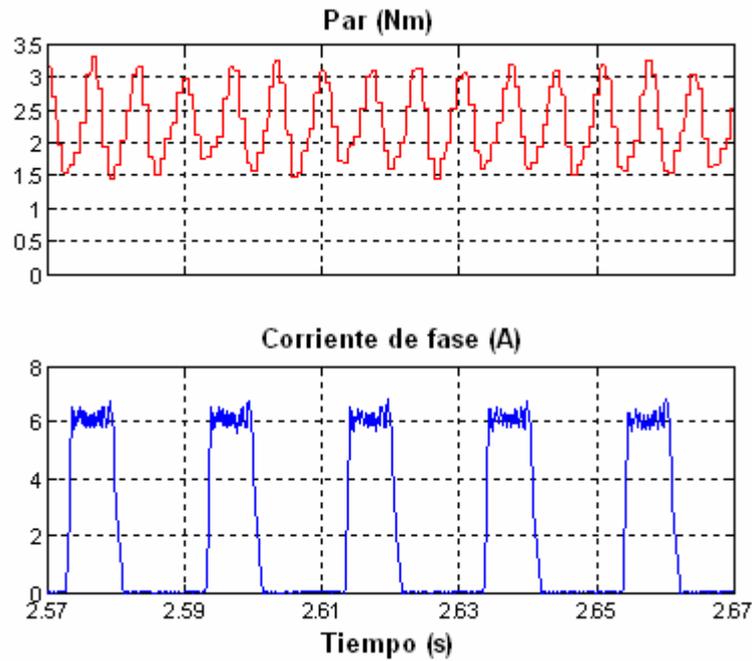


Figura.- IV.4.3.5. – Formas de onda del par y de la corriente de fase en el SRM 6/4, aplicando un control de histéresis con ángulos de conmutación variables (Bose-Gribble). Par medio 2,4 Nm, velocidad de consigna 750 rpm (ángulo de conducción de $30,1^\circ$)

El rendimiento en función de la velocidad, aplicando la regla de Bose y la teoría de Gribble, para diferentes condiciones de carga se ha representado en la figura IV.4.3.6.

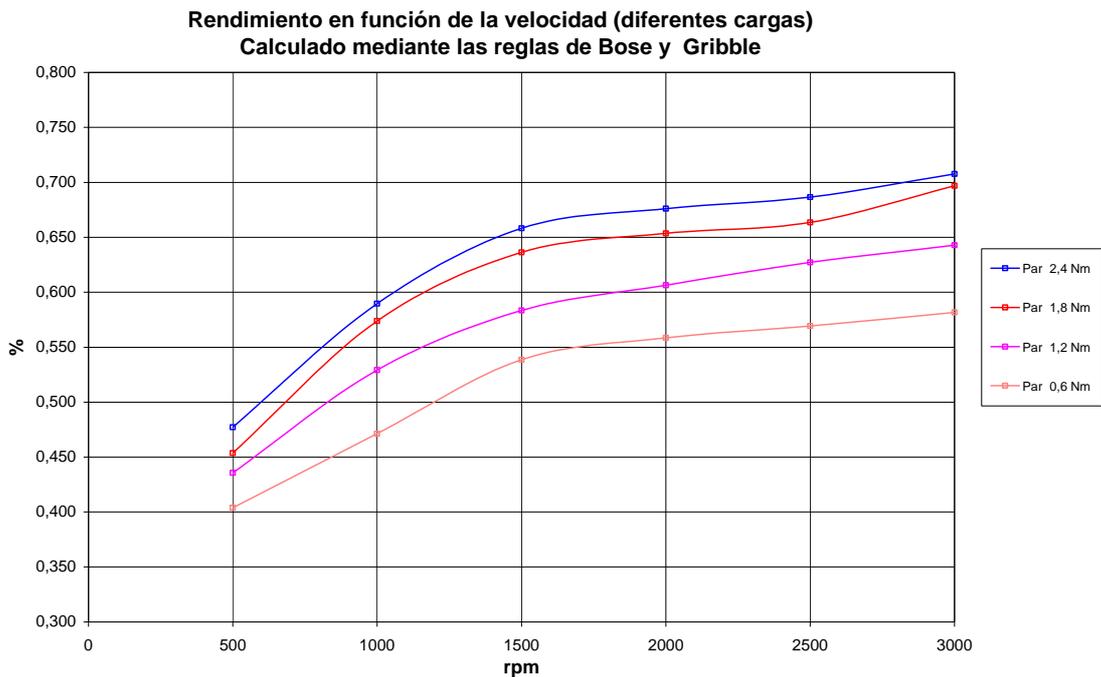


Figura.- IV.4.3.6. – Rendimiento en función de la velocidad para diferentes cargas calculado mediante las reglas de Bose y Gribble.

En la figura IV.4.3.7 se representa la respuesta de la velocidad del SRM 6/4 para valores de consigna que varían de 500 rpm en 500 rpm, en el control de histéresis con ángulos de conmutación variables (Bose-Gribble) y a un cuarto de carga.

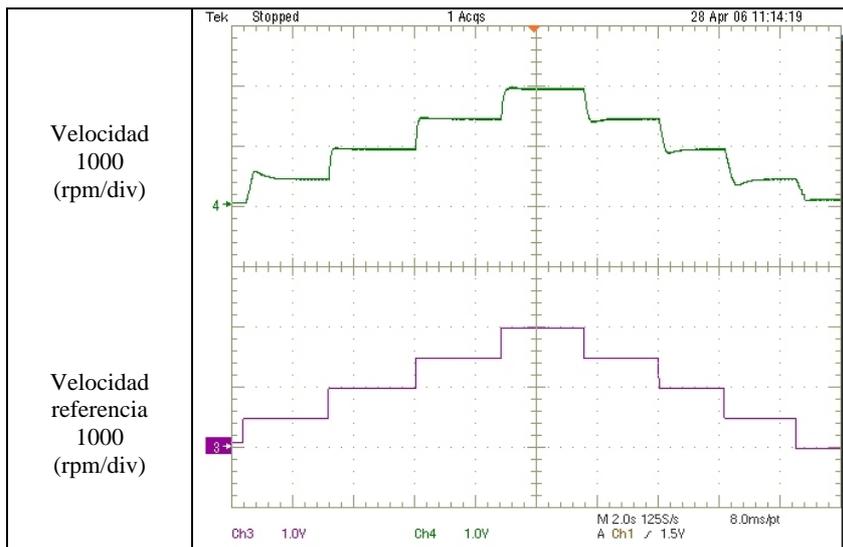


Figura.- IV.4.3.7. – Respuesta de velocidad frente a variaciones escalonadas de la señal de consigna en el prototipo de SRM 6/4, aplicando un control de histéresis con ángulos de conmutación variables (Bose-Gribble) y a un cuarto de carga.

En la figura IV.4.3.8 se observa el transitorio en el prototipo de SRM 6/4 ante un cambio brusco de carga, de vacío a par nominal trabajando el motor a bajas velocidades, cuando se aplica un control de histéresis con ángulos de conmutación variables (Bose-Gribble).

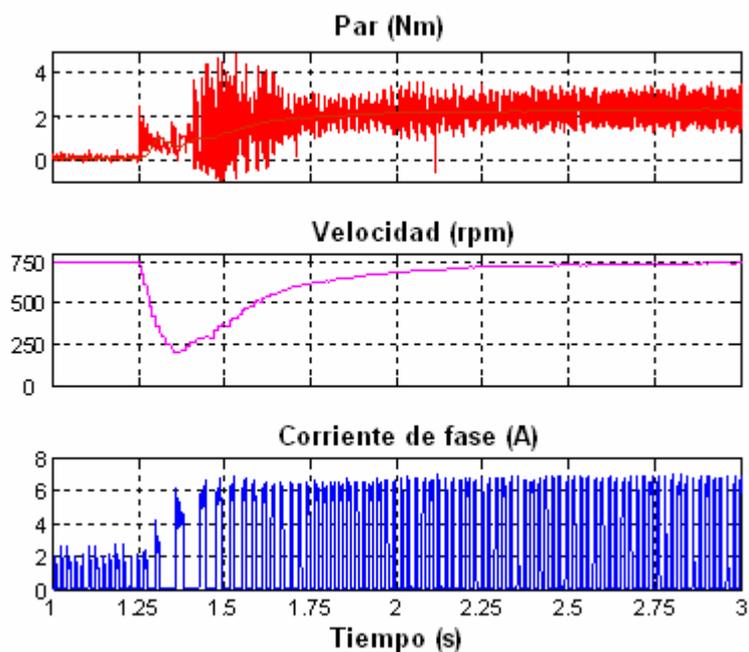


Figura.- IV.4.3.8. – Transitorio de cambio brusco de carga, de vacío a par nominal 2,4 Nm, velocidad de consigna 750 rpm en el prototipo de SRM 6/4, aplicando un control de histéresis con ángulos de conmutación variables (Bose-Gribble).

La respuesta transitoria a una repentina disminución de la carga en el mismo motor, de par nominal a vacío se muestra en la figura IV.4.3.9

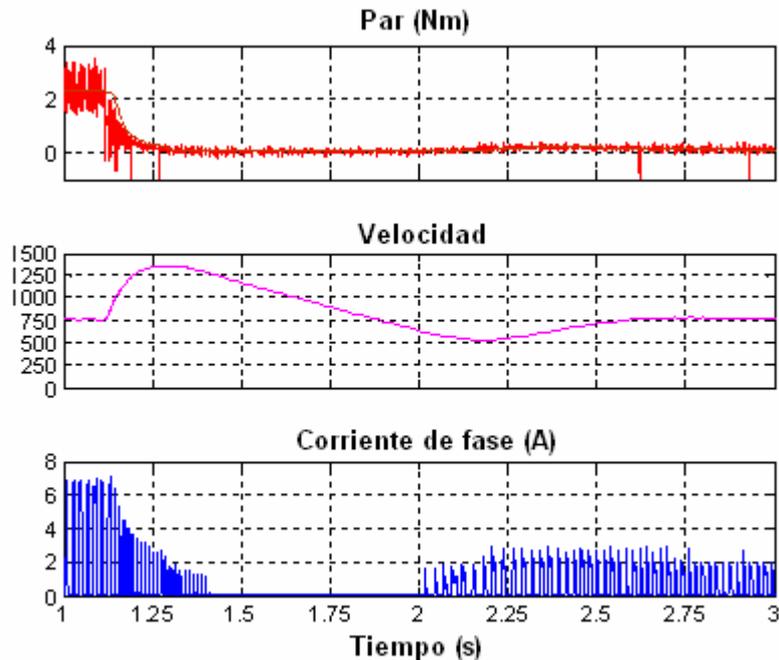


Figura.- IV.4.3.9. – Transitorio de pérdida brusca de carga, de par nominal 2,4 Nm a vacío, velocidad de consigna 750 rpm en el prototipo de SRM 6/4, aplicando un control de histéresis con ángulos de conmutación variables (Bose-Gribble).

En estas dos últimas figuras la consigna de velocidad es la misma, viéndose en ambas la evolución del par, la velocidad y la corriente de fase comprobándose que ante las variaciones bruscas de carga el accionamiento tiende a restablecer rápidamente la velocidad de consigna.

IV.4.4.- Funcionamiento del SRM optimizando el rendimiento.

Se ha ensayado el accionamiento SRM con control en línea de los ángulos de inicio y de bloqueo de la conducción para aplicaciones con velocidad variable optimizando el rendimiento, utilizándose un control en cascada con un lazo exterior de velocidad (regulador PI) y otro interior de corriente (control de histéresis), con ángulos de conducción variables. En el control con ángulos de conducción variables se ha utilizado el bloque de optimización de rendimiento que solamente puede trabajar en un funcionamiento estable. En estas condiciones el par y la velocidad se mantienen constantes y por lo tanto la potencia útil del motor también se mantiene constante. El **bloque optimizador de rendimiento** actúa modificando los ángulos de conducción del motor con la finalidad de disminuir la corriente de entrada del SRM. Si se reduce la corriente de entrada del motor y se mantiene constante la tensión de alimentación en el bus de continua se consigue reducir la potencia absorbida del motor y por consiguiente aumentar el rendimiento del mismo. Los ángulos de inicio y final del ángulo de conducción van variando hasta obtener un ángulo de conducción donde la corriente de entrada o potencia de entrada sea mínimo.

En la figura IV.4.4.1 se muestra como opera el bloque optimizador de rendimiento observándose como varía el ángulo de inicio y final de conducción, la potencia de entrada del accionamiento, la corriente de referencia y la velocidad cuando el motor está trabajando a media carga (1,2 Nm) y a una velocidad de consigna de 1000 rpm. En la misma se puede calcular el rendimiento que pasa de un 55,5%, en el instante inicial, al 60,1% aproximadamente 110 segundos después.

En la figura IV.4.4.2 se muestra como opera el bloque optimizador de rendimiento observándose como varía el ángulo de inicio y final de conducción, la potencia de entrada del accionamiento, la corriente de referencia y la velocidad cuando el motor está trabajando a plena carga (2,4 Nm) y a una velocidad de consigna de 2000 rpm. En este caso, el rendimiento pasa de un 66,8 % a un 71,8 % aproximadamente 28 segundos después.

Es importante remarcar que el incremento de rendimiento también depende del valor inicial de los ángulos de conducción. Además, este método de optimización de rendimiento permite obtener buenos resultados con bajas cargas y trabajando a medias o bajas velocidades. En el caso de altas cargas y altas velocidades el margen de maniobra del algoritmo es muy pequeño y los valores iniciales del ángulo de inicio y final de conducción, están muy próximos a los que les corresponde el rendimiento óptimo.

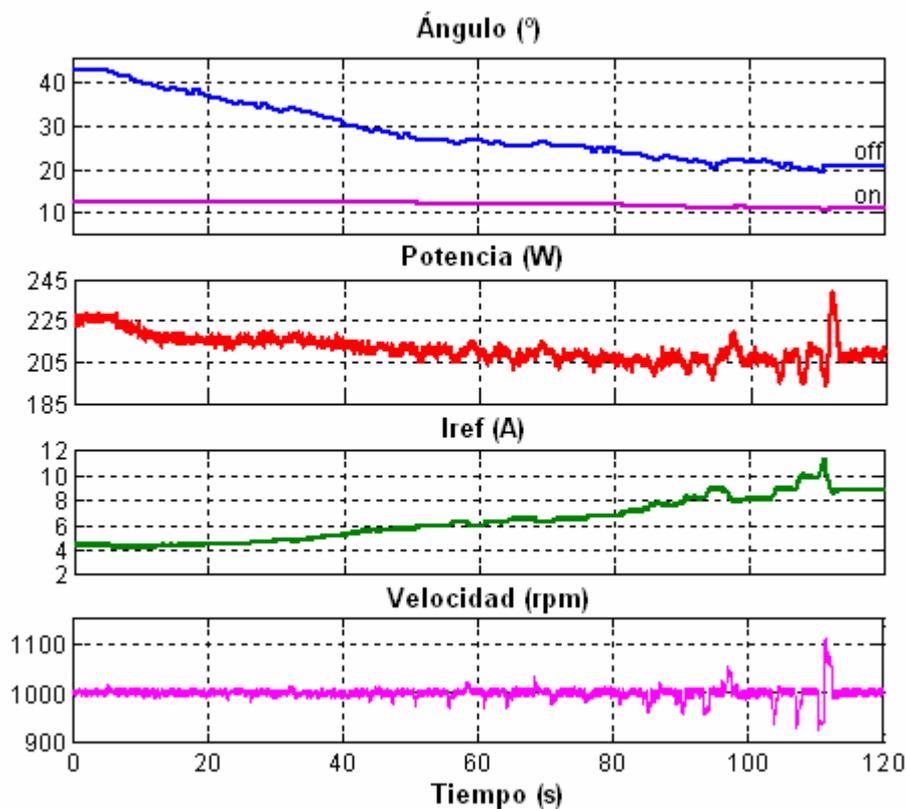


Figura.- IV.4.4.1. – Valores obtenidos en el funcionamiento del bloque optimizador de rendimiento cuando el motor trabaja a media carga (1,2 Nm) y una velocidad de 1000 rpm.

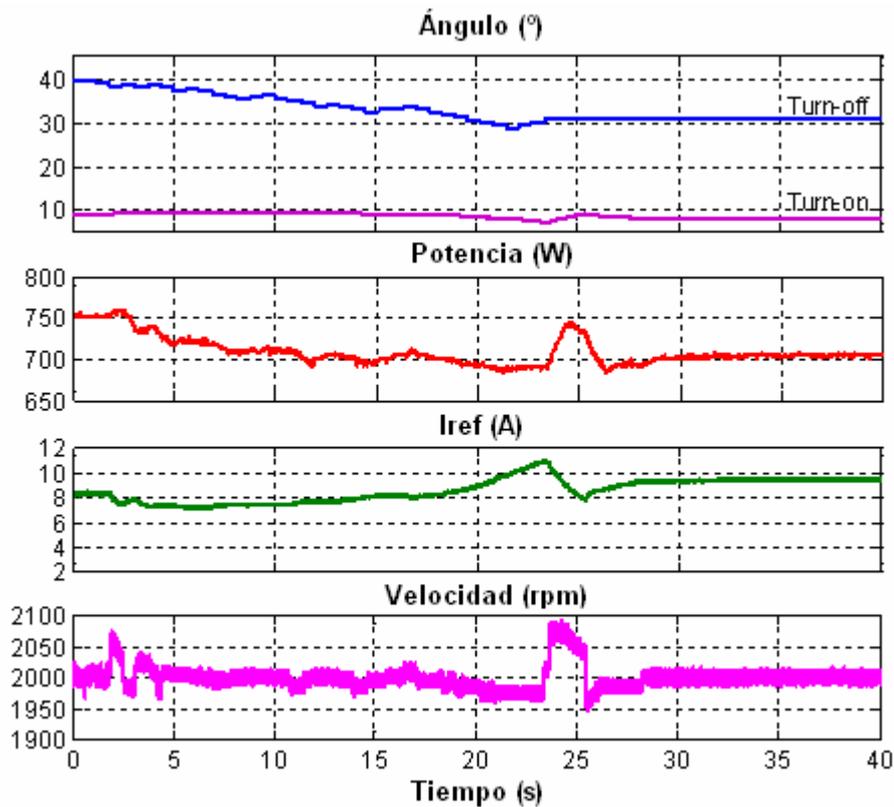


Figura.- IV.4.4.2. – Valores obtenidos en el funcionamiento del bloque optimizador de rendimiento cuando el motor trabaja a plena carga (2,4 Nm) y una velocidad de 2000 rpm.

Otra alternativa es utilizar, en lugar del algoritmo optimizador de rendimiento, unas **tablas** que sean las **que optimicen el rendimiento en función de la potencia absorbida** en el bus de continua y de la velocidad. Este método consiste, como se ha comentado anteriormente, en dividir la zona de funcionamiento en diferentes franjas de trabajo que dependen de la velocidad y de la carga del motor.

En la figura IV.4.4.3, se puede observar como va variando el ángulo de inicio de la conmutación en función de la velocidad y la carga del motor cuando aplicamos las tablas de rendimiento optimizado.

En la figura IV.4.4.4, se puede observar como va variando el ángulo de final de la conmutación en función de la velocidad y la carga del motor cuando aplicamos las tablas de rendimiento optimizado.

En la figura IV.4.4.5, se puede observar como va variando el ángulo de conducción en función de la velocidad y la carga del motor cuando aplicamos las tablas de rendimiento optimizado.

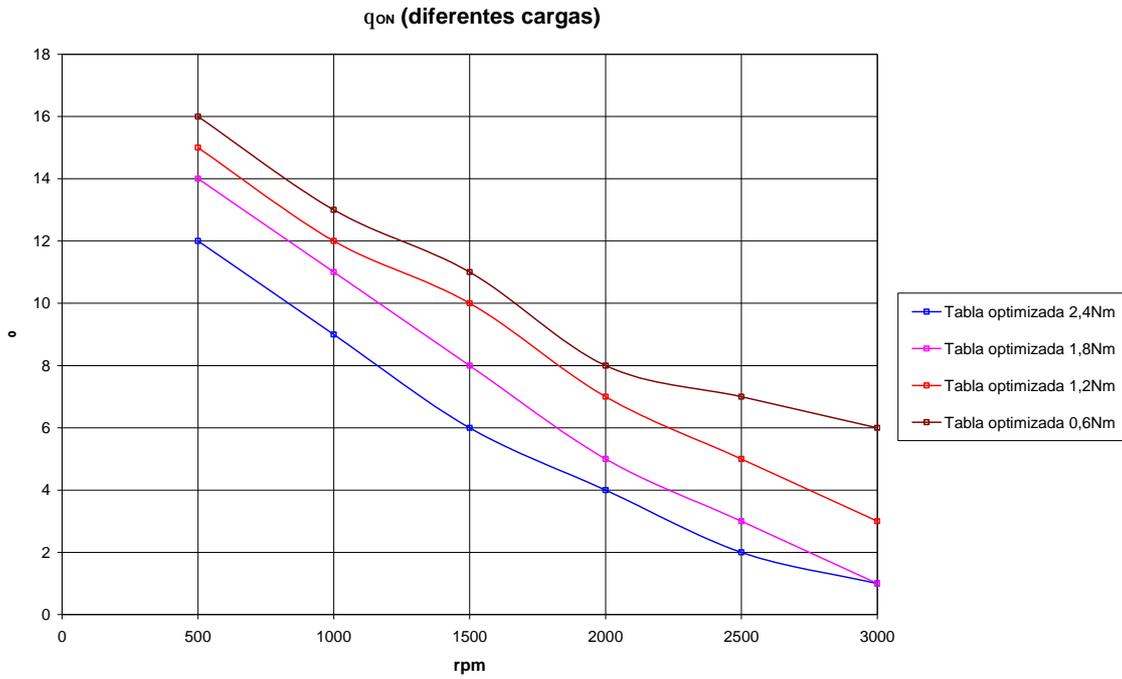


Figura.- IV.4.4.3. – Comparación del ángulo de inicio a la conducción en función de la velocidad, para diferentes cargas, calculado mediante tablas que optimizan el rendimiento.

