

Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de Tecnologías Industriales

Implementación de control predictivo basado en
modelo para la minimización de pérdidas en
máquinas de inducción

Autor: Máximo Romero Martínez

Tutor: Cristina Martín Torres

Miguel Ángel González Cagigal

Dpto. Ingeniería Eléctrica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2024



Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de Tecnologías Industriales

Implementación de control predictivo basado en modelo para la minimización de pérdidas en máquinas de inducción

Autor:

Máximo Romero Martínez

Tutor:

Cristina Martín Torres

Profesora Ayudante Doctora

Tutor:

Miguel Ángel González Cagigal

Profesor Ayudante Doctor

Dpto. Ingeniería Eléctrica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2024

Trabajo Fin de Grado: Implementación de control predictivo basado en modelo para la minimización de pérdidas en máquinas de inducción

Autor: Máximo Romero Martínez

Tutor: Cristina Martín Torres
Miguel Ángel González Cagigal

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2024

El Secretario del Tribunal

Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría agradecer a Cristina y Miguel Ángel, mis dos tutores de este TFG, su esfuerzo y dedicación a lo largo de la realización de este trabajo. Su predisposición siempre a ayudarme, su disponibilidad para atender todas mis dudas y sus amplios conocimientos en este campo han sido, sin duda, fundamentales para mí. Gracias por haber conseguido que trabaje tan a gusto durante estos meses.

También me gustaría agradecer al resto de profesores que me han dado diferentes asignaturas a lo largo de la carrera, por aportar su granito de arena durante en mi formación académica durante todos estos años.

Por otro lado, merecen también una mención especial todos mis amigos, tanto los que he conocido en la propia carrera como mi grupo de amigos fuera de ella. A los primeros, muchas gracias por haberme hecho el día a día mucho más ameno y por dejar llevarme personas increíbles de esta carrera tan dura. A los segundos, aunque haya poco que no sepáis ya, daros las gracias por estar siempre que lo necesito y por todo lo que me aportáis día tras día.

Por último, a mis padres y a mi hermano Jaime, por ser mis pilares fundamentales de los que aprendo todos los días, por apoyarme y animarme cuando más lo he necesitado y por darme todas las facilidades necesarias para poder centrarme en mis estudios. Sin vosotros sí que no hubiera sido posible nada de lo que he conseguido.

Máximo Romero Martínez

Sevilla, 2024

Resumen

El ahorro en el consumo de energía eléctrica se antoja esencial en el panorama internacional actual, siendo clave para ello la eficiencia energética en las máquinas eléctricas. En particular, el motor de inducción es uno de los mayores consumidores de electricidad a nivel mundial y, por tanto, pieza muy importante en la contribución al ahorro energético que se está promoviendo en los últimos tiempos. Es por ello por lo que se ha optado en este trabajo por aplicar los algoritmos desarrollados a este tipo de máquina eléctrica.

Siguiendo esta misma línea, se pretende conseguir una mayor eficiencia de los motores de inducción mediante la minimización de sus pérdidas durante su operación. Para ello, se ha desarrollado un algoritmo mediante el cual se consigue que la máquina opere con un flujo máquina con el cual se consiguen obtener unas pérdidas mínimas en la máquina. Esta forma de aumentar la eficiencia de una máquina eléctrica es de las más eficaces.

Para la implementación de todo lo comentado anteriormente, es necesario el empleo de un esquema de control que se integre en el accionamiento eléctrico a través de un convertidor de potencia. Se ha optado por uno de los controles que mayor desarrollo ha tenido en los últimos tiempos y que se presenta como una fuerte competencia a los esquemas de control tradicionales basados en controladores PID, el control predictivo basado en modelo.

Para unir todas las piezas comentadas anteriormente, se elabora un simulador que permite realizar todo tipo de simulaciones que necesitamos para corroborar el correcto funcionamiento del sistema que estamos desarrollando y el cumplimiento de los objetivos que se plantearon inicialmente.

Abstract

The saving in electric consumption has become essential in the current international scene, being the energy efficiency of electric machines a key part of it. Particularly, induction motors are one of the greatest electricity consumers in the world. This is why they are important in energy saving contributions nowadays. For all these reasons, this work is focused on induction machines.

In this way, one of the goals of this work is to achieve an energy efficiency improvement by minimizing its losses while it is working. To solve it, an algorithm which finds the optimal flux the machine must work with to minimize power losses has been developed. This is one of the most effective ways to increase electric machines efficiency.

So as to implement this, it is necessary to use a control scheme integrated in the electric drive by a power converter. I have decided to use Model Predictive Control (MPC), one of the most developed controls nowadays, which competes with traditional scheme controls based on PID controllers.

In order to make all simulations needed, an effective simulator joining every single topic exposed before has been elaborated. These simulations enable us to test the proper operation of the system we are developing and the initial aims.

Índice

Agradecimientos	vii
Resumen	ix
Abstract	xi
Índice	xiii
Índice de Tablas	xv
Índice de Figuras	xvii
Notación	xix
1 Introducción	1
1.1. <i>Motivación</i>	1
1.2. <i>Objetivos y alcance</i>	5
1.3. <i>Revisión del estado del arte</i>	6
1.4. <i>Estructura del trabajo</i>	7
2 Modelado	9
2.1. <i>Modelo de la máquina de inducción</i>	9
2.1.1. <i>Modelo eléctrico sin pérdidas</i>	10
2.1.2. <i>Modelo eléctrico con pérdidas</i>	16
2.1.3. <i>Modelo mecánico</i>	20
2.2. <i>Modelo del inversor trifásico de dos niveles</i>	21
3 Principales estrategias de control	23
3.1. <i>Control de campo orientado</i>	23
3.2. <i>Control directo de par</i>	24
3.3. <i>Control Predictivo</i>	25
4 Model Predictive Control	27
4.1. <i>Esquema de control general</i>	29
4.2. <i>Diseño del controlador</i>	30
5 Minimización de pérdidas	35
5.1. <i>Obtención del flujo que minimiza las pérdidas</i>	35
5.2. <i>Implementación del MPC</i>	39
6 Simulador	41
6.1. <i>Bloque del MPC</i>	44
6.2. <i>Bloque del modelo de la máquina</i>	46
6.3. <i>Archivo de inicialización</i>	48

