Escola Politècnica Superior
d'Enginyeria de Vilanova i la Geltrú
UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

TRABAJO FINAL DE GRADO

TÍTULO: Diseño de un accionamiento de reluctancia autoconmutado orientado al control de par.

AUTOR: Pedro Ferriol Portells.

TITULACIÓN: Grado en ingeniería eléctrica.

DIRECTOR: Balduí Blanqué Molina

DEPARTAMIENTO: Departamento de ingeniería eléctrica (DEE)

FECHA: Julio 2013

RESUMEN:

El diseño de un motor eléctrico es un proceso extenso y dificultoso, ya que se deben tener en cuenta un gran número de variables para un óptimo dimensionamiento final de este. Este hecho se ve agravado en los accionamientos de reluctancia autoconmutados (SRM), ya que están compuestos por diferentes elementos entrelazados entre sí como se demuestra en este trabajo.

En este proyecto, después de estudiar, comprender y analizar los motores de SRM se pretende crear un modelo de este, mediante el cual se facilite el diseño del accionamiento completo al que va destinado, prestando especial interés al control de par, mediante el uso de diferentes programas de elementos finitos y/o de simulación. Además se tratarán de generar una serie de herramientas que permitan avanzar y mejorar en el estudio de los controladores de par ya existentes, uno de los mayores inconvenientes que presentan este tipo de accionamientos.

Para poder abordar todo lo mencionado anteriormente se ha estructurado el proyecto en diferentes etapas. En la primera de ellas se realiza un estudio de la constitución y principio de funcionamiento de los accionamientos con SRM. Seguidamente se propone una metodología de diseño, explicando las diferentes variables que influyen directamente sobre el comportamiento del motor, para posteriormente validar la implementación del diseño en una hoja de cálculo (*Microsoft Excel*) que facilita el dimensionamiento del motor a diseñar.

Llegados a este punto, se usan una serie de programas que han sido estudiados en profundidad, viendo sus ventajas e inconvenientes los cuales permiten analizar la construcción del motor relacionándolo con los elementos que lo constituyen (convertidor, control y sensores). Después de comprender el funcionamiento de todo el conjunto se ha profundizado en las alternativas de diseño y se han comparado algunas de ellas, empezando por el programa de elementos finitos *Flux* para el análisis estático del motor, y siguiendo por una aplicación de este programa llamada *"Coupling to Simulink"* que nos permite junto con el programa *Matlab/Simulink* estudiar el comportamiento dinámico del accionamiento completo cuando se le aplica un control de par.

Con el objetivo de mejorar los controladores de par existentes, se estudian diferentes metodologías de control y se escoge una de ellas para una posterior optimización mediante la herramienta propuesta

"Coupling to Simulink" evaluándose los resultados obtenidos y obteniendo las pertinentes conclusiones, ventajas e inconvenientes como por ejemplo la ventaja que ofrece esta herramienta al tener en cuenta las pérdidas electromagnéticas.

Por último se realiza un caso práctico de todo lo mencionado anteriormente partiendo del dimensionado del motor hasta llegar a realizar el control de par de este. Validando así toda la metodología propuesta.

PALABRAS CLAVE:

SRM	Accionamiento	Diseño
Simulación	Control de par	Elementos Finitos
Flux	Matlab/Simulink	Coupling to Simulink

OVERWIEW:

The design of an electric motor is a lengthy and difficult process because it must take into account a number of variables for its optimal ending size. This fact gets worse in the switched reluctance motor drive (SRM) because they are composed of different elements intertwined, as it is demonstrated in the following written papers.

In this project, after studying, understanding and analyzing SRM engines is wanted to create a model of an electric motor that make it possible to facilitate the design of the complete drive, which it is intended, It has been done paying special attention to the torque control, using different finite elements programs and / or simulation programs. In addition, is also wanted to try to generate a series of tools, which are used to advance and improve in the study of existing torque controllers because it is one of the biggest drawbacks of this type of drives.

In order to deal with all of the aforementioned it has been structured the project in different stages. In the first stage, there is a study of the constitution and working principle of SRM drives. Then, there is a proposal of a design methodology, explaining the different variables that directly influence the behavior of the engine to validate the design implementation in a spreadsheet (*Microsoft Excel*) that facilitates the size of the engine that will be designed.

At this point, a number of programs are used. They have been studied in depth, and with this study it has been seen its advantages and disadvantages; they can analyze the motor construction, relating it to its elements (drive, control and sensors). After understanding how the whole designed engine works, it has been done a deep study of the design alternatives and its hase benn also done a comparison between some of them, starting with the finite elements program Flux for the static analysis engine, and following with an application of this program, called " Coupling to Simulink", which allows us to program with the Matlab / Simulink to study the dynamic behavior of the complete drive when you apply a torque control.

With the aim of improving the existing torque controllers, it has been studied different methods of control and one of them it has been chosen for further optimization using the proposed tool "Coupling to Simulink". Then, the results has been evaluated and the relevant conclusions, advantages and disadvantages has been obtained. An example is the advantage of this tool to take into account the electromagnetic losses.

Finally, a practice case based on all it is performed in the. Starting in the sized engine until arriving to make the torque control said, validating with this practice case all the proposed methodology.

KEY WORDS:

SRM	Drive	Design
Simulation	Torque control	Finite Elements
Flux	Matlab/Simulink	Coupling to Simulink

"Nuestras virtudes y nuestros defectos son inseparables, como la fuerza y la materia . Cuando se separan, el hombre no existe".

Nikola Tesla (1856-1943)

"Si buscas resultados distintos, no hagas siempre lo mismo".

Albert Einstein (1879-1955)

Agradezco:

A mis padres, por estar siempre a mi lado tanto en los momentos buenos como en los menos buenos y por darme la gran oportunidad de poder realizar estos estudios. Sin ellos todo esto hubiera supuesto una quimera inalcanzable. Os quiero mucho, sé que no os lo digo las veces que debería.

A toda mi familia en general, en especial a mis dos abuelas por el apoyo recibido durante todos estos años. También quiero tener un recuerdo especial para mis dos abuelos, que siempre han sido un ejemplo para mí a la hora de crecer como persona.

A los amigos/as de mi pueblo, Muro del que me siento tan orgulloso de pertenecer, por sus ánimos y por no olvidarme a pesar de estar la mayor parte del tiempo de estos últimos cuatro años alejado de ellos.

A mis compañeros de piso, Marc y Serreta por hacerme sentir siempre como si estuviera en familia, gracias por aguantarme, nunca os olvidare. Y a toda la colonia de mallorquines que he tenido el placer de conocer durante estos cuatro años, en especial a Jaume que facilito mucho mis inicios.

A todos mis compañeros de clase, con los que he compartido algún momento durante estos cuatro años, en especial a Xavi, Alberto, Adri y Dani con los que mejores y "peores" momentos he pasado a lo largo de este trayecto.

A Dany y Jonathan por haberme ayudado a que estos últimos cuatro meses de trabajo, simulaciones, nervios,... hayan sido mucho más fáciles y divertidos de pasar.

A Balduí Blanqué por su ayuda e implicación en el proyecto, y a todos los profesores del departamento de ingeniería eléctrica por ayudarme siempre a la hora de resolverme las dudas que les he planteado.

Y en general, a toda la gente que ha aportado su granito de arena para que estos cuatro años resulten imborrables para mí.

I. Justificación ... 13
II. Objetivos ... 15
III. Estructura ... 17
1. El motor de reluctancia autoconmutado (SRM) ... 19
1.1. Accionamientos con SRM ... 19
1.1.1. Descripción general ... 19
1.1.2. Componentes de un accionamiento con SRM ... 19
1.1.3. *Constitución* ... 20
1.1.4. Convertidor electromecánico ... 21
1.1.5. Convertidor estático de potencia ... 23
1.1.5.1 Convertidor clásico ... 24
1.1.6. Captadores de posición ... 26
1.1.7. Control del accionamiento ... 27
1.1.7.1. Estrategias del troceado de la corriente ... 28
1.2. Principio de funcionamiento ... 30
1.2.1. Perfil de inductancia ... 30
1.2.2. Consideraciones sobre la conmutación ... 32
1.3. Producción de par ... 34
1.3.1. Estudio del modelo lineal (maquina no saturada). ... 34
1.3.2. Efectos de la no linealidad a considerar sobre la producción de par (maquina saturada). ... 37
1.4. Curva característica par-velocidad ... 41
1.5. Ventajas e inconvenientes de los accionamientos con SRM. ... 43
1.6. Metodología de trabajo ... 44
2. Diseño de motores SRM ... 47
2.1. Influencia de la variación de diferentes variables en el comportamiento del SRM ... 47
2.1.1. Influencia del número de polos ... 47
2.1.2. Influencia del entrehierro ... 47
2.1.3. Influencia del incremento del número de espiras ... 47
2.1.4. Influencia de los ángulos polares estatóricos y rotóricos ... 48
2.1.5. Influencia de los yugos estatórico y rotórico ... 49
2.1.6. Influencia del material magnético ... 49
2.2. Variables de control ... 50
2.2.1. Influencia del ángulo de disparo ... 50

2.2.2. Influencia del ángulo de conducción 50
2.2.3. Influencia del corriente de referencia 51
2.3. Procedimiento de diseño 51
2.3.1. Limitaciones 51
2.3.2. Prestaciones 52
2.3.3. Configuración polar 52
2.3.4. Determinación de la longitud del paquete de chapas (L) y el diámetro exterior del motor (D_{ee}) 52
2.3.5. Coeficiente de utilización de la máquina (C) 53
2.3.6. Comprobación del tipo de aplicación. 53
2.3.7. Elección de la chapa utilizada como estator y rotor. 54
2.3.8. Determinación de la longitud del entrehierro (δ) y del diámetro del entrehierro del estator (D') 54
2.3.9. Recomendaciones para los ángulos polares estatórico (β_S) y rotórico (β_R) 54
2.3.10. Definición de la amplitud polar del estator (b_s) y del rotor (b_r) 55
2.3.11. Recomendaciones para los espesores de las coronas del estator (h_y) y del rotor (h_n) 55
2.3.12. Determinación del diámetro del eje del motor 55
2.3.13. Cálculo de la altura de los polos del estator (h_{ps}) y del rotor (h_{pr}) 56
2.3.14. Determinación del enrollamiento 56
3. Software utilizado en el diseño 59
3.1. Software utilizado para el cálculo de los parámetros de diseño del motor 60
3.1.1. Hoja de cálculo para la determinación del diseño inicial. 60
3.2. Introducción a la simulación interactiva 60
3.3. Análisis mediante elementos finitos 61
3.3.1. Método de elementos finitos 61
3.3.2. Curvas de comportamiento estático 63
3.3.3. Adaptación del modelo de Flux para la realización del Coupling to Simulink 63
3.3.4. Extracción de las curvas de comportamiento dinámico mediante Coupling to Simulink 64
3.3.5. Curvas de comportamiento dinámico 68
4. Técnicas de control de par 69
4.1. Estado del arte 69
4.2. Diseño y modelado del controlador escogido 71
4.2.1. Observador de par 71

4.2.2. Fundamentos del controlador utilizado 72

4.2.3. Modelo del controlador desarrollado en el entorno de simulación (Simulink) 73

5. Caso de estudio diseño del motor 8/6 79

5.1. Prestaciones nominales, características y limitaciones del motor a diseñar 79

5.2. Dimensiones geométricas para el dimensionamiento del motor 80

5.3. Realización del dimensionamiento del motor mediante el programa Autocat 81

5.4. Análisis estático del motor mediante el programa de elementos finitos Flux 82

5.5. Análisis dinámico del motor mediante el herramienta Coupling to Simulink de Flux 83

5.6. Comparación de los resultados con los obtenidos por otros proyectistas con otros métodos y/o programas de simulación para el mismo motor 84

5.6.1. Comparación de las curvas estáticas obtenidas con Flux y FEMM 84

5.6.2. Comparación de los ensayos dinámicos con la aplicación "Coupling to Simulink" de Flux y el método denominado "Look up tables" 86

5.6.3. Estudio de la solapación de dos fases 87

5.6.4. Estudio de la solapación de tres fases 89

5.6.5. Estudio del flujo en la corona del estator cuando hay dos fases conduciendo. 91

5.6.6. Comparación de los resultados obtenidos con Coupling to Simulink y los recopilados del motor real 92

Figura 5.21- Gráfica de corrientes de fase y par extraídas mediante Coupling to Simulink 93

5.7. Control de par del motor diseñado 94

6. Presupuesto 99

7. Conclusiones 101

8. Futuras vías de trabajo 103

9. Referencias 105

Anexo A: Tutorial del programa Flux 10.4 ..... **¡Error! Marcador no definido.**

Anexo B: Introducción de los parámetros de entrada en la hoja de cálculo para la obtención del dimensionamiento del motor a diseñar. ..... **¡Error! Marcador no definido.**

Anexo C: Archivos utilizados para la confección del modelo propuesto . **¡Error! Marcador no definido.**

I. Justificación

Una de las principales líneas de investigación del grupo GAECE (Grupo de Accionamientos Eléctricos con Conmutación Electrónica), que perteneciente al Departamento de Ingeniería Eléctrica de la EPSEVG, son los accionamientos con motores de reluctancia autoconmutados en adelante SRM, desarrollando prototipos y diseñando nuevos controladores para diversas aplicaciones.

El presente proyecto se divide en dos líneas de investigación, la primera de ellas se centra en el diseño de accionamientos SRM orientados al control de par, debido a que el diseño de este tipo de accionamientos abarca múltiples disciplinas de la ingeniería, existe la necesidad de crear una serie de herramientas que faciliten el diseño de estos. La segunda línea se centra en el control de par de estos accionamientos, el cual tiene naturaleza pulsante y por lo tanto es motivo de estudio desde el diseño una vez implementado el control.

De esta forma nace la idea de este proyecto, debido a la necesidad de mejorar los modelos que facilitan el diseño de los accionamientos SRM, estudiando la validez del diseño desde la prospectiva del control de par y utilizando nuevas herramientas que usan métodos de elementos finitos.

II. Objetivos

El objetivo principal de este proyecto es el estudio y posterior desarrollo del diseño y control de accionamientos de SRM orientados al control de par sea cual sea su configuración polar, permitiendo escoger y mejorar la estructura que mejor se adapta a la aplicación final.

Para poder lograr la meta principal se han propuesto los siguientes objetivos:

- Estudiar la constitución y comprender el funcionamiento de un accionamiento con SRM.

- Estudiar el estado del arte de los accionamientos con SRM, profundizando en su diseño y el control de par de los mismos.

- Optimizar el diseño de estos accionamientos SRM enfocado siempre al control de par, mediante unas potentes herramientas de cálculo, como son los programas de elementos finitos (Flux 10.4.2 y Flux 11.1).

- Mejorar los controladores de par existentes, mediante la herramienta Coupling to Simulik de Matlab.

- Realizar el estudio de un motor SRM 8/6 analizando todos los pasos de diseño, y simulándolo a través del controlador de par, para así llegar a una serie de conclusiones.

- Realizar la comparación de el motor diseñado mediante nuestra tipología de diseño con los diseñados anteriormente con otras tipologías y otros métodos de simulación.

III. Estructura

El contenido de este proyecto se ha estructurado en nueve capítulos y tres anexos donde se adjunta información complementaria.

Capitulo 1: El motor de reluctancia autoconmutado (SRM)

En el primer capítulo se aportan los conocimientos teóricos necesarios para abarcar el objetivo principal del proyecto, definiendo los accionamientos con SRM y detallando de forma general las características y principio de funcionamiento de los elementos que lo componen (SRM, convertidor, control, etc.). En la definición del SRM se detalla la producción de par, para así mostrar la naturaleza de su rizado.

Además se detallará la metodología de trabajo a seguir para la realización de las diferentes partes de este proyecto con el fin de alcanzar los objetivos planteados.

Capítulo 2: Diseño de motores SRM

En el segundo capítulo se realizará un estudio de los efectos que pueda tener la variación de diferentes parámetros constructivos y de control en el comportamiento de los motores con SRM. De la misma forma se citarán una serie de recomendaciones para optimizar el diseño de este tipo de motores. Seguidamente, teniendo en cuenta la existencia de distintas metodologías de diseño, se detallará una de ellas con el fin de realizar el diseño de motores SRM.

Capítulo 3: Software utilizado en el diseño

En el tercer capítulo se presentará el software utilizado y la dinámica para realizar el diseño y posterior observación de los parámetros para la optimización de motores SRM.

Capítulo 4: Técnicas de control de par

En el cuarto capítulo realizaremos la explicación de varias técnicas para el control de par en motores SRM. Seguidamente una vez conocidas las técnicas, explicaremos los modelos propuestos para el control de par, estos modelos los simularemos mediante el software (Matlab Simulik).

Capitulo 5: Caso de estudio diseño del motor 8/6

En el quinto capítulo se analizan todos los pasos de diseño de un motor con estructura 8/6 a modo de explicación de las herramientas utilizadas con un caso práctico. Obteniendo los resultados experimentales y oportunas conclusiones que validan la metodología propuesta. Además se realizará una

comparación de los resultados obtenidos con nuestra metodología de diseño con los obtenidos por otros proyectistas de este mismo departamento mediante otras tipologías i/o programas para de esta forma extraer una serie de conclusiones. También aplicaremos el modelo diseñado al controlador de par.

Capitulo 6: Presupuesto

En este capítulo se realizará una valoración económica del proyecto llevado a cabo.

Capitulo 7: Conclusiones.

De forma paralela a la realización de los capítulos anteriores iremos generando una serie de conclusiones que se recopilarán en éste capítulo.

Capitulo 8: Futuras vías de trabajo.

Fruto de las conclusiones extraídas en el capítulo siete se propondrán futuras vías de trabajo en relación con el proyecto realizado.

Capitulo 9: Referencias.

En este último capítulo se detallarán las referencias consultadas que van apareciendo de forma abreviada durante la redacción del proyecto.

Anexo A: Tutorial del programa Flux 10.4.

En el anexo A se presenta un tutorial para facilitar el uso del programa de diseño mediante elementos finitos Flux 10.4 orientado al diseño de motores SRM.

Anexo B: Introducción de los parámetros de entrada en la hoja de cálculo para la obtención del dimensionamiento del motor a diseñar.

En el anexo B se detalla cómo utilizar la hoja de cálculo (Microsoft Excel) para realizar el dimensionamiento del motor SRM que se pretende diseñar.

Anexo C: Archivos utilizados para la confección del modelo propuesto.

En el anexo C se indican los archivos de los diferentes programas utilizados durante la elaboración de este proyecto, para de esta forma facilitar el posterior uso de estos.

1. El motor de reluctancia autoconmutado (SRM)

1.1. Accionamientos con SRM

1.1.1. Descripción general

En este primer capítulo se presentan los accionamientos con motores SRM, pieza clave en la elaboración de este proyecto. Debido a esto, presentamos en primer lugar la estructura general del accionamiento y a partir de esta vamos detallando las características y el principio de funcionamiento de los principales componentes que la forman.

1.1.2. Componentes de un accionamiento con SRM

Los accionamientos con SRM, los podemos desglosar en 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.

- El dispositivo de control, formado por la lógica de conmutación.

En la fig. 1.1 aparece el sistema de bloques a través del cual se diseña un accionamiento eléctrico con motor de reluctancia autoconmutado.

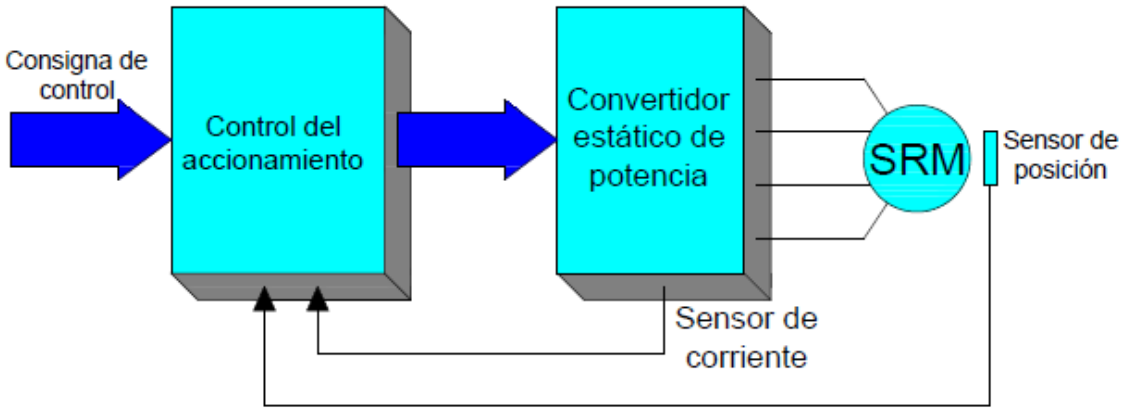


Fig. 1.1- Constitución de un accionamiento SRM

1.1.3. *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 fig. 1.2 podemos observar un ejemplo de la estructura electromagnética.

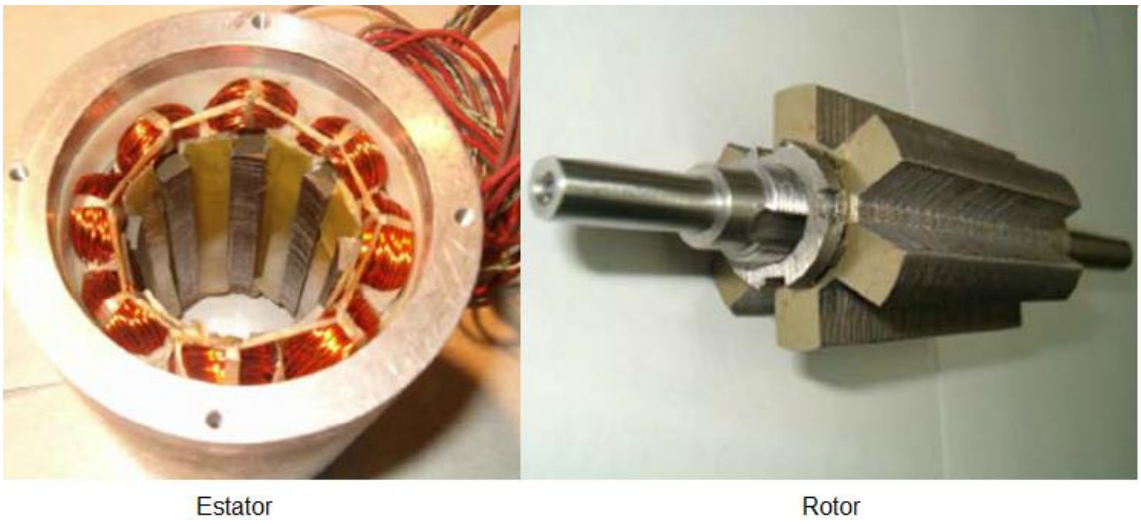


Fig. 1.2- Detalle de la estructura reluctante del SRM

En los polos estatóricos se ubican las bobinas concentradas que conectadas entre sí en serie a pares diametralmente opuestos, forman las fases del motor tal y como podemos observar en la fig. 1.3.

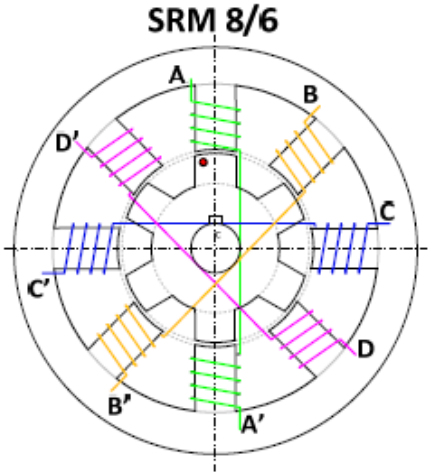


Fig. 1.3- Detalle de las fases del motor de un SRM 8/6

La conmutación de las corrientes en las fases del motor se realiza mediante un convertidor estático de potencia, en el cual de forma general, la secuencia de conmutación de los interruptores en estado sólido que lo componen está controlada por la posición del rotor a través de sensores de posición, estos pueden ser tanto ópticos como magnéticos.

1.1.4. Convertidor electromecánico

En los motores SRM la estructura magnética reluctante puede adoptar diversas configuraciones dependiendo del número de polos tanto del estator como del rotor, estas configuraciones se identifican en cada caso según la relación (N_e/N_r). Partimos de la base que el número de polos del rotor, tiene que ser tal que impida para cualquier posición, la alineación completa con todos los polos del estator, ya que siempre ha de existir la posibilidad de que algún polo rotórico pueda alcanzar el alineamiento. Por tanto será necesario que se cumplan las dos condiciones que aparecen a continuación:

$$N_e = 2 \cdot k \cdot m \tag{1.1}$$

$$N_r = 2 \cdot k \cdot (m \pm 1) \tag{1.2}$$

Siendo (m) el número de fases del motor y (2·k) el número de polos por fase, (k) es un numero entero al que se denominará como multiplicidad.

También cabe mencionar que el número de polos del estator condiciona el número de fases del motor, y por tanto, el número de interruptores estáticos que necesarios para el convertidor. A partir del numero de polos del rotor (Nr) y de la velocidad de rotación del motor (N) en rpm, podemos obtener la frecuencia de conmutación de las fases del motor (f_s) en Hz, a partir de la siguiente expresión:

$$f_s = \frac{N \cdot N_r}{60} \tag{1.3}$$

Si pretendemos evitar grandes frecuencias de conmutación y por tanto evitar tener componentes más sofisticados, tenemos que intentar que el número de polos del rotor sea inferior al número de polos estatóricos. A partir del número de polos del rotor (N_r) y del número de fases del motor (m), obtenemos el ángulo de paso (Ɛ) mediante la expresión:

$$\varepsilon = \frac{360^\circ}{m \cdot N_r} \tag{1.4}$$

Por lo tanto el número de pasos por revolución (s), será igual a:

$$s = m \cdot N_r \tag{1.5}$$

Aunque en la actualidad haya motores de reluctancia monofásicos y bifásicos, para poder garantizar el arranque y la reversibilidad del sentido de giro del motor, el número de fases de éste ha de ser como mínimo tres. Debido a esto, las configuraciones más habituales de motores SRM son las que aparecen en la tabla que aparece a continuación:

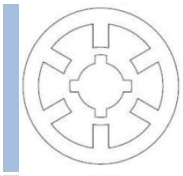
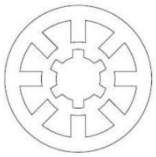
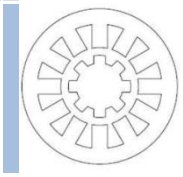
Configuración polar	N_s	N_r	m	k	2k	Ɛ	s	Figura
6/4	6	4	3	1	2	30º	12	
8/6	8	6	4	1	2	15º	24	
12/8	12	8	3	2	4	15º	24	

Tabla 1.1- Configuraciones habituales del SRM

Para empezar a familiarizarnos con las dos posiciones características del rotor respecto al estator, definimos la posición alineada y la posición no alineada mediante la figura 1.4.

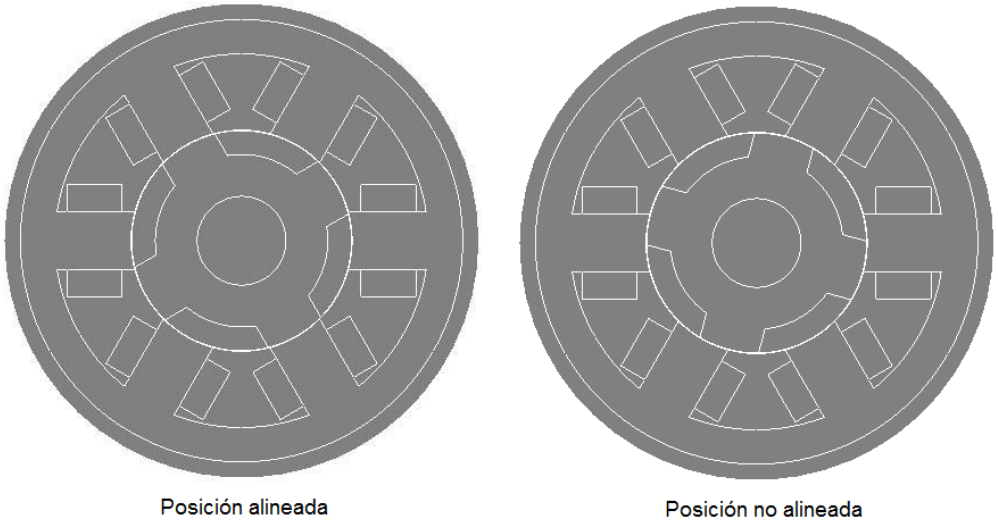


Fig. 1.4- Posiciones rotóricas características del SRM

Constructivamente en la posición alineada tendremos pares de polos del rotor alineados con pares de polos del estator de la fase que excitamos, mientras que en la posición no alineada los centros de los polos rotóricos se encontraran equidistantes de los centros de los polos estatóricos de la fase a excitar.

En apartados posteriores, cuando hablemos del funcionamiento de la máquina saturada, veremos la variación de la inductancia y del flujo en función del corriente y de la posición de alineamiento o desalineamiento entre los polos rotóricos y estatóricos.

1.1.5. Convertidor estático de potencia

El convertidor estático de potencia es el elemento del accionamiento encargado de actuar a partir de las señales de conmutación que recibe del controlador para generar las señales de alimentación al motor SRM. Este proceso lo debe de realizar cumpliendo una serie de objetivos:

- Efectuar la conmutación de las fases en el orden establecido por el controlador según la posición en la que se encuentra el rotor, cerrando y abriendo los interruptores de estado sólido que lo componen. Dichos interruptores son generalmente IGBT's para potencias superiores a 1 Kw 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 este interruptor, se realiza a través de un diodo de libre circulación con una resistencia en serie para aplicar una tensión inversa en bornes de la fase y de esta forma forzar la anulación del corriente.

Actualmente existen varias tipologías para el convertidor estático de un SRM [AND04, BLA07, PER06, KRI01], aunque el más utilizado es el denominado convertidor asimétrico o convertidor clásico. Otras tipologías también bastante utilizadas son el convertidor unipolar y el convertidor Miller, tipologías detalladas en la fig. 1.5.

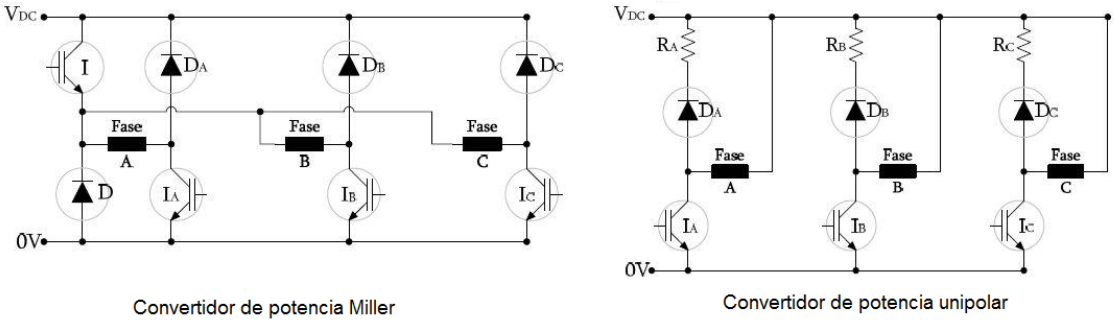


Fig. 1.5- Ejemplos de tipologías de convertidores

En nuestro caso nos centraremos en las principales características y en el modo de funcionamiento del convertidor clásico, que será el utilizado en este proyecto.