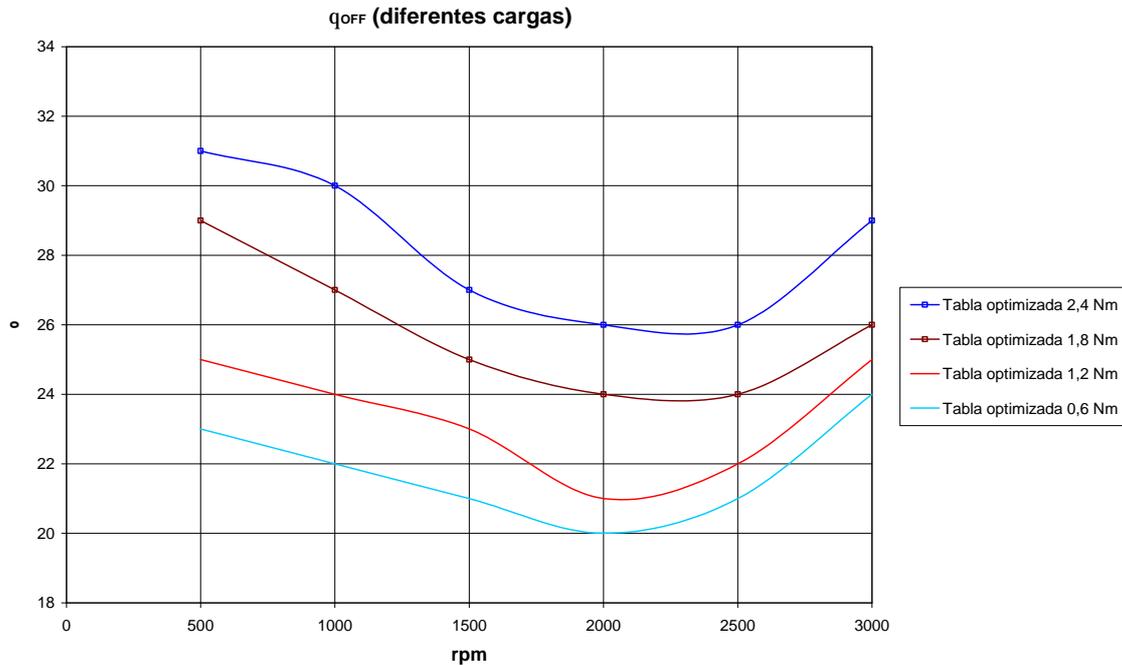


Figura.- IV.4.4.4. – Comparación del ángulo de bloqueo en función de la velocidad, para diferentes cargas, calculado mediante tablas que optimizan el rendimiento.

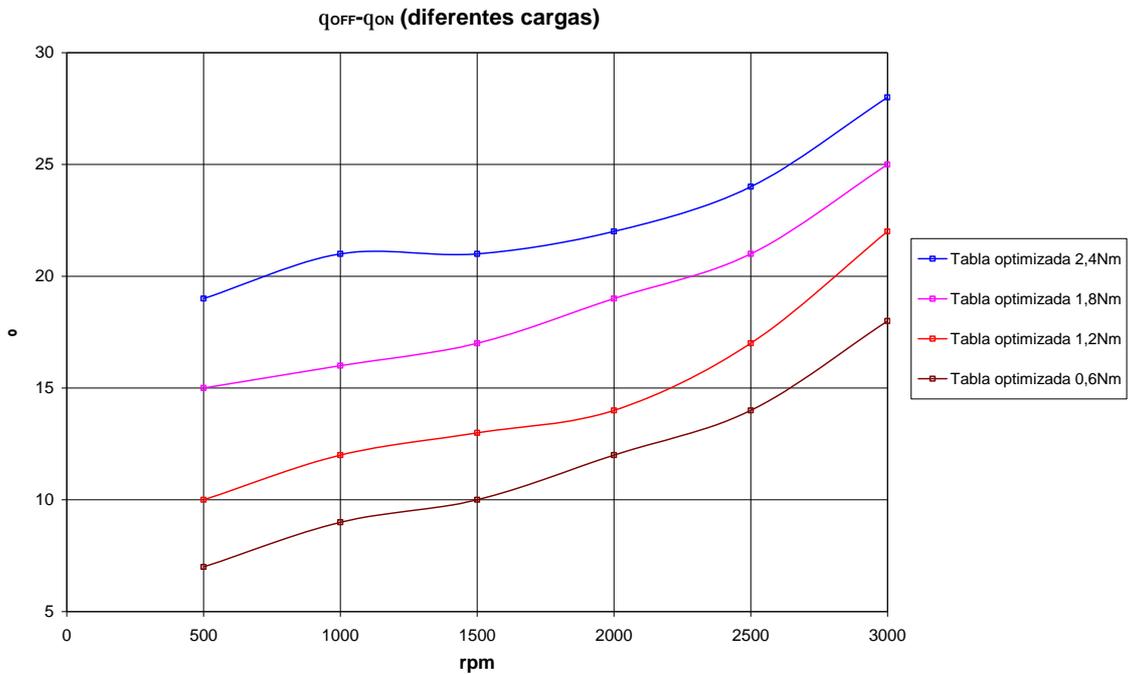


Figura.- IV.4.4.5. – Comparación del ángulo de conducción en función de la velocidad, para diferentes cargas, calculado mediante tablas que optimizan el rendimiento.

En la figura IV.4.4.6 se representa la respuesta de la velocidad del SRM 6/4 para valores de consigna que varían de 500 rpm en 500 rpm, en el control de histéresis con ángulos de conmutación variables, utilizando la tabla que optimiza el rendimiento y a un cuarto de carga.

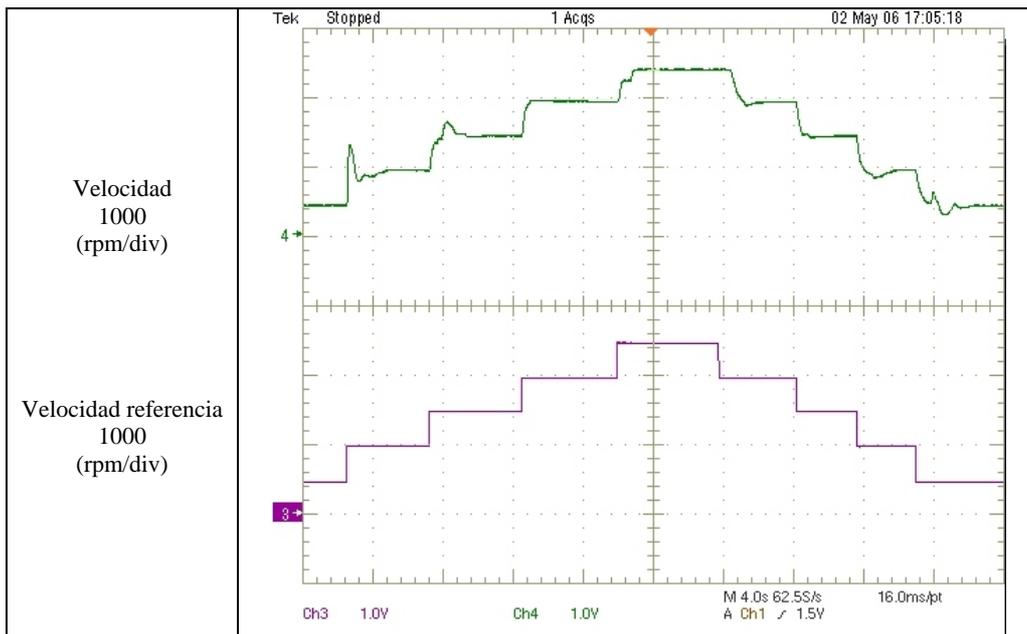


Figura.- IV.4.4.6. – Respuesta de velocidad frente a variaciones escalonadas de la señal de consigna en el prototipo de SRM 6/4, aplicando un control de histéresis con ángulos de conmutación variables, utilizando la tabla que optimiza el rendimiento y a un cuarto de carga.

IV.4.5.- Comparación del rendimiento entre un SRM y un accionamiento con motor de inducción.

Para evaluar el rendimiento del SRM se ha utilizado el bloque optimizador, las tablas que optimizan el rendimiento en función de la potencia, el algoritmo de cálculo propuesto por Bose-Gribble y el control con ángulos constantes y se ha comparado con el rendimiento obtenido en un motor de inducción comercial con control vectorial (IM), anexo I. Es importante señalar que el motor de inducción no es un motor de elevada eficiencia y que el SRM no ha sido diseñado para optimizar el rendimiento. Los resultados de dicha comparación se pueden ver en la figura IV.4.5.1, figura IV.4.5.2 y figura IV.4.5.3 donde se puede observar que el rendimiento del SRM en todos los controles y todas las condiciones de carga es superior al obtenido en el motor de inducción con control vectorial (IM), especialmente en condiciones de carga y velocidad bajas.

En todas las velocidades y condiciones de carga el máximo rendimiento se obtiene utilizando el algoritmo optimizador de rendimiento o la tabla optimizadora de rendimiento. Para valores de par elevados y velocidades elevadas la segunda mejor opción es con el control con ángulos constantes, sin embargo a medida que se reduce la velocidad éste es superado claramente por el control Bose-Gribble.

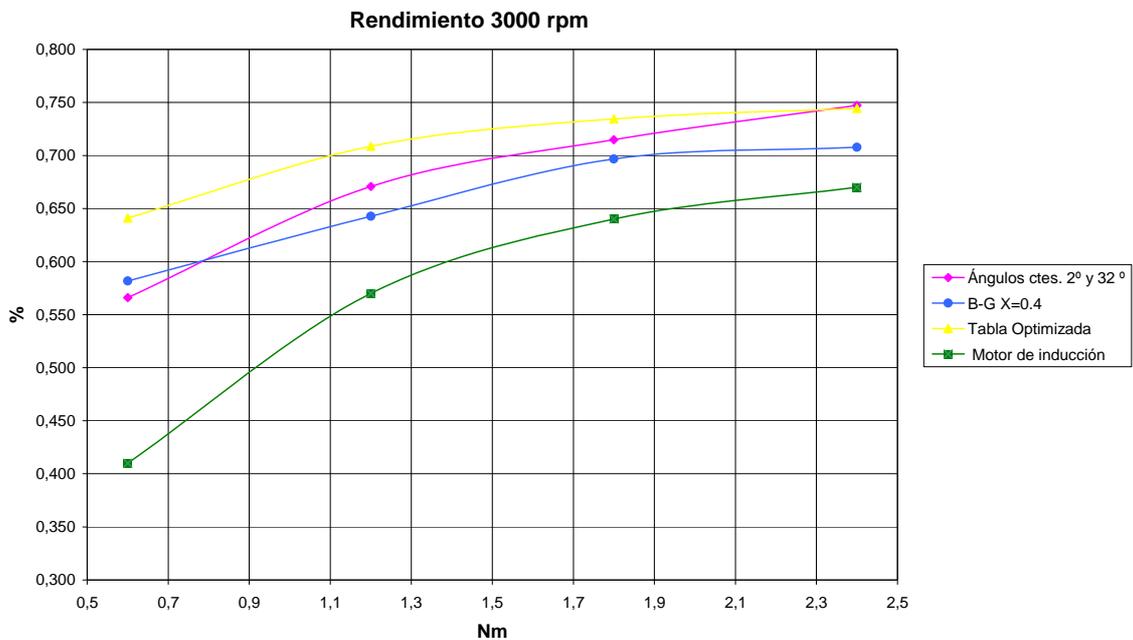


Figura.- IV.4.5.1. – Rendimiento del SRM6/4 en función de la carga para una velocidad de 3000 rpm. Comparación de los resultados obtenidos aplicando diferentes estrategias de control.

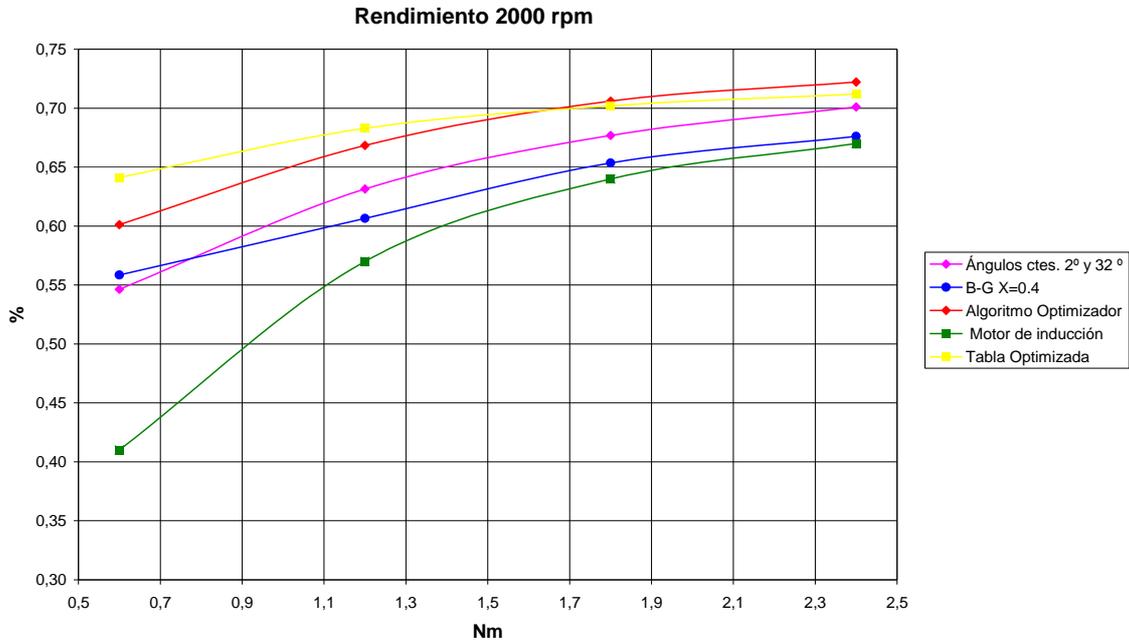


Figura.- IV.4.5.2. – Rendimiento del SRM6/4 en función de la carga para una velocidad de 2000 rpm. Comparación de los resultados obtenidos aplicando diferentes estrategias de control.

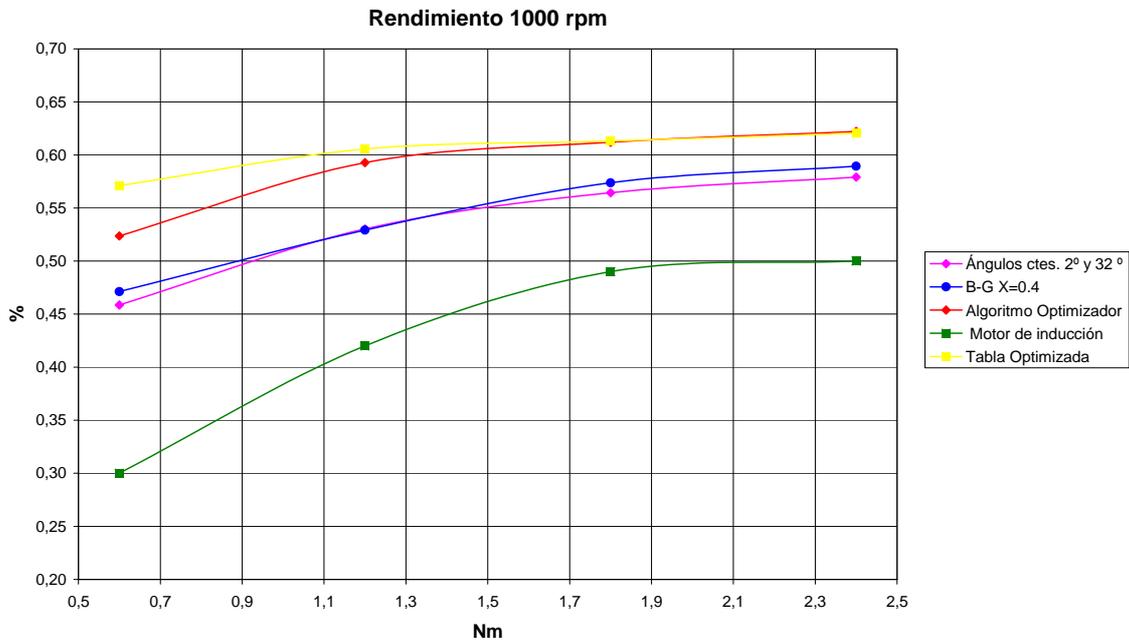
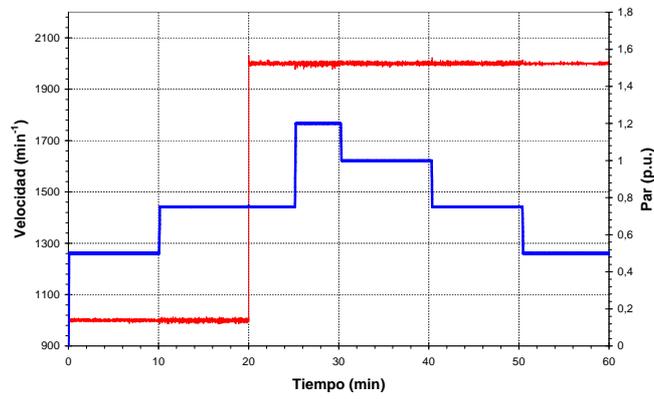
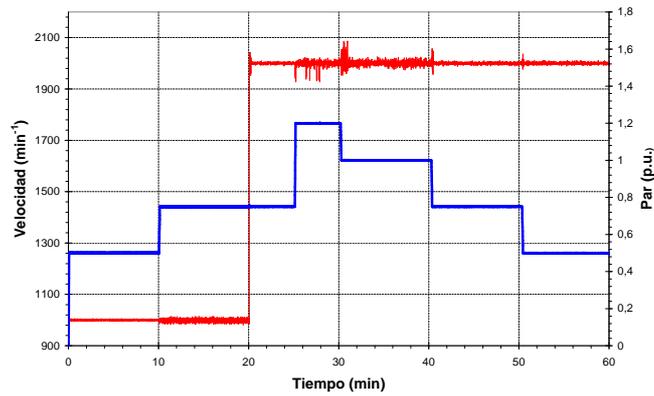


Figura.- IV.4.5.3. – Rendimiento del SRM6/4 en función de la carga para una velocidad de 1000 rpm. Comparación de los resultados obtenidos aplicando diferentes estrategias de control.

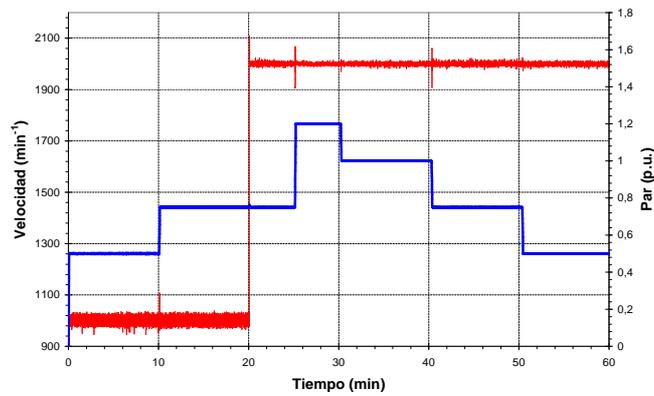
También se ha comparado el funcionamiento del SRM, aplicando diferentes estrategias de control, con el motor de inducción comercial con control vectorial (IM) trabajando en unas determinadas condiciones de velocidad (1000 y 2000 rpm) y carga durante un tiempo determinado (ciclo de trabajo de 60 y 45 minutos respectivamente), figura IV.4.5.4 y figura IV.4.5.5. 1 p.u es igual a 2,4 Nm.



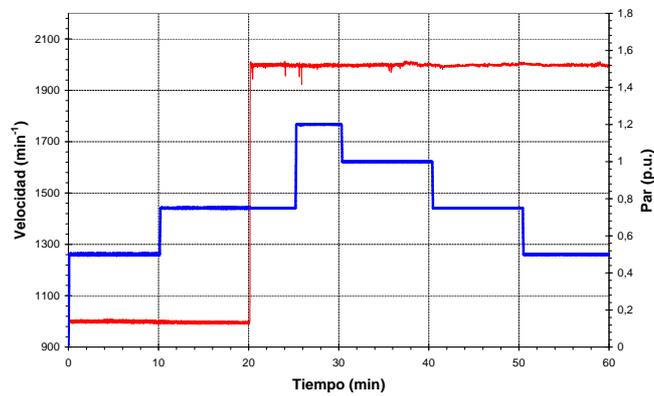
Ángulos Constantes (2°y 32°)



Control con ángulos variables (Bose-Gribble)

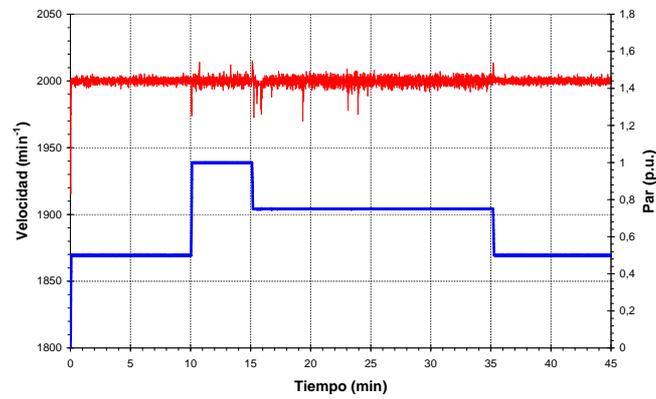


Ángulos variables (Tabla con rendimiento optimizado)

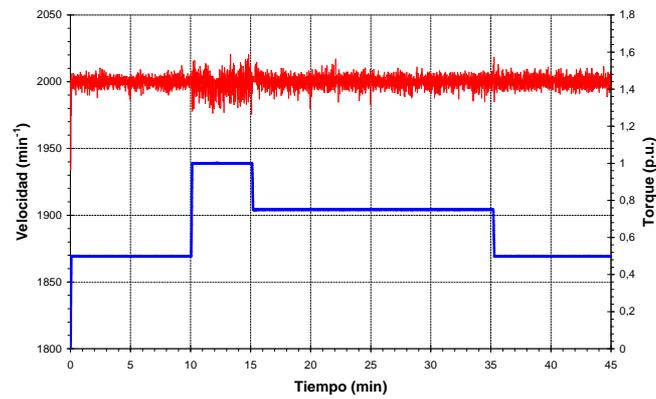


Motor de inducción comercial con control vectorial (IM).

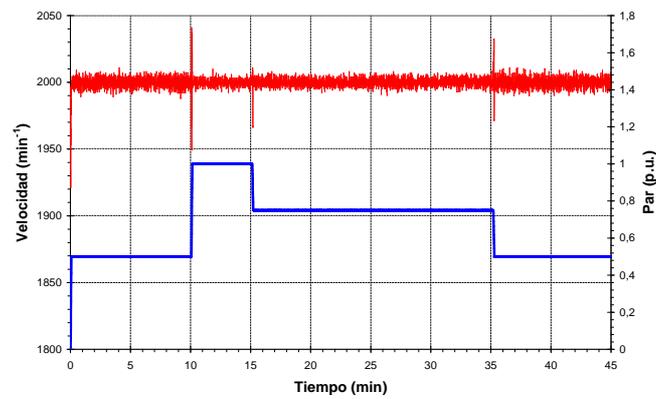
Figura.- IV.4.5.4. – Ciclo de trabajo de 60 minutos aplicado al SRM 6/4 y IM.