7	Simulaciones y resultados	51
7.1	<i>Control de variables</i>	51
7.1.1	Variación de referencia en la velocidad	52
7.1.2	Variación del par de carga	56
7.1.3	Variación de referencia en la velocidad y del par de carga	61
7.2	<i>Algoritmo de minimización de pérdidas</i>	67
8	Conclusiones	71
	Anexo A	73
	Anexo B	75
	Referencias	81

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 6-1. Parámetros eléctricos y mecánicos del motor de inducción.	49
Tabla 6-2. Valores nominales del motor de inducción.	49
Tabla 6-3. Otros parámetros del simulador.	50
Tabla 7-1. Comparativa de pérdidas aplicando el algoritmo de minimización de pérdidas.	68

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1. Evolución dependencia energética de España [1]	1
Figura 1-2. Origen de la generación eléctrica de los países miembros de la ENTSO-E [2].	2
Figura 1-3. Evolución del consumo primario y final en la Unión Europea hasta 2030 [5].	3
Figura 1-4. Comparación del consumo energético de cada sector industrial	4
Figura 2-1. Circuito aproximado del motor de inducción por fases [20].	11
Figura 2-2. Definición gráfica ejes α y β (estacionarios) [21].	12
Figura 2-3. Definición gráfica ejes d y q (síncronos) [22].	12
Figura 2-4. Circuito del modelo sin pérdidas del motor de inducción en eje d [22].	15
Figura 2-5. Circuito del modelo sin pérdidas del motor de inducción en eje q [22].	15
Figura 2-6. Circuito equivalente exacto del motor de inducción [23].	16
Figura 2-7. Balance de potencias en un motor de inducción [24].	17
Figura 2-8. Porcentaje de pérdidas en un motor de inducción [24].	17
Figura 2-9. Circuito para modelo con pérdidas del motor de inducción en ejes síncronos [10].	18
Figura 2-10. Esquema de un inversor trifásico de dos niveles con una carga inductiva [19].	21
Figura 2-11. Vectores de tensión generados por un inversor trifásico de dos niveles [19].	22
Figura 3-1. Esquema de control FOC [25].	23
Figura 3-2. Esquema de control DTC [26].	24
Figura 4-1. Clasificación de técnicas de control del Control Predictivo [26].	27
Figura 4-2. Esquema general de control del FCS-MPC [19].	29
Figura 4-3. Esquema de la orientación y velocidad de ejes dq [27].	31
Figura 6-1. Esquema de la visión general del simulador.	41
Figura 6-2. Lazo externo de control de velocidad en el simulador.	42
Figura 6-3. Bloque de “Minimización de pérdidas” en el simulador.	42
Figura 6-4. Bloque de “Transformada de Park” en el simulador.	43
Figura 6-5. Bloque de “Estimación Deslizamiento” en el simulador.	43
Figura 6-6. Zona de visualización de señales en el simulador.	43
Figura 6-7. Bloque de “Control Predictivo” en el simulador.	44
Figura 6-8. Diagrama de bloques de la implementación del MPC en el simulador.	45
Figura 6-9. Bloque de “Modelo Máquina” en el simulador.	46

Figura 6-10. Esquema de la visión general dentro del subsistema “Modelo Máquina”.	46
Figura 6-11. Bloque de “Modelo Eléctrico” dentro del subsistema “Modelo Máquina”.	47
Figura 6-12. Bloque de “Modelo Mecánico” dentro del subsistema “Modelo Máquina”.	48
Figura 6-13. Relación entre modelos eléctrico y mecánico de la máquina de inducción.	48
Figura 7-1. Gráficas de velocidad y pares con incremento de velocidad (50 a 80 rad/s)	52
Figura 7-2. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con incremento de velocidad (50 a 80 rad/s)	53
Figura 7-3. Gráficas de corriente en abc y omega con incremento de velocidad (50 a 80 rad/s)	53
Figura 7-4. Gráficas de velocidad y pares con disminución de velocidad (100 a 30 rad/s)	54
Figura 7-5. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con disminución de velocidad (100 a 30 rad/s)	55
Figura 7-6. Gráficas de corriente en abc y omega con disminución de velocidad (100 a 30 rad/s)	55
Figura 7-7. Gráficas de velocidad y pares con incremento de par (5 a 8 Nm)	56
Figura 7-8. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con incremento de par (5 a 8 Nm)	57
Figura 7-9. Gráficas de corriente en abc y omega con incremento de par (5 a 8 Nm)	57
Figura 7-10. Gráficas de velocidad y pares con incremento de par cerca de vacío (1 a 5 Nm)	58
Figura 7-11. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con incremento de par cerca de vacío (1 a 5 Nm)	59
Figura 7-12. Gráficas de corriente en abc y omega con incremento de par cerca de vacío (1 a 5 Nm)	59
Figura 7-13. Gráficas de velocidad y pares con disminución de par (6 a 2 Nm)	60
Figura 7-14. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con disminución de par (6 a 2 Nm)	60
Figura 7-15. Gráficas de corriente en abc y omega con disminución de par (6 a 2 Nm)	61
Figura 7-16. Gráficas de velocidad y pares con incrementos de 5 a 8 Nm y 50 a 80 rad/s	62
Figura 7-17. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con incrementos de 5 a 8 Nm y 50 a 80 rad/s	62
Figura 7-18. Gráficas de corriente en abc y omega con incrementos de 5 a 8 Nm y 50 a 80 rad/s	63
Figura 7-19. Gráficas de velocidad y pares con disminuciones de 100 a 30 rad/s y 6 a 2 Nm	64
Figura 7-20. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con disminuciones de 100 a 30 rad/s y 6 a 2 Nm	64
Figura 7-21. Gráficas de corriente en abc y omega con disminuciones de 100 a 30 rad/s y 6 a 2 Nm	65
Figura 7-22. Gráficas de velocidad y pares con variaciones simultáneas de velocidad y par	66
Figura 7-23. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con variaciones simultáneas de velocidad y par	66
Figura 7-24. Gráficas de corriente en abc y omega con variaciones simultáneas de velocidad y par	67
Figura 7-25. Comparativa de pérdidas aplicando el algoritmo a 40 rad/s y 4 Nm.	69
Figura 7-26. Comparativa de pérdidas aplicando el algoritmo a 60 rad/s y 6 Nm.	69
Figura 7-27. Comparativa de pérdidas aplicando el algoritmo a 80 rad/s y 8 Nm.	70
Figura A-1. Captura general del simulador	73
Figura A-2. Captura general del subsistema “Modelo Máquina”	73
Figura A-3. Captura general del subsistema “Estimación Deslizamiento”	73