1.1.5.1 Convertidor clásico

El convertidor clásico está constituido por tantas ramas como fases tenga el motor, las cuales incorporan dos interruptores de estado sólido controlados y dos diodos, tal y como se muestra en la fig. 1.6.

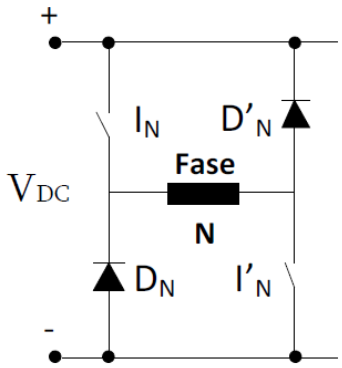


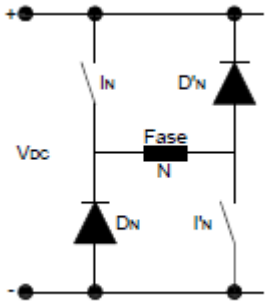
Fig. 1.6- Esquema por fase de una rama del convertidor clásico

En este tipo de convertidores 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. En función de las señales de control la fase puede encontrarse en cinco estados diferentes, estos cinco estados se resumen en la tabla que aparece a continuación:

ESTADO 1: REPOSO.

IN	I'N	DN	D'N	Vfase
OFF	OFF	OFF	OFF	0 V

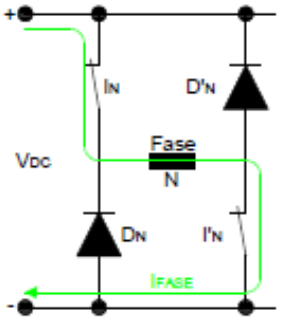
Este estado corresponde al instante inicial en que el motor se encuentra parado o cuando alguna de las otras fases esta activada.



ESTADO 2: CONDUCCIÓN DE LA FASE.

IN	I'N	DN	D'N	Vfase
ON	ON	OFF	OFF	V_{DC}

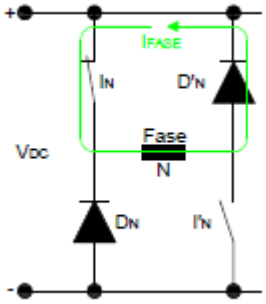
Este segundo estado corresponde al instante en que conducen los dos interruptores de estado sólido. En este caso se produce un transferencia de energía desde la fuente de alimentación a la fase del motor de manera que la tensión de la fase será de V_{DC}.



ESTADO 3: LIBRE CIRCULACIÓN DE LA FASE (INTERRUPTOR SUPERIOR).

IN	I'N	DN	D'N	Vfase
ON	OFF	OFF	ON	0 V

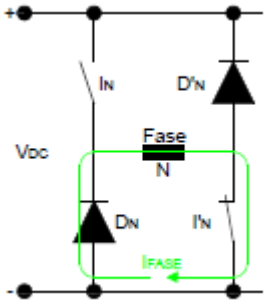
En este tercer estado conduce un interruptor de estado sólido y un diodo que hace que la bobina quede cortocircuitada para que la corriente en la fase tenga la misma dirección que en el estado 2. La energía almacenada en la bobina se disipa en forma de calor. La tensión de fase será de 0 V. Una vez extinguido el corriente se pasa al estado de reposo.



ESTADO 4: LIBRE CIRCULACIÓN DE LA FASE (INTERRUPTOR INFERIOR).

IN	I'N	DN	D'N	Vfase
OFF	ON	ON	OFF	0 V

En este estado conducen el interruptor de estado sólido y el diodo complementarios al del tercer estado de funcionamiento. En el caso de haber corriente, esta se descarga sobre la misma fase en forma de calor. Cuando se extingue la corriente se pasa al estado de reposo.



ESTADO 5: DESMAGNETIZACIÓN DE FASE.

IN	I'N	DN	D'N	Vfase
OFF	OFF	OFF	OFF	$-V_{DC}$

En este caso conducen los dos diodos y los interruptores de estado sólido permanecen abiertos. El corriente sigue manteniendo la misma dirección que en el estado 2 y la energía almacenada en la bobina se devuelve a la fuente de alimentación, la tension de fase del motor será de $-V_{DC}$.

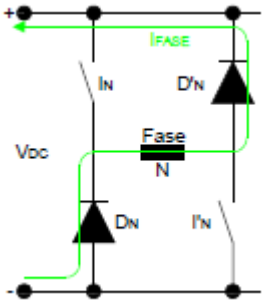


Tabla 1.2- Diferentes estados de una fase utilizando el convertidor clásico

A continuación presentamos una serie de ventajas e inconvenientes que ofrece este tipo de convertidor:

Ventajas del convertidor clásico:

- Se puede alimentar en corriente continua y en corriente alterna intercalando un rectificador trifásico no controlado y un filtro.

- Se pueden aplicar sobre la bobina, tensiones positivas, negativas y nulas.

- Gran tolerancia a faltas.

- Independencia entre faltas.

- Elevado número de posibilidades de control.

Inconvenientes del convertidor clásico:

- Requiere un elevado número 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.

1.1.6. Captadores de posición

La sensórica resulta un elemento fundamental en los accionamientos con SRM, ya que aporta información al sistema de control sobre el valor y el estado de las variables eléctricas y mecánicas necesarias para lograr la consigna deseada.

Para el correcto funcionamiento del accionamiento es imprescindible medir la posición rotórica del motor y la tensión y la corriente de las fases. No obstante, otros autores [IND01, KRI01, MIL86, MIL01] presentan técnicas de control "sensorless" en las que se prescinde del sistema de detección de la posición para aplicaciones en los que no se requieren elevada prestaciones.

Varios autores [BLA07, DEL10, PER06] que han realizado trabajos relacionados con el control de los accionamientos con SRM presentan diferentes tipos de sensores de posición y corriente, contrastando sus características. Los factores que determinarán la opción a escoger serán:

- Los requisitos de la aplicación.

- La resolución.

- El coste.

Debido a que los ensayos experimentales se realizan utilizando el accionamiento disponible en el laboratorio, se utilizaran los sensores ya instalados. De esta forma, se hará uso de un encoder incremental para conocer la posición rotórica del SRM y de LEM's (o sensores de efecto hall) para medir la tensión y el corriente.

Fig.1.7- Encoder incremental (izq.) y LEM (der.)

1.1.7. Control del accionamiento

La finalidad del bloque de control del accionamiento es la generación de las señales de disparo de los interruptores del convertidor estático de potencia acorde a la consigna de control definida por el usuario. La estructura del bloque de control no es fija, sino que dependiendo del tipo de consigna (corriente, velocidad, par, etc.) se implementará un tipo de controlador u otro.

En función del control utilizado la variable de regulación puede ser de dos tipos: tensión o corriente. Pese a que mediante el convertidor únicamente podemos aportar o restar energía (en forma de tensión) a las fases del motor, podemos regular el valor de la corriente activando de forma correcta los interruptores del convertidor estático de potencia.

Teniendo en cuenta todo lo dicho hasta el momento, podemos afirmar que existen tres modos de funcionamiento: funcionamiento a pulso único, funcionamiento mediante regulación de corriente (por histéresis o PWM) y funcionamiento mediante regulación de tensión por PWM.

- Funcionamiento a pulso único: en este primer modo de funcionamiento no se realiza regulación de corriente de ningún tipo, sino que se envía un pulso constante de tensión a las fases del motor durante todo el ángulo de conducción, siendo éste habitualmente el ángulo de paso (Ɛ). Aplicando este primer modo se obtiene la característica de funcionamiento natural, donde la corriente evoluciona de manera libre.

- Funcionamiento mediante regulación de corriente (por histéresis o PWM): en este segundo modo de funcionamiento la corriente de la fase del motor se compara con un valor de referencia para generar las señales de autorización de los interruptores. En el caso de la regulación por histéresis, el error obtenido en la comparación se introduce en un regulador de histéresis con unos valores máximos y mínimos prefijados (banda de histéresis), obteniendo la señal de control pertinente. El inconveniente de este tipo de regulación es que no

permite controlar la frecuencia de conmutación de los interruptores, cosa que sí hace la regulación por PWM. En este otro tipo de regulación (PWM) el error se compara con una señal portadora de tipo triangular que marca la frecuencia de conmutación. El resultado de la comparación son las señales de habilitación de los interruptores del convertidor, con el ciclo de trabajo D (duty cicle).

- Funcionamiento mediante regulación de tensión por PWM: este último modo de funcionamiento se basa en el mismo principio que la regulación de corriente por PWM, pudiendo controlar en este caso la tensión (cantidad de energía) del motor en función del *duty cicle*.

Independientemente de las señales de control, las cuales serán función del controlador utilizado, habitualmente podemos definir otro tipo de señales: éstas son las de conducción. Dichas señales vienen marcadas por los ángulos de inició y finalización de conducción de las fases, habitualmente ambas señales se combinan, obteniendo así los pulsos de control de los interruptores del convertidor.

1.1.7.1. Estrategias del troceado de la corriente

En el caso del funcionamiento mediante regulación de corriente, sea cual sea la técnica de control utilizada, el troceado de la corriente puede realizarse utilizando diferentes estrategias [BLA07, KRI01]. Las más utilizadas habitualmente y que por tanto serán utilizadas en éste proyecto son:

- "Soft-Chopping": Esta técnica consiste en abrir y cerrar el interruptor superior en función de si necesita aportarse o no tensión a la fase para inyectar más o menos corriente. El interruptor superior recibe el nombre de troceador, respondiendo a la señal de regulación de corriente combinada con la de conmutación, mientras que el inferior sólo responde a la señal de conmutación.

- "Hard-Chopping": En esta segunde técnica ambos interruptores atienden a la señal de regulación de corriente combinada con la de conmutación, abriéndose y cerrándose simultáneamente. En éste caso la diferencia está en que cuando los dos interruptores se abren se resta corriente a la fase, ya que se entra en estado de desmagnetización y se retorna energía a la fuente circulando a través de los interruptores. El convertidor utilizado en éste caso debe estar preparado para ésta técnica debido al retorno de energía.

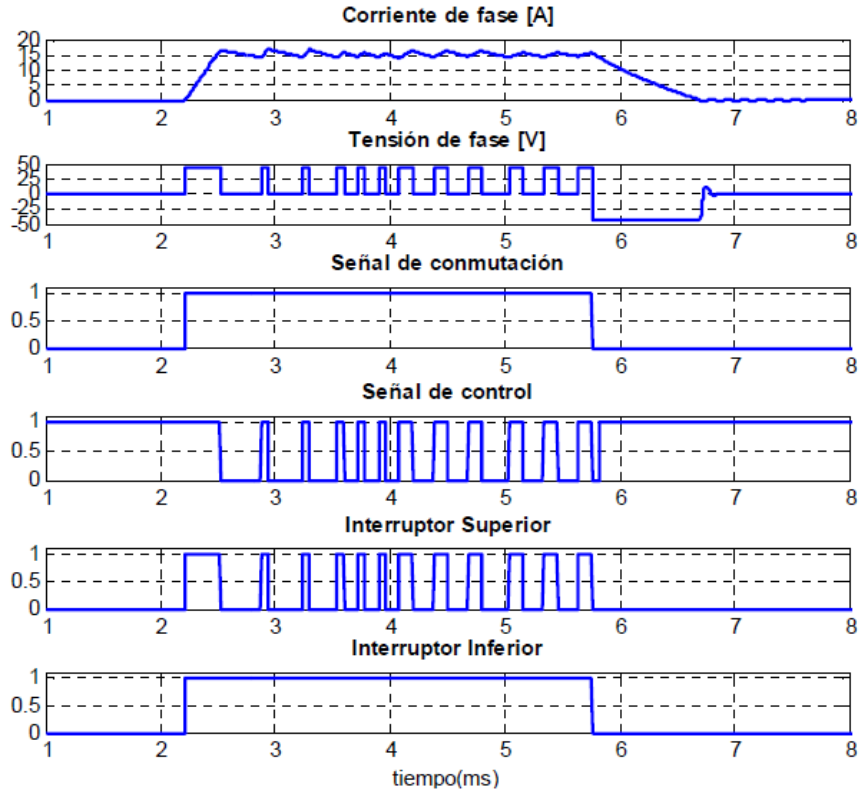


Fig. 1.8- Señales para el troceado en modo "Soft-Chopping"

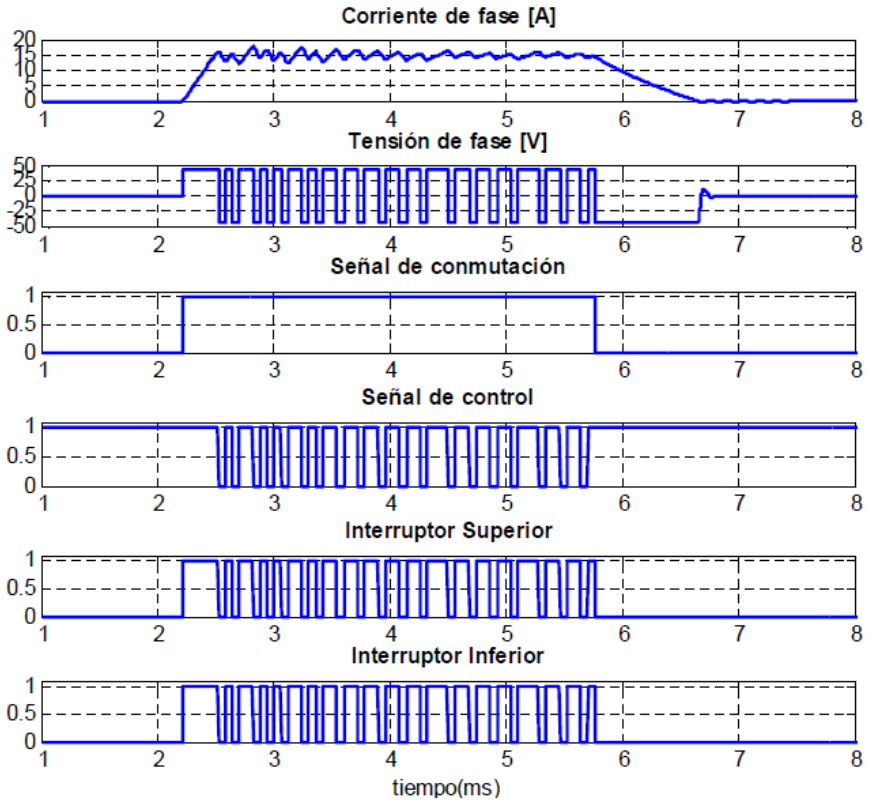


Fig. 1.9- Señales para el troceado en modo "Hard-Chopping"

1.2. Principio de funcionamiento

Para entender el funcionamiento del SRM utilizaremos como ejemplo una estructura electromagnética 6/4 como la que aparece en la fig. 1.10:

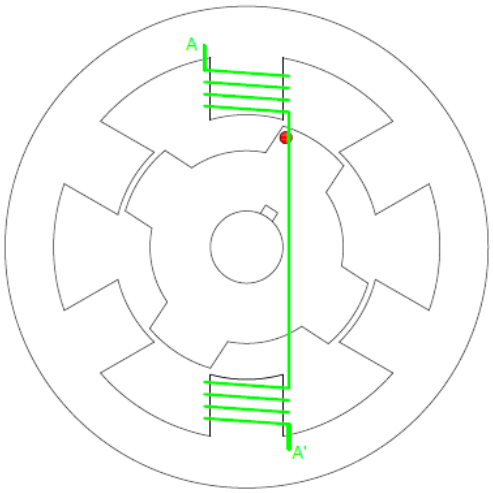


Fig. 1.10- Estructura del motor SRM 6/4 con el bobinado de la fase A

En la fig. 1.10 podemos observar la estructura de un motor de reluctancia autoconmutado de tres fases, donde solamente aparece el bobinado de la fase A. Dicho motor presenta polos salientes tanto en el rotor como en el estator, estando ambos constituidos por hierro laminado. Cada polo posee una bobina de excitación y las bobinas de los polos diametralmente opuestos están conectadas eléctricamente entre si tal y como aparece en la figure mencionada, de esta forma podemos decir que en cada fase se forma un polo norte y un polo sur. En cambio podemos observar que en el rotor no aparece circuito eléctrico alguno, característica general de este tipo de motores.

1.2.1. Perfil de inductancia

El motor de reluctancia autoconmutado, recibe este nombre debido a su principio de funcionamiento. Al excitar cualquiera de las fases del motor se produce un par que tiende a alinear los polos del rotor con los del estator, alcanzando de ésta forma una situación de mínima reluctancia, o dicho de otro modo, de inductancia máxima.

De esta forma, y debido a la activación secuencial de las diferentes fases del motor, el valor de la inductancia describe un perfil cíclico acotado a un rango de

valores máximo y mínimo. El valor máximo para la inductancia coincide con la posición alineada de la fase y el valor mínimo con la posición no alineada.

En relación a las fig. 1.10 podemos decir que cuando se alimenta la fase A se ejerce un par en sentido antihorario sobre el rotor, el cual se produce debido a la conversión de la energía eléctrica en mecánica. La alimentación de las fases es secuencial y se puede realizar mediante un convertidor como los expuestos en apartados anteriores consiguiendo así la rotación deseada en sentido antihorario.

Tal y como podemos observar en la fig. 1.11, debido a la simetría de la estructura magnética reluctante, los diferentes perfiles de inductancia de las fases están desfasados, un ángulo determinado que corresponde al valor del ángulo de paso (Ɛ).

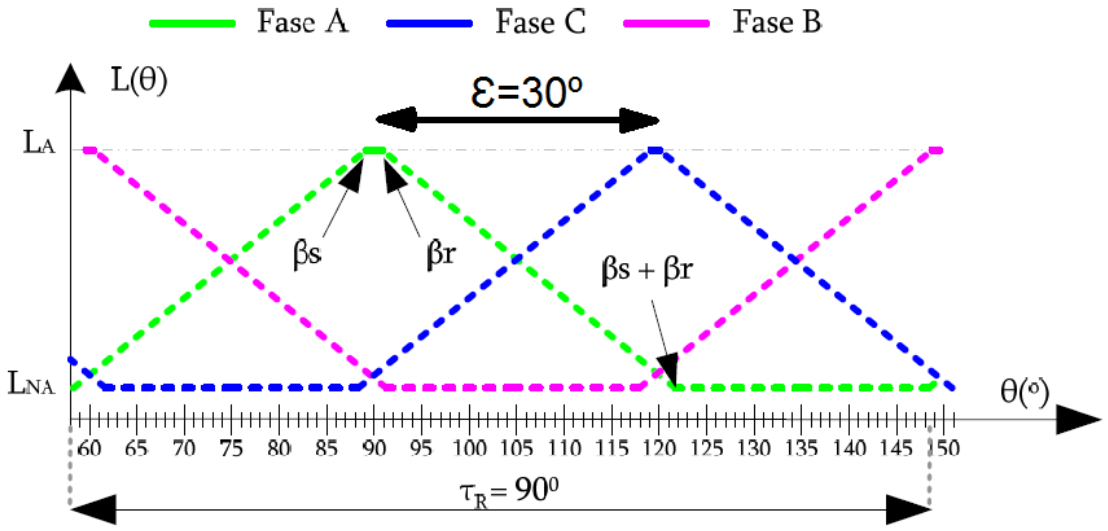


Fig. 1.11- Perfil de inductancia para una configuración 6/4

Además, el perfil de inductancia de cada fase sigue un periodo cíclico llamado paso polar rotórico (τ_R), el cual es función del número de polos del rotor (N_r), y se determina mediante la siguiente expresión:

$$\tau_R = \frac{360°}{N_r} \tag{1.6}$$

La duración de la zona de crecimiento y decrecimiento de la inductancia depende del valor del arco polar rotórico y estatórico, parámetros geométricos del motor que no se describirán en este proyecto. En la fig. 1.11 se ha realizado la representación aproximada de esta, ya que como veremos en apartados

posteriores (1.3.2), la inductancia sigue un perfil no lineal en función de la posición y de la corriente.

En último lugar, recordamos que la activación de las fases debe ejecutarse de forma secuencial. Tal como pasa con los perfiles de inductancia que están desfasados un cierto ángulo, la activación de las fases también lo está, siendo este valor de desfase el ángulo de paso (Ɛ). Tal y como se muestra en la figura 1.12 la fase se activa en la posición no alineada y conduce durante el intervalo correspondiente al ángulo de paso (Ɛ), cuando se desactiva esta, da paso a la siguiente fase. La secuencia completa de la activación de todas las fases se realiza transcurrido es periodo correspondiente al paso polar rotórico (τ_R).

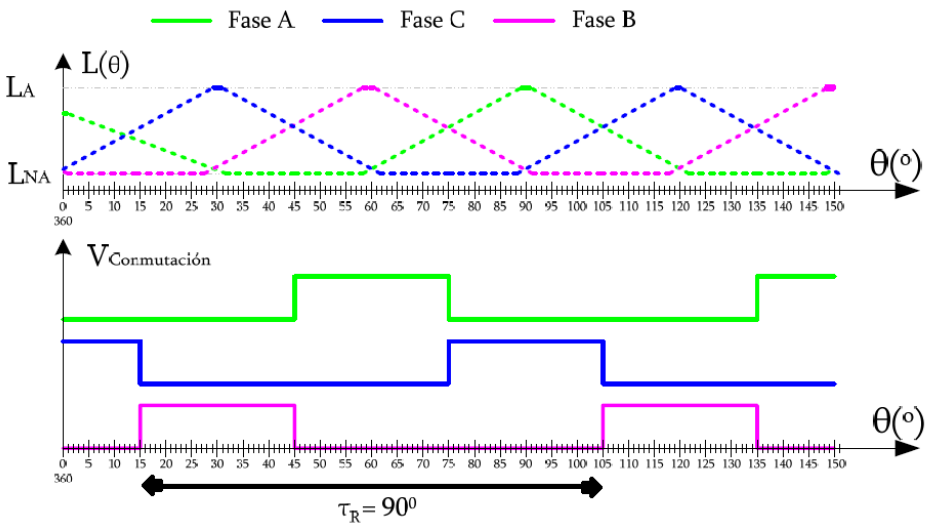


Fig. 1.12- Perfil de inductancia con señales de conmutación de las fases

1.2.2. Consideraciones sobre la conmutación

El inicio de la conducción de cada fase, se hace coincidir habitualmente, en el momento en que el rotor se encuentra en las cercanías de la posición de inductancia mínima, prolongándose aproximadamente a lo largo de un ángulo de paso (Ɛ) que viene dado por la siguiente expresión:

$$\varepsilon = \frac{360^\circ}{N_r \cdot m} \tag{1.7}$$

El ángulo recorrido después de excitar las tres fases en cualquier sentido de giro se denomina ciclo rotórico (τ_R). En la figura 1.13 puede observarse un convertidor clásico ejecutando un ciclo rotórico (90º) en ambos sentidos de giro, formado por tres pasos con ángulo de paso 30º.

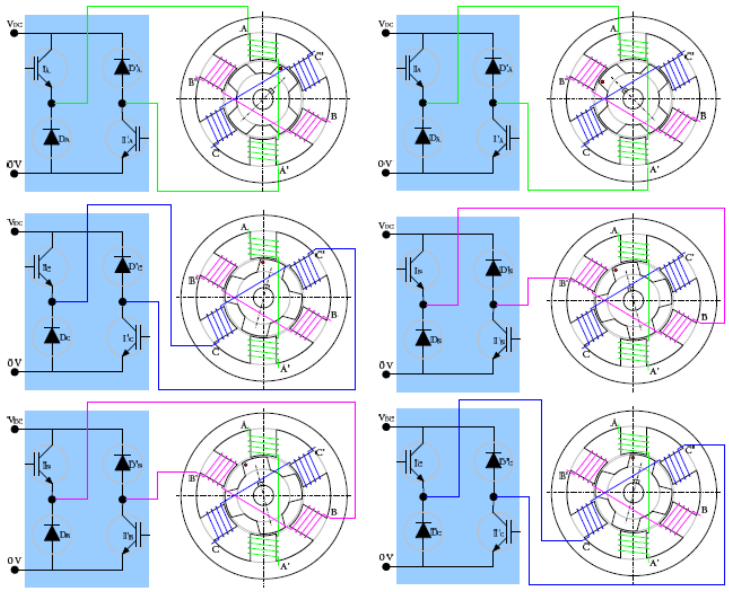


Fig. 1.13- Secuencias de giro para un SRM con estructura 6/4

Por lo tanto, una revolución completa la conseguimos después de (N_R=4) ciclos rotóricos, o lo que es lo mismo; cada fase se excita o conmuta (N_R=4) veces durante una revolución. Por tanto es fácil calcular para una velocidad deseada (n) la frecuencia de de conmutación (f_s) mediante la siguiente expresión:

$$f_s(Hz) = \frac{N_R \cdot n(rpm)}{60} \tag{1.8}$$

Tal y como puede verse en la fig. 1.13 donde se describe el comportamiento del convertidor clásico para una secuencia de giro antihoraria, la conducción de la fase A se produce a partir de una señal de conmutación enviada a los interruptores I_A e I'_A, la cual durará aproximadamente, el tiempo que tarde el rotor en girar el ángulo de paso (Ɛ), en este momento el polo rotórico se dirige hacia la posición de alineamiento, aunque antes de alcanzar esa posición se ve atraído por el campo que ejerce la fase siguiente, en la misma dirección, alcanzando la alineación con la fase A en el momento en que se ejecuta la fase C mediante la señal de conmutación pertinente. En el momento en que los interruptores I_A e I'_A dejan de conducir, pasan a conducir los diodos D_A y D'_A aplicando así una tensión negativa en la bobina de la fase A que estaba activa, con el objeto de conseguir extinguir la corriente que circula por ella.

En el instante en que los diodos empiezan a conducir también lo hace la fase siguiente en el sentido de giro, es decir la fase C, de forma que el control indica a los interruptores I_C e I'_C que deben cerrarse para que se excite dicha fase. Seguidamente se repite el procedimiento con la siguiente fase de forma que los diodos D_C y D'_C descargan la corriente que circulaba por la fase C cuando los interruptores I_C e I'_C dejan de conducir para activarse la fase B de la misma forma que las anteriores, completándose así, al finalizar la excitación de dicha fase, un ciclo polar rotórico (τ_R).

1.3. Producción de par

Diversos autores presentan diferentes puntos de vista desde los cuales estudiar la producción de par del SRM [KRI01, MIL01]. En este proyecto de tratarán básicamente dos puntos alrededor de este tema. En el primer punto, se estudia de modo general el modelo lineal del SRM, con el fin de conocer las principales variables de las cuales depende el par, en el segundo se detallan los efectos de la no linealidad del motor sobre el par.

1.3.1. Estudio del modelo lineal (maquina no saturada).

En primer lugar obtenemos la ecuación que expresa la producción de par en un SRM, sin considerar pérdidas mecánicas y en el hierro. Para ello, nos fijamos en el circuito eléctrico de la máquina, donde la ecuación para cada una de las fases del motor es:

$$v = R \cdot i + \frac{d\psi}{dt} \tag{1.9}$$

Asumiendo linealidad magnética, o de otro modo, que no tiene efecto alguno la saturación en la evolución de la inductancia, podemos decir que el flujo concatenado resulta:

$$\psi = L(\theta) \cdot i \tag{1.10}$$

De esta forma, combinando las dos ecuaciones anteriores, la tensión se puede expresar de la siguiente forma:

$$v = R \cdot i + \frac{d[L(\theta) \cdot i]}{dt} \tag{1.11}$$

Y si realizamos la derivada resulta:

$$v = R \cdot i + L(\theta) \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot \omega_m \tag{1.12}$$

Donde ω_m es la velocidad de rotación del motor en (rad/s). Igualmente podemos expresar la ecuación anterior en términos de potencia, multiplicando a ambos lados del igual por la corriente:

$$v \cdot i = R \cdot i^2 + i \cdot L(\theta) \cdot \frac{di}{dt} + i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot \omega_m = P_{abs} \tag{1.13}$$

Teniendo en cuenta que la variación de energía almacenada en un inductor para cada instante de tiempo es:

$$\frac{d}{dt} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot L(\theta) \cdot i^2\right] = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL}{dt} + L \cdot i \cdot \frac{di}{dt} = i \cdot L(\theta) \cdot \frac{di}{dt} + i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot \omega_m \tag{1.14}$$

Y que además, acorde al principio de conservación de la energía, la potencia mecánica suministrada ($P_{mec} = \omega_m \cdot T_e$) es lo que queda de la potencia eléctrica de entrada (v·i) tras restar las perdidas resistivas ($R \cdot i^2$) y la variación de energía almacenada en el inductor:

$$P_{mec} = \omega_m \cdot T_e = v \cdot i - R \cdot i^2 - \frac{d}{dt} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot L(\theta) \cdot i^2\right] \quad (1.15)$$

Finalmente, a partir de las ecuaciones (1.15 y 1.13), y considerando que el par motor (T_e) se calcula como ($T_e = \frac{P_{mec}}{\omega_m}$) obtenemos:

$$T_e = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} \quad (1.16)$$

La ecuación anterior 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:

$$T_{total} = \sum_{e=1}^{n} T_e \quad (1.17)$$

Después desarrollo matemático de las ecuaciones lineales del par, realizado anteriormente, podemos concluir diciendo que el par depende de forma proporcional al valor de la corriente y de la variación de la inductancia respecto de la posición.

Respecto al primero de los términos, podemos decir que a mayor corriente, mayor será el par producido por el motor y viceversa. Como veremos en el siguiente apartado, los efectos de la no linealidad afectarán de forma indirecta al valor que pueda alcanzar la corriente, y por lo tanto el par.

En cuanto al segundo de los términos, el diferencial de la inductancia respecto de la posición, influye sobre el signo y valor del par producido, tal y como podemos apreciar en la fig. 1.14.

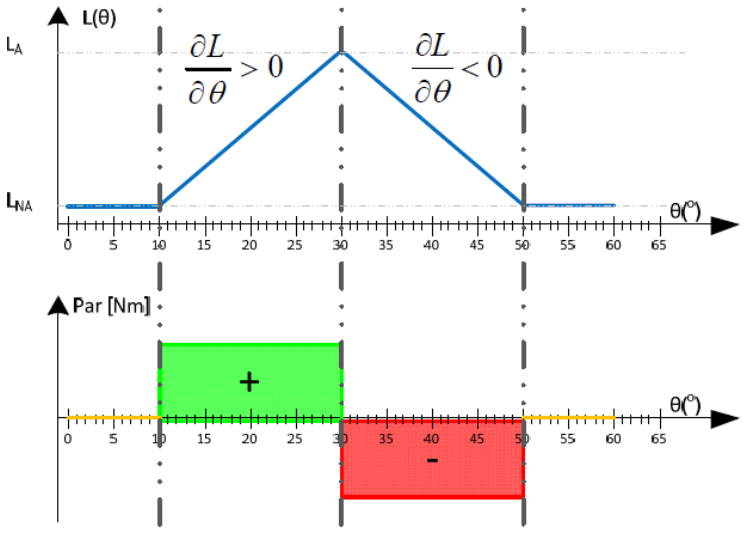


Fig. 1.14- Zonas de producción de par

Tal y como podemos ver en la figura anterior, para incrementos positivos de la inductancia respecto de la posición se genera par positivo (par motor) y para incrementos negativos se genera par negativo (freno motor o par generador). En el caso que la inductancia tenga un valor constante (posiciones alineada y no alineada) la producción de par es nula.