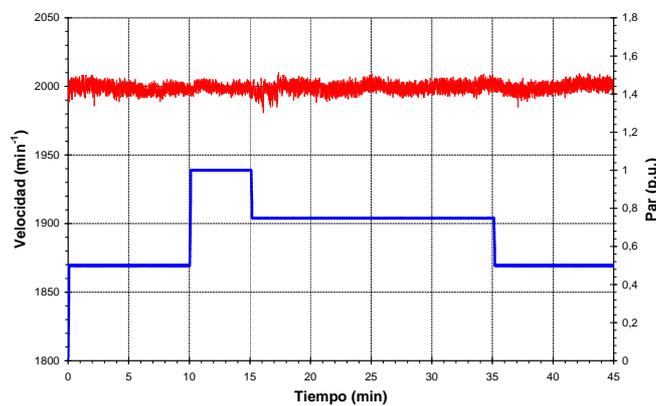
Ángulos Constantes (2°y 32°)



Control con ángulos variables (Bose-Gribble)



Ángulos variables (Tabla con rendimiento optimizado)



Motor de inducción comercial con control vectorial (IM).

Figura.- IV.4.5.5. – Ciclo de trabajo de 45 minutos aplicado al SRM 6/4 y IM.

En la tabla IV.4.5.1 y tabla IV.4.5.2 se puede observar la energía consumida por ciclo en el IM y la consumida en el SRM aplicando diferentes estrategias de control [AND06]. También se puede apreciar el consumo y el ahorro, que se produce, en ambos motores, si el ciclo se repitiera 10 veces al día durante 22 días al mes y considerando 11 meses al año.

Tipo de motor	Control utilizado	Energía consumida (Wh)				Ahorro de Energía (kWh)
		1 Hora	1 Día	1 Mes	1 Año	1 Año
		1Ciclo	10 Ciclos	220 Ciclos	2420 Ciclos	2420 Ciclos
SRM	Ángulos constantes	505	5050	111100	1222100	+ 65,34
	Bose-Gribble	527	5270	115940	1275340	+ 118,58
	Tabla h optimizado	478	4780	105160	1156760	0
IM	Vectorial	527	5270	115940	1275340	+118,58

Tabla IV.4.5.1.- Comparación entre la energía consumida en un SRM y un IM, en un ciclo de 1 hora.

Tipo de motor	Control utilizado	Energía consumida (Wh)				Ahorro de Energía (kWh)
		3/4 Hora	1 Día	1 Mes	1 Año	1 Año
		1Ciclo	10 Ciclos	220 Ciclos	2420 Ciclos	2420 Ciclos
SRM	Ángulos constantes	382	3820	84040	924440	+19,360
	Bose-Gribble	405	4050	89100	980100	+75,020
	Tabla h optimizado	374	3740	82280	905080	0
IM	Vectorial	400	4000	88000	968000	+62,920

Tabla IV.4.5.2.- Comparación entre la energía consumida en un SRM y un IM, en un ciclo de 45 minutos

Analizando los resultados, para los ciclos de trabajo analizados, se puede observar que el mínimo consumo se obtiene cuando se aplica un control con la tabla optimizadora de rendimiento, a continuación el mejor resultado se obtiene con el control con ángulos constantes y el que más consume es el control aplicando las reglas de Bose-Gribble que tiene un consumo similar al obtenido con el motor de inducción.

IV.4.6.- Variación del rizado de par en el SRM en función del ángulo de conmutación.

El rizado de par del motor depende del ángulo de conducción con el que se controla el SRM y del modo de funcionamiento.

En la figura IV.4.6.1 se muestran las formas de onda del par instantáneo y medio funcionando en régimen permanente con una carga de 1,2 Nm a 750 rpm. Siendo los ángulos de inicio y final de la conducción de 2° y 35°. En estas condiciones el rendimiento del motor es del 45,3 % y el nivel de presión sonora es de 87,3 (dB-A).

En la figura IV.4.6.2 se muestran las formas de onda del par instantáneo y medio funcionando en régimen permanente con una carga de 1,2 Nm a 750 rpm. Siendo los ángulos de inicio y final de la conducción de 2° y 38°. En estas condiciones el rendimiento del motor es del 44,9 % y el nivel de presión sonora es de 85,3 (dB-A).

En la figura IV.4.6.3 se muestran las formas de onda del par instantáneo y medio funcionando en régimen permanente con una carga de 1,2 Nm a 750 rpm. Los ángulos de inicio y final de la conducción se han calculado mediante las reglas de Bose y Gribble. Siendo el ángulo de inicio y final de la conducción de 13° y 44°. En estas condiciones el rendimiento del motor es del 48,3 % y el nivel de presión sonora es de 86,7 (dB-A).

En la figura IV.4.6.4 se muestran las formas de onda del par instantáneo y medio funcionando en régimen permanente con una carga de 1,2 Nm a 750 rpm. Los ángulos de inicio y final de la conducción se han calculado mediante una tabla optimizadora de rendimiento. Siendo éstos de 11° y 28° respectivamente. En estas condiciones el rendimiento del motor es del 52,4 % y el nivel de presión sonora es de 91,2 (dB-A).

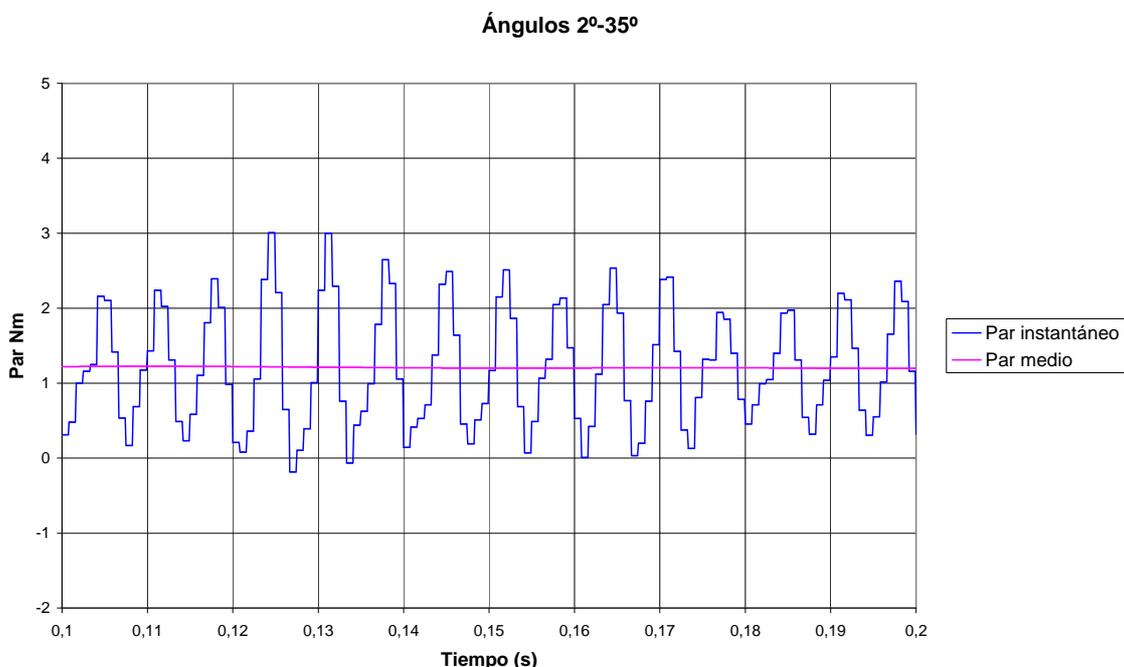


Figura.- IV.4.6.1. – Formas de onda del par instantáneo y medio. Par medio 1,2 Nm, velocidad de consigna 750 rpm. (ángulo de conducción de 33°)

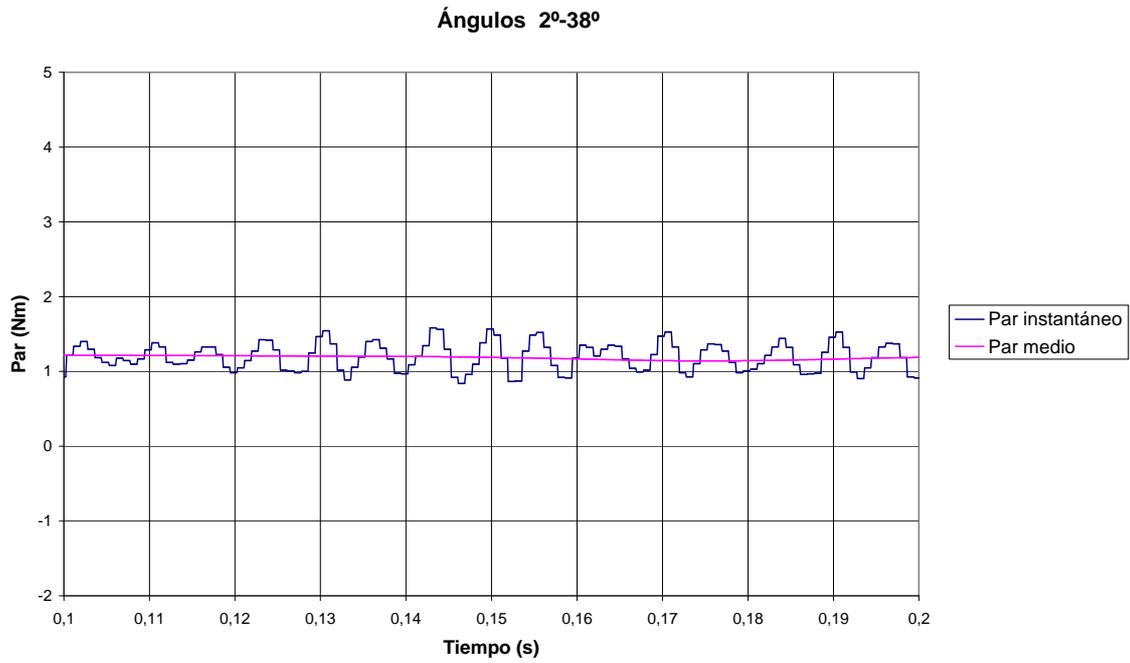


Figura.- IV.4.6.2. – Formas de onda del par instantáneo y medio. Par medio 1,2 Nm, velocidad de consigna 750 rpm. (ángulo de conducción de 36°)

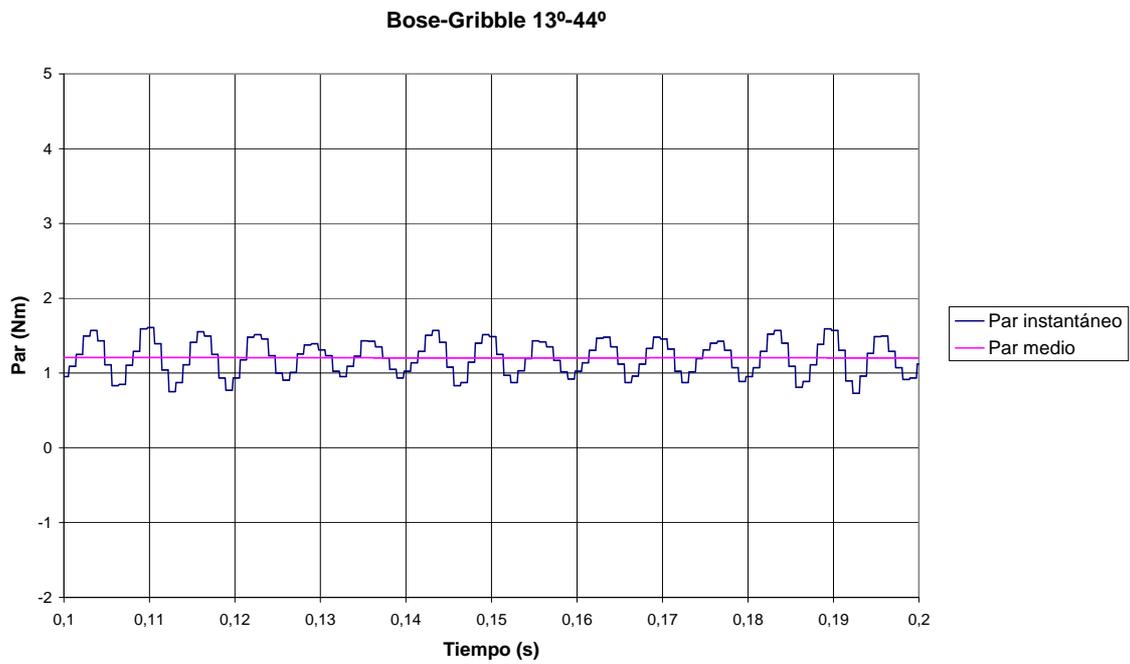


Figura.- IV.4.6.3. – Formas de onda del par instantáneo y medio. Par medio 1,2 Nm, velocidad de consigna 750 rpm. El ángulo de conducción se ha calculado mediante las reglas de Bose y Gribble (ángulo de conducción de 31°).

Tabla optimizadora de rendimiento 11°-28°

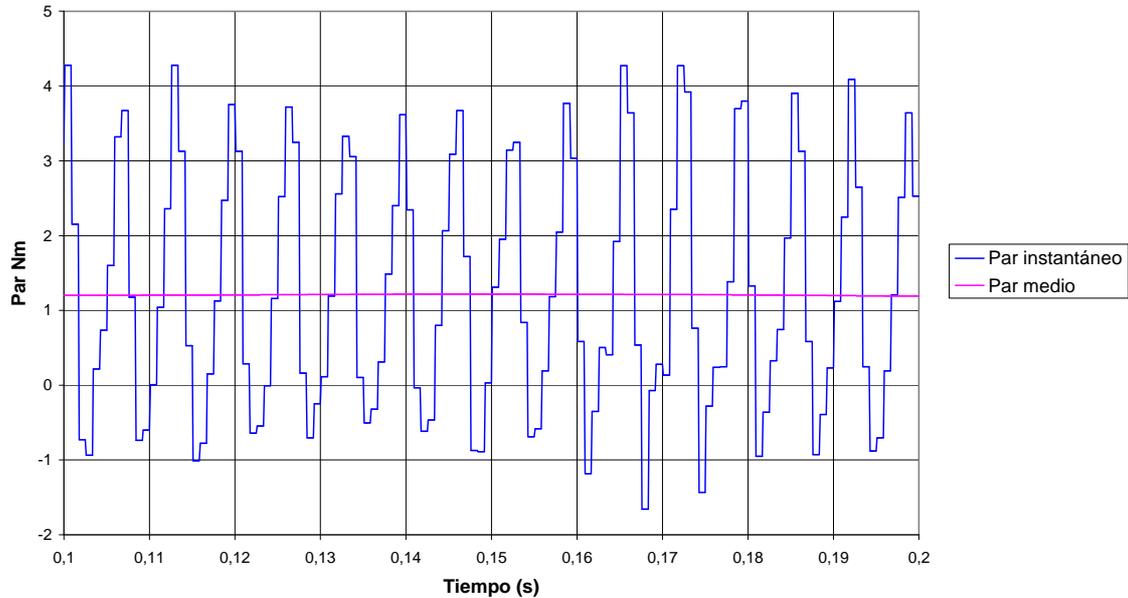


Figura.- IV.4.6.4. – Formas de onda del par instantáneo y medio. Par medio 1,2 Nm, velocidad de consigna 750 rpm. El ángulo de conducción se ha calculado mediante una tabla con rendimiento optimizado (ángulo de conducción 17°).

Analizando los resultados obtenidos se puede observar que el control que provoca menor rizado de par al SRM, a una velocidad de 750 rpm y trabajando a media carga es el control que se obtiene aplicando las reglas de Bose y Gribble y el que mayor rizado de par produce es el control que utiliza la tabla optimizadora de rendimiento. Para este punto de funcionamiento el mejor rendimiento, como es de esperar, se obtiene con la tabla optimizadora de rendimiento y el peor con el control con ángulos constantes. En cuanto a la presión sonora el mejor resultado se obtiene con el control con ángulos constantes (2°-38°) y el peor es el control con la tabla optimizadora de rendimiento.

BIBLIOGRAFIA

- [AND06] P. Andrada, B. Blanqué, J.I. Perat, M. Torrent, E. Martínez, J.A. Sánchez. "Comparative efficiency of switched reluctance and induction motor drives for slowly varying loads" International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'06). 5-7 Abril 2006. Palma de Mallorca.
- [BEC93] R.C. Becerra, M. Ehsani, T.J.E. Miller. "Commutation of SR motors". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, Nº 3, Julio 1993, pp 257-263.
- [BLA04] B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada. "Low Cost Digital Controller for Switched Reluctance Motors". 16th International Conference on Electrical Machines, ICEM'04. 5-8 Septiembre 2004. Cracovia.
- [BLA05a] B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada. "Accionamiento de reluctancia autoconmutado con control en línea de los ángulos de inicio y de bloqueo de la conducción". 9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica, 9CHLIE. 30 Junio-2 Julio 2005. Marbella.
- [BLA05b] B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada, M. Torrent. "Improvement efficiency in swtched reluctance motor drive with on line control of turn-on and turn-off angles". Comunicación aceptada para presentación en EPE 2005, Dresden
- [BOS85] B.K. Bose, T.J.E.; Miller, P.M. Szczesny, W.H. Bicknell. "Microcomputer control of switched reluctance motor". IEE Transactions on industry applications, Vol. 22, Nº 4, pp.708-715. Julio/Agosto 1985.
- [GRI99] J.J. Gribble, P.C. Kjaer, T.J.E. Miller. "Optimal conmutation in average torque control of switched reluctance motors" IEE Proceedings-Electrical Power Applications. Vol. 146. Nº1, pp.1-10. Enero 1999.
- [HEX99] B.G. Hexamer. "Implementation of Closed-Loop Controllers for Switched Reluctance Drives on Microcontrollers and DSP Controllers" European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, Lausanne 1999.
- [KJA95a] P.C. Kjaer, F.Blaabjerg, C. Cossar, T.J.E. Miller "Efficiency optimisation in current controlled variable-speed switched reluctance motor drives". European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, pp. 3.741-3.747. Sevilla 1995.
- [KJA95b] P.C. Kjaer, P. Nielsen, L. Andersen, F. Blaabjerg "A new Enegy optimizing control strategy for switched reluctance motors". IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 312, pp. 1088-1095. Septiembre/Octubre 1995.
- [KJA97] P.C. Kjaer "High Performance Control of Switched Reluctance Motor". PhD. Thesis University of Glasgow, July 1997.
- [KJA98] P.C. Kjaer, G. Gallegos "Single-sensor current regulation in switched reluctance motors drives" IEEE Transactions on Industry Applications. Mayo/Junio 1998.

[MAD03] C. Mademlis, I. Kioskeridis. "Performance optimization in switched reluctance motor drives with online commutation angle control" IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 18, Nº 3, pp.448-456. Septiembre 2003.

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

[MIL01] T.J.E. Miller. "Electronic control of Switched Reluctance Machines". Newnes Power Engineering series, Oxford 2001.

V.- Aportaciones y conclusiones.

V.1.- Aportaciones efectuadas.

V.2.- Conclusiones finales.

V.3.- Futuras líneas de trabajo.

V.1.- Aportaciones efectuadas.

Las aportaciones efectuadas en esta tesis se enumeran a continuación:

Se ha realizado un seguimiento de las aplicaciones comerciales que actualmente incorporan SRM en sus procesos industriales, así como de las expectativas actuales y futuras de este tipo de accionamientos.

Se ha analizado el estado del arte del control de SRM, presentando las diferentes estrategias de control utilizadas en la actualidad.

Se ha realizado una clasificación original de los convertidores estáticos utilizados en los accionamientos con SRM y una comparación de sus principales características analizando su constitución, principio de funcionamiento, modos de operación así como sus ventajas e inconvenientes.

Se ha diseñado, calculado y construido un accionamiento para SRM de bajo coste que permite regulación de velocidad y de par con ángulos de conmutación constantes. El control de este accionamiento se ha construido mediante componentes discretos analógicos y digitales. Respecto a los sensores se ha utilizado un único sensor de corriente y el sensor de posición/velocidad se ha construido mediante tres optointerruptores y un disco ranurado. Sobre la base de este accionamiento:

- Se ha estudiado la influencia de diferentes estrategias de control constituidas principalmente por distintos tipos de reguladores (PWM, histéresis, PWM con regulación de corriente) sobre algunos parámetros característicos de funcionamiento del SRM, estructura 6/4 y 12/8, como rendimiento y ruido audible.
- Se ha analizado el comportamiento del SRM, estructura 6/4 y 12/8, tanto en régimen permanente como en régimen transitorio.

Se ha construido una plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM utilizando como base una placa de control Dspace Ace kit 1104 CLP. Sobre esta plataforma se han implementado distintas alternativas de control de par medio para SRM a partir de las señales procedentes de tres optointerruptores:

- Un control en línea (online) de los ángulos de inicio y bloqueo de conducción para aplicaciones de velocidad variable, que no requiere del conocimiento de la curvas de magnetización del SRM sino de unos pocos datos del motor. El ángulo de inicio de la conducción se calcula mediante la regla de Bose y el ángulo de bloqueo en base a la teoría del ángulo de bloqueo de Gribble.
- Un control que incluye un bloque optimizador del rendimiento en el cual a partir de los ángulos de inicio y bloqueo de conducción obtenidos con el control en línea antes descrito, estos ángulos se van modificando en

línea (online) mediante un algoritmo hasta minimizar la potencia de entrada y por tanto maximizar el rendimiento.

- Un control de par medio que pretende optimizar el rendimiento a partir de una tabla, obtenida experimentalmente, en la que se recogen los ángulos de inicio y de bloqueo de la conducción que minimizan la potencia de entrada del accionamiento para distintas zonas de funcionamiento con márgenes de velocidad previamente establecidos.

Se han ensayado los distintos controles implementados en la plataforma digital en un prototipo de SRM, estructura 6/4, obteniéndose un comportamiento muy satisfactorio tanto en régimen permanente, como en régimen transitorio

Se ha realizado una comparación del rendimiento entre los resultados obtenidos aplicando distintas alternativas de control digital con el que se obtiene con un accionamiento con motor de inducción alimentado con un equipo comercial de control vectorial de las mismas características que el SRM estructura 6/4.

Se ha estudiado la influencia de las distintas alternativas de control digital que optimizan el rendimiento sobre el rizado del par y el ruido.

Se ha realizado una serie de trabajos complementarios durante la realización de la tesis, que han sido fundamentales para la verificación experimental de las propuestas de control realizadas, entre las que destacan la construcción de distintos bancos de ensayo.

IV.2.- Conclusiones finales.

Después de analizar la situación actual y las expectativas futuras del SRM queda demostrada la existencia de nichos en el mercado de accionamientos eléctricos que pueden cubrirse con este tipo de accionamientos.

Se ha puesto de manifiesto la importancia de la estructura de los convertidores estáticos en los modos de funcionamiento y control del SRM.

Se ha demostrado la influencia que tienen sobre los SRM las diferentes estrategias de control del par medio

Queda constatado que el control analógico-digital de los SRM con ángulos de conmutación constantes es una opción sencilla y económica ideal para aplicaciones en la que la velocidad no deba mantenerse constante en márgenes muy amplios y en las que prime el bajo coste sobre las prestaciones.

