



Escola Politècnica Superior  
d'Enginyeria de Vilanova i la Geltrú

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# PROYECTO FINAL DE CARRERA

**TÍTULO:** Técnicas de control para accionamientos con SRM aplicados a tracción.

**AUTOR:** Ignasi Delgado Sandalinas

**TITULACIÓN:** Ingeniería en Automática y Electrónica Industrial

**DIRECTOR:** Balduino Blanqué Molina

**DEPARTAMENTO:** Eléctrico

**FECHA:** 25-06-2012

**TÍTULO:** Técnicas de control para accionamientos con SRM aplicados a tracción.

**APELLIDOS:** Delgado Sandalinas

**NOMBRE:** Ignasi

**TITULACIÓN:** E.A.E.I.

**ESPECIALIDAD:** --

**PLA:** 2003

**DIRECTOR:** Balduino Blanqué Molina

**DEPARTAMENTO:** Eléctrico

**CALIFICACIÓN DEL PFC**

**TRIBUNAL**

**PRESIDENTE**

**SECRETARIO**

**VOCAL**

**FECHA DE LECTURA:** 4-07-2012

Este Proyecto **SI** tiene en cuenta aspectos medioambientales.

## **Agradecimientos:**

El fruto de este trabajo no es tan solo cosa del autor, por esta razón quiero agradecer la colaboración de todas las personas que directa o indirectamente me han ayudado llegar aquí, destacando especialmente las siguientes:

Indiscutiblemente y como siempre será a “Yolanda Sandalinas Calpe” y “Roberto Delgado Rivera”.

A Baldu, tutor del PFC.

En general a todos los profesores que han impartido las clases que me han permitido formar en la materia y a los compañeros de estudio con los que se han compartido también muchas horas de dedicación.

# PROYECTO FINAL DE CARRERA

## RESUMEN

Especialmente en la última década se ha introducido en el mundo de la ingeniería el concepto de ambientalización (respetuosidad con el medio ambiente). Por esta razón en los últimos años los esfuerzos dedicados a la investigación se centran en modelos con atributos reciclables y eficientes como principales objetivos. El ámbito de la automoción es el claro ejemplo. Sino todos, al menos los principales fabricantes de automóviles empiezan a trabajar en los futuros vehículos eléctricos, habiendo ya modelos de fabricación en masa. Es evidente que los automóviles de esta naturaleza reducen de forma directa los efectos negativos producidos por los motores de combustión. Además cabe destacar que en el marco de la ambientalización los motores SRM pueden jugar un gran papel, debido a sus características constructivas (Eco-motores: elevada eficiencia, totalmente reciclable, económico de construir, etc.).

Para poder utilizar un accionamiento eléctrico en tracción, este debe de contemplar estrategias de control en cuatro cuadrantes, mediante las que se pueda recuperar energía durante la frenada. Es por esta razón que el principal objetivo de este proyecto se centra en desarrollar un modelo de accionamiento (plataforma de simulación) con motor SRM que permita el funcionamiento en cuatro cuadrantes, de forma que se puedan aplicar estrategias de “control total” en el SRD.

El primer capítulo pretende presentar los accionamientos eléctricos con motores SRM, pilar fundamental en la elaboración de este proyecto. Para ello, se parte de la estructura general del accionamiento, y se detallan las características y principio de funcionamiento de los principales componentes de los SRD, mostrando especial interés en el motor SRM y los convertidores electrónicos orientados a aplicaciones en cuatro cuadrantes. Finalmente se enmarca el motor SRM en el ámbito de la tracción eléctrica.

Los pasos previos al diseño y la construcción de motores eléctricos son el modelado y la simulación. En el diseño de accionamientos mediante software de simulación es importante conocer e interpretar el modelado del mismo. Por esta razón, en el segundo capítulo, tras una breve introducción donde se diferencia entre modelado y simulación, se presenta la herramienta utilizada para el desarrollo, detallando algunos conceptos esenciales. Seguido a dicha introducción se pretende afrontar el modelado y la simulación de un accionamiento con motor SRM, desarrollando un controlador básico en cuatro cuadrantes que permita finalmente realizar distintas simulaciones para analizar el funcionamiento y las peculiaridades de los SRD en los cuatro cuadrantes.

El tercer capítulo pretende afrontar uno de los principales objetos de estudio, el control del par del accionamiento en cuatro cuadrantes, mediante técnicas que permitan reducir su naturaleza pulsante. Previamente al diseño del controlador se realiza el estudio del estado del arte para el control de par en motores SRM. Siguiendo el procedimiento descrito en [DEL10], el diseño del controlador se realiza mediante simulaciones interactivas en Matlab/Simulink para poder ser finalmente ajustado en la plataforma RT, durante futuras investigaciones. A continuación se observan los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas, y se detallan las conclusiones al respecto. Finalmente, y en función de los resultados observados se rediseña el controlador con el objetivo de hacerlo más eficiente en un sistema en cuatro cuadrantes.

*Cabe destacar que es relativamente poca la literatura que habla del funcionamiento del SRD en modo generador para aplicaciones en cuatro cuadrantes, si bien en la bibliografía se pueden ver reflejados algunos artículos ([HUY10], [RAD94], [KIO06], [NAS09], [CHE09], [MIN11]). Por esta razón, este proyecto se presenta como base de futuros estudios que involucren este tipo de accionamientos en ambos modos de funcionamiento (motor y generador) en el D.E.E. de la E.P.S.E.V.G.*

Finalmente después de detallar las expectativas de futuro y las conclusiones extraídas en la realización del proyecto se muestran la bibliografía consultada.

**Palabras clave:**

SRM	SRG	Modelado y simulación	Matlab/Simulink
Prototipado rápido	Control en "4C"	Control de par	Observador de par
Rizado de par	Tracción eléctrica		

<b>I. OBJETIVOS.....</b>	<b>4</b>
<b>II. METODOLOGÍA. ....</b>	<b>5</b>
<b>III. ESTRUCTURA.....</b>	<b>6</b>
<b>1. ACCIONAMIENTOS SRD ORIENTADOS A CUATRO CUADRANTES.....</b>	<b>8</b>
<b>1.1. COMPONENTES DE UN SRD. ....</b>	<b>8</b>
<b>1.1.1. MOTOR SRM. ....</b>	<b>9</b>
<i>1.1.1.1. CONSTITUCIÓN. ....</i>	<i>9</i>
<i>1.1.1.2. CONVERTIDOR ELECTROMECAÁNICO. ....</i>	<i>9</i>
<i>1.1.1.3. PERFIL DE INDUCTANCIA. ....</i>	<i>11</i>
<i>1.1.1.4. PRODUCCIÓN DE PAR. ....</i>	<i>14</i>
1.1.1.4.1. ESTUDIO DEL MODELO LINEAL.....	14
1.1.1.4.2. CONSIDERACIÓN DE LOS EFECTOS DE NO LINEALIDAD EN LA PRODUCCIÓN DE PAR DE LOS SRD. ....	18
1.1.1.4.2.1. ZONA MOTORA.....	21
1.1.1.4.2.2. ZONA GENERADORA. ....	23
1.1.1.4.3. CARACTERÍSTICA PAR-VELOCIDAD. ....	24
<i>1.1.1.5. SECUENCIA DE CONMUTACIÓN DEL SRD.....</i>	<i>26</i>
<b>1.1.2. CONVERTIDORES ESTÁTICOS DE POTENCIA PARA SRD. ....</b>	<b>28</b>
<i>1.1.2.1. CONVERTIDOR CLÁSICO. ....</i>	<i>29</i>
<i>1.1.2.2. ESTRATEGIAS DE CONMUTACIÓN. ....</i>	<i>32</i>
<i>1.1.2.3. SISTEMAS ASOCIADOS AL CONVERTIDOR.....</i>	<i>35</i>
<b>1.1.3. DISPOSITIVOS SENSORES.....</b>	<b>36</b>
<b>1.1.4. DISPOSITIVOS DE CONTROL DE LOS SRD. ....</b>	<b>37</b>
<i>1.1.4.1. ESTRATEGIAS DE CONTROL EN LOS SRD. ....</i>	<i>39</i>
<b>1.2. VENTAJAS E INCONVENIENTES DE LOS SRD.....</b>	<b>40</b>
<b>1.3. ACCIONAMIENTOS SRD APLICADOS A TRACCIÓN.....</b>	<b>42</b>
<b>2. MODELADO Y SIMULACIÓN DEL SRD EN CUATRO CUADRANTES.....</b>	<b>44</b>
<b>2.1. INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>44</b>
<b>2.1.1. MODELADO Y SIMULACIÓN.....</b>	<b>44</b>

<b>2.2. SOFTWARE DE SIMULACIÓN.....</b>	<b>47</b>
<b>2.2.1. CONSIDERACIONES GENERALES SOBRE EL MODELO Y LA SIMULACIÓN. ....</b>	<b>48</b>
2.2.1.1. <i>SIMULADO DE SISTEMAS EN CONTINUO &amp; DISCRETO.....</i>	48
2.2.1.2. <i>SIMULACIÓN DE SISTEMAS A PASO FIJO O VARIABLE.....</i>	51
2.2.1.3. <i>ELECCIÓN DEL SOLVER.....</i>	52
<b>2.3. SIMULACIÓN DEL SRM. ....</b>	<b>53</b>
<b>2.3.1. SISTEMA DE ECUACIONES ELÉCTRICAS.....</b>	<b>53</b>
<b>2.3.2. SISTEMA DE ECUACIONES MECÁNICAS. ....</b>	<b>62</b>
1.3.1.1. <i>PERFIL DE CARGA EN VEHICULOS ELÉCTRICOS. ....</i>	64
<b>2.4. SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR.....</b>	<b>64</b>
<b>2.5. DISPOSITIVOS DE CONTROL DE UN SRD. ....</b>	<b>68</b>
<b>2.5.1. SECUENCIADOR. ....</b>	<b>69</b>
2.5.1.1. <i>SELECTOR DE MODO DE FUNCIONAMIENTO. ....</i>	70
2.5.1.2. <i>GENERACION DE LOS ANGULOS MOTORING &amp; BRAKING. ....</i>	71
2.5.1.3. <i>GENERACIÓN SEÑALES DE DISPARO. ....</i>	72
<b>2.5.2. REGULADOR DE HISTÉRESIS.....</b>	<b>74</b>
<b>2.5.3. SELECTOR DE MODO DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR. ....</b>	<b>78</b>
<b>2.6. SIMULACIÓN DEL SRD EN LAZO ABIERTO.....</b>	<b>81</b>
<b>2.6.1. SIMULACIÓN EN LA ZONA MOTORA. ....</b>	<b>82</b>
2.6.1.1. <i>PULSO ÚNICO.....</i>	82
2.6.1.2. <i>REGULACIÓN DE CORRIENTE. ....</i>	83
<b>2.6.2. SIMULACIÓN EN LA ZONA GENERADORA. ....</b>	<b>86</b>
2.6.2.1. <i>PULSO ÚNICO.....</i>	86
2.6.2.2. <i>REGULACIÓN DE CORRIENTE. ....</i>	87
<b>2.7. SIMULACIÓN DEL SRD EN LAZO CERRADO: FUNCIONAMIENTO EN MODO GENERATIVO.....</b>	<b>90</b>
<b>3. CONTROL EN CUATRO CUADRANTES PARA SRD'S. ....</b>	<b>96</b>
<b>3.1. TECNICAS DE CONTROL DE PAR: ESTADO DEL ARTE.....</b>	<b>96</b>
<b>3.2. DISEÑO Y MODELADO DE LOS CONTROLES ELEGIDOS.....</b>	<b>99</b>
<b>3.2.1. TABLAS DE PAR UTILIZADAS COMO OBSERVADOR DE PAR... 100</b>	
<b>3.2.2. CONTROL PITC.....</b>	<b>101</b>
3.2.2.1. <i>FUNDAMENTOS DEL CONTROLADOR.....</i>	101
3.2.2.2. <i>MODELO DESARROLLADO EN EL ENTORNO DE SIMULACIÓN (SIMULINK).....</i>	102
3.2.2.2.1. <i>SISTEMA DE CONTROL Y REGULACIÓN.....</i>	103

3.2.2.2.1.1. CONTROLADOR PI DE PAR. ....	103
<b>3.2.3. CONTROL DITC.....</b>	<b>103</b>
3.2.3.1. FUNDAMENTOS DEL CONTROLADOR. ....	104
3.2.3.2. MODELO DESARROLLADO EN EL ENTORNO DE SIMULACIÓN (SIMULINK). ....	108
<b>3.2.4. CONTROL PIDITC.....</b>	<b>113</b>
3.2.4.1. MODELO DESARROLLADO EN EL ENTORNO DE SIMULACIÓN (SIMULINK). ....	114
3.2.4.1.1. SISTEMA DE CONTROL Y REGULACIÓN. ....	115
3.2.4.1.1.1. REGULADOR PI DE PAR. ....	115
<b>3.3. RESULTADOS OBTENIDOS EN LA SIMULACIÓN.....</b>	<b>116</b>
<b>3.3.1. CONTROL PITC.....</b>	<b>116</b>
3.3.1.1. ZONA MOTORA. ....	116
3.3.1.2. ZONA GENERADORA. ....	119
<b>3.3.2. CONTROL DITC.....</b>	<b>121</b>
3.3.2.1. ZONA MOTORA. ....	121
3.3.2.2. ZONA GENERADORA. ....	124
<b>3.3.3. CONTROL PIDITC.....</b>	<b>127</b>
3.3.3.1. ZONA MOTORA. ....	127
3.3.3.2. ZONA GENERADORA. ....	129
<b>3.4. CONCLUSIONES DERIVADAS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS EN SIMULACIÓN.....</b>	<b>130</b>
<b>3.5. REDISEÑO DEL CONTROLADOR DITC APLICADO A CUATRO CUADRANTES: DITC CON SINCRONISMO DE CORRIENTE DURANTE LA CONMUTACIÓN.....</b>	<b>131</b>
<b>3.5.1. CONTROL DITC CON SINCRONISMO DE CORRIENTE ENTRE FASES SOLAPADAS. ....</b>	<b>132</b>
3.5.1.1. ZONA MOTORA. ....	133
3.5.1.2. ZONA GENERADORA. ....	133
<b>4. CONCLUSIONES Y ESPECTATIVAS DE FUTURO.....</b>	<b>135</b>
<b>5. BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>137</b>



## I. OBJETIVOS.

Especialmente en la última década se ha introducido en el mundo de la ingeniería el concepto de ambientalización (respetuosidad con el medio ambiente). Por esta razón en los últimos años los esfuerzos dedicados a la investigación se centran en modelos con atributos reciclables y eficientes como principales objetivos. El ámbito de la automoción es el claro ejemplo. Sin embargo, al menos los principales fabricantes de automóviles empiezan a trabajar en los futuros vehículos eléctricos, habiendo ya modelos de fabricación en masa. Es evidente que los automóviles de esta naturaleza reducen de forma directa los efectos negativos producidos por los motores de combustión. Además cabe destacar que en el marco de la ambientalización los motores SRM pueden jugar un gran papel, debido a sus características constructivas (Eco-motores: elevada eficiencia, totalmente reciclable, económico de construir, etc.).

Para poder utilizar un accionamiento eléctrico en tracción, este debe de contemplar estrategias de control en cuatro cuadrantes, mediante las que se pueda recuperar energía durante la frenada.

*Es por esta razón que el principal objetivo de este proyecto se centra en desarrollar un modelo de accionamiento (plataforma de simulación) con motor SRM que permita el funcionamiento en cuatro cuadrantes, de forma que se puedan aplicar estrategias de “control total” en el SRD.*

Para poder implementar el diseño se trabajará con herramientas de simulación interactiva y prototipado rápido. Así como objetivo paralelo se plantea el desarrollo de estrategias de control que doten al SRD de aptitudes para ser utilizado en un sistema de tracción eléctrica.

Otros objetivos inherentes a los principales son:

- Estudio de los motores de reluctancia; SRD.
- Convertidores de potencia y su control en los SRD.
- Estrategias de control para los SRM y SRG: funcionamiento del SRD en cuatro cuadrantes.
- Estudio de los sistemas de tracción.

## II. METODOLOGÍA.

La metodología seguida para llevar a cabo la realización del proyecto se estructura en tres líneas de trabajo, de las cuales, una vez concluida la primera se empiezan a desarrollar al mismo tiempo las restantes durante el transcurso del proyecto.

La primera línea es la de investigación, mediante la que se recopila y se analiza la información para así adquirir los conocimientos teóricos necesarios sobre los SRD que sirvan como base para poder desarrollar las siguientes líneas de trabajo.

A continuación se detallan las restantes líneas de trabajo realizadas de forma paralela:

La segunda línea de trabajo se centra en aprender los conceptos de modelado y simulación mediante la herramienta Simulink de Matlab. Partiendo de un modelo de motor SRM con estructura 8/6, y desarrollando el modelo del convertidor, se implementan los controles necesarios para poder realizar distintos modelos y estrategias de control en lazo abierto, primero en modo motor y a continuación en modo generador.

La tercera línea de trabajo consiste en entender los sistemas de control en lazo cerrado aplicados en los SRD, para a continuación poder implementarlos en el accionamiento simulado permitiendo un funcionamiento en cuatro cuadrantes y persiguiendo una buena calidad de par (rizado reducido), ambas estrategias requeridas en sistemas de tracción.

### III. ESTRUCTURA.

Para cumplir con los objetivos marcados siguiendo la metodología aplicada, este proyecto se ha estructurado en cinco capítulos.

El primer capítulo pretende presentar los accionamientos eléctricos con motores SRM, pilar fundamental en la elaboración de este proyecto. Para ello, se parte de la estructura general del accionamiento, y se detallan las características y principio de funcionamiento de los principales componentes de los SRD, mostrando especial interés en el motor SRM y los convertidores electrónicos orientados a aplicaciones en cuatro cuadrantes. Finalmente se enmarca el motor SRM en el ámbito de la tracción eléctrica.

Los pasos previos al diseño y la construcción de motores eléctricos son el modelado y la simulación. En el diseño de accionamientos mediante software de simulación es importante conocer e interpretar el modelado del mismo. Por esta razón, en el segundo capítulo, tras una breve introducción donde se diferencia entre modelado y simulación, se presenta la herramienta utilizada para el desarrollo, detallando algunos conceptos esenciales. Seguido a dicha introducción se pretende afrontar el modelado y la simulación de un accionamiento con motor SRM, desarrollando un controlador básico en cuatro cuadrantes que permita finalmente realizar distintas simulaciones para analizar el funcionamiento y las peculiaridades de los SRD en los cuatro cuadrantes.

El tercer capítulo pretende afrontar uno de los principales objetos de estudio, el control del par del accionamiento en cuatro cuadrantes, mediante técnicas que permitan reducir su naturaleza pulsante. Previamente al diseño del controlador se realiza el estudio del estado del arte para el control de par en motores SRM. Siguiendo el procedimiento descrito en [DEL10], el diseño del controlador se realiza mediante simulaciones interactivas en Matlab/Simulink para poder ser finalmente ajustado en la plataforma RT, durante futuras investigaciones. A continuación se observan los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas, y se detallan las conclusiones al respecto. Finalmente, y en función de los resultados observados se rediseña el controlador con el objetivo de hacerlo más eficiente en un sistema en cuatro cuadrantes.

*Cabe destacar que es relativamente poca la literatura que habla del funcionamiento del SRD en modo generador para aplicaciones en cuatro cuadrantes, si bien en la bibliografía se pueden ver reflejados algunos artículos ([HUY10], [RAD94], [KIO06], [NAS09], [CHE09], [MIN11]). Por esta razón, este proyecto se presenta como base de futuros estudios que involucren este tipo de accionamientos en ambos modos de funcionamiento (motor y generador) en el D.E.E. de la E.P.S.E.V.G.*

El cuarto capítulo detalla las conclusiones obtenidas en el transcurso de este proyecto, así como describe futuras líneas de investigación.

El quinto capítulo recoge las referencias bibliográficas y los recursos utilizados para realizar este proyecto.

Finalmente se acompaña a la memoria con un CD con toda la información recogida y elaborada durante el transcurso del proyecto.

## 1. ACCIONAMIENTOS SRD ORIENTADOS A CUATRO CUADRANTES.

El primer capítulo pretende presentar los accionamientos eléctricos con motores SRM, pilar fundamental en la elaboración de este proyecto. Para ello, se parte de la estructura general del accionamiento, y se detallan las características y principio de funcionamiento de los principales componentes de los SRD, mostrando especial interés en el motor SRM y los convertidores electrónicos orientados a aplicaciones en cuatro cuadrantes. Finalmente se enmarca el motor SRM en el ámbito de la tracción eléctrica.

### 1.1. COMPONENTES DE UN SRD.

En los accionamientos con SRM, se distinguen claramente cinco bloques:

- La estructura magnética reluctante o convertidor electromecánico.
- El convertidor estático o bloque de potencia.
- Es necesario un bloque de disparo para acoplar el sistema de control al sistema estático de potencia.
- Los dispositivos sensores, formado por sensores de posición y sensores de corriente.
- El dispositivo de control, formado por la lógica de conmutación.

La figura 1.1.1 muestra el sistema de bloques mediante el cual se diseña un accionamiento eléctrico con motores de reluctancia autoconmutado.

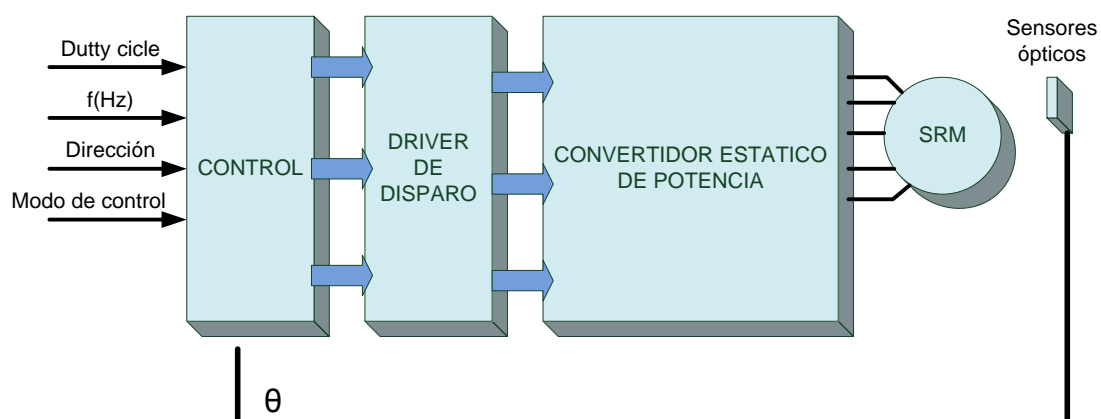


Figura 1.1.1: Estructura de los bloques que componen el accionamiento con SRM.

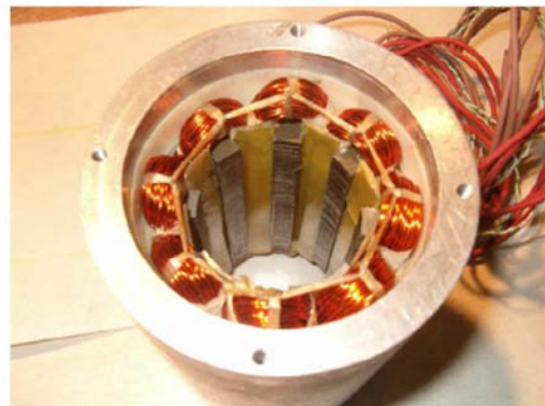
### 1.1.1. MOTOR SRM.

#### 1.1.1.1. CONSTITUCIÓN.

El motor de reluctancia autoconmutado es un accionamiento de corriente continua sin escobillas y sin imanes permanentes, constituido por una estructura magnética con polos salientes tanto en el estator como en el rotor. En la figura 1.1.1.1 se muestra un ejemplo con estructura clásica.



Rotor



Estator

Figura 1.1.1.1.1: Estructura electromagnética 8/6de un SRM.

En los polos estáticos se ubican bobinas concentradas que conectadas entre sí en serie, a pares diametralmente opuestos, forman las fases del motor. La conmutación de las corrientes en las fases se realiza mediante un convertidor estático de potencia, en el que de forma general, la secuencia de conmutación de los interruptores de estado sólido que lo componen está controlada por la posición del rotor a través de sensores de posición, ya sean ópticos o magnéticos.

#### 1.1.1.2. CONVERTIDOR ELECTROMECAÁNICO.

La estructura magnética reluctante puede adoptar diversas configuraciones [TOR02, AND02, AND01] según el número de polos del estator y del rotor, y se identifica en cada caso según la relación  $N_e/N_r$ . El número de polos del rotor tiene que ser tal que impida, para cualquier posición, la alineación completa con todos los polos estáticos, ya que siempre ha de existir algún polo rotórico que pueda alcanzar el alineamiento. Por lo tanto, han de cumplirse las condiciones siguientes:

$$N_e = 2 \cdot K \cdot m$$

$$N_r = 2 \cdot K \cdot (m \pm 1)$$

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

$$f_s = \frac{N \cdot N_r}{60}$$

Obteniéndose  $f_s$  en Hz con  $N$ , velocidad de rotación del motor, en rpm. Si se quieren evitar elevadas frecuencias de conmutación, el signo negativo en la ecuación de configuración de los polos del rotor  $N_r$  ha de ser la opción preferente.

Recordemos que el ángulo de paso,  $\varepsilon$ , es:

$$\varepsilon = \frac{360^\circ}{m \cdot N_r}$$

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

$$s = m \cdot N_r$$

El número de polos del estator condiciona el número de fases del motor y, por tanto, también la estructura y el número de interruptores estáticos necesarios del convertidor.

Aunque hay motores de reluctancia monofásicos y bifásicos, para poder garantizar el arranque y la reversibilidad el número de fases ha de ser como mínimo de tres. Así las configuraciones más habituales de SRM son las 6/4, 12/8, 8/6 y 16/12 [TOR02]. En la tabla 1.1.1.2.1 se determinan las características de las estructuras más habituales en los SRM, mientras que en la figura 1.1.1.2.1 se muestran las estructuras electromagnéticas de tres configuraciones clásicas.

	Estructura			
	6/4	12/8	8/6	16/12
<b>k = multiplicidad</b>	1	2	1	2
<b>m = Número de fases del motor.</b>	3	3	4	4
<b>2·k = Número de polos por fase.</b>	2	4	2	4
<b>Ns = Número de polos del estator.</b>	6	12	8	16
<b>Nr = Número de polos del rotor.</b>	4	8	6	12

Tabla 1.1.1.2.1: Número de polos y fases para las configuraciones más habituales de las estructuras electromagnéticas de SRM.

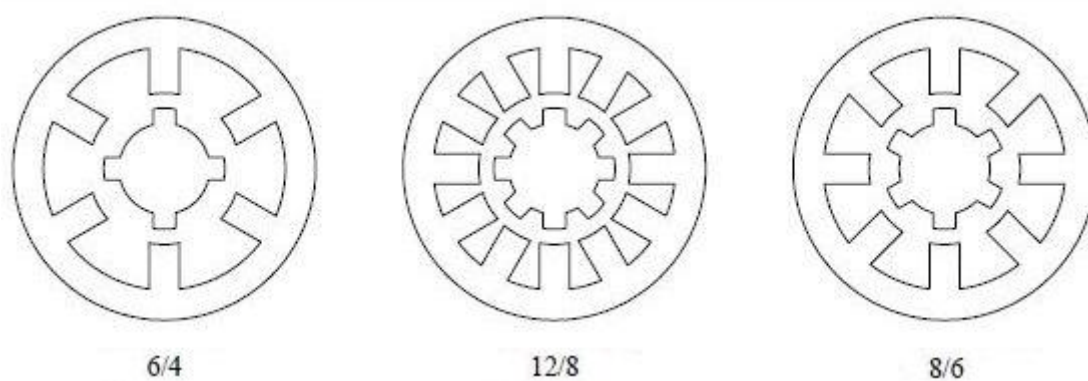
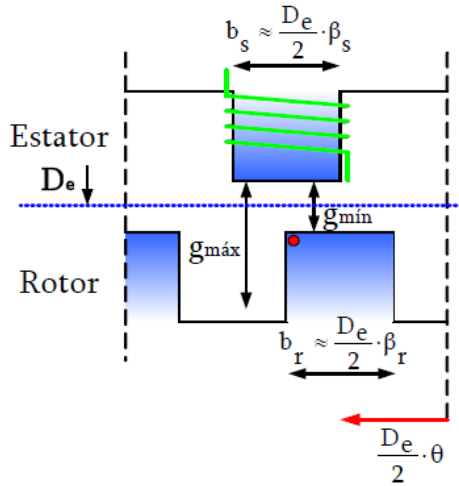


Figura 1.1.1.2.1: Estructuras electromagnéticas del SRM.

### 1.1.1.3. PERFIL DE INDUCTANCIA.

El par en los SRD se produce por la tendencia del circuito magnético a adoptar una configuración de mínima reluctancia. Recordando la naturaleza de la reluctancia en un circuito magnético equivalente a la de la resistencia en un circuito eléctrico. En una primera aproximación se puede asumir la linealidad del circuito magnético para analizar la producción de par.





Donde

$D_e$  : Diámetro del entrehierro.

$g_{m\acute{a}x}$  = longitud máxima del entrehierro.

$g_{m\acute{i}n}$  = longitud mínima del entrehierro.

$\beta_r$  = Arco polar rotórico.

$\beta_s$  = Arco polar estatórico.

$b_r$  = Ancho polar rotórico.

$b_s$  = Ancho polar estatórico.

Figura 1.1.1.3.1: Alineación de un par de polos rotórico y estatórico.

Definimos:

$$L_{NA} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{m\acute{a}x}}$$

$$L_A = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{m\acute{i}n}}$$

A continuación se detalla el perfil de inductancia para un motor SRM de 3 fases, con estructura 6/4 como el mostrado en la figura 1.1.1.3.2.

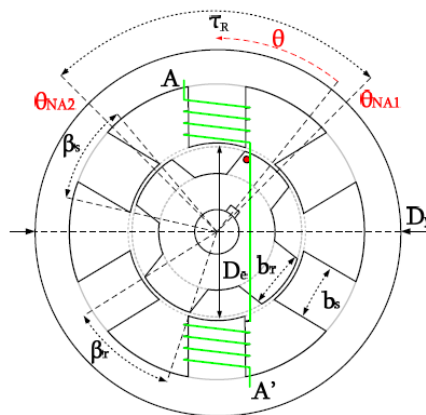


Figura 1.1.1.3.2: Motor SRM con estructura 6/4.

Tomando como referencia la fase A en el lugar donde empieza a crecer la inductancia se pueden distinguir cuatro zonas.

Zona 1: De 0 a  $\beta_s$  con crecimiento de la inductancia, debido a la superposición de las superficies polares rotórica y estática. Zona de funcionamiento motora.

Zona 2: De  $\beta_s$  a  $\beta_r$  de inductancia máxima constante, debido a que las superficies polares están totalmente alineadas (Posición de alineamiento).

Zona 3: De  $\beta_r$  a  $(\beta_s + \beta_r)$  con disminución de la inductancia, debido a que disminuye la superposición de los polos rotóricos y estáticos. Zona de funcionamiento generadora.

Zona 4: De  $(\beta_s + \beta_r)$  a  $\tau_r$  de inductancia mínima constante, debido a que el polo rotórico no está enfrenteado al estático (Posición de desalineamiento).

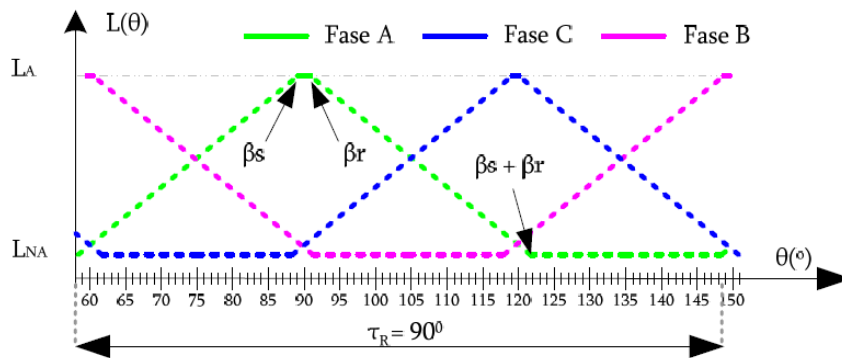


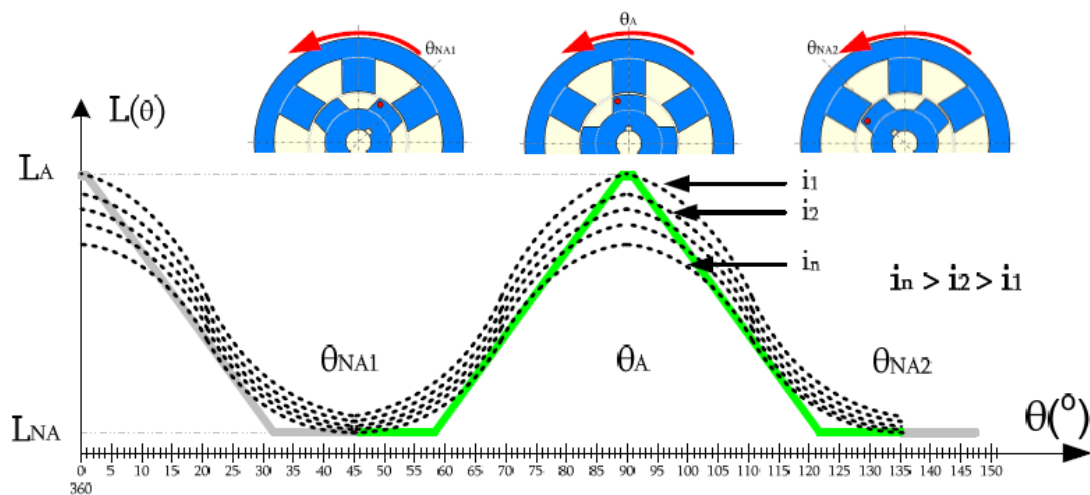
Figura 1.1.1.3.3: Perfil de inductancias idealizadas en un SRM con estructura 6/4.

De esta forma tomando como ángulo de inicio el de crecimiento de la inductancia y suponiendo que la geometría del motor cumple que  $(\beta_s < \beta_r)$ .

$$L(\theta) = \begin{cases} L_{NA} + K_L \cdot \theta & \longrightarrow (0 \leq \theta \leq \beta_s) \\ L_A & \longrightarrow (\beta_s \leq \theta \leq \beta_r) \\ L_A - K_L \cdot (\theta - \beta_r) & \longrightarrow (\beta_r \leq \theta \leq (\beta_r + \beta_s)) \\ L_{NA} & \longrightarrow ((\beta_r + \beta_s) \leq \theta \leq \tau_r) \end{cases}$$

Ecuación 1.1.1.3.1: Ecuación a tramos de la inductancia en función del ángulo rotórico.

Es importante añadir que los perfiles de las inductancias son ideales y que tal y como se verá más adelante, realmente estos varían en función de la corriente que circula por el inducido, disminuyendo a medida que aumenta la corriente como consecuencia de la saturación del circuito magnético llegando a valores mínimos cuanto mayor es la saturación tal y como se puede observar en la figura 1.1.1.3.4.



**Figura 1.1.1.3.4: Perfil de inductancia en función de la posición para diferentes valores de corriente.**

#### 1.1.1.4. PRODUCCIÓN DE PAR.

Diversos autores presentan diferentes puntos de vista desde los cuales estudiar el SRM [KRI01, MIL01]. En nuestro caso, este apartado se tratará desde dos puntos diferentes. En el primero, a modo de introducción, se estudia el modelo lineal del SRM para conocer las principales variables de las cuales depende el par y posteriormente se detallan los efectos de la no linealidad del motor sobre la producción de par.

##### 1.1.1.4.1. ESTUDIO DEL MODELO LINEAL.

En primer lugar obtendremos analíticamente la ecuación que expresa la producción de par en un SRM, sin considerar pérdidas mecánicas y en el hierro. Las inductancias de cada fase evolucionan desde un valor máximo a un valor mínimo. Debido a la configuración electromagnética que resulta cada una de las fases de un motor SRM, la ecuación general resultante es:

$$V = i \cdot R + e$$

Aplicando la Ley de Faraday:

$$V = i \cdot R + \frac{d\psi(t)}{dt}$$

Despreciando las caídas de tensión en la resistencia estática y asumiendo linealidad magnética;

$$V = \frac{d\psi(t)}{dt} \longrightarrow \text{Si } \psi(t) = L(\theta) \cdot i(t) \longrightarrow \text{Entonces } V = \frac{d}{dt} [L(\theta) \cdot i(t)]$$

Por tanto, si derivamos la ecuación;

$$V = dL(\theta) \cdot \frac{i(t)}{dt} + L(\theta) \cdot \frac{di(t)}{dt}$$

Teniendo en cuenta que;

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

$$dL(\theta) \cdot \frac{i(t)}{dt} \cdot \frac{d\theta}{d\theta} \longrightarrow dL(\theta) \cdot \frac{i(t)}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \longrightarrow i(t) \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \Omega$$

La ecuación resultante a estos cambios es;

$$V = L(\theta) \cdot \frac{di(t)}{dt} + i(t) \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \Omega$$

La potencia eléctrica suministrada al motor se calcula como;

$$P = V \cdot i = i \cdot L(\theta) \cdot \frac{di(t)}{dt} + i^2 \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} \cdot \Omega$$

Donde distinguimos dos tipos de energías, la energía almacenada en forma de campo magnético [A] y la energía asociada a la f.e.m. [B], la que proporciona la potencia mecánica del motor.

$$P[A] = \frac{d}{dt} \left\{ \frac{L(\theta) \cdot i^2}{2} \right\}$$

$$P[B] = \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} i^2 \cdot \Omega$$

La potencia mecánica interna del motor se calcula como;

$$P_{mec} = M \cdot \Omega$$

Luego el par es;

$$M = \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} i^2$$

**Ecuación 1.1.1.4.1.1: Ecuación del par en función del ángulo rotórico.**

Entonces, la ecuación obtenida expresa el par motor instantáneo producido por una de las fases del motor ( $n$ ), siendo el par total la suma de los valores de todas las fases:

$$T_{Total} = \sum_{e=1}^n T_e$$

Del desarrollo matemático de las ecuaciones lineales del par podemos afirmar que el par depende de forma proporcional al valor de la corriente y de la variación de la inductancia respecto la posición.

Respecto al primero de los términos, a mayor corriente, mayor será el par proporcionado por el motor y viceversa. Como veremos posteriormente, los efectos de la no linealidad afectarán de forma indirecta al valor que pueda alcanzar la corriente y, por lo tanto, el par. Y respecto al segundo de los términos, el diferencial de la inductancia respecto la posición, este influye sobre el signo y sobre el valor del par producido, tal y como puede observarse gráficamente en la figura 1.1.1.4.1.1.

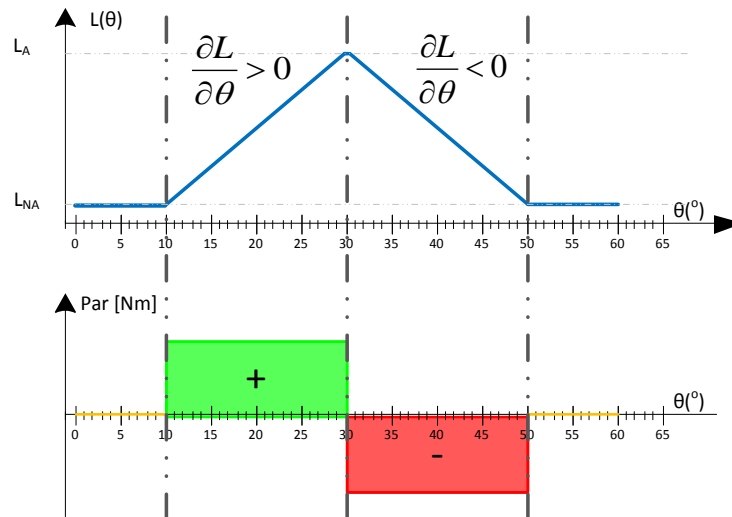
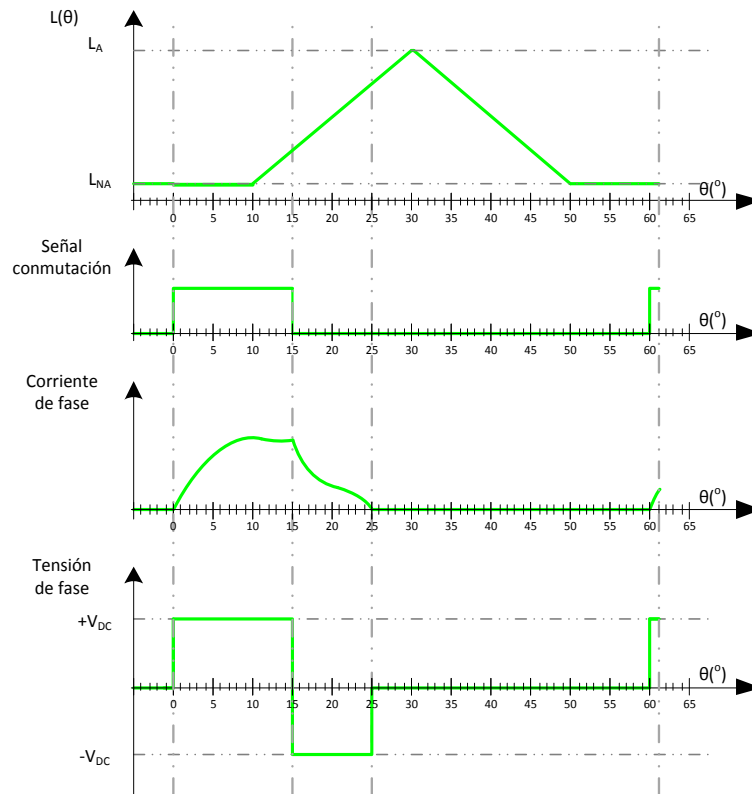


Figura 1.1.1.4.1.1: Zonas de producción de par (positivo y negativo).

Para incrementos positivos de la inductancia respecto la posición se genera par positivo (motor) y para incrementos negativos se genera par negativo (freno o generador), siempre ejemplarizando para un sentido de giro positivo. En caso que la inductancia tenga valor constante (posiciones alineada y no alineada) la producción de par es nula.

Siguiendo ejemplarizando sobre el mismo caso, la presencia de corriente en la fase dentro de la región de par negativo produciría el frenado del motor. Así, la corriente de la fase deberá haberse extinguido antes de sobrepasar el límite de par negativo. Luego, los ángulos de conducción se verán limitados bajo este concepto, y dependerá del valor de corriente almacenada en la fase, la constante de tiempo eléctrica de la misma, etc. La figura 1.1.1.4.1.2 muestra un ejemplo de desmagnetización de la fase en el funcionamiento en la zona motora que asegura el correcto funcionamiento, evitando la producción de “par negativo”.



**Figura 1.1.1.4.1.2: Ejemplo de la desmagnetización de una fase del SRM antes de entrar en zona de producción de par negativo trabajando en el primer cuadrante.**

#### 1.1.1.4.2. CONSIDERACIÓN DE LOS EFECTOS DE NO LINEALIDAD EN LA PRODUCCIÓN DE PAR DE LOS SRD.

El análisis anterior nos ha permitido conocer cuáles eran las variables de las cuales dependía principalmente el valor del par en un SRD. Ahora se presentarán los efectos que introduce la no linealidad del circuito magnético y los efectos que tiene sobre las variables del motor.

En primer lugar se desarrolla el estudio matemático no lineal partiendo de la ecuación que expresa la tensión de una de las fases del motor:

$$V = i \cdot R + e$$

Aplicando la Ley de Faraday:

$$V = i \cdot R + \frac{d\psi(t)}{dt}$$

Derivamos el flujo concatenado respecto sus dos variables y obtenemos;

$$\frac{d\psi(\theta, i)}{dt} = \frac{d\psi}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\psi}{di} \cdot \frac{di}{dt}$$

Donde sin modificar la ecuación podemos substituir;

$$\Omega = \frac{d\theta}{dt} \longrightarrow \frac{d\psi(\theta, i)}{dt} = \frac{d\psi}{di} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{d\psi}{d\theta} \cdot \Omega$$

Y de nuevo substituyendo estos cambios la ecuación principal se ha transformado en;

$$V = i \cdot R + \frac{d\psi}{di} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{d\psi}{d\theta} \cdot \Omega$$

Donde la tensión de la fase queda expresada en función de tres términos. El primero de ellos ( $i \cdot R$ ) corresponde a la caída de tensión debido a la resistencia del bobinado de la fase, el segundo ( $\frac{d\psi}{di} \cdot \frac{di}{dt}$ ) corresponde a la inductancia incremental, y el tercero ( $\frac{d\psi}{d\theta} \cdot \Omega$ ) a la fuerza electromotriz (f.e.m.) del motor.

La no linealidad de la inductancia y la relación inversamente proporcional entre esta y la corriente se deben a la saturación del circuito magnético, perfectamente visible en las curvas de flujo concatenado de la figura 1.1.1.4.2.1.

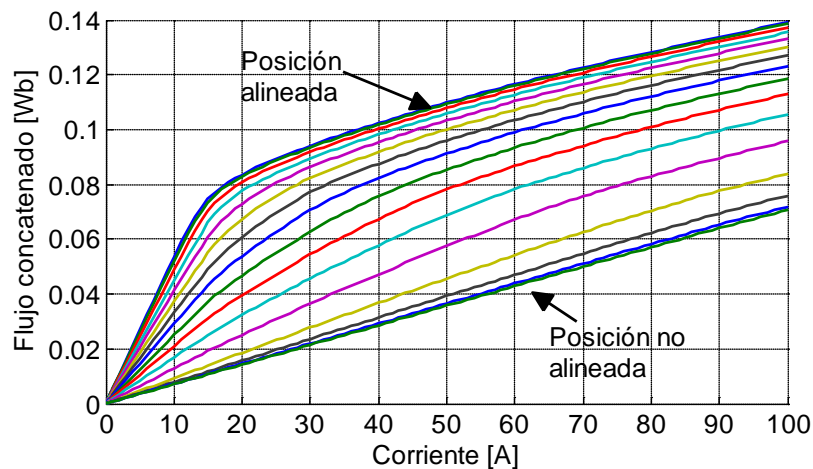


Figura 1.1.1.4.2.1: Curvas de flujo concatenado.



En las curvas de flujo podemos detectar dos zonas: la zona lineal donde el flujo evoluciona de forma proporcional a la corriente, y la zona de saturación donde el incremento de la corriente no produce grandes variaciones de flujo. Considerando la saturación magnética y la relación inversamente proporcional entre inductancia y corriente ( $\psi(t) = L(\theta) \cdot i(t)$ ), el perfil de inductancia real para un SRM configuración 8/6 se muestra en la figura 1.1.1.4.2.2.

Todo ello afectará al valor y evolución de la corriente, afectando a su vez al valor del par producido por el motor (figura 1.1.1.4.2.3). Uno de los parámetros que afectará a la evolución de la corriente es el ángulo de inicio a la conducción, ya que determinará el valor de la inductancia al inicio, y por lo tanto, la constante de tiempo eléctrica de la fase:

$$\tau_e = \frac{L}{R}$$

Donde  $L$  es la inductancia y  $R$  la resistencia de la fase.

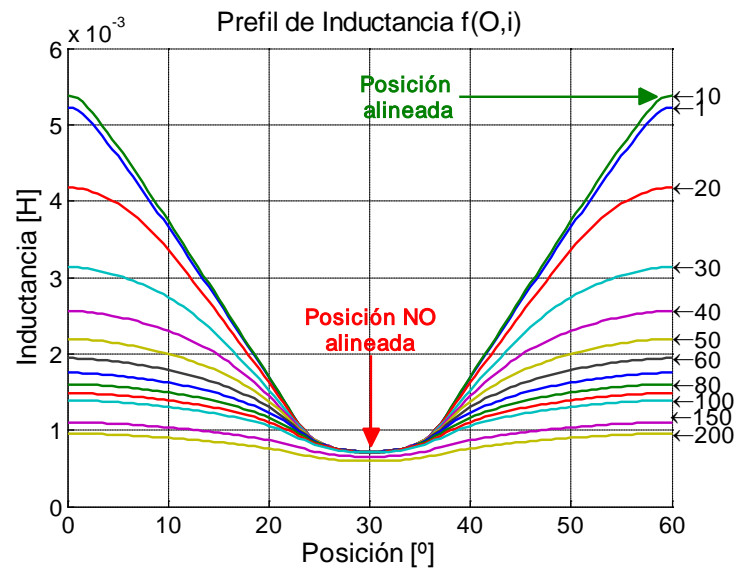


Figura 1.1.1.4.2.2: Perfil de inductancia real por fase del SRM (8/6).

En la figura 1.1.1.4.2.3 se puede observar la dualidad entre el funcionamiento del SRM en modo motor y en modo generador en los cuatro cuadrantes. Se observa el “reflejo” de la forma de onda de la corriente, descrito por el propio perfil de inductancias.