Notación

M_{tep}	Millones de toneladas equivalentes de petróleo
ω	Velocidad de giro eléctrica del estátor
ω_r	Velocidad de giro eléctrica del rotor
ω_m	Velocidad de giro mecánica del rotor
T_e	Par electromagnético
T_l	Par de carga

1 INTRODUCCIÓN

La minimización de pérdidas de los accionamientos eléctricos es una cuestión de mucho interés en el panorama internacional actual, en el que hay una gran preocupación por la implementación de medidas de ahorro energético. Existe una gran concienciación a nivel social sobre esta cuestión, insistiéndose en mucho de los casos en medidas en el ámbito doméstico, pero también hay un gran margen de mejora en el sector industrial. En este ámbito es donde tiene una gran relevancia el motor de inducción, siendo uno de los mayores consumidores de energía eléctrica en este sector a nivel mundial.

Desde la irrupción de la electrónica de potencia con los convertidores de potencias, se ha abierto un amplio abanico de posibilidades para controlar y optimizar diferentes aspectos de las máquinas eléctricas, especialmente del motor de inducción. De esta forma, se pretende avanzar en una línea de investigación que integre el empleo de un esquema de control relativamente reciente y muy versátil, como es el control predictivo basado en modelo, para contribuir al ahorro energético en la operación de motores de inducción mediante la minimización dinámica de sus pérdidas.

1.1. Motivación

La minimización de las pérdidas de una máquina eléctrica es un aspecto estrechamente relacionado con la eficiencia energética a nivel mundial, entendiéndose este concepto como la capacidad de utilizar de manera eficiente la energía para obtener el máximo beneficio posible con los mínimos costes y consumos asociados. De esta forma, se promueve el uso inteligente y responsable de la energía. Se trata de un tema de suma importancia e interés debido a la repercusión que tiene en diferentes aspectos en el contexto nacional e internacional.

En primer lugar, la eficiencia energética tiene un gran impacto en la economía. El uso eficiente de la energía deriva en un menor consumo de esta por parte de las industrias y consumidores domésticos, dando lugar a que tengan que hacer frente a menores gastos en la factura eléctrica. Además, en el ámbito industrial, debido a este potencial ahorro se pueden disminuir los costes de producción, consiguiendo una mayor competitividad por parte de las empresas dentro de mercados nacionales e internacionales.

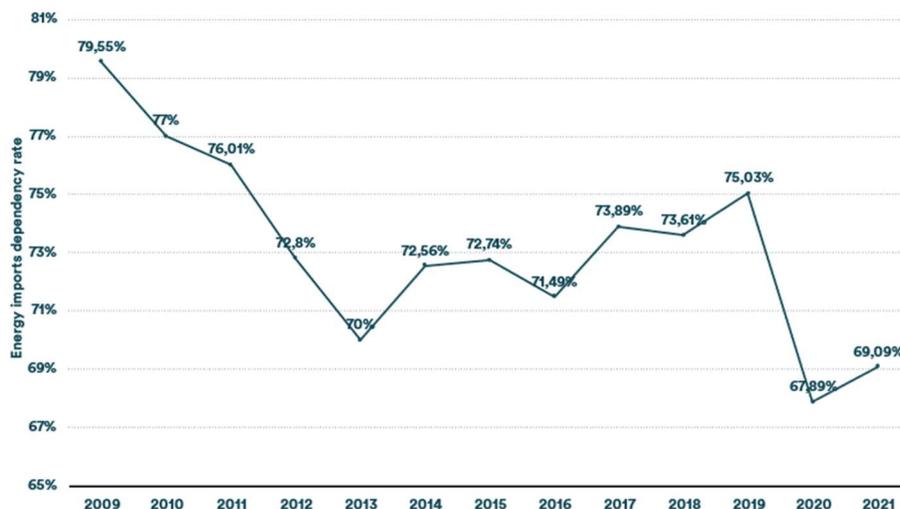


Figura 1-1. Evolución dependencia energética de España [1]

A nivel nacional, también es importante destacar la gran dependencia energética que tenemos de las importaciones, sobre todo en forma de combustibles fósiles. Según Eurostat, en 2022 las importaciones de energía de España fueron de aproximadamente el 66,8 %, lo cual implica que importó más de dos tercios de la energía primaria consumida en dicho año. Solo consiguió autoabastecerse el 31% de la energía primaria que consumió [1]. Fomentando la eficiencia energética, se necesitaría consumir menos energía y, por tanto, se disminuiría la dependencia energética del país. Esto queda evidenciado en la Figura 1-1, en la que se muestra la evolución de la dependencia energética de España desde 2009 hasta 2021.

Otro aspecto que debemos tener muy en cuenta es el impacto que tiene en el medio ambiente. Las centrales eléctricas convencionales, todavía muy extendidas a nivel mundial, son bastantes contaminantes y responsables de la emisión de gases de efecto invernadero, como es el caso del dióxido de carbono, que son unas de las principales causas del cambio climático. El gran predominio que tiene este tipo de centrales tan contaminantes en el panorama europeo se ve reflejado en la Figura 1-2, donde se muestra el origen de la generación eléctrica de los países miembros de la ENTSO-E (European Network of Transmission System Operators for Electricity) en 2023. Por tanto, una mejora de la eficiencia energética conlleva disminuir el consumo de energía eléctrica, lo cual significa tener que producir menos electricidad y emitir menos contaminación a la atmósfera, ayudando a mitigar el cambio climático.