Se ha podido observar como varían las formas de onda de la tensión y la corriente de fase, los valores de la corriente de fase, el rendimiento y el nivel de ruido acústico en función de la estrategia de control analógico seleccionada.

Se ha demostrado en el control analógico-digital que los mejores resultados se obtienen cuando se aplica un control de tensión (utilizando un regulador PWM). No obstante la respuesta en velocidad y la respuesta ante variaciones de carga óptimas se obtienen al aplicar un control de corriente (utilizando un regulador de histéresis), ya que al disponer de un lazo cerrado de corriente, la respuesta es mucho más rápida.

Se ha demostrado que la determinación de la posición/velocidad por medio de tres optointerruptores fijados en el estator y de un disco ranurado solidario con el eje del rotor es una opción de bajo coste que puede utilizarse ventajosamente tanto con controles con componentes discretos como con controles digitales.

Queda probada la utilidad de la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM.

Se han implementado diferentes alternativas de control sobre la plataforma digital con la finalidad de optimizar el rendimiento quedando en evidencia que el rendimiento más elevado se obtiene utilizando el bloque optimizador de rendimiento y la tabla optimizadora de rendimiento.

Se han implementado diferentes alternativas de control sobre la plataforma digital con la finalidad de analizar el rizado de par para unas determinadas condiciones de carga y velocidad quedando en evidencia que el rizado de par mínimo se obtiene utilizando el control en línea (online) de los ángulos de inicio y bloqueo de conducción.

Se ha constatado que el rendimiento del SRM es superior en todas las condiciones al del motor de inducción con control vectorial en los diferentes puntos de funcionamiento. No obstante en los dos ciclos de trabajo que se han aplicado en diferentes condiciones de carga y velocidad se ha observado que el ahorro de energía es superior al del motor de inducción a excepción del control en línea (online) que es similar.

Se ha puesto de manifiesto la flexibilidad e idoneidad del control digital cuando se pretenden aplicar estrategias de control avanzadas.

IV.3.- Futuras líneas 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:

- Implementar, utilizando la misma plataforma digital, las distintas alternativas de control del par medio utilizadas en el SRM, estructura 6/4, en SRM con estructura 12/8 y 8/6.
- Optimizar controles para la minimización del rizado de par y el ruido audible en el SRM.
- Estudiar alternativas de control directo de par para SRM.
- Estudio de controles dedicados a minimizar las perturbaciones que aparecen los SRM tolerantes a faltas como consecuencia de su funcionamiento con una o más fases abiertas.

AI.- Características técnicas de los prototipos de SRM y del motor de inducción comercial.

AI.1.- Características técnicas SRM, estructura 6/4.

AI.2.- Características técnicas SRM, estructura 12/8.

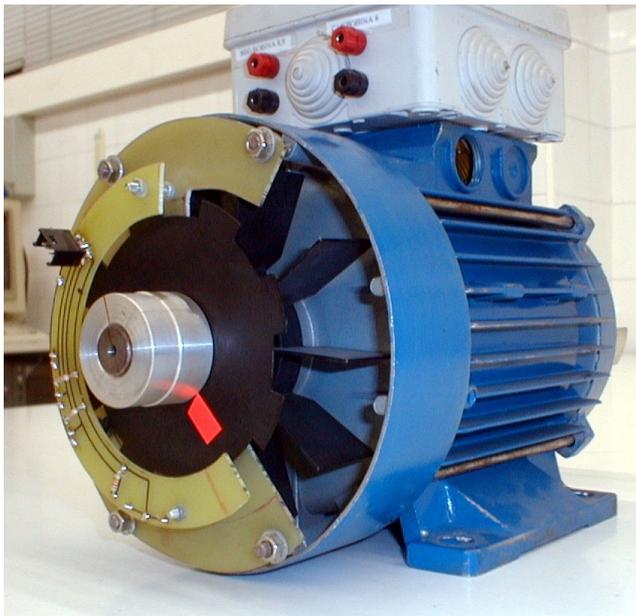
AI.3.- Características técnicas del motor de inducción comercial.

A.I.1.- Características técnicas SRM, estructura 6/4.



Tamaño IEC	80
Par nominal	2,4 Nm
Potencia nominal	0,75 kW
Velocidad nominal	3000 rpm
Tensión	300 V
Inductancia alineada	98 mH
Inductancia no alineada	16 mH
Resistencia de fase	1,6 Ω
Momento de inercia	0,0007 kgm ²
Número de espiras por polo	156
Diámetro del eje	25mm

A.I.2.- Características técnicas SRM, estructura 12/8.



Tamaño IEC	80
Par nominal	2,4 Nm
Potencia nominal	0,75 kW
Velocidad nominal	3000 rpm
Tensión	300 V
Inductancia alineada	40 mH
Inductancia no alineada	8 mH
Resistencia de fase	1,3 Ω
Momento de inercia	0,00125 kgm ²
Número de espiras por polo	71
Diámetro del eje	25mm

A.I.1.- Características técnicas del motor de inducción comercial.



Tamaño IEC	80
Par nominal	2,55 Nm
Potencia nominal	0,75 kW
Velocidad nominal	2830 rpm
Tensión	400/230 V
Resistencia de fase	8,4 Ω
Momento de inercia	0,00072 kgm ²
Control vectorial utilizado	PDL Microdrive Elite-ME6.5
Encoder incremental	Hengstler 0 527 064

All.- Modos de operación del SRM.

AII.- Modos de operación del SRM.

En el SRM pueden establecerse diferentes modos de operación (o de funcionamiento) que consisten en establecer ángulos de inicio y final de conmutación prefijados que pueden obtenerse mediante lógica combinatoria a partir de las señales de los sensores de posición. De acuerdo con Miller consideramos los siguientes modos de operación: Normal, conducción avanzada (Boost), conducción alargada (Long-Dwell) y frenado (Brake). Para que estos modos de operación se puedan aplicar es necesario posicionar inicialmente los optointerruptores y el disco ranurado en los dos prototipos de SRM 6/4 y 12/8, anexo I. Para ello se siguen los pasos fijados en el capítulo II.3 obteniéndose los siguientes resultados, tabla AII.1 y figura AII.1.

		Tipo de motor	
		SRM 6/4	SRM 12/8
0	Número de fases / sensores	3	3
1	Paso polar rotórico	90°	45°
2	Número de pasos	12	24
3	Ángulo de paso	30°	15°
4	Ángulo mínimo de ranura	30°	15°
5	Ángulo de resolución	15°	7,5°
6	Ángulo de los dientes	45°	22,5°
7	Ángulo de desfase	7,5°	3,75°
8	Angulo de la ranura	45°	22,5°

Tabla AII.1.- Requerimientos de los sensores y disco ranurado para los SRM 6/4 y 12/8.

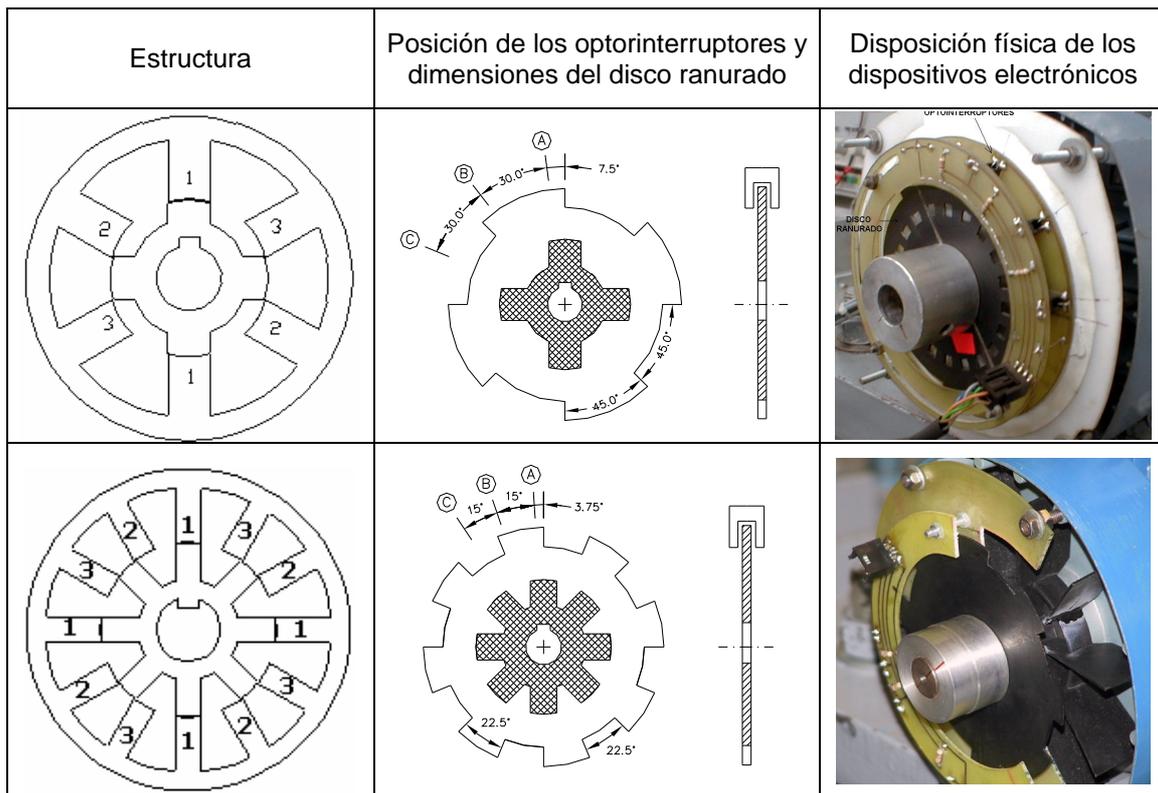


Figura AII.1.- Posicionamiento de los optointerruptores y disco ranurado en los SRM 6/4 y 12/8.

Para analizar los diferentes modos de operación la configuración del convertidor estático seleccionada para los dos prototipos de SRM es la clásica. Las fases que se encuentran en conducción se representan en trazo continuo mientras que las que no estén se dibujan en trazo discontinuo, como se muestra en la figura All.2 y All.3.

Suponiendo que el rotor gira en sentido horario, en el instante en que el polo rotórico (*) inicia el recubrimiento del polo estático, se genera una señal a través de los sensores de posición que produce el cierre de los interruptores I_1-I_1' quedando excitada la fase 1. La conducción se prolonga aproximadamente a lo largo de un ángulo de paso, para el prototipo de SRM 6/4 $q_{paso} = 30^\circ$, y para el prototipo de SRM 12/8 $q_{paso} = 15^\circ$, figura All.2.a y figura All.3.a. Llegado este momento, los interruptores se abren, pasan a conducir los diodos, quedando aplicada una tensión negativa sobre la fase 1 que fuerza a la corriente a anularse, y se excita la fase 2. Durante los siguientes 30° en el prototipo de SRM 6/4 y 15° en el prototipo de SRM 12/8 la corriente circula por esta fase, figura All.2.b. y figura All.3.b. A continuación se repite el proceso ahora a través de la fase 3, figura All.2.c. y figura All.3.c.

Completado un paso polar rotórico de 90° para la configuración 6/4 y 45° para la configuración 12/8, vuelve a iniciarse la secuencia con la excitación de la fase 1. Durante la secuencia de conmutación descrita, la velocidad del motor es de $N(\text{min}^{-1})$ mientras que la frecuencia de conmutación adquiere un valor de $Nr \cdot N(\text{min}^{-1})/60$ (Hz).

Como se puede observar en la figura All.4 y figura All.5, las bobinas estáticas deben excitarse mientras la inductancia crece ($I = dL/dq > 0$), y la corriente por ellas se debe anular antes que la inductancia empiece a decrecer ($I = dL/dq < 0$). Las cuatro formas diferentes, variando los ángulos de conmutación, de excitar el motor son:

1. **NORMAL**: En el prototipo de SRM 6/4 se inicia la excitación de la fase 1 a los $52,5^\circ$ y cesa a los $82,5^\circ$. En el prototipo de SRM 12/8 se inicia a los $26,25^\circ$ la excitación de la fase 1 y cesa al llegar a los $41,25^\circ$. El ángulo o período de conducción es por tanto de 30° para el primer prototipo y de 15° para el segundo (coincide con el ángulo de paso). Este modo de funcionamiento se utiliza para velocidades bajas.
2. **Conducción avanzada "BOOST"**: En el prototipo de SRM 6/4 la excitación de la fase 1 debe hacerse 15° antes que en el caso de funcionamiento normal, por tanto a los $37,5^\circ$. Su apertura se produce 30° después a los $67,5^\circ$. En el prototipo de SRM 12/8 la excitación de la fase 1 debe hacerse $7,5^\circ$ antes que en el caso de funcionamiento normal, por tanto a los $18,75^\circ$. Su apertura se realiza 15° después, a los $33,75^\circ$. En este caso la bobina se excita antes de que la inductancia empiece a crecer y por lo tanto este funcionamiento permite trabajar a velocidades elevadas.

3. **Conducción alargada “LONG-DWELL”**: En el prototipo de SRM 6/4 el disparo de los interruptores que controlan la fase 1 debe efectuarse en el mismo instante que en el funcionamiento Boost, a los $37,5^\circ$; y su apertura se realiza 45° después, es decir a los $82,5^\circ$. En el prototipo de SRM 12/8 el disparo de los interruptores se realiza a los $18,75^\circ$ y su apertura se produce $22,5^\circ$ después, es decir a los $41,25^\circ$. Este modo de operación se utiliza para velocidades muy altas.
4. **Frenado “BRAKE”**: Para el frenado del motor, el ángulo de disparo de los interruptores que controlan la fase 1 tiene lugar cuando la inductancia todavía está creciendo, a los $82,5^\circ$ para el prototipo de SRM 6/4 y a los $41,25^\circ$ para el prototipo de SRM12/8. El ángulo de apertura de los mismos se produce 30° después para el prototipo de SRM 6/4 y 15° para el prototipo de SRM 12/8. El frenado se produce cuando el polo rotórico está pasando o “dejando atrás” al polo estático, coincidiendo con el decrecimiento de la inductancia. Se genera, por tanto, un par negativo o de frenado durante este modo.

En la figura AII.4 y figura AII.5 se ha representado para el prototipo de SRM 6/4 un cronograma la evolución de las inductancias de las tres fases, aproximadas por tramos lineales, en función de la posición del rotor $L(q)$, junto con las señales de conmutación de los sensores ópticos y con la secuencia de excitación de las fases del motor para cada uno de los posibles modos de funcionamiento. Cuando se dice que una señal está a “1” significa que tiene un nivel de tensión positivo (ya sea de 5V o 15V), y si está a “0”, que tiene una tensión nula.

En la figura AII.6 y figura AII.7 se ha realizado la misma representación que en el caso anterior para el prototipo de SRM 12/8.

En la tabla AII.2 y tabla AII.3 se presenta la lógica de control utilizada en la programación de la EPROM del control analógico-digital descrito en el capítulo III. Esta lógica se obtiene en función de la información de los optointerruptores y del modo de funcionamiento para el prototipo de SRM 6/4 y 12/8 respectivamente. Si analizamos y comparamos los cronogramas de las configuraciones anteriores de los dos prototipos de SRM de 3 fases, estructura 6/4 y 12/8, vemos que las tablas en las que se presentan sus estados de funcionamiento son idénticas. Ambos motores siguen la misma secuencia de excitación de fases, sus inductancias evolucionan igual, y las señales de conmutación de los sensores de posición coinciden. Los prototipos se diferencian en los ángulos de paso polar rotórico, (en el caso del SRM 12/8 es de 45° y en el SRM 6/4 de 90°) y en los ángulos de paso (15° para el 12/8 y 30° para el 6/4), pero el número de secuencias por paso polar es el mismo en los dos casos.

Así pues, se puede utilizar la misma lógica de conmutación y control para los interruptores de estado sólido del convertidor estático, tanto si se utiliza el

prototipo de SRM con estructura 6/4, como si se utiliza el prototipo de SRM con estructura 12/8.

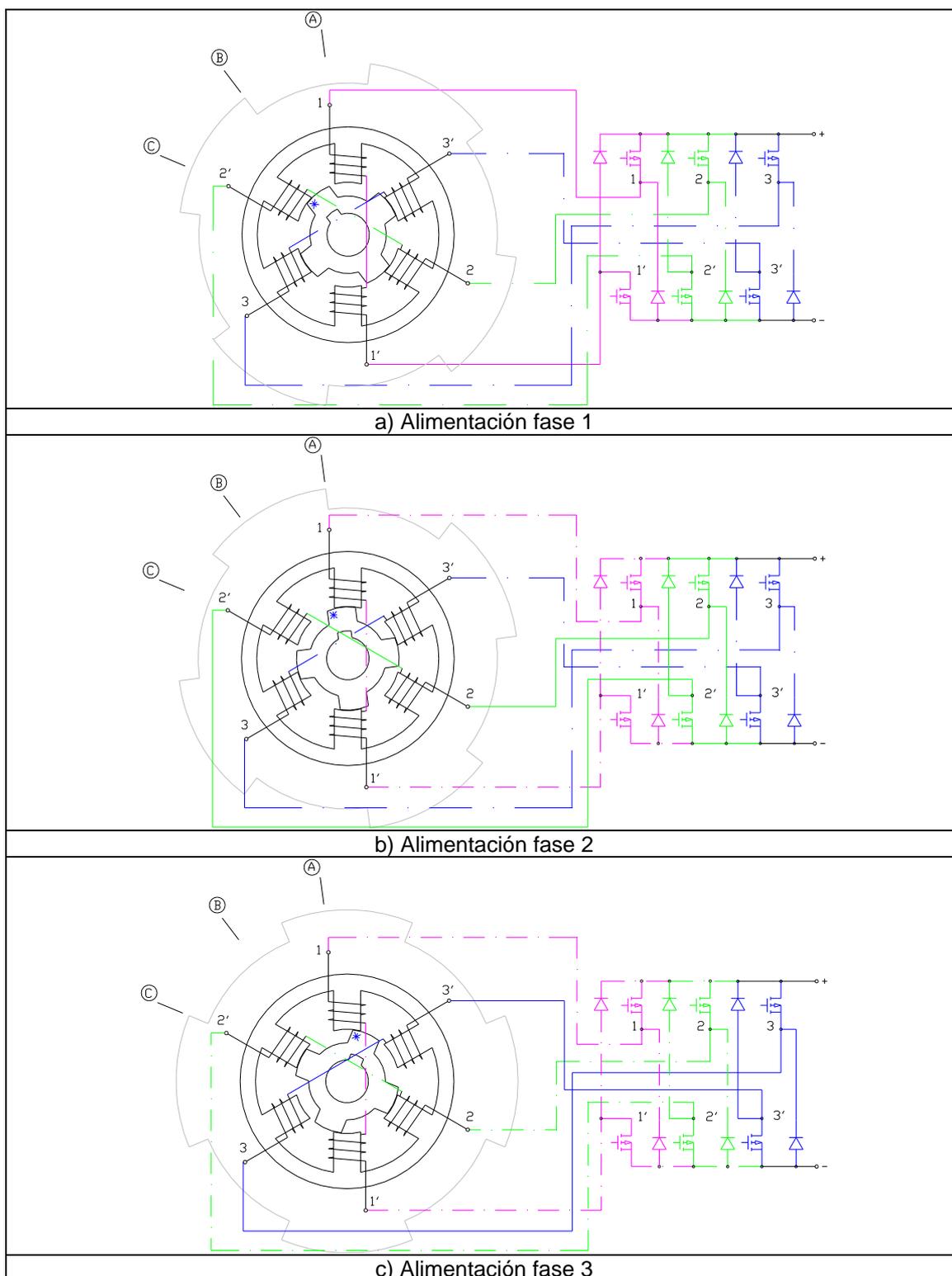


Figura AII.2.- Secuencia de conmutación del prototipo SRM 6/4.

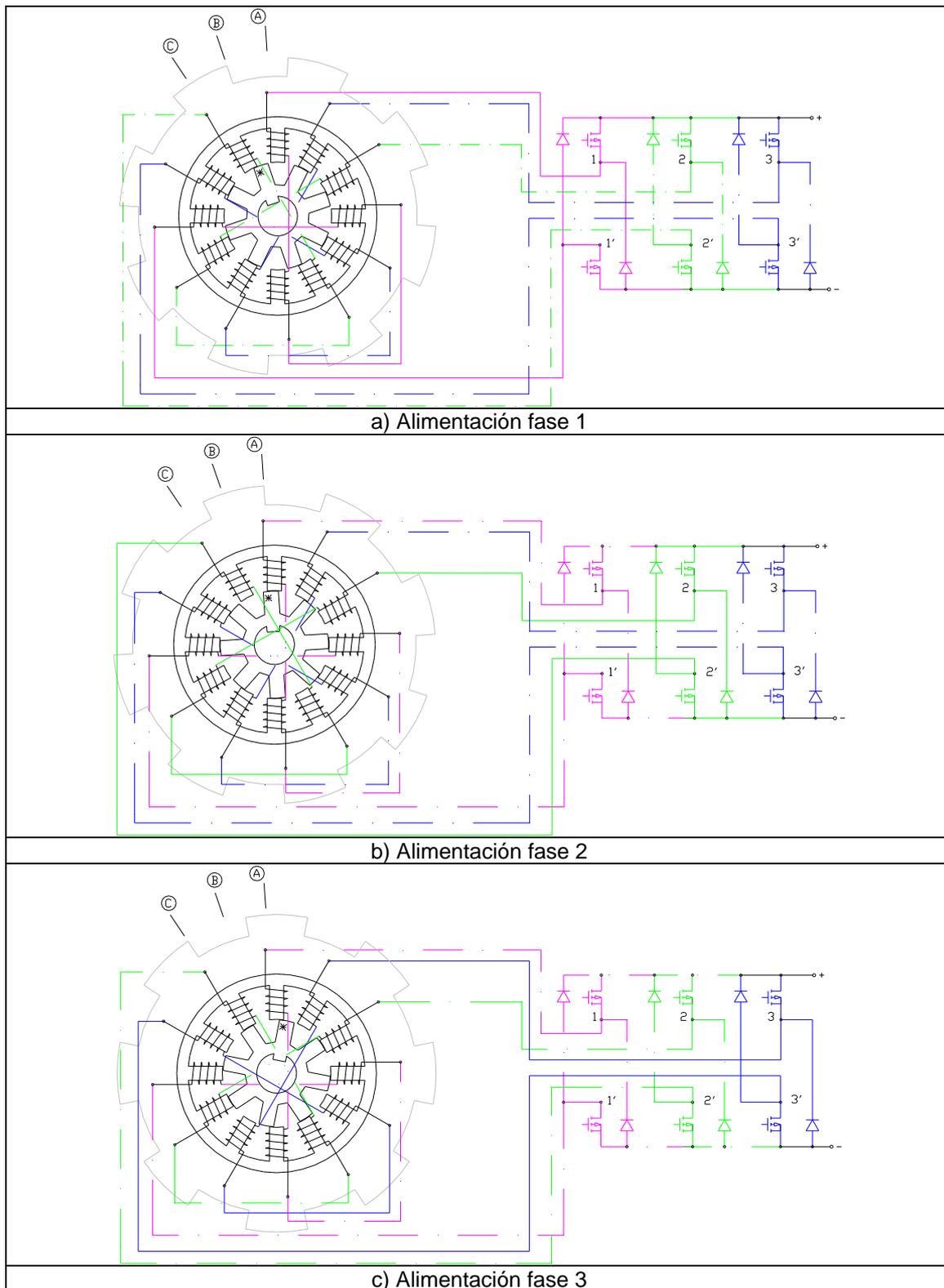


Figura AII.3.- Secuencia de conmutación del prototipo SRM 12/8.