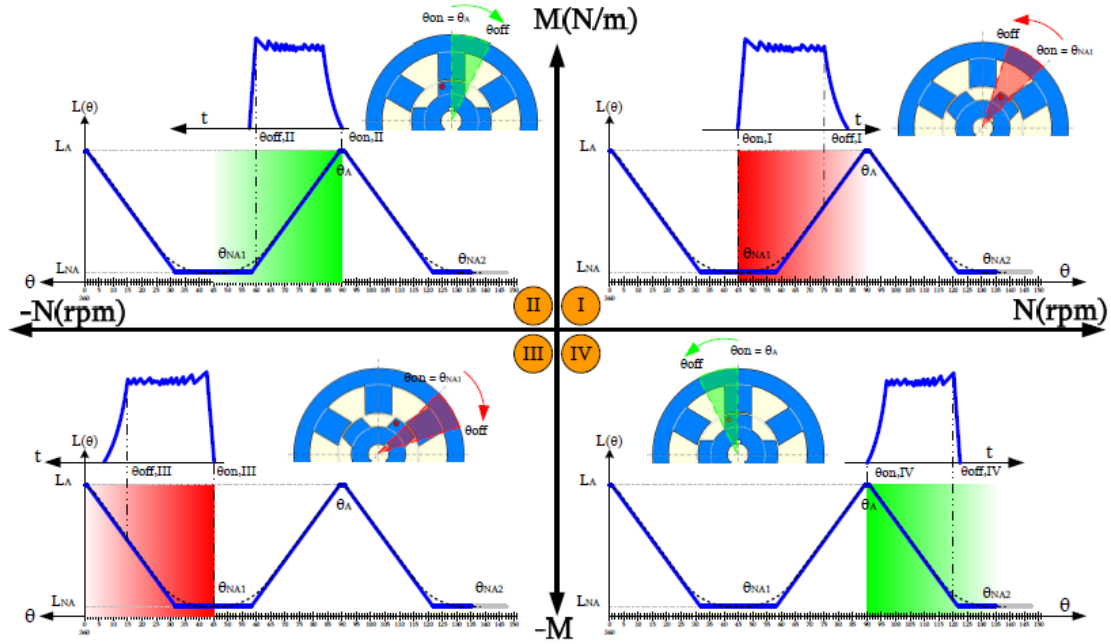


Figura 1.1.1.4.2.3: Perfil de inductancias idealizadas, formas de corriente para una fase en un SRM con estructura 6/4 accionado en los cuatro cuadrantes.

1.1.1.4.2.1. ZONA MOTORA.

La figura 1.1.1.4.2.1.1 muestra el valor del par y la corriente de una fase para diferentes ángulos de conducción trabajando en pulso único dentro de la zona motora. La referencia 0° se toma para la posición no alineada.

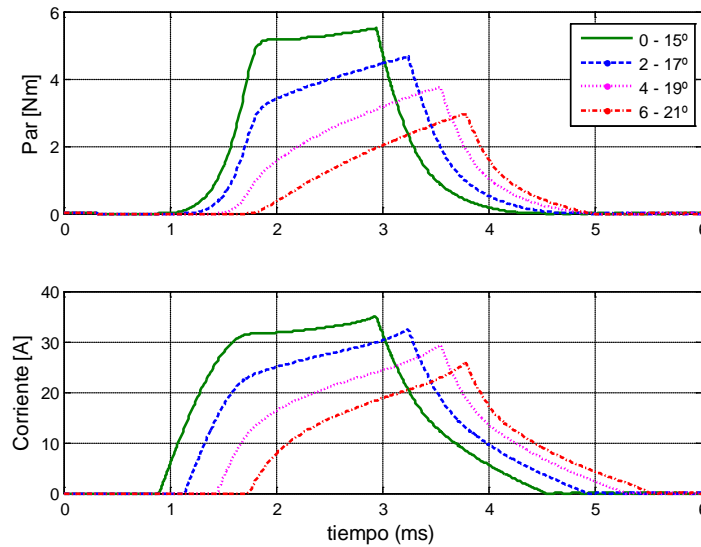


Figura 1.1.1.4.2.1.1: Efecto de los ángulos de conducción en la evolución de la corriente y la producción de par en la zona motora.

Como vemos, a mayor ángulo de inicio, mayor es el valor de la inductancia, y por lo tanto, mayor es el valor de la constante de tiempo eléctrica de la fase. Esto se traduce en que para alcanzar el mismo valor de corriente el tiempo que debe transcurrir es mayor, lo que no es posible debido a la desactivación de la fase. También se verá afectada la descarga de la corriente de la bobina, ya que siempre se realiza con valores elevados de inductancia.

Indirectamente, otro aspecto que afecta al valor de la corriente es la velocidad de rotación del motor, ya que la fuerza electromotriz ( $e$ ) del motor es directamente proporcional al valor de la velocidad.

$$e = \frac{d\psi}{d\theta} \cdot \Omega$$

Donde  $\Omega$  es la velocidad de rotación en (rad/s).

Para un valor de tensión constante, a medida que se incrementa la velocidad de rotación del motor el valor de la corriente irá disminuyendo y viceversa. La figura 1.1.1.4.2.1.2 muestra el efecto de la velocidad en el valor de la corriente comparando el valor de la corriente para idénticos ángulos de conducción pero diferente velocidad.

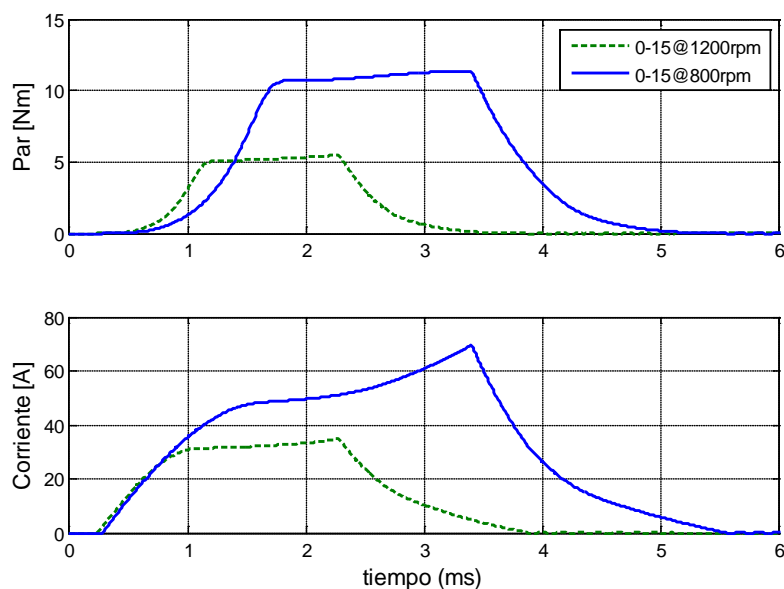
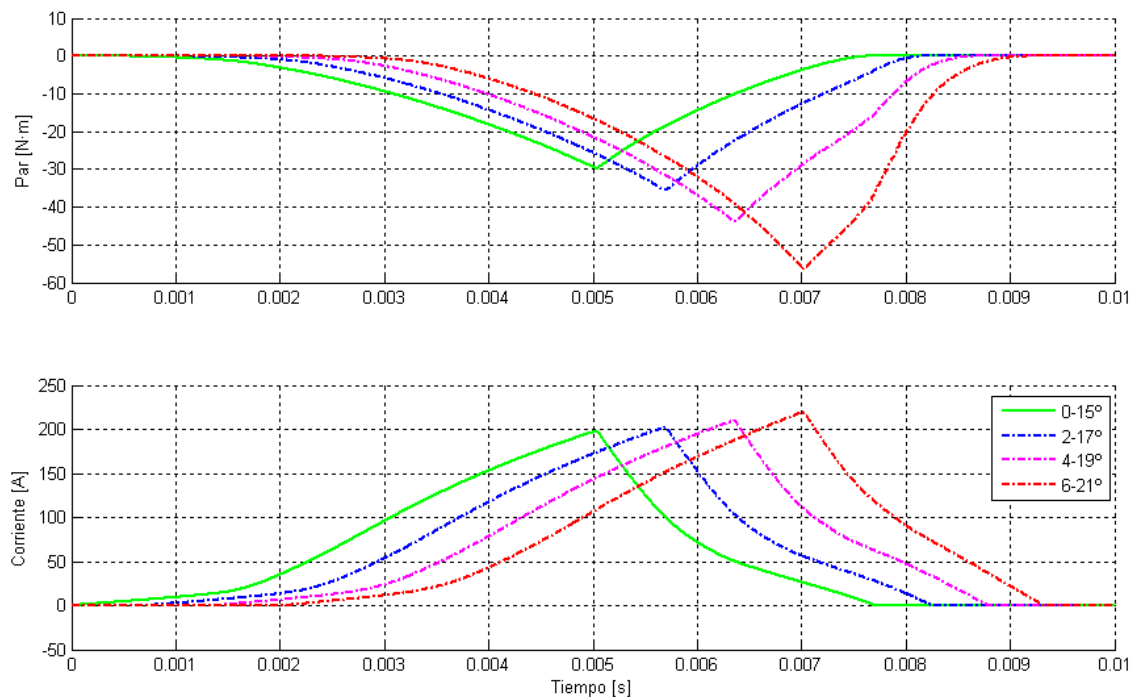


Figura 1.1.1.4.2.1.2: Efecto de la velocidad sobre la corriente en la zona motora.

La disminución del valor de la corriente provoca que determinadas consignas de par exijan un valor superior de corriente al máximo posible, no pudiendo alcanzarlo ni entrando en juego la regulación, y por lo tanto, no consiguiendo la consigna deseada.

#### 1.1.1.4.2.2. ZONA GENERADORA.

La figura 1.1.1.4.2.1 muestra el valor del par y la corriente de una fase para diferentes ángulos de conducción trabajando en pulso único dentro de la zona generadora. La referencia  $0^\circ$  se toma para la posición alineada.



**Figura 1.1.1.4.2.1: Efecto de los ángulos de conducción en la evolución de la corriente y la producción de par en la zona generadora.**

Como vemos, a mayor ángulo de inicio, menor es el valor de la inductancia, y por lo tanto, menor es el valor de la constante de tiempo eléctrica de la fase. Esto se traduce en que para alcanzar el mismo valor de corriente el tiempo que debe transcurrir es menor, lo que permite una mayor obtención de par, siempre y cuando no sobrepasemos a la zona motora. También se verá afectada la descarga de la corriente de la bobina, ya que siempre se realiza con valores reducido de inductancia, lo cual posibilita una rápida evacuación de la corriente.

Indirectamente, al igual que en el funcionamiento en la zona motora, otro aspecto que afecta al valor de la corriente es la velocidad de rotación del motor, ya que la fuerza electromotriz ( $e$ ) del motor es directamente proporcional al valor de la velocidad.

$$e = \frac{d\psi}{d\theta} \cdot \Omega$$

Donde  $\Omega$  es la velocidad de rotación en (rad/s).

Para un valor de tensión constante, a medida que se incrementa la velocidad de rotación del motor el valor de la corriente irá disminuyendo y viceversa. La figura 1.1.1.4.2.2 muestra el efecto de la velocidad en el valor de la corriente comparando el valor de la corriente para idénticos ángulos de conducción pero diferente velocidad.

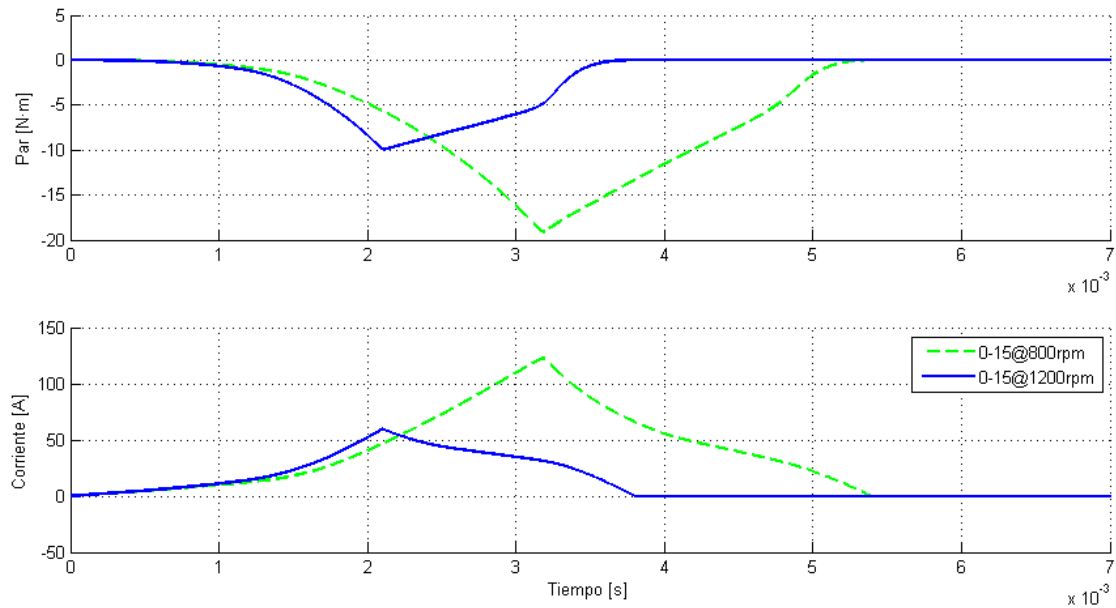


Figura 1.1.1.4.2.2: Efecto de la velocidad sobre la corriente en la zona generadora.

La disminución del valor de la corriente provoca que determinadas consignas de par exijan un valor superior de corriente al máximo posible, no pudiendo alcanzarlo ni entrando en juego la regulación, y por lo tanto, no consiguiendo la consigna deseada.

#### 1.1.1.4.3. CARACTERÍSTICA PAR-VELOCIDAD.

Para entender la característica par-velocidad en un motor eléctrico es necesario analizar la ecuación analítica que describe este parámetro físico. Hacemos uso de la ecuación del par obtenida en el anterior apartado, recordamos dicha ecuación como;

$$M = \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} i^2$$

De la ecuación anterior se observa que el par es directamente proporcional al cuadrado de la corriente que circula por una de las fases. Así entonces, actuando sobre este parámetro se modifica la característica mecánica del accionamiento.

*La intensidad que circula por cada una de las fases de un motor SRM la podemos variar actuando directamente sobre la tensión de alimentación o sobre el tiempo de conducción de la fase, es decir, sobre el ángulo de disparo y de extinción.*

La característica par-velocidad natural de un SRM, manteniendo la tensión y el ángulo de conducción constantes, idealmente es inversamente proporcional al cuadrado de la velocidad, representado en la *característica natural* de la figura 1.1.1.4.3.1.

Sin embargo, es posible trabajar a par constante, a bajas velocidades, con ángulos de conducción fijos controlando la tensión o la corriente en las fases del motor, representado en la *característica de par constante* en la figura 1.1.1.4.3.1.

También puede trabajar a potencia constante y a par inversamente proporcional a la velocidad, manteniendo la tensión fija y variando el ángulo de conducción hasta aproximadamente la mitad del paso polar rotórico, representado en la *característica de potencia constante* en la figura 1.1.1.4.3.1.

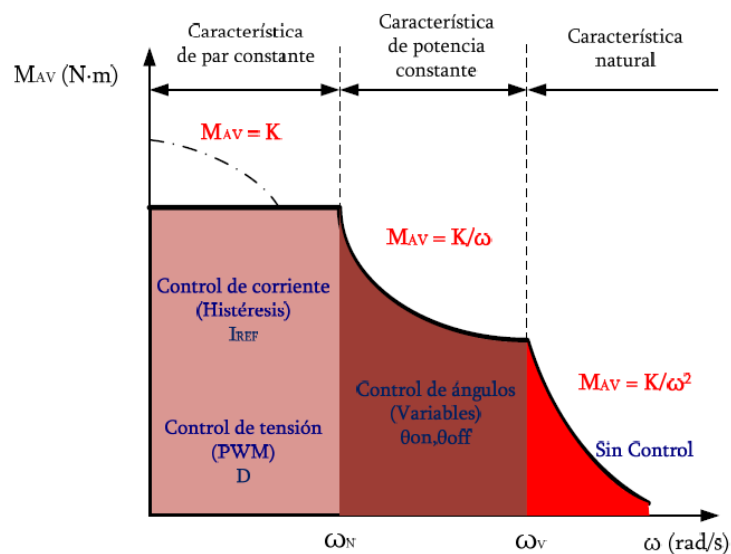


Figura 1.1.1.4.3.1: Característica Par-Velocidad en un accionamiento con SRM.

### 1.1.1.5. SECUENCIA DE CONMUTACIÓN DEL SRD.

Tal y como se explico anteriormente en la sección 1.1.1.3 el par en los motores SRM se produce por la tendencia del circuito magnético a adoptar una configuración de mínima reluctancia.

Luego, en el caso de funcionamiento en modo motor al alimentar la fase correspondiente, la estructura rotórica posicionada de manera desalineada respecto a la estática, se desplazará hasta situarse en una posición de alineamiento máximo, tal y como muestra la figura 1.1.1.5.1.

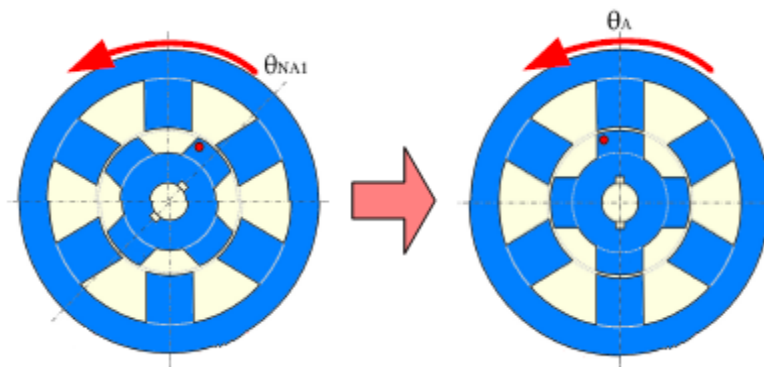


Figura 1.1.1.5.1: Desplazamiento de posición desalineada a posición alineada (Motor).

Mientras que, en el funcionamiento dentro de la zona generadora, des de el instante en que la estructura rotórica está posicionada de manera alineada respecto a la estática hasta situarse en una posición de desalineamiento máximo la fase correspondiente será conmutada, tal y como muestra la figura 1.1.1.5.2. Esta oposición al movimiento será la causante de transformar la energía mecánica del sistema en energía eléctrica entregada por la máquina.

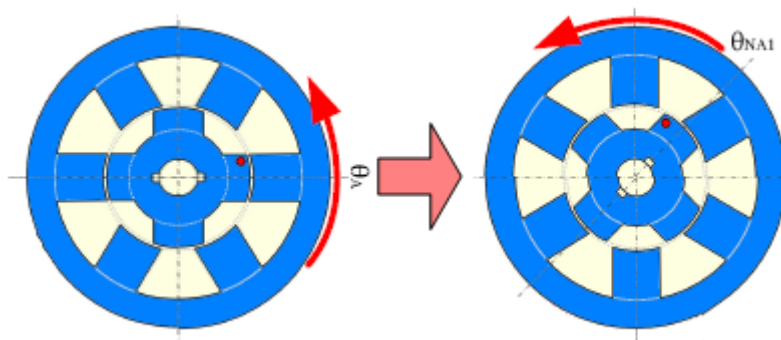


Figura 1.1.1.5.2: Desplazamiento de posición alineada a posición desalineada (Generador).

*En caso de trabajar en modo generador o freno, se produce una situación análoga a la motora, ya que, entonces el motor que es accionado en el cuadrante generador se opone al*

*movimiento descrito por la carga intentando mantener/adoptar la posición de mínima reluctancia.*

A continuación mediante la figura 1.1.1.5.3 se detalla la secuencia de conmutación a implementar para el funcionamiento de un motor SRM (zona motora). Para describir tal funcionamiento se hace uso de una estructura reluctante formada por 6 polos estáticos (3 fases) y 4 polos rotóricos, es decir, la clásica estructura 6/4.

En la figura 1.1.1.5.3 se observan dos secuencias de funcionamiento diferentes. La mostrada mediante la figura a); giro a izquierdas, donde el orden de la secuencia de conmutación de las fases es A, C, B. Y la mostrada mediante la figura b); giro a derechas, donde el orden de la secuencia de conmutación de las fases es A, B, C. La diferencia entre ambas secuencias se fundamenta sobre el sentido de giro del rotor.

*El sentido de giro de los motores de reluctancia autoconmutado depende única y exclusivamente de la secuencia de accionamiento implementada por el control. El sentido de la corriente por las bobinas estáticas no varía ningún efecto debido a la naturaleza de par ( $i^2$ ) de la propia máquina, explicado en el primer capítulo.*

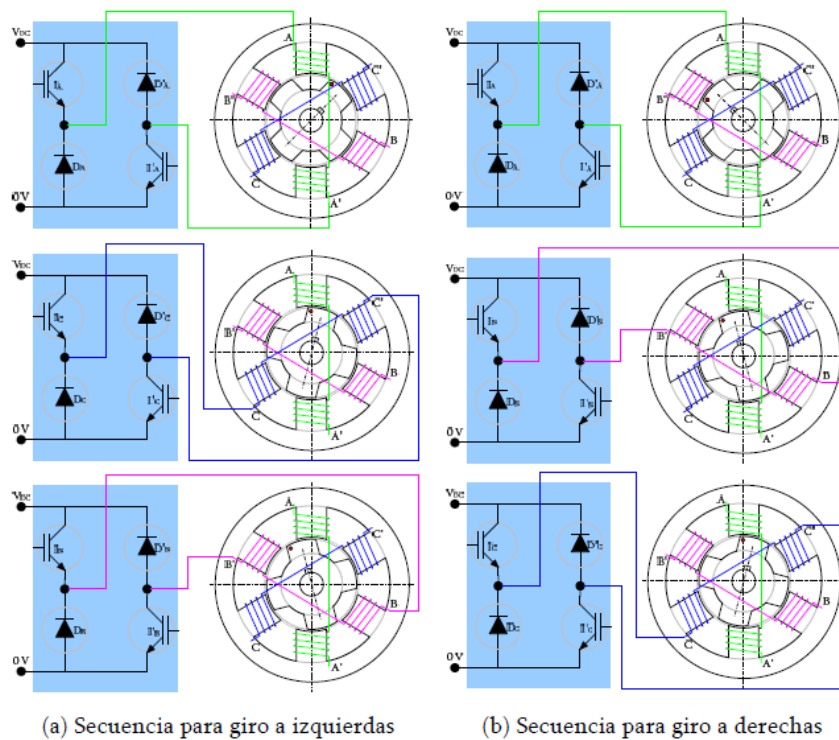


Figura 1.1.1.5.3: Secuencias de giro para un SRM con estructura 6/4 en modo motor.



Se hace notar que el principio de funcionamiento del motor SRM puede recordar al del motor paso a paso, de hecho ambos son motores con estructuras reluctantes. Sin embargo se destacan dos grandes diferencias que distinguen a los dos tipos de motores. La primera diferencia es la necesidad de conocer en todo momento la posición del rotor respecto al estator para realizar la correcta secuencia de conmutación. La segunda es que este tipo de motor puede obtener elevados rendimientos y buen comportamiento en accionamientos de velocidad variable para diferentes tipos de cargas.

### 1.1.2. CONVERTIDORES ESTÁTICOS DE POTENCIA PARA SRD.

El convertidor estático de potencia es el elemento del accionamiento que tiene que actuar a partir de las señales de conmutación que recibe del controlador para generar las señales de alimentación a la máquina SRM. Esto lo debe hacer cumpliendo los siguientes objetivos:

- Efectuar la conmutación de las fases en el orden establecido por el controlador según la posición rotórica, cerrando y abriendo los interruptores de estado sólido que el componen. Estos interruptores son generalmente IGBT's para potencias superiores a 1KW y MOSFET's para potencias inferiores.
- Garantizar la rápida desmagnetización de las fases del SRM. La corriente de fase en un SRM es unipolar por lo que en principio es suficiente con un solo interruptor por fase para realizar la conmutación. La desmagnetización de la fase, una vez abierto el interruptor, se realiza a través de un diodo de libre circulación (también llamado diodo volante) con una resistencia en serie para aplicar una tensión inversa en bornes de la fase y de esta forma forzar la corriente a anularse. En caso del funcionamiento en modo generativo puede ser necesario substituir los diodos por interruptores estáticos y así regular la corriente de "salida".

Existen diferentes topologías para el convertidor estático de un SRM [AND04, BLA07, PER06, CAS12], aunque el más popular es el denominado convertidor asimétrico o convertidor clásico.

Otras topologías bastante utilizadas son el convertidor unipolar y el convertidor Miller. A continuación se destacarán las principales características y el modo de funcionamiento del convertidor utilizado; clásico. El convertidor no es directamente objeto de estudio de este proyecto, la razón por la que se trabajará con este convertidor es debido a que es el tipo de estructura que monta el convertidor del laboratorio [BLA07].

### 1.1.2.1. CONVERTIDOR CLÁSICO.

El convertidor en puente asimétrico o convertidor clásico está constituido por tantas ramas como fase tenga el motor, las cuales incorporan dos interruptores de estado sólido controlados y dos diodos (figura 1.1.2.1.1).

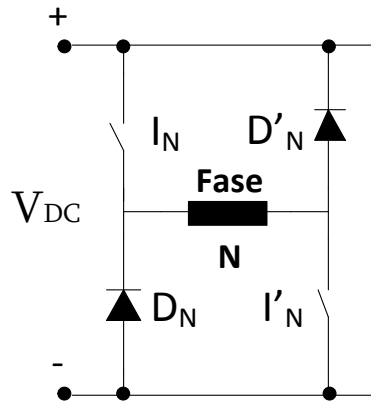
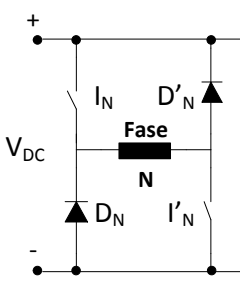
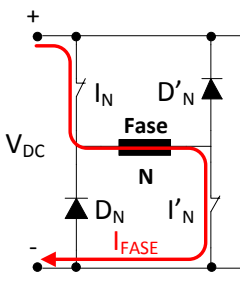
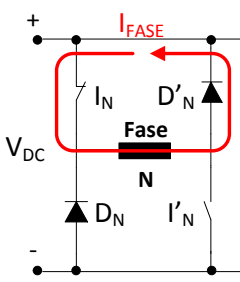


Figura 1.1.2.1.1: Esquema por fase de una rama del convertidor clásico.

La tensión de alimentación puede provenir de una fuente de corriente continua o bien de un convertidor AC-DC junto con un rectificador y una etapa de filtrado. El tipo de interruptores a utilizar (IGBT, MOSFET, etc.) dependerá de la aplicación de accionamiento, lo que definirá parámetros como la potencia, el nivel de tensión y la frecuencia de conmutación, entre otros.

En función de las señales de control la fase puede encontrarse en cinco estados diferentes. Dichos estados se detallan en la tabla 1.1.2.1.1.

ESTADO 1: Reposo					
IN	I'N	DN	D'n	Vfase	
Off	Off	Off	Off	0 v	
<p>La fase se encuentra en estado de reposo: no circula corriente. Todos los interruptores están desactivados (Off) y si hay alguno activado no hay corriente en la fase.</p>					
ESTADO 2: Conducción de la fase					
IN	I'N	DN	D'n	Vfase	
On	On	Off	Off	VDC	
<p>La fase se encuentra en conducción, aportando corriente a la fase. Los dos interruptores controlados están activados (On).</p>					
ESTADO 3a: Freewheeling – libre circulación de la fase (interruptor superior)					
IN	I'N	DN	D'n	Vfase	
On	Off	Off	On	0 v	
<p>En caso de haber corriente, ésta se descarga sobre la misma fase, disipando la potencia en forma de calor. Únicamente se encuentra activo el interruptor superior. Cuando se extingue la corriente se pasa al estado de reposo.</p>					

ESTADO 3b: Freewheeling - libre circulación de la fase (interruptor inferior)				
IN	I'N	DN	D'n	Vfase
Off	On	On	Off	0 v
<p>En caso de haber corriente, ésta se descarga sobre la misma fase, disipando la potencia en forma de calor. Únicamente se encuentra activo el interruptor inferior. Cuando se extingue la corriente se pasa al estado de reposo.</p>				
ESTADO 4: Desmagnetización de la fase				
IN	I'N	DN	D'n	Vfase
Off	Off	Off	Off	-VDC
<p>Se aplica una tensión negativa (-VDC) para descargar la corriente de la fase, retornándola a la fuente de alimentación. Ambos interruptores controlados están desactivados y la corriente circula por los diodos.</p>				

Tabla 1.1.2.1.1: Diferentes estados de una fase utilizando el convertidor clásico.

Pese al inconveniente de un elevado número de componentes de potencia y circuitos de disparo que presenta esta tipología en comparación con otras, entre sus ventajas podemos mencionar la independencia entre fases, gran tolerancia a fases y el amplio abanico de opciones de control. Por último, comentar que no se detallará ninguna otra tipología ni se realizará una comparativa entre ellos dado que no es objeto de este proyecto y que este es el tipo de convertidor utilizado en el accionamiento disponible en el laboratorio para realizar las pruebas experimentales.

Las ventajas e inconvenientes más relevantes de este convertidor son:

-Ventajas:

- Se puede aplicar sobre la bobina tensiones positivas, negativas o nulas.
- Gran tolerancia a las faltas.

- Independencia entre fases.
- Número elevado de posibilidades de control.

-Inconvenientes:

- Requiere un número elevado de interruptores de estado sólido.
- 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.

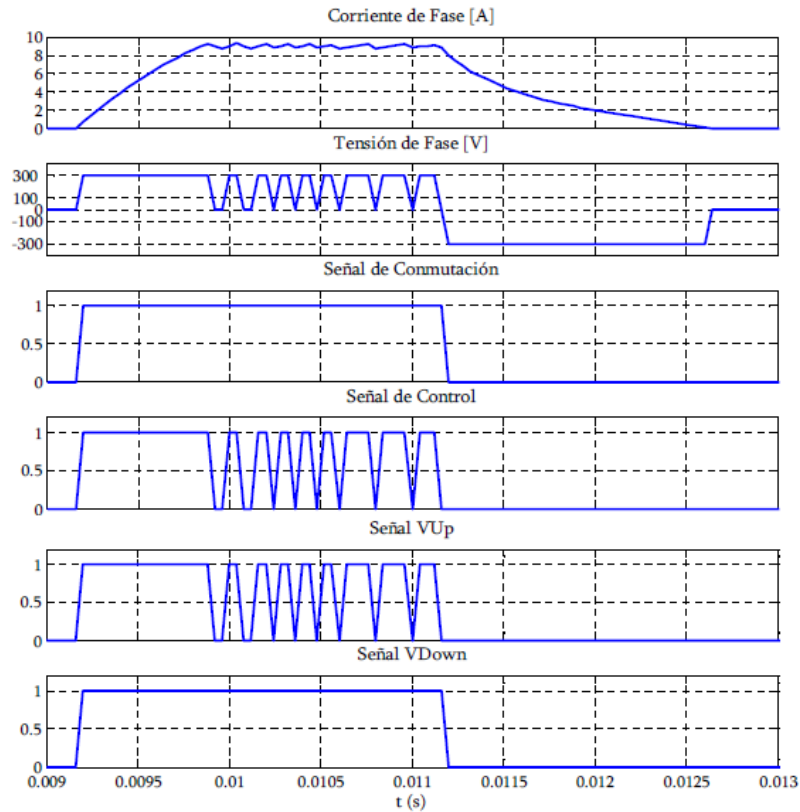
#### 1.1.2.2. ESTRATEGIAS DE CONMUTACIÓN.

La señal de conmutación se obtiene procesando la señal de posición rotórica para obtener la situación de inicio y finalización de la conducción, pero esta señal se puede combinar con señales de control que permiten mantener una determinada corriente por las fases del convertidor siguiendo diferentes técnicas según las características que se desee obtener.

El troceado de corriente es la acción que permite mantener la corriente dentro de una banda de histéresis y para ello es necesario ejercer un control sobre el convertidor.

Independientemente del tipo de control que se realice, pueden aparecer diferentes técnicas o estrategias de troceado según la topología del convertidor utilizado, estas serán las siguientes:

- “Soft Chopping” o “Conmutación unipolar”: consiste en abrir y cerrar los interruptores superiores para cada fase en función de si se necesita más o menos corriente en dicha fase. De este modo los interruptores superiores reciben el nombre de troceadores, respondiendo a las señales del control combinada con la señal de conmutación (es decir durante el periodo de conducción de la fase), mientras los interruptores inferiores responden únicamente a la señal de conmutación. Esta estrategia de conmutación no debe de ser implementada mientras el modo de funcionamiento del accionamiento sea el modo generador debido a que siguiendo esta estrategia de conmutación la energía se disipa en forma de calor a través de la resistencia del motor.



**Figura 1.1.2.1.1: Señales en modo Soft Chopping.**

- “Hard Chopping” o “Conmutación bipolar”: Consiste en abrir y cerrar los interruptores superiores e inferiores a la vez (ambos troceadores), respondiendo a las señales del control combinada con la señal de conmutación, de forma que durante el tiempo de conducción de la fase, si se necesita más corriente se cierran los interruptores y si se excede la consigna deseada se abren. Se basa en la misma técnica de regulación de la corriente, pero está indicado para velocidades reducidas, debido a que el ciclo de trabajo es muy elevado. Para poder utilizar esta técnica la topología del convertidor debe permitirlo.

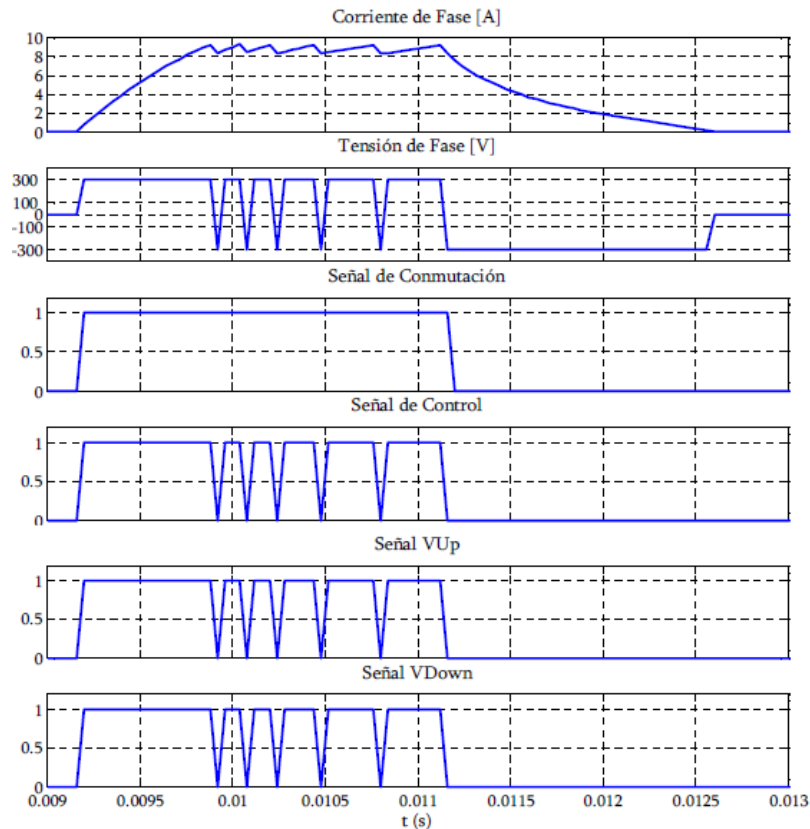


Figura 1.1.2.1.2: Señales en modo Hard Chopping.

Dichas técnicas reducen el tiempo de vida de los componentes semiconductores debido a las elevadas frecuencias de conmutación que deben soportar, aumentando las pérdidas del convertidor debido a estas altas frecuencias. Una forma de paliar este inconveniente consiste en ampliar el rizado de la corriente disminuyendo el troceado pero esto influye directamente en el rizado de par por lo tanto se utilizan técnicas para reducir la frecuencia de conmutación repartiendo las señales de control entre los dos interruptores, apareciendo diferentes alternativas del troceado “Alternate Chopping”.

- “Alternate Chopping” consiste en combinar las señales de control para inyectar o extraer corriente de la fase de conducción, utilizando cada vez un interruptor diferente en la extinción de la corriente de fase. Este modo es aconsejable para velocidades muy bajas debido a que cuando aumenta la frecuencia de conmutación el tiempo de conducción y de troceado coinciden antes que con las anteriores técnicas, entonces no se dispone del suficiente tiempo para trocear y el sistema se puede volver inestable.

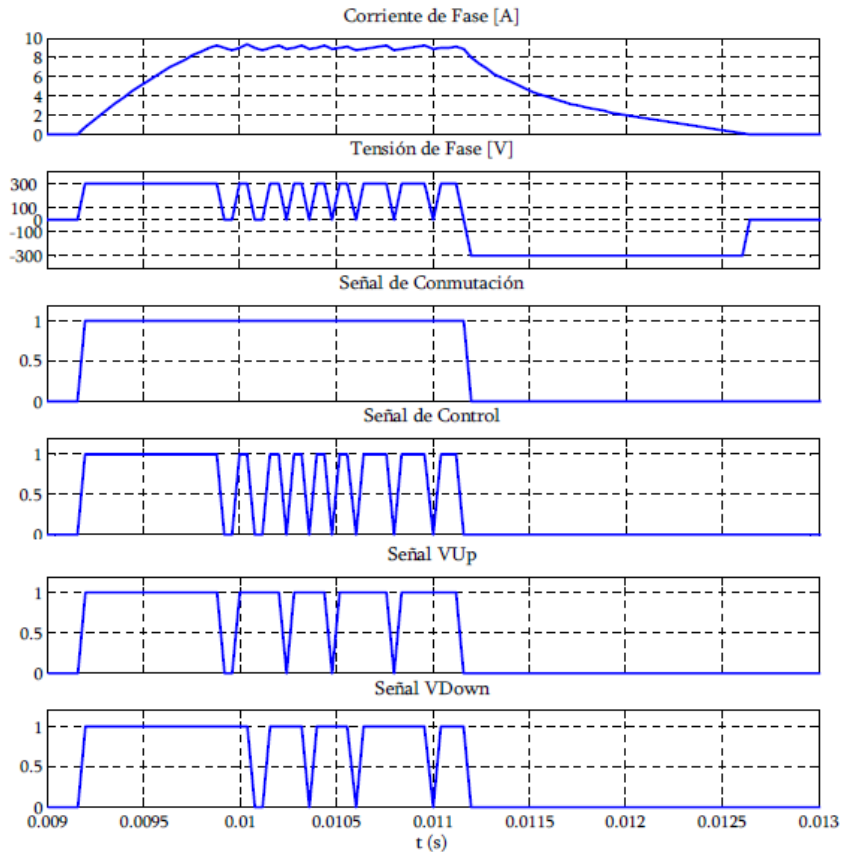


Figura 1.1.2.1.3: Señales en modo Alternate Chopping.

En ocasiones se utilizan métodos combinados, como por ejemplo un “Soft Chopping” que cambia o alterna de interruptor a cada paso polar rotórico.

La mejor solución siempre depende del tipo de accionamiento y de su régimen de funcionamiento.

### 1.1.2.3. SISTEMAS ASOCIADOS AL CONVERTIDOR.

Son varias las consideraciones que se deben de tener en cuenta en el diseño del convertidor de un accionamiento eléctrico que deba de permitir el funcionamiento en cuatro cuadrantes respecto al diseño del convertidor de un accionamiento que únicamente trabaje en el primer y tercer cuadrante. De forma breve se citan las consideraciones más relevantes en cuanto a accionamiento SRD se refiere:

- El sistema de alimentación de potencia del convertidor electrónico diseñado para un accionamiento SRD en cuatro cuadrantes debe de permitir la entrega y al absorción de



energía en función del modo de funcionamiento del motor (motor o generador). Luego, debe de ser un sistema de alimentación reversible en corriente.

- Para permitir el flujo de energía en ambos sentidos se debe de disponer de un sistema que sea capaz de entregar y almacenar energía. Este sistema puede estar formado por un conjunto de baterías o bien puede ser un bus formado por una cadena de condensadores, en cualquiera de los casos escogiendo la tensión de alimentación nominal requerida por el motor.
- En el modo de funcionamiento como generador, debe de considerarse la necesidad de disponer de carga (nivel de tensión y carga disponible) para arrancar el SRG, dado que para que se produzca generación de energía las fases previamente se deben de magnetizar. Luego, es necesario poder inyectar energía en forma de corriente en las fases.

### 1.1.3. DISPOSITIVOS SENSORES.

Los sensores son aquellos dispositivos electrónicos que nos permiten conocer el estado de variables de naturaleza tanto eléctrica como mecánica del motor de forma que así se pueda cerrar el lazo de regulación y o control.

En un accionamiento eléctrico se define casi como imprescindible la necesidad de un dispositivo que permita conocer la corriente consumida por el motor. Ésta medida será utilizada en el lazo de regulación de corriente y o en el control del convertidor (protección de consumos elevados). Además, es muy habitual disponer de un sensor de posición, el cual puede ser utilizado para implementar un control de velocidad o posición en lazo cerrado, así como puede ser necesario para realizar la secuencia de control del propio motor.

En el caso de los SRD's, como mínimo se requiere de un dispositivo que permita conocer la posición (cabe destacar que existen métodos de control que evitan la utilización de sensores de posición), así como uno que permita conocer la corriente por cada fase. En función del tipo de aplicación, se requiere conocer el par producido. En ese caso se puede utilizar un dispositivo que mesure dicha variable o bien como se verá en capítulos posteriores se puede estimar a partir de la medida de la corriente y de la posición.

Las características de los sensores a utilizar en los SRD dependen de las especificaciones del accionamiento (calidades de los materiales utilizados en el diseño del accionamiento en

general), debido a que la finalidad para la cual se diseña el accionamiento ha de marcar los parámetros de calidad y el perfeccionamiento del conjunto frente al coste final del mismo. Existen por lo tanto varios parámetros a considerar cuando se trata de escoger los dispositivos de medida a utilizar en el accionamiento, [DEL10].

Para que el control de un SRM permita el funcionamiento en los cuatro cuadrantes, el dispositivo de medida de corriente, según las características del SRM vistas con anterioridad debe permitir:

- Lecturas de corriente iguales o mayores a cero (valor de fase).
- Lecturas de corriente ligeramente superiores al pico de corriente máxima que pueda soportar el convertidor.

Para que el control de un SRM permita el funcionamiento en los cuatro cuadrantes, el dispositivo de medida de posición, según las características del SRM vistas con anterioridad debe permitir:

- Detectar incrementos y decrementos de posición.
- Conocer la posición absoluta en el instante del arranque.
- Como mínimo, debe de poder soportar la velocidad máxima del motor.

En cualquiera de los casos la elección del sistema de medida de posición o de corriente puede limitar las prestaciones del control, por lo tanto es importante su consideración [DEL10].

#### **1.1.4. DISPOSITIVOS DE CONTROL DE LOS SRD.**

Los motores SRM tienen una característica principal que los distingue de la mayoría de motores eléctricos. Esta característica es la forzosa necesidad de utilización de un sistema de control para el funcionamiento del accionamiento, es decir, necesita de un sistema de conmutación de fases tal y como se puede apreciar en el principio de funcionamiento representado en la figura 1.1.1.5.1.

La figura 1.1.4.1 muestra un ejemplo de la interacción del sistema de control con las partes que componen un SRD clásico.

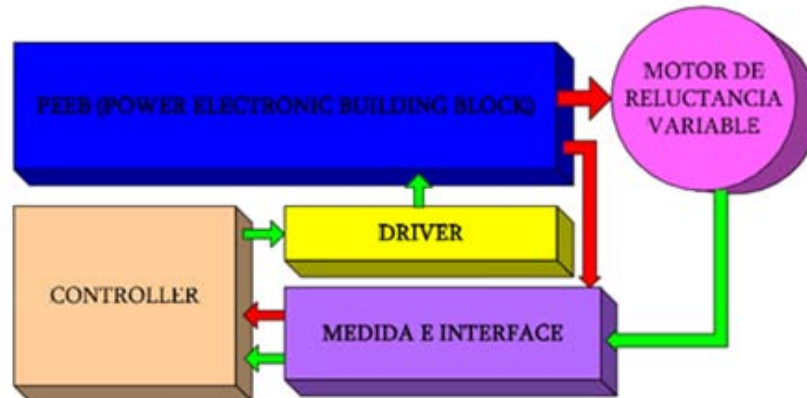


Figura 1.1.4.1: Estructura general de interacción de un sistema de control para un SRD.

A continuación se describen las funciones que realiza cada bloque dentro del sistema:

-SRM: El SRM es el convertidor electromecánico. Es el sistema encargado de transformar la energía eléctrica de entrada al sistema en energía mecánica de salida.

-PEEB: El “POWER ELECTRONIC BUILDING BLOCK” es el bloque formado por el convertidor estático de potencia y los sensores de corriente de cada fase. Luego este bloque ha de cumplir con dos funciones;

- Mediante las órdenes de control que reciban los interruptores, estos han de permitir la conducción de corriente por cada una de las fases el tiempo justo establecido por el control.
- Los sensores de corriente Hall han de permitir la lectura en tiempo real de la corriente que circula por cada una de las fases del convertidor. La medida de corriente no siempre es necesaria, pero permite realizar estrategias de control más completas.

-DRIVER: El driver del accionamiento es el sistema encargado de transmitir las señales de disparo a los interruptores estáticos del convertidor de potencia. Este tiene que adaptar la tensión de salida del *controller* con la tensión de alimentación para activar los interruptores.

-MEDIDA E INTERFACE: Para realizar la conmutación de las fases del motor es necesario conocer la posición de la estructura rotórica respecto la estructura estática. Existen distintos sensores de posición para este tipo de aplicaciones. El sistema de posicionamiento ha de ser capaz de proporcionar el valor de la posición del rotor mediante señales digitales. Hay sensores que directamente proporcionan señales digitales mediante incrementos de posición, un ejemplo es el encoder. Otros sistemas de medida de posicionamiento proporcionan la posición mediante salidas analógicas, en este tipo de sensores es necesario intercalar una interface entre el sensor y el controlador, un ejemplo es el resolver.

-CONTROLLER: El *controller* es el elemento que aporta la condición de “inteligencia” al sistema. Según el grado de complejidad con el que queramos trabajar podremos realizar el control mediante componentes analógicos (transistores, A.O.) o bien mediante sistemas digitales programables ( $\mu\text{P}$ ,  $\mu\text{C}$  o DSP's). En cualquier caso, el *controller* es el encargado de leer las señales de entrada recibidas desde los sensores de corriente y o posición, para posteriormente generar las señales de salida de activación de los interruptores estáticos del convertidor de potencia o PEEB.

#### 1.1.4.1. ESTRATEGIAS DE CONTROL EN LOS SRD.

El SRM es capaz de seguir el perfil de par-velocidad mostrado en la figura 1.1.4.1.1 siempre y cuando la estrategia de control seguida sea la correcta. Tal y como se refleja en la misma figura se distinguen tres zonas. En las dos primeras la característica se ve afectada por el tipo de control implementado en el accionamiento.

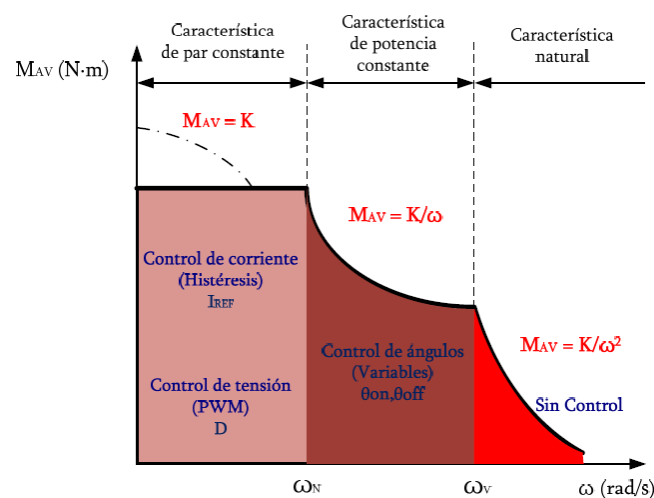


Figura 1.1.4.1.1: Estrategia de control a seguir en función de la característica de par-velocidad requerida.

Generalmente para este tipo de accionamiento se utilizan tres tipos de controles diferentes, según la necesidad de la carga estos son:

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

## 1.2. VENTAJAS E INCONVENIENTES DE LOS SRD.

Se describen las principales ventajas en la utilización de los SRD mediante los siguientes puntos:

- La construcción mecánica es sencilla, robusta y los bobinados estáticos son concentrados.
- El rotor posee baja inercia debido a la escasez de bobinas e imanes rotóricos, permitiendo trabajar a velocidad elevadas.

- La mayoría de las pérdidas se concentran en el estator, lo cual facilita la refrigeración, y permite temperaturas de trabajo elevadas.
- Es tolerante a faltas, puesto que la tensión en circuito abierto es nula y las corrientes de corto circuito son reducidas.
- El par es independiente al sentido de la corriente, lo que permite en determinadas aplicaciones la reducción del número de interruptores estáticos de potencia.
- Los convertidores estáticos utilizados en los SRD son prácticamente inmunes a los disparos no controlados.
- Presenta un elevado rendimiento y una buena relación par/volumen y par/inercia.
- La característica par/velocidad puede adaptarse a las necesidades del proceso.
- El coste de fabricación suele ser bajo.