La presencia de corriente en la fase dentro de la región de par negativo produciría el frenado del motor, para evitar éste fenómeno, la corriente de la fase deberá haberse extinguido antes de sobrepasar el límite de par negativo. De ésta forma, los ángulos de conducción se verán limitados bajo éste concepto, por tanto dependerán de conceptos como el valor de la corriente almacenada en la fase y la constante eléctrica de la misma entre otros. La figura 1.15 muestra un ejemplo de desmagnetización de la fase que asegura el correcto funcionamiento del motor, evitando así la producción de par negativo.

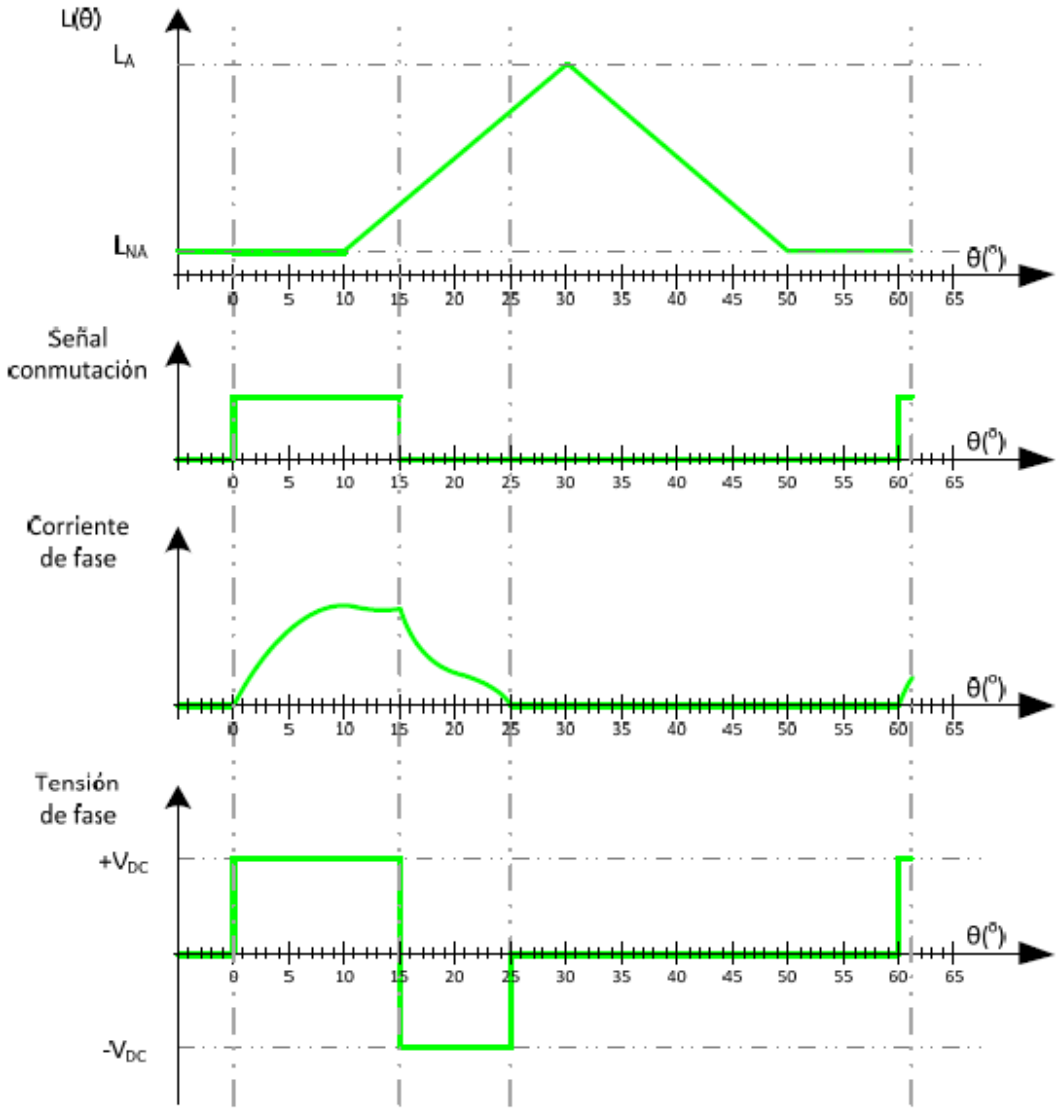


Fig. 1.15- Ejemplo de la desmagnetización de una fase del SRM antes de entrar en la zona de par negativo

1.3.2. Efectos de la no linealidad a considerar sobre la producción de par (maquina saturada).

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

Por tanto, en primer lugar desarrollamos el estudio matemático no lineal partiendo de la ecuación que expresa la tensión de una de las fases del motor:

$$v = R \cdot i + e \tag{1.18}$$

Teniendo en cuenta que,

$$e = \frac{d\psi(\theta,i)}{dt} \tag{1.19}$$

Y substituyendo a la ecuación principal resulta,

$$v = R \cdot i + \frac{d\psi(\theta,i)}{dt} \tag{1.20}$$

Ahora derivamos el flujo concatenado respecto de sus dos variables y obtenemos,

$$\frac{d\psi(\theta,i)}{dt} = \frac{\partial\psi}{\partial\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial\psi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} \tag{1.21}$$

Donde sin modificar la ecuación podemos substituir,

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \rightarrow \frac{d\psi(\theta,i)}{dt} = \frac{\partial\psi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial\psi}{\partial\theta} \cdot \omega \tag{1.22}$$

Y de nuevo substituyendo en la ecuación principal,

$$v = R \cdot i + \frac{\partial\psi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{\partial\psi}{\partial\theta} \cdot \omega \tag{1.23}$$

Tal y como se puede ver en la expresión anterior, la tensión de fase ha quedado expresada en función de tres términos. El primero de ellos (R·i) corresponde a la caída de tensión debido a la resistencia del bobinado de la fase, el segundo $\left(\frac{\partial\psi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt}\right)$ corresponde a la inductancia incremental, y el tercero $\left(\frac{\partial\psi}{\partial\theta} \cdot \omega\right)$ representa la fuerza electromotriz del motor.

Seguidamente, debemos recordar la no linealidad de la inductancia y la relación inversamente proporcional entre esta y la corriente. Este hecho se produce debido a la saturación del circuito magnético, perfectamente visible en las curvas de flujo concatenado de la fig. 1.16.

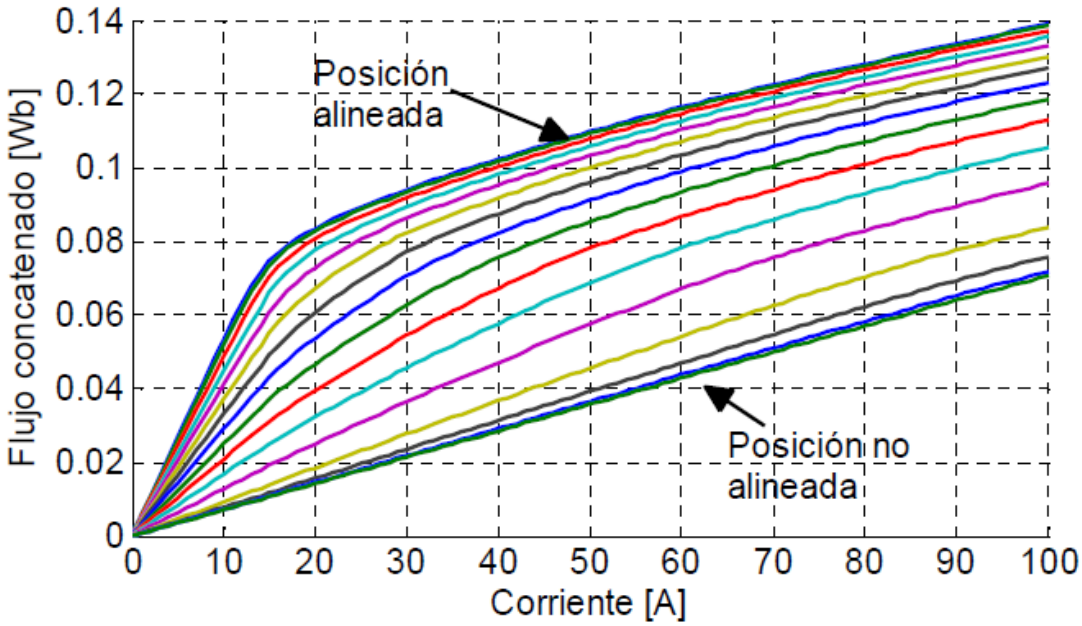


Fig. 1.16- Curvas de flujo concatenado

En la figura anterior podemos apreciar que las curvas de flujo están divididas en dos zonas: la zona lineal donde el flujo evoluciona de forma proporcional a la corriente, y la zona de saturación donde el incremento del corriente no produce grandes variaciones de flujo. Considerando el efecto de la saturación magnética y la relación inversamente proporcional entre la inductancia y el corriente, el perfil de inductancia real por fase para un SRM configuración 8/6 se muestra en la fig. 1.17.

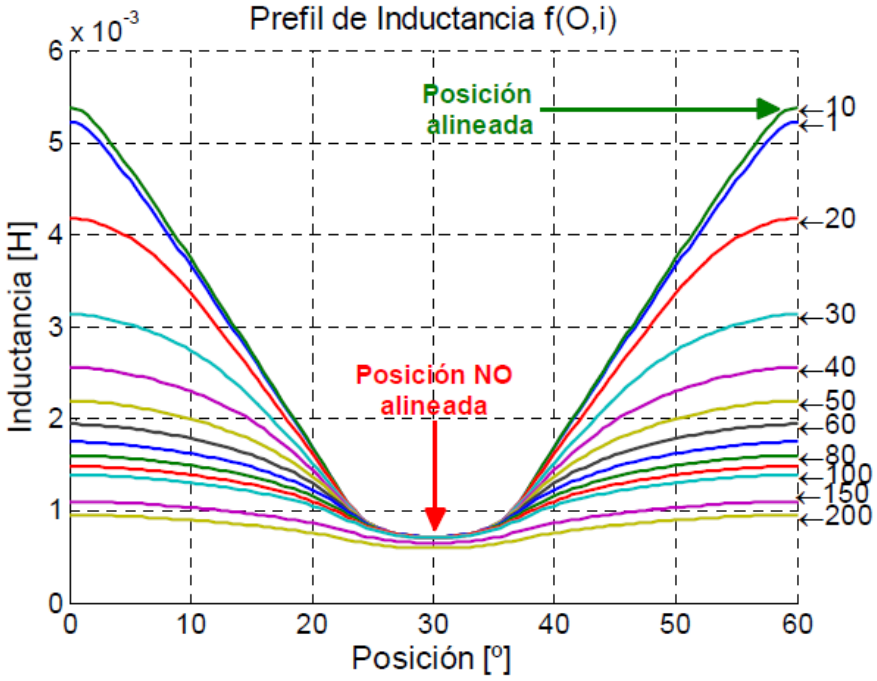


Fig. 1.17- Perfil de inductancia real por fase del SRM 8/6

Todo ello afecta al valor y evolución de la corriente, afectando a su vez al valor del par producido por el motor. 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 $\left(\tau_e = \frac{L}{R}\right)$.

En la fig. 1.18 se muestra la evolución del par y la corriente de una fase para diferentes ángulos de conducción trabajando a pulso único. La referencia 0º se toma para la posición no alineada.

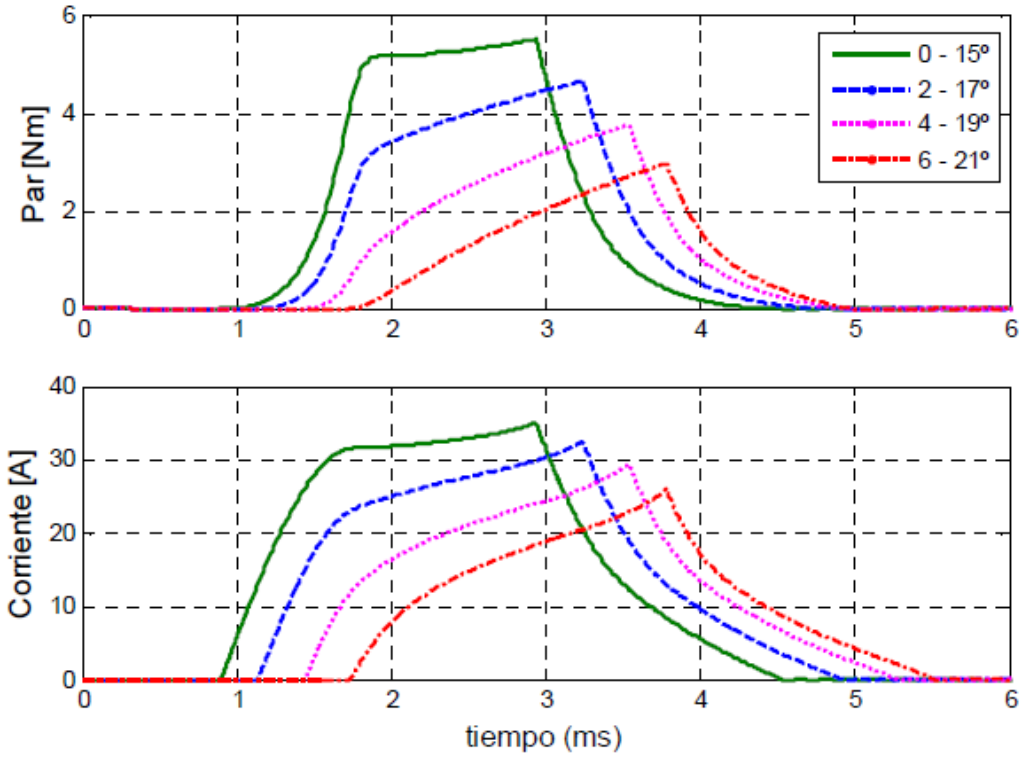


Fig. 1.18- Efecto de los ángulos de conducción en la corriente y la producción de par

Como se puede apreciar, a mayor ángulo de inicio, mayor es el valor de la inductancia, y por tanto, mayor es el valor de la constante de tiempo eléctrica de la fase. Este concepto 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. Esto también afectará a la descarga de la corriente de la bobina, ya que siempre se realiza con valores de inductancia elevados.

Otro de los aspectos que afectará indirectamente 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 $\left(e = \frac{\partial \psi}{\partial \theta} \cdot \omega\right)$.

Para un valor de tensión constante, a medida que se incremente la velocidad de rotación del motor, el valor de la corriente irá disminuyendo y viceversa. La fig. 1.19 muestra el efecto de la velocidad de rotación sobre el valor de la corriente, comparando el valor de la corriente para idénticos ángulos de conducción pero diferente velocidad.

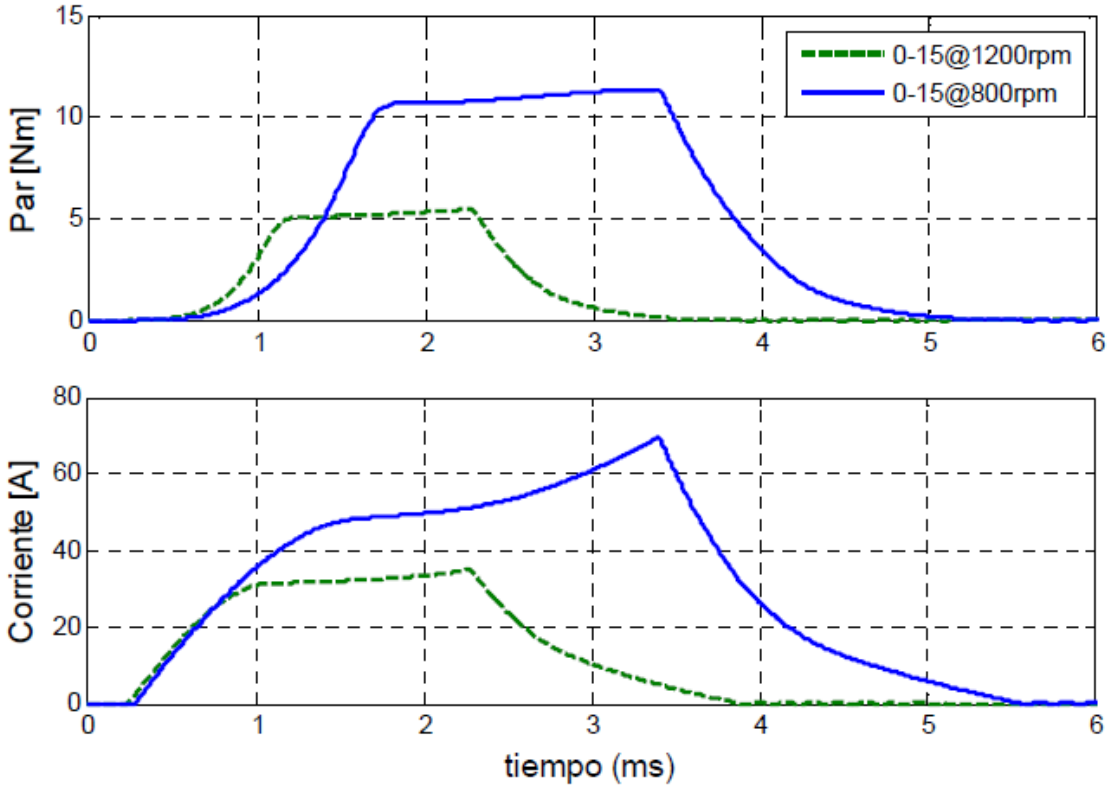


Fig. 1.19- Efecto de la velocidad sobre la corriente

Como podemos apreciar, la disminución del valor de la corriente provoca que determinadas consignas de par exijan un valor superior de corriente, no pudiendo alcanzarlo ni entrando en juego la regulación, y por tanto, no consiguiendo la consigna deseada.

Otro de los términos que nos ayudará en la evaluación del comportamiento del motor es el par medio [TOR02], término que podemos identificar a partir de las curvas de flujo concatenado. Este par medio (T_m) proporcionado al eje del motor será directamente proporcional a la área W (también llamada ciclo de conversión de energía), que se puede aplicar a la fig. 1.20, y su valor será:

$$T_m = \frac{m \cdot N_r}{2 \cdot \pi} \cdot W \qquad (1.24)$$

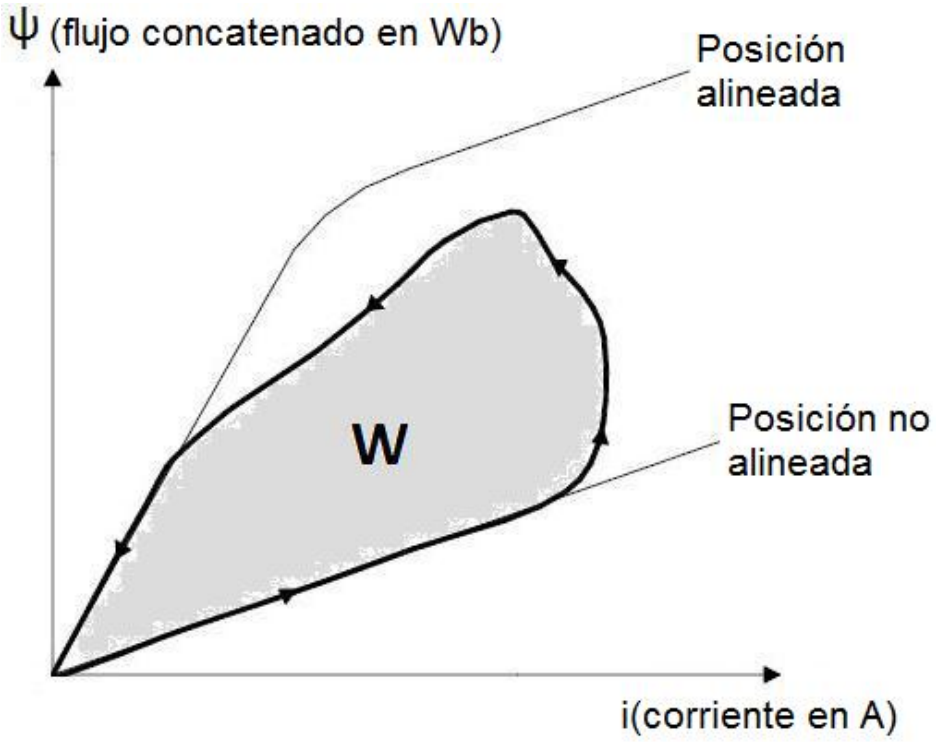


Fig. 1.20- Ciclo de conversión de la energía representado en la curva de flujo concatenado

Ésta área representa la cantidad de energía mecánica obtenida en un stroke (desplazamiento del rotor provocado cada vez que se produce el cambio de conmutación de las fases).

La distintas alternativas para obtener un mayor par medio, consiguiendo de esta forma una mejor relación entre la inductancia máxima y la mínima, son:

- Fuertes saturaciones en el motor para la posición alineada (utilizando materiales con mayor inducción de saturación).

- Elevadas pendientes en la zona lineal para el flujo concatenado en la posición alineada (materiales con mayor permeabilidad relativa en la zona lineal o de no saturación de su curva de magnetización).

- Reduciendo la pendiente del flujo concatenado en la posición de no alineamiento (variando parámetros de la estructura electromagnética del motor).

1.4. Curva característica par-velocidad

La relación entre el par y la velocidad en los accionamientos eléctricos, suele expresarse mediante su curva característica. Para los accionamientos con SRM la curva característica es la que se muestra en la figura 1.21.

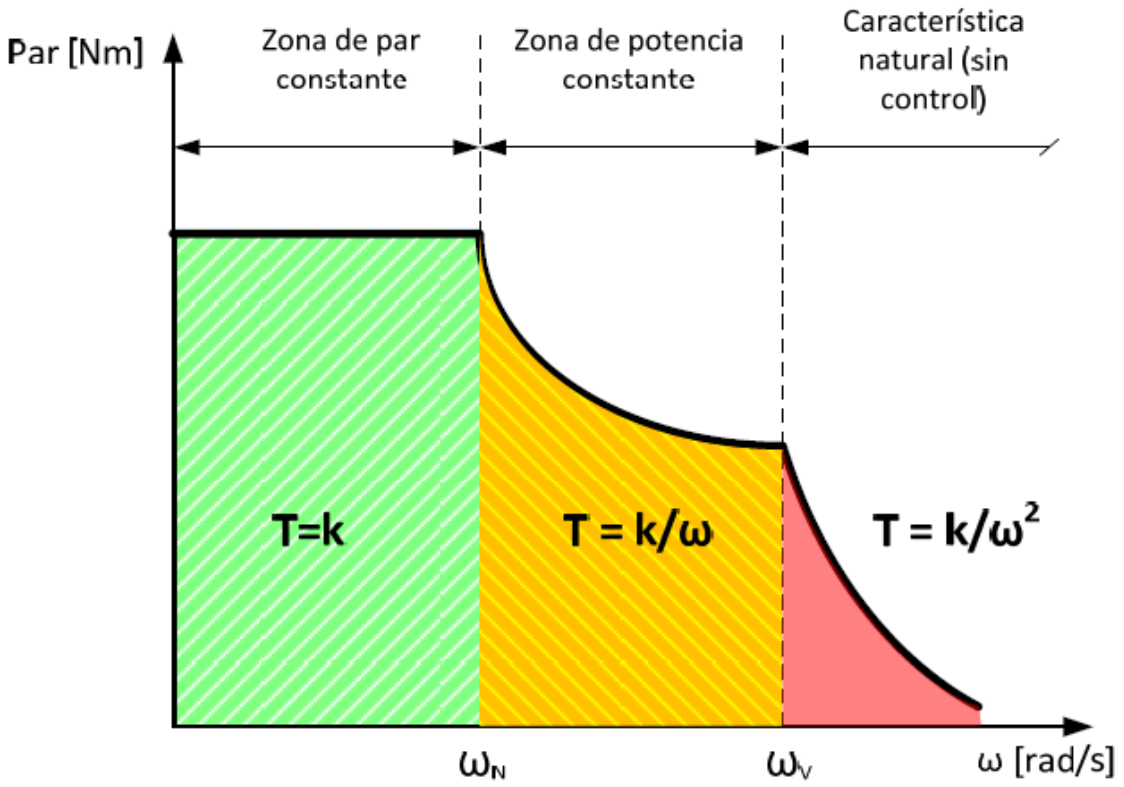


Fig. 1.21- Característica par-velocidad para un accionamiento con SRM

Tal y como se puede apreciar, a velocidades reducidas y regulando la corriente a un valor constante se puede trabajar a par constante con la velocidad. Esta zona puede extenderse hasta la velocidad nominal del motor (ω_N), lugar donde la fuerza contraelectromotriz se iguala con la tensión. A partir de este punto, la regulación de corriente resulta más difícil, siendo imposible alcanzar valores altos a medida que aumenta la velocidad. Ese rango de velocidades, comprendido entre (ω_N) y la velocidad máxima en la cual se puede controlar el accionamiento (ω_V), delimita la zona de trabajo a potencia constante, en la que el par es inversamente proporcional a la velocidad. Ajustando los ángulos de conducción de las fases podemos proporcionar una potencia constante a lo largo de toda esa zona. Por último, sobrepasando el límite marcado por (ω_V) se entra en la zona sin control o característica natural del SRM, donde el par tiene valor inversamente proporcional al cuadrado de la velocidad de rotación.

Teniendo presente todo lo mencionado anteriormente, deberemos asociar cada zona de trabajo de la característica par-velocidad con el tipo de control aplicado. Por tanto diremos que la zona de trabajo a par constante deberá ser controlada por corriente (regulación por histéresis o PWM), la zona de trabajo a potencia constante recibirá un control a pulso único y la característica natural no recibirá control alguno.

1.5. Ventajas e inconvenientes de los accionamientos con SRM.

A continuación se presentan las principales ventajas e inconvenientes de los accionamientos con SRM [AND04].

Ventajas:

- Constitución mecánica sencilla y robusta.

- Bobinados estatóricos concentrados.

- La ausencia de bobinados e imanes en el rotor hace que este tenga más baja inercia, y por tanto, pueda trabajar a elevadas velocidades.

- La mayoría de pérdidas se concentran en el estator, esto facilita la refrigeración y la posibilidad de trabajar a elevada temperaturas.

- El par es independiente del sentido de la corriente, lo que permite en ciertas aplicaciones la reducción del número de interruptores de estado sólido.

- La mayoría de los convertidores utilizados en los accionamientos con SRM, son tolerantes a faltas.

- En caso de producirse una falta, la tensión de circuito abierto és nula y las corrientes de cortocircuito reducidas.

- Elevado rendimiento y buena relación par/volumen y par/inercia.

- Característica par-velocidad adaptable dependiendo de las necesidades.

Inconvenientes:

- Requieren de un elevado número de terminales y conexiones.

- El par motor presenta un notable rizado, como consecuencia de su naturaleza pulsante.

- Se trata de un accionamiento ruidoso.

- La estructura electromagnética necesita alimentarse mediante un convertidor, además necesita sensores de posición y reguladores electrónicos.

- Estos accionamientos tienen un complejo procedimiento de diseño.

1.6. Metodología de trabajo

Para la realización de este proyecto y con el fin de cumplir todos los objetivos planteados anteriormente se desarrollan una serie de pasos a seguir programados de forma secuencial.

La primera parte se basa en el estudio de todos los componentes de los accionamientos SRM y en la consulta del estado del arte de los diferentes métodos de diseño y control disponibles [TOR02, AND05, MIL93, KRI01, AND04, BLA07, BLA09, DEL10, HUS02, IND01, IND03, MIL01]. Esta etapa representa el punto de partida, donde se realiza la búsqueda bibliográfica de información, además de plantear los conocimientos teóricos necesarios con el fin de facilitar la comprensión del proyecto a realizar.

Una vez finalizada esta primera etapa, nos centraremos en el diseño de los motores SRM, donde se realiza un estudio de los efectos que pueda tener la variación de diferentes parámetros constructivos y de control en el comportamiento de este tipo de motores, además de presentarse una metodología de diseño.

Otros proyectistas de este mismo departamento [TOR12] se han centrado en el diseño de este tipo de motores, pero sin desarrollar un modelo que permita de forma intuitiva realizar todo el proceso de diseño, partiendo del cálculo del dimensionamiento del motor hasta llegar a la simulación de su comportamiento dinámico mediante la ayude de la interfaz Simulink del programa Matlab, cosa que se desarrollará en este proyecto.

Seguidamente se estudian los diferente programas que se utilizarán en la elaboración del proyecto, estos se presentan de forma secuencial, empezando por una hoja de cálculo (Microsoft Excel) que facilita el dimensionamiento del motor a diseñar mediante la introducción de una serie de parámetros. Una vez obtenido los parámetros de salida mediante la hoja de cálculo, ya podremos realizar el dimensionamiento del motor mediante el programa de dibujo (Autocat). Finalizado el dimensionamiento con el programa de dibujo, estaremos preparados para exportar dicho diseño al programa de elementos finitos (Flux) para así poder analizar el comportamiento estático y dinámico de nuestro motor (coupling to simulink).

En cuanto al estudio del comportamiento dinámico del motor, existe algunos autores [CAS11, DEL12] que han desarrollado una plataforma de simulación mediante Matlab Simulink utilizando la herramienta "look-up tables". Esta herramienta se basa en unas tablas de consulta donde los datos provienen de ensayos electromagnéticos previos de la estructura reluctante, utilizando herramientas de cálculo basadas en el análisis de elementos finitos (FEA), estas herramientas permiten calcular las características electromagnéticas y electromecánicas del motor, obteniendo así las curvas de par y flujo del mismo

(en función del corriente y de la posición). Otro de los métodos existentes para modelar dichas características magnéticas desarrollados [BLA07, KRI01] se basa en la aproximación lineal por series de Fourier. En nuestro caso para el estudio de este comportamiento dinámico nos centraremos en la herramienta de Flux "Coupling to Simulink", esta herramienta nos permite exportar nuestro modelo del motor de Flux a Simulink, donde podremos implementar la lógica de control, esta lógica proporcionará unos valores a los interruptores de estado sólido implementados como resistencias de nuestro convertidor definidos en Flux.

Una vez presentados todos los programas se realizará un estudio del estado del arte de los diferentes controladores de par existentes. Diversos autores [CAS11, DEL12] han desarrollado controladores de par de diferentes tipos (control instantáneo de par mediante un controlador PI de par y regulación por corriente de histéresis (PITC), controlador instantáneo directo de par (DITC), etc.) pero siempre utilizando como observador de par la herramienta look-up tables. En nuestro caso trataremos de mejorar el controlador instantáneo de par mediante un controlador PI de par y regulación por corriente de histéresis, utilizando como observador la herramienta "coupling to simulink".

Por tanto, conocidas las diferentes técnicas, explicaremos el funcionamiento de los modelos propuestos para el control de par, estos modelos los simularemos mediante el software (Matlab Simulik).

Por último realizaremos el análisis de todos los pasos de diseño de un motor con estructura 8/6 a modo de explicación de las herramientas utilizadas con un caso práctico. Obteniendo los resultados experimentales y oportunas conclusiones que validan la metodología propuesta. Una vez obtengamos todos los resultados del estudio de nuestro motor a diseñar los compararemos con datos experimentales obtenidos en el laboratorio, y con otros resultados obtenidos por otros autores con este mismo motor mediante el uso de otras técnicas de simulación (FEMM 4.0, look-up tables,etc.)

De forma paralela a la realización de todos estos pasos se irán generando una serie de conclusiones que se recopilan al final del proyecto.