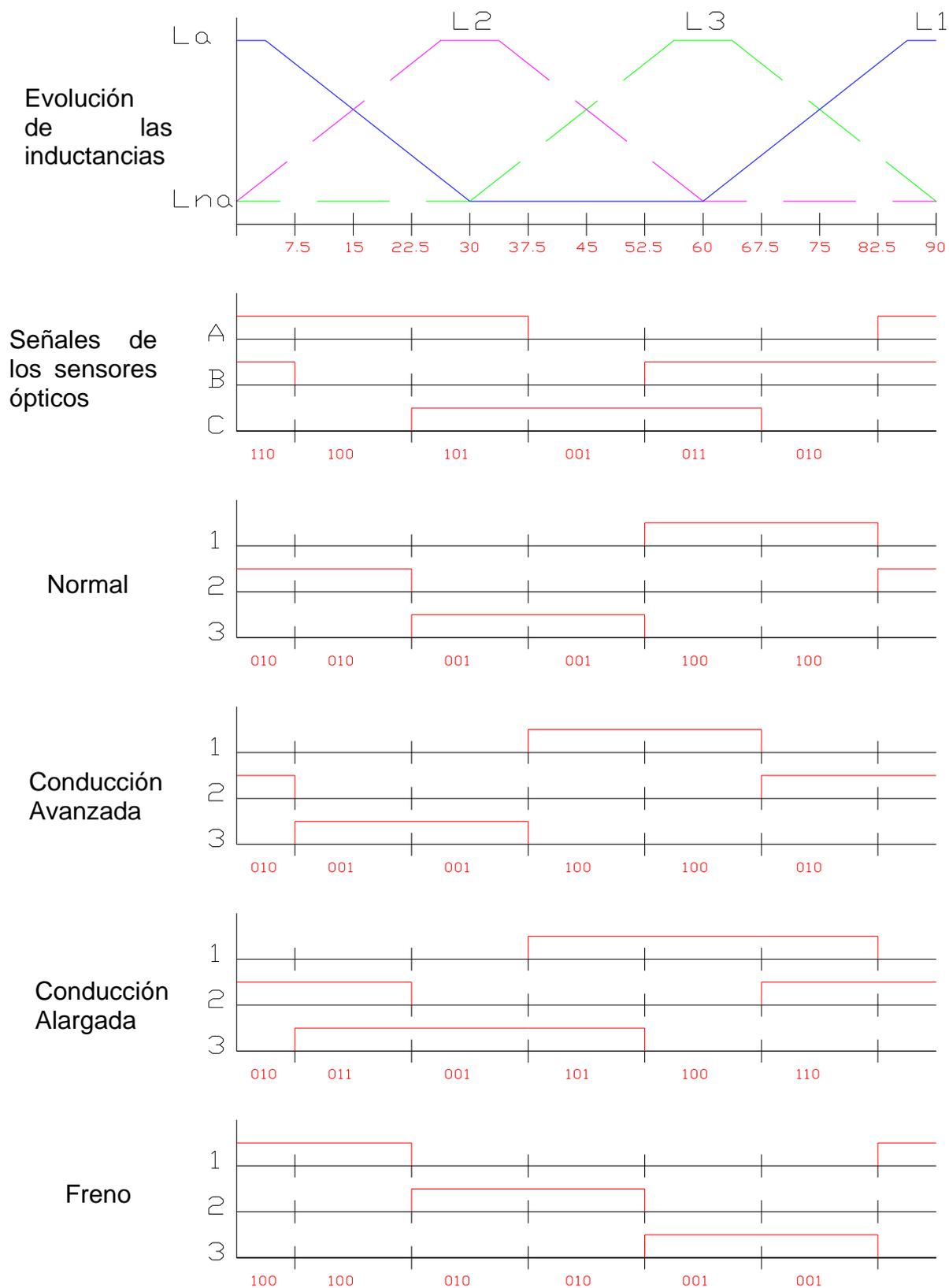


Figura. AII.4. Prototipo SRM 6/4. Evolución de las inductancias en las tres fases $L(q)$. Señales de conmutación de los sensores ópticos. Secuencia de excitación de las fases del motor para cada uno de los posibles modos de funcionamiento. Considerando sentido de giro horario

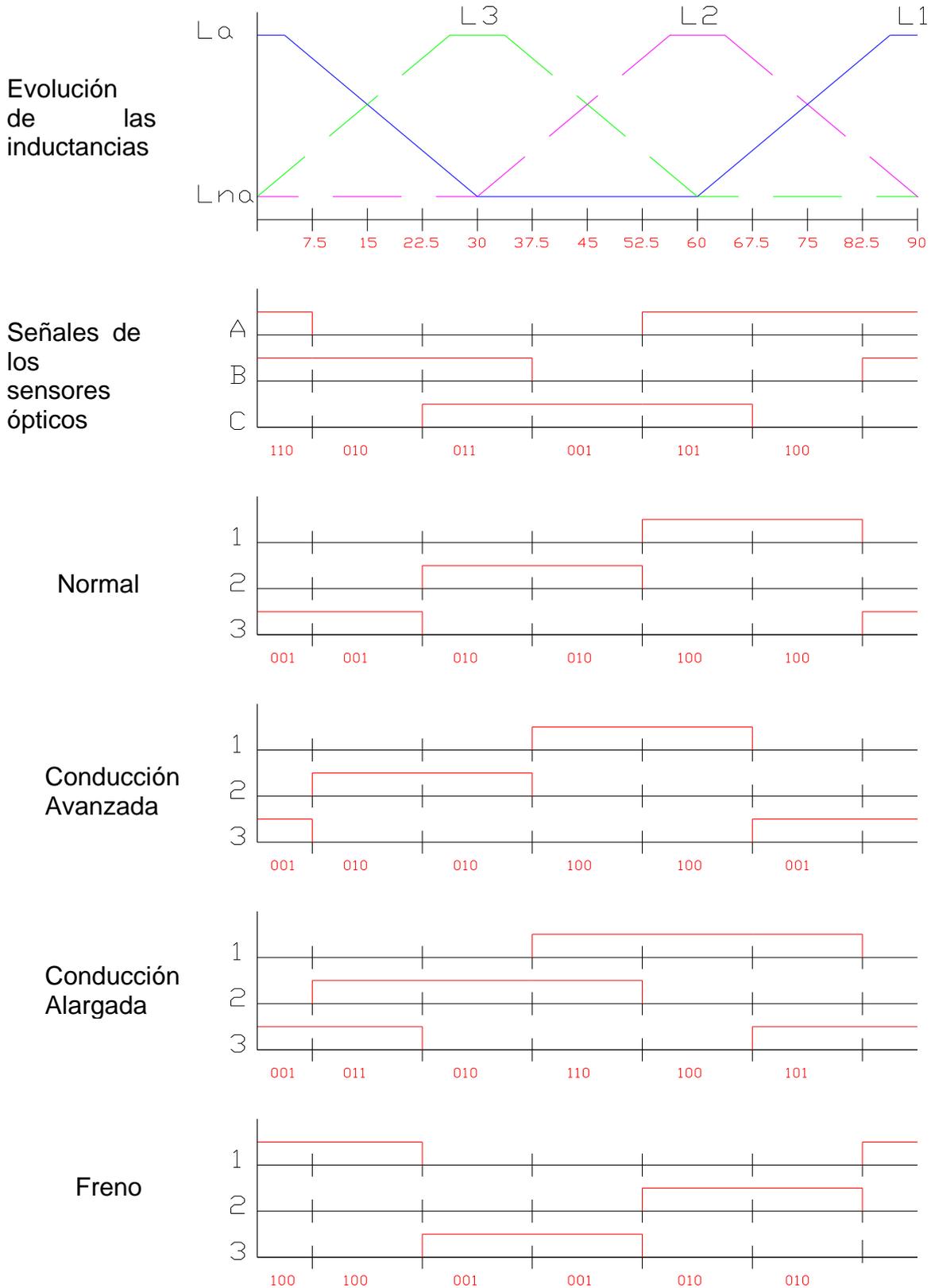


Figura. AII.5.- Prototipo SRM 6/4. Evolución de las inductancias en las tres fases $L(q)$. Señales de conmutación de los sensores ópticos. Secuencia de excitación de las fases del motor para cada uno de los posibles modos de funcionamiento. Considerando sentido de giro antihorario

A: sensor A; B: sensor B; C: sensor C;			D=1: giro horario; D=0: giro antihorario; E=0 y F=0: modo normal; E=0 y F=1: modo Boost; E=1 y F=0: modo Long-dwell; E=1 y F=1: modo Brake;			1: fase 1; 2: fase 2; 3: fase 3;		
A	B	C	D	E	F	1	2	3
1	1	0	1	0	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0	0	1	0
1	0	1	1	0	0	0	0	1
0	0	1	1	0	0	0	0	1
0	1	1	1	0	0	1	0	0
0	1	0	1	0	0	1	0	0
1	1	0	1	0	1	0	1	0
1	0	0	1	0	1	0	0	1
1	0	1	1	0	1	0	0	1
0	0	1	1	0	1	1	0	0
0	1	1	1	0	1	1	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1	0
1	1	0	1	1	0	0	1	0
1	0	0	1	1	0	0	1	1
1	0	1	1	1	0	0	0	1
0	0	1	1	1	0	1	0	1
0	1	1	1	1	0	1	0	0
0	1	0	1	1	0	1	1	0
1	1	0	1	1	1	1	0	0
1	0	0	1	1	1	1	0	0
1	0	1	1	1	1	0	1	0
0	0	1	1	1	1	0	1	0
0	1	1	1	1	1	0	0	1
0	1	0	1	1	1	0	0	1
1	1	0	0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	0	0	0	1
0	1	1	0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	0	1	0
1	0	1	0	0	0	1	0	0
1	0	0	0	0	0	1	0	0
1	1	0	0	0	1	0	0	1
0	1	0	0	0	1	0	1	0
0	1	1	0	0	1	0	1	0
0	0	1	0	1	0	1	1	0
1	0	1	0	1	0	1	0	0
1	0	0	0	1	0	1	0	1
1	1	0	0	1	1	1	0	0
0	1	0	0	1	1	1	0	0
0	1	1	0	1	1	0	0	1
0	0	1	0	1	1	0	0	1
1	0	1	0	1	1	0	1	0
1	0	0	0	1	1	0	1	0

Tabla AII.2.- Lógica de control (programada en la EPROM) en función de la información de los optointerruptores y del modo de funcionamiento para el prototipo de SRM 6/4

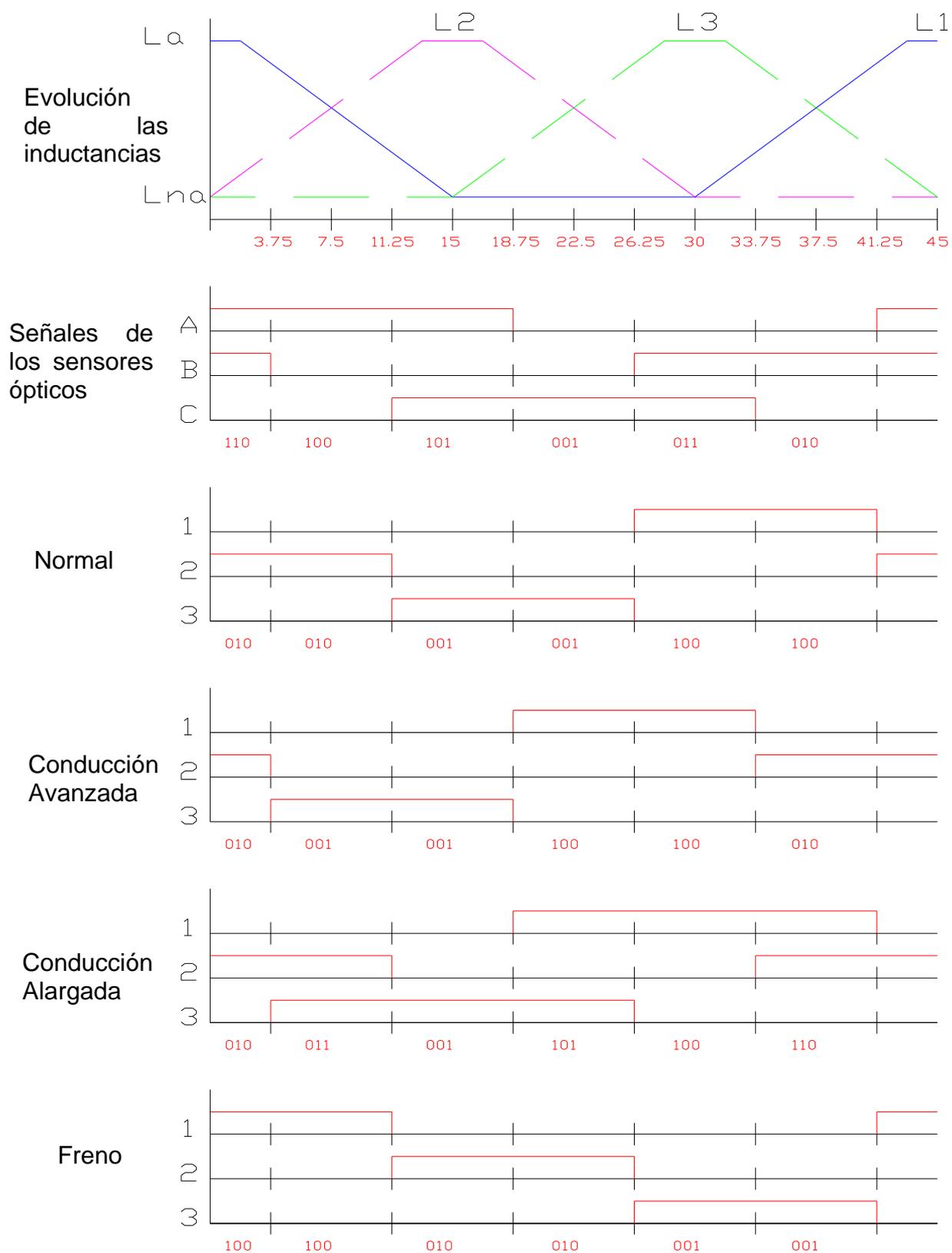


Figura. AII.6. Prototipo SRM 12/8. Evolución de las inductancias en las tres fases $L(q)$. Señales de conmutación de los sensores ópticos. Secuencia de excitación de las fases del motor para cada uno de los posibles modos de funcionamiento. Considerando sentido de giro horario

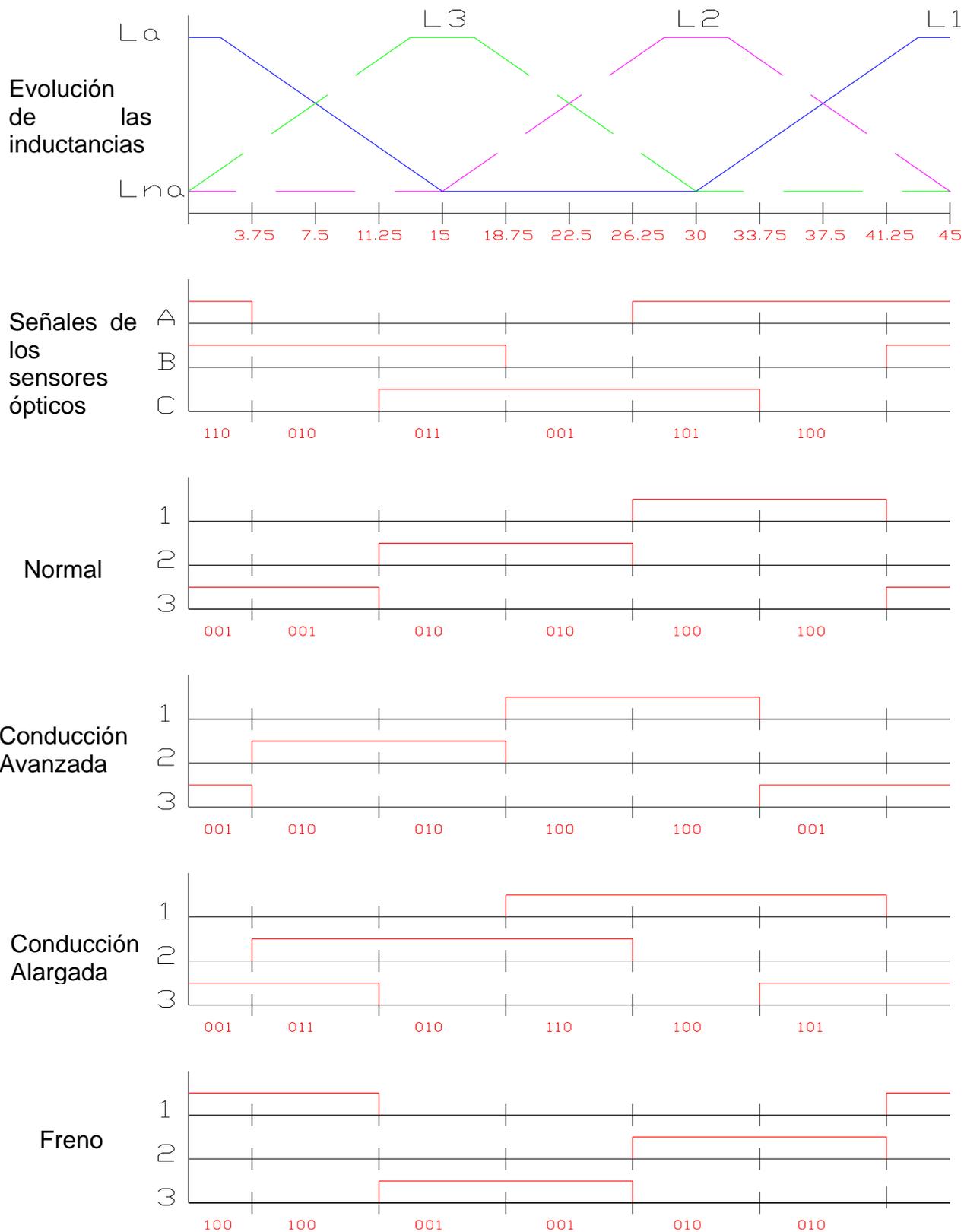


Figura. AII.7. Prototipo SRM 12/8. Evolución de las inductancias en las tres fases $L(q)$. Señales de conmutación de los sensores ópticos. Secuencia de excitación de las fases del motor para cada uno de los posibles modos de funcionamiento. Considerando sentido de giro antihorario

A: sensor A; B: sensor B; C: sensor C;			D=1: giro horario; D=0: giro antihorario; E=0 y F=0: modo normal; E=0 y F=1: modo Boost; E=1 y F=0: modo Long-dwell; E=1 y F=1: modo Brake;			1: fase 1; 2: fase 2; 3: fase 3;		
A	B	C	D	E	F	1	2	3
1	1	0	1	0	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0	0	1	0
1	0	1	1	0	0	0	0	1
0	0	1	1	0	0	0	0	1
0	1	1	1	0	0	1	0	0
0	1	0	1	0	0	1	0	0
1	1	0	1	0	1	0	1	0
1	0	0	1	0	1	0	0	1
1	0	1	1	0	1	0	0	1
0	0	1	1	0	1	1	0	0
0	1	1	1	0	1	1	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1	0
1	1	0	1	1	0	0	1	0
1	0	0	1	1	0	0	1	1
1	0	1	1	1	0	0	0	1
0	0	1	1	1	0	1	0	1
0	1	1	1	1	0	1	0	0
0	1	0	1	1	0	1	1	0
1	1	0	1	1	1	1	0	0
1	0	0	1	1	1	1	0	0
1	0	1	1	1	1	0	1	0
0	0	1	1	1	1	0	1	0
0	1	1	1	1	1	0	0	1
0	1	0	1	1	1	0	0	1
1	1	0	0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	0	0	0	1
0	1	1	0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	0	0	0	1	0
1	0	1	0	0	0	1	0	0
1	0	0	0	0	0	1	0	0
1	1	0	0	0	1	0	0	1
0	1	0	0	0	1	0	1	0
0	1	1	0	0	1	0	1	0
0	0	1	0	1	0	1	1	0
1	0	1	0	1	0	1	0	0
1	0	0	0	1	0	1	0	1
1	1	0	0	1	1	1	0	0
0	1	0	0	1	1	1	0	0
0	1	1	0	1	1	0	0	1
0	0	1	0	1	1	0	0	1
1	0	1	0	1	1	0	1	0
1	0	0	0	1	1	0	1	0

Tabla AII.3.- Lógica de control (programada en la EPROM) en función de la información de los optointerruptores y del modo de funcionamiento para el prototipo de SRM 12/8

AIII.- Descripción del equipo de ensayo y prueba para los prototipos de SRM 6/4 y 12/8.

AIII.1.- Bancos de ensayo y pruebas.

AIII.2.- Fotografías de las placas de los circuitos de control y potencia.

AIII.3.- Características técnicas de las máquinas eléctricas utilizados en los bancos de ensayo y prueba.

A.III.- Descripción del equipo de ensayo y prueba.

AIII.1.- Bancos de ensayo y pruebas.

Se han realizado los ensayos y pruebas de los motores de reluctancia autoconmutados, con estructura 6/4 y 12/8 utilizando los siguientes bancos de pruebas:

- **Banco de pruebas N° 1.-** Se ha construido con una máquina de corriente continua trabajando como generador y una célula de carga unida al estator de la misma.
- **Banco de pruebas N° 2.-** Se ha construido con un transductor de par y una máquina de corriente continua trabajando como generador (carga).
- **Banco de pruebas N° 3.-** Se ha construido con un transductor de par y una máquina síncrona de imanes permanentes con rotor de disco trabajando como generador.
- **Banco de pruebas N° 4.-** Se ha construido utilizando un freno de histéresis programable.

El **Banco de pruebas N° 1**, se ha construido utilizando una máquina de corriente continua (5,2 kW, 2900 rpm, V_{ind} 180 V, I_{ind} 35 A) funcionando como generador (carga). La máquina de corriente continua permite variar la carga actuando sobre una resistencia variable conectada al inducido o actuando sobre la excitación de la misma. Además dispone de una barra de una determinada longitud que une el estator basculante con una célula de carga. Esta célula de carga junto a un modulo electrónico de medida de par nos permite conocer en todo momento el par medio aplicado al SRM, figura AIII.1.