Como sistema real tiene desventajas o inconvenientes en su utilización, estos son descritos a continuación:

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

*Según la aplicación para la cual se quiera hacer uso de un accionamiento eléctrico, se tendrá que evaluar detalladamente todos los puntos anotados anteriormente y evaluar la factibilidad del uso de un motor del tipo SRM.*

### 1.3. ACCIONAMIENTOS SRD APLICADOS A TRACCIÓN.

La figura 1.3.1, muestra de forma gráfica la característica carga velocidad (par-velocidad) requerida en un sistema de tracción eléctrica para un vehículo automóvil. En el capítulo segundo, dentro del apartado de simulación de la mecánica, se dedicará una sección para presentar dicha característica en forma de ecuación.

En la misma figura, se identifican tres zonas de trabajo de características distintas; zona a par constante, zona a potencia constante y zona natural. Esta característica puede ser obtenida en un SRD aplicando el control correcto, tal y como se ha explicado a lo largo del primer capítulo. Evidentemente, esta característica puede ser obtenida aplicando estrategias de control idóneas en muchos otros tipos de motores eléctricos.

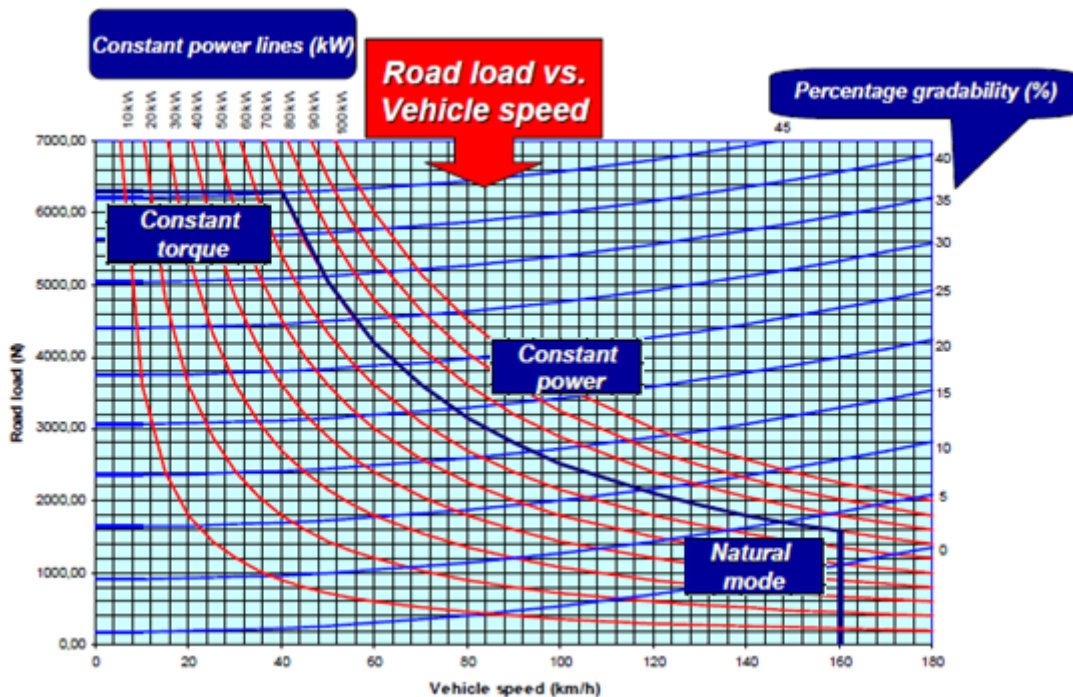


Figura1.3.1: Característica de carga - velocidad requerida en un sistema de tracción eléctrica.

A continuación, mediante la tabla 1.3.1, se presentan y se evalúan los distintos candidatos a ser los propulsores de un sistema de tracción eléctrica. De los resultados se concluye que el motor

SRM es un potencial candidato para aquellos vehículos eléctricos de prestaciones medias (vehículos utilitarios).

Conceptes	Màxim	BDCMD	SPMMD	SRMD	IMD
Densitat de potència	10	9	10	8	7
Sobrecàrrega	10	7	7	8	9
Rendiment	10	9	10	8	7
Marge de velocitats*	20	10	16	18	16
Control	20	15	15	16	16
Sorroll	10	8	8	6	8
Arrissament de parell	10	6	8	5	7
Tamany i pes	10	8	9	7	7
Robustesa	20	14	14	17	16
Manteniment	10	8	8	9	9
Manufacturabilitat	20	14	12	18	16
Cost	30	20	18	26	28
<b>Total</b>	<b>180</b>	<b>128</b>	<b>135</b>	<b>146</b>	<b>146</b>

*BDCMD Brushless DC motor drive; SPMMD Synchronous permanent magnet motor drive; SRMD Switched reluctance motor drive; IMD Induction motor drive*

Tabla 1.3.2: Comparación de los distintos accionamientos eléctricos aplicados a tracción [AND03].



## 2. MODELADO Y SIMULACIÓN DEL SRD EN CUATRO CUADRANTES.

Los pasos previos al diseño y la construcción de motores eléctricos son el modelado y la simulación. En el diseño de accionamientos mediante software de simulación es importante conocer e interpretar el modelado del mismo. Por esta razón, en el segundo capítulo, tras una breve introducción donde se diferencia entre modelado y simulación, se presenta la herramienta utilizada para el desarrollo, detallando algunos conceptos esenciales. Seguido a dicha introducción se pretende afrontar el modelado y la simulación de un accionamiento con motor SRM, desarrollando un controlador básico en cuatro cuadrantes que permita finalmente realizar distintas simulaciones para analizar el funcionamiento y las peculiaridades de los SRD en los cuatro cuadrantes.

### 2.1. INTRODUCCIÓN.

Hoy en día la ciencia es capaz de describir muchos de los sistemas que nos rodean mediante distintas y en la mayoría de los casos complejas ecuaciones matemáticas. En el mundo de la ingeniería esta descripción se llama modelado, y es de gran interés para el ámbito de la ingeniería del diseño. En la ingeniería del diseño siempre es necesario conocer con la mayor exactitud posible (todo y que a veces no se hace uso de tanta exactitud, ya que eso también conlleva desventajas en el campo de la simulación) el elemento sobre el cual se va a trabajar. En el caso de los accionamientos eléctricos, por ejemplo, se precisa del modelado del motor y el convertidor para diseñar y posteriormente simular las estrategias de control.

#### 2.1.1. MODELADO Y SIMULACIÓN.

En este proyecto se trabaja con motores eléctricos, luego desde este momento se introducirán ciertos aspectos del modelado y la simulación ejemplarizando con los accionamientos eléctricos.

Un accionamiento eléctrico es un sistema cerrado, generalmente formado por un motor, un convertidor y un controlador. Pero para realizar su modelado es necesario partir de cada uno de los subsistemas que conforman el accionamiento. Así de igual forma se realiza una subdivisión de los propios subsistemas que conforman el accionamiento, desglosando cada una de las particularidades de los subsistemas (mecánicas, eléctricas, magnéticas, electrónicas o de control) dentro de un entorno que compatibilice sus características de forma que se logre crear un único modelo completo, creando el entorno de simulación.

Hay distinta bibliografía que habla del tema [BLA07, PER06, DIE05, KRI01], existen muchos métodos para el modelado de los elementos de un accionamiento y muchos paquetes de Software que permiten el diseño multinivel en la simulación de un accionamiento. Cada uno de ellos permitiendo la configuración concreta de cada elemento que compone el accionamiento (desde materiales, formas geométricas, componentes electrónicos, modelos de control, etc.). Las formas más extendidas para la descripción de modelos son las siguientes:

- ML (*ModelingLanguage*). Utilizando lenguajes de modelado (C/C++, PASCAL, MATLAB, etc).
- BD (*Block-diagrams*). Mediante diagramas de bloques (SIMULINK, CASPOC, etc).
- FEA (*FiniteElementAnalysis*). El uso de métodos numéricos para el análisis mediante elementos finitos de campos electromagnéticos (FLUX, ANSYS, MAXWELL, FEMLAB, etc).
- CD (*Circuitdiagrams*). Mediante esquemas circuitales (SIMPLORER, P-Spice, Saber, Power System Blockset, etc).

Los entornos de simulación que permiten intercambiar datos son usados para la simulación interactiva o dinámica (figura 2.1.1.1) y combinados con entornos de prototipado rápido (figura 2.1.1.2) resultan de gran interés en el desarrollo de accionamientos eléctricos utilizando procesos de ingeniería concurrente o simultánea ya que comparten muchas similitudes. En realidad aprovechan sus semejanzas como el caso de la figura 2.1.1.1 y figura 2.1.1.2 donde se puede apreciar que en el entorno de simulación se puede modelar la fuente de alimentación, el convertidor de potencia, el SRM, la carga y el control mediante diversos lenguajes o esquemas mientras que el entorno de prototipado se compone por elementos reales (Hardware) aunque comparten el módulo de control obtenido en la simulación. Esta herramienta de trabajo basada en la simulación mediante programación nos permite rediseñar los modelos de controladores y las estrategias de control del accionamiento utilizando la estructura de trabajo Software-In-The-Loop (SIL).

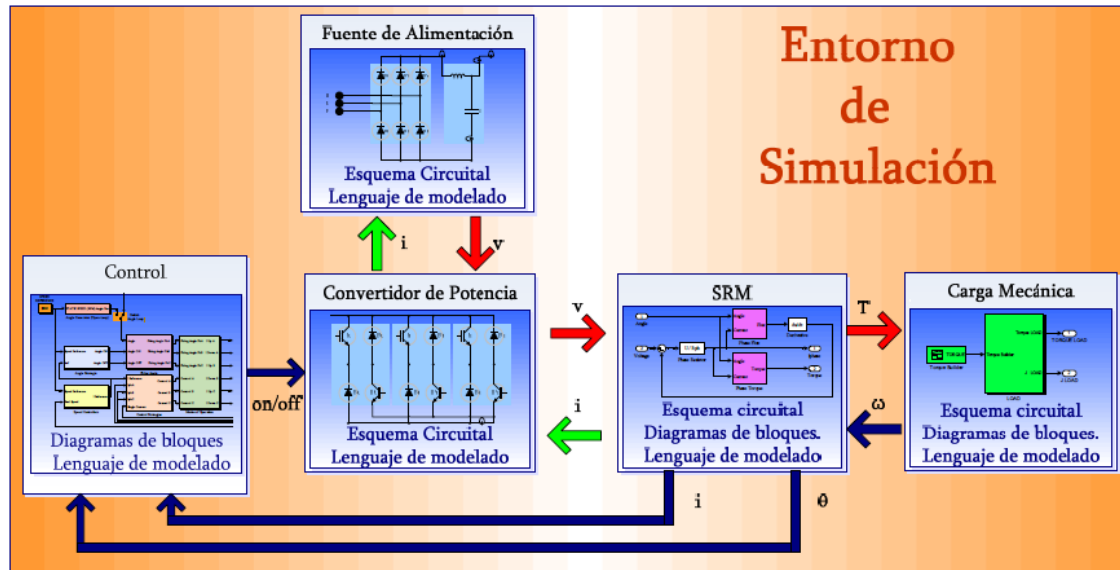


Figura 2.1.1.1: Entorno de simulación para accionamientos de SRM.

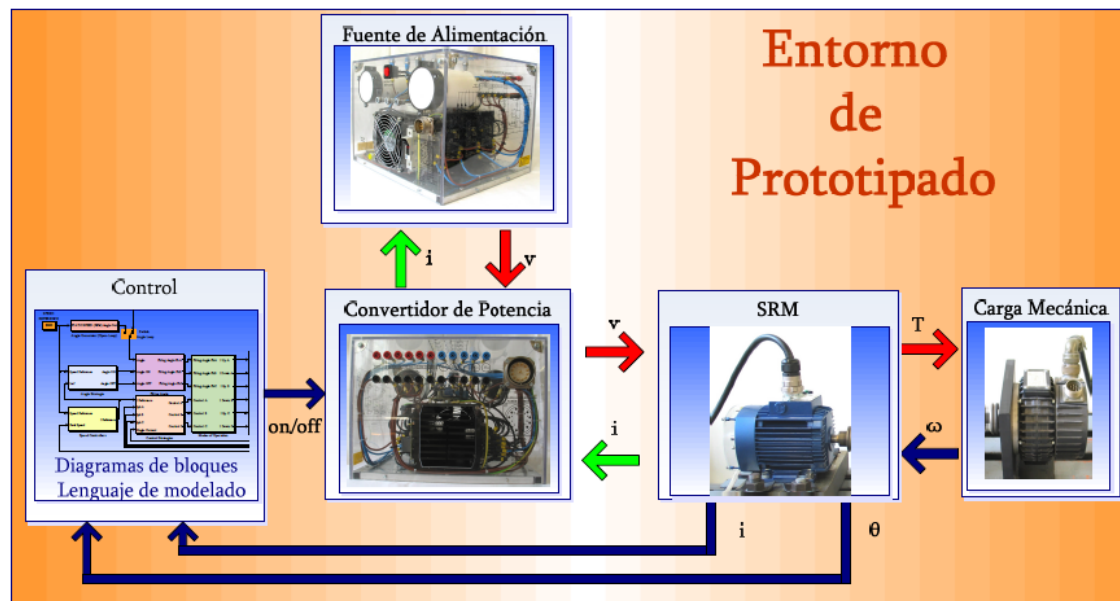


Figura 2.1.1.2: Entorno de prototipado para accionamientos de SRM.

La gran ventaja de las simulaciones es que nos permiten ensayar de forma metódica el accionamiento en un mundo virtual, mediante software, obteniendo así una valoración final sobre el comportamiento de este antes que sea construido. Aliviando la necesidad de realizar caros experimentos y dando soporte a todas las etapas que se abordan en la constitución de un accionamiento, desde el diseño conceptual hasta su correcto funcionamiento para una determinada aplicación.

El modelado expresa de forma aproximada (debido a simplificaciones) lo que ocurre con el proceso a modelar y la simulación es la herramienta que permite implementar los modelos usando ecuaciones matemáticas (con ciertas limitaciones) en diferentes formatos (ML, BD, FEA, CD), relacionándolas con unas variables de test, que permiten evaluar determinados comportamientos donde se encuentra el modelo simulado.

## 2.2. SOFTWARE DE SIMULACIÓN.

El software escogido para la realización de la simulación es el MATLAB/SIMULINK, justificación respecto a otros modelos en [BLA07]. Muy utilizado en el desarrollo de sistemas electrónicos. Es un software orientado a objeto que permite separar los diferentes dominios tecnológicos en multiniveles independientes, lo cual resulta muy útil en la simulación dinámica de accionamientos eléctricos.

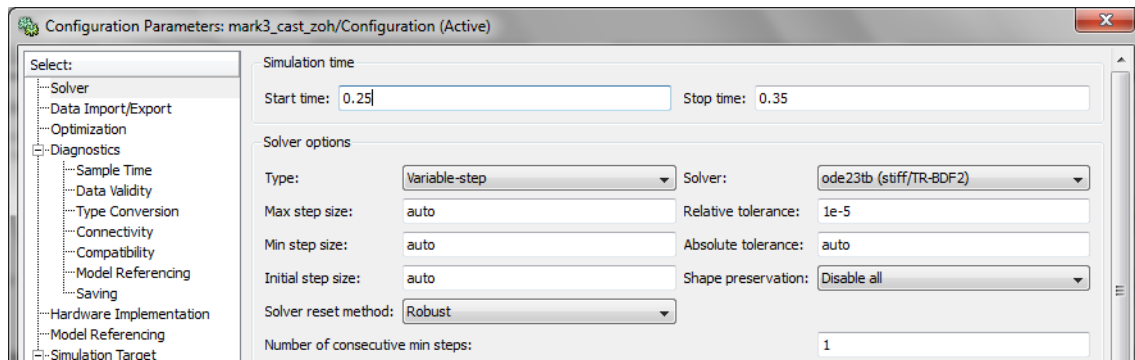
Aunque se pueden desarrollar programas cerrados para la simulación de accionamientos SRM, es mucho más ventajoso utilizar programas comerciales de simulación que además de adaptarse a los sistemas multidisciplinares se adapten perfectamente a la filosofía de la ingeniería concurrente, permitiendo la coexistencia del Software en todas las etapas del desarrollo del accionamiento. Las razones que indujeron a la utilización del programa MATLAB/SIMULINK [BLA07] para el desarrollo de la simulación fueron las siguientes:

- En la UPC hay licencia de uso del programa MATLAB y las TOOLBOX de SIMULINK.
- SIMULINK cuenta con múltiples librerías y con un sistema basado en BD orientados al desarrollo de controles en tiempo real para sistemas SIL.
- Las herramientas Software compatibles con los sistemas de desarrollo en RT consideran la implementación mediante MATLAB/SIMULINK de los sistemas HIL.
- Las posibles ampliaciones en diferentes campos de la técnica son fáciles de introducir mediante la representación gráfica de sus componentes en nuevos modelos.

### 2.2.1. CONSIDERACIONES GENERALES SOBRE EL MODELO Y LA SIMULACIÓN.

Un aspecto fundamental y decisivo en la obtención de buenos resultados en el entorno virtual es la elección del algoritmo (solver) utilizado por el software de simulación para resolver las ecuaciones del modelo.

Siguiendo la siguiente ruta en la ventana de Simulink->Simulation ->ConfigurationParameters se muestra el siguiente cuadro de diálogo.



**Figura2.2.1.1: Panel de configuración del solver de Simulink.**

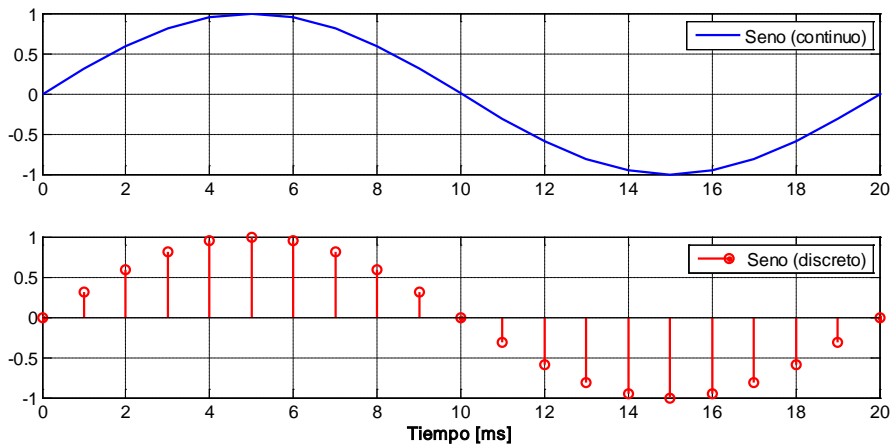
La opción Solver permite parametrizar las condiciones del algoritmo de resolución, entre ellas: Simulation time y Solver options. En el primero podemos definir el tiempo de inicio y fin de la simulación y en el segundo las opciones de resolución de las ecuaciones matemáticas del modelo. La pestaña Type permite elegir entre un método de resolución a paso fijo (Fixed-step) o variable (Variable-step), mientras que la pestaña Solver muestra una lista desplegable con los diferentes algoritmos de integración numérica disponibles (discrete, ode1, ode5, ode23, etc.) dependiendo de la opción escogida anteriormente.

La elección del solver no es trivial ya que una mala elección de este puede traducirse en resultados erróneos en la simulación. El primer paso en el proceso de selección del tipo de solver es decidir si el algoritmo de integración numérica resolverá el modelo matemático en continuo o discreto, y una vez decidido esto, escoger si lo hará a paso fijo (Fixed-step) o a paso variable (Variable-step).

#### 2.2.1.1. SIMULADO DE SISTEMAS EN CONTINUO & DISCRETO.

Los sistemas continuos son aquellos en que sus características físicas evolucionan tanto en magnitud como en tiempo de forma continua. Por ejemplo, tanto el SRM como el convertidor estático de potencia son elementos continuos, ya que sus magnitudes físicas (tensión, corriente, etc.) evolucionan de forma continua. Entonces, los sistemas que presentan discontinuidades en

sus señales se denominan sistemas discretos. Los sistemas de procesamiento digital son el mayor ejemplo, donde los cálculos y procesamiento de señales se efectúa en base a una frecuencia de reloj. La figura 2.2.1.1.1 representa la función seno en continuo y discreto para mostrar con mayor claridad la diferencia entre ambos tipos.



**Figura 2.2.1.1.1: Evolución de la función seno en continuo (arriba) y señal en discreto (abajo).**

Así, los solvers en continuo utilizan métodos de integración numérica para calcular el valor actual de las variables de estado del modelo (variables modeladas en las ecuaciones que definen el modelo) basándose en los valores calculados en instantes anteriores y sus derivadas. Por el contrario, en discreto únicamente se calcula el valor para el estado actual incrementando el tiempo, sin realizar ninguna otra consideración. Este tipo de solver se utiliza básicamente para resolver modelos puramente discretos, ya que no tiene en cuenta ningún estado continuo. Por lo tanto, en caso de disponer de sistemas continuos deberá evitarse modelarlos en discreto para no obtener resultados erróneos en simulación.

En algunos casos la convergencia de la solución en continuo puede ser más lenta que en discreto, ya que el proceso de cálculo es más complejo, así que si se dispone de muchos elementos en un sistema una posible solución para reducir el tiempo es discretizar el modelo. En este caso habrá que escoger un tiempo de cálculo (sample time) adecuado para evitar perder información y obtener resultados erróneos. Saber qué valor de sample time utilizar no resulta trivial y podría ser calculado validando los resultados de la simulación con los experimentales.

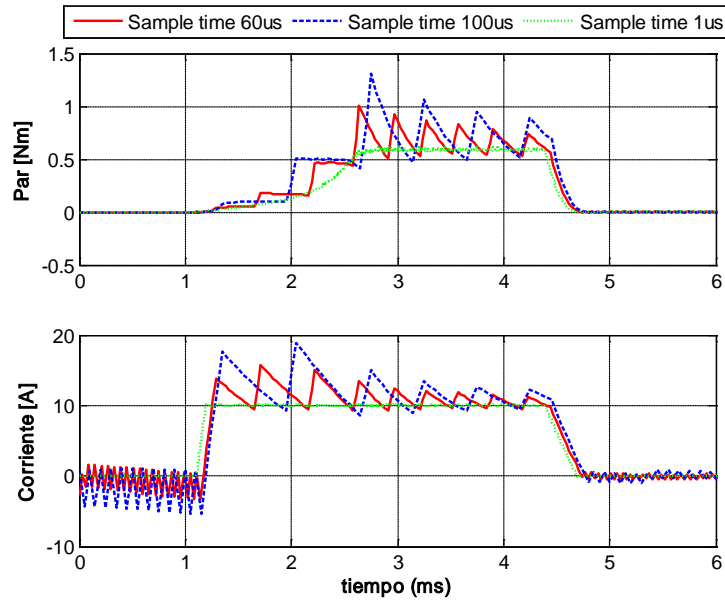


Figura 2.2.1.1.2: Par (arriba) y corriente (abajo) para una simulación en discreto utilizando diferente tiempo de muestreo (simple time).

Como puede observarse en la figura 2.2.1.1.2, utilizar un paso de cálculo muy reducido (1µs) no mejora los resultados, todo al contrario, ya que la regulación de corriente resulta prácticamente ideal.

En nuestro caso el convertidor estático de potencia y el SRM son sistemas continuos, y el sistema de control es un sistema discreto, ya que en la realidad está implementado mediante una plataforma de desarrollo en tiempo real basada en sistemas de procesamiento digital. Entonces, y considerando todo lo expuesto anteriormente en este apartado, la solución pasa por crear un modelo híbrido combinando partes continuas y discretas, modelando el motor y el convertidor en continuo y el sistema de regulación y control en discreto (figura 2.2.1.1.3).

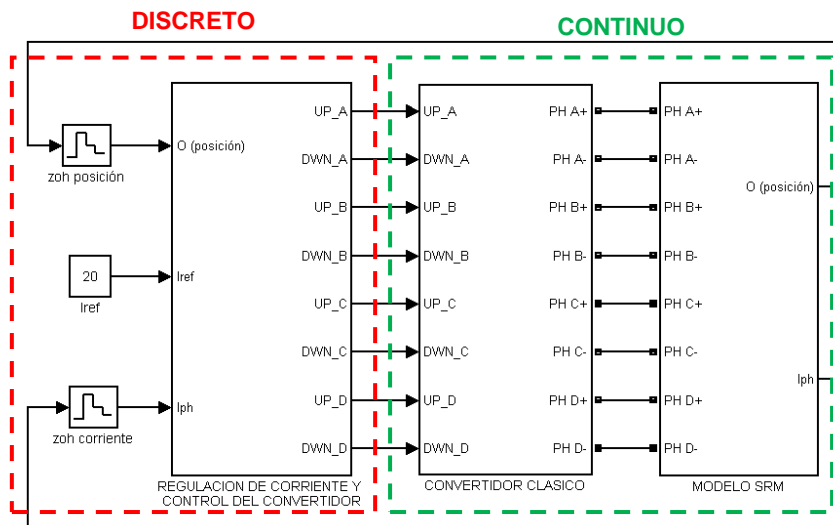


Figura 2.2.1.1.3: Modelado híbrido del accionamiento.

Esta constitución híbrida dota de realismo y exactitud al modelo, ya que, por una parte se evitan los problemas mencionados anteriormente debidos a la discretización de los elementos continuos y por otra, el sistema de control está modelado como es debido. El tiempo de muestreo (sample time) del sistema de control es fijo y configurable, pudiendo utilizar el mismo valor que el de la plataforma de desarrollo en RT. Además, para conseguir una mayor aproximación del modelo a la realidad se ha utilizado el bloque mostrado en la figura 2.2.1.1.4.

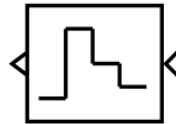


Figura 2.2.1.1.4: Zoh - Mantenedor de orden cero.

Se trata de un mantenedor de orden cero (Zoh – zeroorderhold) cuya salida toma el valor de la entrada manteniéndolo constante durante un periodo de tiempo correspondiente al simple time, cuando la salida vuelve a actualizarse. De esta forma simula el modo como la plataforma de desarrollo en tiempo real realiza el muestreo de las señales. La siguiente figura muestra un ejemplo para la medida de la corriente con un sample time de 60µs.

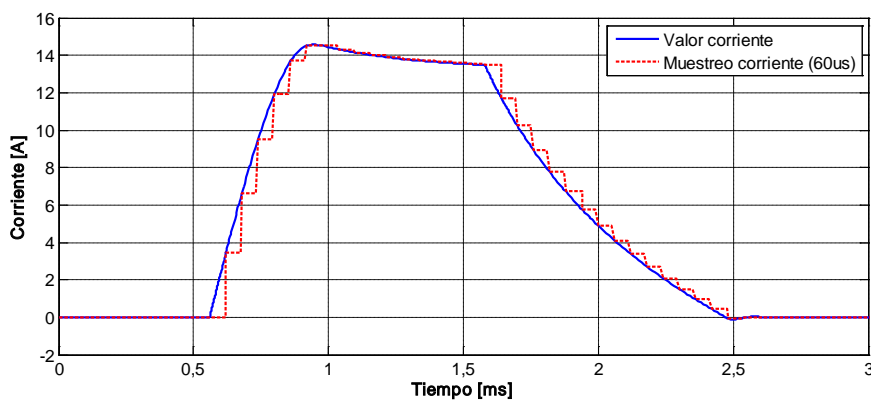


Figura 2.2.1.1.5: Formas de onda para el muestreo de la corriente (en simulación).

Básicamente se utilizan tres bloques para realizar el muestreo de las señales para la medida del par, velocidad y corriente, adaptando la cantidad según las necesidades del sistema de control.

2.2.1.2. SIMULACIÓN DE SISTEMAS A PASO FIJO O VARIABLE.

Una vez decidido como modelar los elementos del sistema debe escogerse el algoritmo de resolución y el tipo de paso (fijo o variable) del método de integración numérica.

Por un lado, los solvers que utilizan paso fijo (fixed-step) resuelven las ecuaciones del modelo a intervalos regulares de tiempo desde el inicio hasta el fin de la simulación. El tamaño del



intervalo de tiempo se conoce como paso de simulación (step size o sample time), el cual puede ser asignado automáticamente por Simulink o bien configurado por el usuario. Para valores pequeños se obtienen resultados más exactos aunque se incrementa el tiempo que tarda en realizarse la simulación.

En cambio, los solvers a paso variable (variable-step) modifican su valor durante la simulación, reduciéndolo para incrementar la exactitud de los resultados cuando las variables de estado del modelo evolucionan rápidamente, e incrementándolo para reducir el tiempo de simulación y evitar cálculos innecesarios cuando las variables evolucionan lentamente. Los valores que puede tomar el step size dependen de los valores máximo y mínimo elegidos por el usuario y de las tolerancias de error de cálculo asignadas al método de resolución.

### 2.2.1.3. ELECCIÓN DEL SOLVER.

Considerando todo lo explicado con anterioridad y tras consultar las recomendaciones de la guía de ayuda de Simulink respecto a la simulación de sistemas que contienen elementos no lineales de la librería de SimPowerSystems, como es el caso de los interruptores del convertidor estático de potencia, se ha elegido un solver en continuo a paso variable, cuya configuración se recoge en la siguiente tabla:

Solver	ode23tb
Relativetolerance	1e-5
Absolutetolerance	Auto
Maximumstepsize	Auto
Initialstepsize	Auto
Solver reset method	Robust

**Tabla 2.2.1.3.1: Configuración del solver de Simulink.**

Respecto al sistema de control y los bloques de muestreo de las señales se han configurado con el mismo sample time que el que se utiliza en la plataforma de desarrollo en tiempo real. De este modo, el programa resolverá las ecuaciones del modelo en continuo a paso variable, adaptándose a la dinámica del sistema, con la restricción del tiempo de muestreo del sistema discreto. Como puede verse en la figura 2.2.1.3.1, las variables de estado del SRM, en este caso

la corriente, evoluciona libremente mientras que la corriente medida y las señales de control de los interruptores mantienen su valor durante una unidad de tiempo, correspondiente al tiempo de muestreo del sistema de control. Transcurrido dicho periodo de tiempo la medida de corriente y las señales de control se actualizan, pudiendo variar o manteniéndose en el mismo estado.

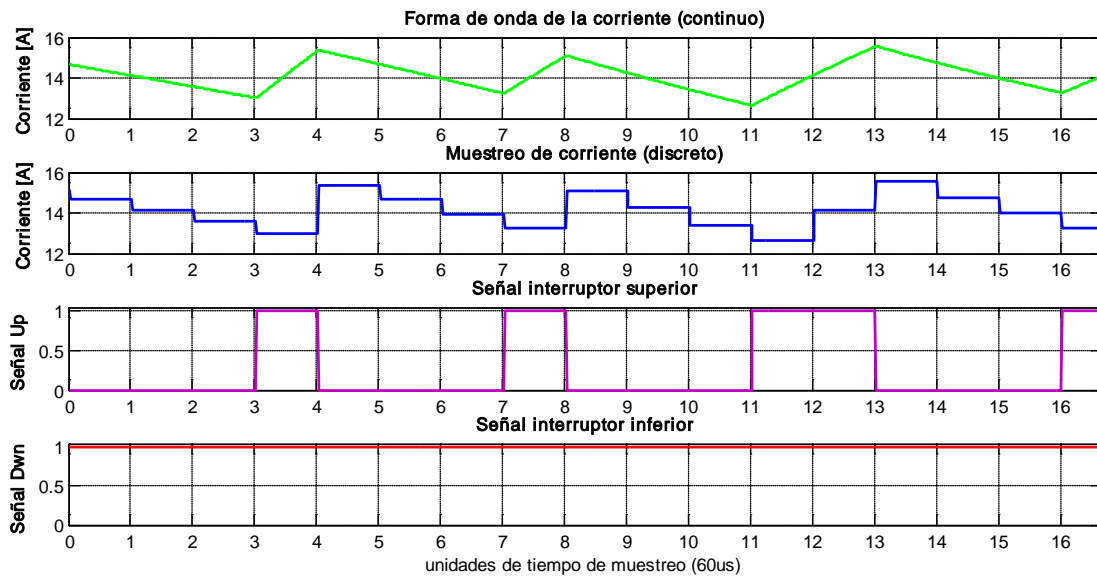


Figura 2.2.1.3.1: Formas de onda para el muestreo de la corriente (en simulación).

### 2.3. SIMULACIÓN DEL SRM.

Los parámetros mecánicos característicos del motor que aparecen introducidos en la simulación del modelado de las ecuaciones son parámetros orientativos para las características del motor SRM simulado. De igual manera sucede con la carga. Por lo tanto la simulación obtenida no mostrará exactamente la realidad que obtendríamos, pero si nos dará una idea muy exacta de la dinámica que sucedería.

#### 2.3.1. SISTEMA DE ECUACIONES ELÉCTRICAS.

El modelo eléctrico básico para cualquier motor SRM es el mostrado en la siguiente ecuación:

$$V_{ph} = R_{ph} \cdot i_{ph} + e$$

Existen distintas alternativas para realizar la simulación de las ecuaciones eléctricas de los motores SRM. Tal y como se comento en el primer capítulo se pueden realizar aproximaciones

lineales de la inductancia en función de la posición del rotor respecto al estator. Pero dichas aproximaciones en la mayoría de los casos no aportan resultados satisfactorios en la simulación del accionamiento, por lo cual se pone en entredicho su utilidad. La alternativa a este modelo lineal, es la aproximación por series de Fourier a modelos cosenoidales. Para este tipo de aproximaciones existen distintas alternativas como las analizadas en el artículo [STE79] para computar el par y la corriente por fase. En este proyecto se ha trabajado con una de las alternativas propuestas por este artículo, basándose en el PFC [ROM10], en el cual se ha llegado a la conclusión que este es el mejor camino a seguir para modelar la realidad de los SRM. En la figura 2.3.1.1 se observa la comparación de la intensidad (siendo la velocidad de giro aproximadamente de 1500 rpm y el par de 1,5N·m) mediante la simulación por modelo de inductancia (línea roja), por modelo de flujo concatenado (línea verde) y la obtenida mediante ensayo real (línea azul) del SRM. Con esta figura se pretende demostrar la correcta elección del modelo entre ambas alternativas.

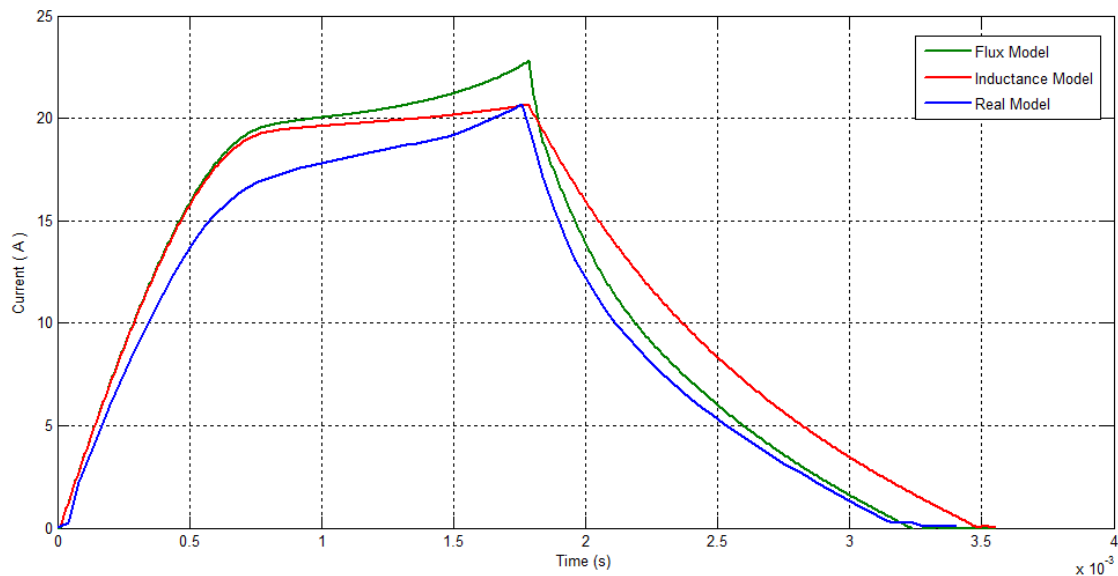


Figura 2.3.1.1: Comparativa en la elección del modelo de simulación del SRM.

La ecuación eléctrica que nos permite obtener la corriente por cada una de las fases la obtenemos mediante manipulaciones matemáticas sobre la ecuación básica de cualquier modelo eléctrico de una fase del SRM.

$$V_{ph} = R_{ph} \cdot i_{ph} + e$$

Substituyendo,

$$e = \frac{d\psi}{dt}(\theta, i_{ph})$$

en la ecuación principal;

$$V_{ph} = R_{ph} \cdot i_{ph} + \frac{d\psi}{dt}(\theta, i_{ph})$$

Derivamos el flujo concatenado respecto sus dos variables y obtenemos;

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{d\psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\psi}{di} \frac{di_{ph}}{dt}$$

Donde sin modificar la ecuación podemos substituir;

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \longrightarrow \frac{d\psi}{dt} = \frac{d\psi}{d\theta} \omega + \frac{d\psi}{di} \frac{di_{ph}}{dt}$$

Y de nuevo substituyendo estos cambios la ecuación principal se ha transformado en;

$$V_{ph} = R_{ph} \cdot i_{ph} + \frac{d\psi}{d\theta} \omega + \frac{d\psi}{di} \frac{di_{ph}}{dt}$$

Aislando el diferencial,

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

Si finalmente resolvemos la integral obtenemos la ecuación 2.3.1.1.

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

**Ecuación 2.3.1.1: Ecuación del sistema eléctrico para obtener la corriente.**

Entonces esta es la ecuación necesaria para implementar el sistema eléctrico modelado en el entorno de simulación. En el sistema de simulación por bloques dicha ecuación se introduce en el conjunto motor tal y como se ilustra en la figura 2.3.1.2 (b).

De las figuras mostradas a continuación, se especifica que el sistema representado en la figura 2.3.1.2 (a) es un bloque integrador.

$$\frac{K T_s}{z-1}$$

Figura 2.3.1.2 (a): Simbología de un integrador discreto en Simulink.

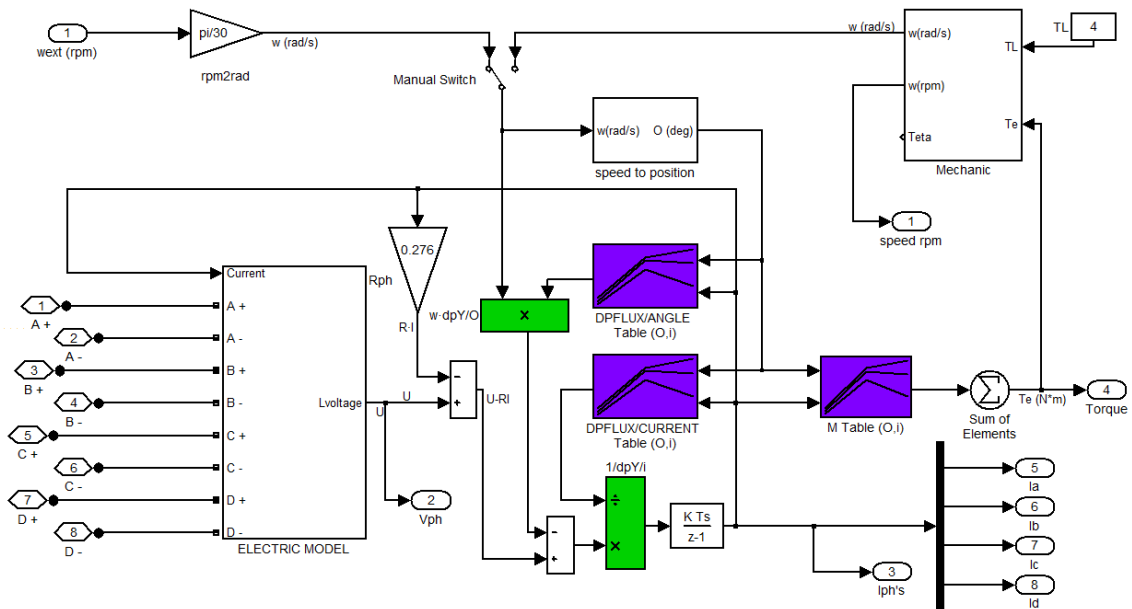


Figura 2.3.1.2 (b): Simulación del modelado del SRM.

De la figura 2.3.1.2 (b), se observa la imagen ilustrada en la figura 2.3.1.3 (a). Observando debajo de la máscara encontramos el modelo eléctrico para cada una de las cuatro fases del motor, representado en la figura 2.3.1.3 (b). El modelo eléctrico finalmente consiste en la idealización de las bobinas del motor como fuentes de corriente controladas por la corriente de la propia fase, de la cual nos interesa conocer la tensión en bornes, representado en la figura 2.3.1.3 (c).

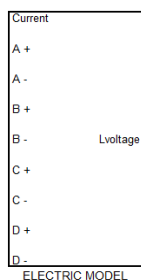


Figura 2.3.1.3 (a): Modelo eléctrico del motor de cuatro fases.

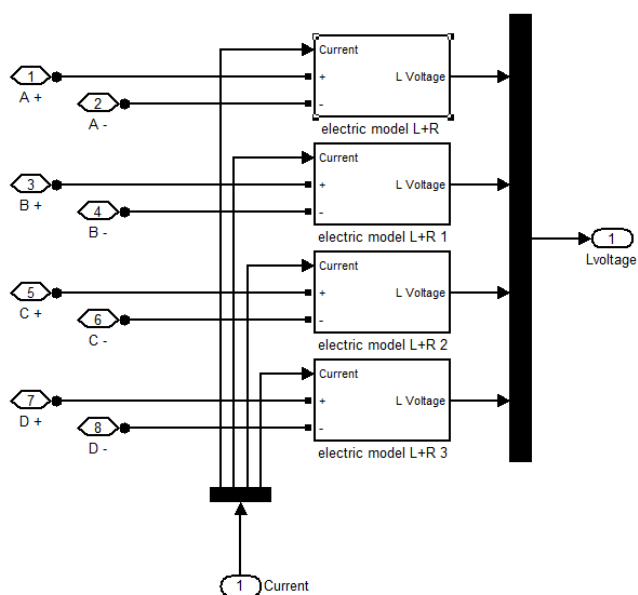


Figura 2.3.1.3 (b): UnderMask del modelo eléctrico del motor de cuatro fases.

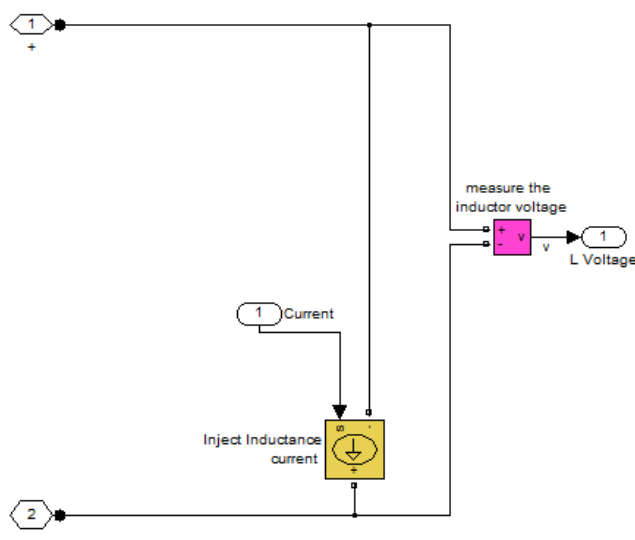


Figura 2.3.1.3 (c): Simulación de una de las bobinas del motor como una fuente de corriente controlada por la corriente de la propia fase.

De la representación de la simulación del modelo SRM representado en la figura 2.3.1.2 (b) se puede apreciar la imagen mostrada en la figura 2.3.1.4. Esta corresponde a tres tablas introducidas en el Matlab/Simulink, necesarias para la implementación de la ecuación eléctrica 2.3.1.1.1 las dos primeras y la ecuación mecánica 2.3.2.1 la tercera. Dichas tablas han sido obtenidas y calculadas mediante herramientas de simulación por métodos de elementos finitos (FLUX).

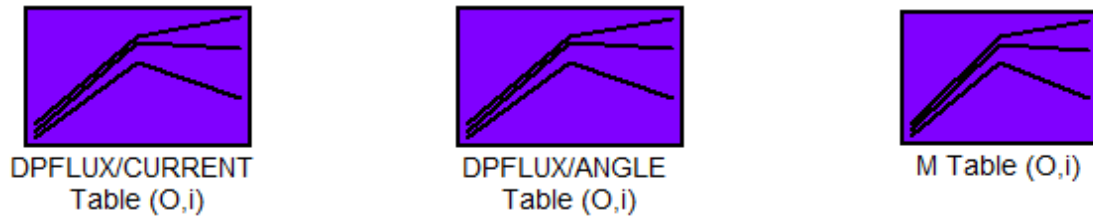


Figura 2.3.1.4: Tablas de derivadas del flujo concatenado y par en función de la posición y corriente.

A continuación se muestran las gráficas representadas mediante las tablas introducidas en el Matlab/Simulink, representadas en la anterior figura 2.3.1.4.

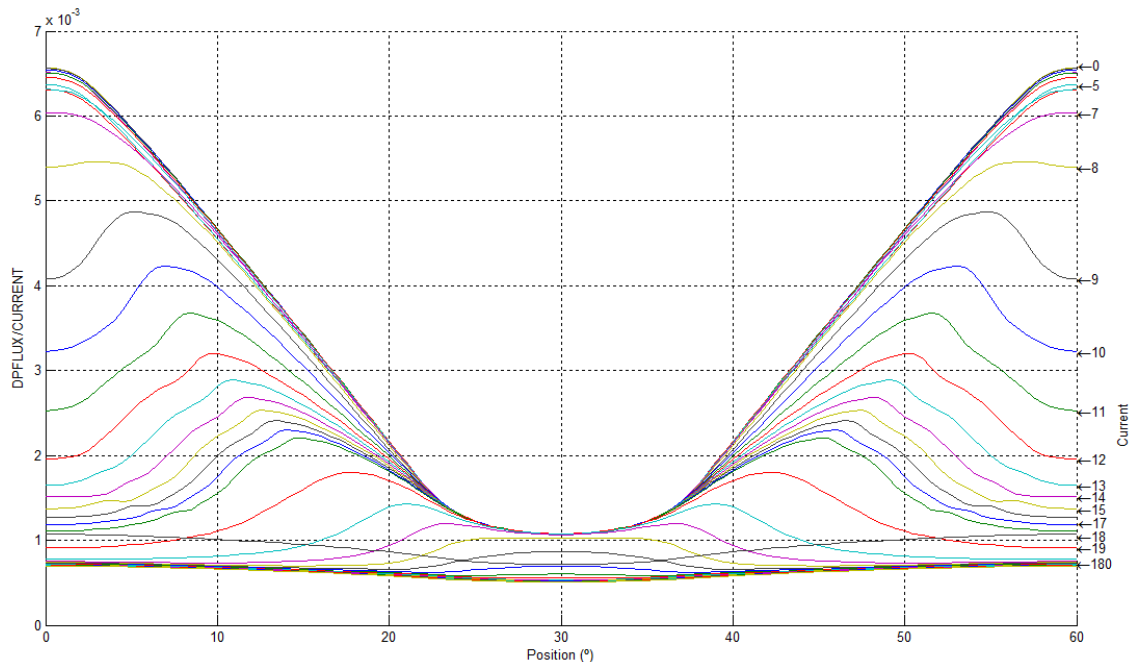


Figura 2.3.1.4 (a): Gráfica para la derivada del flujo concatenado respecto la corriente en función de la corriente y la posición.

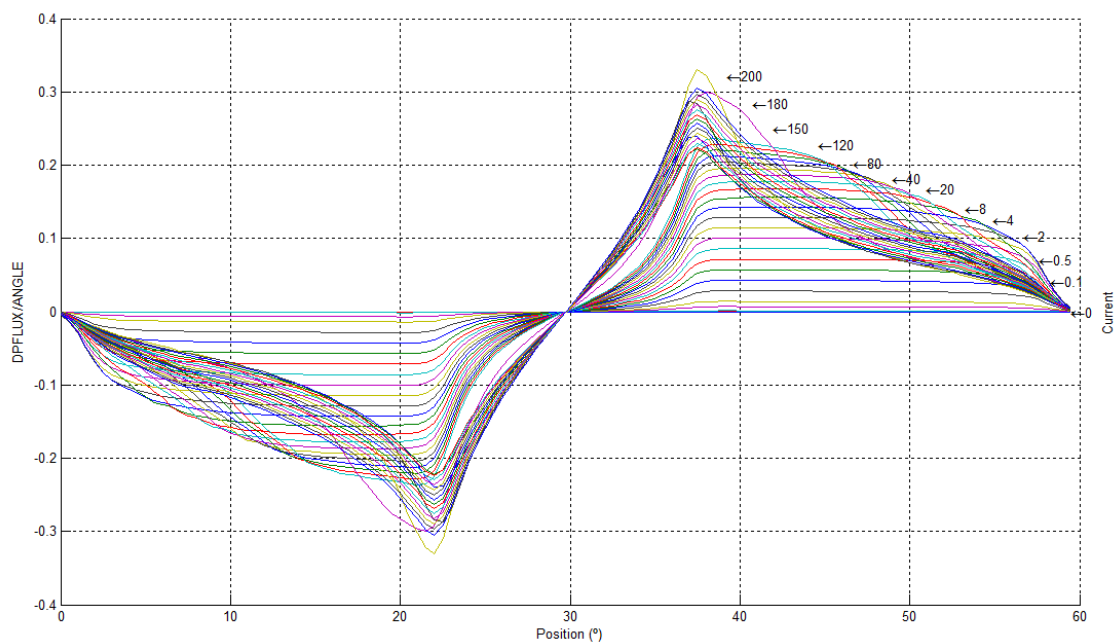


Figura 2.3.1.4 (b): Gráfica para la derivada del flujo concatenado respecto la posición en función de la corriente y la posición.