2. Diseño de motores SRM

2.1. Influencia de la variación de diferentes variables en el comportamiento del SRM

Antes de profundizar en el diseño de los motores SRM, realizaremos un estudio de los efectos sobre el comportamiento del motor, en el caso de que variemos diferentes variables constructivas, además detallaremos una serie de recomendaciones [TOR02, KRI01]. También se incluye el estudio de la influencia del material utilizado en la construcción de la estructura magnética reluctante.

2.1.1. Influencia del número de polos

Podemos afirmar que a mayor número de polos (N_s/N_r) existentes en nuestro motor, incrementarán: los costes en interruptores, el control de los mismos, las pérdidas en el hierro (debido al aumento de la longitud del circuito magnético), además dificultaremos el proceso de fabricación (sobre todo la inserción de los bobinados). A pesar de todo, a mayor número de polos mejoramos el rizado de par, problema agravado en los SRM.

2.1.2. Influencia del entrehierro

En este punto podemos decir, que los entrehierros (δ) elevados influyen sobre la disminución del par, ya que necesitaremos más corriente para alcanzar el mismo par. En cambio con entrehierros pequeños aumentará el rendimiento del motor, pero también aumentará el rizado de par. Habitualmente las máquina de pequeña potencia tienen entrehierros comprendidos entre 0.18 y 0.25 milímetros, mientras que en las máquinas de potencias elevadas los entrehierros oscilan entre 0.3 y 0.5 milímetros [KRI01].

2.1.3. Influencia del incremento del número de espiras

Un número de espiras por polo (N_P) elevado implica: el aumento del área de las curvas de magnetización, característica que se traduce en par, además de mejorar la relación de este con la corriente.

El tipo de conductor a escoger, depende de las condiciones de trabajo y del tipo de refrigeración. De forma general, para motores de pequeña potencia se utiliza hilo de cobre esmaltado mientras que para aplicaciones de mediana y

gran potencia, es posible utilizar platinas de cobre esmaltado con las que podremos tener elevadas corrientes, optimizando mejor el espacio disponible para ubicar los bobinados, tal y como se muestra en la figura 2.1.

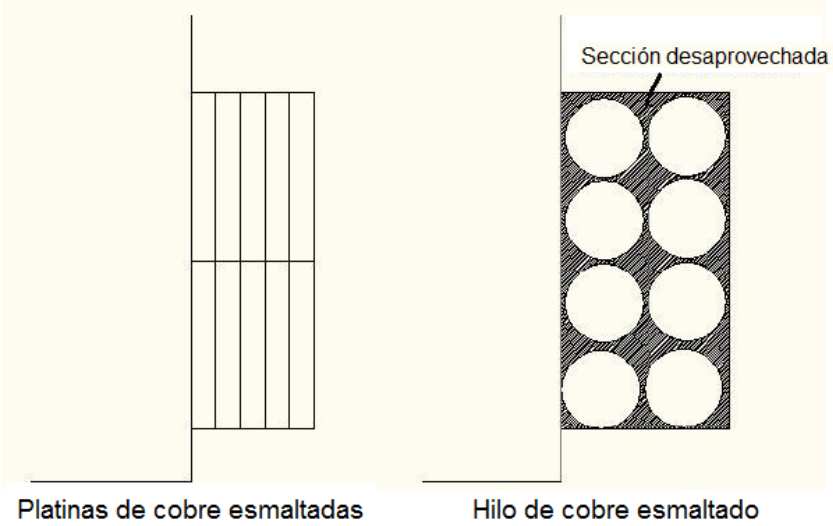


Fig. 2.1- Optimización del espacio según el tipo de conductor

2.1.4. Influencia de los ángulos polares estatóricos y rotóricos

Un aumento del ángulo polar rotórico (β_R) implica un aumento de par, además de mejorar la relación de este con la corriente, teniendo en cuenta que solo podemos alcanzar valores ligeramente superiores a los del estator, lo mismo sucede con el rendimiento. Este fenómeno se debe a que aumentan las relaciones de inductancia máxima (posición alineada) y mínima (posición desalineada).

Mientras que si aumentamos los dos ángulos polares a la vez (β_R y β_S) o optamos por ángulos polares rotóricos pequeños, aumenta el consumo de corriente, facilita la aparición de posibles dificultades en el arranque y en la reversibilidad. Otro efecto contrario será la disminución de la área de ventana de ubicación de los bobinados.

Los valores recomendados para las diferentes estructuras son los que aparecen en la tabla siguiente:

N_s/N_r	m	β_S	β_R
6/4	3	30º	32º
8/6	4	21º	23º
12/8	3	15º	16º

Tabla 2.1- Ángulos polares estatórico y rotórico recomendados según la configuración polar

2.1.5. Influencia de los yugos estatórico y rotórico

La disminución de los yugos tanto del rotor como del estator (j_s y j_r) puede ocasionar problemas debido a que la saturación en estos será inferior que en el resto de la estructura electromagnética, esto comportará la reducción de la área de las curvas de magnetización. A partir de cierto valor por mucho que aumentemos este parámetro no obtendremos más beneficios. Otro inconveniente de aumentar el yugo estatórico es la disminución de la área de ventana de ubicación de los bobinados.

Les recomendaciones [kRI01] indican que debido a consideraciones de robustez mecánica y de minimización de ruido debido a las vibraciones, el yugo del estator este dentro del intervalo:

$$b_s > j_s \geq 0.5 \cdot b_s \tag{2.1}$$

Y el intervalo de valores del espesor del rotor, será tal que influencie en unos valores lo más altos posibles entre las inductancias de la posición alineada y no alineada, y además que debido a su valor, la alargada de los polos del rotor sean menores con el fin de disminuir la vibración de este, de esta forma su valor oscilará de la siguiente forma:

$$0.5 \cdot b_s < j_r < 0.75 \cdot b_s \tag{2.2}$$

2.1.6. Influencia del material magnético

Los principales parámetros que harán mejorar el par, la relación de este con el corriente y el rendimiento; serán la inducción de saturación (B_{sat}) y la permeabilidad relativa del material, ya que los dos harán aumentar el área de las curvas de magnetización. Por tanto la curva de magnetización tendrá que ser como la que se presenta en la fig. 2.2.

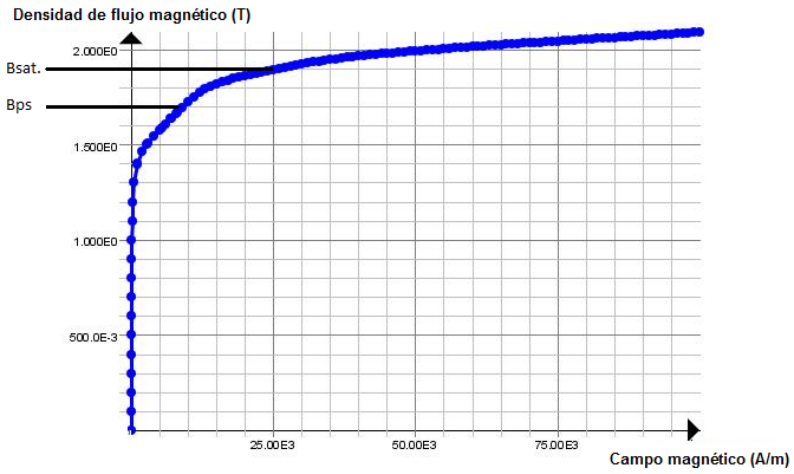


Fig. 2.2- Curva característica del material ferromagnético de los motores SRM

Las inducciones de saturación de los diferentes materiales ferromagnéticos utilizados frecuentemente oscilan entre; 1.5 T para aleaciones de Níquel-Hierro, 1.9 T para chapa magnética (aleación de acero al silicio) i 2.3T para aleaciones de Cobalto-Hierro. Además de las prestaciones se tendrá que poner sobre una báscula el coste y el peso del material dependiendo de la aplicación del motor.

El acero más común utilizado para la fabricación de máquinas rotativas es la aleación de acero con silicio, también llamado acero eléctrico. Concretamente el acero al silicio no orientado, que a diferencia del orientado, tiene propiedades magnéticas isotrópicas, o lo que es lo mismo, similares para todas las direcciones. Es por eso que es apropiado utilizarlo en aplicaciones donde la dirección del flujo magnético no es rectilínea, mayormente en aplicaciones donde la simetría es cilíndrica.

2.2. Variables de control

A pesar de no ser los parámetros a variar en la estructura electromagnética reluctante citaremos nociones sobre los parámetros de control. En este apartado trataremos tres variables de control como son; el ángulo de disparo (θ_d), el ángulo de conducción (θ_c) y la corriente de referencia (I_{ref}), en el caso del control del motor a par constante [TOR02].

2.2.1. Influencia del ángulo de disparo

El ángulo de disparo es el ángulo encargado de dar el orden a los interruptores de estado sólido, para que empiecen a conducir en un instante determinado, para que estos dejen pasar la corriente al motor.

Funcionando a pulso único, el inicio de la conducción en la posición no alineada presenta mayor relación par-velocidad y generalmente un mejor rendimiento. Adelantar el inicio de la conducción, permite obtener pares más elevados a la misma velocidad y por tanto podremos trabajar a velocidades más elevadas. En el caso de que retardemos el inició de la conducción el rizado de par disminuiría generalmente.

Funcionando con un control por histéresis y retardando el inicio de la conducción conseguiremos mejor par y un ligero aumento del rendimiento.

2.2.2. Influencia del ángulo de conducción

Trabajando a pulso único y siendo el valor del ángulo de conducción igual al ángulo de paso (Ɛ) tendremos una mejor relación par-corriente. Para un ángulo

de conducción muy pequeño aumentamos el rizado de par y si lo aumentamos por encima del ángulo de paso lo disminuimos. Siempre sin sobrepasar el valor del ángulo de paso ($\theta_C \leq \varepsilon$).

Trabajando con control por histéresis el incremento del ángulo de conducción produce un aumento del par y disminuye el rizado de este, siempre que se cumpla ($\theta_C \leq \varepsilon$) como en el caso del de pulso único.

2.2.3. Influencia del corriente de referencia

Par y rendimiento aumentarán con el aumento de este parámetro, mientras no sobrecalentemos el motor y las condiciones de saturación de este lo permitan, dependiendo del material y de las dimensiones de la estructura.

2.3. Procedimiento de diseño

A continuación se detalla el proceso que se seguirá para el diseño de la estructura magnética reluctante de motores SRM, teniendo siempre presentes las recomendaciones y consecuencias de variación de diferentes parámetros descritos anteriormente.

2.3.1. Limitaciones

Éste proceso partirá de unas limitaciones en cuanto a dimensiones previamente marcadas para el diseño del motor y la aplicación a la cual irá destinado. Concretamente el diámetro total exterior del motor y la longitud total máxima de este. A partir de estas limitaciones y de las consideraciones que a continuación se detallan podremos escoger más eficientemente las dimensiones del motor.

Como podemos ver en la fig.2.3, debemos tener presente que la longitud total del motor una vez introducido dentro de la carcasa será aproximadamente dos veces la longitud del paquete de chapas (L) debido al espacio ocupado por los "cabezas de bobinas" (espacio que ocupan los conductores en hacer la vuelta al polo estatórico para enrollarse), los rodamientos y el eje.

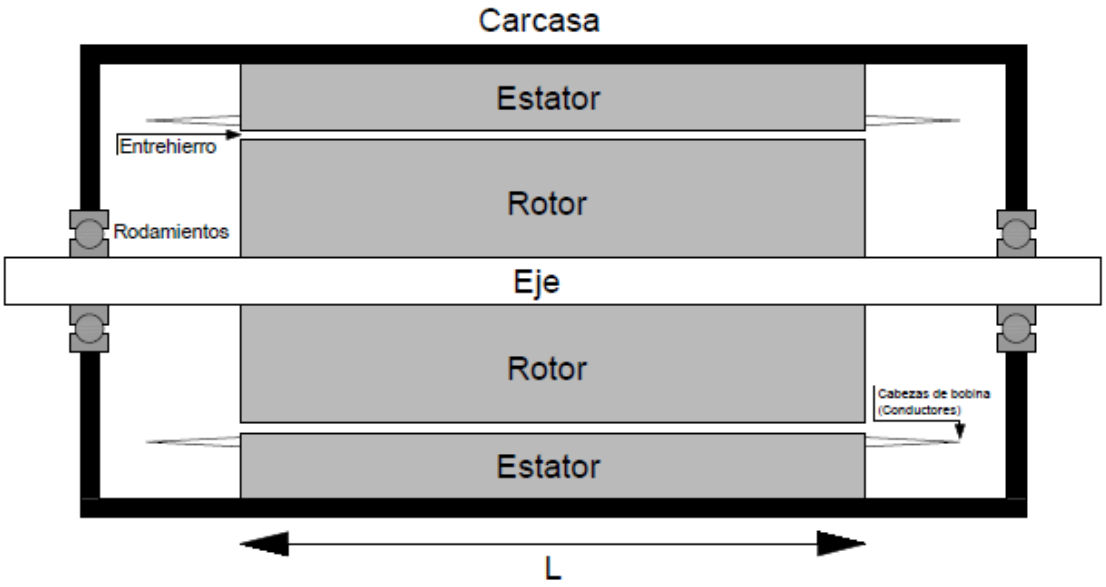


Fig. 2.3- Sección longitudinal del motor

2.3.2. Prestaciones

Para iniciar el proceso lo primero que deberemos conocer serán las prestaciones que deberá desarrollar el motor en condiciones nominales. Estos parámetros serán; la potencia mecánica que proporcionará el motor (P_U), la velocidad a la cual deberá trabajar para dar dicha potencia (ω), la tensión a la que alimentaremos el motor (V) y el rendimiento (η).

2.3.3. Configuración polar

El siguiente paso consiste en decantarse por la configuración polar (N_S/N_R) y como consecuencia por el número de fases (m) del motor.

2.3.4. Determinación de la longitud del paquete de chapas (L) y el diámetro exterior del motor (D_{ee})

Ahora, partiendo de las limitaciones dimensionales de donde deberemos ubicar el motor, determinaremos la longitud del paquete de chapa (L) y el diámetro exterior del estator (D_{ee}).

A partir de las recomendaciones [AND05] podremos relacionar el diámetro exterior del estator (D_{ee}) con el diámetro del entrehierro del rotor o también llamado diámetro exterior del rotor (D), según la configuración polar, tal como podemos ver en la tabla que aparece a continuación.

Configuración polar (N_S/N_R)	D/D_{ee}
6/4	0.5
8/6	0.53
12/8	0.57

Tabla 2.2- Recomendaciones relación D/D_{ee}

Esta recomendación nos llevará a conocer otro valor indicativo para un óptimo diseño, este valor será la relación entre el diámetro del entrehierro del rotor y la longitud del paquete de chapas, que deberá cumplir la siguiente condición [KRI01]:

$$L = k \cdot D \tag{2.3}$$

$$0.25 \leq k \leq 3 \tag{2.4}$$

2.3.5. Coeficiente de utilización de la máquina (C)

Continuaremos es procedimiento de la misma forma en que se dimensionan otros tipos de motores [AND05], será a partir de la obtención de un parámetro conocido como coeficiente de utilización de la máquina (C), que relacionará el par útil (M_U) con el volumen del rotor (Vol_R).

$$C = \frac{M_U}{Vol_R}(Nm/m^3) \tag{2.5}$$

Obtendremos el par nominal a través de la potencia mecánica que deberá proporcionar nuestro motor (P_U), y de la velocidad a la que queremos que gire este para proporcionar dicha potencia.

$$P_U = M_U \cdot \omega \rightarrow M_U = \frac{P_U}{\omega}(N/m) \tag{2.6}$$

A partir de las limitaciones diametrales del motor y de las recomendaciones exteriores determinaremos el volumen del rotor.

$$Vol_R = \frac{\pi \cdot D(m)^2 \cdot L(m)}{4}(m^3) \tag{2.7}$$

2.3.6. Comprobación del tipo de aplicación.

En este momento, ya podemos comprobar a través de unos valores basados en la experiencia [MIL93, AND05], si el coeficiente de utilización de la máquina se ajusta al tipo de aplicación para la que será destinado el motor. Estos coeficientes deberán oscilar para cada una de las aplicaciones, dentro de los márgenes que aparecen en la tabla siguiente.

Aplicación	C(kNm/m^3)
Pequeños motores totalmente cerrados	2.5-7
Motores industriales	7-30
Servomotores	15-50
Motores para aplicaciones aeroespaciales	30-75
Grandes motores con refrigeración líquida	100-250

Tabla 2.3- Valores recomendados para el coeficiente de utilización según la aplicación

2.3.7. Elección de la chapa utilizada como estator y rotor.

Si el coeficiente es adecuado para la aplicación a la que se destinará el motor, procederemos a escoger la chapa utilizada como estator y rotor, teniendo en cuenta una vez más las consideraciones ya mencionadas en el apartado (2.1) de este mismo capítulo. Los datos necesarios del material, para así poder seguir con nuestro proceso de diseño serán; la inducción máxima de saturación, de donde tomaremos un valor ligeramente inferior para la inducción magnética en un polo del estator (B_{PS}); el coeficiente de apilamiento (k_{FE}) y la densidad del material (d_{chapa}) para poder aproximar el peso final de la estructura diseñada.

2.3.8. Determinación de la longitud del entrehierro (δ) y del diámetro del entrehierro del estator (D')

Ahora ya podemos continuar determinando las dimensiones restantes de la estructura magnética reluctante del motor. Empezaremos calculando la longitud del entrehierro a partir de la siguiente expresión [KRI01]:

$$\delta = \frac{1}{200} \cdot k \cdot D \ (mm) \tag{2.8}$$

Y seguimos, calculando el diámetro del entrehierro del estator (D'), a partir del diámetro exterior del rotor (D) y la longitud del entrehierro (δ) obtenida en la fórmula anterior.

$$D' = D + 2 \cdot \delta \ (mm) \tag{2.9}$$

2.3.9. Recomendaciones para los ángulos polares estatórico (β_s) y rotórico (β_R)

Las recomendaciones [TOR02, AND05] para la determinación de los ángulos polares estatórico (β_s) y rotórico (β_R), recordamos que son las siguientes.

N_s/N_r	m	β_S	β_R
6/4	3	30º	32º
8/6	4	21º	23º
12/8	3	15º	16º

Tabla 2.4- Ángulos polares estatórico y rotórico recomendados según la configuración polar

A pesar de esto, las ecuaciones que los definen son las que aparecen a continuación.

$$\beta_S \approx \frac{180^\circ}{N_S} \approx \frac{360^\circ}{N_R \cdot m} \approx \text{Ɛ}\ (^\circ) \tag{2.10}$$

$$\beta_R \approx 2 \cdot \sin^{-1}\left[\frac{(D+2\cdot\delta)\cdot\sin\left(\frac{\beta_S}{2}\right)+2\cdot\delta}{D}\right](^\circ) \tag{2.11}$$

2.3.10. Definición de la amplitud polar del estator (b_s) y del rotor (b_r)

La amplitud polar tanto del estator (b_s) como del rotor (b_r) se definen como:

$$b_s = (D + 2 \cdot \delta) \cdot \sin\left(\frac{\beta_S}{2}\right)\ (mm) \tag{2.12}$$

$$b_r = D \cdot \sin\left(\frac{\beta_r}{2}\right)\ (mm) \tag{2.13}$$

2.3.11. Recomendaciones para los espesores de las coronas del estator (h_y) y del rotor (h_n)

Por otra parte, los espesores de las coronas (o yugos) del estator (h_y) y del rotor (h_n) se aconseja [AND05] que verifiquen las siguientes relaciones.

$$h_y = (1.25 \div 1.5) \cdot \frac{b_s}{2}\ (mm) \tag{2.14}$$

$$h_n = (1.25 \div 1.5) \cdot \frac{b_n}{2}\ (mm) \tag{2.15}$$

2.3.12. Determinación del diámetro del eje del motor

El diámetro del eje del motor se determina de forma empírica mediante:

$$D_{eje} = \sqrt[3]{4000 \cdot \frac{P_u(W)}{\omega(\frac{rad}{s})}}\ (mm) \tag{2.16}$$

2.3.13. Cálculo de la altura de los polos del estator (h_{ps}) y del rotor (h_{pr})

En consecuencia la altura de los polos del estator vale,

$$h_{ps} = \frac{1}{2} \cdot \left(D_{ee} - 2 \cdot h_y - 2 \cdot \delta - D\right)\ (mm) \tag{2.17}$$

mientras que la de los polos del rotor resulta,

$$h_{pr} = \frac{1}{2} \cdot \left(D - 2 \cdot h_n - D_{eje}\right)\ (mm) \tag{2.18}$$

2.3.14. Determinación del enrollamiento

El número de espiras por polo (N_p), se determina a través de la siguiente expresión:

$$N_p = \frac{\pi \cdot U}{m \cdot N_r \cdot b_s \cdot k \cdot k_{Fe} \cdot L \cdot B_{ps} \cdot \omega} \tag{2.19}$$

Donde (B_{ps}) es el valor máximo de la inducción magnética en un polo del estator, este valor depende del tipo de material magnético utilizado y en cualquier caso debe ser inferior a la inducción de saturación del material seleccionado. (k_{Fe}), es el factor de apilamiento.

Una vez conocemos el número de espiras por polo (N_p), podremos obtener el número de espiras por fase (N_f), mediante la siguiente expresión:

$$N_f = 2 \cdot k \cdot N_p \tag{2.20}$$

El conductor a utilizar se determina a partir del valor de la corriente, valor RMS, (i_{RMS}), y de la estimación de una densidad de corriente (Δ) que depende de las condiciones de trabajo y de la refrigeración del motor a diseñar, tabla 2.5.

$$i_{RMS} = \frac{P_u}{\sqrt{m} \cdot U \cdot \eta}\ (A) \tag{2.21}$$

$$S_C = \frac{i_{RMS}}{\Delta}\ (mm^2) \tag{2.22}$$

Método de refrigeración	Δ (A/mm^2)
Motores cerrados sin ventilador	4.7-5.4
TEFC	7.8-10.9
Ventilador exterior	14-15.5
Refrigeración por líquido	23.3-31

Tabla 2.5- Valores de densidad de corriente según la refrigeración escogida

En el caso de utilizar hilo de cobre esmaltado, el diámetro del conductor desnudo (d_c), se calcula mediante:

$$d_c = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot S_C}\ (mm) \tag{2.23}$$

Seleccionando el diámetro de conductor normalizado inmediatamente superior, (d_c'), por lo que la superficie de conductor definitiva resulta:

$$S'_C = \frac{\pi \cdot d'^2_c}{4}\ (mm^2) \tag{2.24}$$

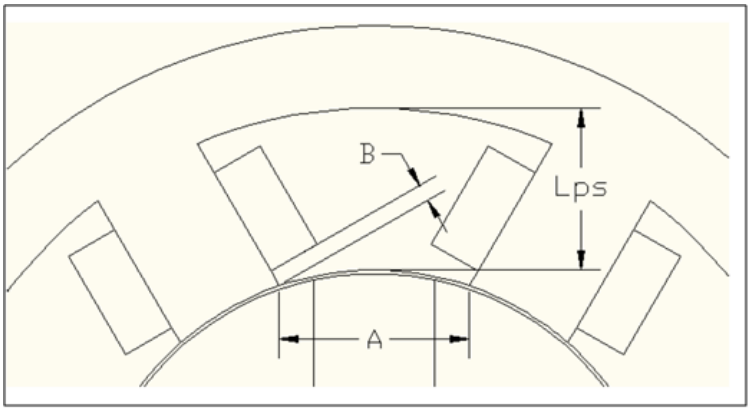
Una vez conocida la superficie del conductor (S'_C), es conveniente comprobar el coeficiente de utilización (C_U%), relación entre la área de cobre (A_{CU}) y la área de ventana (A_V), alcance un valor razonable. Con hilos de cobre esmaltado no conviene superar el 40% [AND05].

$$C_U(\%) = \frac{A_{CU}}{A_V} \cdot 100 \tag{2.25}$$

Con,

$$A_{CU} = N_p \cdot S'_C\ (mm^2) \tag{2.26}$$

$$A_V = h_{PS} - \left(B \cdot \frac{A}{2}\right)(mm^2) \tag{2.27}$$



A: distancia entre los dos puntos más próximos al entrehierro de los polos estatóricos, siendo estos adyacentes (mm).
B: distancia equivalente al grueso de la placa que aguantará los bobinados en su posición (mm).

Fig. 2.3- Detalle de las distancias A y B de la fórmula 4.27

La resistencia del enrollamiento a una temperatura (θ) valdrá:

$$R_\theta = \rho_\theta \cdot \frac{(2 \cdot L + 5 \cdot b_s)}{S_C'} \cdot N_f \ (\Omega) \tag{2.28}$$

Con,

$$\rho_\theta = \rho_{20^\circ} \cdot \frac{235+\theta}{235+20^\circ} \ (\Omega \cdot mm^2/m) \tag{2.29}$$

3. Software utilizado en el diseño

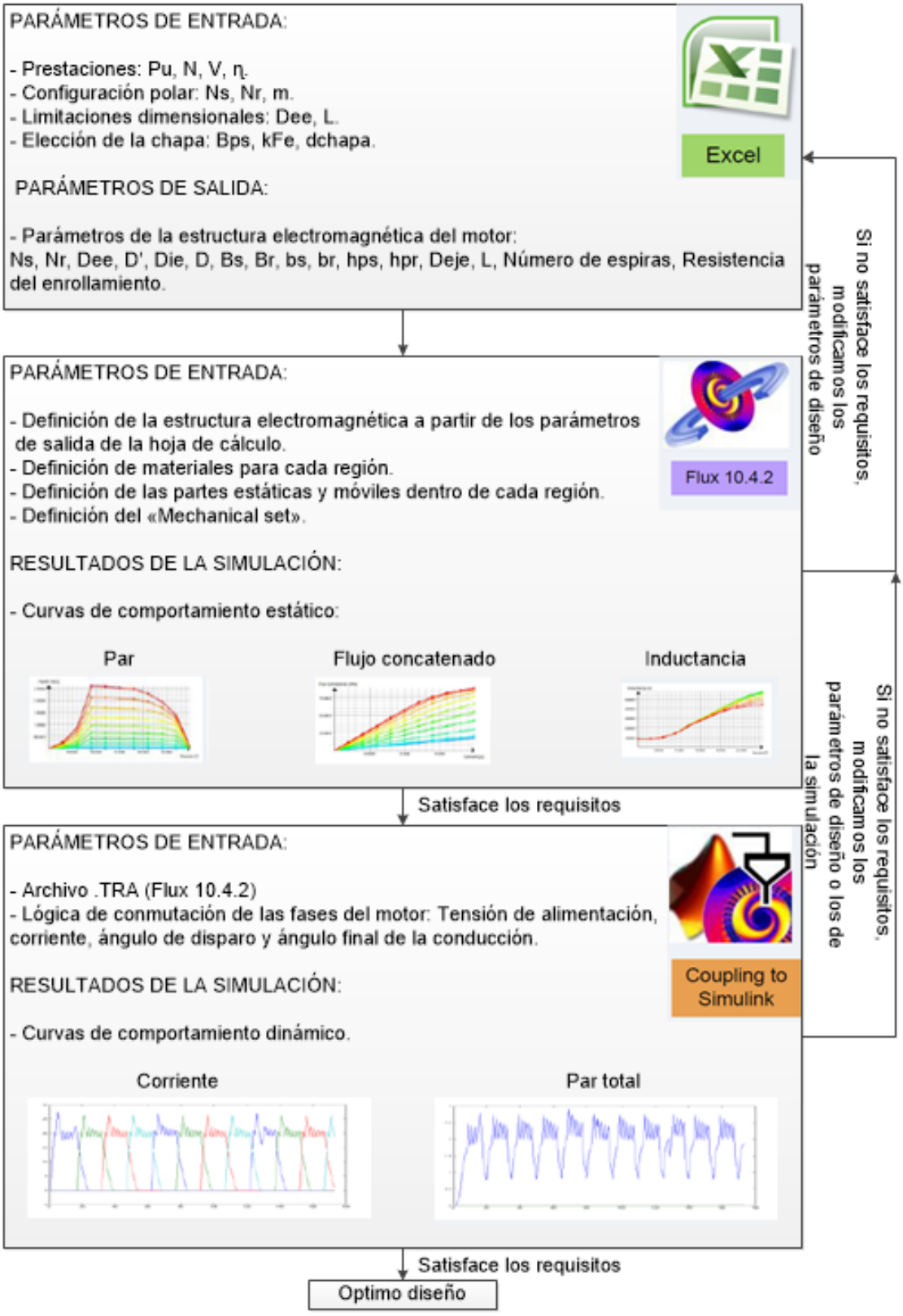


Fig. 3.1- Diagrama de bloques del procedimiento de diseño

3.1. Software utilizado para el cálculo de los parámetros de diseño del motor

3.1.1. Hoja de cálculo para la determinación del diseño inicial.

Con el fin de agilizar el proceso de cálculo de la definición de los parámetros de la estructura magnética reluctante del motor SRM, se ha confeccionado una hoja de cálculo con el software Microsoft Excel 2007.

El archivo elaborado está dividido en dos partes, en la primera hoja titulada, "PROCEDIMIENTO DE DISEÑO", es donde se realiza el cálculo de los diferente parámetros. Esta hoja de cálculo está dividida en distintos apartados, de la misma forma que el apartado (2.3. Procedimiento de diseño) del capítulo anterior. La forma de utilizarla es bastante intuitiva, debemos ir apartado por apartado e introducir los parámetros de entrada en las celdas sombreadas de color salmón. De esta forma observaremos como se van completando las celdas de color verde. Una vez rellenadas todas las celdas, podremos dar el proceso de cálculo por finalizado, en este momento es donde entra en juego la segunda hora titulada, "DIMENSIONES FLUX 2D", en esta segunda hoja de cálculo podremos ver los parámetros de salida, mediante los cuales podremos realizar el dimensionado del motor mediante el programa de dibujo Autocat, para posteriormente importarlo desde el programa de elementos finitos Flux. En el anexo B detallaremos la forma de rellenar los parámetros de entrada, de esta forma resultará más sencillo hacer uso de esta.

3.2. Introducción a la simulación interactiva

La construcción de un accionamiento eléctrico, y sobre todo de un SRM, és un proceso complicado y laborioso donde las diferentes partes que lo componen han de ser tratadas como un único conjunto para poder llevar a cabo una correcta realización del diseño, en nuestro caso principalmente la estructura magnética reluctante y el convertidor. En consecuencia el número de variables que están presentes en el proceso de diseño es elevado y de distinta naturaleza (eléctrica, mecánicas, magnéticas, etc.).

El cálculo de este gran número de variables nos encamina a la necesidad de recurrir a la informática y más concretamente a las simulaciones interactivas para conocer la respuesta que tendrá el accionamiento una vez construido, sin disponer físicamente de él.

Una ventaja importante que presenta la simulación interactiva es la importante reducción en el tiempo que transcurre desde que se investiga el diseño de un accionamiento hasta que este se construye. Esta reducción es debida a que con un sistema clásico de diseño las diferentes tareas que conforman el proceso de fabricación de los accionamientos se realizan de una manera

secuencial, es decir, solo se realiza una tarea (investigación, análisis, prototipado,etc.) cuando a finalizado la tarea anterior. Esto no sucede en la ingeniería concurrente, en la que como su propio nombre indica las diferentes tareas que conforman el proceso de fabricación se realizan al mismo tiempo gracias a la simulación interactiva.