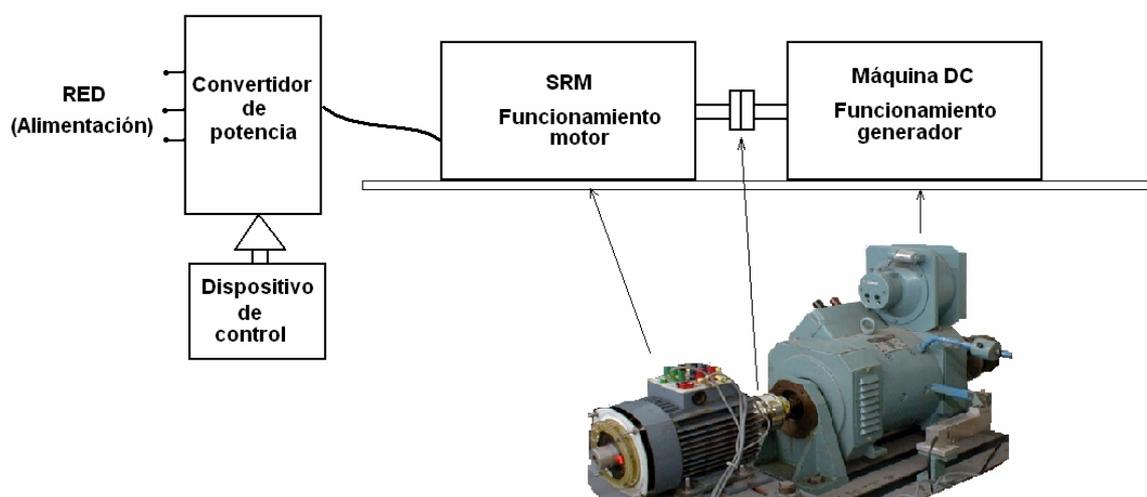


Figura AIII.1 .- Esquema de bloques y fotografía del banco de pruebas construido con una máquina de corriente continua funcionando como generador (carga).

En este banco de pruebas, se han realizado los ensayos y pruebas del accionamiento de bajo coste para motores de reluctancia trifásicos, con estructuras 6/4 y 12/8, que permite regulación de velocidad y de par con ángulos de conmutación constantes. (Placa de control analógico-digital) figura AIII.2.

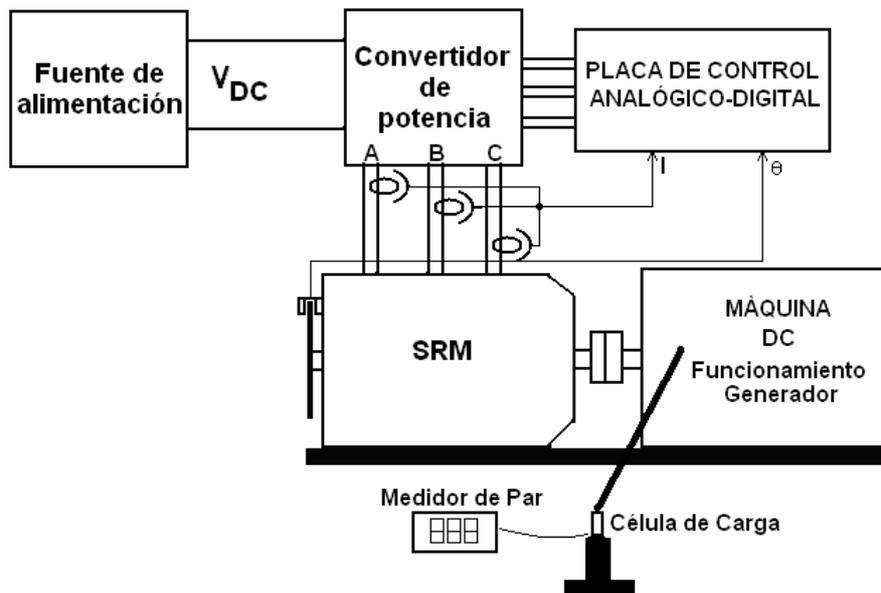


Figura AIII.2 .- Equipo de ensayo y prueba utilizado en el accionamiento de bajo coste para motores de reluctancia trifásicos, con estructuras 6/4 y 12/8, que permite regulación de velocidad y de par con ángulos de conmutación constantes.

En el equipo de ensayo las lecturas de corrientes, tensiones y potencias se han realizado con amperímetros (GANZ HLA-2 y HDA-2), voltímetros (GANZ HLV-2) y vatímetros (GANZ HEWa). La visualización de las formas de onda de las tensiones y corrientes se ha realizado con un osciloscopio digital (Tektronic THS720P) utilizando para su adquisición sensores de efecto Hall (LEM LA25-NP). Para la medida del par medio se ha utilizado una sonda de carga (DS-Europe 535QD) y un conversor analógico-digital (amplificador de señal AMP01, Convertidor A/D LM231A) que permite visualizar la medida en un display (drive digital para el display ICM7211). Para la medida del ruido y de la temperatura se ha utilizado un sonómetro (Brüel & Kjaer 2260 Observer) y un polímetro digital (ICE-Digitest 82) respectivamente.

De este banco de pruebas y equipo de medida se han obtenido los resultados experimentales y la comparación de las diferentes estrategias de control analógico en los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 presentadas en el capítulo III.3.

El **Banco de pruebas Nº 2**, se ha construido utilizando un transductor de par (HBM T34FN-10 Nm) y una máquina de corriente continua (4,4 kW, 3000 rpm, V_{ind} 440 V, I_{ind} 13 A) funcionando como generador (carga). La máquina de corriente continua permite variar la carga actuando sobre una resistencia variable conectada al inducido o actuando sobre la excitación de la misma, figura AIII.3.

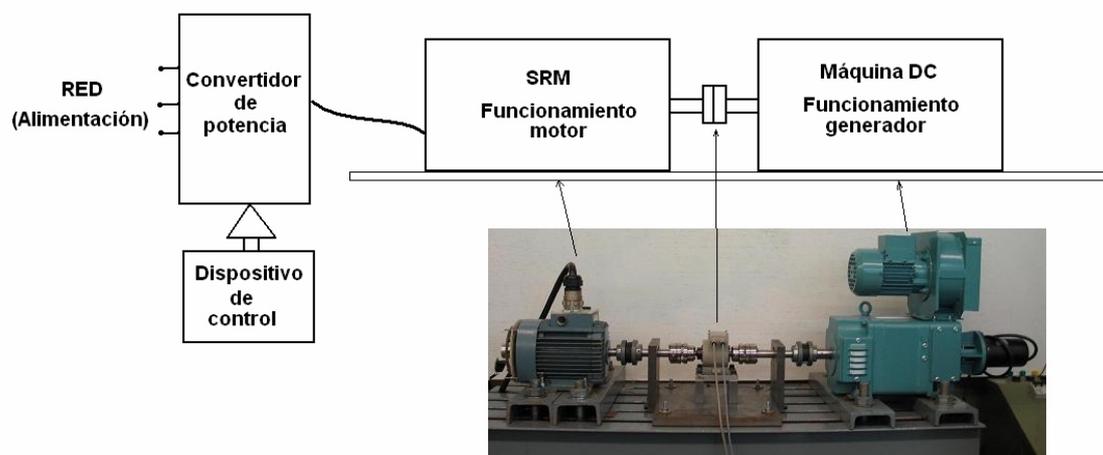


Figura AIII.3 .- Esquema de bloques y fotografía del banco de pruebas construido con un transductor de par y como carga una máquina de corriente continua trabajando como generador.

Los momentos de inercia del banco de ensayo son los de la tabla AIII.1:

Descripción equipo	Momento de inercia (kgm ²)
Motor SRM (J_{SRM})	$7 \cdot 10^{-4}$
Máquina corriente continua (J_{CC})	$12 \cdot 10^{-3}$
Acoplamiento (J_C)	$1 \cdot 10^{-4}$
Acoplamientos transductor de par (J_{CT})	$41 \cdot 10^{-5}$
Transductor de par (J_T)	$80 \cdot 10^{-6}$

Tabla AIII.1. – Momentos de inercia del equipo de ensayo y prueba utilizado en el control digital de motores de reluctancia autoconmutados (Banco de pruebas N° 2).

La rigidez torsional de los acoplamientos y del transductor del banco de ensayo es la de la tabla AIII.2.

Descripción equipo	Rigidez torsional
Acoplamiento (C_C)	$1 \cdot 10^{-5}$
Acoplamientos transductor de par (C_{CT})	5650
Transductor de par (C_T)	477

Tabla AIII.2. – Rigidez torsional de los acoplamientos y del transductor utilizados en el equipo de ensayo y prueba utilizado en el control digital de los SRM (Banco de pruebas N° 2).

La frecuencia natural del banco de ensayo viene definida por la ecuación:

$$f_n = \sqrt{C_{TOT} \left(\frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right)} \quad \text{AIII.1}$$

Siendo:

$$J_1 = J_{CC} + J_C$$

$$J_2 = J_{CC} + J_C + J_T + J_{CT}$$

$$\frac{1}{C_{TOT}} = \frac{1}{C_C} + \frac{1}{C_T} + \frac{1}{C_{CT}} + \frac{1}{C_C}$$

Obteniéndose como resultado una frecuencia natural del banco de ensayo de 94,12 Hz, que será la máxima frecuencia que podrá alcanzar el par instantáneo con garantía de no ser filtrado, correspondiendo a una velocidad:

$$N(\text{rpm}) = \frac{60 \cdot f_n \cdot (N_s - N_r)}{N_r \cdot N_s} \quad \text{AIII.2}$$

En este caso $f_n=94,12$ Hz y $N(\text{rpm})= 471$ rpm.

En este banco de pruebas, se han realizado los ensayos y pruebas de la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM que permite aplicar distintas alternativas de control del par medio (placa de control Dspace Ace kit 1104 CLP), figura AIII.4.

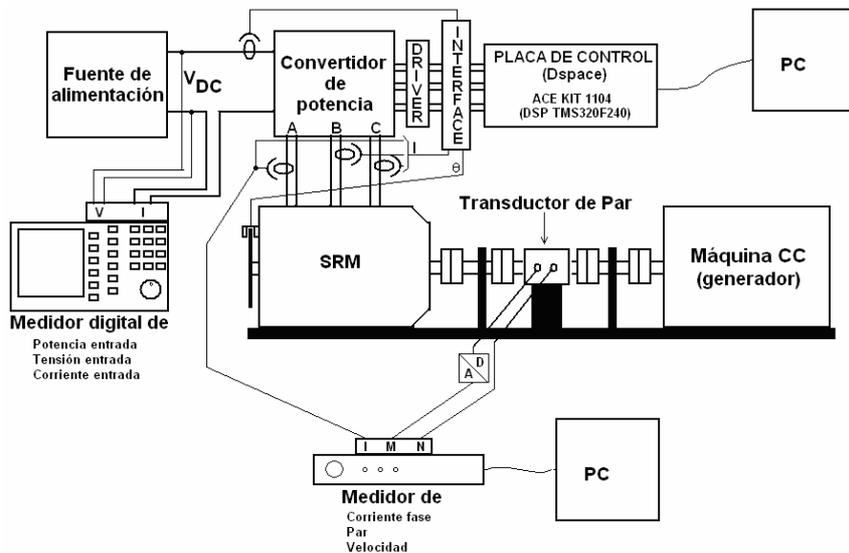


Figura AIII.4 .- Equipo de ensayo y prueba utilizado en la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM (placa de control Dspace Ace kit 1104 CLP). Utilizando como carga una máquina de corriente continua.

Las lecturas de corrientes, tensiones y potencias se han realizado con un medidor de potencia, tensión y corriente digital (Zimmer LM6450). La visualización de las diferentes formas de onda se ha realizado con un osciloscopio digital (Tektronic TDS5034 B) utilizando para su adquisición sensores de efecto Hall (LEM LA25-NP y HEME LTA100-PR). Para la visualización del par medio e instantáneo y velocidad se ha utilizado el programa Catman profesional de HBM. Para la medida del ruido y de la temperatura se ha utilizado un sonómetro (Brüel & Kjaer 2260 observer) y un polímetro digital (ICE-Digitest 82) respectivamente.

De este banco de pruebas y equipo de medida se han obtenido los resultados experimentales y comparación de las diferentes estrategias de control analógico en los prototipos de SRM 6/4 y 12/8 presentadas en el capítulo III.3.8.

El **Banco de pruebas N° 3**, se ha construido utilizando el transductor de par (HBM T34FN-10 Nm) y como carga se ha utilizado una máquina síncrona de imanes permanentes con rotor de disco (Mavilor MA-6, 3.6 Nm, 6000 rpm) trabajando como generador. El generador síncrono permite variar la carga actuando sobre una resistencia variable conectada al inducido del mismo a través de un rectificador trifásico, figura AIII.5.

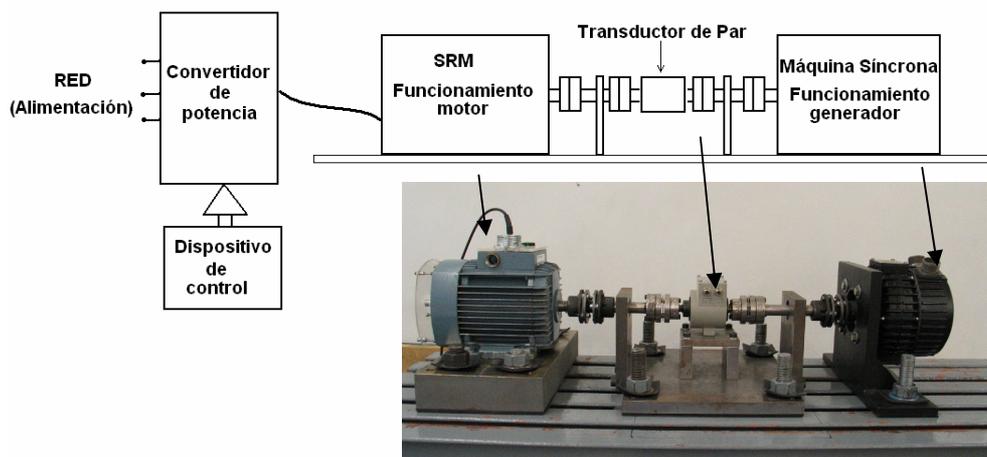


Figura AIII.5 .- Esquema de bloques y fotografía del banco de pruebas construido con un transductor de par y como carga una máquina síncrona de imanes permanentes con rotor de disco trabajando como generador.

Los momentos de inercia del banco de ensayo son los de la tabla AIII.3:

Descripción equipo	Momento de inercia (kgm ²)
Motor SRM (J_{SRM})	$7 \cdot 10^{-4}$
Máquina síncrona (J_{PM})	$3 \cdot 10^{-4}$
Acoplamiento (J_C)	$1 \cdot 10^{-4}$
Acoplamientos transductor de par (J_{CT})	$41 \cdot 10^{-5}$
Transductor de par (J_T)	$80 \cdot 10^{-6}$

Tabla AIII.3. – Momentos de inercia del equipo de ensayo y prueba utilizado en el control digital de motores de reluctancia autoconmutados (Banco de pruebas N° 3).

La rigidez torsional de los acoplamientos y del transductor del banco de ensayo es la de la tabla AIII.4.

Descripción equipo	Rigidez torsional
Acoplamiento (C_C)	$1 \cdot 10^5$
Acoplamientos transductor de par (C_{CT})	5650
Transductor de par (C_T)	477

Tabla AIII.4. – Rigidez torsional de los acoplamientos y del transductor utilizados en el equipo de ensayo y prueba utilizado en el control digital de los SRM (Banco de pruebas N° 3).

La frecuencia natural del banco de ensayo viene definida por la ecuación, AIII.1, siendo:

$$J_1 = J_{PM} + J_C$$

$$J_2 = J_{SRM} + J_C + J_T + J_{CT}$$

$$\frac{1}{C_{TOT}} = \frac{1}{C_C} + \frac{1}{C_T} + \frac{1}{C_{CT}} + \frac{1}{C_C}$$

Obteniéndose como resultado una frecuencia natural del banco de ensayo de 188,57 Hz, que será la máxima frecuencia que podrá alcanzar el par instantáneo con garantía de no ser filtrado, correspondiendo a una velocidad, ecuación AIII.2, de 943 rpm.

En este banco de pruebas, se han realizado los ensayos y pruebas de la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM que permite aplicar distintas alternativas de control del par medio (placa de control Dspace Ace kit 1104 CLP), figura AIII.6

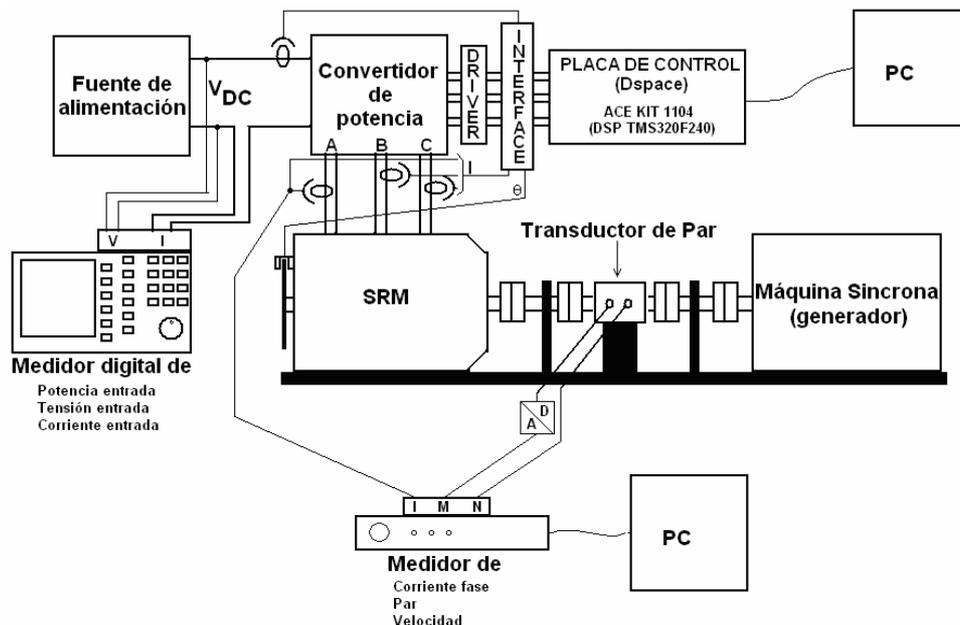


Figura AIII.6 .- Equipo de ensayo y prueba utilizado en la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM (placa de control Dspace Ace kit 1104 CLP). Utilizando como carga un generador síncrono.

Las lecturas de corrientes, tensiones y potencias se han realizado con un medidor de potencia, tensión y corriente digital (Zimmer LM6450). La visualización de las diferentes formas de onda se han realizado con un osciloscopio digital (Tektronic TDS5034B) utilizando para su adquisición sensores de efecto Hall (LEM LA25-NP y HEME LTA100-PR). Para la visualización del par medio e instantáneo y velocidad se ha utilizado el programa Catman profesional de HBM. Para la medida del ruido y de la temperatura se ha utilizado un sonómetro (Brüel & kjaer 2260 observer) y un polímetro digital (ICE-Digitest 82) respectivamente.

De este banco de pruebas y equipo de medida se han obtenido los resultados experimentales y la influencia del control sobre las características de funcionamiento del SRM 6/4 y del motor de inducción comercial con control vectorial, capítulo IV.4.

El **Banco de pruebas N° 4**, se ha construido utilizando un freno de histéresis programable. Este freno dispone de un dispositivo de control (Magtrol DSP6001) que conjuntamente con un dinamómetro de histéresis (Magtrol HD-710) permite programar diferentes tipos de cargas, figura AIII.7

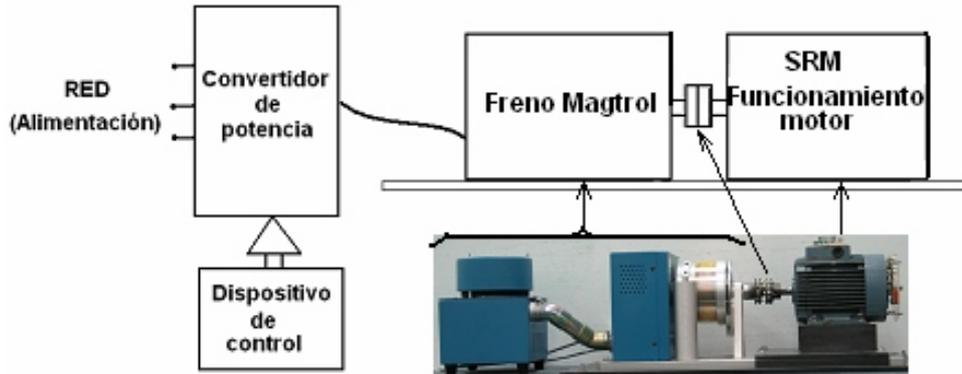


Figura AIII.7 .- Esquema de bloques y fotografía del banco de pruebas construido con un freno de histéresis programable.

En este banco de pruebas, se han realizado los ensayos y pruebas de la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM que permite aplicar distintas alternativas de control del par medio (placa de control Dspace Ace kit 1104 CLP), figura AIII.8

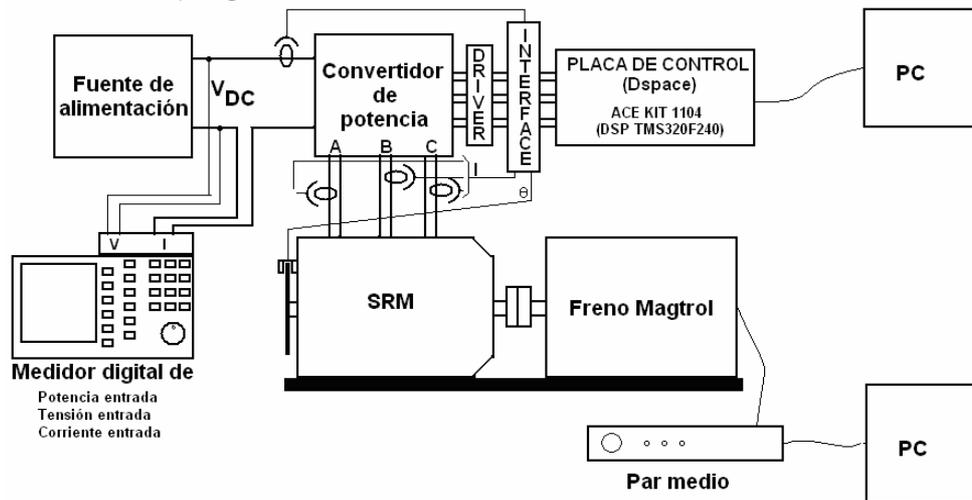


Figura AIII.8 .- Equipo de ensayo y prueba utilizado en la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM (placa de control Dspace Ace kit 1104 CLP). Utilizando como carga un freno de histéresis.