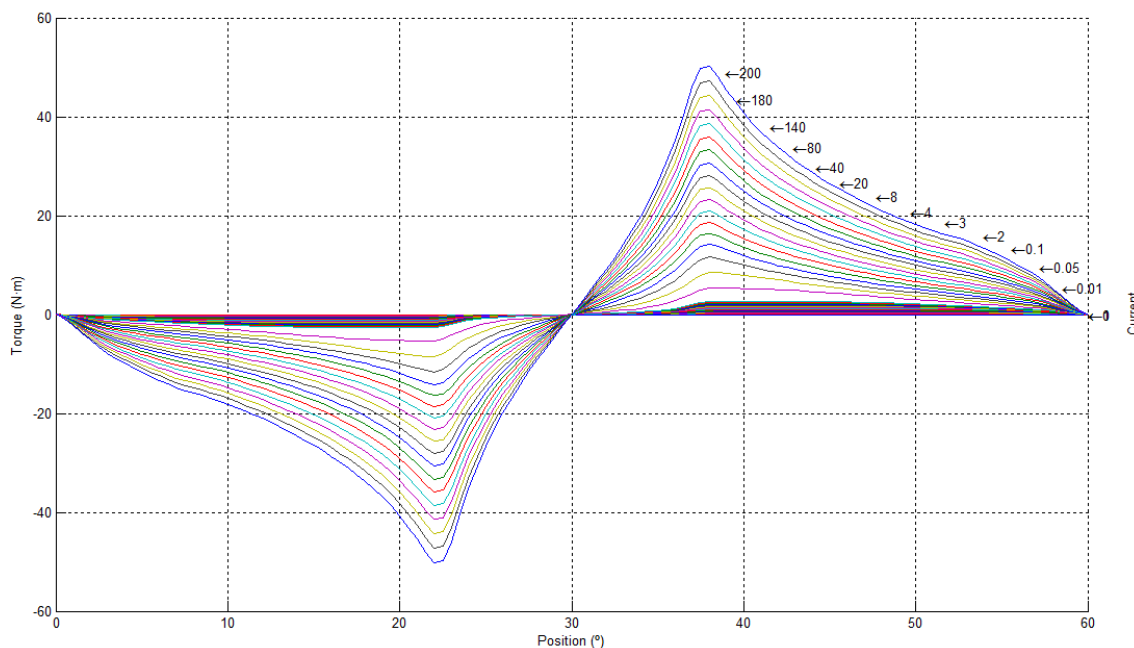


Figura 2.3.1.4 (c): Gráfica para del par en función de la posición para distintas corrientes.

En el Matlab/Simulink tan solo se han introducido las tres tablas mostradas en la figura 2.3.1.4, donde estas tres tablas corresponden a las obtenidas en la simulación del SRM mediante elementos finitos para la fase A del convertidor electromecánico.



Luego, en todo el esquema (software de simulación del accionamiento) de bloques implementado en Simulink, se ha de hacer constar que para evaluar en las tablas con el ángulo correcto para cada fase, se tendrá que retrasar la posición  $15^\circ$  respecto la fase A para las fases consecutivas a esta, (es decir B, C y D). Esta acción se ejecuta mediante todos los integradores de velocidad utilizados, configurando el estado inicial, tal y como se muestra en la figura 2.3.1.5.

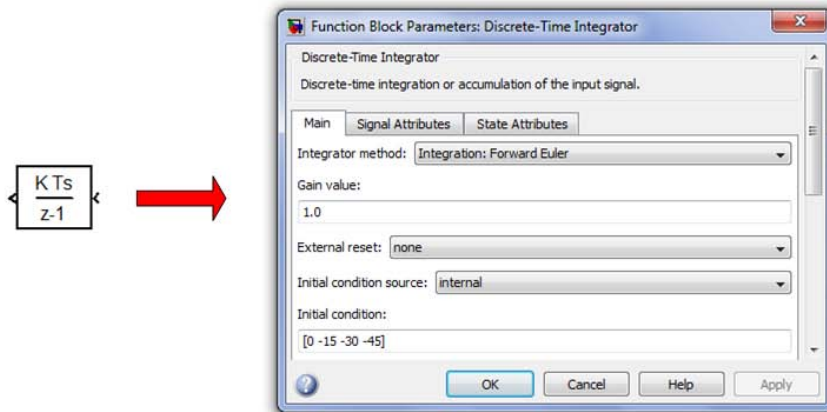


Figura 2.3.1.5: Configuración de las condiciones iniciales del integrador para calcular la posición.

Recordamos que la ecuación de par en motores SRM depende de la posición del rotor y de la corriente consumida tal y como se puede observar en la gráfica ilustrada en la figura 2.3.1.4 (c). En cualquier caso es necesario conocer la posición del rotor tanto para el cálculo en la tabla del par, como para el cálculo de las derivadas de flujo concatenado en las correspondientes tablas mostradas en la figura 2.3.1.4.

Por lo tanto necesitamos diseñar un bloque para conocer la posición angular. Este bloque es el mostrado en la figura 2.3.1.6.

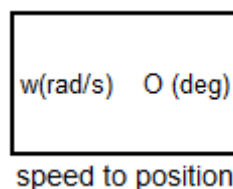


Figura 2.3.1.6: Bloque para el cálculo de la posición.

El bloque mostrado en la figura 2.3.1.6 primero calcula la posición angular en grados, a partir de la velocidad angular en rad/s. Para a continuación mediante el bloque de Simulink llamado *mod* (“modulador”) obtener la posición rotórica para un ángulo comprendido entre 0° y 60°, el ángulo de giro rotórico para un SRM 8/6. Es necesario modular la posición entre el valor 0° y 60° para poder entrar en las tablas de la figura 2.3.1.4, ya que éstas están comprendidas para ángulos entre 0° y 60°. Esto se consigue mediante la ecuación matemática implementada en la figura 2.3.1.7.

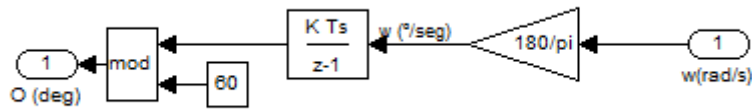


Figura 2.3.1.7: UnderMask del bloque para el cálculo de la posición.

Además de la figura 2.3.1.2 (b) también se puede observar la imagen mostrada en la figura 2.3.1.8. Esta imagen representa la implementación en la simulación de las ecuaciones del modelo mecánico explicadas en la siguiente sección 2.3.2, de la cual se hace uso del parámetro ( $\omega$ ) para el cálculo de la intensidad.

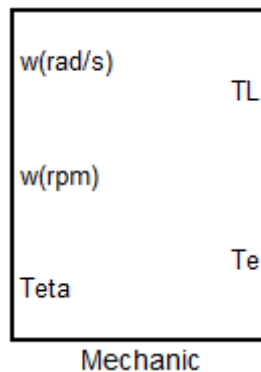


Figura 2.2.1.8: Simulación del sistema mecánico.

En la figura 2.3.1.2 (b), simulación del SRM, se observa el esquema mostrado en la figura 2.3.1.9. Mediante el *Manual Switch* podemos seleccionar el modo de lectura de velocidad. Si utilizamos el bloque mostrado en la figura 2.3.1.8, explicado en el apartado 2.3.2, estaremos teniendo en cuenta la dinámica (parte mecánica) de la máquina. Mientras que si utilizamos la esquemática mostrada en la figura 2.3.1.9 suponemos (“forzado” o lazo mecánico abierto) que la máquina está girando a la velocidad que hemos indicado mediante la referencia exterior

seleccionable ( $w_{ext}$ , puerto 1) sin considerar los efectos mecánicos producidos interna y externamente.

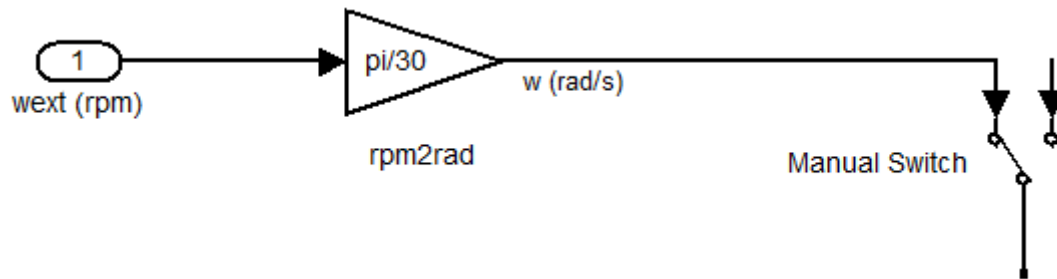


Figura 2.3.1.9: Entrada de velocidad simulando en lazo mecánico abierto.

Cabe remarcar que el control implementado en este sistema de simulación del accionamiento eléctrico no incorpora ningún PID de control. Por esta razón se hace interesante el uso en la simulación del esquema mostrado en la anterior figura 2.3.1.9, donde podemos simular a la velocidad de giro constante el SRM, observando las formas de onda de corriente, tensión y estados de conmutación para poder determinar si el modelo y los controladores se han implementado correctamente.

### 2.3.2. SISTEMA DE ECUACIONES MECÁNICAS.

Mediante la ecuación del sistema eléctrico se puede determinar la corriente que circula por cada una de las fases del motor, así como el par que estas están produciendo. Este último cálculo es necesario conocerlo para la implementación de la ecuación del sistema mecánico. El sistema mecánico que describe el comportamiento de cualquier accionamiento eléctrico responde a la siguiente ecuación:

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B \cdot \omega$$

Esta ecuación nos permite conocer la posición (Teta) y la velocidad ( $\omega$ ) que alcanza el accionamiento en función de las variables mecánicas, entre ellas; la inercia  $J$  de la propia máquina, el par resistente formado por el par de carga  $T_L$  y el coeficiente de rozamiento viscoso  $B$ .

Entonces la velocidad la conocemos a partir de la ecuación principal, como:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{T_e - T_L - B \cdot \omega}{J}$$

Integrando la aceleración obtenemos la velocidad;

$$\omega = \int \frac{T_e - T_L - B \cdot \omega}{J}$$

Ecuación 2.3.2.1: Ecuación del sistema mecánico para obtener la velocidad.

La posición la podemos obtener integrando dos veces la aceleración;

$$Teta = \iint \frac{T_e - T_L - B \cdot \omega}{J}$$

Ecuación 2.3.2.2: Ecuación del sistema mecánico para obtener la posición.

Entonces esta es la ecuación necesaria para implementar el sistema mecánico modelado en el entorno de simulación. Este sistema se introduce en el conjunto de bloques del motor SRM de la forma ilustrada en la figura 2.3.2.1. En el sistema de simulación por bloques dicha ecuación se introduce tal y como se ilustra en la figura 2.3.2.2.

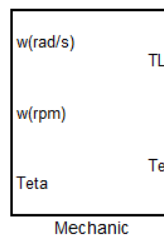


Figura 2.3.2.1: Simulación del sistema mecánico.

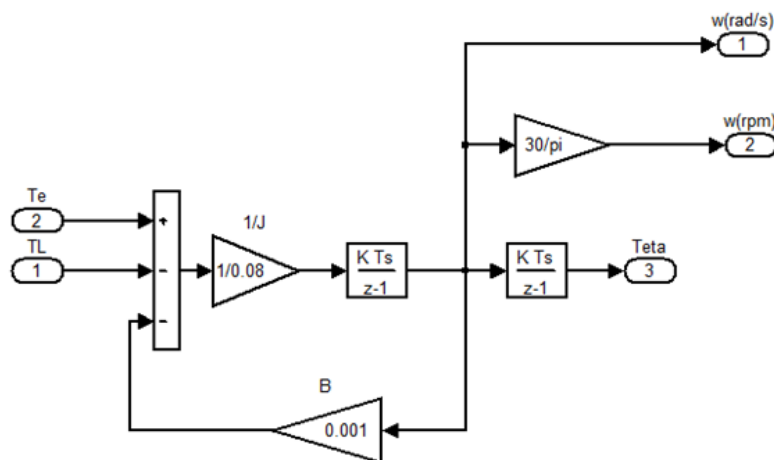


Figura 2.3.2.2: Simulación de la ecuación del sistema mecánico.

En la figura 2.3.2.2 se han substituido los valores que caracterizan los parámetros mecánicos del motor como son la inercia y el coeficiente viscoso.

### 1.3.1.1. PERFIL DE CARGA EN VEHICULOS ELÉCTRICOS.

Como anteriormente se ha presentado,  $T_L$  corresponde al par de la carga en el eje motor. En el caso de sistemas de tracción eléctrica, se define la fuerza necesaria para mover un vehículo eléctrico como [AND03]:

$$F = (C_0 + \sin \beta) \cdot m \cdot g + 0.5 \cdot \rho \cdot C_D \cdot S \cdot (v + v_0)^2 + k_m \cdot m \cdot \frac{dv}{dt}$$

Donde;

$C_0$  [Resistencia a la rozadura]

$\beta$  [Ángulo de inclinación]

$m$  [Masa del vehiculo]

$g$  [Acceleración de la gravedad]

$\rho$  [Densidad del aire]

$C_D$  [Coeficiente aerodinámico]

$S$  [Superficie frontal de vehículo]

$v$  [Velocidad del vehículo]

$v_0$  [Velocidad del viento]

$k_m$  [Coeficiente de inercia rotacional]

Mediante la ecuación mostrada anteriormente, y en función de la propia mecánica del vehículo se podría simular el comportamiento del accionamiento en modo motor y en modo generador, asociado a un sistema de tracción eléctrica. En este proyecto se simplificará la simulación utilizando una carga del tipo lineal (tipo motor DC), dado que para adquirir los objetivos del proyecto no se requiere de dicha característica.

## 2.4. SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR.

El convertidor debe responder a las señales de conmutación y control que provienen de los controladores, aportando una tensión en la bobina de cada fase, la cual variará en función de la

posición en la que se encuentre el motor y del valor de la carga que arrastre, así como de los controles que se estén aplicando. La tensión se ofrece a la fase correspondiente con el objetivo de ser operada por el modulo que crea el flujo y a la vez por el que obtiene el par como se vio en la simulación del SRM. El convertidor además debe permitir la medida de las corrientes que circulan por él.

Existen diferentes topologías de convertidores en accionamientos con motores SRM, tal y como se mostró en el capítulo 1. En este caso la simulación se realiza con el convertidor comúnmente llamado clásico, representado en la figura 2.4.1, debido a que el convertidor de la plataforma RT está diseñado en base a ésta tipología constructiva [DEL10]. Tal y como se ha mostrado anteriormente en la simulación del SRM, el motor es de cuatro fases. Por esta razón el convertidor a simular deberá de tener el mismo número de fases que el motor. En cada rama o fase del convertidor hay dos interruptores controlados (IGBT's) y dos interruptores no controlados (diodos), quedando conectadas las correspondientes fases del motor tal y como se puede observar en la figura 2.4.1 para una topología de convertidor tetrafásico.

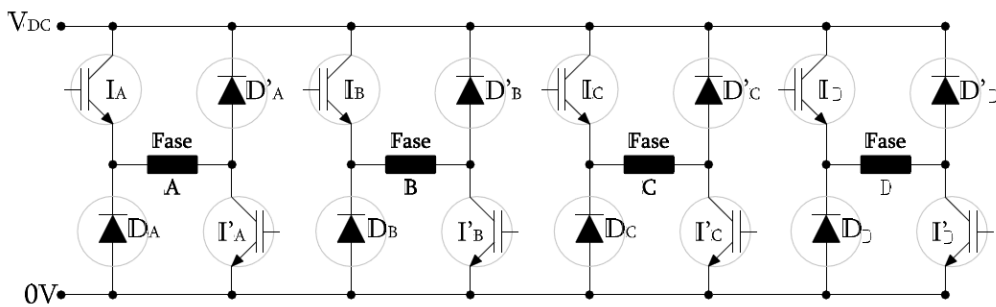


Figura 2.4.1: Convertidor clásico de cuatro fases.

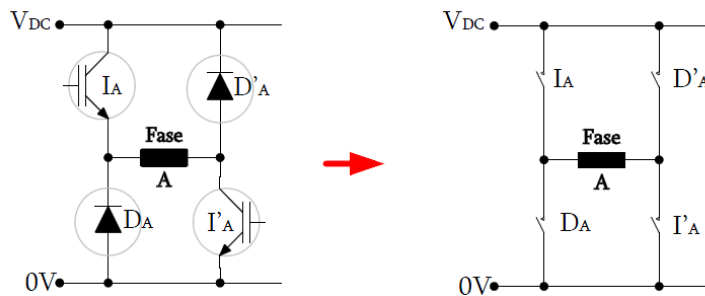


Figura 2.4.2: Idealización de los interruptores estáticos.

Dado el esquema de la figura 2.4.2 donde se muestran las equivalencias de los interruptores controlados y no controlados con sus interruptores ideales para una fase del convertidor clásico, los interruptores superiores controlados (en el ejemplo  $I_A$ ) atienden a las señales de control con

referencia 'Up' y los interruptores controlados inferiores (en el ejemplo  $I'_A$ ) a la referencia 'Down'.

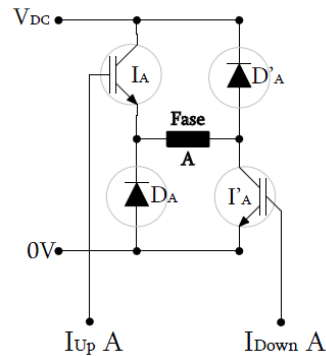


Figura 2.4.3: Equivalencia de entradas utilizado en la simulación del modelado del convertidor.

Los interruptores controlados de la figura 2.4.2  $I_A$  e  $I'_A$  se comportarán como los interruptores ideales equivalentes mostrados en la misma figura, los cuales están en cortocircuito cuando se activen mediante la señal ' $I_{UpA} = O_n$ ' para el interruptor superior  $I_A$  o ' $I_{DownA} = O_n$ ' para el interruptor inferior  $I'_A$  y permanecerán en circuito abierto cuando se desactiven mediante la señal ' $I_{UpA} = O_{ff}$ ' para el interruptor superior  $I_A$  o ' $I_{DownA} = O_{ff}$ ' para el interruptor inferior  $I'_A$ .

En Simulink la figura 2.4.1, convertidor tetrafásico, es introducida mediante el conjunto de bloques mostrado en la figura 2.4.4. En esta figura se observan por separado los cuatro bloques del convertidor para cada una de las fases del motor. Cada bloque contiene los mismos bornes de alimentación y las mismas entradas de disparo de los interruptores superiores e inferiores. Por otro lado cada bloque de fase contiene las dos bornes de salida para conectar a la bobina de la fase correspondiente del motor, se puede observar de manera más nítida en la figura 2.4.5.

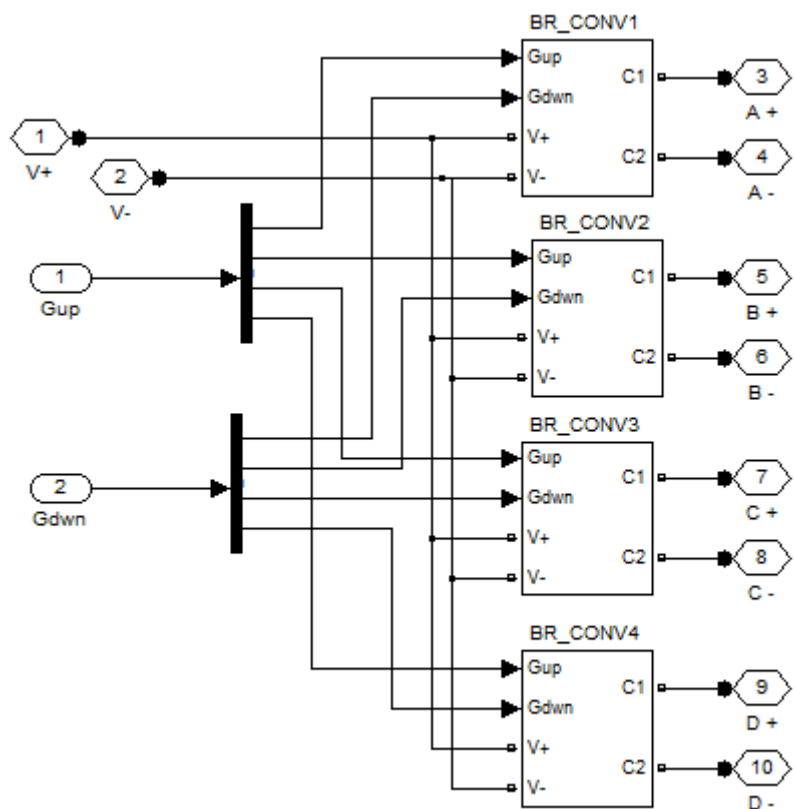


Figura 2.4.4: Convertidor de cuatro fases.

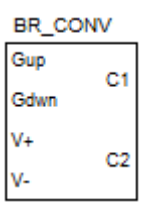


Figura 2.4.5: Bloque con una de las fases del convertidor.

Si realizamos un UnderMask del bloque ilustrado en la figura 2.4.5, obtendremos la estructura clásica del convertidor para el SRM, esquematizado en la figura 2.4.6. Del convertidor podemos parametrizar ciertos valores como por ejemplo la resistencia equivalente de los interruptores utilizados.



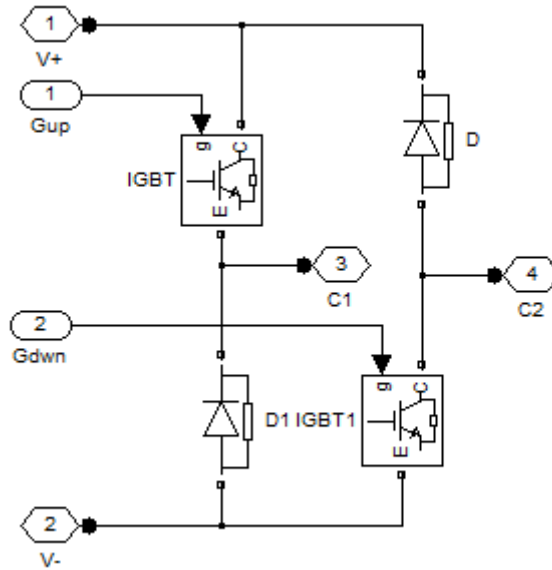


Figura 2.4.6: Simbología de una fase del convertidor clásico en bloques electrónicos de Simulink.

## 2.5. DISPOSITIVOS DE CONTROL DE UN SRD.

Los dispositivos de control del convertidor efectúan dos funciones principales. Una función es el sincronizar los ángulos de referencia con la posición del rotor para asegurar el funcionamiento dentro de la zona de trabajo deseada (generador o motor). La segunda función es controlar las corrientes de fase en el estator según la estrategia de control escogida tal y como puede observarse en la figura 2.5.1.

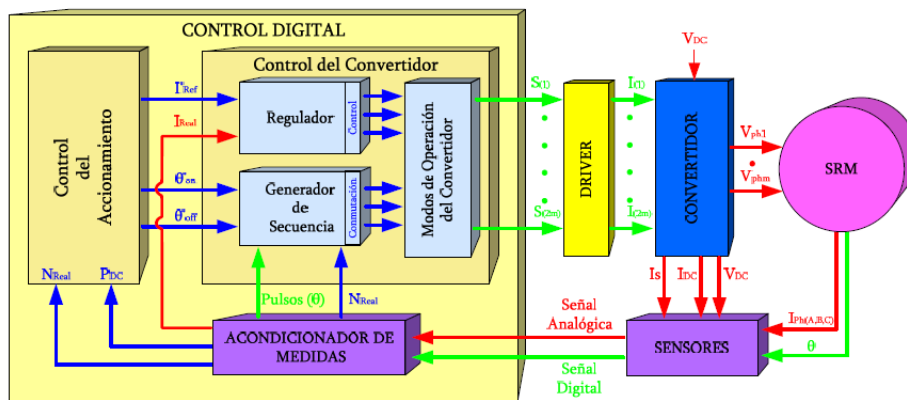


Figura 2.5.1: Diagrama de bloques detallado del control del convertidor.

El control del accionamiento proporciona los valores de los ángulos de conducción a la etapa generadora de la secuencia de conmutación, (obteniéndose las señales de conmutación en

función de la zona de trabajo deseada) y la referencia de corriente al regulador (el cual convertirá esos valores en señales de control en función de la corriente que circule por la fase).

Seguidamente, el bloque selector de los modos de operación del convertidor, que también se encuentran en el bloque de control del convertidor, como puede observarse en la figura 2.5.1, combinará las señales de control y conmutación para activar los interruptores de estado sólido en función de la estrategia de troceado escogida para el convertidor.

El control digital consta de los siguientes elementos:

- Generador de secuencia de conmutación o secuenciador.
  - En ambos sentidos de giro.
  - En los cuatro cuadrantes.
  - Variación de los ángulos de inicio y fin de conducción.
- Generador de señales de control.
  - Limitador de corriente.
  - Controlador de corriente.
    - Histéresis.
- Selector del modo de operación del convertidor.

### 2.5.1. SECUENCIADOR.

El secuenciador es el encargado de procesar las consignas que producen aceleración o frenada para determinar la consigna de par en el controlador, así como las señales de disparo por zona del convertidor. Para realizar esta función se requiere la realimentación de la señal de velocidad. Son varias las consideraciones o premisas que se deben de considerar durante el diseño del mismo bloque:

- Debe de permitir el funcionamiento en cuatro cuadrantes.
- Debe de permitir la configuración de los ángulos de inicio y paro de conducción deseados; tanto ángulos positivos como negativos (sobreposición de zona motora y generadora).

- En caso que se dé orden de acelerar y frenar el motor, el secuenciador no actuará sobre el control dejando el motor en un estado de giro por inercia. Tal y como si las dos consignas fueran nulas.

Para conseguir dicha lógica de funcionamiento se han desarrollado tres bloques que se ejecutaran de forma paralela, dichos bloques son los mostrados en la siguiente figura:

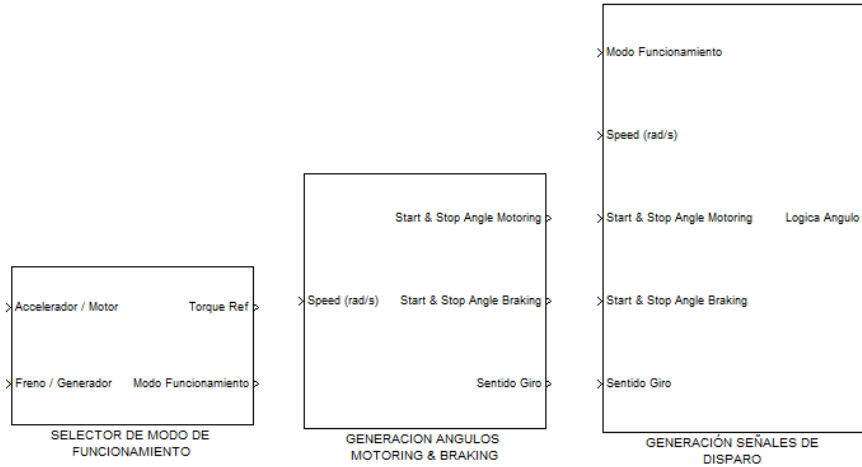


Figura 2.5.1.1: Componentes del bloque secuenciador.

A continuación se describe la funcionalidad de cada bloque dentro del sistema, así como se detalla su programación.

2.5.1.1.1. SELECTOR DE MODO DE FUNCIONAMIENTO.

El selector de modo de funcionamiento es el bloque lógico encargado de determinar en todo momento la consigna de par a enviar al controlador, así como el modo de funcionamiento (Generador o Motor) a implementar según el estado de las señales provenientes del acelerador y del freno. El bloque programado se muestra en la figura 2.5.1.1.1.

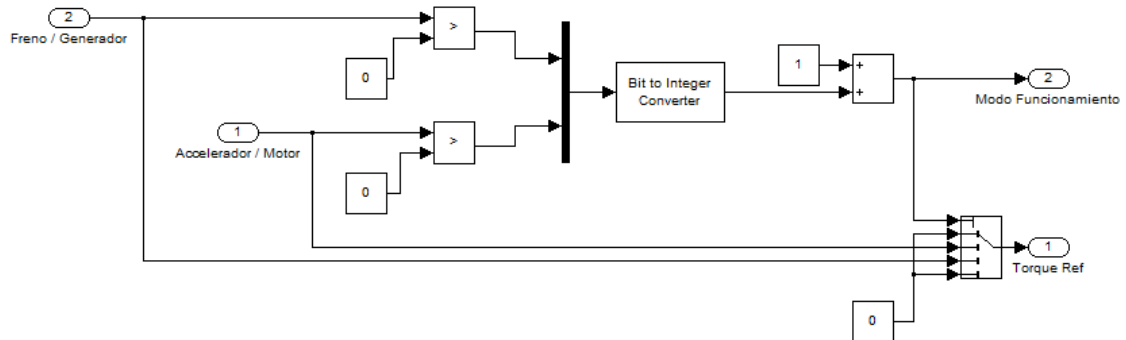


Figura 2.5.1.1.1: Bloque selector de modo de funcionamiento (Generador o Motor).

2.5.1.2. GENERACION DE LOS ANGULOS MOTORING & BRAKING.

El bloque de generación de ángulos es el encargado de calcular los ángulos de inicio y fin de conducción en función del sentido de giro de la máquina. En caso de estar la máquina parada (ventana configurable), la selección del sentido de giro la realiza la entrada de marcha. La entrada de marcha según su estado lógico (0 o 1) selecciona marcha adelante o marcha atrás.

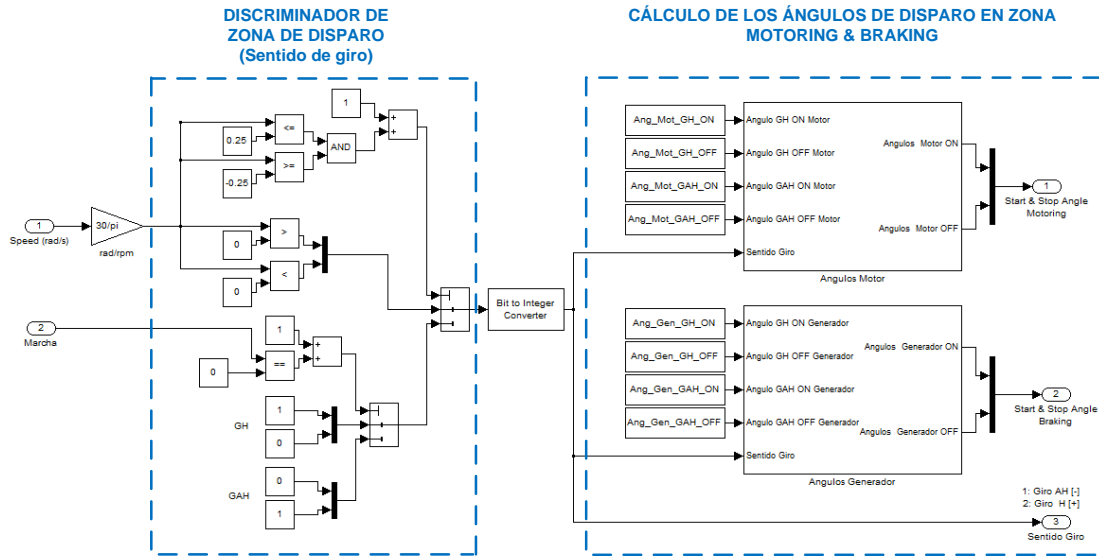


Figura 2.5.1.2.1: Cálculo de los ángulos en zona motora y en zona generadora.

Dado que el accionamiento debe de trabajar en los cuatro cuadrantes, se han de distinguir los ángulos de conducción para cada uno de ellos, ya que el cálculo puede ser distinto en cada caso. Se han organizado los cálculos en dos bloques: “Ángulos Motor” y “Ángulos Generador”, los cuales siempre calcularán paralelamente (ver figuras 2.5.1.2.2, 2.5.1.2.3). Cabe destacar que para cada modo se seleccionan los ángulos oportunos en función del sentido de giro discriminado (GH o GAH). Para entender el método de cálculo de los ángulos se debe de recordar cómo se ha introducido en el modelo del SRM la información obtenida de la simulación con el FLUX, figura 2.3.1.4 (a).

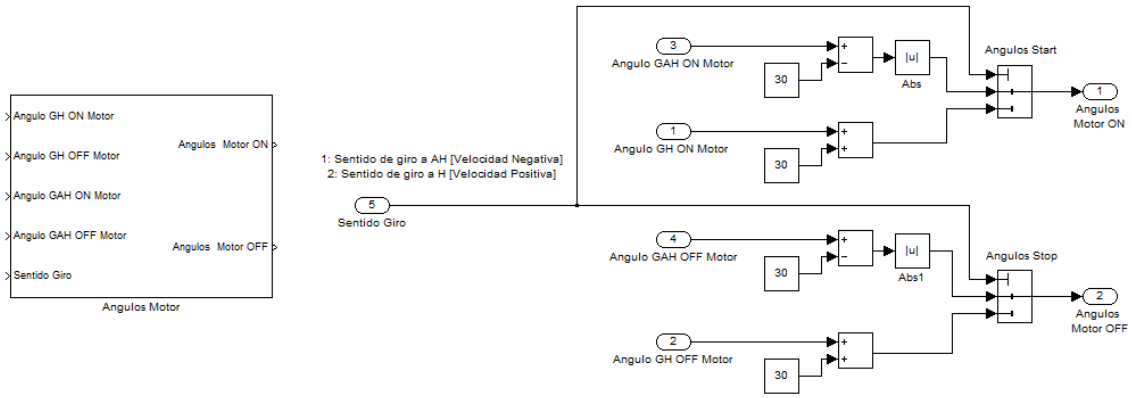


Figura 2.5.1.2.2: Cálculo de los ángulos de disparo en la zona motora.

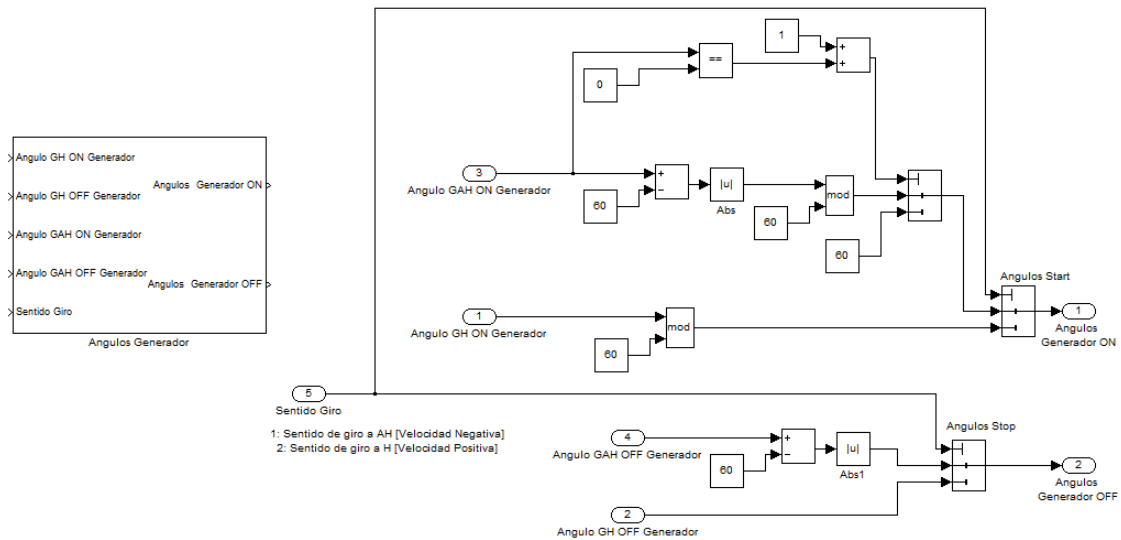


Figura 2.5.1.2.3: Cálculo de los ángulos de disparo en la zona generadora.

2.5.1.3. GENERACIÓN SEÑALES DE DISPARO.

El bloque de generación de señales de disparo es el encargado de calcular en cada instante, y para cada fase, si la posición actual del eje rotórico se encuentra dentro del intervalo de disparo seleccionado. Dicha información es necesaria para realizar el control del convertidor, el cual se explicará en apartados posteriores. El cálculo se realiza conjuntamente para el giro en sentido anti horario, y para el giro en sentido horario, aunque finalmente se selecciona uno u otro cálculo según el selector que indica el sentido real de giro, señal proveniente del bloque anteriormente comentado.

Además este bloque será el encargado de congelar la activación del convertidor de potencia en caso de que el selector de modo de funcionamiento así lo indique. Casos en que no exista consigna de par o bien sean contradictorias (aceleración y freno activadas en el mismo instante).

Las figuras 2.5.1.3.1 y 2.5.1.3.2 muestran para cada caso, zona motora y zona generadora, la lógica seguida por el control.

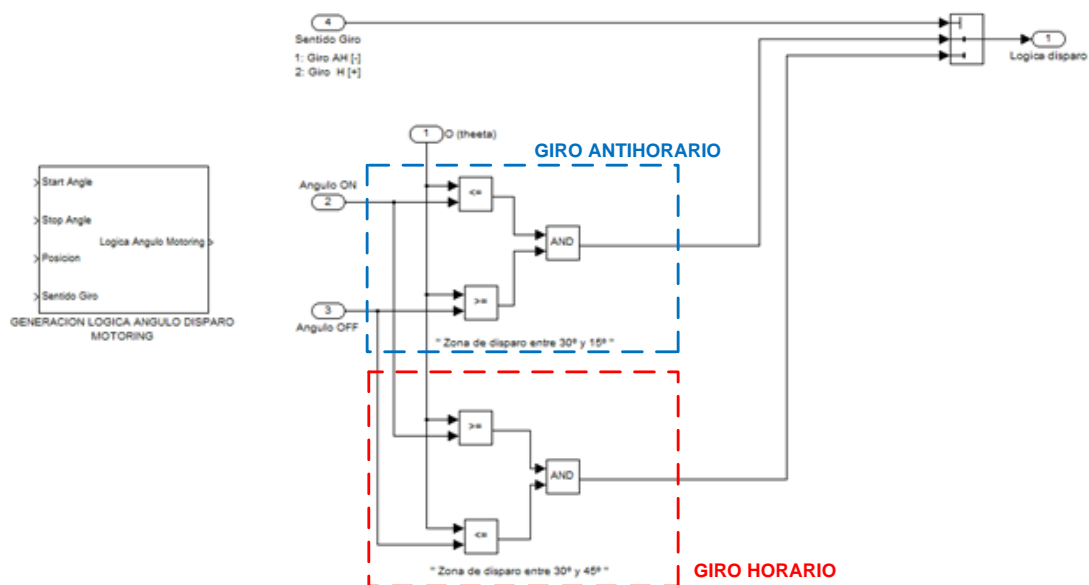


Figura 2.5.1.3.1: Generación de la señal de disparo en la zona generadora.

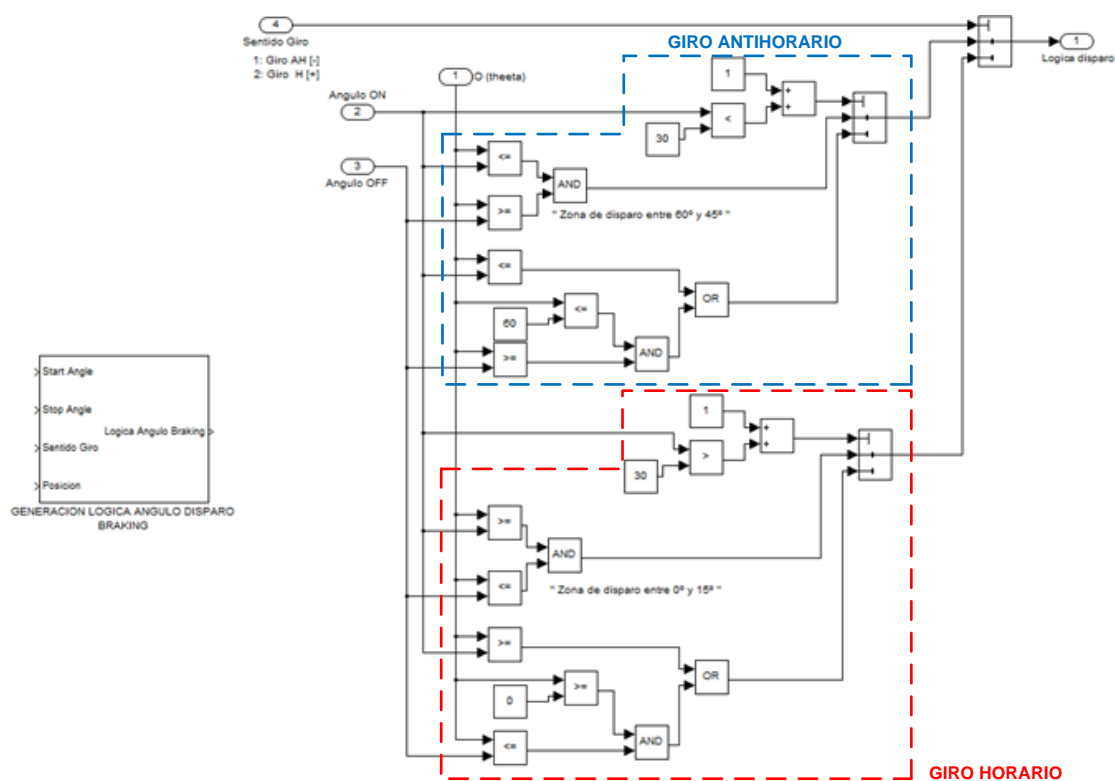


Figura 2.5.1.3.2: Generación de la señal de disparo en la zona generadora.

### 2.5.2. REGULADOR DE HISTÉRESIS.

Un regulador (Trigger Smith Inversor) de corriente mediante histéresis sigue una dinámica de funcionamiento como la mostrada en la figura 2.5.2.1. La función del regulador es mantener la corriente que circula por cada una de las fases a un valor próximo a la corriente de referencia generada por el controlador del accionamiento, según la estrategia de control escogida para el convertidor.

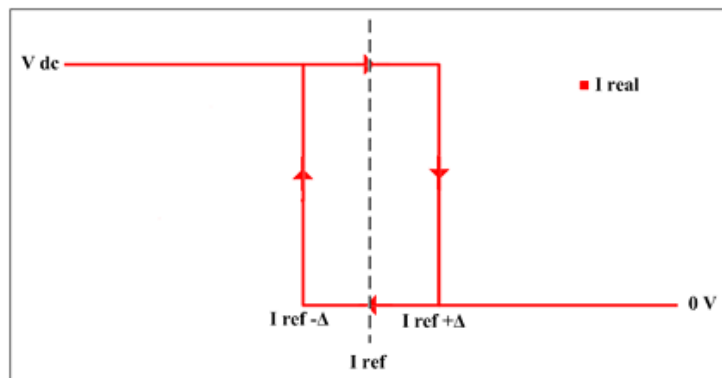


Figura 2.5.2.1: Característica dinámica de una ventana de histéresis.

Las señales de control del regulador se generan introduciendo el error de corriente (obtenido mediante la diferencia entre la corriente real que circula por la fase y la consigna estipulada como referencia), en un comparador de histéresis como el mostrado en la figura 2.5.2.2. En Simulink, para este tipo de reguladores se puede programar el margen superior e inferior de la ventana de histéresis.

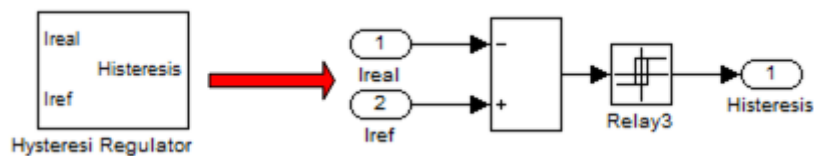
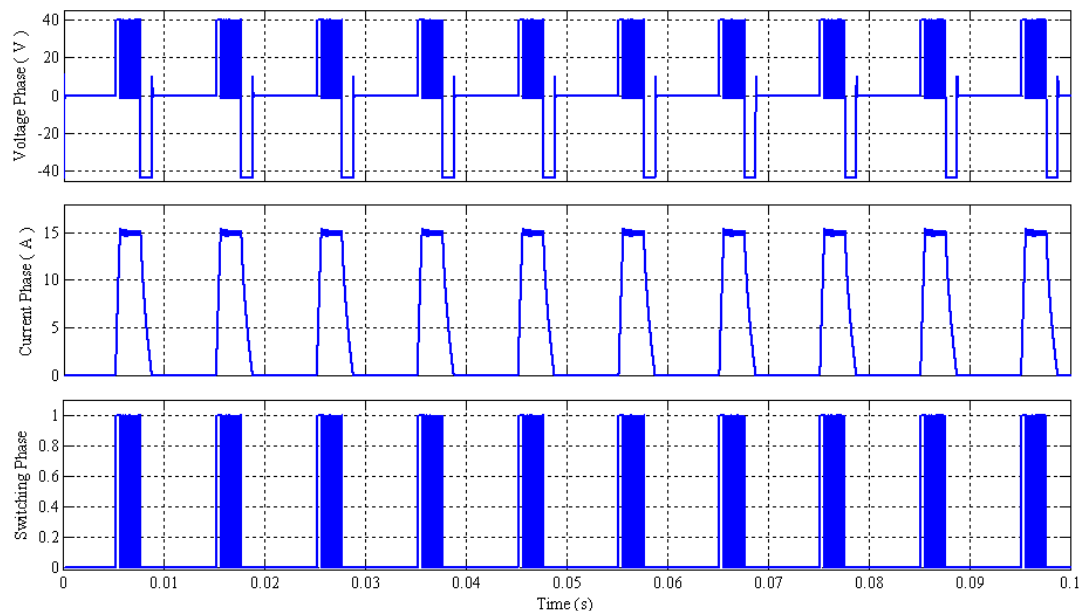


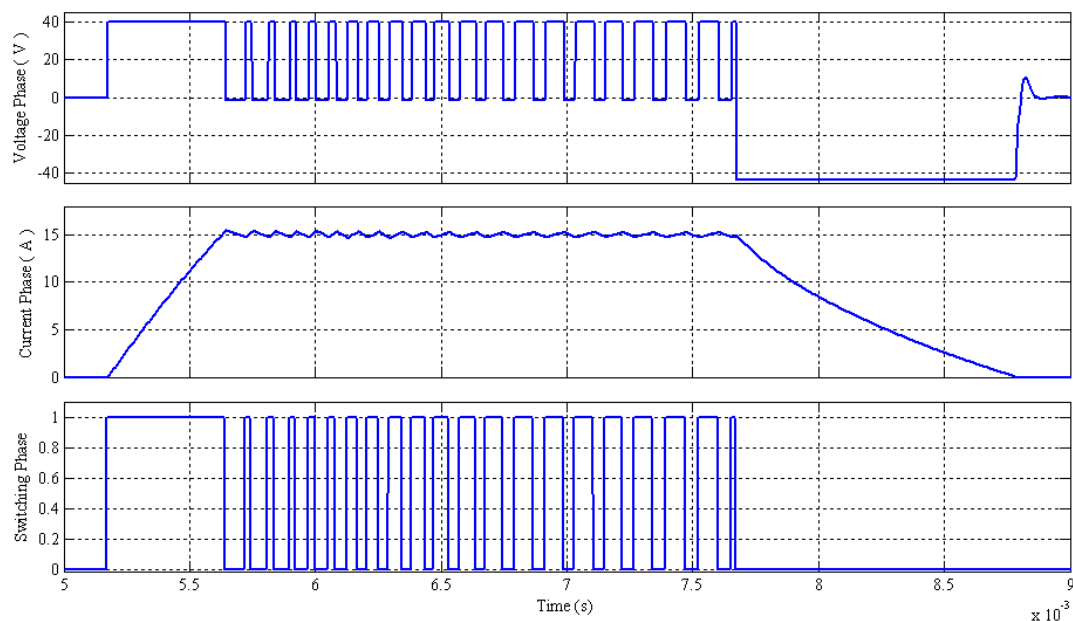
Figura 2.5.2.2: Regulador de histéresis.

Este regulador permite variar el margen superior e inferior de corriente, pero no se dispone de control de frecuencia pudiendo variar en función de la ventana programada para la corriente (cuanto más amplia sea la ventana de corriente, mayor será el rizado de corriente y menor será

la frecuencia de la señal de control). Las figuras 2.5.2.3 (a) y 2.5.2.3 (b) ilustran la acción del regulador de corriente por histéresis siendo la corriente de referencia 15A.