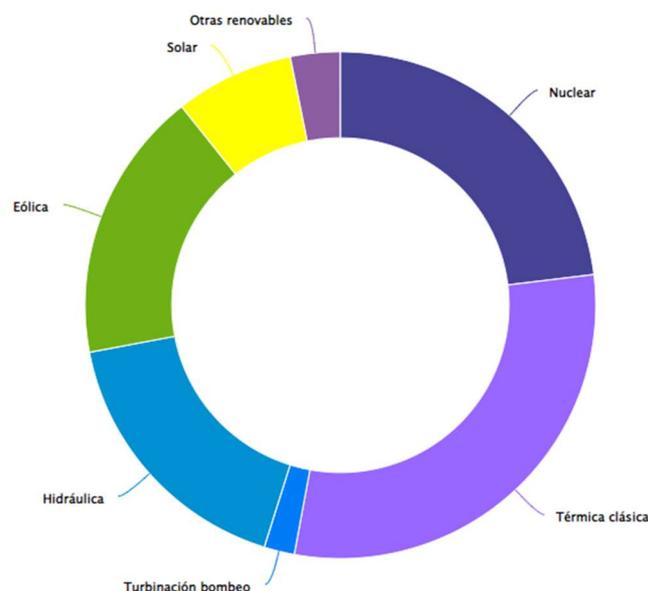


Figura 1-2. Origen de la generación eléctrica de los países miembros de la ENTSO-E [2].

Todo lo mencionado anteriormente, conlleva a una mejora en la calidad de vida de las personas ya que la reducción del consumo a nivel residencial dar lugar a un menor coste de la factura eléctrica para los ciudadanos. Además, la reducción de la contaminación provoca la mejora de la calidad del aire, disminuyendo el riesgo de contraer enfermedades respiratorias.

Otros motivos de peso para incentivar la eficiencia energética son la incertidumbre del precio de la energía eléctrica y el aumento constante de la demanda y de la potencia instalada de esta. En los países miembros de la ENTSO-E, en 2023 hubo una potencia instalada de 1,04 TW frente a los 0,988 TW que había instalados en 2020, produciéndose un incremento cercano al 5% [2]. Además, se espera que haya un incremento de esta del 5,9% en los próximos cinco años, debido principalmente al aumento del grado de urbanización y al incremento de la electrificación al que se está tendiendo en los últimos años [3].

Todos los motivos recogidos anteriormente, ha provocado que los gobiernos hayan promovido y adoptado medidas de eficiencia energética. Estas incluyen la implementación de regulaciones que fomenten el uso de tecnologías y prácticas eficientes en el consumo energético, así como la concienciación y educación ciudadana sobre la importancia del tema en cuestión.

En esta línea surge la nueva Directiva (UE) 2023/1791 relativa a la eficiencia energética, que entró en vigor en octubre de 2023, en la que se aumentan los objetivos de la Unión Europea en este aspecto frente a los que se propusieron en directivas anteriores. En ella se fija como objetivo reducir en un 11,7% el consumo de energía primaria y final de toda la Unión Europea con respecto a lo que se consumía en 2020. En términos absolutos, el consumo de la Unión Europea en 2030 no debe superar los 992,5 Mtep en energía primaria y los 763 Mtep en energía final [4].

Para llevar a cabo los principios de la eficiencia energética, una de las herramientas más útiles en el sector industrial es la realización de auditorías energéticas. Estas consisten en analizar el historial de consumo energético de equipos que son alimentados tanto con electricidad como con combustibles fósiles, así como estudiar los costes y características de las tareas de operación en la planta. Con ello se identifican las áreas donde se pueden llevar a cabo ahorros de consumo energético y establecer una serie de mejoras continuas en el ámbito energético de la industria en cuestión.

Otra forma de potenciar la eficiencia energética es mediante la diversificación de las fuentes de abasto energético. Esto se lleva a cabo principalmente mediante el uso de recursos renovables para la producción de electricidad, siendo más benévolos para el medioambiente que otro tipo de recursos no renovables y disminuyendo, en el caso de España, su dependencia energética. En el sector industrial, otra forma de reducción del consumo energético consiste en el aprovechamiento de la energía sobrante en otras tareas de la propia industria.

Pero, sin ninguna duda, uno de los aspectos que más favorecen la eficiencia energética es la optimización del uso de la energía en la maquinaria y equipos finales. Mediante el conocimiento de las funciones a realizar por cada equipo y de sus dimensiones, podemos elegir aquel que se adapte mejor a su capacidad y carga. Además, el mantenimiento es importante para identificar errores y para poder detectar equipos que estén obsoletos y poder reemplazarlos por otros que consuman menos y que, por tanto, tengan una mayor eficiencia energética.

Esta reducción del consumo de energía en los equipos finales resulta una de las soluciones más rentables ya que conlleva disminuir las emisiones de gases de efecto invernadero y, por tanto, disminuir la contaminación, tener una mayor cantidad de energía disponible para los ciudadanos en el ámbito doméstico y tener una menor dependencia energética de la importación de combustibles fósiles, en el caso particular de nuestro país. Para cumplir con la normativa de la Unión Europea mencionada anteriormente, este ahorro energético de la energía final consumida debe de ser del 1,49% del consumo total anual actual, e irá incrementando hasta el 1,9% de aquí a finales de 2030 [5]. En la Figura 7-3, se muestra la evolución de los consumos de energía primaria y final que se tuvo hasta el año 2020 y la evolución que debemos tener a partir de entonces para cumplir con los objetivos marcados para el año 2030, mostrándose los datos en Mtep.

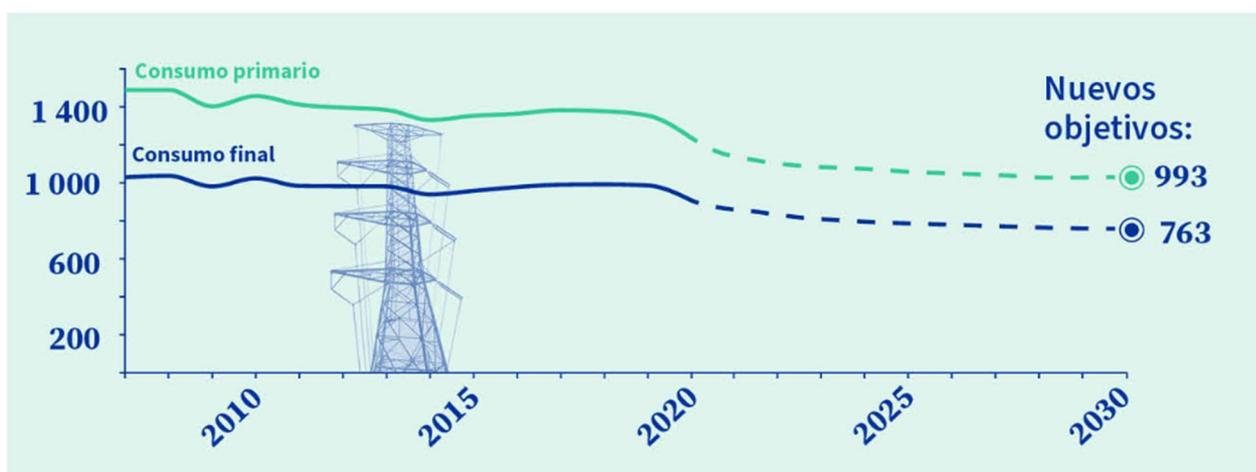


Figura 1-3. Evolución del consumo primario y final en la Unión Europea hasta 2030 [5].