3.3. Análisis mediante elementos finitos

3.3.1. Método de elementos finitos

El método de elementos finitos (FEA) permite obtener una solución numérica aproximada a partir de un cuerpo, estructura o dominio sobre el cual están definidas ciertas ecuaciones diferenciales en forma débil o integral que caracterizan el comportamiento físico del problema dividiéndolo en un número elevado de subdominios llamados elementos finitos.

El conjunto de elementos finitos realiza una partición del dominio también denominada discretización. Dentro de cada elemento se distinguen una serie de puntos llamados nodos. Dos nodos son adyacentes, si pertenecen al mismo elemento finito y a la vez un nodo sobre la frontera de un elemento finito puede pertenecer a diversos elementos. El conjunto de todos los nodos recibe el nombre de malla.

Los cálculos se realizan sobre una malla de nodos, que sirven a su vez de base para la discretización del dominio en elementos finitos. La generación de la malla se realiza en una etapa previa a los cálculos. De acuerdo con las relaciones entre nodos se relaciona el valor de un conjunto de variables incógnitas definidas en cada nodo y denominadas grados de libertad. El conjunto de relaciones entre el valor de una determinada variable entre los nodos se puede escribir en forma de sistema de ecuaciones lineales. A la matriz de este sistema de ecuaciones, se le llama matriz de rigidez del sistema. El número de ecuaciones de este sistema es proporcional al número de nodos.

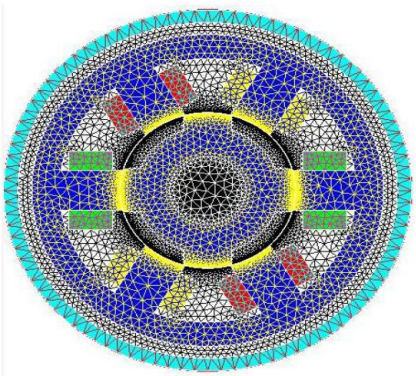


Fig. 3.2- Ejemplo de malla de cálculo

Para el diseño de la estructura magnética reluctante de los motores diseñados en este proyecto utilizaremos el programa de elementos finitos Flux 10.4.2. El programa Flux es una potente herramienta de diseño que nos permitirá simular el comportamiento del motor SRM en condiciones estáticas y con una precisión altamente aceptable.

Fig. 3.3- Software Flux 10.4.2

El funcionamiento de este software, es similar a muchos otros programas de elementos finitos, y se divide en tres bloques principales especificados a continuación:

A.- Pre-proceso: en este primer bloque definiremos la geometría del SRM, asignaremos los materiales correspondientes a cada región y crearemos el circuito eléctrico asociado al motor a diseñar.

B.- Cálculo: Solucionamos el tipo de problema descrito en la aplicación de la que anteriormente en el bloque A hemos definido todos sus parámetros.

C.- Post-proceso: En este último bloque analizaremos los resultado obtenidos en el proceso de cálculo, además de visualizarlos gráficamente de varias formas. En este punto extraeremos las curvas de flujo concatenado del motor, las curvas de inductancia y las curvas de par para las diferente posiciones estatóricas y corrientes.

Para la elaboración del modelo del motor SRM y la obtención de las curvas de comportamiento estático, se presenta en el anexo A un extenso tutorial de cómo llevar a cabo el proceso.

3.3.2. Curvas de comportamiento estático

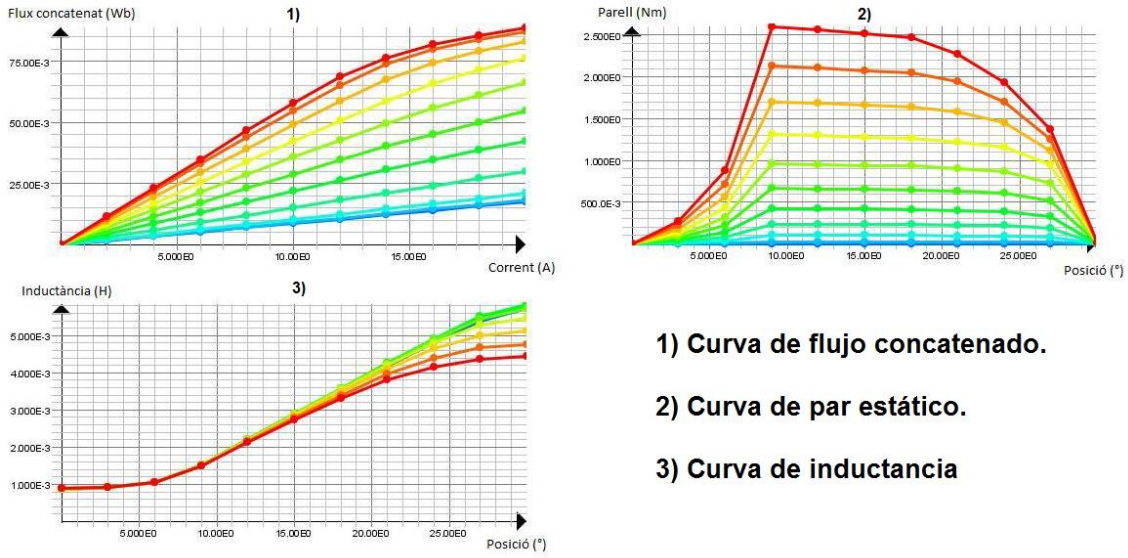


Fig. 3.4- Curvas de comportamiento estático (Flux 10.4.2)

De éstas curvas de comportamiento estático, la que nos guiará en el diseño inicial para ver las prestaciones del motor, será la curva de par estático, ya que nos permitirá conocer el par para diferentes posiciones rotóricas y para diferentes valores de la corriente. De forma general, interesará producir par de la forma más constante posible, durante la mayor parte del recorrido del rotor y para un mismo corriente.

En optimizaciones posteriores, también serán de interés la curva de flujo concatenado (de la que nos interesa el ciclo de conversión de energía (W), tal y como hemos explicado en el apartado 1.3.2) y la curva de inductancia (de la que nos interesará, la mayor relación posible entre las inductancias de alineamiento y de no alineamiento).

3.3.3. Adaptación del modelo de Flux para la realización del Coupling to Simulink

En el caso de que el modelo anteriormente creado y simulado estáticamente resulte satisfactorio, podremos realizar una serie de cambios para adecuar el modelo a la posterior realización del *Coupling to Simulink*, de esta forma podremos simular el comportamiento dinámico del motor de forma interactiva. Estos cambios aparecen detallados en el anexo A donde se describen todos los pasos a seguir. Los principales cambios que se introducirán en el modelo del motor serán la creación del circuito del convertidor, de la forma que

podemos observar en la fig. 3.11 y se detalla en el anexo A. Otro de los cambios es imponer una velocidad de rotación para la posterior simulación.

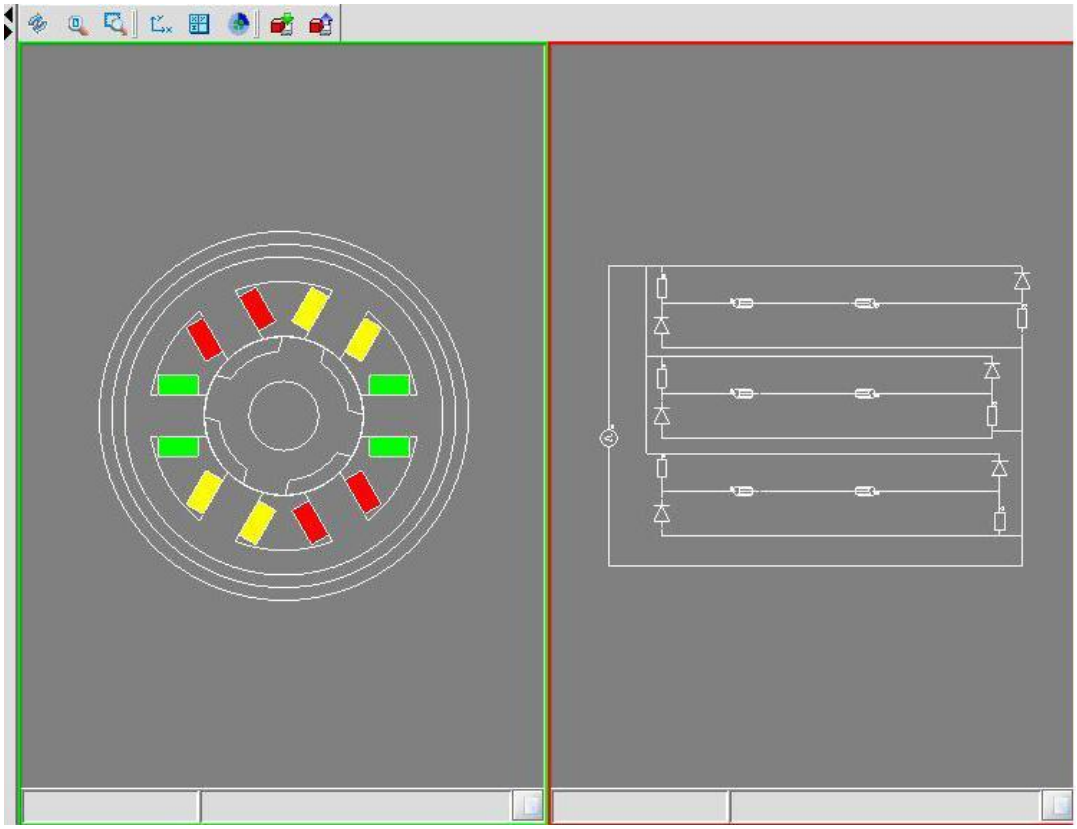


Fig. 3.5- Creación del circuito del convertidor (Flux 10.4.2)

3.3.4. Extracción de las curvas de comportamiento dinámico mediante Coupling to Simulink

Mediante la aplicación *Coupling to Simulink* podemos exportar el modelo del motor de Flux (archivo de extensión .TRA) a *Simulink* donde podemos implementar, la lógica de control. Esta dará unos valores a los interruptores de estado sólido, implementados como resistencias de nuestro convertidor en Flux. Todo este proceso de exportación esta detallado en el anexo A, donde se describen los pasos a seguir para así poder observar el comportamiento dinámico del motor a una velocidad impuesta.

Fig. 3.6- Software Matlab Simulink

A continuación se presenta la implementación de la lógica de control del motor mediante Simulik, para así poder obtener las curvas de comportamiento dinámico. En este caso para un motor SRM 8/6.

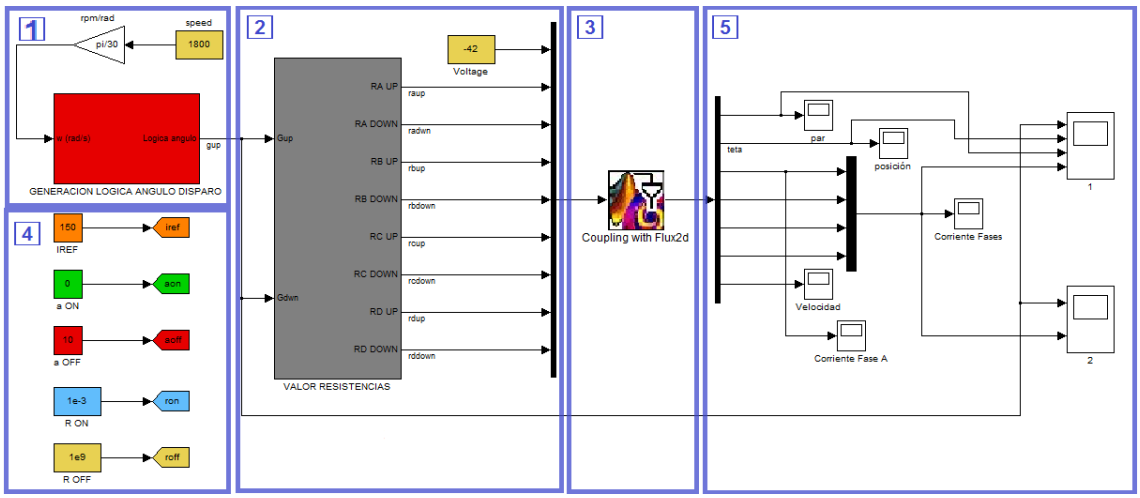


Fig. 3.7- Aplicación lógica del control al bloque coupling to simulink

En la fig. 3.7, podemos ver la vista general del modelo para la extracción de las curvas de comportamiento dinámico realizado mediante la interfaz de Simulink del programa Matlab. Este modelo se divide en 5 bloques diferenciados que se explican a continuación:

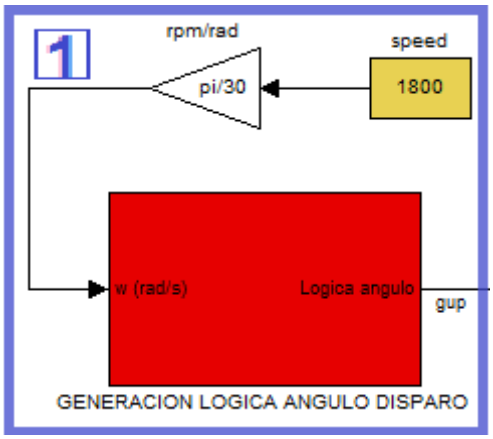


Fig. 3.8- Bloque encargado de realizar la generación lógica de los ángulos de disparo

Este primer bloque es el encargado de controlar durante que ángulo conducirán las diferentes fases del motor, además de asignar que fase conducirá en cada momento, para ello es necesario que definamos dos variables como son; el ángulo de inicio de la conducción (a ON) y el ángulo de final de la conducción (a OFF). Como podemos ver en la fig. 3.8, también es necesario que definamos la velocidad a la que girará el motor en rpm, que deberá ser la misma que la impuesta en FLUX, esto sirve para que el bloque conozca la posición del rotor para la correcta activación de las fases.

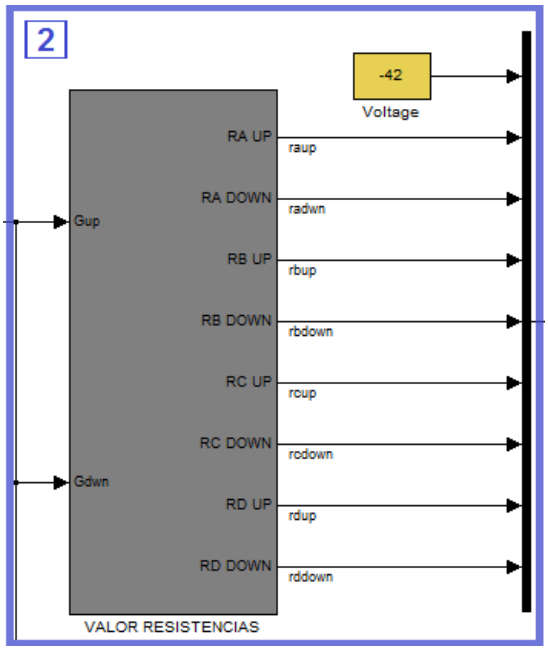


Fig. 3.9- Bloque encargado de dar valor a las resistencias del convertidor diseñado en Flux.

Este segundo bloque será el encargado de dar valores a las resistencias utilizadas en el circuito creado en Flux 10.4.2 en los instantes de abertura y cierre definidos en el primer bloque explicado anteriormente. Estas resistencias simulan los interruptores de estado sólido del convertidor estático de potencia. Debemos definir estos valores (R ON) y (R OFF), como valores de referencia podríamos optar por $1 \cdot 10^{-3}$ Ω cuando conducen y $1 \cdot 10^{9}$ Ω para impedir el paso de la corriente. Además en este bloque también debemos definir el valor de la tensión de alimentación, este debe coincidir con el definido en el circuito creado en Flux pero con signo negativo, tal y como podemos observar en la fig. 3.9.

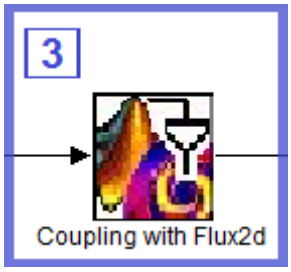


Fig. 3.10- Bloque Coupling to Simulink

Este tercer bloque es el encargado de simular el comportamiento del modelo del motor diseñado en Flux. En el anexo A aparece de forma detallada como configurar este bloque para su correcto funcionamiento.

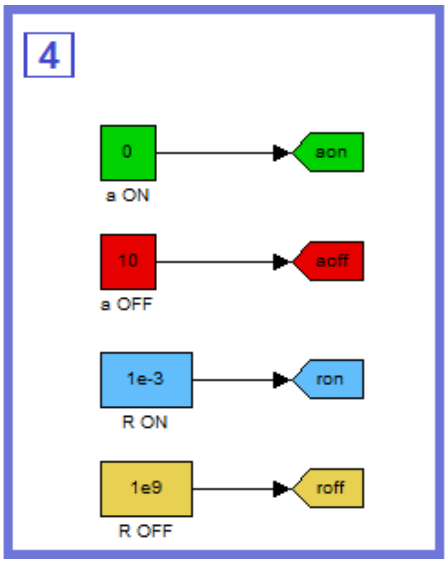


Fig. 3.11- Bloque de definición de las variables

En este cuarto bloque debemos definir las variables que hemos ido comentado durante la explicación de los bloques anteriores estas son; el ángulo de inicio de la conducción (a ON), el ángulo de final de la conducción (a OFF), la resistencia que permite la conducción (R ON) y la resistencia que impide la conducción (A OFF).

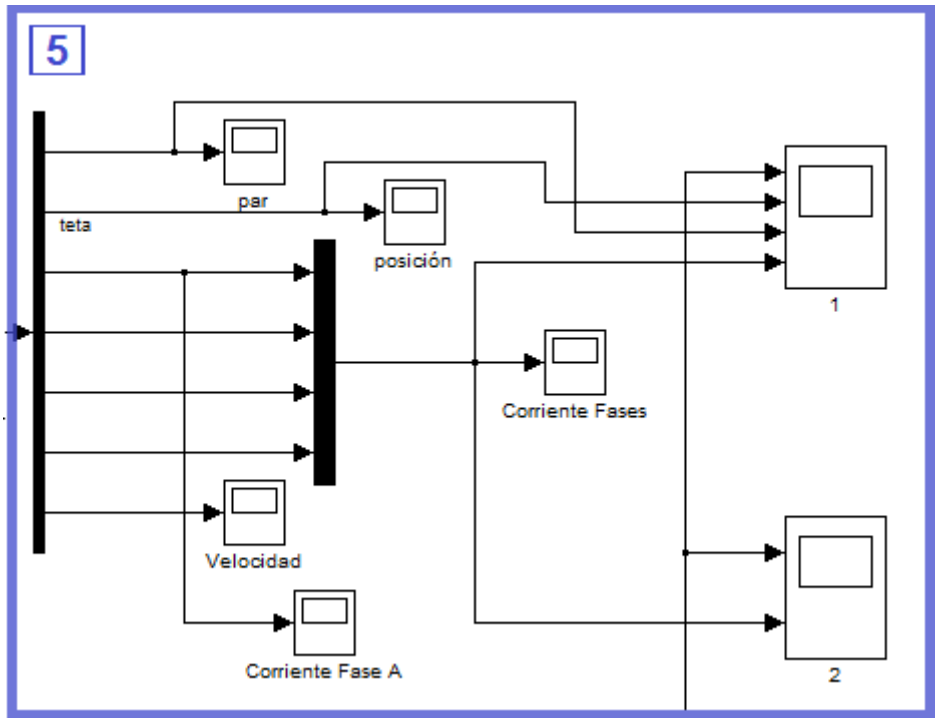


Fig. 3.12- Bloque de visualización de las señales

Este último bloque nos permite analizar las formas de onda de los diferentes parámetros y así analizar el comportamiento dinámico del motor, a partir de estos resultados podremos tomar decisiones para adecuar nuestro modelo a las prestaciones que requiere la aplicación a la cual irá destinado el motor.

3.3.5. Curvas de comportamiento dinámico

Del conjunto de señales obtenidas en el bloque de visualización de estas, las que serán de mayor interés para el estudio del comportamiento dinámico del motor serán; la señal de la corriente para las diferentes fases del motor y la curva de par total proporcionado por las distintas fases en cada instante. En éste caso esta segunda nos resultará de especial interés para valorar la magnitud del rizado de par, ya que como hemos comentado anteriormente es uno de los problemas más frecuentes que presentan los motores SRM.

En la fig. 3.13 aparece un ejemplo de la señal de la corriente de las distintas fases de un motor con configuración polar 8/6, por tanto de cuatro fases. Donde se puede observar la frecuencia de conmutación de las distintas fases y el rizado, debido a la abertura y cierre constante durante el ángulo de conducción de los interruptores de estado sólido.

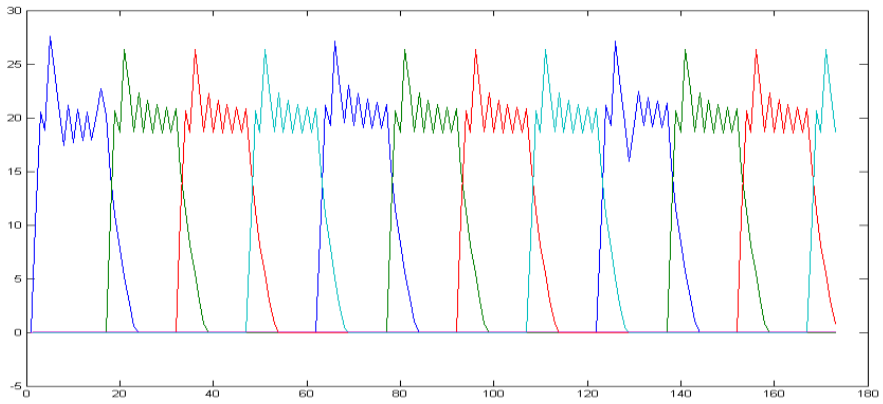


Fig. 3.13- Ejemplo de las curvas de la corriente por las diferentes fases de un motor 8/6

Este rizado de la corriente afectará directamente al rizado de la curva de par total, donde podremos observar como decaerá este par en los instantes de conmutación de las fases. En la fig. 3.14, podemos observar un ejemplo de la curva de par total, donde se produce este fenómeno.

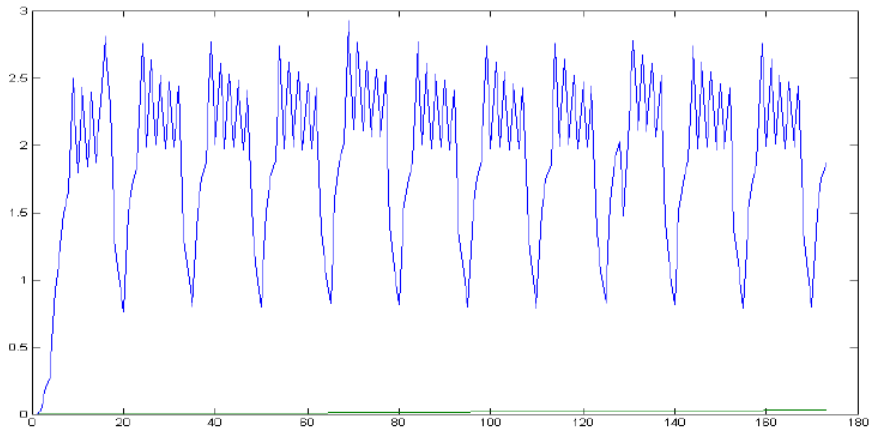


Fig. 3.14- Ejemplo de la curva de par total de un motor 8/6

4. Técnicas de control de par

4.1. Estado del arte

La mayoría de controladores de par diseñados para motores SRM, tienen como finalidad principal la reducción del rizado de par, uno de los principales inconvenientes de este tipo de motores como hemos podido observar en el primer capítulo de este mismo proyecto.

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 del par medio 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 final de la conducción de las fases (θ_{ON}, θ_{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 (fig. 4.1) la variación de los parámetros de la máquina o de la carga hará que la consigna de referencia no pueda ser alcanzada, resultando una mayor solución cerrar el lazo añadiendo un estimador del valor medio del par (fig. 4.2).

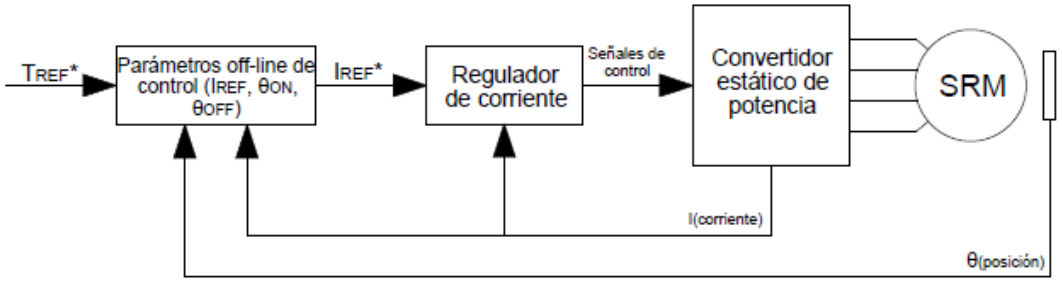


Fig. 4.1- Diagrama de bloques para el control del valor medio de par (lazo abierto)

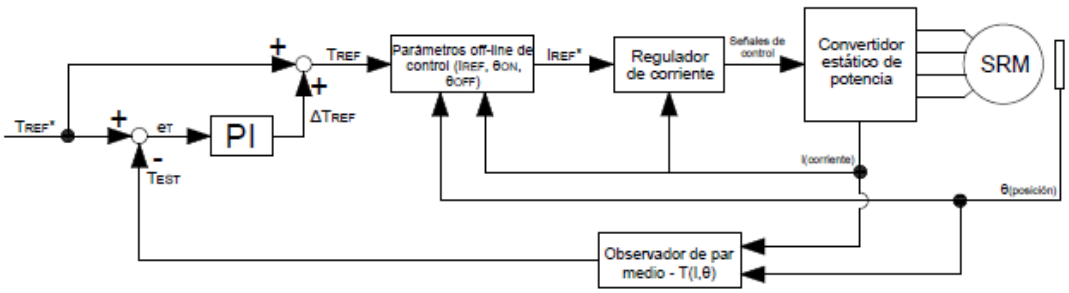


Fig. 4.2- Diagrama de bloques para el control del valor medio de par (lazo cerrado)

Para asegurar que se consigue mantener el valor del par dentro de un margen de valores aceptables 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 medio y de la consigna de referencia.

Estos controladores instantáneos de par los podemos dividir en dos bloques; los indirectos, donde la variable de regulación es el corriente o el flujo concatenado de la máquina; y los directos, donde se actúa sobre el valor instantáneo de par producido. Algunos autores [MIL01, HUS96, HUS02, BLA09] presentan diferentes técnicas de control instantáneo de par de forma indirecta, entre las cuales destacan:

- Regulación de corriente a partir de un perfil de corriente calculado off-line.

- Regulación de corriente a partir de funciones de distribución de par.

- 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 "Fuzyy-logic" y redes neuronales artificiales.

Como hemos mencionado anteriormente en el control 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 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, corriente de fase, ángulos de conducción, etc.). En la fig. 4.3 podemos observar el diagrama de bloques genérico para un controlador de par instantáneo, el cual será directo o indirecto en función del algoritmo utilizado y cual sea la variable de regulación del sistema.

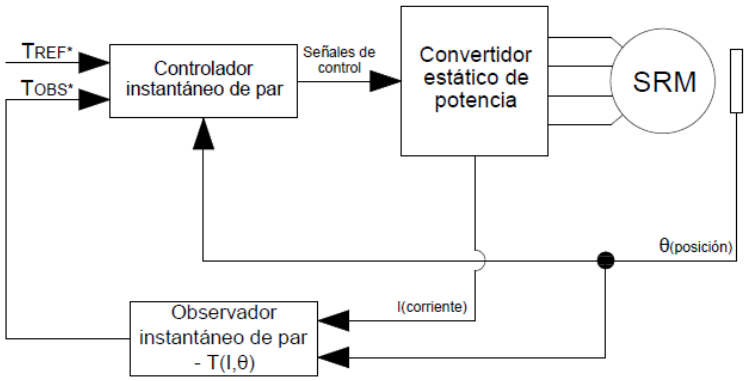


Fig. 4.3- Diagrama de bloques para el control del valor instantáneo de par

4.2. Diseño y modelado del controlador escogido

Una vez estudiadas las diferentes técnicas de control expuestas en el apartado anterior, se ha decidido utilizar para la confección de este proyecto; un control instantáneo de par mediante un controlador PI de par y regulación de corriente por histéresis (PITC), con el fin de controlar el par a un determinado valor y además reducir su notable rizado.

A continuación se presentan de forma detallada sus fundamentos y el modelo confeccionado en el entrono de simulación. Para ello previamente hay que introducir el concepto del observador de par, ya que este nos proporcionará un valor estimado del par del motor sin necesidad de disponer de un instrumento físico de medida.

4.2.1. Observador de par

Los controladores de par necesitan algún elemento que indique el valor del par producido por el motor, para poder calcular el error respecto a la consigna de par deseada y de esta forma realizar las acciones de control correctoras oportunas. El valor del par producido por el motor se puede obtener de diferentes formas: mediante un elemento de medida (como puede ser un sensor instantáneo de par), puede ser estimado mediante un algoritmo de cálculo de flujo [IND01], utilizando tablas de consulta donde se almacenan las características electromagnéticas de la máquina obtenidas mediante un software de análisis mediante elementos finitos [CAS11, LIA07, DEL10], o bien mediante la herramienta "coupling to simulink" de Flux que nos permite observar el par producido por el motor de forma rápida y sencilla.

Pese a que el sensor instantáneo de par ofrece una alta resolución y exactitud en el valor observado en comparación con los otros métodos, éste requiere una gran inversión económica y una gran precisión a la hora de instalarlo en el accionamiento. Por estos dos motivos descartaremos esta opción para nuestro controlador.

Pasando al siguiente método de observación, nos encontramos que la calidad de par estimado mediante algoritmos de cálculo, depende totalmente de las características del hardware utilizado para realizar dicho cálculo así como de las características del sistema de medida y adquisición de datos. No considerando los errores del sistema de medida, la mayoría de sistemas de procesado son poco potentes y necesitan un tiempo de cálculo elevado, por este motivo muchos de ellos producirán valores de par con un error elevado. Teniendo esto en cuenta, habrá que estudiar las características y limitaciones de los sistemas de que dispongamos antes de optar por este método.

Así, las dos opciones de implementación del observador de par que resultan más atractivas para la confección de nuestro controlador son: las "look-up tables" o la herramienta "coupling to simulik". En estos dos casos lo único que debemos tener presente es que el hardware a utilizar tenga suficientes recursos de memoria, así como potencia de cálculo suficiente como para gestionar los procesos de consulta en el tiempo requerido por el controlador.

En este caso nos decantaremos por la herramienta "Coupling to Simulink", ya que esta nos permite exportar el modelo de nuestro motor diseñado en Flux a Simulink de manera rápida y sencilla, tarea que resulta mucho más laboriosa en el caso de utilizar las "look-up tables" debido a la necesidad de realizar las tablas además de diseñar el sistema mecánico en simulink. Otra de las ventajas que ofrece esta herramienta respecto a las "look-up tables", y quizás la más importante, es que tiene en cuenta las pérdidas electromagnéticas, cosa que implica la obtención de valores más próximos a los reales.

4.2.2. Fundamentos del controlador utilizado

Partiendo de la ecuación 1.16 del estudio del modelo lineal del motor SRM, el valor del par resulta:

$$T_e = \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta} \tag{4.1}$$

Donde, el par producido por el motor es proporcional a la corriente consumida por cada una de sus fases. Por tanto es posible realizar un control de par regulando el valor de la corriente de las fases del motor.