Las lecturas de corrientes, tensiones y potencias se han realizado con un medidor de potencia, tensión y corriente digital (Zimmer LM6450). La visualización de las diferentes formas de onda se ha realizado con un

osciloscopio digital (Tektronic TMS2024) utilizando para su adquisición sensores de efecto Hall (LEM LA25-NP y HEME LTA100-PR). Para cargar el motor se ha utilizado un freno de histéresis (Magtrol) que permite fijar el par medio en la carga. También permite programar ciclos de trabajo en diferentes condiciones de carga.

De este banco de pruebas y equipo de medida se han obtenido los ciclos de trabajo de capítulo IV.4.5 aplicados al SRM 6/4 y al motor de inducción comercial con control vectorial.

Todos los ensayos realizados al motor de inducción comercial con control vectorial (variador PDL microdrive elite) se han realizado utilizando los mismos bancos de pruebas y condiciones que las aplicadas al SRM. Por ejemplo, en la figura III.9 se visualiza el motor de inducción con el freno de histéresis programable.

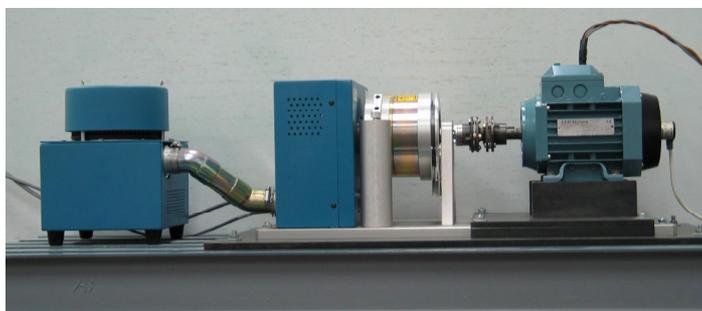


Figura AIII.9 .- Fotografía del banco de pruebas construido con un motor de inducción comercial (control vectorial) y un freno de histéresis programable.

AIII.2.- Fotografías de las placas de los circuitos de control y potencia.

Las placas de los circuitos de control y potencia del accionamiento de bajo coste para motores de reluctancia trifásicos con estructuras 6/4 y 12/8 que permite regulación de velocidad y de par con ángulos de conmutación constantes (analizadas en el capítulo III) se pueden observar en las fotografías de la figura AIII.10 y figura AIII.11.

Las placas de los circuitos de control y potencia de la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM que permite aplicar distintas alternativas de control del par medio (analizadas en el capítulo IV) se pueden observar en las fotografías de la figura AIII.12 y figura AIII.13.

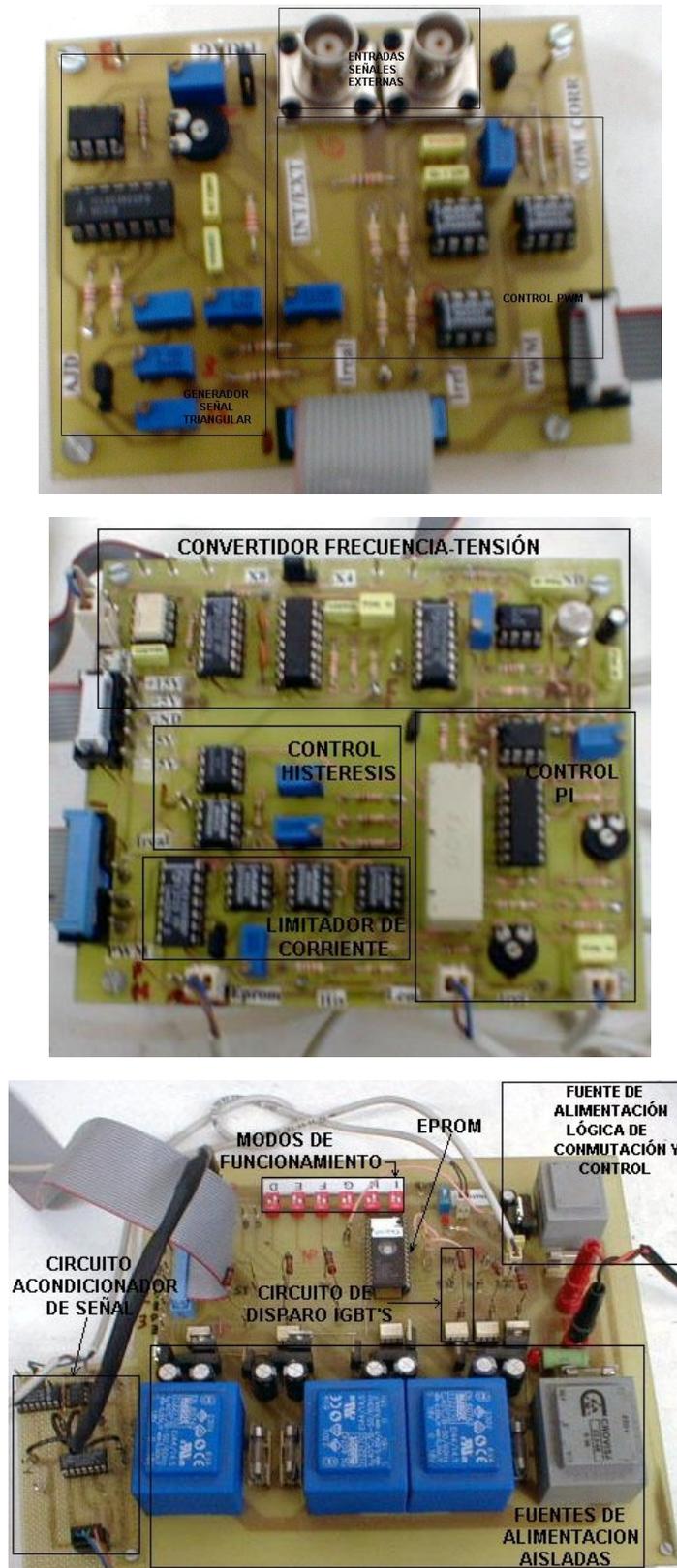


Figura AIII.10 .- Las placas de los circuitos de control del accionamiento de bajo coste para motores de reluctancia trifásicos con estructuras 6/4 y 12/8 que permite regulación de velocidad y de par con ángulos de conmutación constantes

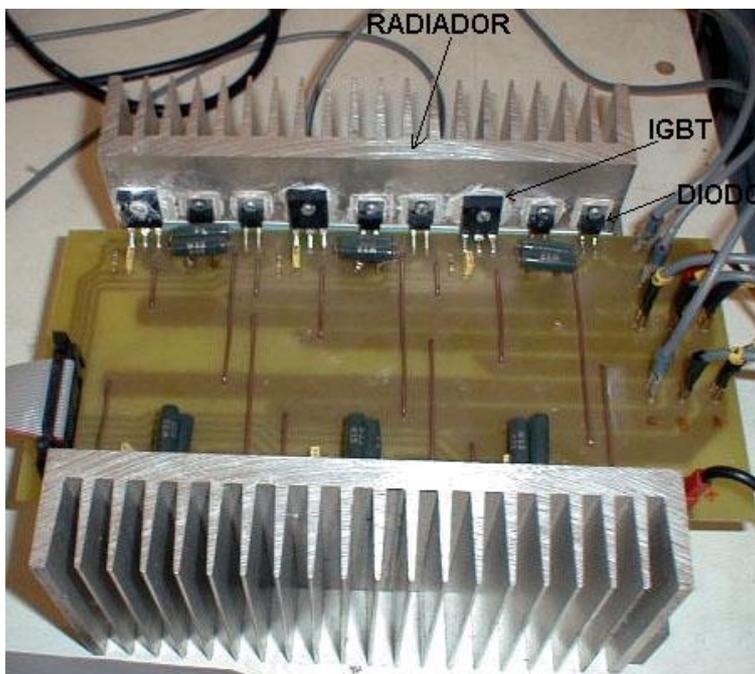


Figura AIII.11 .- Las placas del circuito de potencia del accionamiento de bajo coste para motores de reluctancia trifásicos con estructuras 6/4 y 12/8 que permite regulación de velocidad y de par con ángulos de conmutación constantes.

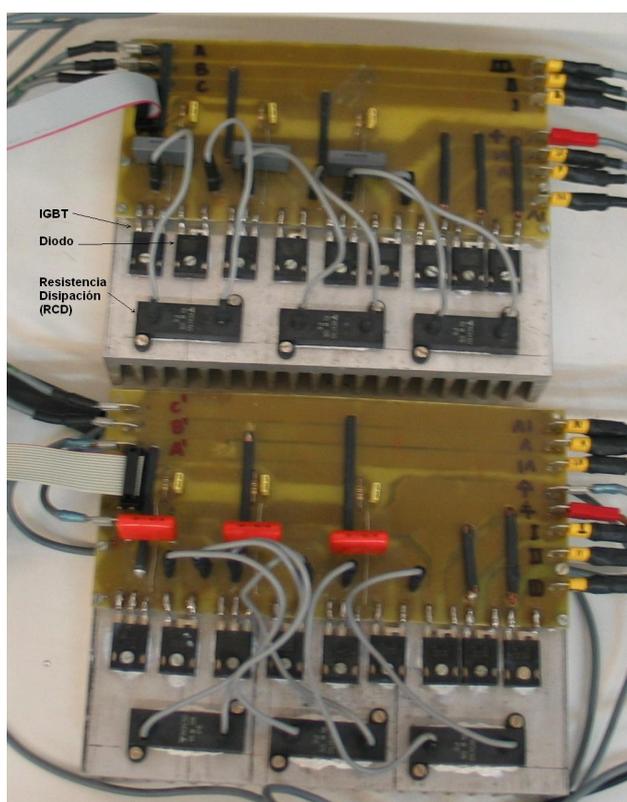


Figura AIII.12 .- Placas de los circuitos de potencia de la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM que permite aplicar distintas alternativas de control del par medio.

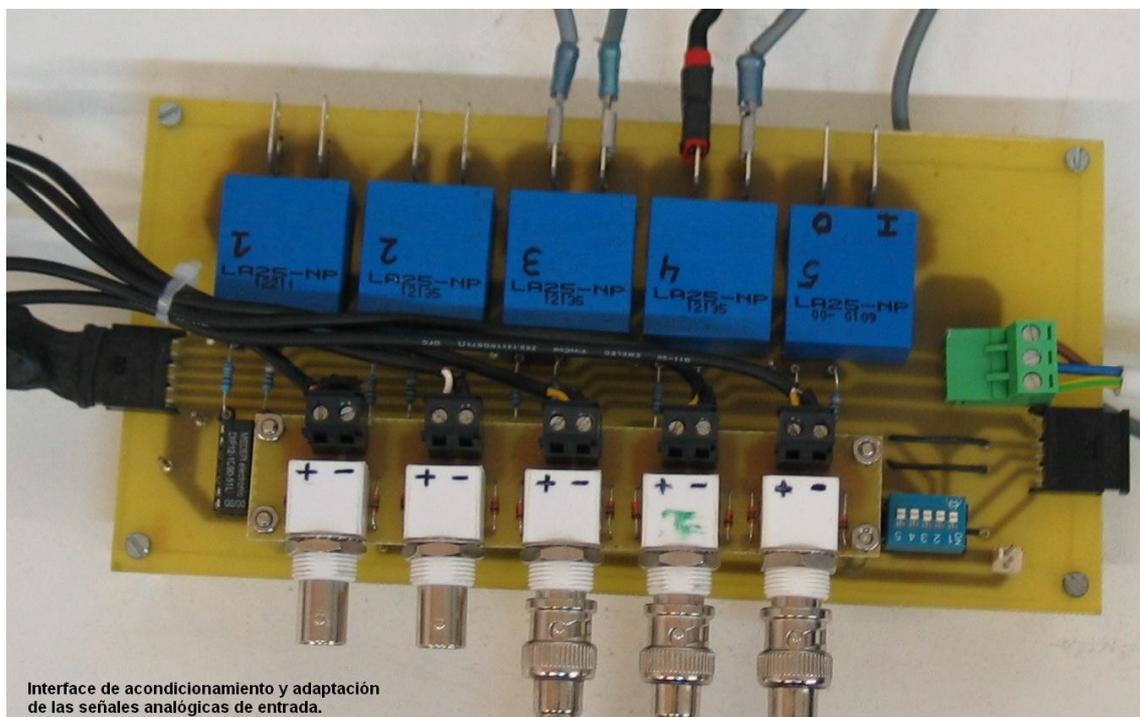
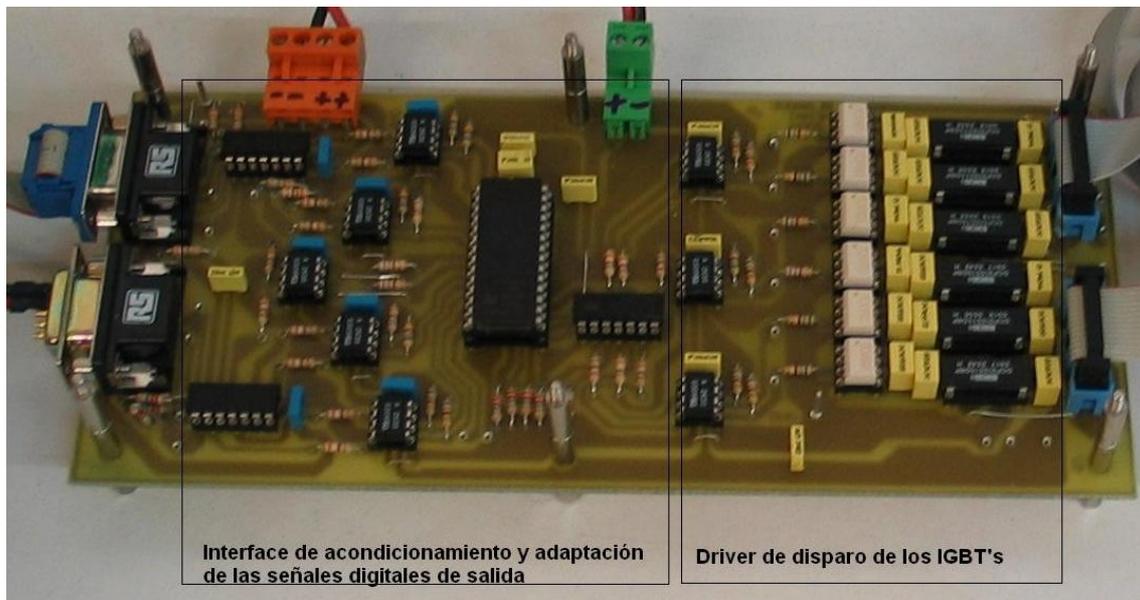


Figura AIII.13 .- Las placas de los circuitos de control de la plataforma para el diseño de accionamientos digitales para SRM que permite aplicar distintas alternativas de control del par medio.

AIII.3.- Características técnicas de las máquinas eléctricas utilizadas en los bancos de ensayo y prueba.

		MOTOR C.C. ID 090 S - Datos Técnicos -				Código DT-ID090S Edición 03 Página 1 / 2 Fecha 06.06.2000																																												
CARACTERÍSTICAS GENERALES		PESO CON MOTOVENTILADOR 39 Kg. RODAMIENTO LADO POLEA 6206ZZC3 RODAMIENTO LADO COLECTOR 6205ZZC3 MEDIDA ESCOBILLAS 10X12,5X30		VENTILACIÓN CAUDAL 300 m3/h PRESIÓN 400 Pa POTENCIA 0,25 Kw																																														
FACTOR FORMA 1,05 SERVICIO S1 REFRIGERACION IC06 PROTECCIÓN IP23S MOM. INERCIA 0,012 Kg.m2 NIVEL DE RUIDO 68 dB	EXCITACIONES NORMALIZADAS EXCITACION 340V 0,43 A. EXCITACION 195V 0,67 A.		VELOCIDADES VEL. MAX. DESX. 1,6 x Vel. Nom. VELOC MAX. MEC. 5000 r.p.m.																																															
<table border="1"> <thead> <tr> <th>CÓDIGO MOTOR</th> <th>POT. KW</th> <th colspan="5">VELOCIDAD (rpm) a la tensión</th> <th>INTEN. A.</th> <th>PAR Nm</th> <th>RDTO %</th> <th>R115° Ohms</th> <th>L mH</th> <th>ESCOB. CANT.</th> </tr> <tr> <th></th> <th></th> <th>180V.</th> <th>260V.</th> <th>310V.</th> <th>400V.</th> <th>440V.</th> <th></th> <th></th> <th></th> <th></th> <th></th> <th></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>17</td> <td>4,4</td> <td></td> <td></td> <td></td> <td>3000</td> <td></td> <td>13,0</td> <td>14</td> <td>84,7</td> <td>3,000</td> <td>21,2</td> <td>4</td> </tr> </tbody> </table>	CÓDIGO MOTOR	POT. KW	VELOCIDAD (rpm) a la tensión					INTEN. A.	PAR Nm	RDTO %	R115° Ohms	L mH	ESCOB. CANT.			180V.	260V.	310V.	400V.	440V.							17	4,4				3000		13,0	14	84,7	3,000	21,2	4											
CÓDIGO MOTOR	POT. KW	VELOCIDAD (rpm) a la tensión					INTEN. A.	PAR Nm	RDTO %	R115° Ohms	L mH	ESCOB. CANT.																																						
		180V.	260V.	310V.	400V.	440V.																																												
17	4,4				3000		13,0	14	84,7	3,000	21,2	4																																						

Máquina síncrona: INFRANOR MAVILOR MA-6

CARACTERÍSTICAS	MA-6	UNIDADES
Par nominal	3,6	N·m
Par máximo (de pico)	28,5	N·m
Velocidad máxima	6000	rpm
Constante de Par	0,63	N·m/A
Corriente nominal	4,2	A
Corriente máxima (de pico)	44,4	A
Constante BEMF	37	V/krpm
Par de reluctancia máximo	<0,1	N·m
Resistencia terminal	2,7	N·m
Inductancia	5,8	mH
Inercia	0,3	kg·m ² ·10 ⁻³
Constante de tiempo mecánica	3,8	ms
Constante de tiempo eléctrica	2,2	ms
Carga radial	41,8	kg
Carga axial	23	kg
Peso	4,4	kg
Longitud	138	mm

AIV.- Diseño de los reguladores para SRM.

AIV.1.- Aspectos generales.

AIV.2.- Modelo del SRM en pequeña señal.

AIV.3.- Diagrama de bloques del control del SRM.

AIV.4.- Función de transferencia del SRM.

AIV.5.- Diseño del control de corriente en lazo cerrado.

AIV.6.- Diseño del control de velocidad en lazo cerrado.

AIV. - Diseño de los reguladores para SRM

AIV.1.- Aspectos generales.

A la hora de realizar el estudio del SRM y para facilitar el cálculo consideraremos que tiene un comportamiento lineal. Así pues, en el estudio de la planta de este motor supondremos que la inductancia es constante y que adquiere el valor medio de su valor en la posición alineada respecto a la posición no alineada. Las variables de estado en la planta del SRM serán la velocidad (ω) y la corriente (i).

La ecuación característica en una fase del SRM en conducción si consideramos la caída de tensión que se produce en los interruptores de estado sólido despreciable, ecuación I.6, es:

$$V = i \cdot (R + w\mathbf{l}) + L \frac{di}{dt} \quad (\text{AIV.1})$$

El par electromagnético calculado en la ecuación I.14 es:

$$M = \frac{1}{2} \mathbf{l} i^2$$

El coeficiente de rozamiento viscoso total (motor+carga) es:

$$B_t = B + B_1$$

El par motor se puede expresar como:

$$M = J \frac{dw}{dt} + B_t w \quad (\text{AIV.2})$$

$$\frac{1}{2} \mathbf{l} i^2 = J \frac{dw}{dt} + B_t w$$

Las ecuaciones AIV.1 y AIV.2 representan las ecuaciones generales del SRM.

AIV.2.- Modelo del SRM en pequeña señal.

Para realizar el análisis del SRM utilizaremos un modelo en pequeña señal. Así obtenemos:

$$V_o + dV = (i_o + di)(R + (w_o + dw)\mathbf{l}) + L \frac{d(i_o + di)}{dt} \quad (\text{AIV.3})$$

$$\frac{1}{2} \mathbf{l} (i_o + di)^2 = J \frac{d(w_o + dw)}{dt} + B_t (w_o + dw) \quad (\text{AIV.4})$$

Donde el subíndice "0" indica los valores de las variables de estado en las entradas y las variables en pequeña señal vienen precedidas de "d".

Las ecuaciones en pequeña señal vienen determinadas por:

$$dV = di(R + w_o \mathbf{1}) + L \frac{d(di)}{dt} + i_o \mathbf{1}(dw) \quad (\text{AIV.5})$$

$$i_o \mathbf{1} di = J \frac{d(dw)}{dt} + B_t(dw) \quad (\text{AIV.6})$$

Estas ecuaciones también se pueden escribir:

$$\frac{d(di)}{dt} = -\frac{(R + w_o \mathbf{1})}{L} di - \frac{i_o \mathbf{1}}{L} dw + \frac{dV}{L} \quad (\text{AIV.7})$$

$$\frac{d(\delta\omega)}{dt} = \frac{i_o \mathbf{1}}{J} \delta i - \frac{B_t}{J} \delta\omega \quad (\text{AIV.8})$$

Los términos de la ecuación de estado son:

$$\begin{bmatrix} \frac{d(di)}{dt} \\ \frac{d(dw)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(R + w_o \mathbf{1})}{L} & -\frac{i_o \mathbf{1}}{L} \\ \frac{i_o \mathbf{1}}{J} & -\frac{B_t}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (di) \\ (dw) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} (dV) \quad (\text{AIV.9})$$

Las ecuaciones anteriores se pueden simplificar sustituyendo algunos términos, como se puede observar en la tabla AIV.1:

Resistencia equivalente	$R_{eq} = R + \mathbf{1}w_o$
Constante de f.e.m.	$K_b = \mathbf{1}i_o$
f.e.m inducida	$d_e = K_b dw = \mathbf{1}i_o dw$
Constante de tiempo mecánica del SRM	$t_m = \frac{J}{B_t}$
Constante de tiempo eléctrica del SRM	$t_e = \frac{L}{R}$

Tabla AIV.1.- Simplificaciones en el modelo de pequeña señal.

Si las ecuaciones AIV.7 y AIV.8 las pasamos a dominio de la transformada de Laplace obtendremos:

$$s \cdot di(s) = -\frac{(R + w_o \mathbf{1})}{L} di(s) - \frac{i_o \mathbf{1}}{L} dw(s) + \frac{dV(s)}{L} \quad (\text{AIV.10})$$

$$s \cdot dw(s) = \frac{i_o \mathbf{1}}{J} di(s) - \frac{B_t}{J} dw(s) \quad (\text{AIV.11})$$

De estas ecuaciones se puede despejar la tensión y la velocidad.

$$dV(s) = de + [di(s) \cdot (sL + R_{eq})] \quad (\text{AIV.12})$$

$$dw(s) = \frac{k_b \cdot di(s)}{Js + B_t} \quad (\text{AIV.13})$$

También se puede obtener el diagrama de bloques del modelo lineal del SRM, figura AIV.1. Como se puede apreciar es similar al modelo de la máquina de corriente continua con excitación independiente.