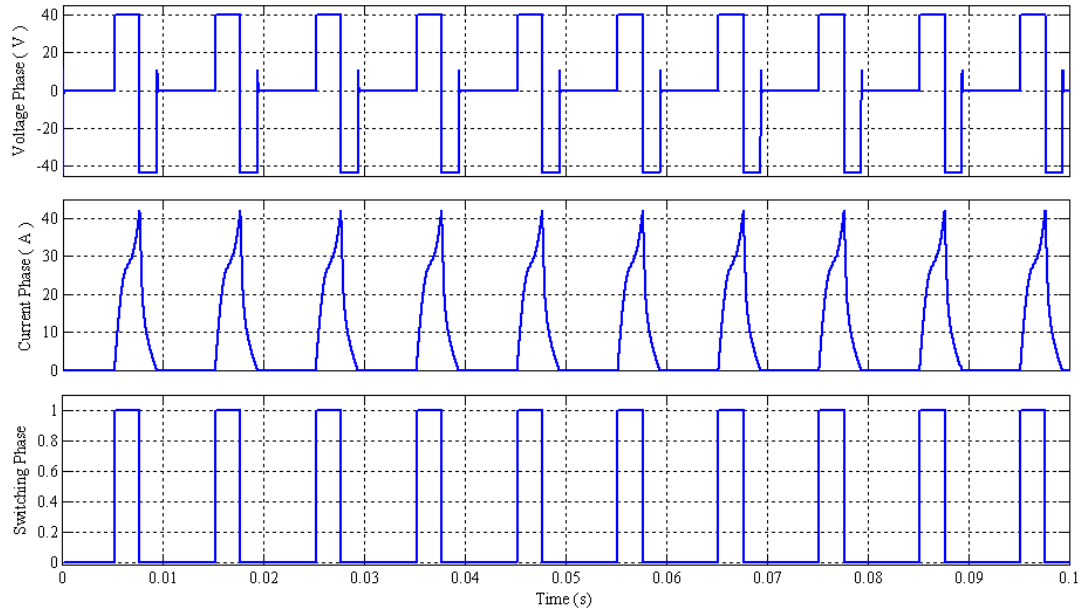
**Figura 2.5.2.3 (a): Regulación de corriente mediante histéresis en una fase del SRM en varios ciclos de conmutación.**



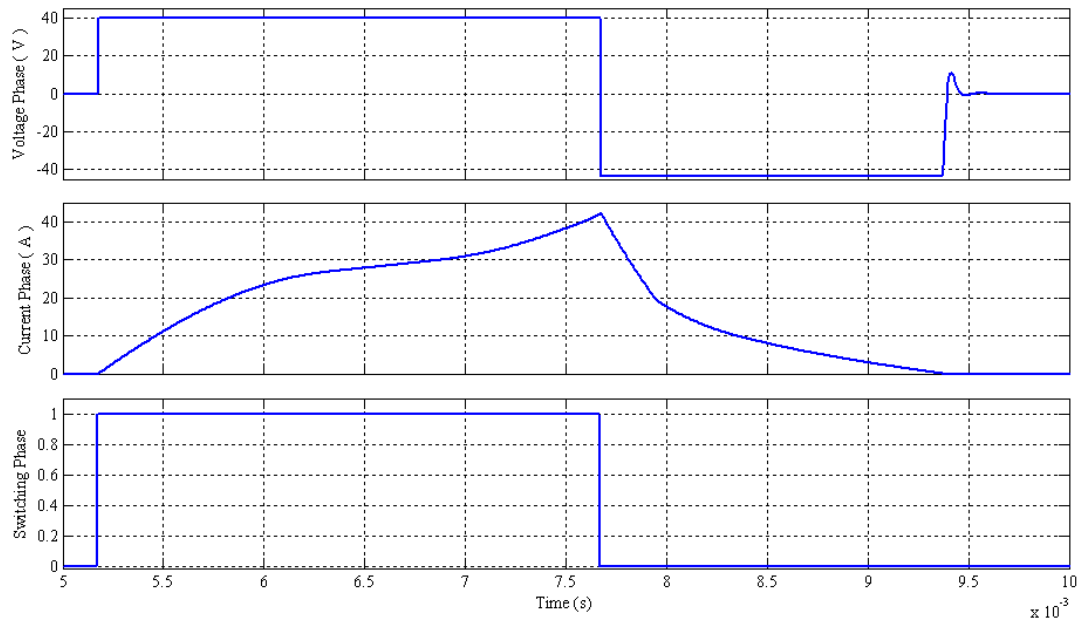
**Figura 2.5.2.3 (b): Detalle de la regulación de corriente mediante histéresis en un ciclo de conmutación en una fase del SRM.**



En el momento en que el accionamiento no responde a la consigna de referencia porque se ha superado el valor máximo de esta, ( $I_{ref} > I_{m\acute{a}x}$ ) el regulador ha llegado a la saturación y se puede decir que el funcionamiento del accionamiento es a pulso único, mostrado en la figuras 2.5.2.4 (a) y 2.5.2.4 (b).



**Figura 2.5.2.4 (a): Regulación de corriente mediante histéresis saturado en una fase del SRM en varios ciclos de conmutación.**



**Figura 2.5.2.4 (b): Detalle de la regulación de corriente mediante histéresis saturado en un ciclo de conmutación en una fase del SRM.**

El bloque regulador de histéresis programado en Simulink es el mostrado mediante la figura 2.5.2.5. Es un bloque compuesto por cuatro reguladores de histéresis como el ilustrado en la figura 2.5.2.2, cada uno ellos actúa sobre una de las fases del SRM.

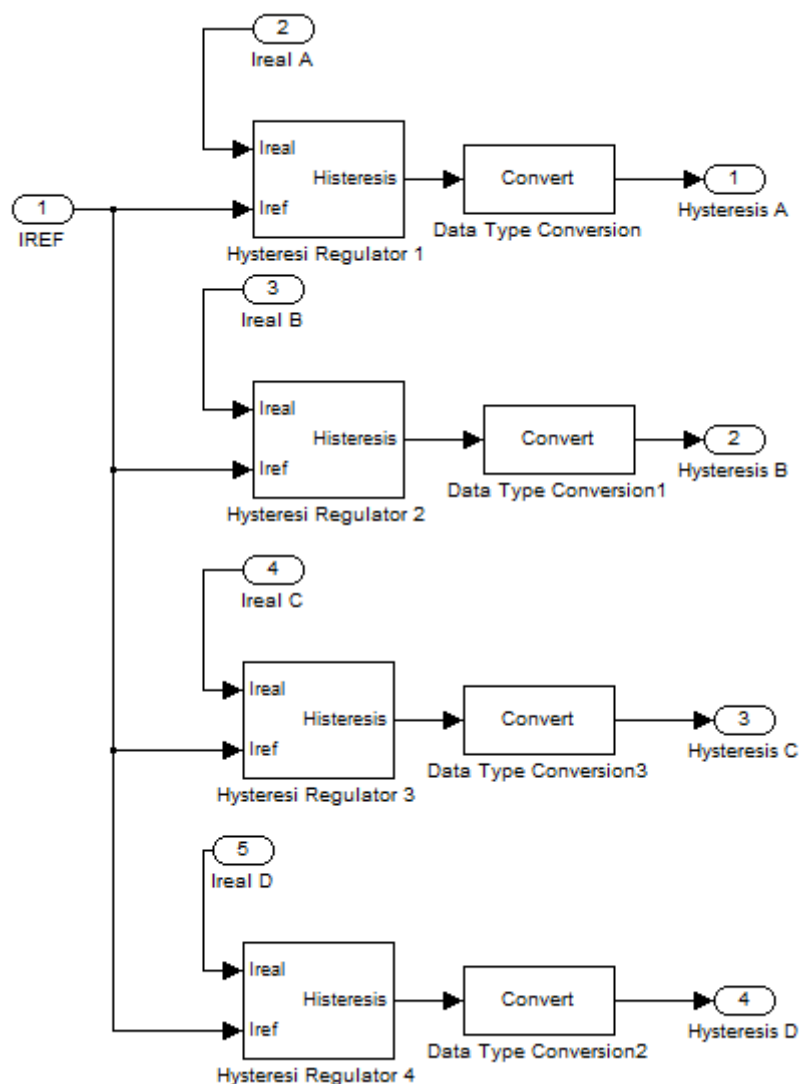


Figura 2.5.2.5: Regulador de histéresis para un accionamiento tetrafásico.

De la figura 2.5.2.5, se observa el uso del bloque de conversión de datos (Convert). La incorporación de este bloque es necesaria en la programación en Simulink porque el *output* del regulador de histéresis es de naturaleza *integer*, mientras que en el bloque modo de operación este valor en *input* se necesita de naturaleza digital (booleana).

### 2.5.3. SELECTOR DE MODO DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR.

Tal y como se explico en el capítulo 1, existen distintos modos de operación del convertidor. En este caso se han implementado dos de los tres explicados en dicho capítulo, el modo *Soft chopping*, el modo *Hard chopping* y el *Alternating chopping*. Para ello se ha diseñado el bloque mostrado en la figura 2.5.3.1, donde se ilustra el selector de modo de operación de los interruptores para las cuatro fases del SRM. En dicha foto se puede observar la presencia de un switch que se utiliza para seleccionar el modo de operación del convertidor.

*Los modos de troceado anteriormente nombrados presentan ventajas e inconvenientes, siendo adecuado su uso en función del tipo de aplicación que se desee implementar y por lo tanto de las posibilidades del convertidor y más concretamente de los interruptores utilizados en este.*

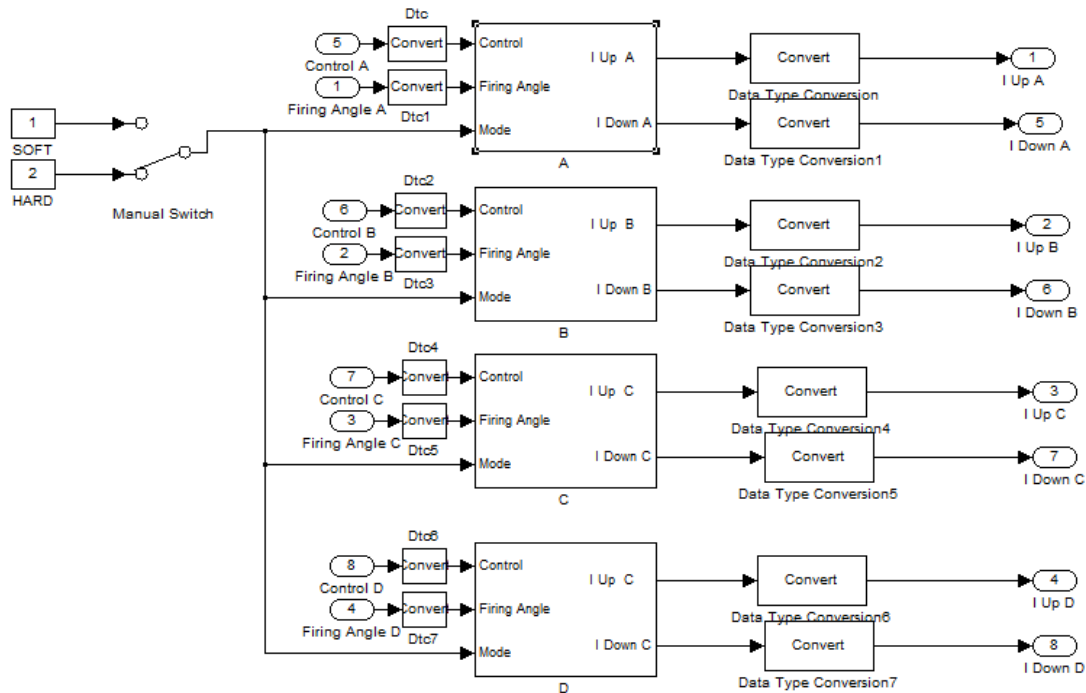


Figura 2.5.3.1: Bloque de selección del modo de operación del convertidor.

En la figura 2.5.3.1se observa el bloque representado en la figura 2.5.3.2. Este es el bloque que genera los disparos de los interruptores mediante las señales que recibe; “FiringAngle” y “Control”, de los bloques calculador de disparo y regulador de histéresis respectivamente, así como del propio switch de modo de conmutación.

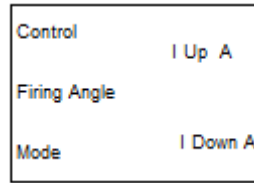


Figura 2.5.3.2: Bloque generador de disparo del convertidor.

Si generamos el Under Mask del bloque mostrado en la figura 2.5.3.2, se abre el esquema representado en la siguiente figura 2.5.3.3. Este sistema genera las señales de disparo de los interruptores tanto para el *Soft chopping*, como para el *Hard chopping*. Pero a la práctica solo se efectúa realmente el disparo en el modo que este seleccionado el *Multiport switch* (seleccionado mediante el switch mostrado en el bloque de la figura 2.5.3.1).

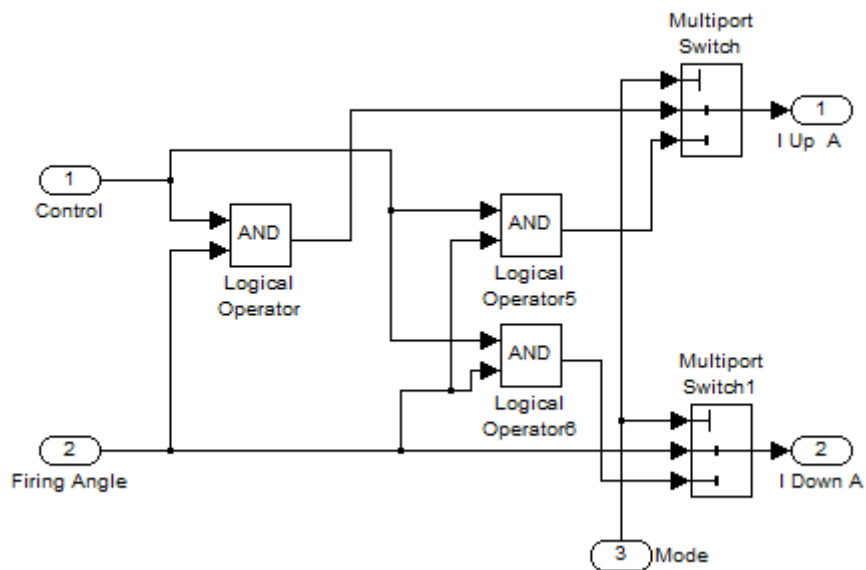


Figura 2.5.3.3: Esquema generador de disparo del convertidor.

Para que se entienda mejor el sistema se descompone el esquema mostrado en la anterior figura 2.5.3.3, en dos sub-esquemas que conforman los diferentes modos de operación por separado.

El primer sub-esquema es el mostrado en la figura 2.5.3.4. Este ejecuta el modo de operación *Soft*, y es el más sencillo de implementar, formado únicamente por una puerta AND.

En el modo *Soft* únicamente se realiza la conmutación mediante el interruptor superior. Por esta razón siempre que la zona de conmutación es la adecuada (FiringAngle toma por valor 1), el

interruptor inferior esta activado, y se realiza la conmutación con el interruptor superior (manteniéndose FiringAngle igual a 1) siempre que el regulador de histéresis lo fuerce a 0.

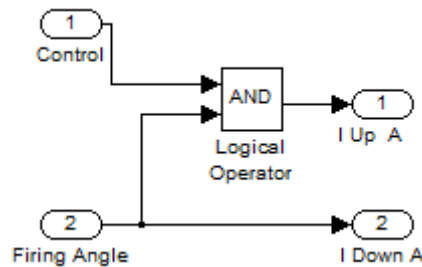


Figura 2.5.3.4: Implementación del modo Soft chopping.

*EL modo Soft Chopping aumenta la frecuencia de conmutación de los interruptores troceadores, por lo que se podrá aumentar la velocidad de control, así pues es aconsejable utilizarlo cuando la velocidad es media-alta.*

El segundo sub-esquema es el mostrado en la figura 2.5.3.5. Este ejecuta el modo de operación *Hard*, y simplemente es la duplicación para ambos interruptores del esquema implementado para el interruptor superior en el modo *Soft*. Entonces este estará formado por dos puertas AND que realizarán la misma acción duplicada para el interruptor superior e inferior, abriendo y cerrando los dos interruptores (superior e inferior) en el momento de la conmutación.

Cabe recordar que surgen pequeñas diferencias en el uso de un u otro tipo de modo de conmutación, evaluados en el primer capítulo.

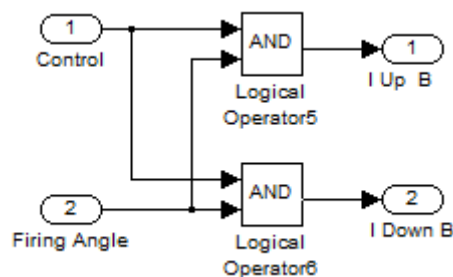


Figura 2.5.3.5: Implementación del modo Hard Chopping.

*Hard Chopping es un modo de funcionamiento que posee una frecuencia de trabajo inferior a la de Soft Chopping, siendo utilizarlo para mejorar las pérdidas de conmutación aunque al utilizar los dos interruptores de forma simultánea, las pérdidas se duplican, por ello no es un modo recomendado en los aspectos que se están comparando.*

### 2.6. SIMULACIÓN DEL SRD EN LAZO ABIERTO.

Una vez se dispone de los modelos del motor, convertidor y carga, con la adición de la lógica de conmutación y regulación se puede testear el modelo (“primera simulación”), así como analizar y pre-validar su funcionamiento para poder determinar posteriormente las estrategias de control idóneas en cada caso. Para ello se abrirá el lazo mecánico de simulación, esto permite estudiar el comportamiento del SRM discriminando la influencia de la mecánica.

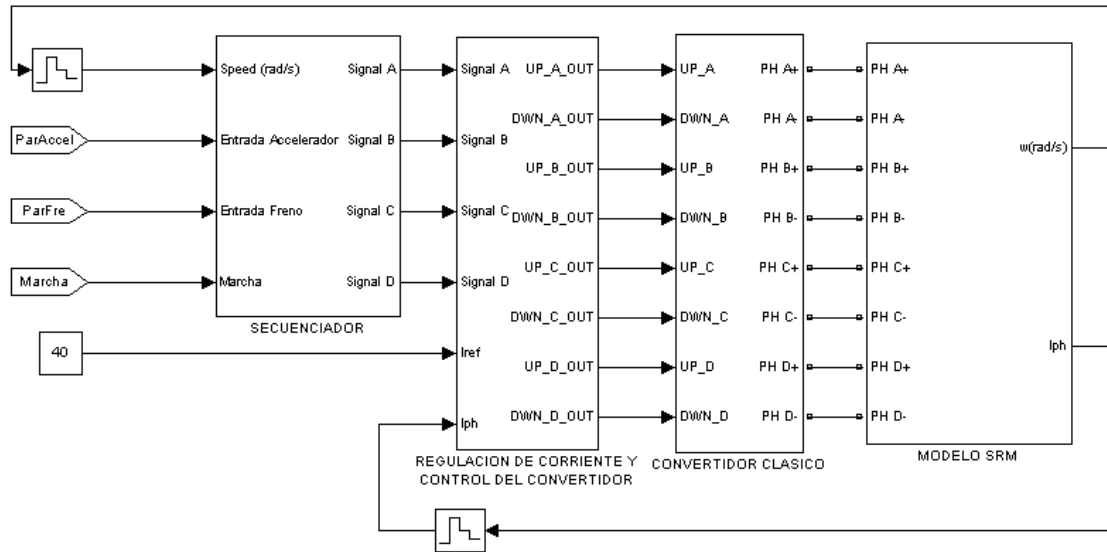


Figura 2.6.1: Modelo del accionamiento completo, sin estructura de control.

La figura 2.6.1 muestra el modelo de accionamiento con el lazo de velocidad abierto, esto permite testear el accionamiento variando los ángulos de conducción, la referencia de corriente, la zona de funcionamiento, la velocidad de giro de la máquina, el modo de conmutación del convertidor, etc.

A continuación se muestran los resultados obtenidos en simulación para el accionamiento trabajando en zona motora y en zona generadora, siguiendo estrategias de pulso único y regulación de corriente por histéresis, para distintos ángulos de conmutación con una velocidad de  $n = 1000rpm$ .

## 2.6.1. SIMULACIÓN EN LA ZONA MOTORA.

### 2.6.1.1. PULSO ÚNICO.

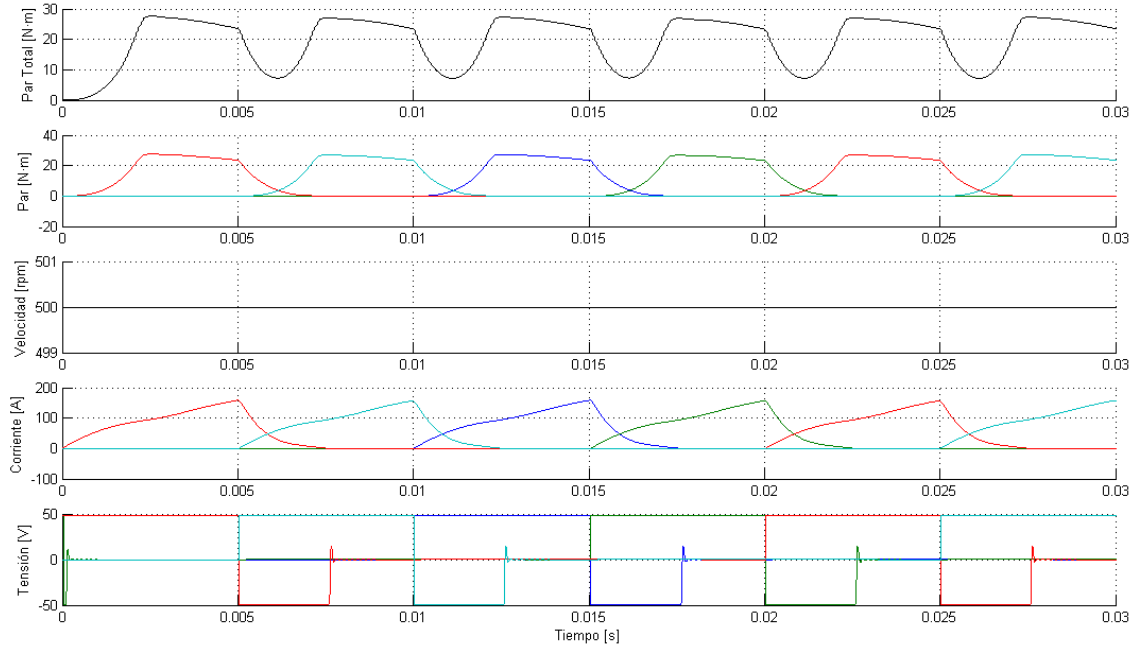


Figura 2.6.1.1.1: Funcionamiento en el primer cuadrante. Configuración  $\alpha_{on} = 0^\circ$  y  $\alpha_{off} = 15^\circ$ , modo de conmutación del convertidor: Hard Chopping.

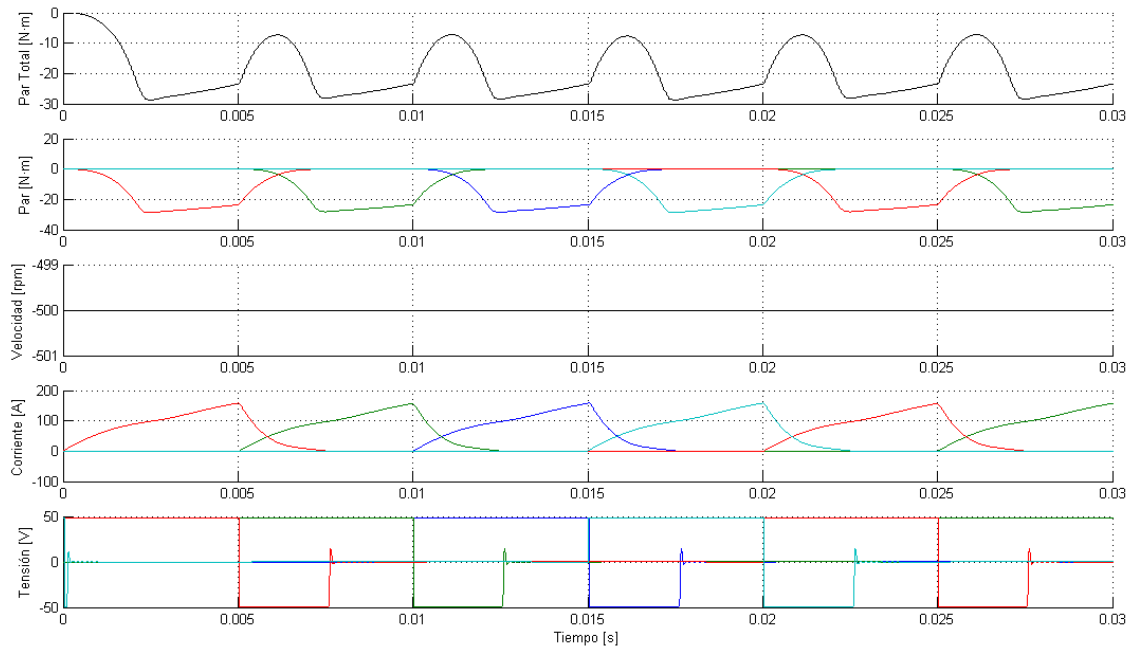


Figura 2.6.1.1.2: Funcionamiento en el tercer cuadrante. Configuración  $\alpha_{on} = 0^\circ$  y  $\alpha_{off} = 15^\circ$ , modo de conmutación del convertidor: Hard Chopping.

2.6.1.2. REGULACIÓN DE CORRIENTE.

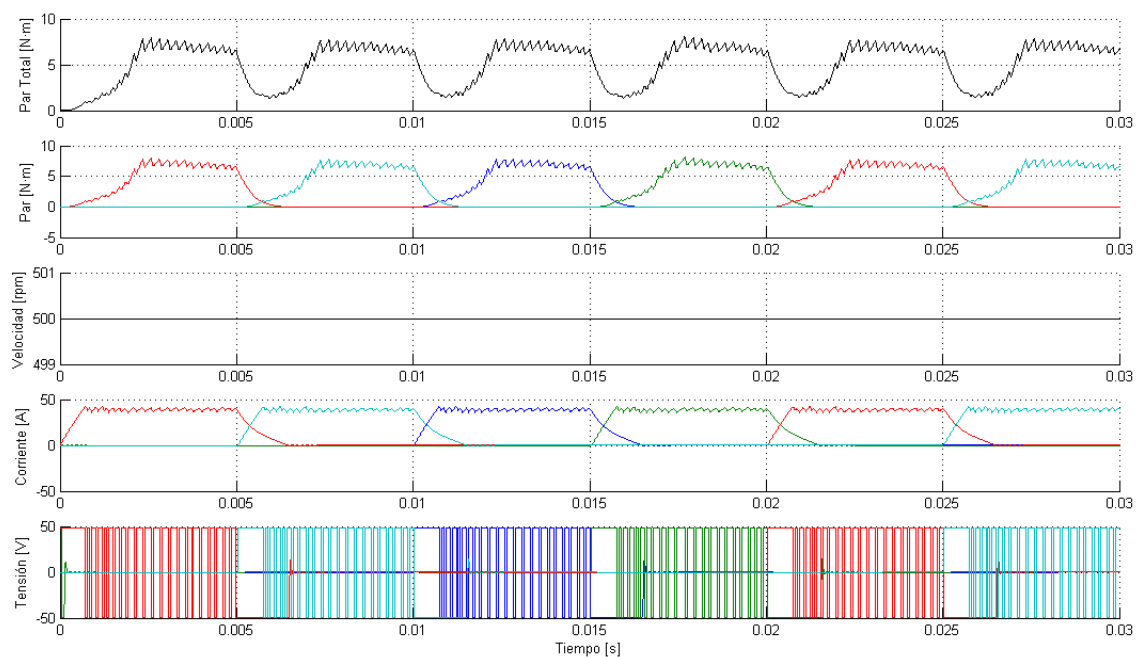


Figura 2.6.1.2.1: Funcionamiento en el primer cuadrante. Configuración  $\alpha_{on} = 0^\circ$  y  $\alpha_{off} = 15^\circ$ , modo de conmutación del convertidor: Hard Chopping. Corriente de referencia: 40A.

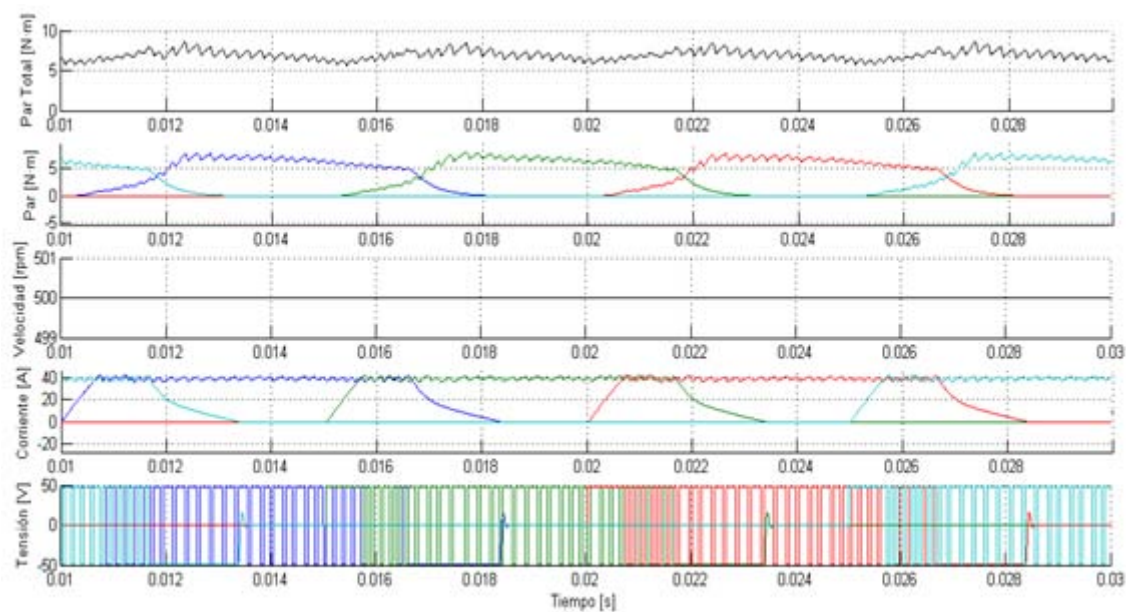


Figura 2.6.1.2.2: Funcionamiento en el primer cuadrante. Configuración  $\alpha_{on} = 0^\circ$  y  $\alpha_{off} = 20^\circ$ , modo de conmutación del convertidor: Hard Chopping. Corriente de referencia: 40A.



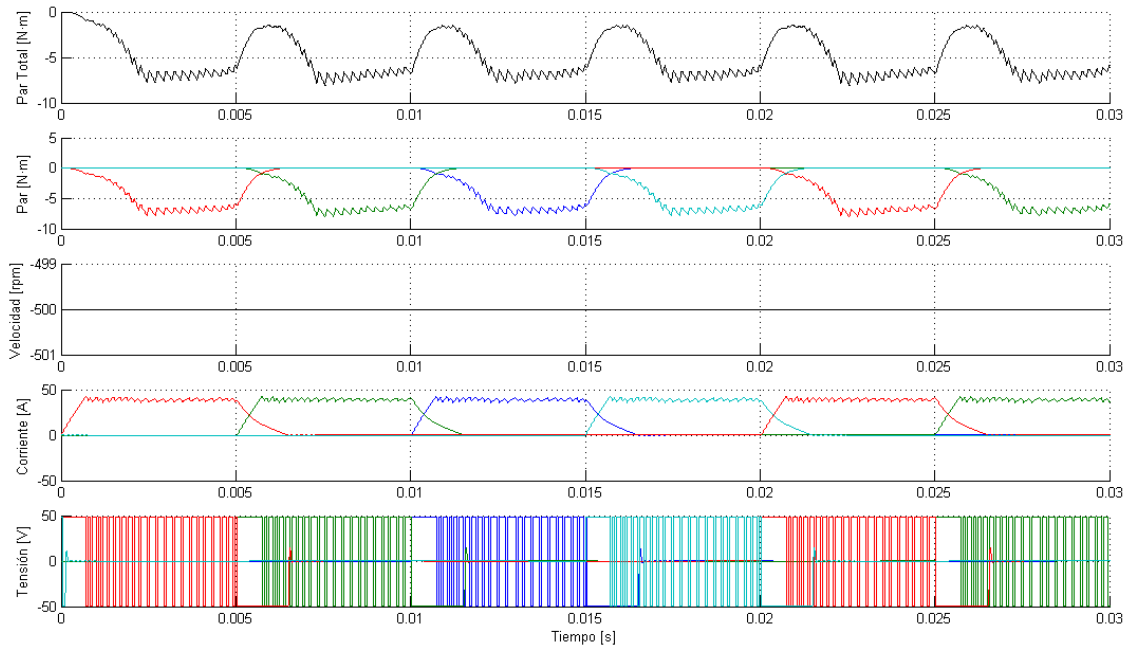


Figura 2.6.1.2.3: Funcionamiento en el tercer cuadrante. Configuración  $\alpha_{on} = 0^\circ$  y  $\alpha_{off} = 15^\circ$ , modo de conmutación del convertidor: Hard Chopping. Corriente de referencia: 40A.

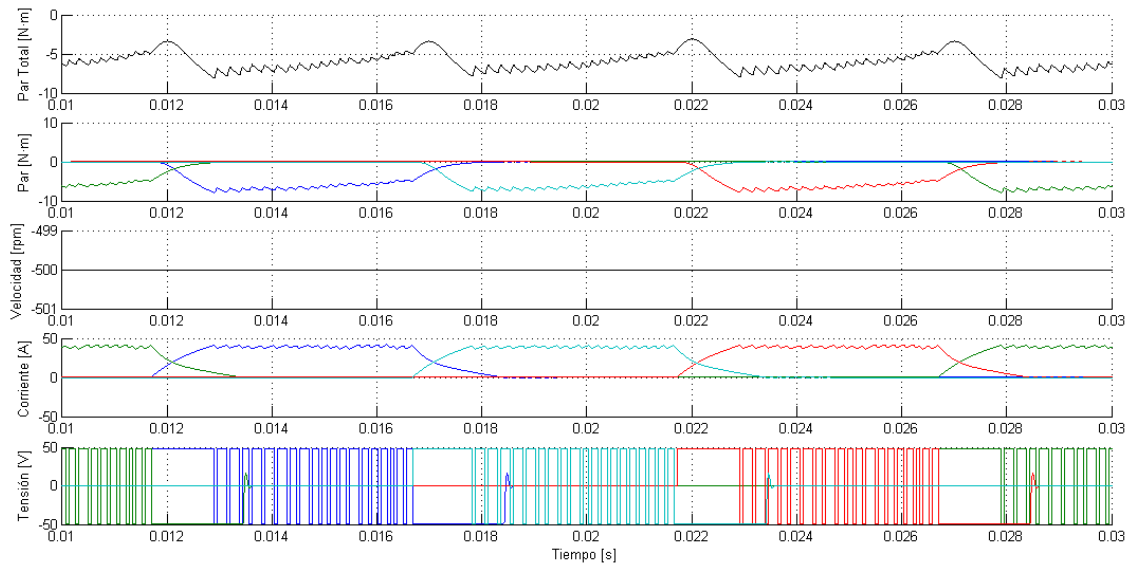


Figura 2.6.1.2.4: Funcionamiento en el tercer cuadrante. Configuración  $\alpha_{on} = 5^\circ$  y  $\alpha_{off} = 20^\circ$ , modo de conmutación del convertidor: Hard Chopping. Corriente de referencia: 40A.

De los resultados obtenidos en la simulación para el modo de funcionamiento como motor, se deduce:

- La técnica de solapar fases, aumentando la zona de conducción ayuda mucho a reducir el rizado de par, consiguiendo una considerable mejora.

- El desplazamiento (retraso) del ángulo de inicio de conducción aumenta el tiempo requerido para magnetizar las fases, de forma que la evolución del par es más lenta.
- De forma similar, el desplazamiento (retraso) del ángulo de fin de conducción aumenta el tiempo requerido para desmagnetizar las fases. Se debe de vigilar no prolongar demasiado el ángulo de fin de conducción para evitar entrar en la zona generadora.

*Esta característica es debida a la influencia de la constante eléctrica de la máquina, la cual como se explico durante el capítulo 1, en el cuadrante motor genera una rápida respuesta a la magnetización, hecho que permite reducir el rizado de par durante el conmutado de fases a costa de solaparlas (mientras una fase se desmagnetiza/magnetiza es otra la que produce el par). Debido a la propia naturaleza eléctrica de la máquina, y de forma inversa al período de magnetización, durante la desmagnetización la constante eléctrica de la máquina (ahora mucho más elevada) ralentiza el tiempo desmagnetización de la fase correspondiente.*

- Para este motor se obtienen las mejores prestaciones con la configuración de ángulos:  
 $\alpha_{On} = 2^\circ$  y  $\alpha_{Off} = 22^\circ$ .

*Cabe recordar que el análisis se ha realizado para un SRM específico, el cual se ha diseñado para trabajar en la zona motora. Por lo tanto, el comportamiento del SRM presentará mayor prestaciones en dicha zona.*

## 2.6.2. SIMULACIÓN EN LA ZONA GENERADORA.

### 2.6.2.1. PULSO ÚNICO.

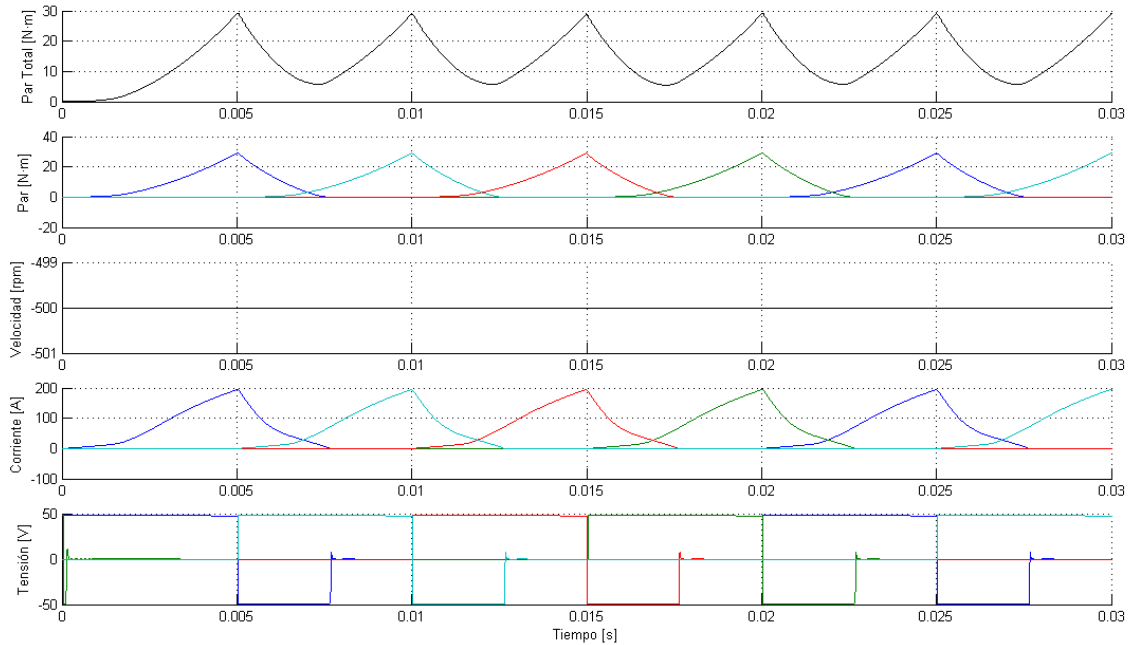


Figura 2.6.2.1.1: Funcionamiento en el segundo cuadrante. Configuración  $\alpha_{on} = 0^\circ$  y  $\alpha_{off} = 15^\circ$ , modo de conmutación del convertidor: Hard Chopping.

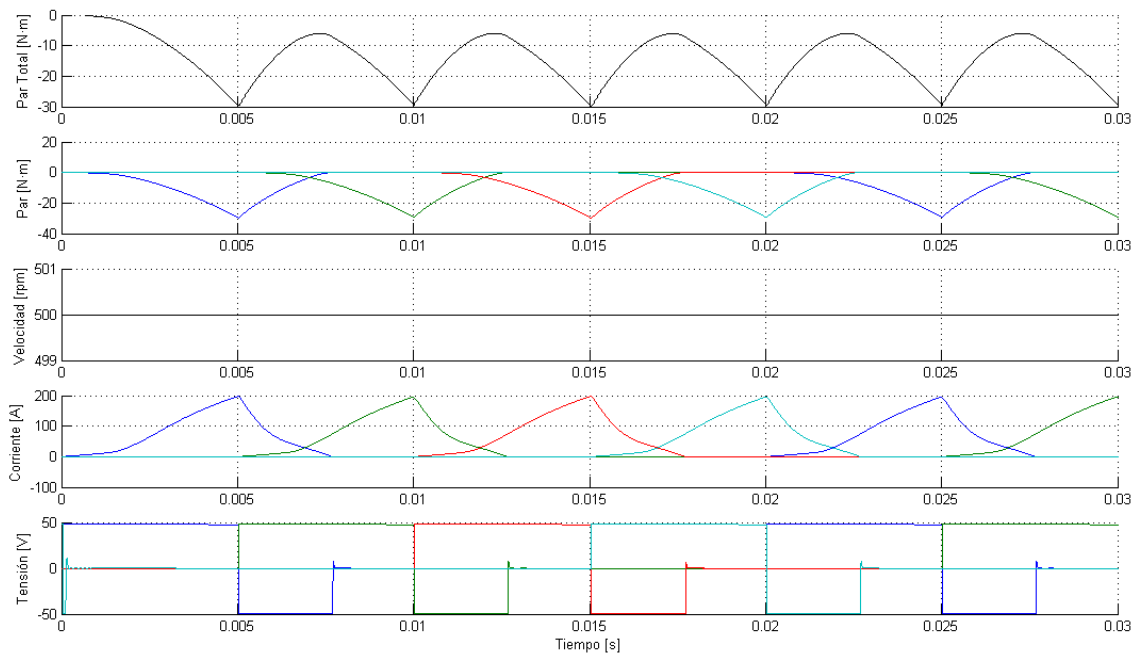


Figura 2.6.2.1.2: Funcionamiento en el cuarto cuadrante. Configuración  $\alpha_{on} = 0^\circ$  y  $\alpha_{off} = 15^\circ$ , modo de conmutación del convertidor: Hard Chopping.

2.6.2.2. REGULACIÓN DE CORRIENTE.

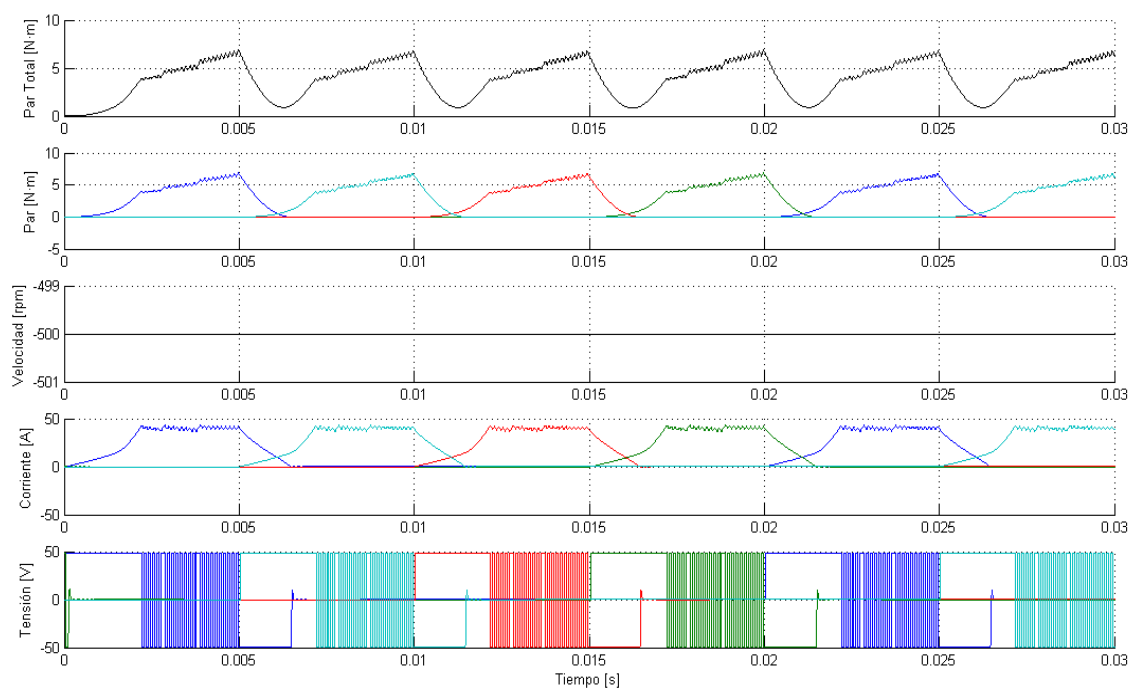


Figura 2.6.2.2.1: Funcionamiento en el segundo cuadrante. Configuración  $\alpha_{on} = 0^\circ$  y  $\alpha_{off} = 15^\circ$ , modo de conmutación del convertidor: Hard Chopping. Corriente de referencia: 40A.

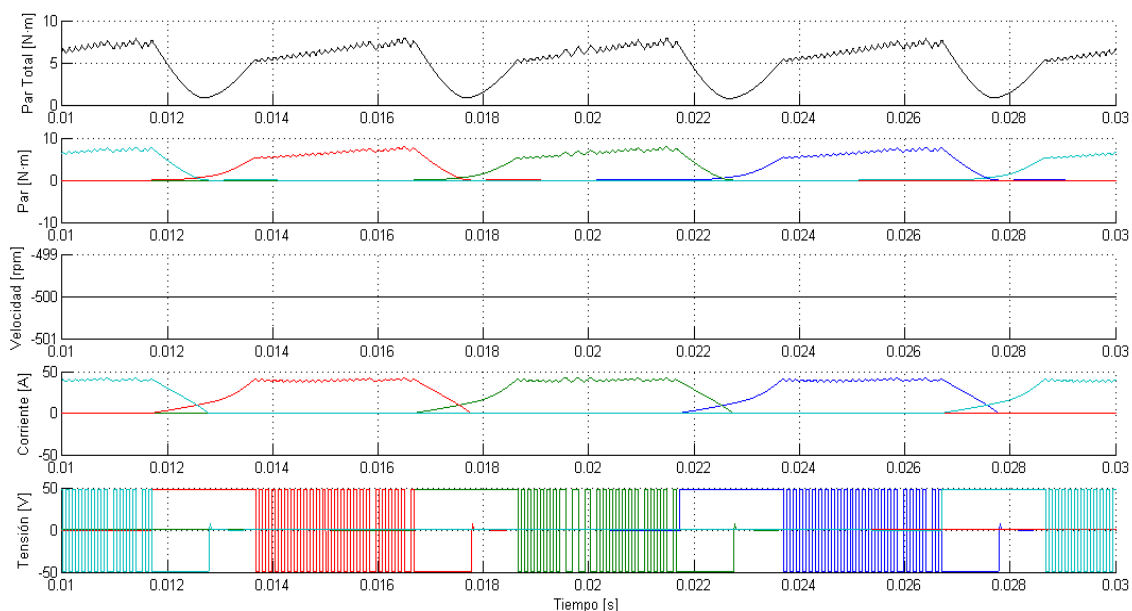


Figura 2.6.2.2.2: Funcionamiento en el segundo cuadrante. Configuración  $\alpha_{on} = 5^\circ$  y  $\alpha_{off} = 20^\circ$ , modo de conmutación del convertidor: Hard Chopping. Corriente de referencia: 40A.

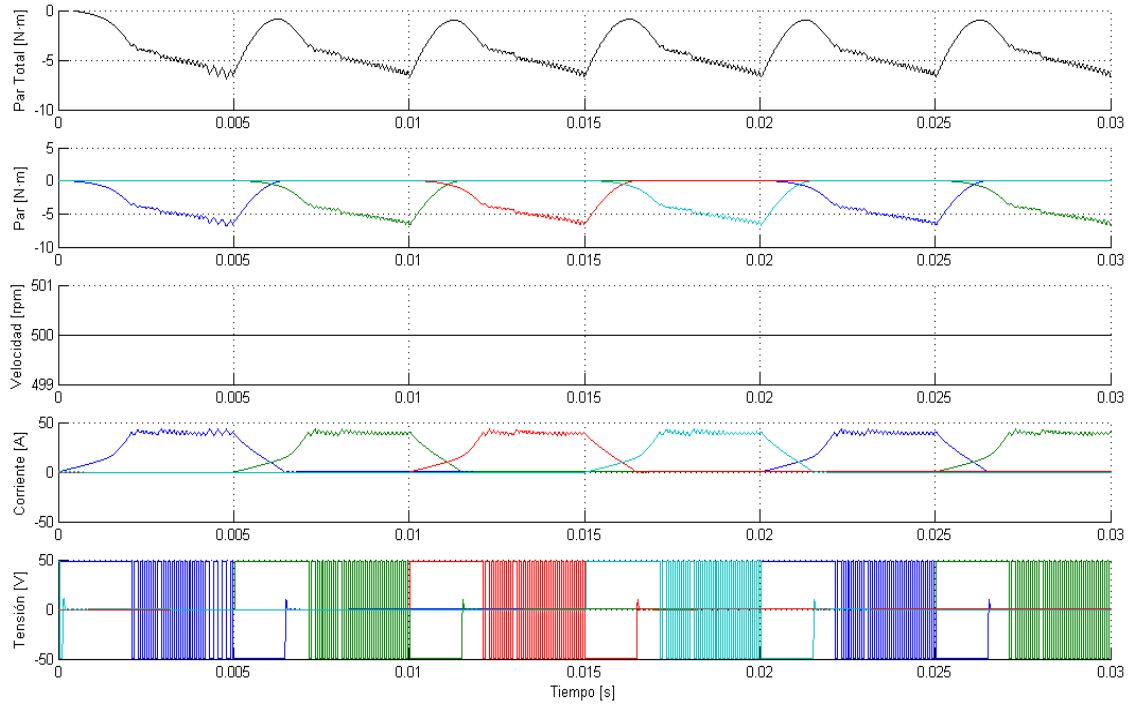


Figura 2.6.2.2.3: Funcionamiento en el cuarto cuadrante. Configuración  $\alpha_{on} = 0^\circ$  y  $\alpha_{off} = 15^\circ$ , modo de conmutación del convertidor: Hard Chopping. Corriente de referencia: 40A.