Partiendo del principio, de que queremos implementar un controlador instantáneo 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 corrientes, ni funciones de distribución de par. Por este motivo, utilizaremos un sistema de control basado en un regulador PI de par que proporcionará la consigna de referencia de la corriente a subministrar a las fases del motor. La ecuación de control a la que atiende este tipo de controlador es la que aparece a continuación, donde k_p resulta la constante proporcional y k_i la integral.

$$u(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \cdot \int e(t) \cdot dt \tag{4.2}$$

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

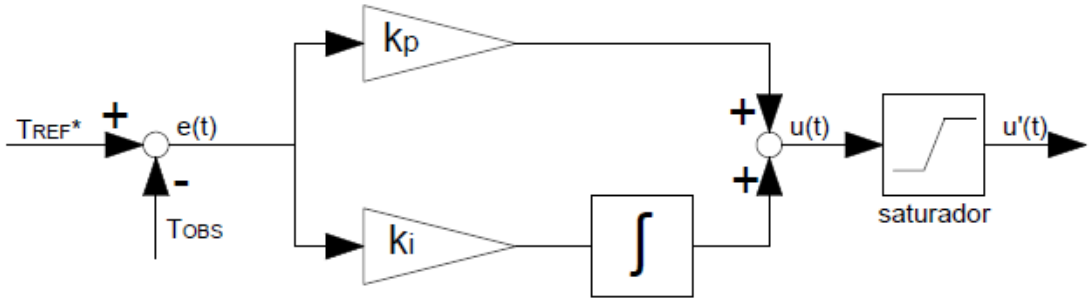


Fig. 4.4- Diagrama de bloques del controlador PI

Junto con el controlador PI necesitaremos añadir otros elementos al sistema de control del accionamiento, para que este funcione de manera adecuada. Así, este estará constituido por el controlador PI, que generará la corriente de referencia en función de la consigna de par y del valor de par obtenido por el observador (coupling to simulink); un regulador de corriente, que se encargará de subministrar la corriente necesaria a cada fase en función del valor de la corriente de referencia y la corriente de fase extraída del observador (coupling to simulink); un bloque generador de señales de disparo en función de los ángulos de conducción de la fase (θ_{ON},θ_{OFF}); y finalmente un bloque que combine las señales de regulación de corriente y conducción de las fases para enviarlas finalmente al bloque "coupling to simulink" (motor + convertidor) pasando por el bloque encargado de dar valor a las resistencias del convertidor. En la fig. 4.5 podemos observar el diagrama de bloques completo del controlador.

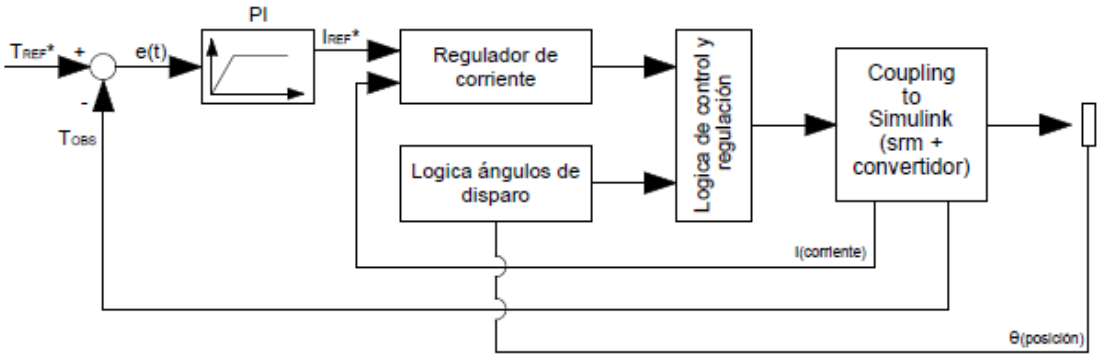


Fig. 4.5- Diagrama de bloques completo del controlador PI

4.2.3. Modelo del controlador desarrollado en el entorno de simulación (Simulink)

Para comprobar el correcto funcionamiento de nuestro controlador sobre el accionamiento, se desarrollará y testeará el controlador en un entorno de prototipado virtual.

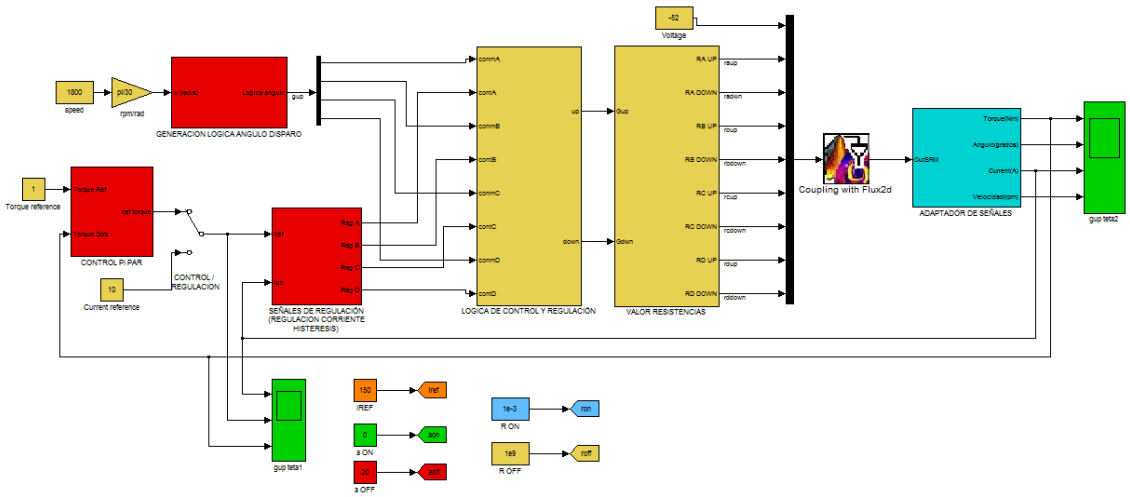


Fig. 4.6- Vista general del modelo completo del controlador PI de par y el accionamiento desarrollado en Simulink

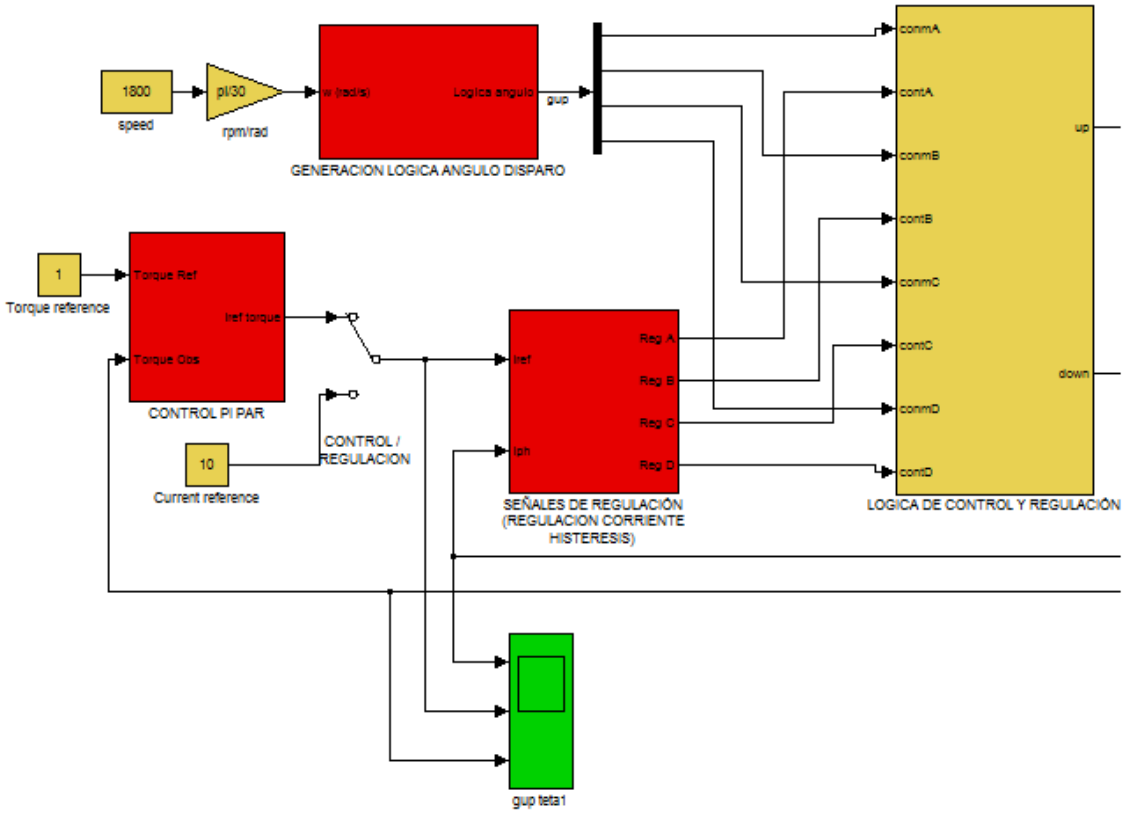


Fig. 4.7- Modelo del controlador PI de par (sistema de regulación y control)

Como podemos ver en la fig. 4.7, los bloques que componen el sistema de regulación y control son:

- Control PI de par.

- Bloque encargado de generar las señales de conducción (en función de los ángulos de disparo).

- Bloque encargado de generar las señales de regulación (regulación de corriente por histéresis).

- Lógica de regulación y control.

El controlador PI es el encargado de generar la corriente de referencia para alcanzar la consigna de par deseada. Este se ha implementado tal y como aparece en la fig.4.8.

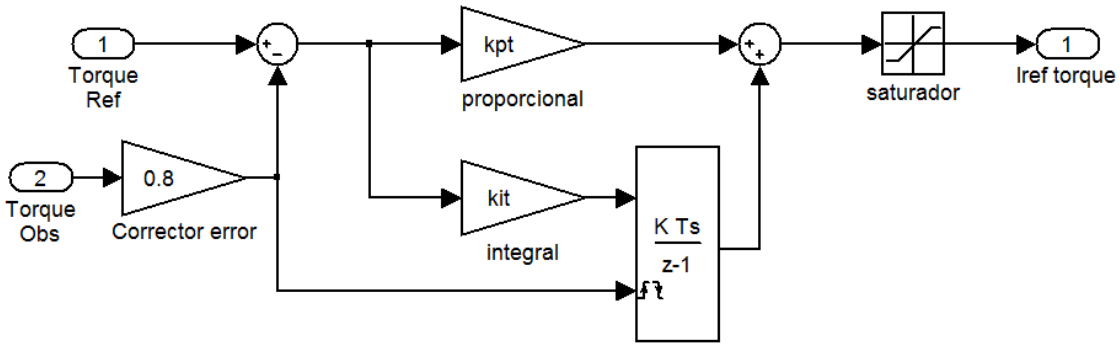


Fig. 4.8- Diagrama de bloques del controlador PI realizado en Simulink

De la composición de este controlador, resulta oportuno remarcar la presencia del saturador y de un reset externo para el integrador. El elemento saturador será el encargado de evitar que la corriente de referencia que genere el controlador exceda de unos límites permitidos por el motor, realizando la función de un elemento de protección. Por otro lado, el reset del integrador, a flanco ascendente y descendente del valor del par, nos permitirá poner a cero la salida de la parte integral en el momento en el que el par se anula, evitando de esta forma que quede un valor remanente y se sume cuando se vuelva a activar el motor.

También cabe resaltar que la corriente de referencia es única y común para todas las fases del motor, no pudiendo realizar un control individual de cada una de las fases utilizando éste método de control.

Con el objetivo de fijar la corriente de referencia se hace uso de un regulador de corriente por histéresis, encargado de comparar el valor real de la corriente de fase (I_{PH}) con la referencia (I_{REF}). Esta comparación se realiza mediante un comparador de histéresis por fase, encargado de generar las señales lógicas de regulación en función de si es necesario añadir (uno lógico) o restar corriente a la fase (cero lógico). Uno de los inconveniente que presenta el uso de un regulador de histéresis, para el troceado de la corriente, es que no permite controlar la frecuencia de conmutación de los interruptores, por lo que está dependerá del tiempo de procesado (sample time) del sistema de control.

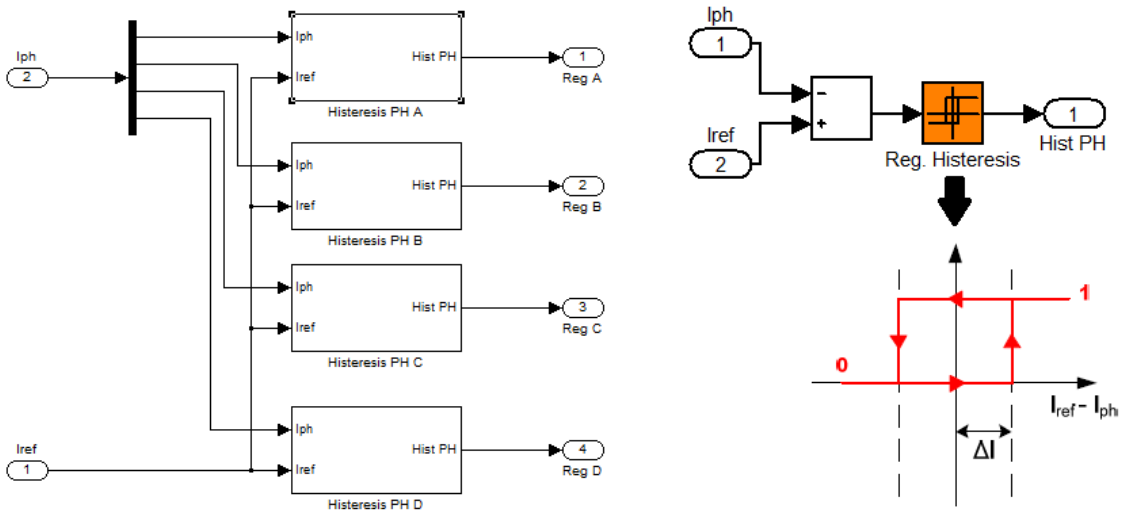


Fig. 4.9- Diagrama de bloques del regulador de histéresis realizado en Simulink

En combinación con las señales de regulación se encuentran las señales de conducción, las cuales tomarán uno lógico cuando el valor de la posición rotórica se encuentre dentro de los intervalos de conducción de la fase, marcados por los ángulos de inicio (a ON) y finalización (a OFF) de la conducción, y tomarán cero lógico en caso contrario.

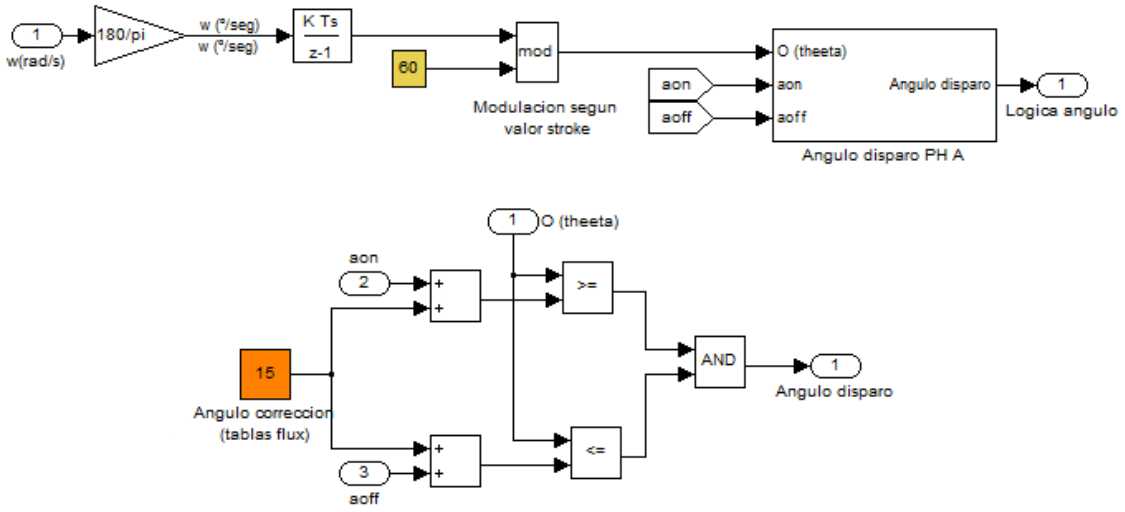


Fig. 4.10- Diagrama de bloques del generador de señales de conducción de las fases realizado en Simulink

De este bloque cabe destacar la presencia de un integrador discreto de tiempo, el cual transforma una velocidad en grados partido segundo en un ángulo, además de dividir una señal de entrada en cuatro señales de salida desfasadas 15º entre ellas, es aquí cuando entra en juego el modulador, el cual nos modula dichas cuatro señales de cero a sesenta grados. En este caso se adoptan estos valores porque el ejemplo de la fig. 4.10 es para un SRM 8/6, debemos

tener en cuenta que el valor de la modulación debe coincidir con el valor de un stroke, y el valor del desfase entre fases con el ángulo de conducción.

Cabe recordar también que existen varias técnicas para realizar el troceado de la corriente, expuestas algunas de ellas en el apartado 1.1.7.1 de este mismo proyecto. En función de la técnica elegida, mediante las señales de regulación y conmutación, debemos generar las órdenes de activación y desactivación de los interruptores del convertidor estático de potencia. Todo esto se consigue mediante el bloque encargado de generar la lógica de control y regulación.

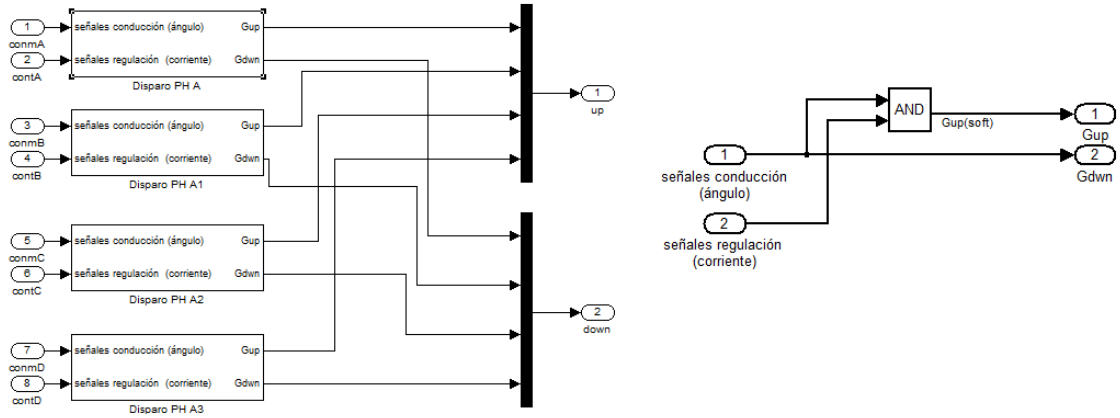


Fig. 4.11- Diagrama de bloques de la lógica de control y regulación realizado en Simulink

Como podemos ver en la fig. 4.11 las señales de conducción y regulación se combinan mediante puertas lógicas, se utilizan tantos bloques de combinación de señales como fases tiene el motor. Para nuestro modelo la técnica de troceado elegida ha sido el soft-choping.

Por último, sólo faltará unir este bloque explicado en último lugar con el bloque encargado de dar valor a las resistencias del convertidor estático de potencia realizado en Flux además de definir las condiciones de simulación para de esta forma comprobar el correcto funcionamiento del controlador.

5. Caso de estudio diseño del motor 8/6

A continuación se analizan todos los pasos de diseño de un motor con estructura 8/6 a modo de explicación de las herramientas utilizadas con un caso práctico. Obteniendo los resultados experimentales y oportunas conclusiones que validan la metodología propuesta. Además se realiza una comparación de los resultados obtenidos con los obtenidos por otros proyectistas de este mismo departamento mediante otras tipologías i/o programas para de esta forma extraer una serie de conclusiones. También aplicaremos el modelo diseñado al controlador de par para realizar diferentes simulaciones.

5.1. Prestaciones nominales, características y limitaciones del motor a diseñar

La prestaciones nominales del motor a diseñar son las que aparecen en la tabla que podemos ver continuación:

Parámetros nominales	Valores	Unidades
Potencia nominal (Pu)	475	W
Velocidad (N)	1800	rpm
Tensión (V)	42	V

Tabla 5.1- Prestaciones nominales del motor a diseñar

Como hemos dicho anteriormente la configuración polar de este motor será 8/6 y por tanto será un motor de cuatro fases. A continuación aparece una tabla con las limitaciones dimensionales de este:

Limitaciones dimensionales	Valores	Unidades
Diámetro exterior del estator (Dee)	104	mm
Longitud del paquete de chapas (L)	80	mm

Tabla 5.2- Limitaciones dimensionales del motor

Las características de la chapa utilizada para construir el motor, serán las que aparecen a continuación:

Característica	Valor	Unidades
Material ferromagnético	M600-50A	-
Inducción máxima de saturación (Bps)	1.8	T
Coeficiente de apilamiento (kFe)	0.97	-
Densidad del material	7.75	Kg/dm^3

Tabla 5.3- Características de la chapa utilizada

5.2. Dimensiones geométricas para el dimensionamiento del motor

Con los datos aportados en el apartado anterior y mediante la ayuda de la hoja de cálculo explicada en el capítulo tres de este mismo proyecto, obtendremos las dimensiones geométricas del motor, de esta forma ya podremos realizar el dimensionamiento de este, mediante el programa de dibujo Autocat.

Estas dimensiones, extraídas de la hoja de cálculo son las que aparecen en la fig. 5.1 que aparece a continuación.

DIMENSIONES GEOMÉTRICAS		
		Unidades
NÚMERO DE POLOS DEL ESTATOR (Ns)	8	-
NÚMERO DE POLOS DEL ROTOR (Nr)	6	-
DIÁMETRO EXTERIOR ESTATOR (Dee)	104	mm
DIÁMETRO ENTREHIERRO ESTATOR (D')	55,92	mm
DIÁMETRO INTERIOR ESTÁTOR (Die)	91,77	mm
DIÁMETRO ENTREHIERRO ROTOR (D)	55,12	mm
ANGULO POLAR ESTATÓRICO (βs)	21	°
ANGULO POLAR ROTÓRICO (βR)	23	°
AMPLITUD POLAR ESTATOR (bs)	10,19	mm
AMPLITUD POLAR ROTOR (br)	10,99	mm
ALTURA DE LOS POLOS DEL ESTATOR (hps)	17,93	mm
ALTURA DE LOS POLOS DEL ROTOR (hpr)	9,07	mm
DIÁMETERO DEL EJE (Deje)	21,60	mm
LONGITUD DEL PAQUETE DE CHAPAS (L)	80	mm
DIÁMETRO INTERIOR DEL ROTOR (Dir)	36,99	
BOBINADO		Unidades
BP	4,0204	mm
AP	8,0408	mm
NÚMERO DE ESPIRAS	42	-
RESISTENCIA	0,05	Ω

Fig. 5.1- Dimensiones geométricas obtenidas mediante la hoja de cálculo

Estos valores no serán los que utilizaremos finalmente para diseñar el motor, sino los que aparecen en la fig. 5.2 de la siguiente pagina. Como podemos observar, los valores del motor real son ligeramente diferentes, esto se debe a la posterior optimización realizada sobre este. La variación más significativa, que influye directamente en el comportamiento del motor es el aumento del número de espiras. Este aumento se realiza debido a un mayor aprovechamiento del espacio de ventana destinado a las bobinas, llegando de esta forma a un 45% del coeficiente de utilización con 56 espiras por fase, mientras que anteriormente estaba en un 35% con 42 espiras por fase.

DIMENSIONES GEOMÉTRICAS		
		Unidades
NÚMERO DE POLOS DEL ESTATOR (Ns)	8	-
NÚMERO DE POLOS DEL ROTOR (Nr)	6	-
DIÁMETRO EXTERIOR ESTATOR (Dee)	104	mm
DIÁMETRO ENTREHIERRO ESTATOR (D')	56,7	mm
DIÁMETRO INTERIOR ESTÁTOR (Die)	88,00	mm
DIÁMETRO ENTREHIERRO ROTOR (D)	56	mm
ANGULO POLAR ESTATÓRICO (βs)	21	°
ANGULO POLAR ROTÓRICO (βR)	23	°
AMPLITUD POLAR ESTATOR (bs)	11,00	mm
AMPLITUD POLAR ROTOR (br)	1,70	mm
ALTURA DE LOS POLOS DEL ESTATOR (hps)	15,65	mm
ALTURA DE LOS POLOS DEL ROTOR (hpr)	12,00	mm
DIÁMETERO DEL EJE (Deje)	15,00	mm
LONGITUD DEL PAQUETE DE CHAPAS (L)	80	mm
DIÁMETRO INTERIOR DEL ROTOR (Dir)	32,00	
BOBINADO		Unidades
AP	13,0867	mm
BP	5,5851	mm
NÚMERO DE ESPIRAS	56	-
RESISTENCIA	0,08	Ω

Fig. 5.2- Dimensiones geométricas finales del motor a diseñar

Una vez obtenidos estos valores ya podemos realizar el dimensionamiento de nuestro motor mediante el programa de dibujo Autocat.

5.3. Realización del dimensionamiento del motor mediante el programa Autocat

Con los valores obtenidos en el apartado anterior, ya tendremos toda la información necesaria para realizar el dimensionamiento del motor. Este dimensionamiento lo realizaremos mediante el programa de dibujo Autocat, ya que de esta forma podremos importarlo fácilmente a nuestro programa de análisis mediante elementos finitos Flux para su posterior simulación.

Lo único que debemos tener en cuenta es que el centro de nuestro motor se encuentre en el punto (0,0) del sistema de coordenadas de Autocat, y que al finalizar el dimensionamiento lo guardemos con la extensión "dxf" para su posterior importación.

En la fig. 5.3, podemos ver cómo quedará nuestro motor una vez dimensionado. Además aparecen como aclaración las acotaciones para facilitar la comprensión del mismo.

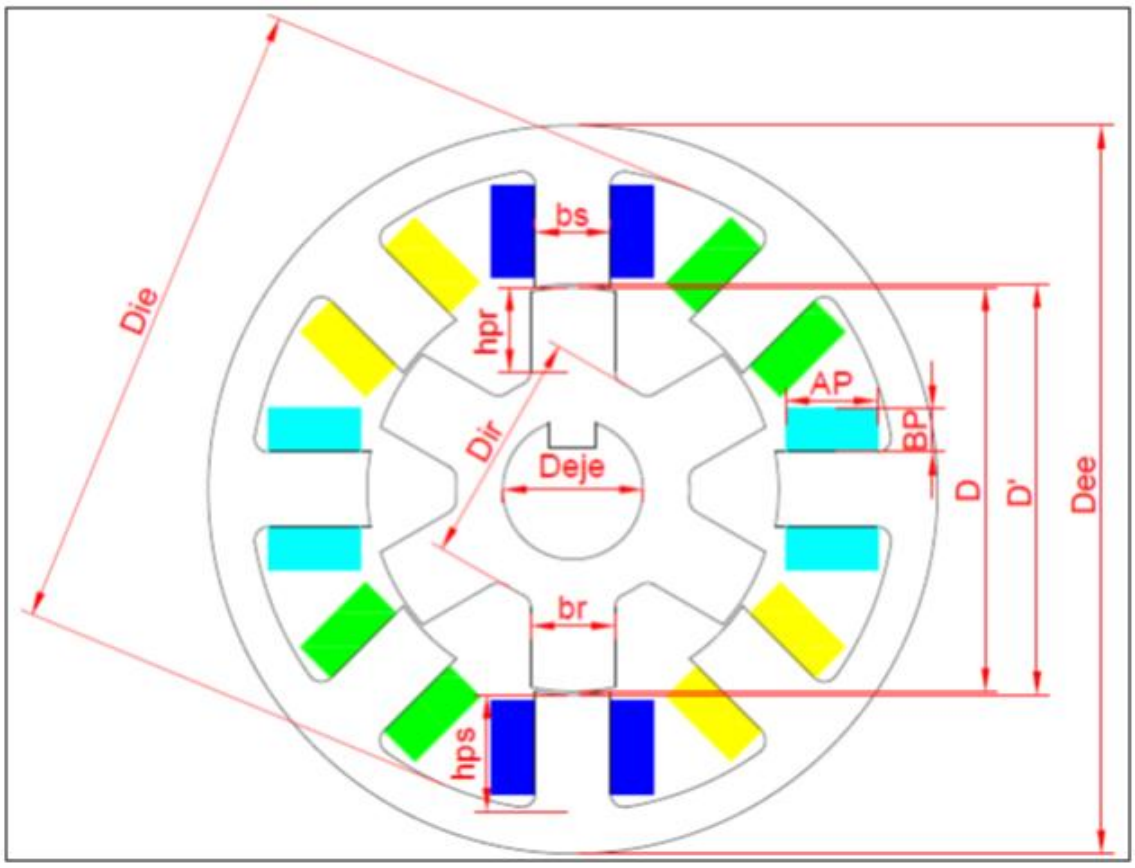


Fig. 5.3- Dimensionamiento final del motor acotado

5.4. Análisis estático del motor mediante el programa de elementos finitos Flux

Una vez finalizado el dimensionamiento y con la ayuda del anexo A podremos analizar estáticamente el motor. Los resultados obtenidos son los que aparecen a continuación.

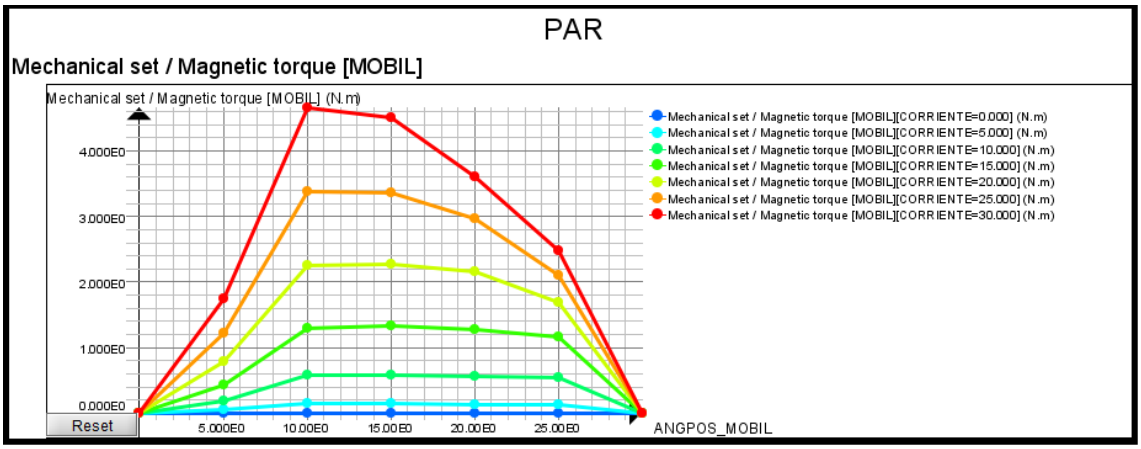


Fig. 5.4- Curvas de par estático

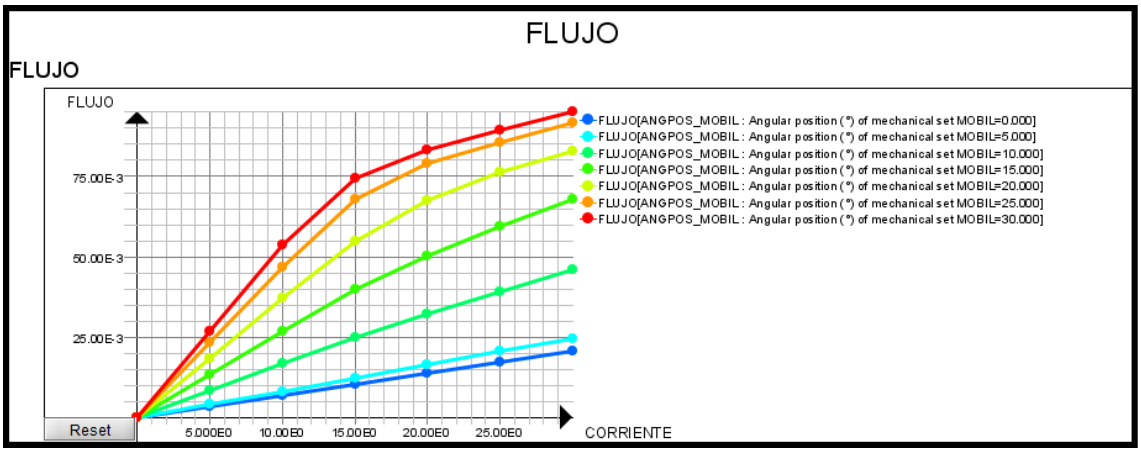


Fig. 5.5- Curvas de flujo concatenado

En las fig. 5.4 y 5.5, observamos las curvas de par y flujo concatenado del motor analizado estáticamente para diferentes posiciones y a diferentes corrientes. De estas la que nos guiará para conocer las prestaciones del motor será la de par estático, ya que nos permitirá observar para que posiciones y a que corriente obtenemos el par máxima y además identificar en que zonas es mejor trabajar. Interesará siempre producir el par de la forma más constante posible, durante la mayor parte del recorrido del rotor y para una misma corriente.