En este ámbito en España, el sector industrial es el que tiene un mayor peso y donde hay una mayor variedad de oportunidades para mejorar la eficiencia energética, debido a que es el mayor sector consumidor de energía. Se pueden analizar los picos de potencia máxima del consumo de la industria, gestionar los consumos innecesarios de la planta para prescindir de ellos, intentar detectar anomalías de funcionamiento para evitar fallos en las máquinas, realizar comparaciones con procesos similares de otras industrias y analizar el posible sobredimensionamiento de los motores que utilice [6].

Este último aspecto sobre los motores empleados en la industria resulta especialmente importante debido a que aproximadamente dos tercios de toda la energía eléctrica utilizada en la industria es consumida por máquinas accionadas por motores eléctricos. De todos esos motores eléctricos, son especialmente importantes los motores de inducción, representando más del 90% de su capacidad instalada. Además, dichos motores de inducción a nivel europeo consumen aproximadamente la mitad de toda la energía eléctrica generada en Europa [7].

Los motores de inducción se utilizan en muchas aplicaciones industriales, como es el caso de bombas, compresores y ventiladores, funcionando en sistemas de calefacción, ventilación y aire acondicionado. Se emplean debido a que tienen un buen rendimiento y funcionan en un amplio rango de temperaturas. Además de su eficiencia, su robustez hace que se empleen en sectores pesados como el acero, el cemento y la minería. Estos son unos de los sectores que mayor cantidad de energía consume, tal y como se muestra en la Figura 1-4, por lo que dichos motores tienen una importante relevancia en la reducción del consumo energético en el ámbito industrial.

Consumo energético por rama de la industria

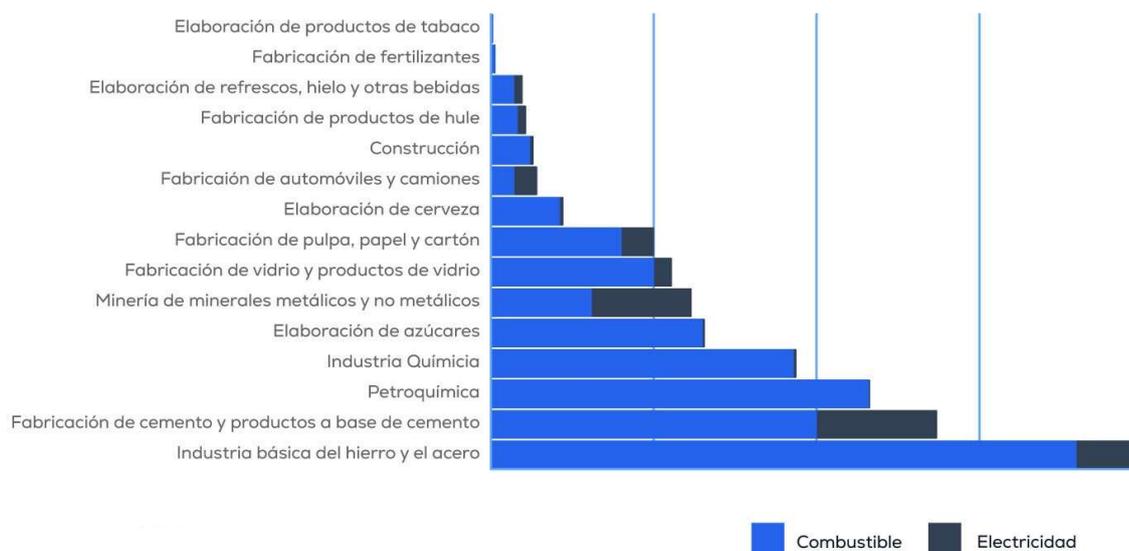


Figura 1-4. Comparación del consumo energético de cada sector industrial

También son motores muy utilizados en aplicaciones automotrices y de fabricación debido a su escasa necesidad de mantenimiento. En particular, destaca su empleo en la industria de los vehículos eléctricos, un sector en auge y constante crecimiento que va a impulsar todavía en mayor medida el empleo de motores de inducción en la industria.

Además del ámbito industrial, también tienen una gran importancia en otros sectores como puede ser el agrícola o el residencial. En aplicaciones agrícolas se utilizan en bombas de riego, mezcladores de alimentos y secadores de grano debido a que pueden trabajar en difíciles condiciones y requieren un bajo mantenimiento. En cuanto al ámbito residencial, se emplean motores de inducción monofásicos en electrodomésticos debido a que funcionan de forma bastante silenciosa y con poco consumo energético.

Otro motivo por el que son ampliamente utilizados en tantas aplicaciones es su baja tasa de emisiones, lo cual provoca que las industrias apuesten por ellos debido a la mayor concienciación que hay hoy en día sobre el medio ambiente y el cambio climático.

Todos estos motivos hacen que el mercado de motores de inducción se estime actualmente en 20,83 mil millones de dólares y que para el 2029 se espera que alcance los 28,04 mil millones de dólares, esperando un aumento a una tasa compuesta anual del 6,21% durante dichos años [8]. Todo esto hace que los motores de inducción sean muy relevantes y que aumentar su eficiencia energética mediante la reducción de su consumo es un aspecto muy importante en el panorama actual.