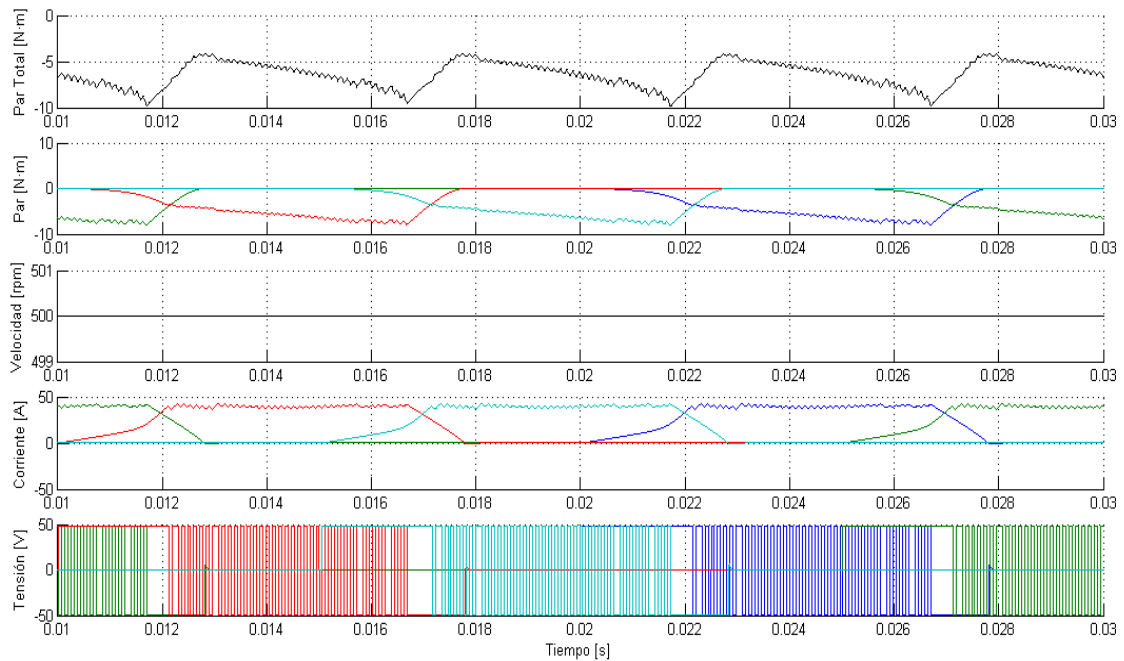
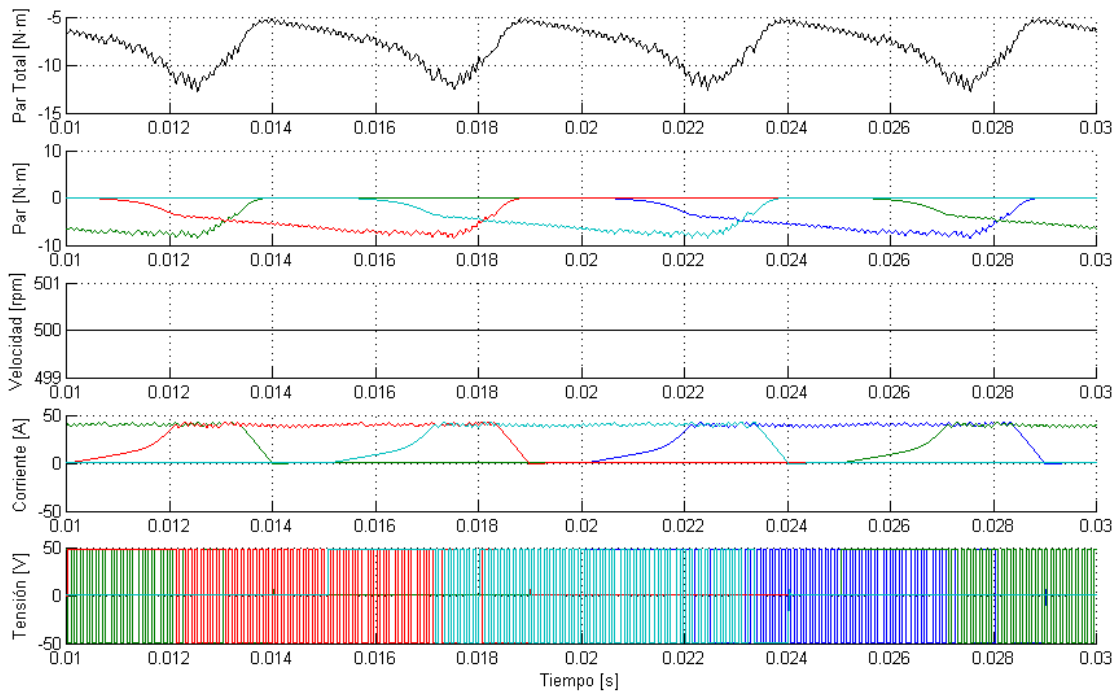


Figura 2.6.2.2.4: Funcionamiento en el cuarto cuadrante. Configuración  $\alpha_{on} = 0^\circ$  y  $\alpha_{off} = 20^\circ$ , modo de conmutación del convertidor: Hard Chopping. Corriente de referencia: 40A.



**Figura 2.6.2.2.5: Funcionamiento en el cuarto cuadrante. Configuración  $\alpha_{on} = 0^\circ$  y  $\alpha_{off} = 25^\circ$ , modo de conmutación del convertidor: Hard Chopping. Corriente de referencia: 40A.**

De los resultados obtenidos en la simulación para el modo de funcionamiento como generador, se deduce:

- La técnica de solapar fases, aumentado la zona de conducción ayuda a reducir el rizado de par, pero a diferencia del modo en zona motor el rizado sigue siendo muy considerable.
- El desplazamiento (retraso) del ángulo de inicio de conducción reduce muy poco el tiempo requerido para magnetizar las fases.
- De forma similar, el desplazamiento (retraso) del ángulo de fin de conducción apenas reduce el tiempo requerido para desmagnetizar las fases. Se debe de vigilar no prolongar demasiado el ángulo de fin de conducción para evitar entrar en la zona motora.

*Esta característica es debida a la influencia de la constante eléctrica de la máquina, la cual como se explico durante el capítulo 1, en el cuadrante generador ralentiza la magnetización de la fase, retrasando la generación de par. Por lo tanto trabajando en zona generadora se*

requiere una mayor solapación de ángulos, con la ventaja de que la desmagnetización se ve acelerada.

- Para este motor se obtienen las mejores prestaciones con la configuración de ángulos:

$$\alpha_{On} = 0^\circ \text{ y } \alpha_{Off} = 22^\circ .$$

Cabe recordar que el análisis se ha realizado para un SRM específico, el cual se ha diseñado para trabajar en la zona motora. Por lo tanto, el comportamiento del SRM presentará mayor prestaciones en dicha zona.

## 2.7. SIMULACIÓN DEL SRD EN LAZO CERRADO: FUNCIONAMIENTO EN MODO GENERATIVO.

El objetivo de este apartado es mostrar la aptitud generadora del SRM. Tal y como se ha explicado con anterioridad, se debe considerar que el modelo de SRM ensayado durante el transcurso de este PFC fue diseñado para funcionar principalmente en modo motor, luego no es objetivo del proyecto evaluar en profundidad las prestaciones (calidad de par, rendimiento, etc) en la zona generadora. Para analizar este comportamiento es necesario observar la corriente proveniente de la fuente de alimentación o bus de continua (bus DC).

Para ensayar el accionamiento en lazo cerrado, en base a la plataforma de desarrollo presentada anteriormente se añade un controlador PI de velocidad, el cual intentará mantener la velocidad del accionamiento igual a la velocidad de consigna deseada, actuando sobre la corriente del motor. La figura 2.7.1 muestra la plataforma de simulación del accionamiento SRM con el controlador PI de velocidad implementado.

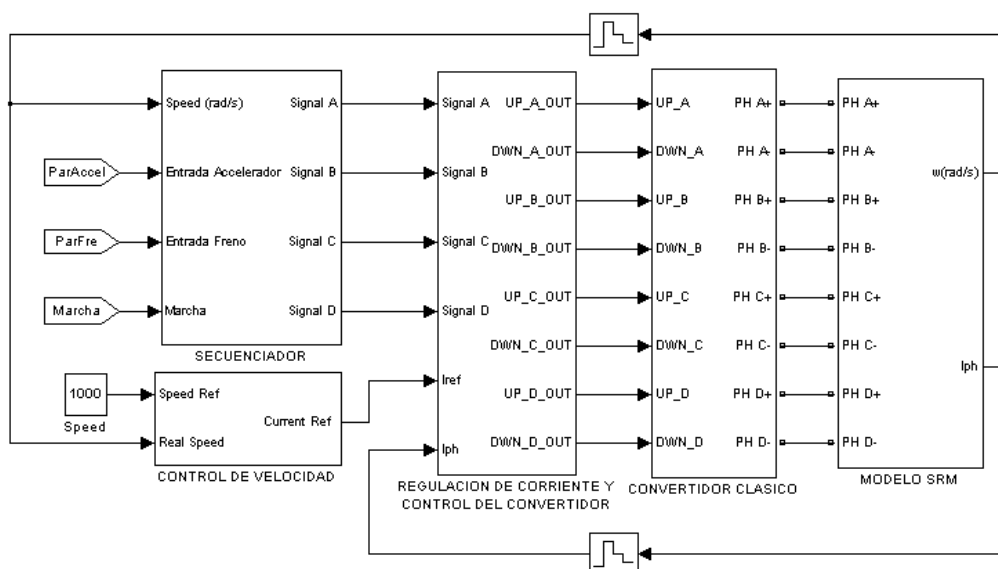


Figura 2.7.1: Plataforma de simulación del accionamiento con control de velocidad.

Una de las peculiaridades del SRM, a diferencia de otras tipologías de motores eléctricos, es que estos deben de automagnetizarse, debido a que no disponen de ningún sistema auxiliar que realice esta función. Esta característica aporta ventajas (generación controlada) e inconvenientes (cada ciclo se debe de invertir energía en magnetizar la fase generando así una ausencia de par mientras esta no ha sido magnetizada). Por esta razón, en caso de funcionamiento a pulso único, donde se puede observar la característica natural de la corriente, se diferencian claramente dos zonas:

- Zona de magnetización de la fase.
- Zona de generación de energía.

Un ejemplo puede observarse mediante la figura 2.7.2. Es evidente que durante la zona roja el flujo de energía transcurre de la fuente al motor, conducida a través de los IGBT's del convertidor, debido a que se requiere de energía para magnetizar la fase. Sin embargo, durante la zona verde el flujo de energía transcurre del motor a la fuente de alimentación a través de los diodos del convertido, produciéndose así la transformación de energía mecánica en energía eléctrica.

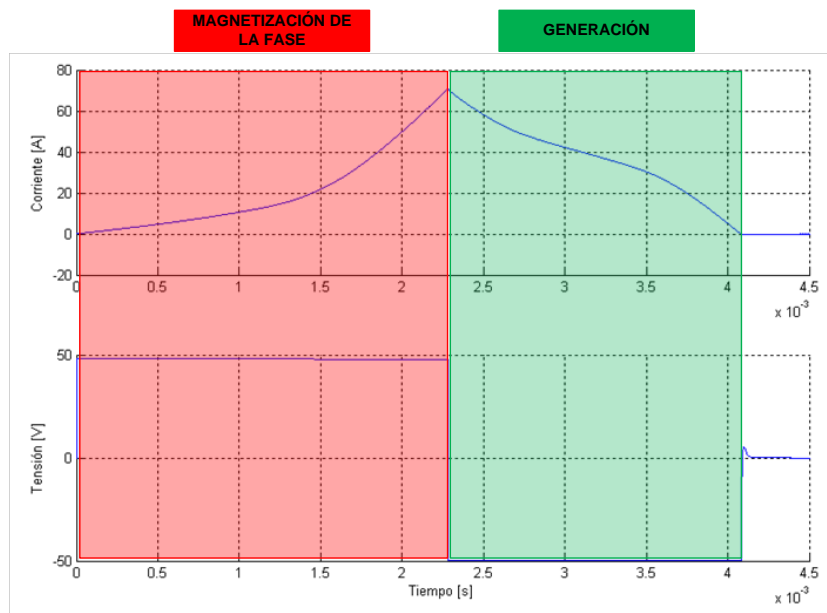
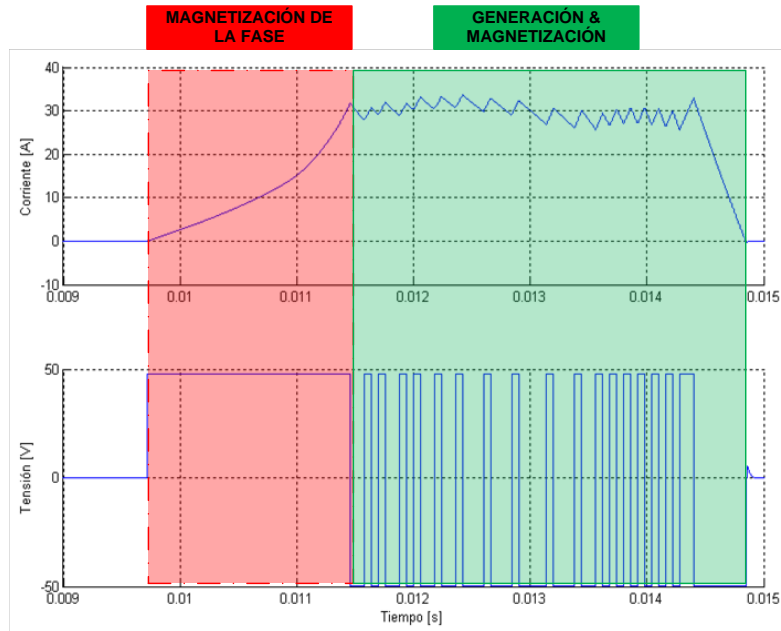


Figura 2.7.2: Conmutación de una fase del SRM con regulación a P.U.

De forma particular, la figura 2.7.3 muestra un ciclo de funcionamiento de una fase del SRM donde el control de velocidad está regulando la corriente (par) que circula por la propia fase. En



este caso se observa, como anteriormente una primera zona de magnetización. Una vez magnetizada la fase (entiéndase por magnetizada cuando por la fase circula una corriente igual a la de referencia), el control conmuta el estado de la fase entre generación (extracción de energía) y magnetización (absorción de energía) en función de la evolución del sistema.



**Figura 2.7.3: Conmutación de una fase del SRM con regulación de corriente.**

A continuación, de la figuras 2.7.4 a la figura 2.7.8 se muestran los resultados obtenidos para distintas condiciones de carga, velocidad y ángulos de conducción. Nótese; se añade el gráfico de corriente de bus, así como tensión de bus. Mediante ambas variables se puede estimar la potencia total absorbida y generada por el accionamiento, tal y como se muestra para cada simulación. Se puede observar que la potencia generada es función de la velocidad de giro del conjunto motor y carga, del par “generador” de la carga y de los ángulos de conducción entre otros...

Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 1000 [rpm]
- Constante de carga: -5 [Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 15 [°]
- Velocidad de referencia: 1000 [rpm]

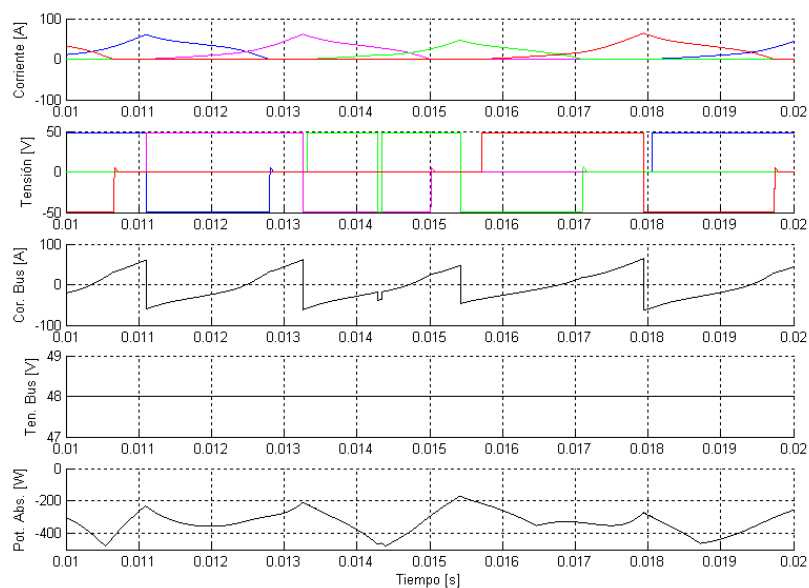


Figura 2.7.4: Resultados obtenidos en la simulación del accionamiento en lazo cerrado.

Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 1000 [rpm]
- Constante de carga: -2 [Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 15 [°]
- Velocidad de referencia: 1000 [rpm]

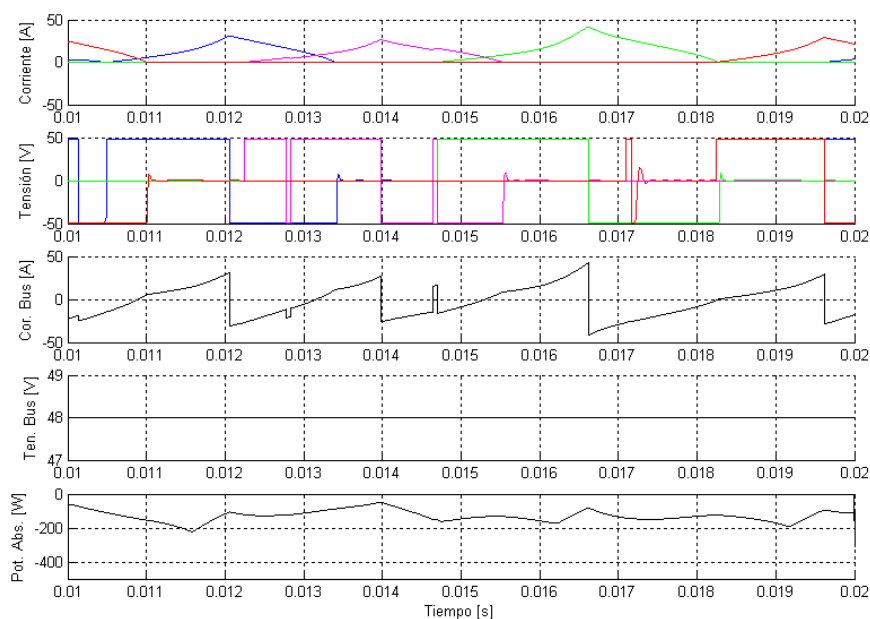
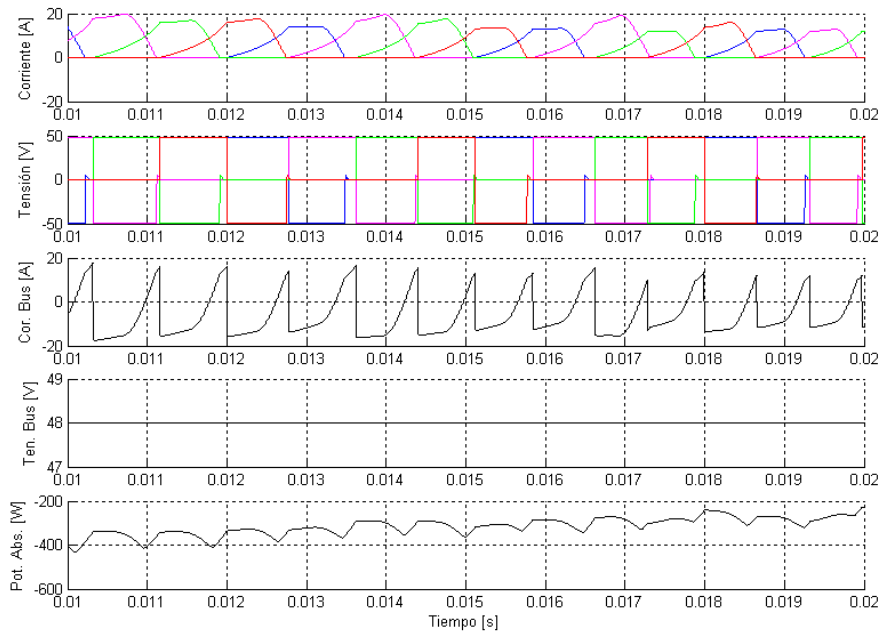


Figura 2.7.5: Resultados obtenidos en la simulación del accionamiento en lazo cerrado.

Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 2000 [rpm]
- Constante de carga: -5 [Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 15 [°]
- Velocidad de referencia: 2000 [rpm]



**Figura 2.7.6: Resultados obtenidos en la simulación del accionamiento en lazo cerrado.**

Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 1000 [rpm]
- Constante de carga: -5 [Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 20 [°]
- Velocidad de referencia: 1000 [rpm]

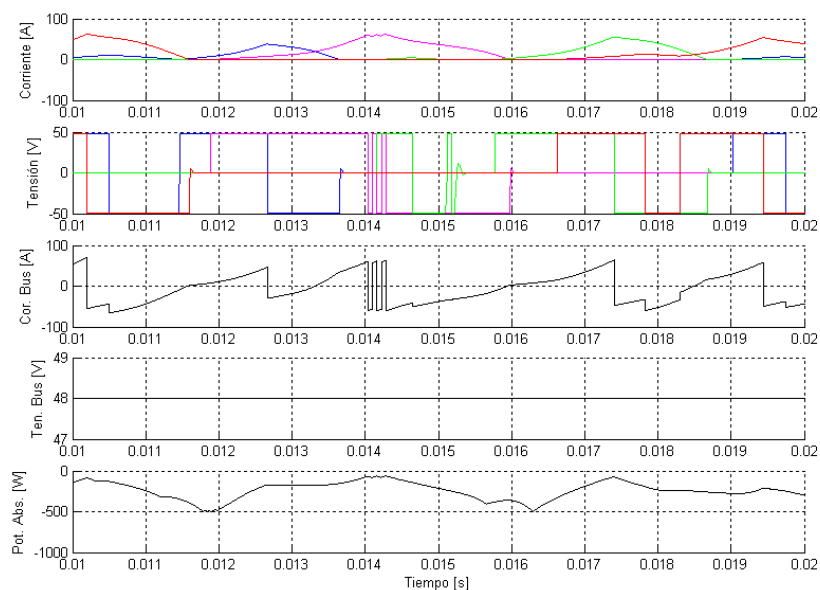


Figura 2.7.7: Resultados obtenidos en la simulación del accionamiento en lazo cerrado.

Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 1000 [rpm]
- Constante de carga: -5 [Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 29 [°]
- Velocidad de referencia: 1000 [rpm]

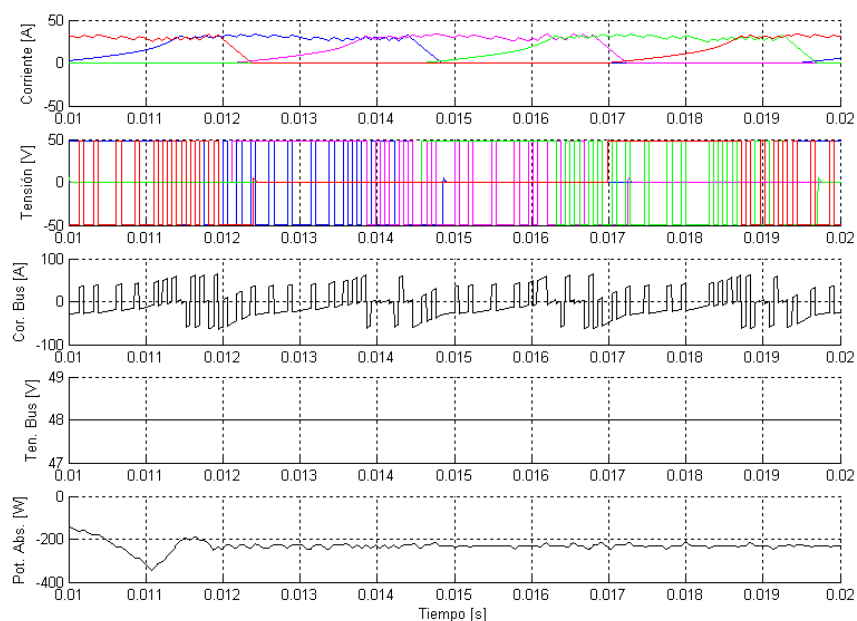


Figura 2.7.8: Resultados obtenidos en la simulación del accionamiento en lazo cerrado.

### 3. CONTROL EN CUATRO CUADRANTES PARA SRD'S.

El tercer capítulo pretende afrontar uno de los principales objetos de estudio, el control del par del accionamiento en cuatro cuadrantes, mediante técnicas que permitan reducir su naturaleza pulsante. Previamente al diseño del controlador se realiza el estudio del estado del arte para el control de par en motores SRM. Siguiendo el procedimiento descrito en [DEL10], el diseño del controlador se realiza mediante simulaciones interactivas en Matlab/Simulink para poder ser finalmente ajustado en la plataforma RT, durante futuras investigaciones. A continuación se observan los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas, y se detallan las conclusiones al respecto. Finalmente, y en función de los resultados observados se rediseña el controlador con el objetivo de hacerlo más eficiente y poder formar parte así de un sistema en cuatro cuadrantes.

*Cabe destacar que es relativamente poca la literatura que habla del funcionamiento del SRD en modo generador para aplicaciones en cuatro cuadrantes, si bien en la bibliografía se pueden ver reflejados algunos artículos ([HUY10], [RAD94], [KIO06], [NAS09], [CHE09], [MIN11]). Por esta razón, este proyecto se presenta como base de futuros estudios que involucren este tipo de accionamientos en ambos modos de funcionamiento (motor y generador) en el D.E.E. de la E.P.S.E.V.G.*

#### 3.1. TECNICAS DE CONTROL DE PAR: ESTADO DEL ARTE.

Existen básicamente dos métodos para reducir el rizado de par en el SRM. El primer método consiste en mejorar el diseño magnético del motor, mientras que el segundo se basa en el uso de una sofisticada electrónica de control.

En la fase de diseño de la estructura magnética reluctante puede reducirse el nivel de rizado de par aumentando el número de fases del motor o bien aumentando el número de polos en el rotor, entre otras acciones [PER06, IND03, HUS 02]. Aumentando el número de fases del motor se reduce el ángulo de paso y se incrementa el número de pasos por revolución, consiguiendo un par total más suave y con menos rizado. Por el contrario, se necesitará un mayor número de interruptores de potencia en el convertidor y se aumentará la complejidad del algoritmo de control aumentando el número de variables a considerar. Del mismo modo, aumentar el número de polos en el rotor supone una mejora en el rizado de par pero tiene el inconveniente de reducir el valor de par producido por el SRM, ya que la variación de inductancia  $\Delta L = (L_{MAX} - L_{MIN})$  se ve reducida.

Como se ve, el rizado de par puede conseguirse modificando el diseño de la estructura reluctante pero a expensas de una reducción en sus prestaciones o de aumentar la complejidad del algoritmo de control y de los elementos de la etapa de potencia.

La opción más frecuente es la utilización de técnicas de control avanzadas que permitan reducir el rizado de par. Varios autores [MIL01, HUS02, IND01, IND03, PER06] recogen diferentes tipos de técnicas implementadas con esta finalidad, clasificándolas básicamente en dos grupos dependiendo si se realiza un control del valor del par medio o instantáneo. El valor medio del par es controlado regulando la corriente del motor a partir de un valor de referencia variable en función de la posición rotórica y la referencia de par. Tanto los valores de referencia para la corriente ( $I_{REF}$ ), como los ángulos de inicio y finalización de la conducción de las fases ( $\theta_{ON}$ ,  $\theta_{OFF}$ ), son calculados off-line para todo el rango de trabajo del motor, tomando el valor adecuado en función de la referencia de par ( $T_{REF}$ ). En caso que el motor trabaje en lazo abierto (figura 3.1.1) las variaciones de los parámetros de la máquina o de la carga hará que la consigna de referencia no pueda ser conseguida, resultando una mejor solución cerrar el lazo añadiendo un estimador del valor medio del par (figura 3.1.2).

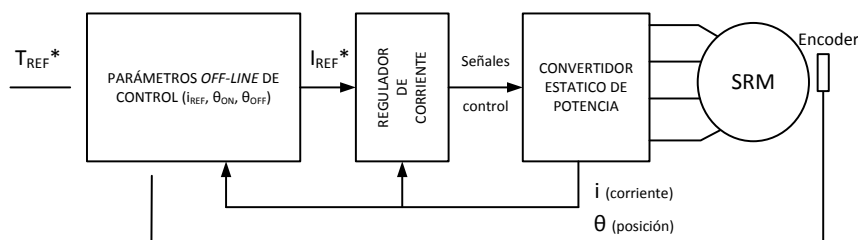


Figura 3.1.1: Diagrama de bloques para el control del valor de par medio (lazo abierto).

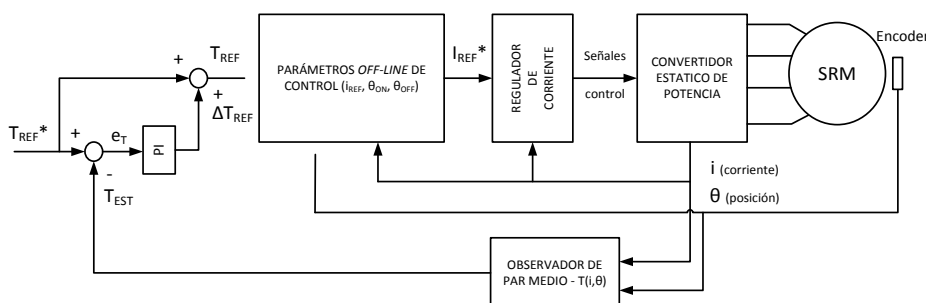


Figura 3.1.2: Diagrama de bloques para el control del valor de par medio (lazo cerrado).

No obstante, pese a utilizar una configuración en lazo cerrado, no se tiene control sobre el valor del par en cada instante de tiempo, sino sobre su valor medio. Por ello, para asegurar que se consigue mantener el valor del par dentro de un margen de valores aceptable debe

implementarse un control instantáneo de par. En este tipo de control se considera el valor instantáneo de par producido por la suma de pares de las diferentes fases del motor, aplicando las acciones de control oportunas en función del valor medido y de la consigna de referencia.

Los controladores instantáneos de par los podemos dividir en dos subtipos; indirectos, donde la variable de regulación resulta la corriente o el flujo concatenado de la máquina; y directo, donde se actúa sobre el valor instantáneo de par producido. En [MIL01, HUS96, HUS02, BLA09] se presentan diferentes técnicas de control instantáneo de par de forma indirecta, entre las cuales destacamos:

- Regulación de corriente a partir de un perfil de corriente calculado *off-line* (*current profiling*).
- Regulación de corriente a partir de funciones de distribución de par (*torque-sharing functions*).
- Regulación de flujo concatenado a partir de un perfil de flujo calculado *off-line*.
- Regulación de corriente a partir de un controlador PI de par.
- Otras técnicas de control avanzadas basadas en control Fuzzy-logic y redes neuronales artificiales.

En el control instantáneo directo de par se actúa directamente sobre la producción de par, aportando o restando energía al SRM para aumentar o disminuir el valor del mismo. En la mayoría de los casos [DON06, IND01, LIA07] se utiliza un regulador de histéresis para conseguir el valor del rizado de par deseado, generando las señales de conmutación de los interruptores del convertidor estático de potencia a partir de las señales lógicas del regulador de histéresis combinadas con el resto de variables a considerar (tensión y corriente de fase, ángulos de conducción, etc.). La figura 3.1.3 muestra el diagrama de bloques genérico para un controlador de par instantáneo, el cuál será directo o indirecto en función del algoritmo de control utilizado y cual sea la variable de regulación del sistema.

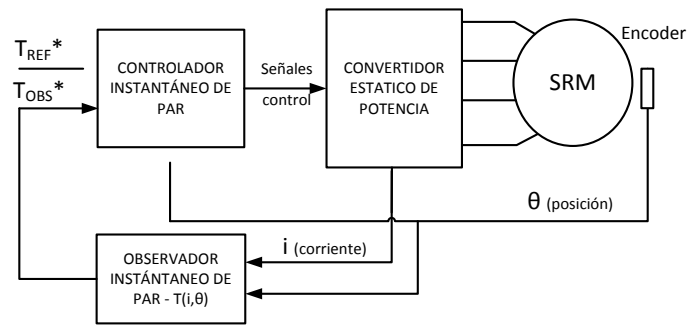


Figura 3.1.3: Diagrama de bloques para el control del valor instantáneo de par.

Un elemento clave en los controladores instantáneos de par es el observador de par. El valor que entregue el observador debe ser muy cercano al valor real, ya que en caso contrario las acciones correctoras que aplicaría el control para conseguir la referencia de par serían erróneas. Como se explicará posteriormente en el apartado 3.2.1, los observadores de par pueden basarse un algoritmo de cálculo [IND01] o bien en tablas de consulta donde se almacenan los datos obtenidos de los ensayos magnéticos utilizando un software de análisis mediante elementos finitos [LIA07, DEL10], siendo esta última la favorita debido a sus ventajas.

### 3.2. DISEÑO Y MODELADO DE LOS CONTROLES ELEGIDOS.

En el apartado anterior se ha presentado el estado del arte en cuanto a las técnicas de control y minimización del rizado de par actuales. Tras estudiarlas y considerar los requisitos de la aplicación donde se deben implementar, se ha decidido utilizar dos técnicas distintas de control instantáneo de par, siendo estas:

- Control instantáneo de par mediante un controlador PI de par y regulación de corriente por histéresis (PITC).
- Controlador instantáneo directo de par (DITC – Direct Instantaneous Torque Control).

Finalmente y en base a las técnicas de control elegidas previamente, se aplica una tercera técnica (híbrido entre el controlador PI y el controlador DITC):

- Controlador instantáneo directo de par ajustado mediante un controlador PI (PIDITC).

En los siguientes apartados se presentan de forma detallada sus fundamentos y los modelos confeccionados en el entorno de simulación. Para ello previamente hay que introducir el concepto del observador de par, el cual nos proporcionará un valor estimado del par del motor



(*off-line*) sin necesidad de disponer de un instrumento de medida (transductor de par) para medirlo (*on-line*).

### 3.2.1. TABLAS DE PAR UTILIZADAS COMO OBSERVADOR DE PAR.

Durante el segundo capítulo se ha detallado como se pueden obtener las características electromagnéticas y electromecánicas de la máquina a partir de análisis mediante elementos finitos. Dichas características pueden almacenarse en look-up tables con diversas finalidades, como bien puede ser el modelado del SRM o como también conocer el valor del par a partir de la corriente y la posición. Por lo tanto, estas tablas de consulta pueden ser útiles para implementar un observador de par en el sistema de control del accionamiento.

Los controladores del rizado de par precisan algún elemento que indique el valor del par producido por el motor para poder calcular el error con la consigna deseada y aplicar acciones de control correctoras. El valor del par puede provenir de un elemento de medida, como puede ser un sensor instantáneo de par, también puede ser estimado mediante un algoritmo de cálculo de flujo [IND01] o bien utilizando tablas de consulta donde se almacenan las características electromecánicas de la máquina, tal y como acabamos de indicar.

Pese a que la utilización de un sensor instantáneo de par ofrece una alta resolución y exactitud en el valor entregado en comparación con los métodos analíticos o las tablas de consulta, este requiere una fuerte inversión económica, su instalación en el accionamiento y el adecuado tratamiento y acondicionamiento de las señales que proporciona.

Por otro lado, la calidad del valor del par estimado mediante algoritmos de cálculo depende totalmente de las características del hardware utilizado para realizar el cálculo así como de las características del sistema de medida y adquisición de datos. No considerando los errores del sistema de medida, sistemas de procesado poco potentes y con un tiempo de cálculo elevado producirán valores de par con un error elevado. Así, habrá que estudiar las características y limitaciones de los sistemas de que se dispongan antes de optar por este método.

Así, la opción de la implementación del observador de par mediante look-up tables resulta muy favorable, siempre y cuando el sistema donde se implemente lo permita. El hardware a utilizar debe tener suficientes recursos de memoria para poder almacenar los datos de la tabla, así como una potencia de cálculo suficiente como para gestionar los procesos de consulta en el tiempo requerido por el controlador.

Pese a todas las bondades mencionadas anteriormente, el uso de este tipo de observadores también implica una serie de inconvenientes. En primer lugar, los datos electromecánicos obtenidos de la simulación mediante elementos finitos no consideran las pérdidas electromagnéticas, lo que proporcionará valores de par ligeramente superiores a los reales. Y en segundo lugar, hay que tener en cuenta que los errores en la medida de la posición y de la

corriente inducirán a valores de par erróneos que en realidad no se estarán produciendo. La utilización de un sensor instantáneo de par podría servir para realizar la contrastación de los resultados.

### 3.2.2. CONTROL PITC.

#### 3.2.2.1. FUNDAMENTOS DEL CONTROLADOR.

Recordando la ecuación del estudio del modelo lineal del SRM, el valor del par resulta:

$$M = \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} i^2$$

Donde, como ya hemos podido observar con anterioridad, el par producido por el SRM es proporcional al cuadrado de la corriente consumida por cada una de sus fases. Entonces, podemos realizar un control de par regulando el valor la corriente de las fases del motor.

Dado que queremos implementar un controlador instantáneo directo de par, el valor de la corriente a regular no puede ser obtenido a partir de parámetros tabulados calculados off-line, ni a partir de perfiles de corriente, ni funciones de distribución de par. Para ello, utilizaremos un sistema de control basado en un regulador PI de par que proporcionará la consigna de referencia de la corriente a suministrar a las fases del motor. La ley de control a la que atiende este tipo de controlador es la siguiente:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_I \cdot \int e(t) \cdot dt$$

Donde  $K_p$  resulta la constante proporcional, y  $K_I$  la integral.

La elección de las ganancias proporcional e integral no resulta trivial, pudiéndose calcular matemáticamente aplicando teoría de control clásico [OGA10]. Debido a la no linealidad del SRM, lo que complicaría el análisis matemático, y que estos valores no serán óptimos para todo el rango de trabajo del motor, se utilizará el entorno de simulación para encontrar a modo de prueba y error los valores que resulten más adecuados.

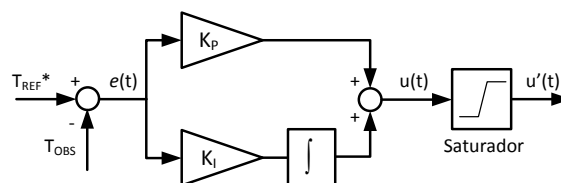


Figura 3.2.2.1.1: Diagrama de bloques del controlador PI.

A parte del controlador PI se deben de añadir otros elementos al sistema de control del accionamiento. Así, este estará constituido por el controlador PI, que generará la corriente de referencia en función de la consigna de par y del valor observado; el observador de par, que proporcionará un valor estimado del par producido por el motor; un regulador de corriente; un bloque generador de señales de disparo en función de los ángulos de conducción de la fase ( $\theta_{ON}$ ,  $\theta_{OFF}$ ); y finalmente un bloque que combine las señales de regulación de corriente y conducción de las fases para enviarlas al convertidor estático de potencia. En la figura 3.2.2.1.2 podemos observar la estructura (genérica) completa del sistema de control.

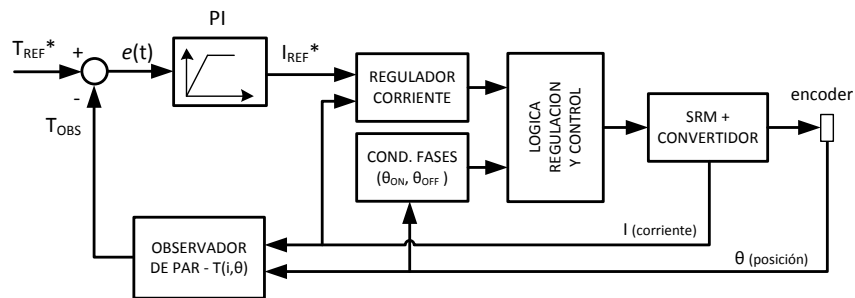


Figura 3.2.2.1.2: Diagrama de bloques del controlador PI.

3.2.2.2. MODELO DESARROLLADO EN EL ENTORNO DE SIMULACIÓN (SIMULINK).

Antes de implementar el controlador en una plataforma de desarrollo en tiempo real y comprobar su funcionamiento sobre el accionamiento real, se debe de desarrollar y testear el controlador en un entorno de prototipado virtual, proceso detallado en [DEL10]. Utilizando los modelos del SRM y del convertidor, la lógica del secuenciador y utilizando el sistema de regulación y control del convertidor detallados durante el capítulo 2, se añade el controlador de par para completar el sistema tal y como se muestra en la figura 3.2.2.2.1.

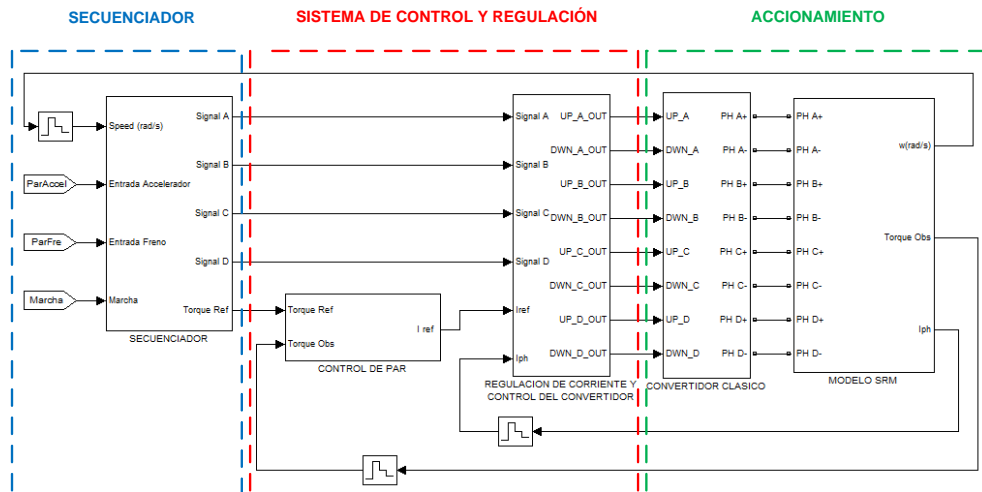


Figura 3.2.2.2.1: Modelo del controlador PI de par y el accionamiento desarrollado en Simulink.

Además de estos, también debemos considerar los bloques que realizan el muestreo de corriente, par y velocidad, simulando con mayor detalle el modo en que el sistema de control actualiza los valores de las entradas de medida (capítulo 2).

### 3.2.2.2.1. SISTEMA DE CONTROL Y REGULACIÓN.

El sistema de control de control y regulación del convertidor está constituido por el controlador PI de par, el regulador de corriente por histéresis y el control de los interruptores estáticos del convertidor. Los dos últimos fueron explicados durante el capítulo 2, donde se accionaba el sistema en lazo abierto. Por el contrario, el primero será comentado a continuación.

#### 3.2.2.2.1.1. CONTROLADOR PI DE PAR.

El controlador PI genera la corriente de referencia para alcanzar la consigna de par deseada. En la composición de este controlador hay que remarcar la presencia del saturador. Por un lado, el elemento saturador evitará que la referencia de corriente que genere el controlador exceda de los límites permitidos por el motor, actuando como elemento de protección.

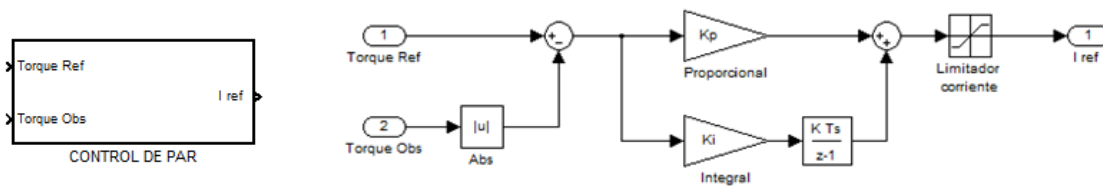


Figura 3.2.2.2.1.1: Diagrama de bloques del controlador PI en Simulink.

Nótese la presencia del operador matemático absoluto ligado al valor de par observado. Es necesario trabajar con esta estructura para poder ser efectivo en los cuatro cuadrantes en el que se pretende hacer trabajar el accionamiento. Recordemos que el par de referencia siempre será positivo (indistintamente del cuadrante en el que se pretenda trabajar), sino se debería de seguir la misma lógica de funcionamiento.

### 3.2.3. CONTROL DITC.

En comparación con el controlador anterior, en el cual no se podía tener un control individual de cada una de las fases, ya que la corriente de referencia era única y común para todas ellas, en este tipo podremos generar señales de control para cada una de las fases de forma independiente a partir del valor de par producido y medido. De este modo se intentará estabilizar el valor de par durante la etapa de transición entre fases, donde el valor del rizado de par es mayor. El

controlador no generará una corriente de referencia a seguir, sino que aportará o restará energía al motor para generar más par o reducir su valor.

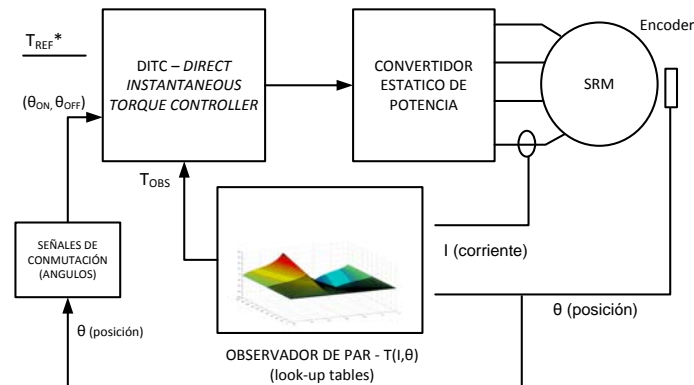


Figura 3.2.3.1: Estructura del sistema de control instantáneo directo de par.

La figura 3.2.3.1 muestra la estructura del sistema desarrollado. Como puede observarse, el control está constituido principalmente por el bloque de control instantáneo de par, el cual genera las señales de conmutación de los interruptores del convertidor estático de potencia a partir de los ángulos de disparo y consigna de par deseado. Para ello, el sistema precisa además de una realimentación del valor del par generado por el motor que es proporcionado a través de un observador de par, implementado mediante tablas de consulta (look-up tables) con los datos de par del motor en función de la posición y la corriente (apartado 3.2.1). El valor del rizado se delimita marcando dos bandas de histéresis de par que variarán su valor de salida en función del estado en el que se encuentre la fase, consiguiendo así mantener el valor del par entre un margen determinado.

### 3.2.3.1. FUNDAMENTOS DEL CONTROLADOR.

A modo de recordatorio y para facilitar la explicación de este controlador se volverá a mencionar el porqué del rizado de par en el SRM y sus características, previamente explicado en el primer capítulo. Así, el rizado de par en el motor es producido por la variación de inductancia de las fases del mismo dado a la estructura magnética de polos salientes de tanto estator como rotor. El mayor valor de rizado de par se da durante el periodo de tiempo en que se produce el cambio en la alimentación de las fases cuando la fase activa deja de estarlo, reduciendo así su corriente y, consecuentemente, el valor del par, y se activa la siguiente fase. Ésta parte de un valor nulo de corriente el cuál va aumentando hasta una determinada consigna o hasta que se acabe el tiempo de conducción (dependiendo del modo de trabajo empleado), produciendo un

par que no es suficiente ni por sí mismo, ni sumado al par de la fase en extinción, para mantener el valor medio del par producido por el motor.

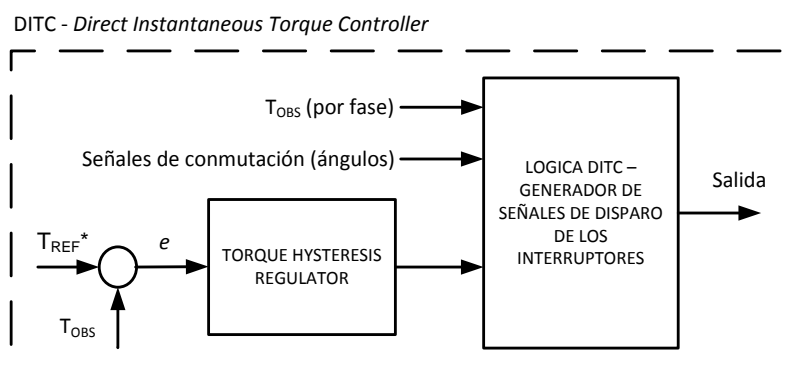


Figura 3.2.3.1.1: Estructura del controlador directo de par (DITC).