5.5. Análisis dinámico del motor mediante el herramienta Coupling to Simulink de Flux

Para extraer las curvas de comportamiento dinámico del motor, es necesario realizar una serie de cambios al programa realizado en Flux para el análisis estático. En el anexo A aparece de forma detallada la manera de realizarlos y posteriormente como exportar el modelo diseñado para su posterior simulación en Simulink, mediante la herramienta Coupling to Simulink.

El modelo de Simulink utilizado para la simulación es el explicado en el apartado (3.3.4) de este mismo proyecto. Una vez realizada la simulación los resultados obtenidos son los que aparecen en la página siguiente.

Cabe destacar que para la obtención de estos resultados, se ha configurado el modelo de Simulink con las siguientes características.

- Ángulo de inició de la conducción (a ON) igual a 0º.

- Ángulo de final de la conducción (a OFF) igual a 15º.

- Tensión (-42V) y velocidad 1800 rpm.

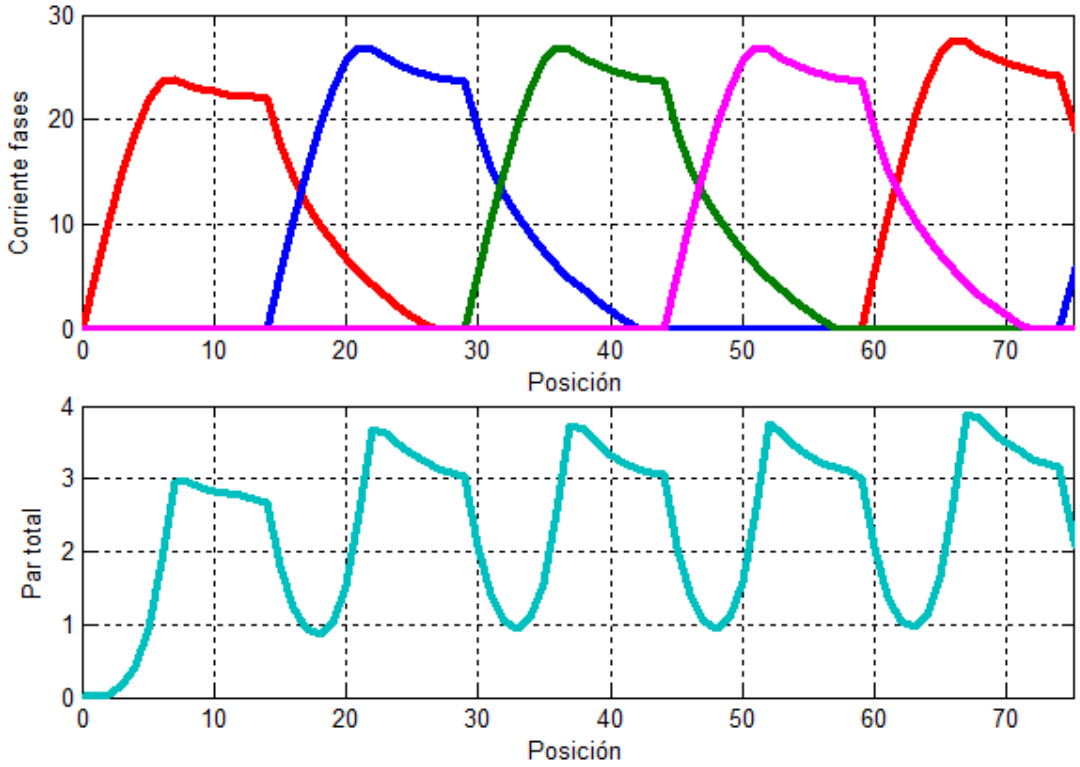


Fig. 5.6- Curvas de la corriente de las diferentes fases del motor y del par total para una velocidad impuesta de 1800 rpm

Como podemos ver la curva de par total resulta bastante inestable, esto es debido a la naturaleza pulsante del par de los motores de este tipo. Para corregir este defectos utilizaremos el controlador de par explicado en el capítulo anterior. En apartado 5.7 se detalla la forma optima para ajustar el controlador diseñado para la obtención de par de este motor, de la forma más estable posible.

5.6. Comparación de los resultados con los obtenidos por otros proyectistas con otros métodos y/o programas de simulación para el mismo motor

5.6.1. Comparación de las curvas estáticas obtenidas con Flux y FEMM

En primer lugar vamos a comprobar los resultados obtenidos mediante la obtención de las curvas estáticas del motor. En nuestro caso, estas han sido obtenidas mediante el programa FLUX. Con el objetivo de validar los resultados extraídos por otro proyectista, con el programa de elementos finitos FEMM.

Seguidamente podemos observar la curva de par estático, obtenida en FLUX:

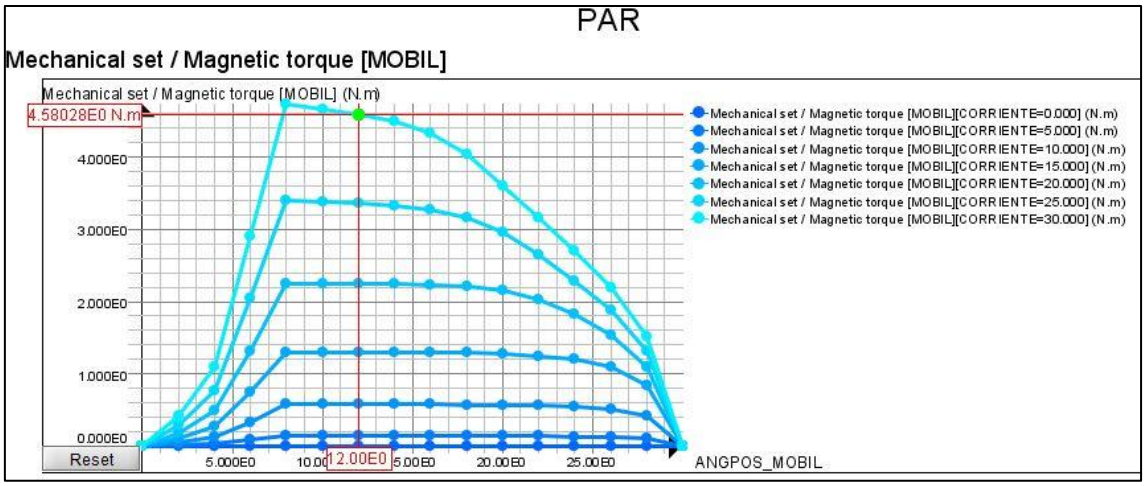


Fig. 5.7- Gráfica par-posición obtenida en Flux

A continuación observaremos la curva de par estático, representada con los datos que se extraen de FEMM.

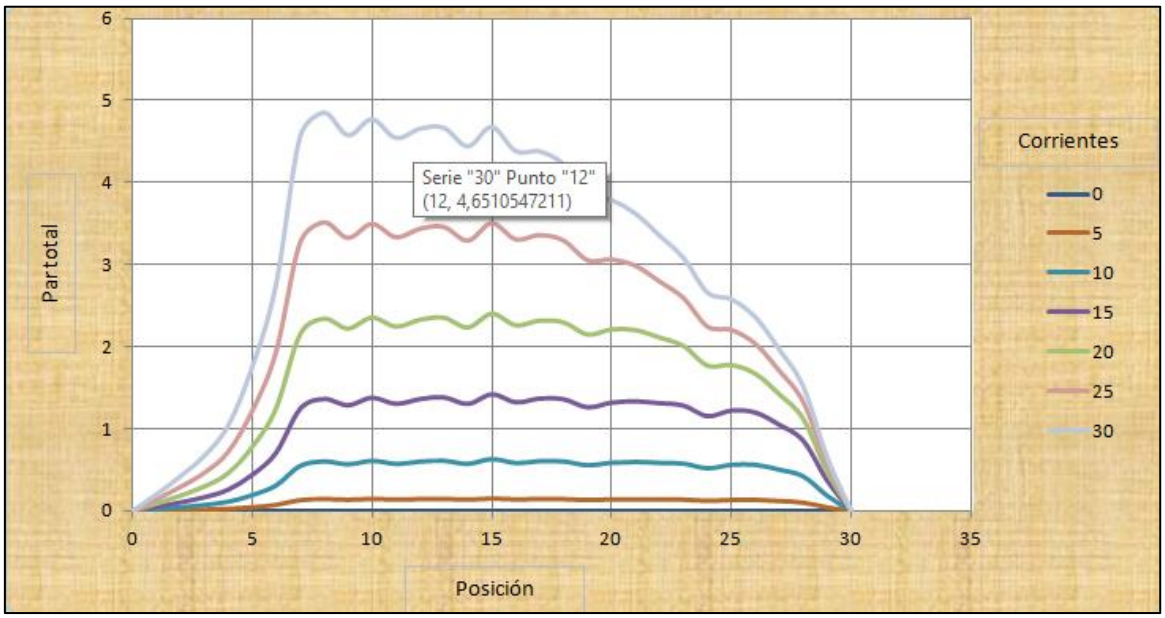


Fig. 5.8- Gráfica par-posición obtenida en FEMM

Como se puede observar, para realizar la comparación se ha analizado a una determinada posición (12º) y para una misma corriente (30A) el valor del par obtenido mediante los dos programas. El resultado obtenido de este análisis es similar con ambos métodos de simulación, por lo tanto se puede afirmar que ambos sistemas de simulación son muy parecidos. La pequeña variación en los resultados que podemos apreciar, se debe al método de cálculo utilizado en cada uno de los programas.

5.6.2. Comparación de los ensayos dinámicos con la aplicación "Coupling to Simulink" de Flux y el método denominado "Look up tables"

A continuación se realizarán ensayos dinámicos de este mismo motor a una velocidad de 1800rpm, los métodos de simulación serán, la aplicación de Coupling to Simulink de FLUX y el denominado “Look up tables”.

Los resultados obtenidos mediante la simulación con Coupling to Simulink son:

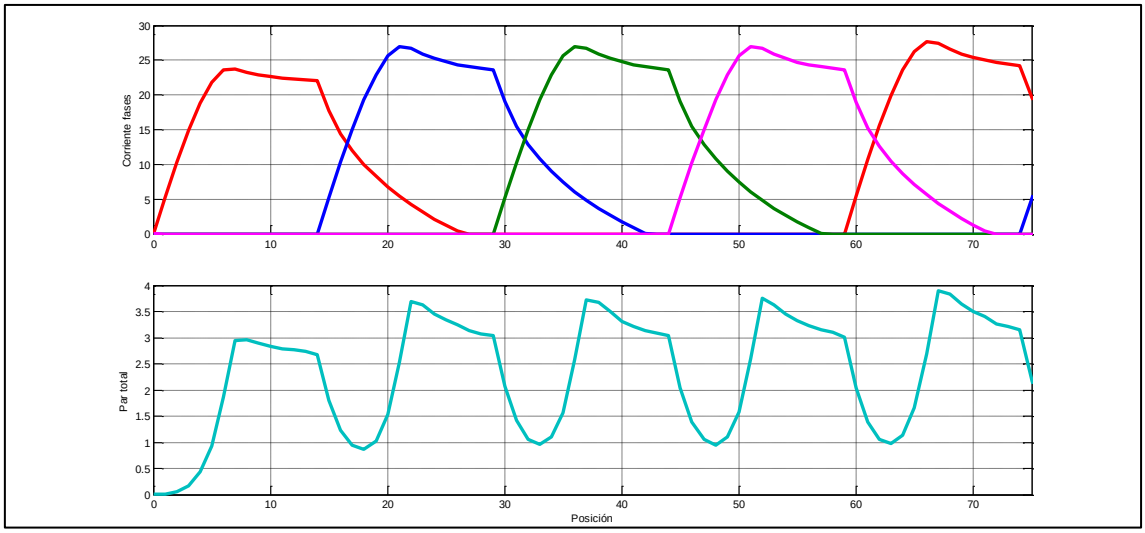


Fig. 5.9- Gráfica de comportamiento dinámico, mediante Coupling to Simulink

Y los resultados obtenidos mediante “Look up tables”:

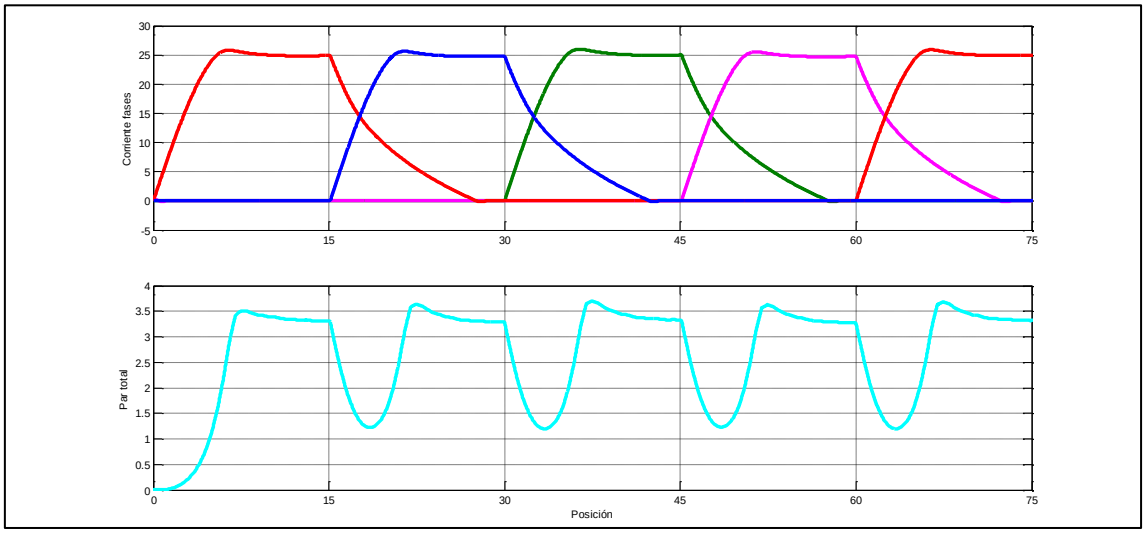


Fig. 5.10- Gráfica de comportamiento dinámico, mediante Look at tables

Observando las diferentes gráficas, podemos llegar a varias conclusiones. Una de ellas es que con el método “look up tables” no se tienen en cuenta las pérdidas electromagnéticas, por esto podemos observar que el par obtenido es más grande con este método.

Otra observación a remarcar, es el retraso a la hora de disparar los interruptores, según el ángulo, en la simulación de “look up tables”. Esto es debido al corte producido por los interruptores, algo que en el sistema Coupling to Simulink se produce de manera más rápida debido al uso de resistencias en substitución de los interruptores.

Podemos concluir diciendo, que ambos métodos son válidos a la hora de realizar la simulación, pero en este caso nos decantaríamos por el sistema Coupling to Simulink por el hecho de tener en cuenta las pérdidas electromagnéticas.

5.6.3. Estudio de la solapación de dos fases

Con el objetivo de comprobar la saturación del flujo y la utilidad del "Coupling to Simulink" de Flux se emula un comportamiento como el de la figura 5.11 dónde dos fases están excitadas a la vez. Esto es tratado mediante el sistema "Look at tables" como una superposición de flujo en las fases, lo cual no es cierto tal y como se va a demostrar.

Después de realizar el estudio dinámico del motor imponiendo unos ángulos de conducción (a ON = 0) y (a OFF = 20) mediante la aplicación "Coupling to Simulink", las gráficas obtenidas en este caso son las que aparecen en la fig.5.11.

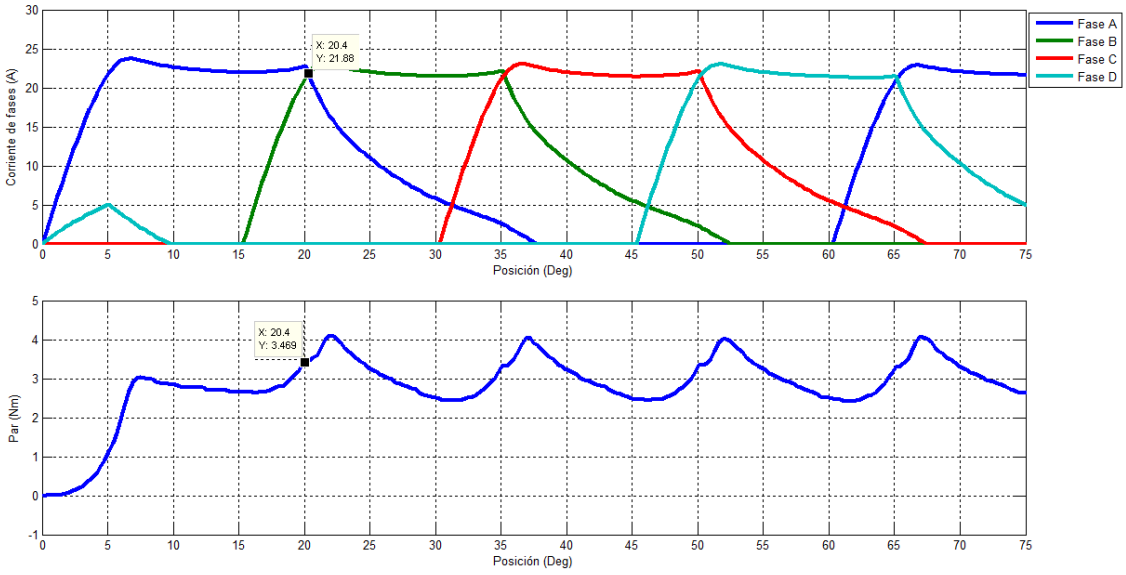


Fig. 5.11- Estudio comportamiento dinámico cuando coinciden dos fases del motor

Como se puede observar en las gráficas las dos fases se cruzan a 20.4º donde tenemos una corriente de 21.88A y un par de 3.47Nm aproximadamente. Estos

resultados se compararán con los obtenidos mediante el programa FEMM en estas mismas condiciones.

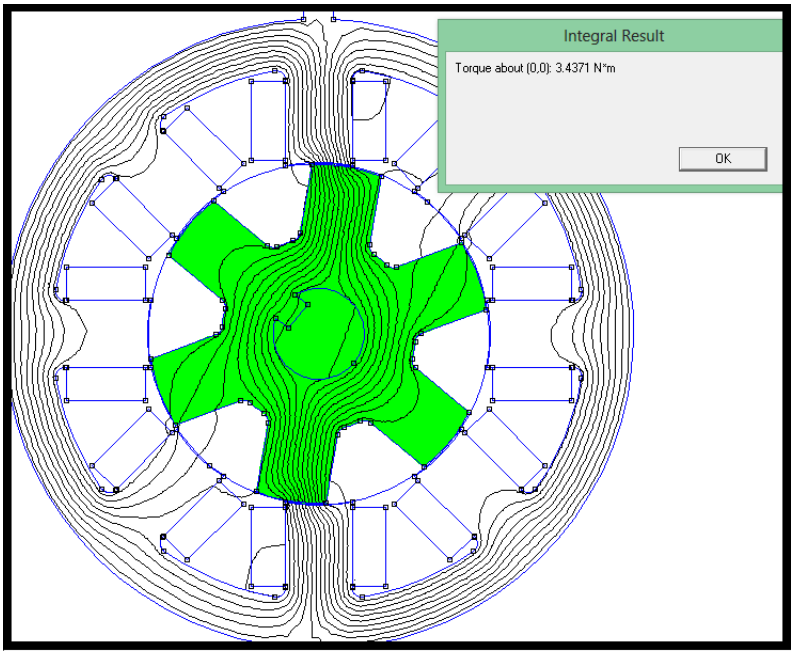


Fig. 5.12- Par obtenido en las mismas condiciones que en la figura anterior pero con el programa FEMM

En la fig.5.12 podemos observar como el par obtenido con el programa FEMM es bastante similar al obtenido anteriormente con el "Coupling to Simulink" la pequeña diferencia apreciable se debe a la forma de operar las ecuaciones de los diferentes programas. En la fig.5.13 aparece el flujo concatenado obtenido en las dos fases activas en estas condiciones, mediante este mismo programa.

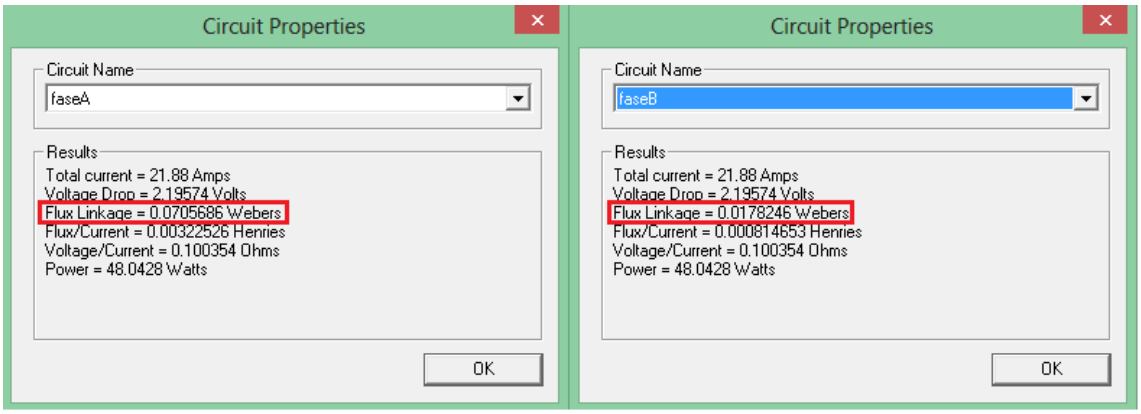


Fig. 5.13- Flujo concatenado obtenido en las dos fases activas mediante el programa FEMM

Este flujo obtenido en FEMM lo compararemos con el flujo obtenido mediante la simulación estática del motor con el programa Flux en esas mismas condiciones. Para ello deberemos sumar estos dos valores de flujo para posteriormente comparar el valor total de este con el que obtendremos en Flux.

En este caso el valor total del flujo es 0.0883932 Webbers. En la fig.5.14 veremos los resultados obtenidos en Flux.

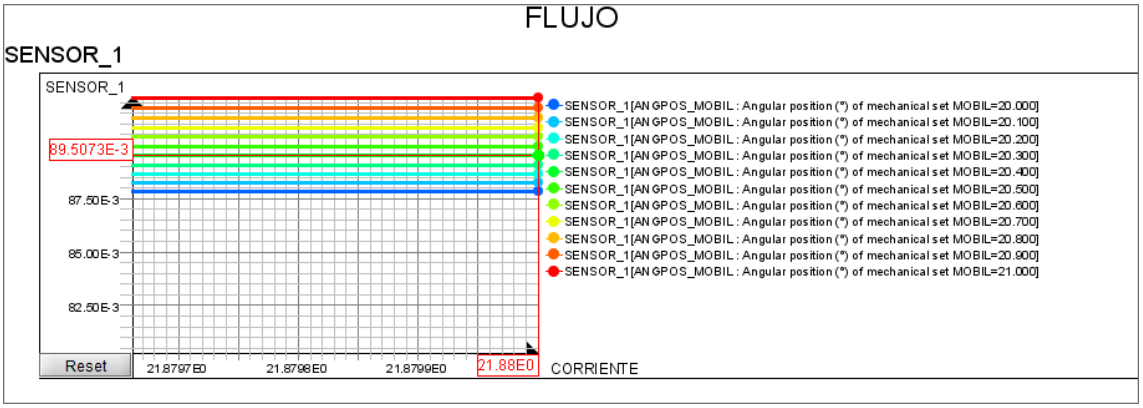


Fig. 5.14 Flujo concatenado total obtenido mediante el programa Flux

Como podemos ver el valor obtenido en este caso es 0.0895073 Webbers, el cual también es bastante similar al resultante del programa FEMM. Por último comprobaremos que el par obtenido en ese mismo punto mediante el programa Flux coincide con los valores de par mencionados anteriormente.

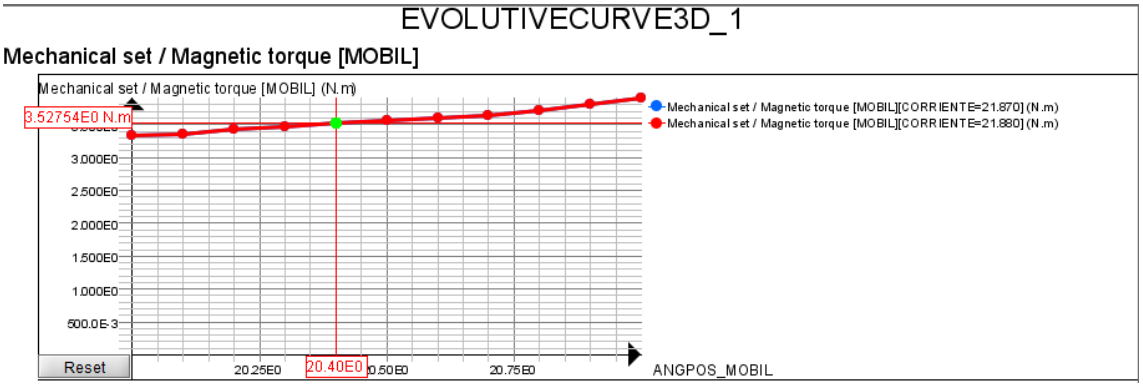


Fig. 5.15- Par obtenido mediante el programa Flux

Como se puede observar el valor del par en este caso es ligeramente superior a los anteriores, esta pequeña variación también es debida a la forma de operar de los diferentes programas.

Una vez realizadas todas las comparaciones, podemos concluir diciendo que cualquiera de los métodos utilizados en este apartado resulta óptimo para el estudio en cuestión, en cambio con el método de las "look at tables" los resultados obtenidos no serían adecuados para realizar este estudio.

5.6.4. Estudio de la solapación de tres fases

En este caso se realiza el mismo estudio que en el apartado anterior pero en un ángulo donde coincidan tres fases dando corriente. Para ello realizaremos el

estudio dinámico del motor mediante la aplicación "Coupling to Simulink" imponiendo unos ángulos de conducción (a ON = 0) y (a OFF = 22). Los resultados gráficos obtenidos son los que aparecen en la fig.5.16.

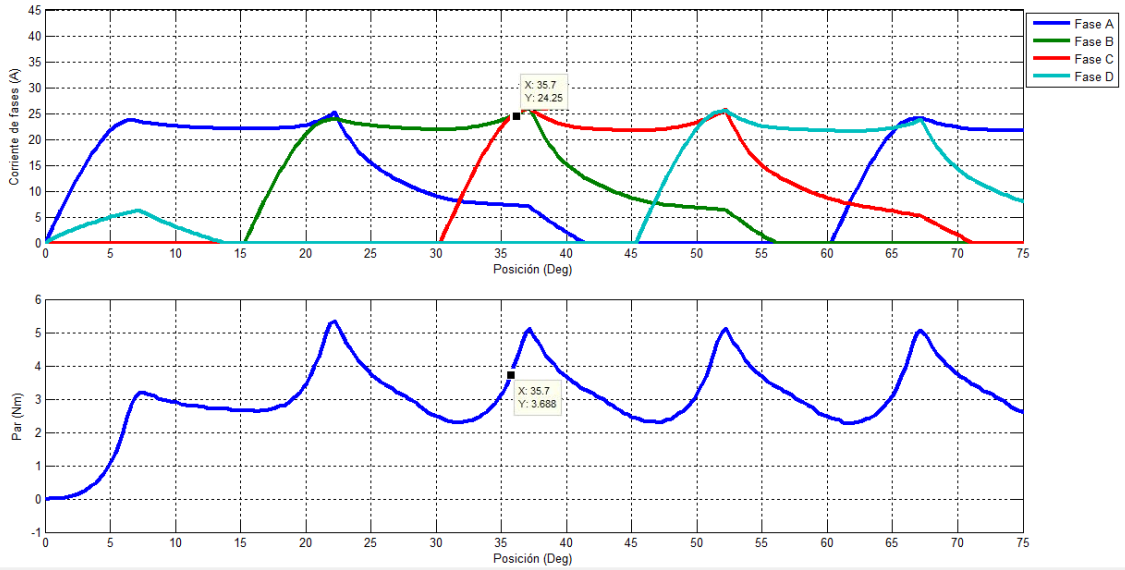


Fig. 5.16- Estudio comportamiento dinámico cuando coinciden tres fases del motor

Como podemos observar en las gráficas a los 35.7º hay tres fases conduciendo donde tenemos una corriente de 24'5A en las fases B y C, y de 7.23A en la fase A. El par total resultante en este punto es de 3.688Nm. Estos resultados los compararemos con los obtenidos mediante el programa FEMM en estas mismas condiciones.

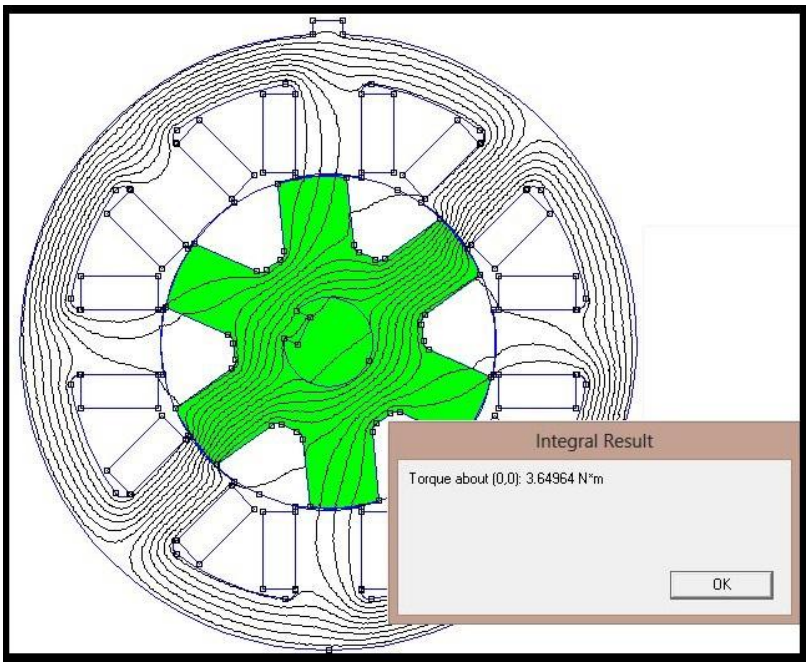


Fig. 5.17- Par obtenido en las mismas condiciones que en la figura anterior pero con el programa FEMM

En la fig.5.17 podemos observar como el par obtenido con el programa FEMM es bastante similar al obtenido anteriormente con el "Coupling to Simulink" la pequeña diferencia apreciable se debe otra vez más a la forma de operar las ecuaciones de los diferentes programas.