Muchos estudios confirman que una de las formas más efectivas de reducir el consumo en motores de inducción, y poder así mejorar su eficiencia, es la reducción de sus pérdidas en sus ciclos de funcionamiento. En concreto, mediante un estudio realizado por el Departamento de Energía de Estados Unidos se confirmó que la mejora de un 5% en la eficiencia de todos sus motores de inducción ahorraría suficiente energía como para poder prescindir de una central de producción eléctrica de unos pocos de cientos de megavatios [8].

Además, esta reducción de las pérdidas también es muy importante desde un punto de vista económico. Esto se debe a que más del 95% del coste de un motor a lo largo de su vida útil es debido al consumo de energía, justificado entre otros motivos por su necesidad de un bajo mantenimiento y por su robustez, como ya se comentó anteriormente [9]. De esta forma, mediante la minimización de sus pérdidas durante la operación, tenemos menores gastos relacionados con el motor y, por tanto, podemos conseguir tiempos de retorno de la inversión menores en la adquisición de nuevos motores de inducción.

Otro aspecto que contribuye a reducir el consumo de los motores de inducción es la utilización de variadores de velocidad, sobre todo en puntos de funcionamiento a cargas parciales. Estos se pueden implementar gracias al control de convertidores de potencia, lo cual nos permite poder controlar en cada momento la velocidad y el par de los motores de inducción. Esto resulta especialmente interesante en aplicaciones de bombeo o ventilación, en las que adaptar la velocidad de giro del motor resulta mucho más eficiente desde el punto de vista energético que otras soluciones mecánicas, como puede ser el estrangulamiento de la válvula de entrada a la bomba o ventilador o la recirculación de parte del caudal del sistema.

Según un estudio realizado en 2015, en Europa se puede llegar a ahorrar hasta 65 TWh de energía eléctrica consumida al año simplemente mediante el uso de variadores de velocidad en los motores de inducción, con el fin de adecuarlos a su punto requerido de funcionamiento. El crecimiento del uso de motores de inducción y el desarrollo tanto de la electrónica de potencia como de las estrategias de control durante los últimos años, hacen que este ahorro energético debido al uso de variadores de velocidad sea cada vez más acusado.

En particular, se ha optado por emplear el control predictivo basado en modelo como forma para controlar el convertidor de potencia que integra el variador de velocidad de este trabajo. Este esquema de control resulta novedoso y está teniendo una gran irrupción durante los últimos años, debido principalmente a su gran versatilidad y fácil implementación.

1.2. Objetivos y alcance

El objetivo de este trabajo es el desarrollo e implementación de un algoritmo de minimización de pérdidas para el motor de inducción, el cual pueda integrarse en el esquema de un control predictivo basado en modelo.

Para ello se desarrolla y presenta un modelo de pérdidas del motor de inducción, tanto en ejes trifásicos abc como en ejes síncronos dq. Se comenta la utilización de la transformada de Park y su aplicación al modelo en cuestión, quedando fuera del alcance del trabajo la deducción de las expresiones de dicha transformación y una explicación más detallada de la misma.

Aunque se comente la existencia de otros tipos de esquemas de control, se centra el estudio en el control predictivo basado en modelo (Model Predictive Control, MPC). El resto de los esquemas de control son únicamente presentados y explicadas sus características de forma superficial, sin entrar en muchos detalles de su implementación. Además, también se comenta el resto de los tipos de controles predictivos que existen a parte del control predictivo basado en modelo. Estos también son comentados de forma muy breve, ya que el principal objetivo del texto es la implementación y explicación detallada del MPC.

Además, uno de los principales objetivos del trabajo consiste en la implementación del algoritmo de minimización de pérdidas al esquema de un control predictivo basado en modelo. La minimización de pérdidas se basa en el cálculo de un flujo con el que se consigue reducir el valor de las mismas, por lo que es fácilmente implementable en otros esquemas de control que tienen como referencia el flujo magnético de la máquina. Por tanto, el desafío es encontrar la forma de transformar esta referencia de flujo a una referencia que sea asumible en dicho esquema de control. También es importante destacar que la minimización de pérdidas se refiere exclusivamente a las relacionadas con el motor de inducción, quedando excluidas del alcance de este trabajo las relacionadas con el resto de los componentes del accionamiento eléctrico en cuestión.

Dicha minimización de pérdidas se realiza para el régimen permanente, quedando fuera de los objetivos del proyecto su minimización durante los períodos transitorios. Es por esto por lo que no se representan en las gráficas de las simulaciones estos transitorios iniciales de forma completa y tampoco se tienen en cuenta para calcular la media de las pérdidas para cada punto de funcionamiento.

En cambio, sí es objetivo de este trabajo el adecuado control de las diferentes magnitudes eléctricas del motor de inducción, existiendo especial interés en conseguir una adecuada dinámica suave de dichas variables ante cambios en sus respectivas referencias. Además de la dinámica, también resulta crucial conseguir operar en régimen permanente en el punto de operación deseado, a la misma vez que se produce la minimización de las pérdidas del sistema.

1.3. Revisión del estado del arte

La minimización de pérdidas, como ya se ha comentado anteriormente, es un tema que despierta mucho interés debido a su contribución a la mejora de la eficiencia energética de las máquinas eléctricas. Todavía más importante es su implementación en motores de inducción, debido a su elevada importancia dentro del sector industrial y al elevado porcentaje que representa del consumo total de energía eléctrica. Por ello, se han desarrollado diferentes métodos de minimización de sus pérdidas, tanto en el estado estacionario [10] como durante los transitorios [11].

En ambos casos hay que desarrollar un modelo dinámico de pérdidas del motor de inducción. Para ello, en primer lugar, se necesita un modelo del motor de inducción desarrollado en el dominio del tiempo. Con ello conseguimos conocer la evolución temporal de las corrientes para, a partir de ellas, conocer la evolución temporal de las pérdidas y poder minimizarlas.

En segundo lugar, es necesario obtener un modelo que tenga en cuenta las pérdidas que tienen lugar en un motor de inducción de la manera más exacta posible, para así poder minimizar una expresión que refleje lo más fielmente posible la realidad. Por tanto, se necesita un modelo que incluya las pérdidas en el hierro además de las pérdidas Joule, mediante la consideración de la rama de magnetización del motor de inducción. En este sentido, es habitual encontrar modelos desarrollados en el dominio fasorial [12], siendo modelos que no podemos utilizar para nuestra minimización de pérdidas porque han de ser modelos dinámicos desarrollados en el dominio del tiempo. Sin embargo, se utilizan estos modelos fasoriales para explicar de forma sencilla los tipos de pérdidas y sus orígenes. En cambio, también hay modelos desarrollados en el dominio del tiempo como el mostrado en [10], el cual es el empleado en el desarrollo de este trabajo.