Así, para regular el valor del par y minimizar su rizado, en esta técnica de control se prolongará el periodo de conducción de las fases para que dos fases adyacentes estén activas y atenuar así la reducción de par en el momento de la conmutación. De este modo, la primera fase activa podrá aportar o restar el par necesario a la siguiente fase y conseguir así mantener el valor medio del mismo entre un intervalo deseado. Para ello, definimos tres zonas de conducción de la fase, recogidas en la tabla 3.2.3.1.1.

ZONA	ESTADO FASE
1	off
	-Vcc/off
2	Vcc/-Vcc
3	Vcc/fw/-Vcc
fw → freewheeling	off → no activa
	-Vcc/off → desmagnetización

Tabla 3.2.3.1.1: Zonas de conducción caso Motor.

En la figura 3.2.3.1.2 vemos la tensión aplicada a dos fases, la primera, representada mediante una línea continua (roja), correspondiente a la fase activa en ese instante; y la segunda, representada mediante una línea discontinua (negra), correspondiente a la siguiente fase que entra en conducción. Refiriéndonos a la primera fase, la zona 1 corresponde a la zona de desmagnetización y reposo de la fase, la zona 2 a la de conducción en solitario donde aporta todo el par al motor, y la zona 3 donde hay dos fases activas y ésta únicamente aporta o resta el par necesario al motor para mantener un valor determinado. En esta zona 3 es la fase representada mediante una línea discontinua quien aporta el par mayoritario al motor mientras la

anterior trabaja de modo auxiliar hasta que finaliza su periodo de conducción. Debido a que en el motor de reluctancia la activación de las fases se realiza de forma secuencial, el estado en que se encuentran las mismas también lo es. En la tabla 3.2.3.1.2 se recoge la secuencia de estados que siguen las fases para una secuencia de activación completa de todas ellas, donde la columna señales activación fases toma valor ON cuando la posición de la fase se encuentra dentro de los ángulos de conducción y OFF para el resto.

Las señales de activación de las fases se generan a partir de las señales de conducción ( $\theta_{ON}$ ,  $\theta_{OFF}$ ) y los márgenes de rizado de par deseados. Para optimizar la reducción del rizado, se definen dos márgenes (o ventanas) de par diferentes, una interior para la zona de conducción 2 y otra exterior para la zona 3. La ventana exterior proporciona una tolerancia mayor al rizado de par respecto a la interior, para permitir que la fase en extinción pueda agotar toda su corriente antes de que entre en la zona de par negativo. Estas ventanas pueden observarse en la parte superior de la figura 3.2.3.1.2, junto a la evolución del par total del motor.

SEÑALES ACTIVACION FASES				ESTADO FASE			
Fase N	Fase N+1	Fase N+2	Fase N+3	Fase N	Fase N+1	Fase N+2	Fase N+3
OFF	OFF	OFF	OFF	off	off	off	off
ON	OFF	OFF	OFF	Vcc/-Vcc	off	off	-Vcc/off
ON	ON	OFF	OFF	Vcc/fw/-Vcc	Vcc/-Vcc	off	off
OFF	ON	OFF	OFF	-Vcc/off	Vcc/-Vcc	off	off
OFF	ON	ON	OFF	off	Vcc/fw/-Vcc	Vcc/-Vcc	off
OFF	OFF	ON	OFF	off	-Vcc/off	Vcc/-Vcc	off
OFF	OFF	ON	ON	off	off	Vcc/fw/-Vcc	Vcc/-Vcc
OFF	OFF	OFF	ON	off	off	-Vcc/off	Vcc/-Vcc
ON	OFF	OFF	ON	Vcc/-Vcc	off	off	Vcc/fw/-Vcc

Tabla 3.2.3.1.2: Secuencia del estado de las fases.

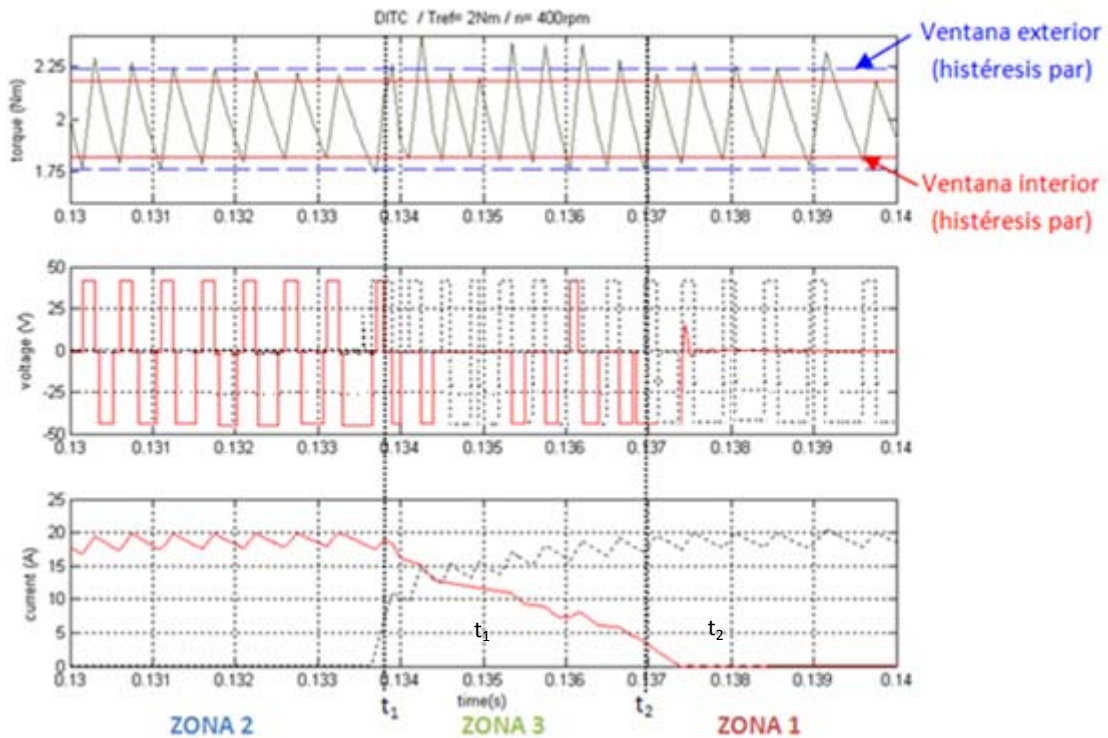


Figura 3.2.3.1.2: Par total, tensión y corriente de fases.

Todo lo referente al modo de funcionamiento explicado hasta ahora se resume observando el comportamiento de la fase en color rojo (línea continua) de la figura anterior. Hasta el tiempo  $t_1$  la fase se encuentra en la zona 2, manteniendo el par motor entre los límites de la ventana interior. A partir de ese instante, cuando la siguiente fase entra en conducción, se entra en la zona 3. Ahora la fase que proporciona el par mayoritario es la fase de color negro (línea discontinua), mientras que la fase anterior sólo aporta o resta el par necesario para mantener su valor dentro de los márgenes de la ventana exterior. Podemos ver ejemplos de esto justo en el instante  $t_1$ , cuando el par total cae por debajo del límite inferior de la ventana exterior y ambas fases deben producir par; y a lo largo de ese intervalo en el que aporta par en otra ocasión y resta par en otras seis ocasiones más (se aplica tensión negativa a la fase para reducir el valor de la corriente más rápidamente). Una vez sobrepasado el instante  $t_2$ , la fase en extinción entra en la zona 1 donde se aplica tensión negativa para extinguir la corriente remanente. El ciclo continua con la fase de línea discontinua la cual entra en la zona 2.



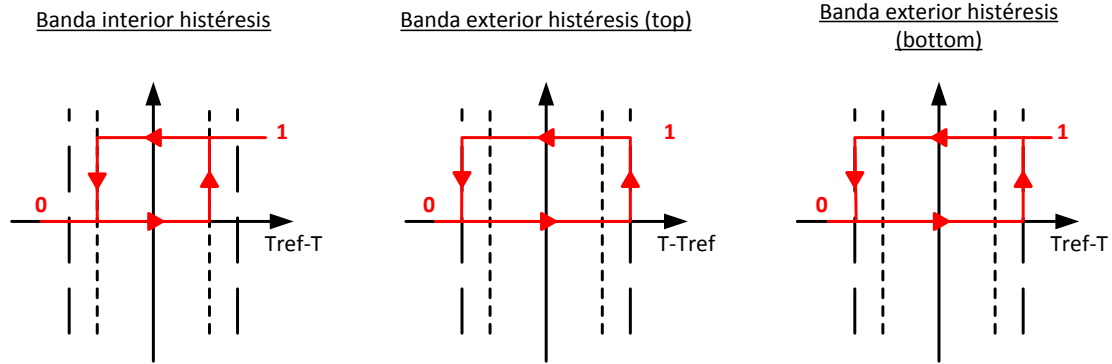


Figura 3.2.3.1.3: Reguladores de histéresis de par.

Para regular el valor del par y mantener su rizado dentro de los márgenes mencionados anteriormente, es necesario realizar algún tipo de comparación de la consigna de par deseada y su valor real. Para ello, en esta técnica se hace uso de tres reguladores de histéresis, uno para la banda interior y dos para la exterior que comparan el valor de par con la referencia y generan una señal lógica que toma valor 0 o 1 (figura 3.2.3.1.3). Ésta señal lógica resultante en combinación con los ángulos de disparo y considerando las diferentes zonas y estados de las fases, permite generar las señales de disparo de los interruptores del convertidor estático de potencia que controlan cada una de las fases. Por último, remarcar que el control de par se realiza respecto el valor instantáneo y no respecto el valor medio, así como los valores que se toman provienen de un observador de par (valor estimado) y no de ningún sistema de medida.

### 3.2.3.2. MODELO DESARROLLADO EN EL ENTORNO DE SIMULACIÓN (SIMULINK).

La figura 3.2.3.2.1 muestra el modelo completo (secuenciador + sistema de regulación y control + accionamiento) desarrollado en el entorno de simulación. Tal y como se ha explicado en el anterior controlador, el modelo del SRM tanto como el del convertidor clásico están modelados en continuo, mientras que todo el sistema de regulación y control se ha modelado en discreto, añadiendo además los bloques zoh para simular el muestreo de las medidas del sistema de control.

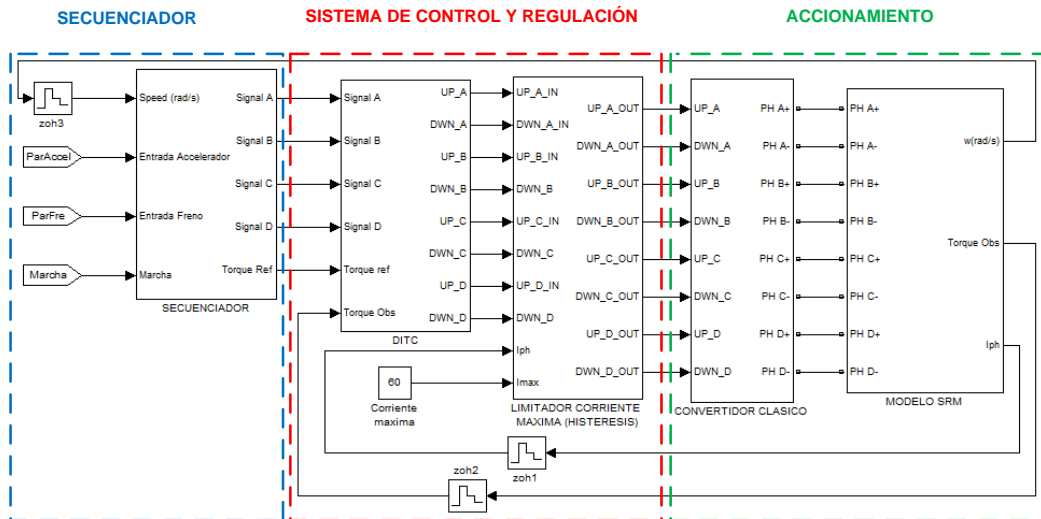


Figura 3.2.3.2.1: Estructura del sistema de control (DITC) en Simulink.

Respecto a los modelos vistos hasta el momento, en este, únicamente se ve modificado el sistema de regulación y control (siendo este basado en la teoría del DITC). El sistema de regulación y control está compuesto por tres bloques: un bloque generador de señales de conducción, un bloque que contiene la lógica de control del controlador directo de par, y finalmente un bloque para la limitación de la corriente máxima del SRM. Este lazo cerrado de corriente tiene como objetivo limitar el valor máximo que puede alcanzar la corriente, actuando como protección del sistema y no como elemento de regulación y control.

El bloque secuenciador es el mismo que se ha utilizado en el controlador anterior, y el mismo utilizado durante la simulación del accionamiento en lazo abierto (explicado de forma detallada en el capítulo 2). El contenido del bloque DITC se puede observar en la figura 3.2.3.2.2. Dicho bloque está compuesto de un bloque encargado de generar las señales de regulación acorde a las ventanas de histéresis de par y otro bloque donde se define la lógica de control del sistema, el cual combina las señales de conducción con las de regulación.

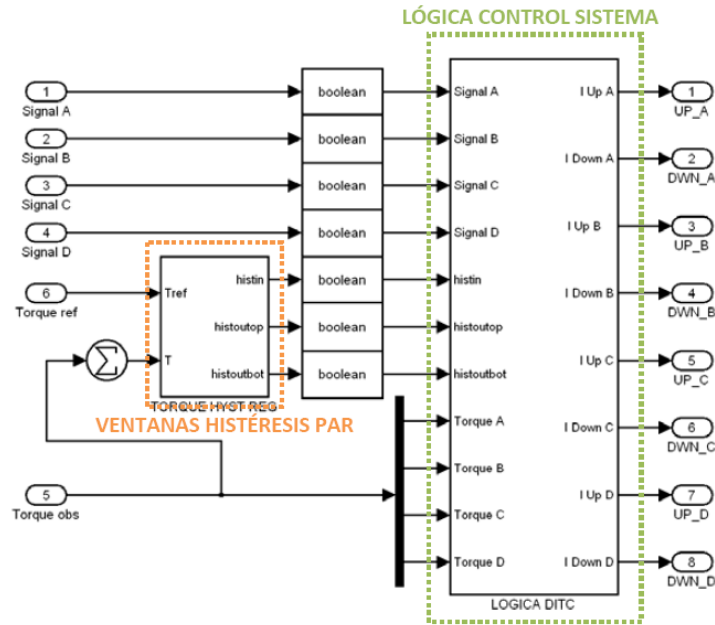


Figura 3.2.3.2.2: Contenido del bloque DITC.

Los dos aspectos más importantes que debe llevar a cabo la parte de control son; en primer lugar la definición de las ventanas o márgenes de regulación de par, y en segundo lugar, la generación las señales de activación de los interruptores. En la figura 3.2.3.2.3 podemos observar los bloques comparadores de histéresis que permiten regular el margen de rizado de par. Dos bloques son utilizados para realizar la comparación con la banda superior y uno para la interior, tal y como se ha mostrado en la figura 3.2.3.1.4.

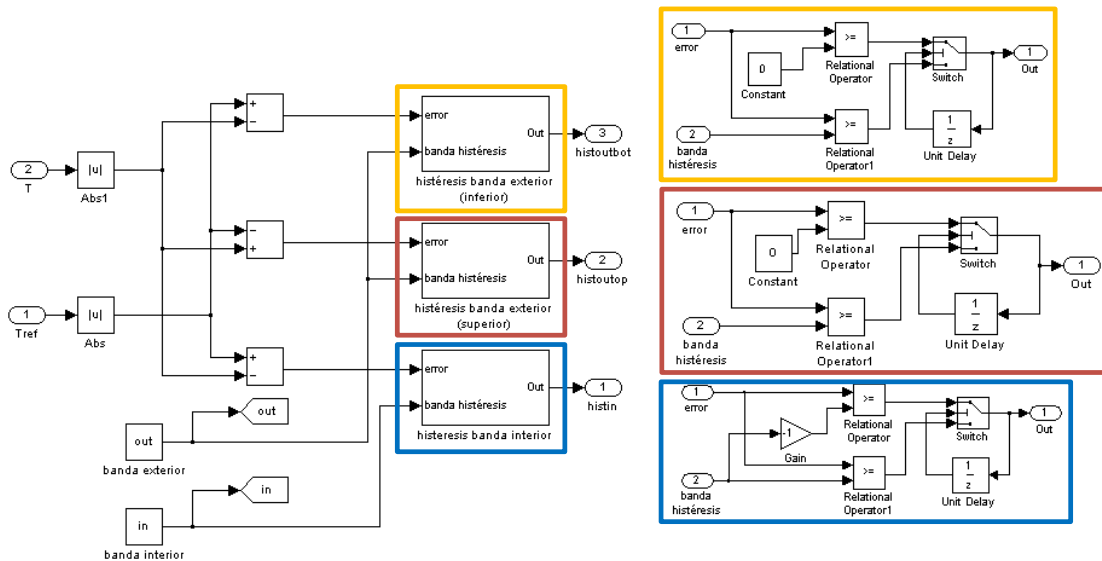
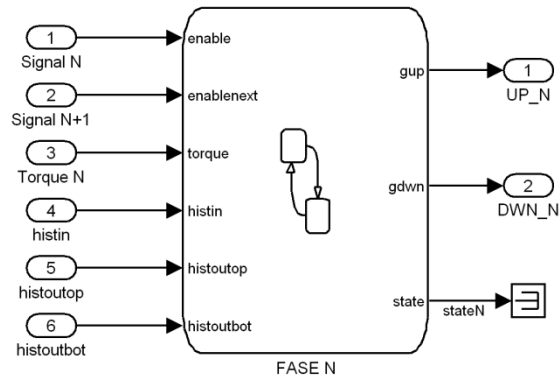


Figura 3.2.3.2.3: Reguladores de histéresis para el control del rizado de par (izquierda) y detalle de los reguladores para la banda exterior (superior & inferior) e interior.

La generación de las señales lógicas de control de los interruptores de potencia es un tanto compleja, ya que debe considerar diversos estados y señales como: la posición del motor, la secuencia de estado de las fases (tabla 3.2.3.1.2), las señales de conducción de las fases, las señales de regulación de los comparadores de histéresis de par y el valor de par producido por la fase. Así, debido a su complejidad, se ha hecho uso de la librería Stateflow de Simulink para implementar el controlador en una máquina de estados tipo Mealy por fase, como podemos observar en la figura 3.2.3.2.4.



**Figura 3.2.3.2.4: Lógica DITC implementada mediante maquina de estados Mealy (por fase).**

El funcionamiento de la máquina de estados se representa mediante el diagrama de flujo de la figura 3.2.3.2.5, donde pueden diferenciarse las tres zonas definidas en el principio de funcionamiento. Dentro de cada zona, y dependiendo del valor de las señales del regulador de par por histéresis, se alcanzan los diferentes estados de conducción de las fases detallados en la tabla 3.2.3.1.1. Las variables *histin*, *histout(bot)* e *histout(top)* corresponden a las bandas de histéresis interior, exterior inferior y exterior superior respectivamente.

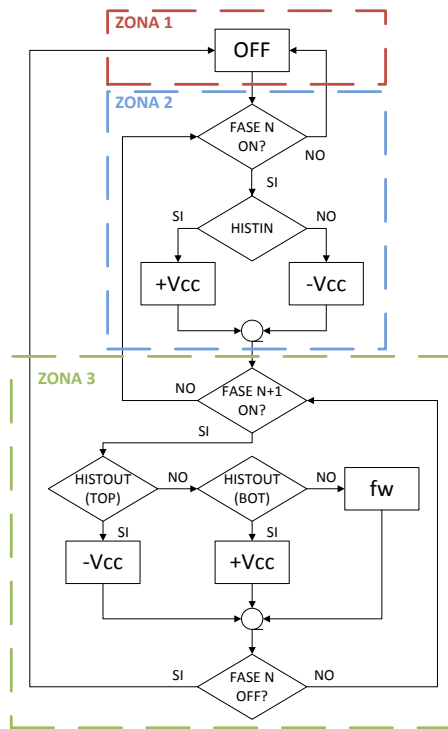


Figura 3.2.3.2.5: Diagrama de flujo del algoritmo de la máquina de estados del DTC.

Se adjunta también diagrama flujo confeccionado en Simulink utilizando la librería Stateflow.

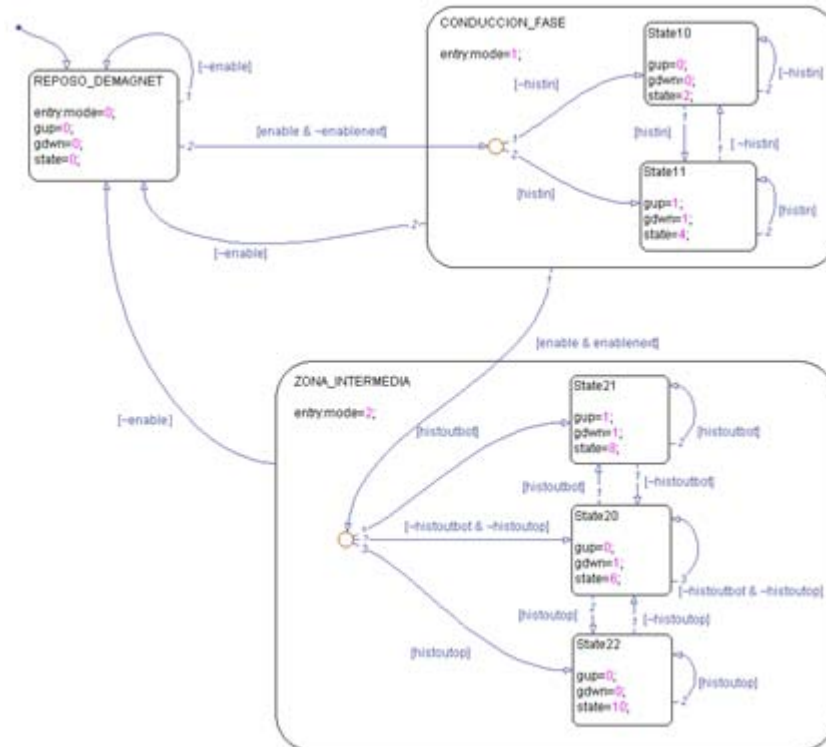


Figura 3.2.3.2.6: Stateflow chart en Simulink.

La frecuencia en que se generaran las señales de control, y por lo tanto, las señales de conmutación de los interruptores del convertidor estático de potencia será fija y dependerá del tiempo de procesado del sistema de control.

Finalmente, el último de los bloques del sistema de regulación y control tiene como función la limitación de la corriente máxima que circula por las fases del SRM. Como se ha comentado anteriormente, su único propósito es la protección del sistema en caso de un funcionamiento anómalo del motor, no su control. La siguiente figura muestra su contenido.

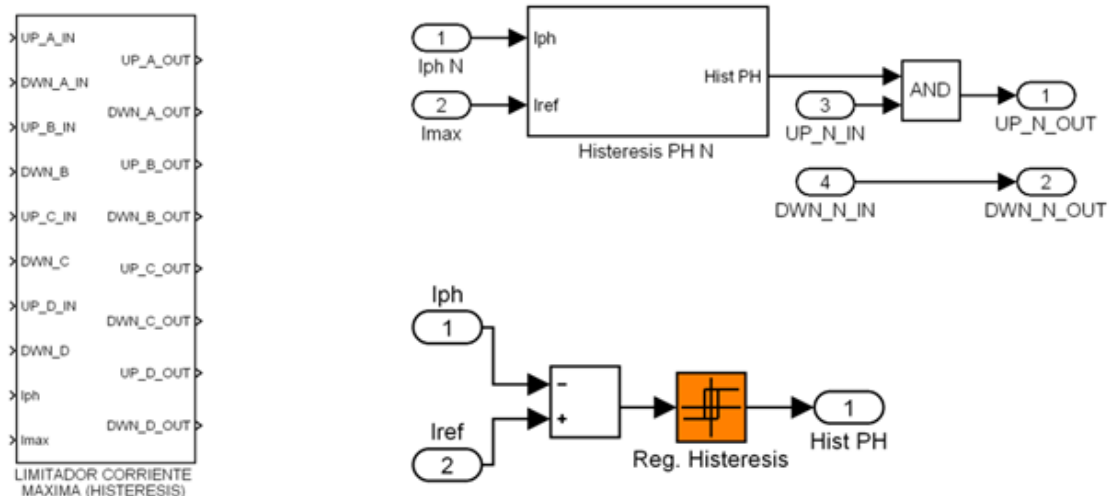


Figura 3.2.3.2.7: Regulación de corriente por histéresis (limitación de corriente máxima).

### 3.2.4. CONTROL PIDITC.

En el sistema de control implementado mediante el DITC se observa que durante la transición de conmutación entre dos fases, el par producido se reduce, notándose de forma bastante considerable en el funcionamiento dentro de la zona generadora. Los motivos que producen esta característica son:

- El control DITC está basado en un el control por histéresis, donde se compara la variable referencia con la variable sensada para actuar sobre el controlador.
- Implementando un control de par por histéresis DITC como el detallado anteriormente, (referencia “estática”- “regulador directo de par”) el SRD no puede sobreponerse a los huecos de par en las zonas de transición.

Una vez detallado el principal problema del control DITC, el cual afecta principalmente trabajando en la zona generadora, se presenta una alternativa que pretende aliviar el defecto observado en el DITC. Esta acción correctora la realiza un controlador externo basado en un PI (fundamentos explicados en la sección 3.2.2.1) de par, mostrado en la figura 3.2.4.1.

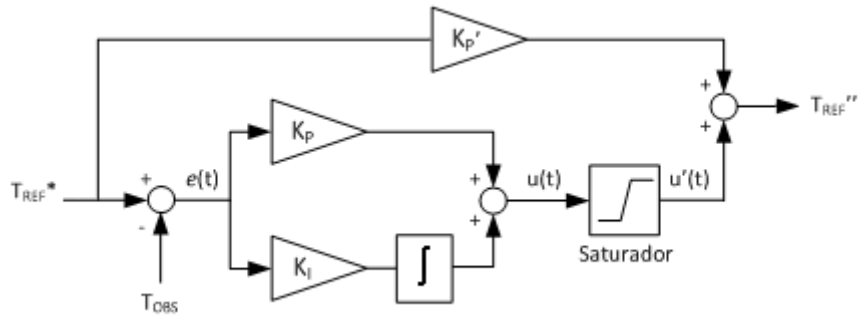


Figura 3.2.4.1: Diagrama de bloques del controlador externo de par PI.

A diferencia del regulador PI implementado en el primer sistema de control, en este caso se añade un feedforward de par, el cual será la principal referencia de par a consignar en el DITC. Ahora sin embargo, cuando se produzca un error en el seguimiento de par, el regulador PI generará una acción correctora, en forma de offset de par que se sumará a la consigna principal. En la figura 3.2.4.2 podemos observar la estructura (genérica) completa del sistema de control.

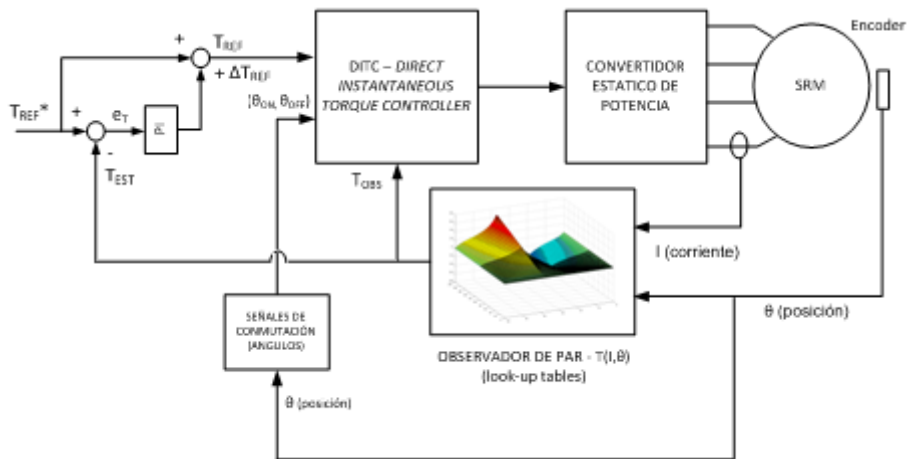


Figura 3.2.4.2: Diagrama de bloques del controlador PIDITC.

### 3.2.4.1. MODELO DESARROLLADO EN EL ENTORNO DE SIMULACIÓN (SIMULINK).

Antes de implementar el controlador en una plataforma de desarrollo en tiempo real y comprobar su funcionamiento sobre el accionamiento real, se debe de desarrollar y testear el controlador en un entorno de prototipado virtual, proceso detallado en [DEL10]. Utilizando los

modelos del SRM y del convertidor, la lógica del secuenciador y utilizando el sistema de regulación y control del convertidor detallados durante el capítulo 2, se añade el controlador de par para completar el sistema tal y como se muestra en la figura 3.2.4.1.1.

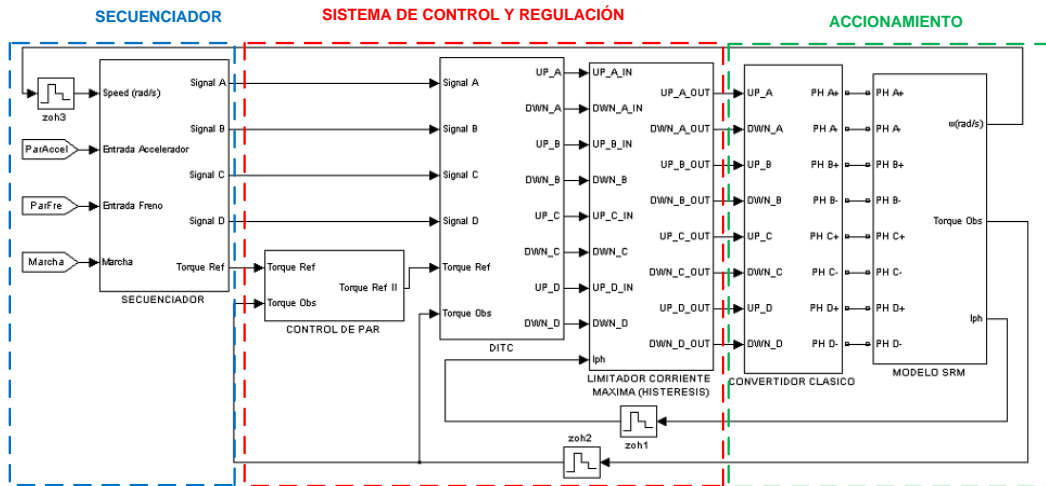


Figura 3.2.4.1.1: Modelo del controlador PIDITC y el accionamiento desarrollado en Simulink.

Además de estos, también debemos considerar los bloques que realizan el muestreo de corriente, par y velocidad, simulando con mayor detalle el modo en que el sistema de control actualiza los valores de las entradas de medida (capítulo 2).

#### 3.2.4.1.1. SISTEMA DE CONTROL Y REGULACIÓN.

El sistema de control y regulación del convertidor está constituido por el regulador PI de par y el controlador directo de par, DITC, basado en controladores por histéresis. El regulador de par ajustará la consigna de par del DITC en función de la referencia de par deseada y del error de par observado. El control directo de par se encargará de la conmutación de los interruptores del convertidor en función del par consignado y el par observado, realizando la transición apropiada entre fases, tal y como se ha visto en el controlador anterior. Dado que el control DITC ya ha sido explicado con anterioridad, a continuación se detalla el desarrollo en Simulink del regulador de par mostrado en la figura 3.2.4.1.

##### 3.2.4.1.1.1. REGULADOR PI DE PAR.

El regulador PI genera la referencia final de par para alcanzar la consigna de par deseada en todo instante de tiempo. En la composición de este controlador, a diferencia del controlador PI del primer sistema hay que remarcar la presencia del feedforward de par, el cual se ve afectado por una ganancia proporcional. Mediante dicha ganancia proporcional se podrá ajustar el peso



de la regulación en frente al feedforward en el momento de generar la consigna final en el DITC. Se advierte la presencia del saturador de la corrección de par, valor que se deberá de ajustar en función de la consigna de par principal, las características de la máquina y de la aplicación, para limitar la acción correctora. Para evitar los offsets producidos por los efectos acumulativos del integrador, en este integrador se le ha dotado de una entrada que permite hacer un hacerle un reset, hecho que permitirá poner a cero la salida de la parte integral cuando el par se anula, evitando que quede un valor remanente y se sume cuando se vuelva a activar el motor.

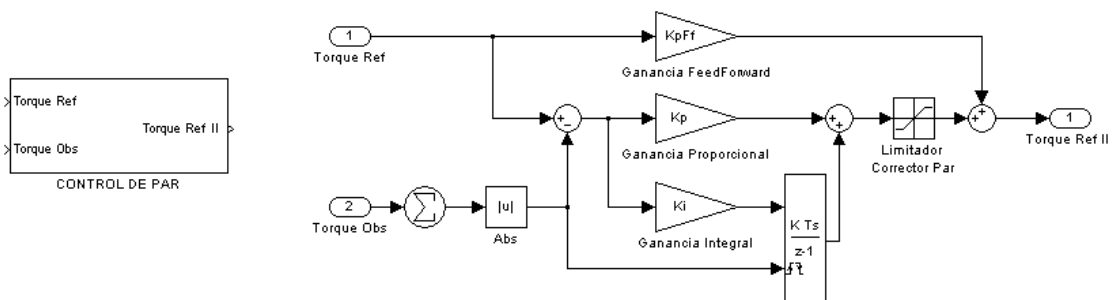


Figura 3.2.4.1.1.1: Diagrama de bloques del controlador PI en Simulink.

Nótese la presencia del operador matemático absoluto ligado al valor de par observado. Es necesario trabajar con esta estructura para poder ser efectivo en los cuatro cuadrantes en el que se pretende hacer trabajar el accionamiento. Recordemos que el par de referencia siempre será positivo (indistintamente del cuadrante en el que se pretenda trabajar), sino se debería de seguir la misma lógica de funcionamiento.

### 3.3. RESULTADOS OBTENIDOS EN LA SIMULACIÓN.

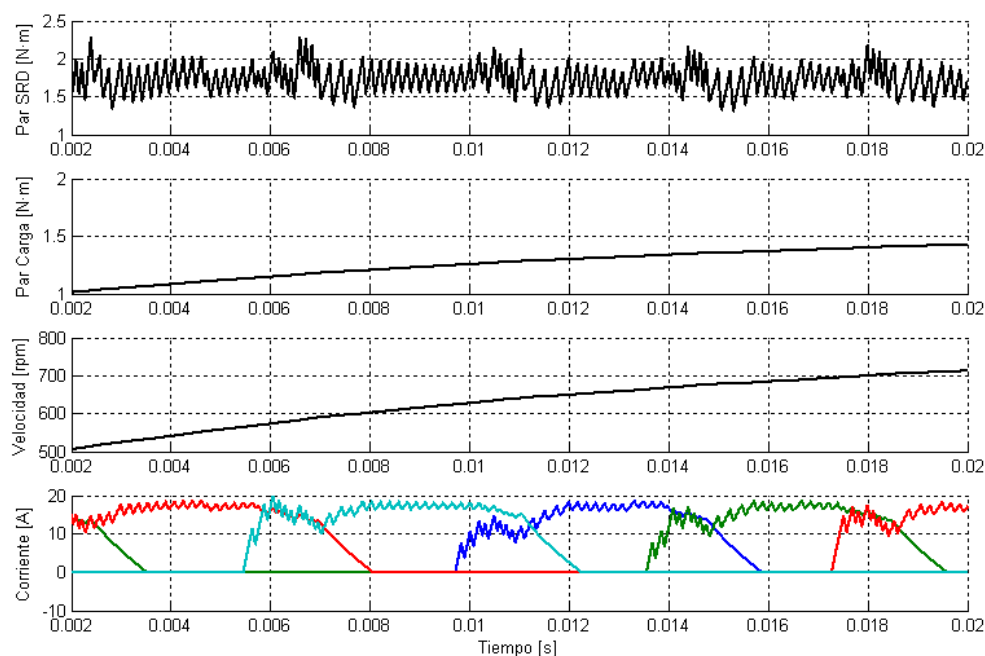
En el apartado anterior se ha presentado tres técnicas aplicadas al control y la minimización del rizado de par en accionamientos con SRM. Tras implementarlas en la plataforma de simulación desarrollada, los resultados obtenidos han sido los mostrados a continuación:

#### 3.3.1. CONTROL PITC.

##### 3.3.1.1. ZONA MOTORA.

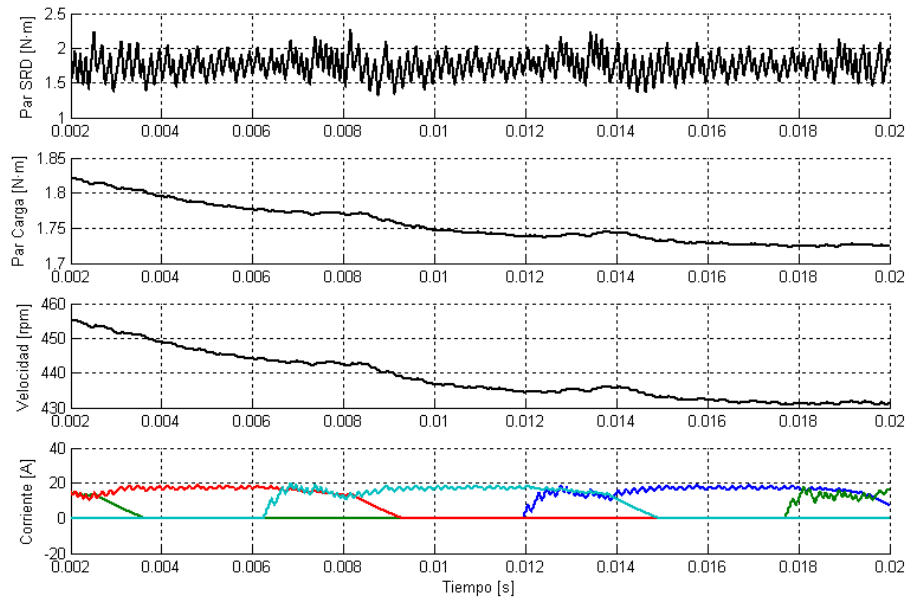
Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 500 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/N·m]
- Ángulo de inicio: 2 [°]
- Ángulo de fin: 22 [°]
- Par de referencia: 1.7 [N·m]
- Rizado de par: 0.5/0.8 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de acelerar: SI



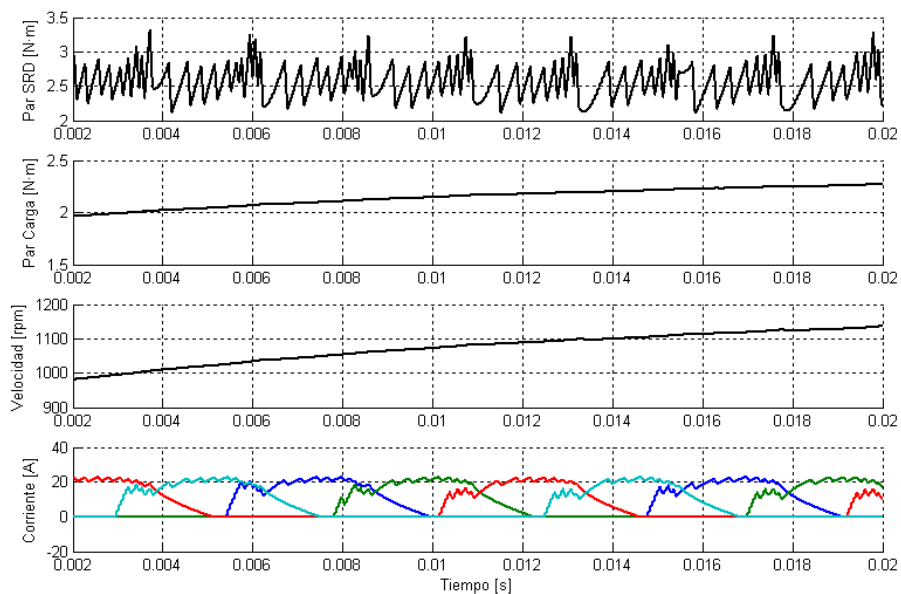
Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 500 [rpm]
- Constante de carga: 2/500 [rpm/N·m]
- Ángulo de inicio: 2 [°]
- Ángulo de fin: 22 [°]
- Par de referencia: 1.7 [N·m]
- Rizado de par: 0.5/0.9 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de acelerar: NO



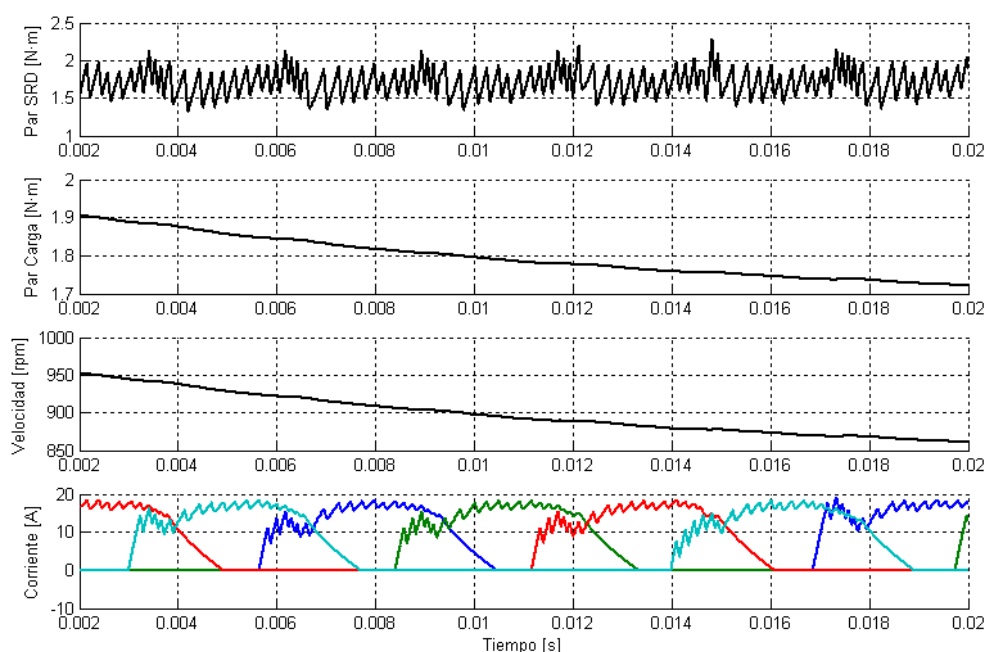
Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 1000 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 2 [°]
- Ángulo de fin: 22 [°]
- Par de referencia: 2.5 [Nm]
- Rizado de par: 0.7/1.1[A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de acelerar: SI



Los datos relativos a la simulación son:

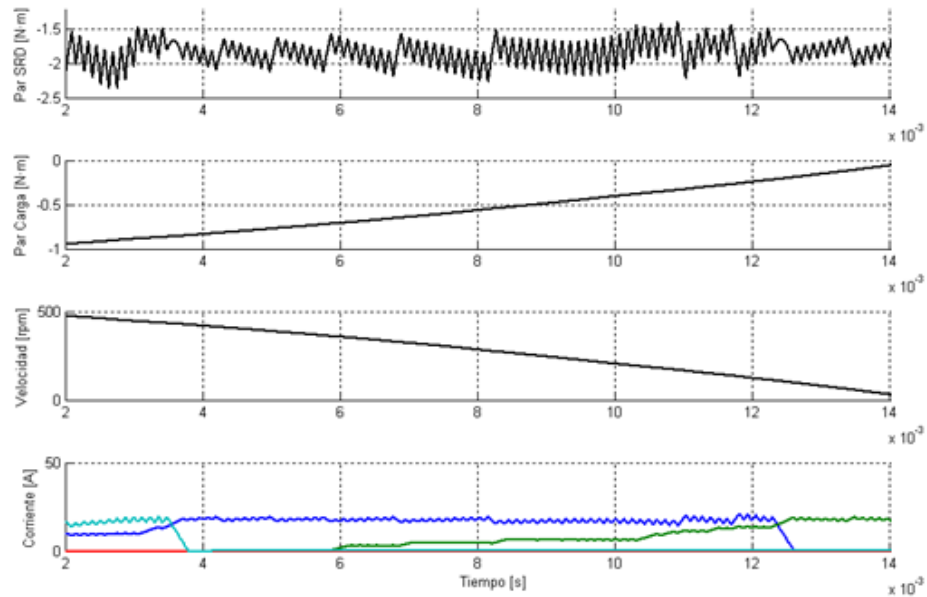
- Velocidad Inicial: 1000 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 2 [°]
- Ángulo de fin: 22 [°]
- Par de referencia: 1.7 [Nm]
- Rizado de par: 0.5/0.8 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de acelerar: NO



### 3.3.1.2. ZONA GENERADORA.

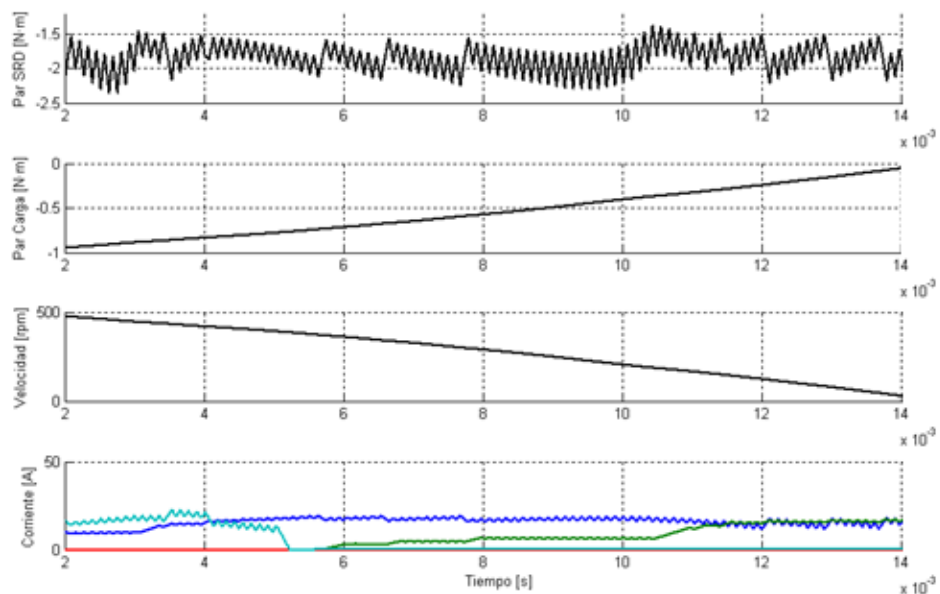
Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 500 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 25 [°]
- Par de referencia: 2 [Nm]
- Rizado de par: 0.9 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de frenar: SI



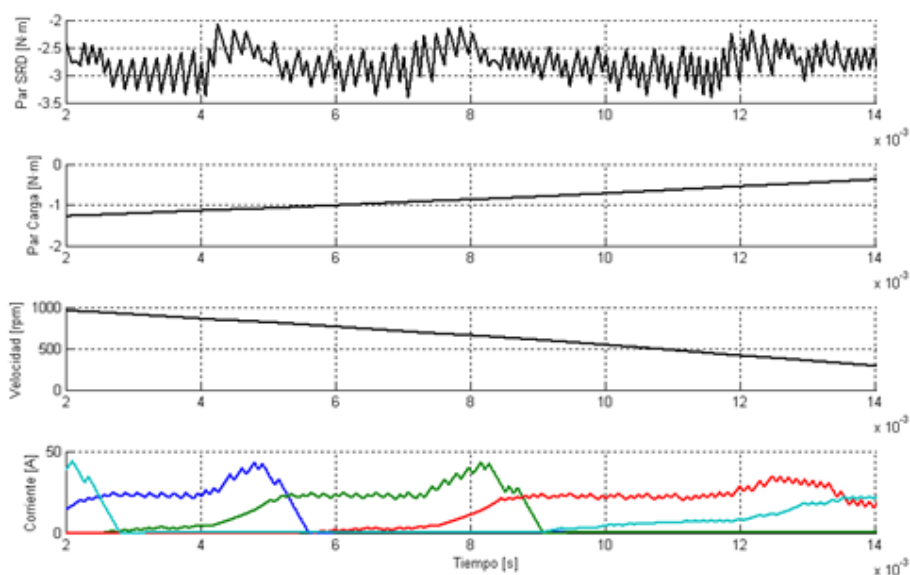
Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 500 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 29 [°]
- Par de referencia: 2 [Nm]
- Rizado de par: 0.9 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de frenar: SI



Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 1000 [rpm]
- Constante de carga: 2/1500 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 29 [°]
- Par de referencia: 3 [Nm]
- Rizado de par: 0.8/1.4 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de frenar: SI