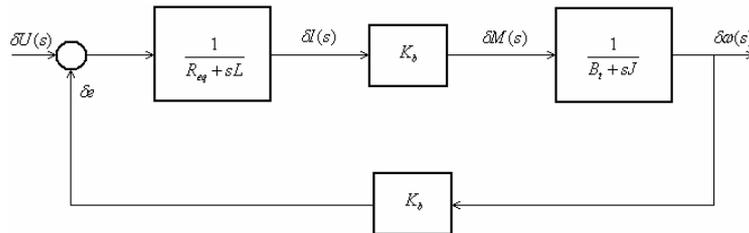


Figura AIV.1- Diagrama de bloques del SRM. Modelo lineal.

AIV.3.- Diagrama de bloques del control del SRM.

El diagrama de bloques del sistema presenta un control de velocidad en lazo cerrado y otro de corriente, también en lazo cerrado, dispuestos en cascada, figura AIV.2.

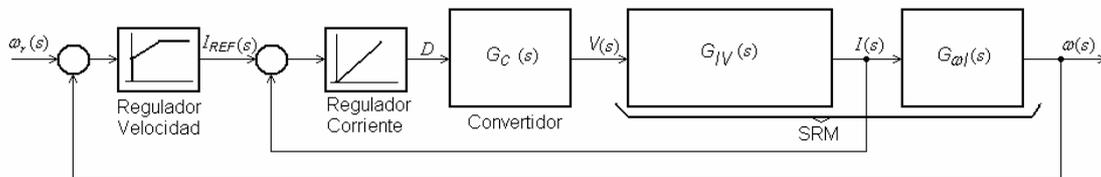


Figura AIV.2.- Diagrama de bloques del control del SRM.

La velocidad de giro del motor (ω) se compara con la velocidad de referencia (ω_r). El error obtenido de dicha comparación se amplifica y acondiciona en un regulador de velocidad (generalmente regulador PI con limitación de corriente). La señal de salida del regulador de velocidad proporciona la corriente de referencia (I_{REF}) al regulador de corriente. El regulador de corriente en función de la corriente de referencia y de la corriente real (I) actuará sobre el convertidor.

AIV.4.- Función de transferencia del SRM.

La función de transferencia del SRM se puede obtener a partir de la ecuación AIV.10 y AIV.11 y la subdividiremos en dos partes. La primera corresponderá a la función de transferencia en lazo cerrado de corriente respecto la tensión de entrada ($G_{IV}(s)$) y la segunda corresponderá a la función de transferencia en lazo cerrado de la velocidad respecto a la corriente ($G_{\omega I}(s)$).

$$G_{IV}(s) = \frac{di(s)}{dV(s)} = \frac{(B_t + sJ)}{s^2LJ + s(LB_t + RJ + w_0\mathbf{1}J) + RB_t + w_0\mathbf{1}B_t + \mathbf{1}^2i_0^2} \quad (\text{AIV.14})$$

$$G_{IV}(s) = \frac{di(s)}{dV(s)} = \frac{B_t(1 + st_m)}{LJ \left(s^2 + s \left(\frac{1}{t_m} + \frac{1}{t_e} + \frac{w_0\mathbf{1}}{L} \right) + \frac{1}{t_m t_e} + \frac{w_0\mathbf{1}}{t_m L} + \frac{\mathbf{1}^2 i_0^2}{LJ} \right)} \quad (\text{AIV.15})$$

siendo:

$$b = \frac{1}{t_m} + \frac{1}{t_e} + \frac{w_0\mathbf{1}}{L}$$

$$c = \frac{1}{t_m t_e} + \frac{w_0\mathbf{1}}{t_m L} + \frac{\mathbf{1}^2 i_0^2}{LJ}$$

$$-T_1 = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4c}}{2}$$

$$-T_2 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4c}}{2}$$

La función de transferencia en lazo cerrado de la corriente respecto la tensión de entrada ($G_{IV}(s)$) del SRM se podrá escribir como sigue:

$$G_{IV}(s) = \frac{di(s)}{dV(s)} = \frac{(1 + st_m)}{L t_m (s + T_1)(s + T_2)} \quad (\text{AIV.16})$$

La función de transferencia en lazo cerrado de la velocidad respecto a la corriente en el SRM se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$G_{wI}(s) = \frac{dw(s)}{di(s)} = \frac{i_0\mathbf{1}}{sJ + B_t} = \frac{\frac{i_0\mathbf{1}}{B_t}}{st_m + 1} = \frac{\frac{K_b}{B_t}}{st_m + 1} \quad (\text{AIV.17})$$

AIV.5.- Diseño del control de corriente en lazo cerrado.

Para calcular la función de transferencia en lazo cerrado del control de corriente es necesario calcular previamente la función de transferencia del convertidor y del regulador de corriente.

La función de transferencia del convertidor de potencia, suponiendo que se aplica un control PWM, se comporta como un circuito de primer orden:

$$G_c(s) = \frac{D(s)}{V(s)} = \frac{K_c}{1 + st_c} \quad (\text{AIV.18})$$

Donde, K_c relaciona la tensión nominal de alimentación respecto a la tensión máxima que podemos aplicar al convertidor.

$$K_c = \frac{V_{DC}(\text{non.})}{V_{DC}(\text{máx})} \quad (\text{AIV.19})$$

La constante de tiempo del convertidor, τ_c , cuando se aplica un control PWM, con una frecuencia de la señal portadora f_c , se considera:

$$t_c = \frac{1}{2f_c}$$

El regulador de corriente puede ser de diferentes tipos pero en nuestro caso se ha seleccionado un regulador de tipo proporcional.

$$G_i(s) = K_i$$

La función de transferencia del control de corriente en lazo cerrado es la siguiente:

$$G_{ic}(s) = \frac{K_i \frac{K_c}{1+st_c} \frac{(1+st_m)}{Lt_m(s+T_1)(s+T_2)}}{1+K_i \frac{K_c}{1+st_c} \frac{(1+st_m)}{Lt_m(s+T_1)(s+T_2)}} \quad (\text{AIV.20})$$

La constante de tiempo del convertidor, τ_c , se puede despreciar ya que la frecuencia de conmutación de los interruptores es como mínimo 10 veces mayor que la constante de tiempo eléctrica. También, como el tiempo de la constante mecánica, τ_m , es grande se puede realizar la siguiente aproximación:

$$1+st_c \cong 1$$

$$1+st_m \cong st_m$$

El sistema simplificado en lazo cerrado de corriente quedará como sigue:

$$G_{ic}(s) = \frac{K_i K_c \frac{s}{L(s+T_1)(s+T_2)}}{1+K_i K_c \frac{s}{L(s+T_1)(s+T_2)}} = \frac{\frac{sK_i K_c}{L}}{s^2 + s\left((T_1+T_2) + \frac{K_i K_c}{L}\right) + T_1 T_2} \quad (\text{AIV.21})$$

El valor diseñado de proporcional (K_i) puede ser aproximadamente 1/20 el tiempo de la frecuencia de conmutación de los interruptores. El diagrama de bloques en lazo cerrado de la corriente se puede observar en la figura AIV.3.

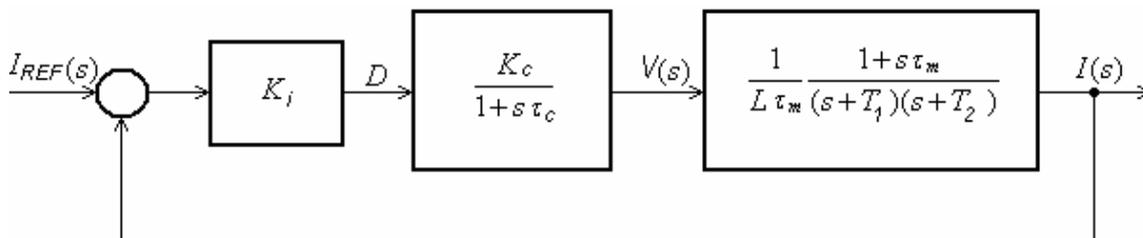


Figura AIV.3.- Diagrama de bloques del control de corriente en lazo cerrado.

AIV.6.- Diseño del control de velocidad en lazo cerrado.

Para calcular la función de transferencia en lazo cerrado del control de velocidad es necesario calcular previamente la función de transferencia del regulador de velocidad.

El regulador de velocidad es del tipo PI (es el más utilizado industrialmente) y la función de transferencia del mismo es:

$$G_s(s) = \frac{K_s(1 + st_s)}{st_s} \quad (\text{AIV.22})$$

Para simplificar el diseño del lazo de control de velocidad se asume que el retardo en el lazo cerrado de corriente es despreciable. Normalmente, el lazo de respuesta de corriente es 10 veces más rápido que el lazo de velocidad. Para simplificar más aún las ecuaciones, se considera la ganancia del lazo de corriente aproximadamente la unidad y el tiempo de retardo despreciable y muy pequeño comparado con todas las constantes de tiempo.

La función de transferencia del control de velocidad en lazo cerrado es la siguiente:

$$G_{sc} = \frac{w}{w_r} = \frac{\frac{K_s(1 + st_s)}{st_s} \frac{K_b}{B_t(1 + st_m)}}{1 + \frac{K_s(1 + st_s)}{st_s} \frac{K_b}{B_t(1 + st_m)}} = \frac{K_b K_s (1 + st_s)}{t_s t_m B_t s^2 + K_b K_s (1 + st_s)} \quad (\text{AIV.23})$$

El sistema de bloques del control en lazo cerrado de velocidad se puede observar en la figura AIV.4.

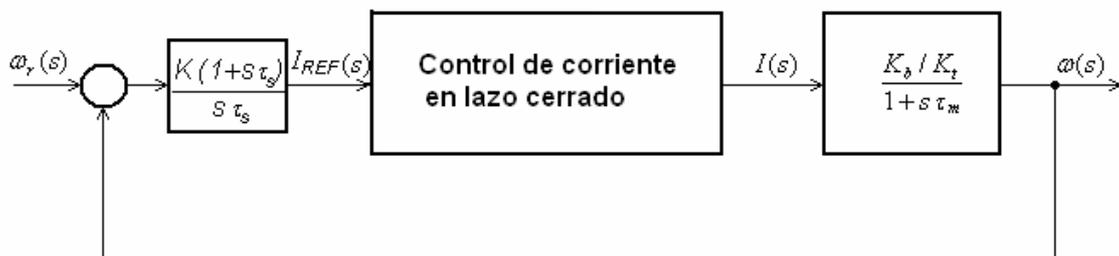


Figura AIV.4.- Diagrama de bloques del control de velocidad en lazo cerrado.

Operando se obtiene que el denominador de la función de transferencia de velocidad en lazo cerrado es:

$$s^2 + \frac{K_b K_s}{t_m B_t} s + \frac{K_b K_s}{t_s t_m B_t} \quad (\text{AIV.24})$$

La ecuación de 2º grado que se ha obtenido nos permitirá calcular la constante proporcional e integral del regulador PI. Solamente se tendrá que comparar los coeficientes obtenidos en la misma con la frecuencia natural de oscilación (w_n) y el factor de amortiguamiento (x) deseados.

$$2xw_n = \frac{K_b K_s}{t_m B_t} \quad K_s = \frac{2xw_n t_m B_t}{K_b} \quad (\text{AIV.25})$$

$$w_n^2 = \frac{K_b K_s}{t_s t_m B_t} \quad t_s = \frac{K_b K_s}{t_m B_t w_n^2} \quad (\text{AIV.26})$$

**AV.- Tarjeta controladora Dspace 1104 e interface Dspace
CLP1104 .**

- AV.1.- Tarjeta controladora Dspace 1104.
- AV.2.- Interface Dspace CLP1104.

AV. - Tarjeta controladora Dspace 1104 e interface Dspace CLP1104 .

AV.1.- Tarjeta controladora Dspace 1104.

La tarjeta controladora Dspace DS 1104, figura AV.1.1, además de tener como dispositivo principal la DSP (TMS320F240), dispone de diferentes características tal como se muestra en la figura V.1.2, entre las cuales cabe destacar el procesador de PowerPC 603e que utilizando buses bidireccionales se encarga de gestionar el flujo de información entre el PC y la DSP. Con esta transferencia de información se consigue interactuar con el sistema DSP, que trabaja en tiempo real, obteniendo información instantánea de las variables que se desee controlar. También, se puede actuar y controlar dichas variables con la finalidad de depurar los programas realizados.



Figura AV.1.1. – Tarjeta controladora Ds1104.

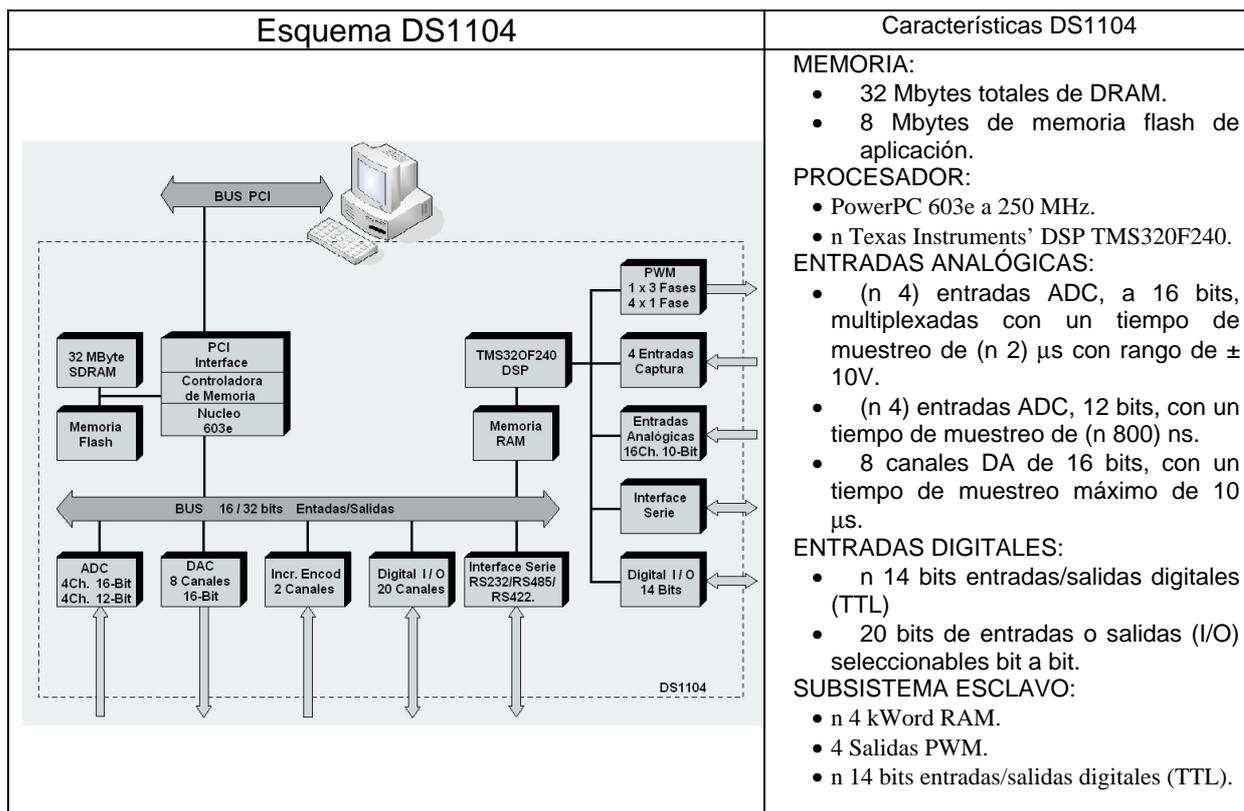


Figura AV.1.2.- Esquema de bloques de la tarjeta controladora DS1104.

AVI.- Comunicaciones relacionadas con la Tesis.

AVI.1- Congresos internacionales.

AVI.2.- Congresos nacionales.

AVI.3.- Revistas profesionales.

AVI.4.- Proyectos con financiación específica

AVI.5.- Dirección de proyectos final de carrera presentados en la
EPSEVG.

A.VI.1.- Congresos internacionales.

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”. Seminario de Automática y Electrónica Industrial (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”. Seminario de Automática y Electrónica Industrial (SAAEI'96), 11-13 de Septiembre 1996, Zaragoza.

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.

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, 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”. Seminario de Automática y Electrónica Industrial (SAAEI'98), 16-18 de Septiembre 1998, Pamplona.

Andrada, P. ; Castellana, F.; Martínez, E.; Perat, J.I. “Sensorless 12/8 switched reluctance drives for low power and low voltage applications” International Conference on Electric Machines, International Conference on Electrical Machines (ICEM98), 2-5 de Septiembre de 1998, Istambul.

Castellana F., Andrada P., Martínez E., Perat J.I. "Sensorless control of switched reluctance drives for low power and low voltage applications". Fifth European Space Power Conference (ESPC'98), 23-25 septiembre de 1998, Tarragona

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. "Experimental determination of magnetization curves of switched reluctance motors". International Conference on Electrical Machines (ICEM'2000), 28-30 de Agosto 2000, Helsinki.

P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Equipo electrónico para la caracterización magnética de motores de reluctancia autoconmutados". Seminario de Automática y Electrónica Industrial (SAAEI'2000), 13-15 de Septiembre 2000, Terrassa.

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, 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, Leganés (Madrid).

J.I. Perat, P. Andrada, B. Blanque., "Convertidor estático para motores de reluctancia autoconmutados", 7as Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica, Julio 2001, Leganés (Madrid).

P. Andrada, M. Torrent, B. Blanqué, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez. "Motores de reluctancia autoconmutados para aplicaciones con características mecánicas variables". Seminario de Automática y Electrónica Industrial (SAAEI'01), 12-14 de Septiembre 2001, Matanzas.

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". International Conference on Electrical Machines (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". International Conference on Electrical Machines (ICEM'2002), 25-28 Agosto 2002, Bruges).

B. Blanqué, J.I. Perat, M. Torrent, P. Andrada. "Simulation of non-linear switched reluctance motor" Seminario de Automática y Electrónica Industrial (SAAEI'02), 18-20 de Septiembre 2002, Alcalá de Henares.

J.I. Perat, B. Blanqué, M. Torrent, P. Andrada, J.A. Sanchez. "Comparación de controladores analógicos para accionamientos de bajo coste" Seminario de Automática y Electrónica Industrial (SAAEI'02), 18-20 de Septiembre 2002, Alcalá de Henares.

P. Andrada, M. Torrent, B. Blanqué, J.I. Perat "Switched Reluctance Drives for Electric Vehicle Applications". International Conference on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ'03. 9-12 Abril 2003. Vigo.

B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada, M. Torrent "Modelización no lineal de Motores de Reluctancia Autoconmutados mediante Simulink" 8º Congresso Luso Espanhol de Engenharia Electrotécnica, Volumen III, pp. 169-174. 3-5 Julio 2003. Vilamoura, Portugal.

J.A. Sanchez, P.Andrada, M. Torrent, J.I. Perat, B. Blanqué "Acoustic noise comparison between two different switched reluctance motors and an inverter-fed induction motor" 8º Congresso Luso Espanhol de Engenharia Electrotécnica. Volumen III, pp. 197-202. 3-5 Julio 2003. Vilamoura, Portugal.

J.I. Perat, B. Blanqué, P. Andrada, M. Torrent "Variador de bajo coste para Motores de Reluctancia Autoconmutados" 8º Congresso Luso Espanhol de Engenharia Electrotécnica. Volumen III, pp. 247-252. 3-5 Julio 2003. Vilamoura, Portugal.

J.A. Sánchez, P.Andrada, M. Torrent, J.I. Perat. "Acoustic Noise Comparison of Two Different Switched Reluctance Motors and An Inverter-fed Induction Motor". European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'03. 2-5 Septiembre 2003. Toulouse.

B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada. "Low Cost Digital Controller for Switched Reluctance Motors". 16th International Conference on Electrical Machines, ICEM'04. 5-8 Septiembre 2004. Cracovia.

B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada. "Accionamiento de reluctancia autoconmutado con control en línea de los ángulos de inicio y de bloqueo de la conducción". 9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica, 9CHLIE. 30 Junio-2 Julio 2005. Marbella.

J. Sanchez, P. Andrada, B. Blanqué, M. Torrent, J.I. Perat. "Motor de reluctancia autoconmutado para aplicaciones tolerantes a faltas". 9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica, 9CHLIE. 30 Junio-2 Julio 2005. Marbella.

B. Blanqué, J.I. Perat, P. Andrada, M. Torrent. "Improving efficiency in switched reluctance motor drive with on line control of turn-on and turn-off angles". European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'05. 11-14 Septiembre 2005. Dresden.

J.A. Sanchez, P. Andrada, B. Blanqué, M. Torrent, J.I. Perat. "Post-fault performance of a fault-tolerant switched reluctance motor drive" European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'05. 11-14 Septiembre 2005. Dresden.

P.Andrada, B. Blanqué, J.I. Perat, M. Torrent, E. Martínez, J.A. Sánchez "Comparative efficiency of switched reluctance and induction motor drives for slowly varying loads" International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'06). 5-7 Abril 2006. Palma de Mallorca.

A.VI.2.- Congresos nacionales.

P. Andrada, E. Martínez, I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. "Accionamientos de reluctancia autoconmutados". X 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.

P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J. Sánchez, M. Torrent. "Modelización, control y simulación de los motores de reluctancia autoconmutados". XIII Reunión Nacional de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica", 10-12 de Abril 2003, Vigo.

A.VI.3.- 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.

P. Andrada, B. Blanqué, F. Castellana, E. Martínez, J.I. Perat, J. A. Sánchez, M. Torrent. " El motor de reluctancia autoconmutado" Revista Técnica Industrial Octubre 2004.

P. Andrada, M. Torrent, B. Blanqué, J.I. Perat "Accionamientos de reluctancia autoconmutados para vehículos eléctricos" Revista Información Tecnológica, Vol. 16, N°5, Octubre 2005.

A.VI.4.- Proyectos con financiación específica.

"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.

A.VI.5.- Dirección en proyectos final de carrera presentados en la EPSEVG.

O. Jiménez. "Accionamiento para un motor de reluctancia autoconmutado" PFC. Departament d'Enginyeria Elèctrica, EPSEVG-UPC. Febrero 1999.

P. Asensio. "Aplicación de diferentes lógicas de control en los accionamientos de reluctancia autoconmutados" PFC. Departament d'Enginyeria Elèctrica, EPSEVG-UPC. Febrero 2000.

J. Armengol. "Disseny i construcció d'un control per un motor de reluctancia autoconmutat de petita potència" PFC. Departament d'Enginyeria Elèctrica, EPSEVG-UPC. Junio 2003.