Para llevar a cabo todo este proceso de minimización de pérdidas, se requiere el empleo de algún esquema de control que permita, mediante el uso de convertidores de potencia, poder aplicar este algoritmo al motor de inducción. Para ello, se ha optado por utilizar el control predictivo basado en modelo (Model Predictive Control, MPC). Este se trata de una estrategia de control muy versátil basada en el uso de un modelo para predecir comportamientos futuros y en la minimización de una función de costes. Además, se puede implementar para el control de diferentes tipos de máquinas eléctricas, destacando la máquina de inducción, y de convertidores de potencia [13].

Un aspecto fundamental y diferenciador de este control es la introducción de una función de costes a minimizar, en la que, además de las desviaciones respecto de la referencia, se pueden introducir otras consideraciones para conseguir el funcionamiento de la máquina deseado. Dichas componentes de la función de costes pueden estar ponderadas con unos índices que otorgan diferentes grados de importancia a cada una.

La implementación de este tipo de esquema de control en una máquina como el motor de inducción tiene una serie de particularidades que hay que tener en cuenta. En concreto, es necesario la estimación de algunos parámetros, tales como el deslizamiento y alguna magnitud rotórica.

El deslizamiento se puede estimar fácilmente a partir de los parámetros de la máquina y de las referencias de las componentes de la corriente estatórica [14]. Esta expresión se obtiene realizando una serie de operaciones con las ecuaciones del modelo de la máquina de inducción y aplicando una serie de simplificaciones, siendo la forma elegida para estimar el deslizamiento en este trabajo.

El flujo rotórico se puede estimar a partir del flujo estatórico, estimado mediante la discretización de la ecuación de tensiones del estátor, y de las ecuaciones que relacionan ambos flujos con las corrientes estatóricas y rotóricas [13] [14]. También se puede estimar directamente la corriente rotórica basándonos en la posible relación entre la corriente estatórica y rotórica a través de un cambio de magnitud y un desfase. Estos se pueden calcular a partir del circuito equivalente en función de los parámetros de la máquina y del deslizamiento, que ha debido de ser estimado previamente. Con dicha relación entre magnitudes y dicho desfase se obtiene la corriente rotórica a partir de la estatórica, la cual se puede medir directamente en la propia máquina de inducción [15].

1.4. Estructura del trabajo

Este trabajo se divide grosso modo en cuatro partes bastante bien diferenciadas: el modelado de las pérdidas en un motor de inducción, la explicación de las bases del control predictivo basado en modelo (MPC), el desarrollo del algoritmo de minimización de pérdidas aplicado al MPC y la descripción tanto del simulador empleado como de las simulaciones realizadas en él para verificar el correcto funcionamiento del trabajo realizado.

En primer lugar, se desarrolla un modelo dinámico del motor de inducción. Para ello, se necesita obtener un modelo expresado en el dominio del tiempo y en ejes trifásicos abc del propio motor de inducción. Tras ello, se explica el motivo por el que se va a aplicar la transformación de Park al modelo anterior y la forma de proceder para llevarlo a cabo, comentando además los principios fundamentales de dicha transformación. Finalmente, obtenemos el modelo expresado en ejes síncronos dq. Una vez explicado el procedimiento para un modelo que no tiene en cuenta todas las pérdidas del motor de inducción, se repite el proceso para uno que refleje de la forma más fielmente posible todas las pérdidas que tienen lugar en él, obteniéndose el modelo dinámico de las pérdidas de un motor de inducción que estábamos buscando.

Tras ello, se expone también la ecuación del modelo mecánico de un motor de inducción, además de obtener la expresión del par electromagnético que produce el motor. El último modelo que se expone es el del inversor trifásico de dos niveles empleado en el accionamiento eléctrico en cuestión y el cual nos permite implementar el control deseado.

En segundo lugar, se hace un breve repaso a las principales estrategias de control que más se utilizan en motores de inducción. Después de esto, comentamos los diferentes tipos de controles predictivos que existen, entre los que se encuentra el control predictivo basado en modelo (MPC) usado en este trabajo. Tras ello, nos enfocamos únicamente en este control, detallando sus principales características, así como sus ventajas y desventajas más importantes. Se sigue exponiendo su esquema de control, explicando los diferentes componentes que lo constituyen y detallando los pasos que se siguen para lograr su implementación y que las variables requeridas queden finalmente controladas. Finalmente, se diseña el controlador utilizado particularizando todo lo explicado anteriormente para el caso concreto de este trabajo.

A continuación, se procede a desarrollar el algoritmo de minimización de pérdidas para motores de inducción. Para ello, primero se obtiene una expresión de las pérdidas de la máquina en función del par y del flujo y, posteriormente, se deduce la expresión del flujo que hace que las pérdidas del motor sean mínimas. Esto se puede aplicar directamente a esquemas de control como el DTC, pero no es posible aplicárselo a un control predictivo de corrientes basado en modelo. Por tanto, tras lo anterior, se consigue una metodología que consigue la implementación de esta forma de minimizar las pérdidas en un control predictivo de corrientes.

En cuarto lugar, se describe con mucho detalle el simulador que se ha realizado para implementar los modelos con pérdidas, el control predictivo de corrientes basado en modelo y el algoritmo de minimización de pérdidas desarrollados a lo largo de este trabajo. Se va detallando todos los bloques y subsistemas que lo constituyen, explicando la función de cada uno de ellos y adjuntando capturas de estos. En este simulador es donde se realizan todas las simulaciones que se explican en el siguiente capítulo del trabajo.

Respecto a las simulaciones, primero se verifica el correcto funcionamiento de los controles integrados en el sistema, tanto el control de velocidad como el control predictivo de corrientes. Para ello, se simulan diferentes dinámicas variando las referencias de velocidad y par desde distintos puntos de funcionamiento. Tras ello, se procede a comprobar el algoritmo desarrollado de minimización de pérdidas mediante la comparativa de simulaciones en las que se emplea dicho algoritmo frente a otras en las que no se utiliza. Estas comparaciones se realizan para puntos de funcionamiento de par y velocidad constantes.