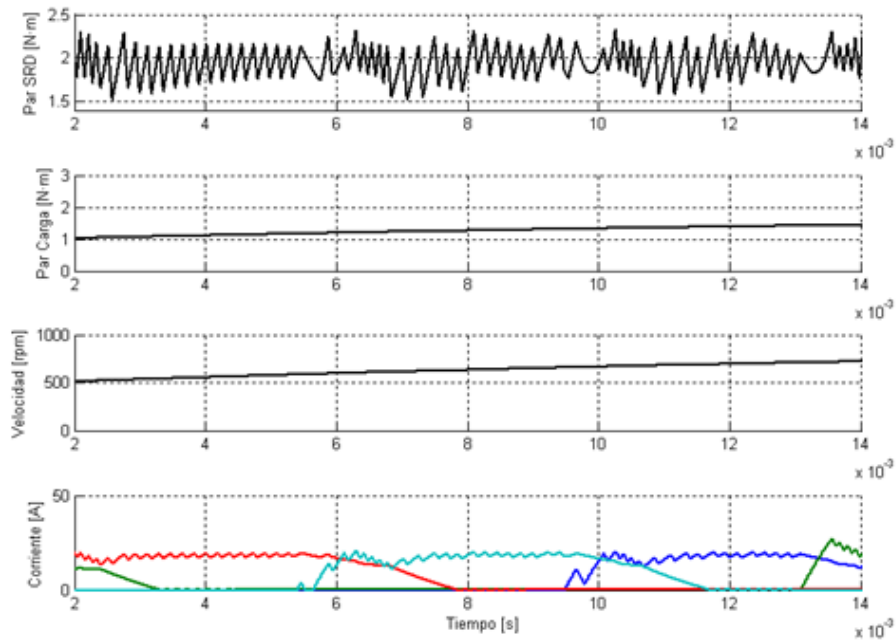


### 3.3.2. CONTROL DITC.

#### 3.3.2.1. ZONA MOTORA.

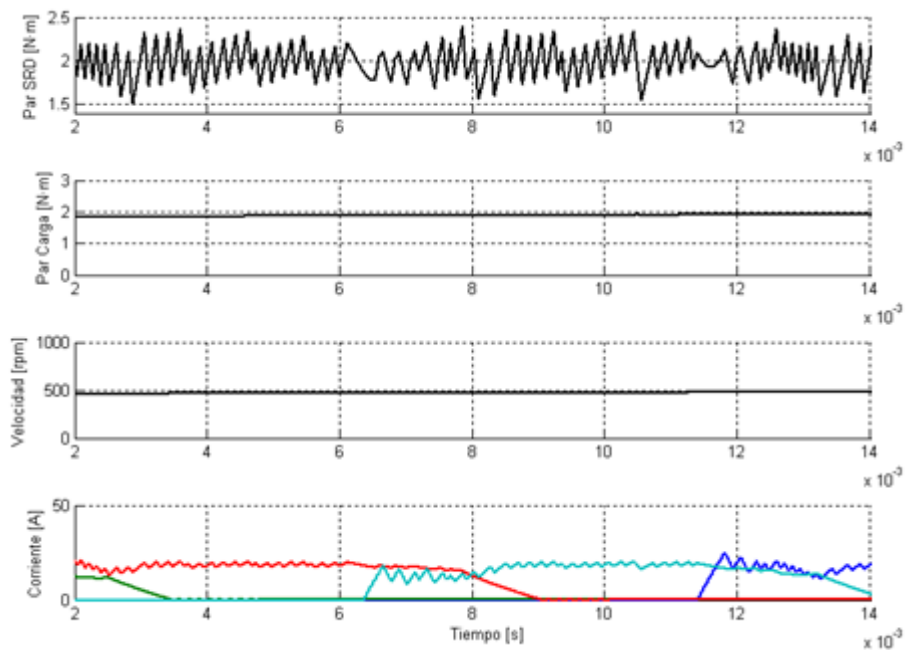
Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 500 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 2 [°]
- Ángulo de fin: 22 [°]
- Par de referencia: 2 [Nm]
- Rizado de par: 0.5/0.9 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de acelerar: SI



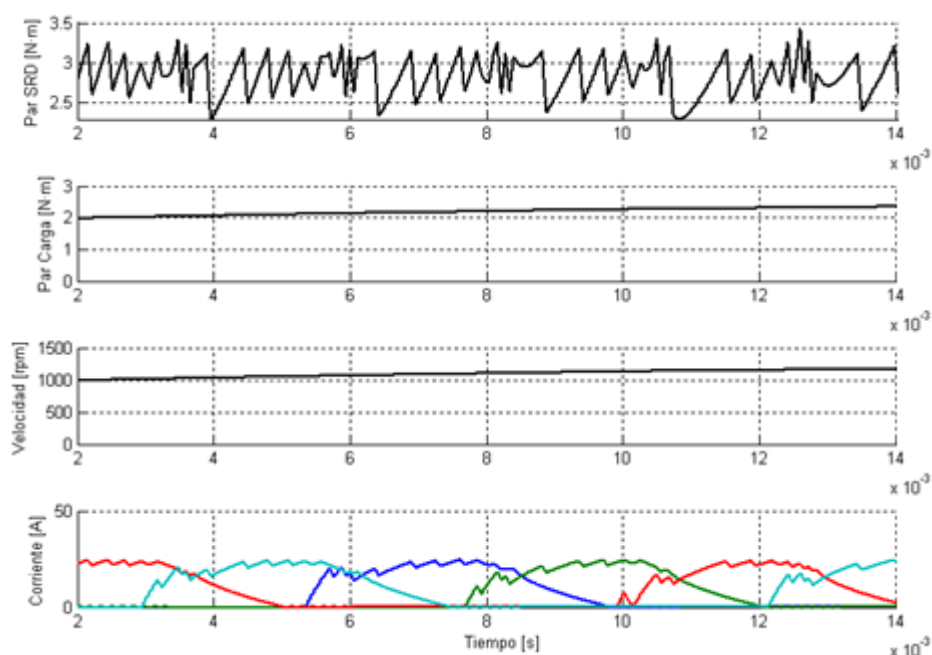
Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 500 [rpm]
- Constante de carga: 2/500 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 2 [°]
- Ángulo de fin: 22 [°]
- Par de referencia: 2 [Nm]
- Rizado de par: 0.6/0.9 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de acelerar: NO



Los datos relativos a la simulación son:

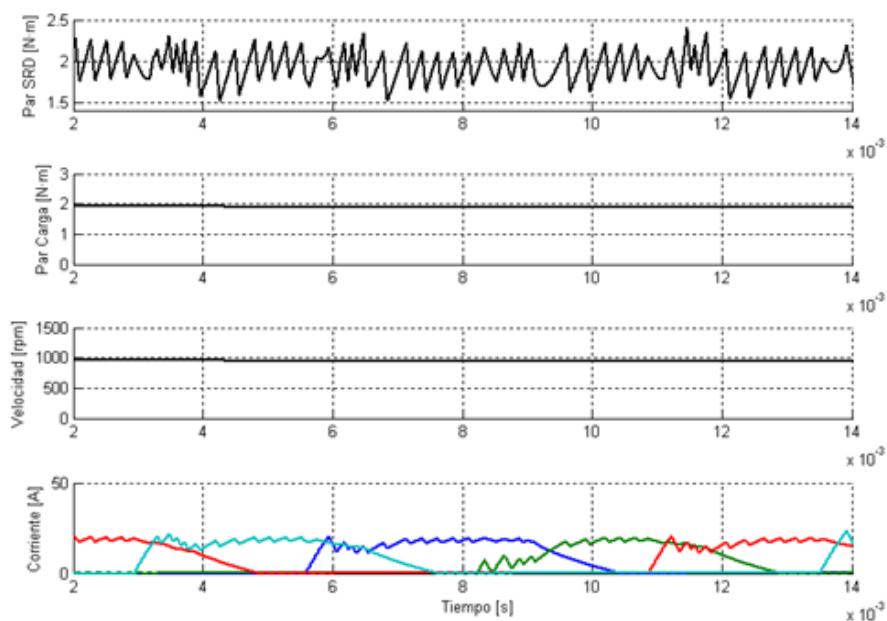
- Velocidad Inicial: 1000 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 2 [°]
- Ángulo de fin: 22 [°]
- Par de referencia: 3 [Nm]
- Rizado de par: 0.6/1.3 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de acelerar: SI



Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 1000 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 2 [°]
- Ángulo de fin: 22 [°]
- Par de referencia: 2 [Nm]
- Rizado de par: 0.6/0.9 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de acelerar: NO

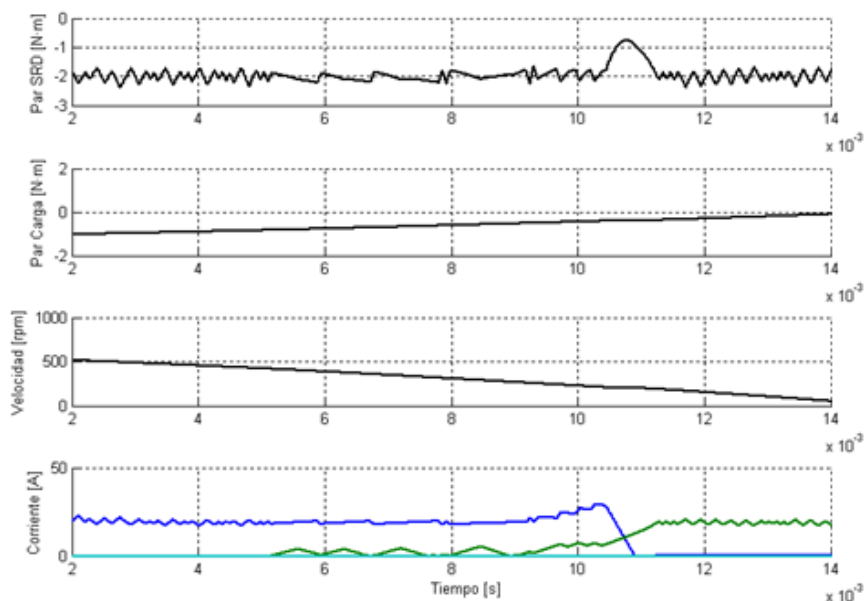




### 3.3.2.2. ZONA GENERADORA.

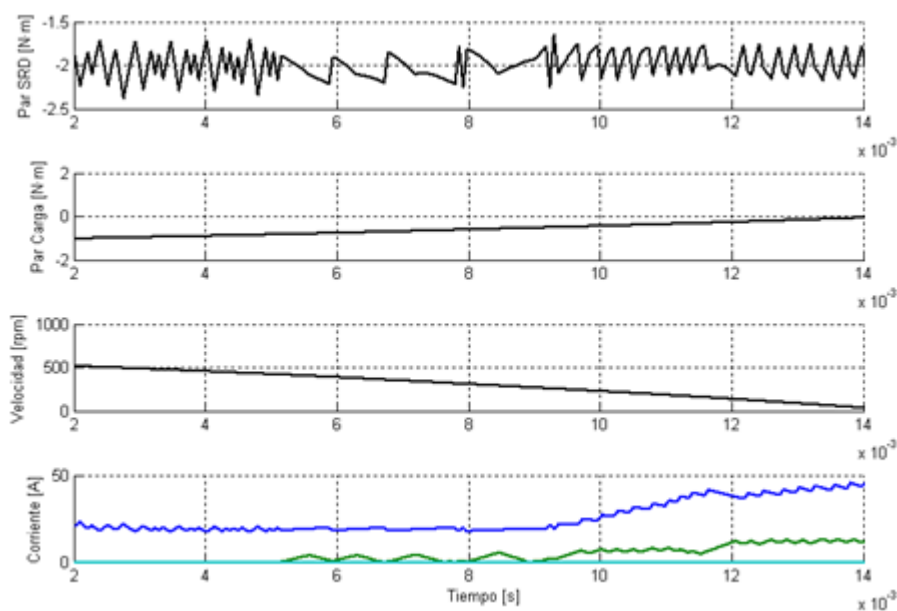
Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 500 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 25 [°]
- Par de referencia: 2 [Nm]
- Rizado de par: 0.6/1.2 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de frenar: SI



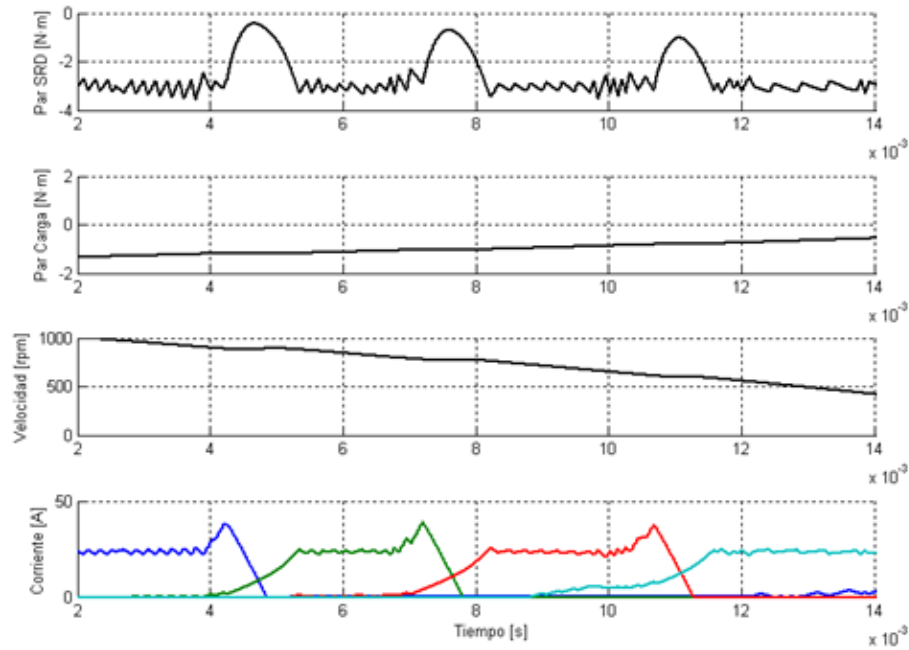
Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 500 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 29 [°]
- Par de referencia: 2 [Nm]
- Rizado de par: 0.6/1 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de frenar: SI



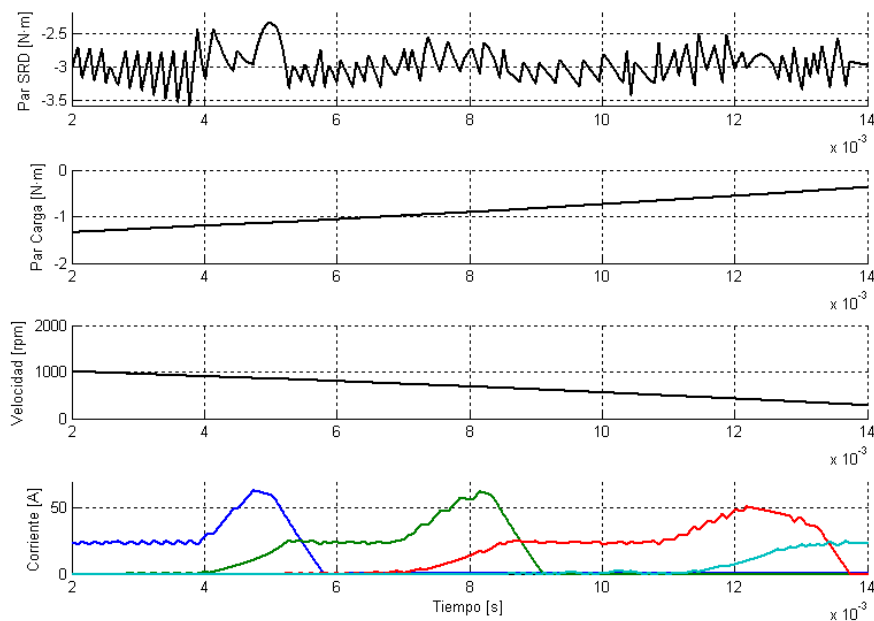
Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 1000 [rpm]
- Constante de carga: 2/1500 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 25 [°]
- Par de referencia: 3 [Nm]
- Rizado de par: 0.7/3 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de frenar: SI



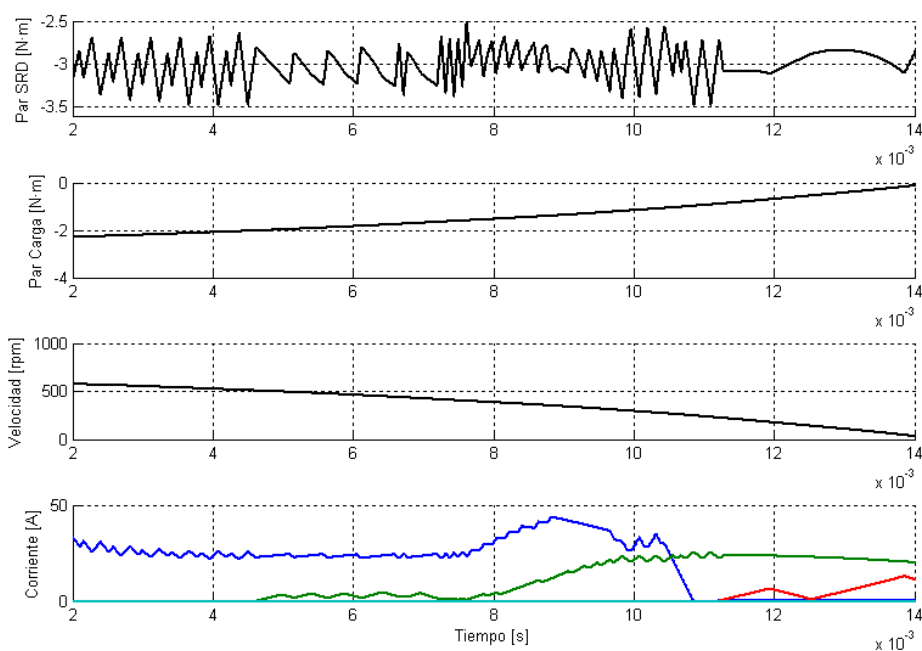
Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 1000 [rpm]
- Constante de carga: 2/1500 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 29 [°]
- Par de referencia: 3 [Nm]
- Rizado de par: 0.8/1.2 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de frenar: SI



Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 500 [rpm]
- Constante de carga: 2/500 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 29 [°]
- Par de referencia: 3 [Nm]
- Rizado de par: 0.8 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de frenar: SI

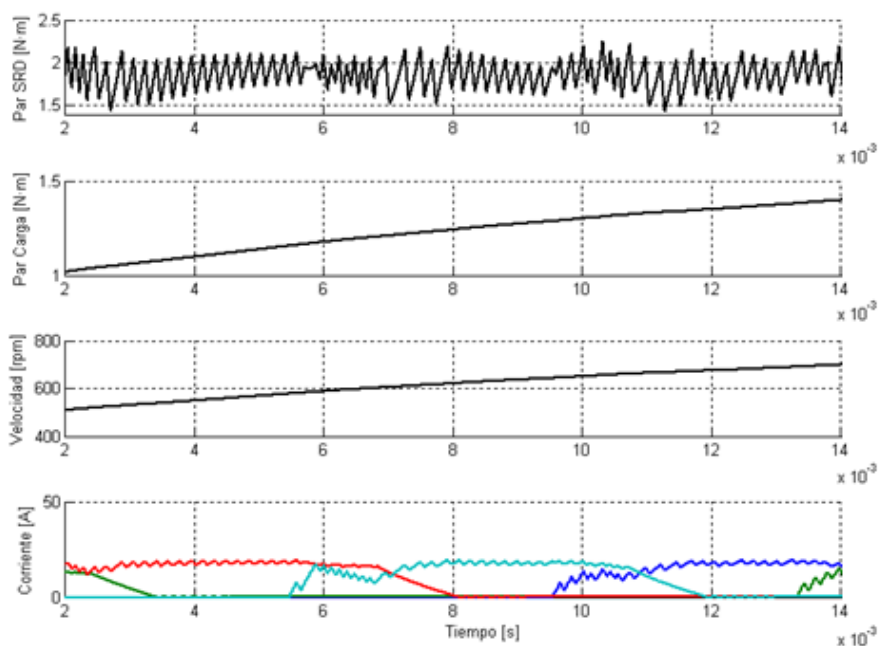


### 3.3.3. CONTROL PIDITC.

#### 3.3.3.1. ZONA MOTORA.

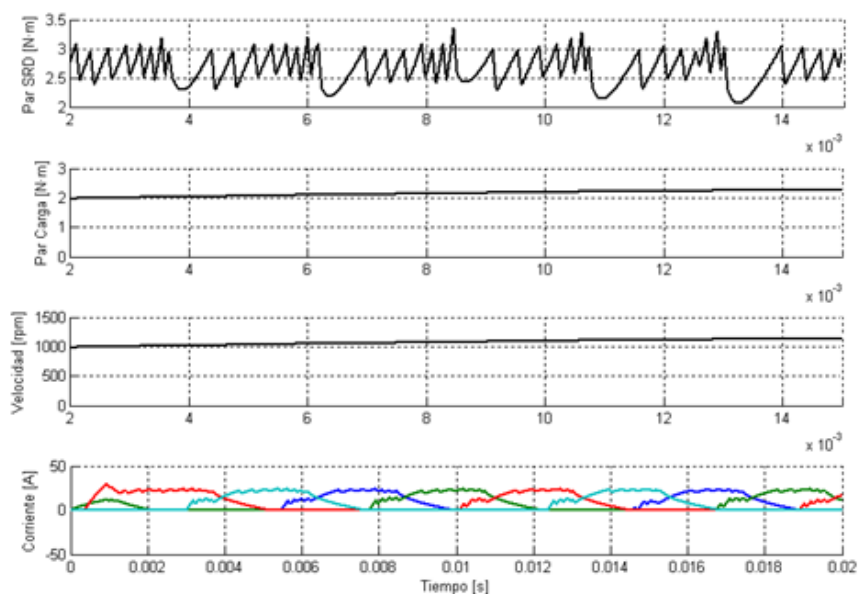
Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 500 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 2 [°]
- Ángulo de fin: 22 [°]
- Par de referencia: 1.7 [Nm]
- Rizado de par: 0.7 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de acelerar: SI



Los datos relativos a la simulación son:

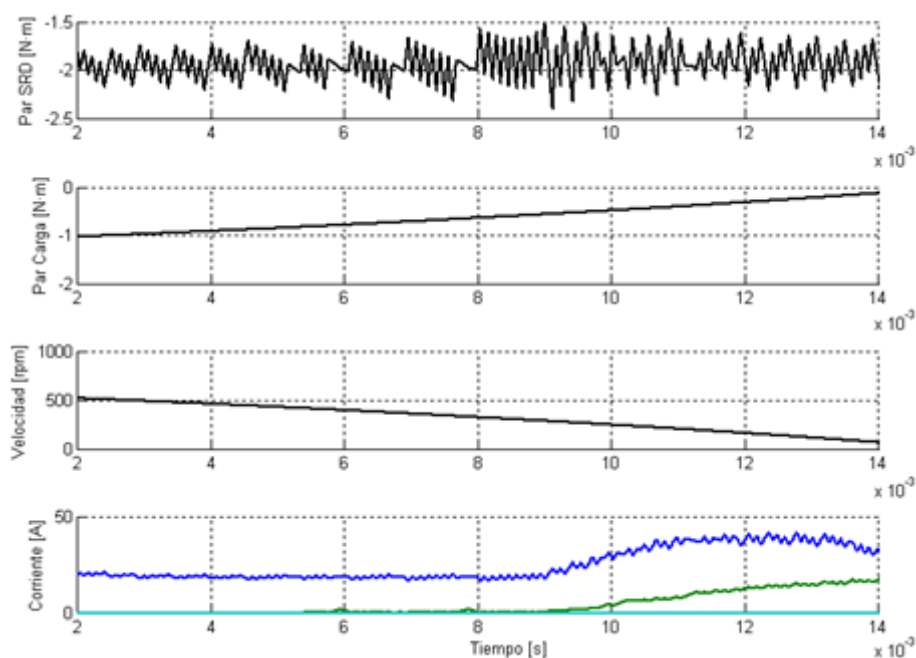
- Velocidad Inicial: 1000 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 2 [°]
- Ángulo de fin: 22 [°]
- Par de referencia: 2.7 [Nm]
- Rizado de par: 0.6/0.9 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de acelerar: SI



## 3.3.3.2. ZONA GENERADORA.

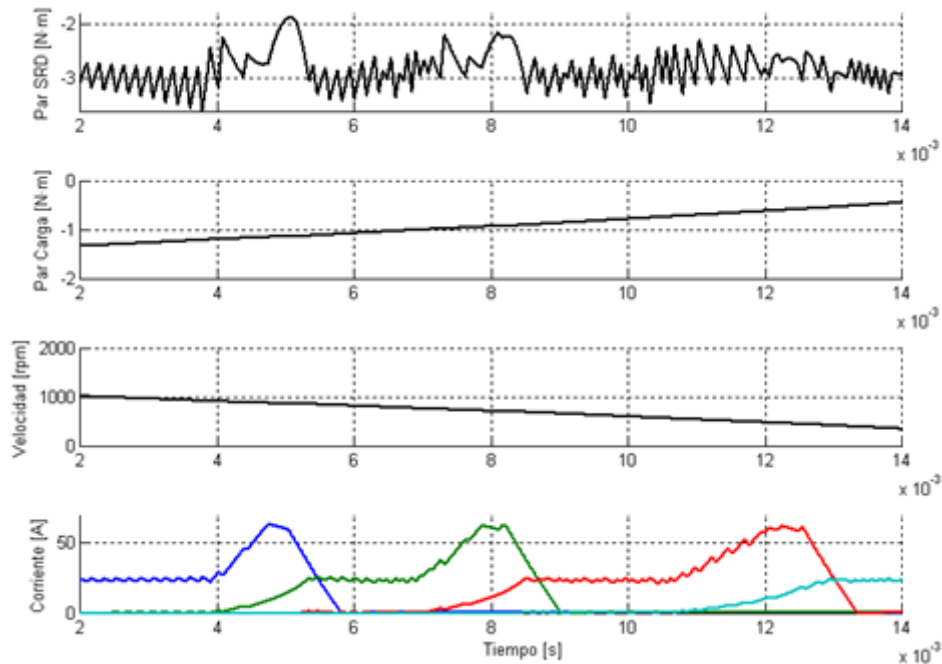
Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 500 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 29 [°]
- Par de referencia: 2 [Nm]
- Rizado de par: 0.4/0.9 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de frenar: SI



Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 1000 [rpm]
- Constante de carga: 2/1500 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 0 [°]
- Ángulo de fin: 29 [°]
- Par de referencia: 3 [Nm]
- Rizado de par: 0.6/1.6 [A]
- Estabilidad: SI
- Capaz de frenar: SI



### 3.4. CONCLUSIONES DERIVADAS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS EN SIMULACIÓN.

En la presentación de los resultados obtenidos de la simulación, se ha podido comprobar que los tres controladores permiten adquirir la consigna de par requerida al accionamiento, observando las siguientes peculiaridades:

- El control PITC funciona de forma correcta tanto en modo motor como en modo generador, notándose especialmente en el segundo caso la transición entre conmutaciones de fases. Los niveles de rizado que se consiguen están entorno de 0.6 A.
- El control DITC funciona de forma correcta en el modo motor, sin embargo se identifican “defectos” corregibles en el funcionamiento en la zona generadora. Esto es debido a que la estrategia de control implementada en el DITC mostrado en este capítulo está diseñado para accionamientos SRM que trabajen únicamente en el primer y tercer cuadrante.
- El control PIDITC mejora ligeramente los resultados obtenidos en el DITC en el funcionamiento en modo motor, pero donde mayor diferencia se puede observar es en el funcionamiento en la zona generadora, donde es capaz de aliviar algunos de los “defectos”.

Además, una de las diferencias que podemos observar entre ellos es que mientras que en el controlador PITC o el PIDITC necesitarían ajustar las constantes del regulador PI para cada tramo de trabajo (en función de la carga y la velocidad) con el objetivo de minimizar el rizado de par y alcanzar el valor objetivo, el controlador DITC no es necesario. Este último genera sus acciones de control únicamente en función de los márgenes (o bandas) de rizado de par permitidas.

### 3.5. REDISEÑO DEL CONTROLADOR DITC APLICADO A CUATRO CUADRANTES: DITC CON SINCRONISMO DE CORRIENTE DURANTE LA CONMUTACIÓN.

De los resultados obtenidos en simulación se observa que el comportamiento del DITC en modo motor es correcto, mientras que el funcionamiento en modo generador podría ser mejorado, de forma similar ocurre en el PIDITC. Esta diferencia en el comportamiento se debe, tal y como se ha comentado con anterioridad a la distinta naturaleza (perfil de inductancia) de la máquina funcionando en uno u otro modo. Recordando a través de la figura 3.5.1 uno de los gráficos obtenidos durante la simulación del accionamiento en modo generador con el controlador DITC, se detalla el concepto de la mejora:

- Se observa en la zona donde dos fases se solapan que cuando se requiere aumentar el par, debido a la constante eléctrica de cada fase, la que tiene mayor facilidad para incrementar el par aportado al accionamiento es la fase de salida. De esta manera, la fase saliente es la que aumenta de forma provisional la corriente de fase, mientras que la fase entrante resta en un segundo plano, tal y como se observa en la figura 3.5.1.

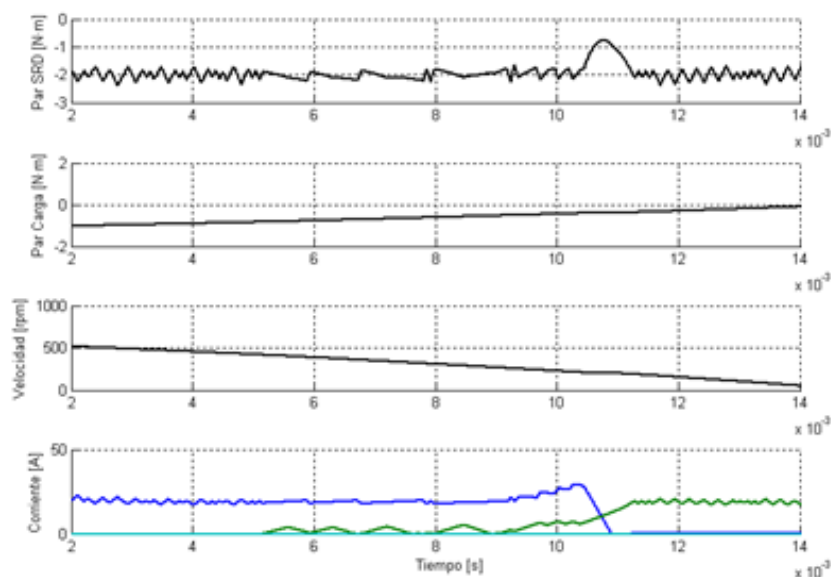


Figura 3.5.1: Control DITC en conmutando en zona generadora.



La mejora propone realizar un control que sincronice la corriente conducida por la fase entrante con la corriente de la fase saliente durante la zona de solapación de fases, pudiéndose escoger un ratio de sincronismo mayor a la unidad. De esta forma en el instante que finalice la conducción de la fase saliente, la fase entrante estará completamente magnetizada, pudiendo amortiguar mejor la desmagnetización de la fase saliente, repartiéndose entre ambas fases la necesidad de generar par durante el período de solapación.

### 3.5.1. CONTROL DITC CON SINCRONISMO DE CORRIENTE ENTRE FASES SOLAPADAS.

A continuación, mediante la figura 3.5.1.1 se muestra el diagrama de flujo del sistema de control a implementar para desarrollar la mejora al controlador DITC consiguiendo mayor eficiencia y prestaciones en los cuatro cuadrantes.

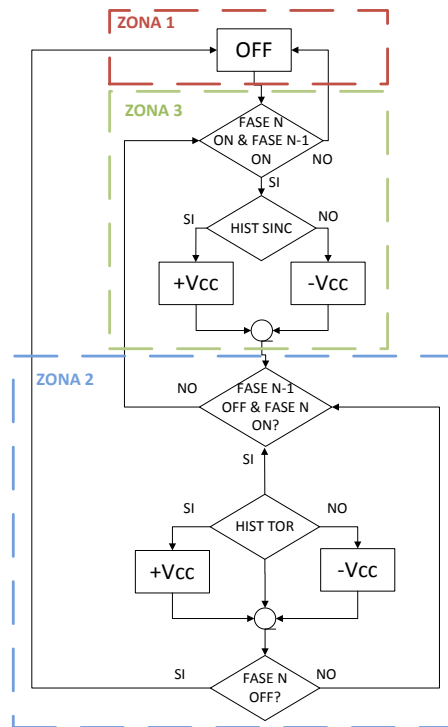


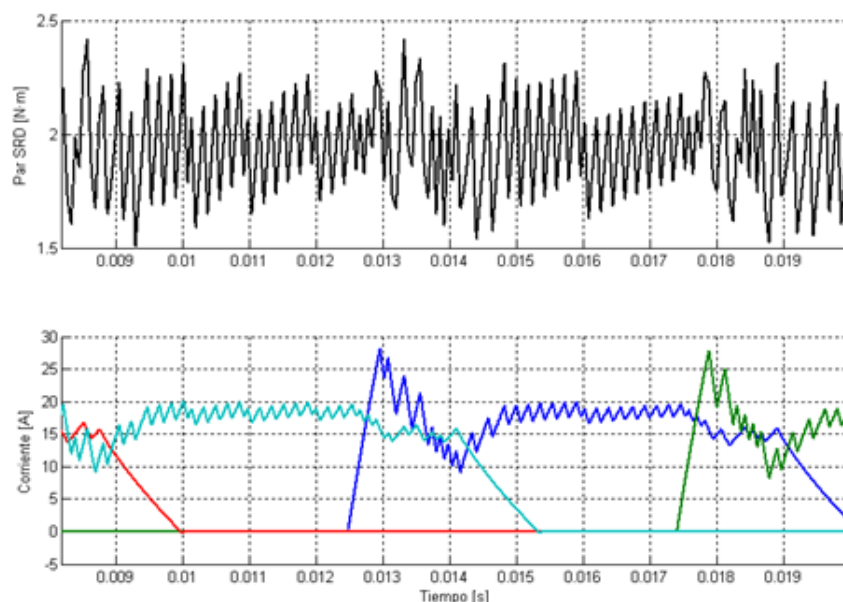
Figura 3.5.1.1: Diagrama de flujo del algoritmo de la máquina de estados del DITC con sincronismo de corriente entre fases solapadas.

Los resultados obtenidos en la simulación son los mostrados en las secciones 3.5.1.1 y 3.5.1.2 para la zona motora y generadora respectivamente. Se observa como el controlador es capaz de sincronizar la corriente entre fases durante el período de conmutación, mejorando así el comportamiento del controlador DITC presentado con anterioridad. La diferencia es considerable durante la conmutación en la zona generadora, mientras que el resultado es muy similar al clásico DITC cuando se conmuta dentro de la zona motora.

## 3.5.1.1. ZONA MOTORA.

Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 500 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 2 [°]
- Ángulo de fin: 22 [°]
- Par de referencia: 2 [Nm]
- Rizado de par: 0.4/0.8 [A]
- Factor de sincronización: 1



**Figura 3.5.1.1.1: Resultados obtenidos con el DITC con sincronismo de corriente.**

## 3.5.1.2. ZONA GENERADORA.

Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 500 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 2 [°]
- Ángulo de fin: 22 [°]
- Par de referencia: 2 [Nm]
- Rizado de par: 0.2/0.6 [A]
- Factor de sincronización: 4

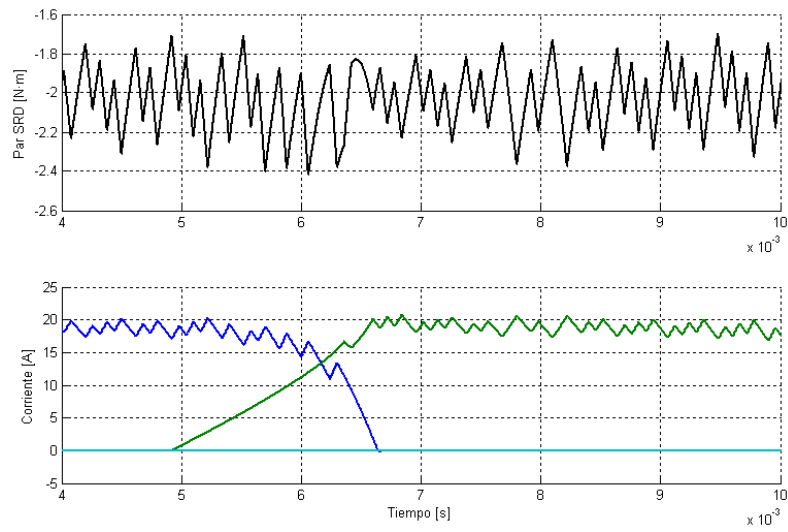


Figura 3.5.1.2.1: Resultados obtenidos con el DITC con sincronismo de corriente.

Los datos relativos a la simulación son:

- Velocidad Inicial: 700 [rpm]
- Constante de carga: 2/1000 [rpm/Nm]
- Ángulo de inicio: 2 [°]
- Ángulo de fin: 22 [°]
- Par de referencia: 2 [Nm]
- Rizado de par: 0.2/0.6 [A]
- Factor de sincronización: 4

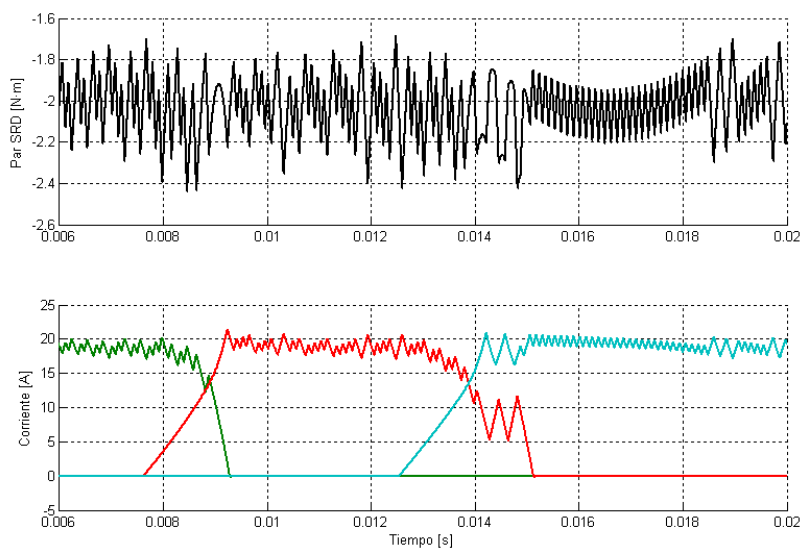


Figura 3.5.1.2.2: Resultados obtenidos con el DITC con sincronismo de corriente.

## 4. CONCLUSIONES Y ESPECTATIVAS DE FUTURO.

Se van a listar algunas de las conclusiones derivadas de la realización de este trabajo final de carrera, las cuales se han obtenido después de abarcar los objetivos definidos previamente.

La implementación del sistema utilizando modelos multinivel usada en la simulación permite gran adaptabilidad entre distintos componentes del SRM; por ejemplo para tratar el motor solo es necesario cambiar las tablas características de este (par, flujo concatenado, resistencia) o el convertidor que puede implementarse mediante modelos matemáticos ideales o mediante complejos sistemas de potencia que introduzcan la electrónica de los semiconductores. El uso de estos modelos depende de lo que se desee estudiar.

El correcto diseño del convertidor se debe realizar una vez diseñado el modelo del controlador del accionamiento, ya que se podrán observar los efectos de éste sobre los dispositivos de potencia (circuitos de protección, circuitos de ayuda a la conducción y drivers de disparo) siendo más acertado el diseño final para la aplicación concreta.

Se ha conseguido implementar correctamente un control de par utilizando un sistema de simulación interactiva (SIL).

La simulación permite comprobar el correcto funcionamiento del software de control implementado en el accionamiento, así como prever los resultados que se obtendrán en los ensayos reales. Esta es una herramienta muy útil sobretodo en estudios donde se pone a prueba la integridad de la máquina, como es el caso del estudio de faltas en los devanados de los SRM.

Se ha conseguido mejorar el sistema de control directo de par, implementando de forma correcta el sistema de control DITC con sincronismo de corriente entre fases solapadas.

A continuación se especifican las expectativas de futuro propuestas para este proyecto, algunas de postulan como mejoras mientras que otras se introducen nuevos temas.

Estudio de estrategias de control predictivas que permitan reducir el rizado de par.

Estudio del comportamiento del control del par aplicando distintos tipos de faltas al accionamiento con SRM.

Implementación de un regulador PWM para la posterior evaluación de las aportaciones realizadas en la aplicación de tracción.

Estudio de modelos tabulados *off line* para la minimización del rizado de par.

Generación de un modelo que incluya el modelado y simulación del comportamiento del vehículo en funcionamiento.

Estudio del convertidor de potencia y los sistemas de control asociados, específicos para la aplicación estudiada.

## 5. BIBLIOGRAFÍA.

[AND01] Andrada, P.; Blanqué, B.; Castellana, F.; Martínez, E.; Perat, J.I.; Torrent, M.; Sánchez, J.A. “El motor de reluctancia autoconmutado”. Técnica Industrial. 2004, Madrid, nº16 [Consulta: 6 de marzo de 2012].p.32-41.ISSN 0040-1838. [Localizado en: CSIC-ICYT].

[AND02] Andrada, P.; Blanqué, B.; F.; Martínez, E.; Perat, J.I.; Torrent, M.; Sánchez, J.A. “Switched reluctance motor drive for 42V electric power steering” [en línea]. [Consulta: 10 de marzo de 2012]. [Localizado en: Catálogo UPC].

[AND03] Andrada, P. “Vehículos Eléctricos” [Asignatura del D.E.E. de la E.P.S.E.V.G].

[BAS86] Bass, J.T.; Ehsani. M. “Robust torque control of switched-reluctance motors without a shaft-position” [en línea].IEEE Transactionson Industrial Electronics. Agosto 1986, vol. IE-33, no 3[Consulta: 15 marzo de 2012]. Pág 212-ISSN 0800-0212. [Localizado en: IEEE Xplore].

[BLA07] Blanqué Molina, Balduí. “Simulación interactiva de motores de reluctancia autoconmutados”. Director: Andrada Gascón, Pere. Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2007[Localizado en: CCUC].

[CAS12] Castro Soriano, Javier. ”Técnicas para la reducción del rizado de par en accionamientos con SRM”. PFC -Director: Blanqué Molina, Balduí. Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2012.

[CHE09] Chen, H.; Gu, J. “Implementation of the three-phase switched reluctance machine system for motors and generators” [en línea]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2009. [Consulta: 6 marzo de 2012] [Localizado en: IEEE Xplore].

[DEL10] Delgado Sandalinas, Ignasi. ”Control del par en un motor SRM aplicado a la dirección asistida en vehículos eléctricos utilizando herramientas de prototipado rápido”. PFC -Director: Blanqué Molina, Balduí. Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2010.

[DIE05] Diez Arias, José Luis. “Comparativa de software en simulaciones de accionamientos eléctricos”. Director: Blanqué Molina, Balduí. . Universidad Politecnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2005. [Localizado en: CCUC].

[DIZ09] DiazValldepérez, Jonatan. “Regulación de velocidad de un motor de SRM para tracción eléctrica”. Director: Blanqué Molina, Balduí. . Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2009. [Localizado en: CCUC].

[DOR01]Dória, A.; Blanqué, B. “Torque ripple minimization for a switched reluctance motor”. [Consulta: 25 de marzo de 2012]. [Localizado en: IEEE Xplore].

[DOK]Neuhaus, Christoph R.; Fuenqwarodsakul, Nisai H; De Doncker, Rik W. “Predictive PWM-based direct instantaneous torque control of switched reluctance drives”. Institute of power electronics and electrical drives RWTH Aachen University. [Consulta: 10 marzo de 2012]. [Localizado en: IEEE Xplore].

[EMA99]Emadi, A.;Miller, J.M.; Rajarathnam, A.V.; Ehsani, M. ”Current status and future trends in more electric car power systems”. 1999 IEEE Vehicular Technology Conference, Houston Texas, May 1999. [Consulta: 25 de marzo de 2012]. [Localizado en: IEEE Xplore].

[EMA04]Emadi, M.;Miller, M. “Vehicular electric power systems (Land, sea, air and spacevehicles)”. Marcel Dekker, 2004. [Localizado en: Catálogo UPC].

[HUS02] I.Husain, “Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 11, N°1, 1996.

[HUY10] Le-Huy, H.; Chakir, M. “Optimizing the performance of a switched reluctance generator by simulation” [en línea]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2010. [Consulta: 6 marzo de 2012] [Localizado en: IEEE Xplore].

[ILI87] Ilic-Spong, M.; Miller. T.; Macminn, S.; Thorp, J. “Instantaneous torque control of electric motor drives” [en línea]. IEEE Transactionson Power Electronics. Enero 1987, vol. PE-2, no 1[Consulta: 7 marzo de 2012]. Pág 55-ISSN 0100-0055. [Localizado en: IEEE Xplore].

[IND01] R.B. Inderka, R.W. De Doncker, “High dynamic direct average torque control for switched reluctance drives”, IEEE-IAS Annual Meeting, Vol.3, 2001, pp.2111-2115.

[IND02] Inderka, R.; Doncker, R. “DITC-Direct instantaneous torque control of switched reluctance drives” [en línea]. IEEE Transactions on Power Electronics. [Consulta: 6 marzo de 2012]. Pág 1605-ISSN 7803-7420. [Localizado en: IEEE Xplore].

[IND03] R.B. Inderka, R.W. De Doncker, “DITC – Direct instantaneous torque control of switched reluctance drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.39, Nº4, julio/agosto 2003.

[JIN07] JianingLiang, Jin-Woo.; Dong-Hee, Lee. “High performance hydraulic pump system using switched reluctance drive”. Proceeding Of Internatioal Conferenceon Electrical Machines and Systems. Octubre 2007. [Consulta: 15 marzo de 2012]. Pág 1470. [Localizado en: IEEE Xplore].

[KIO06] Kioskeridis, I.; Mademlis, C. “Optimal efficiency control of switched reluctance generators” [en línea]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2006. [Consulta: 6 marzo de 2012] [Localizado en: IEEE Xplore].

[KRI01] Krishnan, Ramu. “Switched reluctance motor drives. Modeling, simulation, analysis, design and aplicaciones”. Boca Raton: CRC Press, 2001. 398 pág. Industrial Electronics Series. ISBN 0-8493-0838-0. [Localizado en: Catálogo UPC].

[MIL01] Miller, T.J.E. “Electronic control of switched reluctance machines”. Oxford: Newnes, 2001. 272 pág. Newnes power engineering series. ISBN 0750650737. [Localizado en: Catálogo UPC].

[MIN11] Ming, Q.; Lei, D. “A rapid method for high speed aeronautic switched reluctance generator” [en línea]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2011. [Consulta: 6 marzo de 2012] [Localizado en: IEEE Xplore].

[MOA90] Moallem, M.; Ong, C.M.; Unnewehr, L.E. “Effect of rotor profiles on the torque of a switched reluctance motor”. Annual meeting of the industrial application society IEEE-IAS, 1990. [Consulta: 8 marzo de 2012]. [Localizado en: IEEE Xplore].

[MUL98] Muller, M.A. “Switched reluctance machines with rotor skew”. International conference on electrical machines ICEM, 1998. [Consulta: 6 marzo de 2012]. [Localizado en: IEEE Xplore].



[MUR00] Murthy, S.; Sebastian, T.; Liu, B. “Implications of 42V battery power on the design of motors for electric steering system”. SAE Technical paper 2000-00FTT-58. [Consulta: 25 de marzo de 2012]. [Localizado en: IEEE Xplore].

[NAS09] Nassereddine, M.; Rizk, J.; Nagrial, M. “Conversion of a switched reluctance motor to operate as a generator for wind power applications” [en línea]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2009. [Consulta: 6 marzo de 2012] [Localizado en: IEEE Xplore].

[OGA10] Ogata, Katsuhiko. “Ingeniería de control moderna”. Editorial Prentice Hall, 2010, 5ª Edición. ISBN-9788483226605.

[PAL05] PallásAreny, R. “Adquisición y distribución de señales”. Marcombo S.A., 2005. 426 pág. Ediciones técnicas. ISBN 8427609184.

[PEE05] Perez, M.A. “Instrumentación electrónica”. Ed.Thomson, 2005. 862 pág. Segunda edición. ISBN 84-9732-166-9.

[PER06] Perat Benavides, J.Ignasi. “Contribución al control de motores de reluctancia autoconmutados”. Director: Andrada Gascón, Pere. Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2006.

[RAD94] Radun, A. “Generating with the switched reluctance motor” [en línea]. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 1994. [Consulta: 6 marzo de 2012] [Localizado en: IEEE Xplore].

[ROM10] Roman Pons, Benjamí. “Simulació interactiva d’accionaments amb SRM aplicat a les faltes”. Director: Blanqué Molina, Balduí. . Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2010.

[STE79] Stephenson, J.M.; Corda, J. “Computation of torque and current in doubly salient reluctance motors from non linear magnetisation data”. Mayo 1979, vol.126, no 5 [Consulta: 25 de marzo de 2012]. [Localizado en: IEEE Xplore].

[TOR02] Torrent Burges, Marcel. “Aportaciones al diseño y la caracterización del motor de reluctancia autoconmutado”. Director: Andrada Gascón, Pere. Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2002. [Localizado en: CCUC].