En este caso no podemos realizar la comparación con el análisis estático de Flux, ya que el programa no nos deja analizar fases dando diferentes corrientes en un mismo instante. Por tanto concluiremos diciendo que el estudio de la solapación de tres fases en un mismo instante dando diferentes corrientes se puede analizar dinámicamente con la aplicación "Coupling to Simulink" del programa Flux y estáticamente mediante el programa de FEMM.

5.6.5. Estudio del flujo en la corona del estator cuando hay dos fases conduciendo.

En esta apartado realizaremos el estudio del flujo en la corona del estator en el momento en que dos fases están conduciendo a la vez, este estudio lo realizaremos solamente con el programa FEMM ya que el Flux sólo da la opción de obtener el flujo en las bobinas.

Para ello observaremos el valor del flujo en las dos zonas que aparecen remarcadas en la fig.5.18. Los valores de corriente y posición en este caso son los mismos que los utilizados en el apartado 5.6.3 de este mismo capítulo.

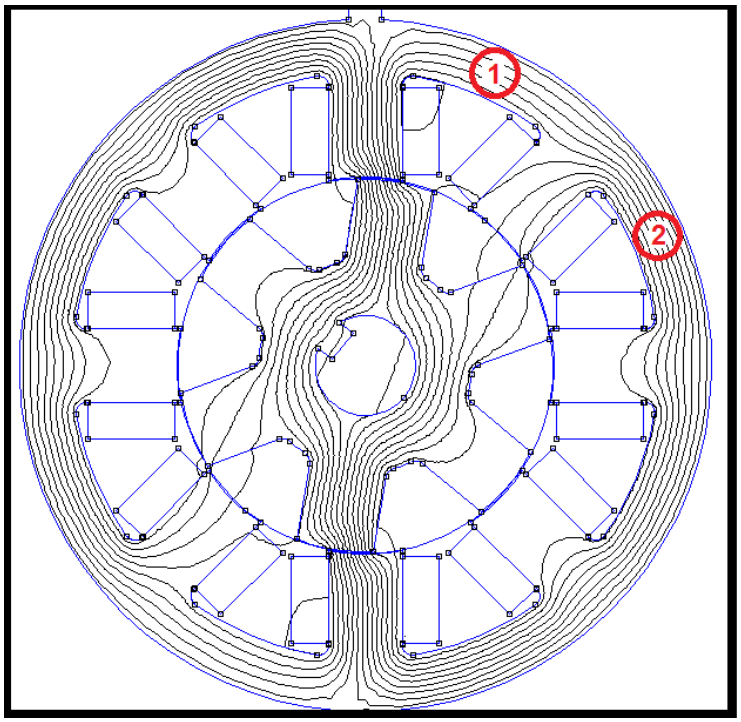


Fig. 5.18- Zonas en donde se realiza el estudio del flujo en la corona del estator con el programa FEMM

Los resultados obtenidos en estos puntos son los que aparecen a en la figura que aparece a continuación.

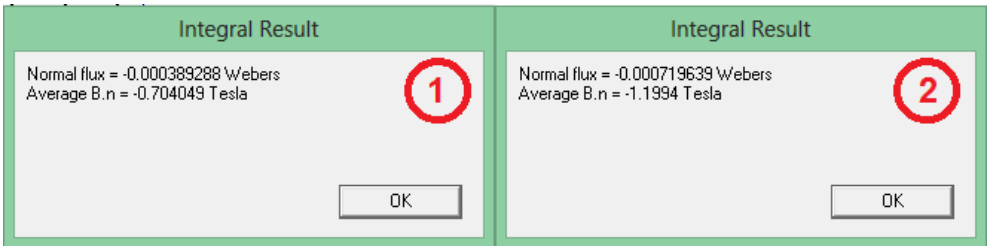


Fig. 5.19- Resultados obtenidos del estudio del flujo en la corona del estator con el programa FEMM

Como se puede observar el valor absoluto del flujo en la zona número dos es más grande que en la zona número uno. Esto es debido a que en el segundo punto influyen las líneas de flujo que provienen del los polos de las fases A y B. En cambio en el primer punto solo aparecen líneas de flujo que provienen del polo de la fase A.

Podemos concluir diciendo que aunque muchos modelos de simulación consideren que el flujo que pasa cuando hay más de una fase excitada sigue el mismo comportamiento pueden superponerse los resultados de una sola fase. Por lo tanto cuando la máquina trabaja en condiciones iguales a las de la fig 5.11, el flujo que se produce es el mostrado en las fig.5.18, y puede verse que no se reparte de forma simétrica, de esta forma sería necesario calcular todas las variable que dependen del flujo de forma conjunta y nunca por separado. Esto es posible realizarlo con la herramienta "Coupling to Simulink", quedando demostrada su utilidad.

5.6.6. Comparación de los resultados obtenidos con Coupling to Simulink y los recopilados del motor real

A continuación se realizará la comparación de los datos extraídos en un ensayo del motor real y los datos obtenidos mediante el programa de simulación Coupling to Simulink ambas ensayos están ejecutados a 1800 rpm y con ángulos de dispara de 0 a 15 grados.

El objetivo de este estudio es validar los resultados obtenidos mediante las simulaciones dinámicas del motor diseñado, el diseño del cual se ha realizado usando la metodología de diseño propuesta en este proyecto, por tanto también estaremos validando dicha metodología.

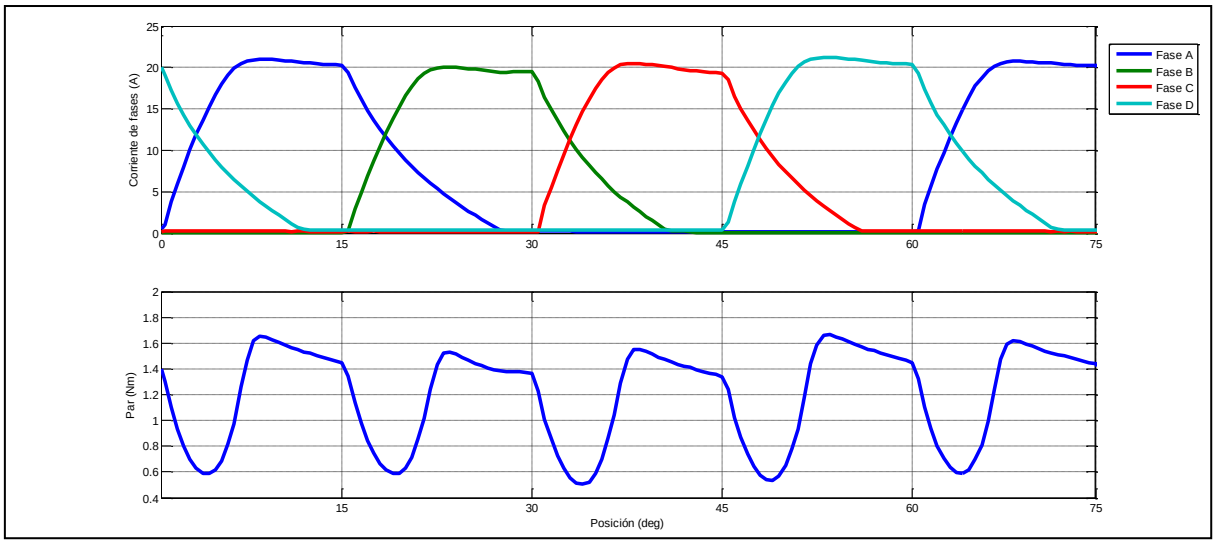


Fig. 5.20- Gráfica de corrientes de fase y par del motor real.

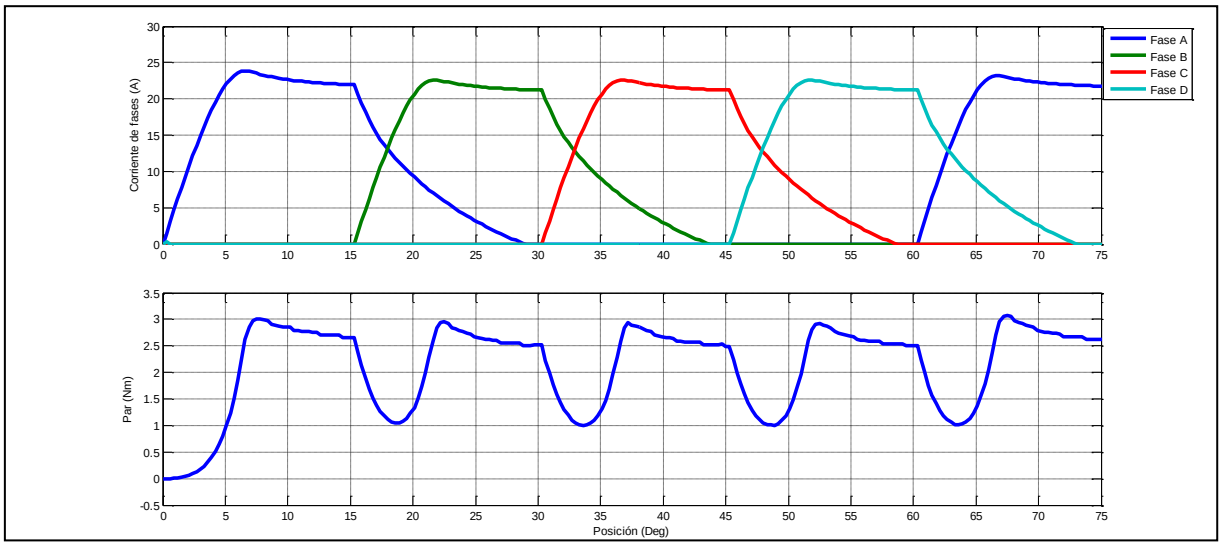


Figura 5.21- Gráfica de corrientes de fase y par extraídas mediante Coupling to Simulink.

Como podemos apreciar en los diferentes resultados expuestos en las fig. 5.20 y 5.21, la diferencia más notoria entre estos 2 ensayos es la disminución de par total en el ensayo del motor real. Esta diferencia es debida a que el programa de simulación mediante "Coupling to Simulink" no tiene en cuenta algunas de las variables que influyen directamente sobre el motor real. Algunas de ellas son; las pérdidas mecánicas producidas por rozamientos, el coeficiente de inercia del motor, pérdidas eléctricas provocadas por el efecto Joule entre otras.

5.7. Control de par del motor diseñado

En este apartado se mostrarán los resultados obtenidos mediante la simulación del motor diseñado, una vez implementado sobre el control de par explicado en el capítulo anterior, para validar el sistema de diseño propuesto.

En el primer ensayo tratamos de controlar el par a un valor de 1Nm, cuando el motor gira a 1800 rpm. Para obtener los resultados gráficos ha sido necesario configurar una serie de parámetros, estos aparecen detallados en la tabla 5.3 que aparece a continuación.

Parámetro	Valor
a ON	2
a OFF	22
Kp	100
Ki	22
Corrector error	0.85

Tabla 5.4- Parámetros introducidos para realizar el control de par del motor 8/6 a 1Nm girando a una velocidad de 1800 rpm.

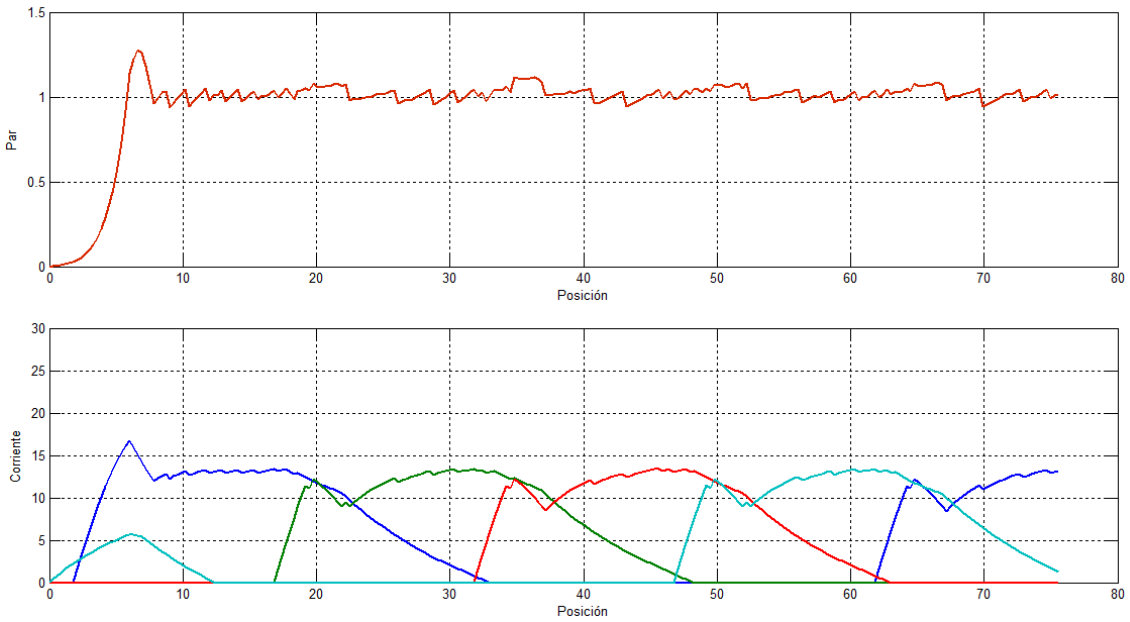


Fig. 5.22- Resultados obtenidos al realizar el control de par del motor 8/6 a 1Nm girando a una velocidad de 1800 rpm con los parámetros de la tabla anterior.

De las gráficas de la fig. 5.12 podemos afirmar, que el controlador es capaz de controlar el par del motor a 1Nm girando a 1800 rpm, además podemos ver la notable mejoría del rizado de par en comparación con cualquiera de las gráficas de comportamiento dinámico presentadas con anterioridad a estas.

En el segundo ensayo tratamos de controlar el par a un valor de 1.5Nm, cuando el motor gira a 1800 rpm.

Parámetro	Valor
a ON	0
a OFF	20
Kp	80
Ki	22
Corrector error	0.85

Tabla 5.5- Parámetros introducidos para realizar el control de par del motor 8/6 a 1.5Nm girando a una velocidad de 1800 rpm.

Los resultados obtenidos en este ensayo son los que aparecen en la fig.5.13 de la página siguiente.

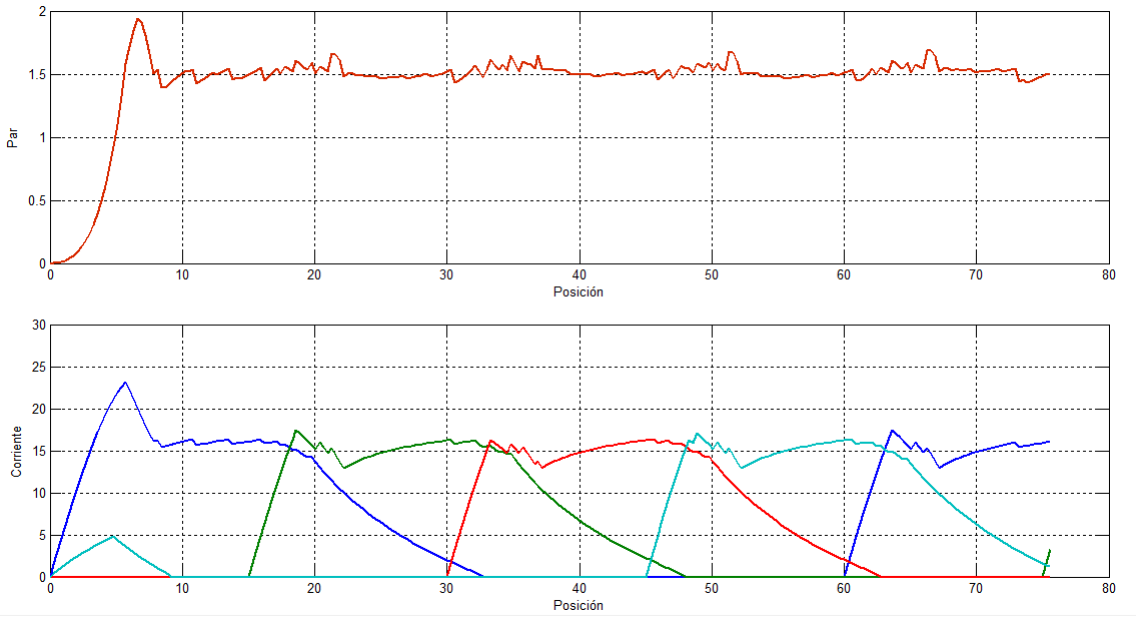


Fig. 5.23- Resultados obtenidos al realizar el control de par del motor 8/6 a 1.5Nm girando a una velocidad de 1800 rpm con los parámetros de la tabla anterior.

En este segundo caso el controlador también es capaz de controlar el par del motor a 1.5Nm girando a 1800 rpm, con la misma calidad de rizado de par que en el primer ensayo realizado.

En el tercer ensayo tratamos de controlar el par a un valor de 2Nm, cuando el motor gira a 1800 rpm.

Parámetro	Valor
a ON	0
a OFF	20
Kp	80
Ki	22
Corrector error	0.8

Tabla 5.6- Parámetros introducidos para realizar el control de par del motor 8/6 a 2Nm girando a una velocidad de 1800 rpm.

Los resultados obtenidos en este ensayo son los que aparecen en la fig.5.14.

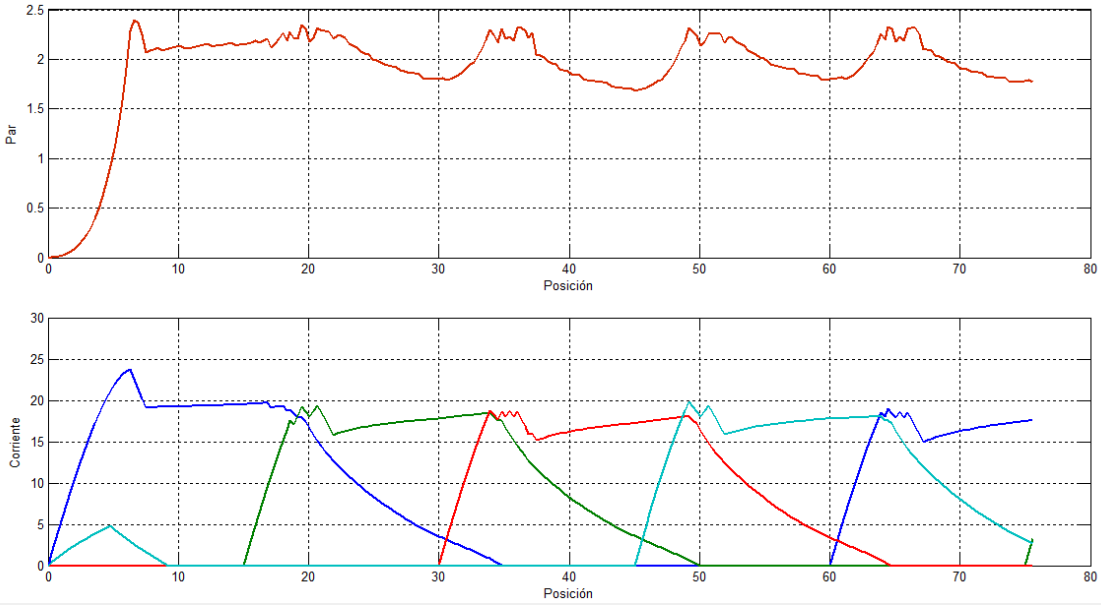


Fig. 5.24- Resultados obtenidos al realizar el control de par del motor 8/6 a 2Nm girando a una velocidad de 1800 rpm con los parámetros de la tabla anterior.

Del análisis de estos resultados podemos deducir que el controlador controla el valor del par a 2Nm girando a 1800 rpm, pero este no es capaz de controlar su notable rizado, el valor de este rizado de par en este caso seria de 0.55Nm.

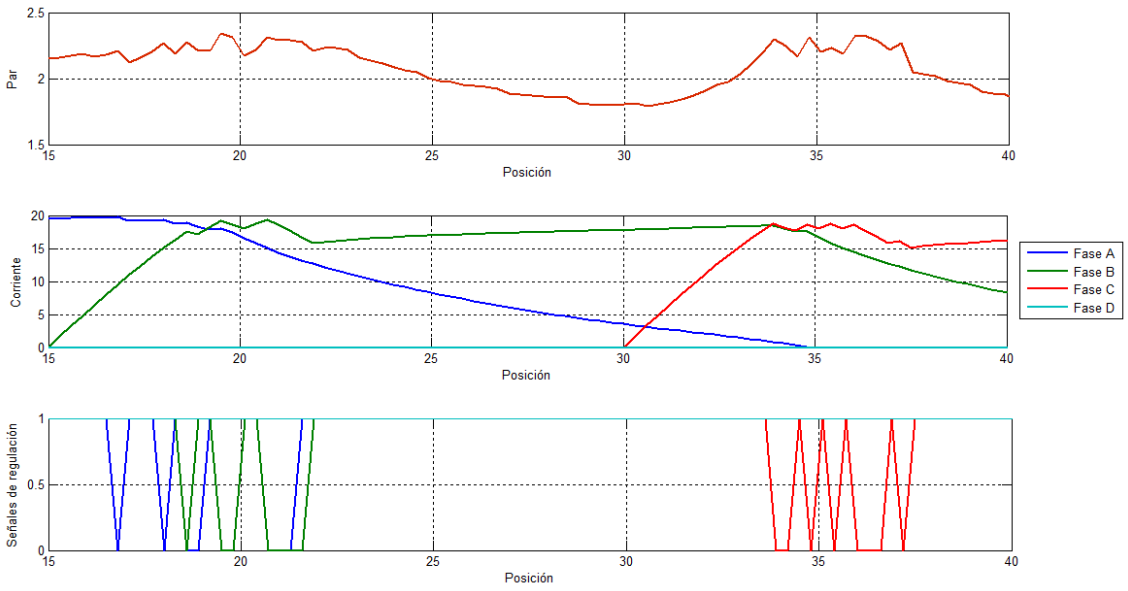


Fig. 5.25- Detalle de los resultados obtenidos en la fig. 5.14

En la figura anterior se puede ver de forma detallada como la corriente de las diferentes fases no es capaz de realizar el control del rizado de par, además se pueden observar las señales de regulación de las diferentes fases que intervienen y como estas no son capaces de mantener el valor de la corriente. Para reducir el valor de este rizado sería necesario rediseñar el motor teniendo

en cuenta las diferentes variables que influyen sobre el comportamiento del mismo explicadas en el capítulo dos de este mismo proyecto. Cabe mencionar que con los métodos de análisis y simulación utilizados en este proyecto, esta tarea resultaría mucho más rápida y sencilla que si utilizáramos el método de las "look at tables" ya que con este otro método sería necesario rehacer todas las tablas de consulta, tarea que resulta muy laboriosa. De otra manera el ajuste final del control sí que puede realizarse mediante el método de "look up tables".

Concluiremos diciendo que el motor diseñado sería óptimo para trabajar hasta 2 Nm tal y como estaba previsto, pero con un rizado de par bastante elevado para la aplicación para la cual se ha diseñado.

6. Presupuesto

En este capítulo se realiza una valoración económica del proyecto de investigación realizado con el objetivo de valorar económicamente el trabajo llevado a cabo durante la confección del mismo. Se considerará que las diferentes tareas realizadas han sido elaboradas por un ingeniero contratado para llevar a cabo el proyecto en cuestión utilizando los materiales disponibles en el laboratorio GAECE. De esta forma, al no haber tenido que comprar ningún elemento adicional para la elaboración del mismo, no se considerará gastos materiales. Los costes se han dividido en función de la categoría de los trabajos elaborados.

Categoría	Precio hora
Trabajos de ingeniería	50€
Trabajos de secretaría	15€

Tabla 6.1- Precios por hora de cada categoría

Considerando los precios por hora de la tabla 6.1 y teniendo en cuenta que se han realizado un total de 720 horas de trabajo, divididas en dos categorías.

- Trabajos de ingeniería: 85% del total de horas realizadas.

- Trabajos de secretaría: 15% del total de horas realizadas.

Además de aplicar un 10% de beneficios en concepto de amortización de licencias de software utilizado y otros costes derivados, el coste total del proyecto asciende a 35.442 €.

Trabajos realizados	Precio hora	Horas realizadas	Coste
Trabajos de ingeniería	50€	612 horas	30.600 €
Trabajos de secretaría	15€	108 horas	1.620 €
		Subtotal	32.220 €
		Beneficio (10%)	3.222 €
		TOTAL	35.442 €

Tabla 6.2- Coste total del proyecto

7. Conclusiones

A continuación se presentan una serie de conclusiones, las cuales se han ido generando paralelamente a la confección de este proyecto:

- Se ha cumplido satisfactoriamente con la idea inicial, de la cual parte este proyecto, creando un modelo relativamente sencillo que ayuda en el diseño de accionamientos de reluctancia, además de integrar los controladores de par existentes con la herramienta "Coupling to Simulink" lo cual permite el control de par de los motores diseñados.

- También cabe mencionar que usando el método de diseño implementado en este proyecto resulta relativamente rápido realizar modificaciones sobre el diseño del motor para una posterior optimización del mismo, cosa que es más laboriosa con los métodos clásicos de diseño. El aspecto que más resalta esta ventaja es que mediante la herramienta "Coupling to Simulink" del programa Flux se substituyen las tablas de consulta para el estudio del comportamiento dinámico del motor, método que resulta muy laborioso y que dificulta posteriores optimizaciones del motor.

- El modelo utilizado para el diseño del accionamiento con SRM queda validado tras comparar los resultados experimentales con los de la simulación, pese a las ligeras diferencias que pueden apreciarse. Dichas diferencias se deben a que el modelado no incluye todos los efectos que influyen sobre el motor real (perdidas de los diferentes componentes, errores de medida, efectos de la temperatura, retardos,...).

- También se ha podido comprobar durante la confección de este proyecto, que se puede realizar el proceso de diseño del motor con diferentes programas i/o metodologías, con sus ventajas y sus inconvenientes, pero obteniendo resultados bastante satisfactorios con cada una de ellas. Esto puede servir para contrastar los resultados obtenidos mediante la metodología propuesta con alguno de los otros métodos tal y como hemos realizado en este proyecto.

- Las herramientas de cálculo mediante elementos finitos pueden ayudar al diseño de motores y el uso de estas es muy complejo y laborioso.

- Como ya hemos dicho anteriormente el método de las "look at tables" es mucho más laborioso, debido a la necesidad de generar las tablas de consulta, en comparación con la herramienta "Coupling to Simulin". En cambio en cuanto al tiempo para realizar las simulaciones, es mucho más rápido el uso de las "look up tables", ya que con el "Coupling" están funcionando dos programas bastante complejos a la vez.

8. Futuras vías de trabajo

Fruto de estas conclusiones se proponen futuras vías de trabajo:

- Seguir con el estudio del programa Flux y la herramienta "Coupling to Simulink", en su nueva versión 11.1, para conseguir realizar la simulación de un motor MHR del cual durante la realización de este proyecto se ha conseguido simular estáticamente, este puede ser el punto de partida para su posterior desarrollo. Además de investigar si las limitaciones encontradas con la versión 10.4 que aparecen durante este proyecto pueden solucionarse con la nueva versión.

- Estudiar la posibilidad de realizar la misma función del "Coupling to Simulink" de Flux mediante el programa de elementos finitos FEMM.

- Utilizar todas las herramientas presentadas en este proyecto con el fin de diseñar un motor para una aplicación concreta, realizando un dimensionamiento inicial y realizando las optimizaciones necesarias para su correcto funcionamiento.

- Seguir mejorando los controladores de par, mediante la herramienta "Coupling to Simulink".

- Investigar el comportamiento del convertidor integrado en "Coupling to Simulink" y contrastarlo con los resultados que se obtiene del convertidor que trabaja en Simulink.

9. Referencias

[AND04] 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.

[AND05] Andrada, P. "Introducción al diseño de motores de reluctancia autoconmutados. Octubre 2005.

[BLA07] Blanqué Molina, Balduí. "Simulación interactiva de motores de reluctancia autoconmutados". *Tesis Doctoral* -Director: Andrada Gascón, Pere. Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2007.

[BLA09] Blanque, B.; Doria-Cerezo, A., "Torque ripple minimization for a Switched Reluctance Motor". *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE),* septiembre 2009.

[CAS12] Castro Soriano, J. "Técnicas para la reducción del rizado de par en accionamientos con SRM". Proyecto Final de Carrera-Director: Blanqué Molina, B. Febrero 2012.

[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.

[DEL12] Delgado Sandalinas, Ignasi. "Técnicas de control para accionamientos con SRM aplicados a tracción". PFC- Director: Blanqué Molina, Balduí. Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Junio 2012.

[DON06] C.R. Neuhaus, N.H. Fuengwarodsakul, R.W.De Doncker, "Predictive PWM-based direct instantaneous torque control of switched reluctance drives", *Power Electronics Specialists Conference*, junio de 2006.

[HUS96] I.Husain, "Minimization of torque ripple in SRM drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, Nº 1, febrero 2002.

[HUS02] I.Husain, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 11, Nº 1, enero de 1996.

[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.

[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.

[KRI01] R.Krishnan, "Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications", CRC Press, 2001. ISBN 0-8493-0838-0.

[LIA07] J. Liang, J. Ahn, D. Lee, "High performance hydraulic pump system using switched reluctance drive", *International Conference on Electrical Machines and Systems*, octubre 2007.

[MIL86] J.T.Bass, M.Ehsani, T.J.E.Miller, "Robust torque control of switched-reluctance motors without a shaft-position sensor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 33, Nº 3, agosto de 1986.

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

[MIL01] Miller, T.J.E. "Electronic control of switched reluctance machines". Oxford: Newnes,2001. 272 pag. Newnes power engineering series. ISBN 0-7506-5073-7.

[OGA10] Ogata, Katsuhiko. "Ingeniería de control moderna". Editorial Prentice Hall, 2010, 5ªEdición. ISBN-9788483226605.

[PER06] Perat Benavides, José I. "Contribución al control de motores de reluctancia autoconmutados". *Tesis Doctoral* -Director: Andrada Gascón, Pere. Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2006.

[TOR02] Torrent Burges, Marcel. "Aportaciones al diseño y la caracterización del motor de reluctancia autoconmutado". *Tesis Doctoral* - Director: Andrada Gascón, Pere. Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica, 2002.

[TORR12] Torres Moreno, Jordi. "Estudi de la optimització en el diseny de máquines SRM utilitzant elements finits". PFC - Director: Blanqué Molina, Balduí. Universidad Politécnica de Cataluña, Departamento de Ingeniería Eléctrica,2012.