Por último, además de las conclusiones, se cierra el trabajo con dos anexos donde se recogen capturas completas del simulador realizado y los diferentes códigos que hay detrás del mismo.

2 MODELADO

Para estudiar el funcionamiento y el control de cualquier máquina eléctrica, ya sea mediante estrategias de control vectorial o mediante técnicas de control predictivo, es necesario conocer un modelo preciso que, mediante ecuaciones diferenciales, refleje fielmente el comportamiento dinámico de la máquina. Teniendo en cuenta los diferentes aspectos constructivos de la máquina, se consiguen diferentes modelos tanto más exactos cuanto mayor sea su complejidad. Por tanto, para minimizar las pérdidas se va a necesitar un modelo lo suficientemente preciso que tenga en cuenta este aspecto del motor. El accionamiento eléctrico desarrollado en este trabajo consta de un motor de inducción y de un convertidor, siendo también necesario conocer la dinámica y el modelo de dicho convertidor. Para desarrollar el modelo, primero necesitamos conocer el tipo de máquina eléctrica y convertidor que se va a utilizar.

Los principales tipos de máquinas eléctricas existentes son la máquina de corriente continua, la máquina de inducción y la máquina síncrona, destacando la máquina síncrona de imanes permanentes. Se ha optado por utilizar un motor de inducción debido al elevado porcentaje que representa en el consumo final industrial y a su versatilidad. Además, los motores de inducción pueden clasificarse en diferentes tipos que también condicionan el modelo a desarrollar. En cuanto al número de fases con el que se alimenta el estátor en corriente alterna, podemos distinguir entre motores de inducción monofásicos, alimentados con una única fase, y polifásicos, alimentados con más de una fase. También podemos clasificarlos según la forma constructiva del rotor [16], encontrando motores de jaula de ardilla, que tienen el rotor formado por barras conductoras cortocircuitadas, motores de doble jaula de ardilla, siendo una modificación del anterior con otra jaula de menor resistividad en su interior, y motores de rotor bobinado, con un rotor formado por un devanado similar al estatórico.

Los inversores, también llamados convertidores DC-AC, son dispositivos basados en semiconductores, normalmente IGBTs, que se encargan de transformar energía eléctrica en forma de corriente continua (DC) en corriente alterna (AC). Los más comúnmente utilizados son los inversores de dos niveles, para aplicaciones de baja tensión y con control y diseño sencillos, y los inversores multiniveles, para aplicaciones de mayor potencia y con diseño más complejo [16].

En los apartados siguientes, se va a desarrollar el modelo de un motor de inducción trifásico, caso particular de uno polifásico en el que el número de fases es tres, y con rotor de jaula de ardilla, debido a que es el más extendido y destaca por su sencillez. Además, debido al rango de tensiones y potencias del motor a controlar y por su sencillez, se desarrolla el modelado de un inversor trifásico de dos niveles.

2.1. Modelo de la máquina de inducción

Se pretende desarrollar un modelo de la máquina de inducción que defina su comportamiento de forma adecuada tanto en el transitorio como en el régimen permanente. Dicho modelo está compuesto por un conjunto de ecuaciones diferenciales y algebraicas que nos permiten conocer la evolución temporal de las magnitudes eléctricas y, con ello, el comportamiento dinámico del motor.

Las ecuaciones de partida para desarrollar el modelo son las ecuaciones de tensión, las de flujo magnético y las de movimiento. Las dos primeras constituyen el denominado modelo eléctrico de la máquina, mientras que la de movimiento forma el modelo mecánico. Estas ecuaciones dependen de diferentes magnitudes eléctricas y parámetros de la máquina de inducción, dando lugar de manera conjunta a un circuito que será mostrado en secciones posteriores.

En las secciones siguientes, en primer lugar, se desarrolla el modelo eléctrico del motor de inducción, distinguiendo entre el modelo eléctrico tradicional que no considera todas las pérdidas, y el modelo eléctrico de pérdidas completo, que es el objeto de estudio y el desarrollado en este trabajo. Finalmente, se explicará las ecuaciones que constituyen el modelo mecánico.

2.1.1 Modelo eléctrico sin pérdidas

En primer lugar, se va a desarrollar un modelo eléctrico que no considera minuciosamente todas las pérdidas que tienen lugar en un motor de inducción. Se trata de un modelo que refleja de manera correcta y sin excesiva complejidad el comportamiento dinámico del motor, motivos por los cuales es uno de los más ampliamente utilizado [17] [18]. Aunque en este trabajo nos refiramos a él como “sin pérdidas”, realmente sí que tiene en cuenta las pérdidas Joule tanto estáticas como rotóricas, pero nos servimos de esta nomenclatura para diferenciarlo del modelo completo de pérdidas explicado en la siguiente sección.

Es habitual realizar una serie de suposiciones acerca de elementos constructivos o características del motor con la finalidad de simplificar el modelo desarrollado [19]. Para el modelo en cuestión, las suposiciones realizadas son:

- Asumir que todos los devanados de estátor y rotor son idénticos.
- Despreciar el efecto de la saliencia, considerando constante el entrehierro.
- Las variaciones de los parámetros eléctricos debido a la temperatura y a la frecuencia son despreciables, con lo que las resistencias estáticas y rotóricas y las inductancias de dispersión se mantendrían constantes.
- Asumir la utilización de un material ferromagnético con característica lineal, lo que lleva a despreciar los efectos por saturación magnética del material y a considerar constantes las inductancias mutuas entre ambos devanados.

Modelo en coordenadas abc

Cualquier modelo de una máquina trifásica puede expresarse siempre en ejes referidos a sus tres fases, es decir, tres ejes estáticos desfasados 120°, a los que denominamos ejes abc.

En primer lugar, se exponen las ecuaciones de tensión, que son aquellas que recogen las caídas de tensión en los devanados estáticos y rotóricos. Se deducen directamente del circuito de la Figura 2-1 aplicando la ley de Kirchoff de las tensiones debido a la naturaleza resistiva-inductiva de ambos devanados. En dicha figura se representan las fuerzas electromotrices inducidas en los devanados de estátor y rotor (e_{si} y e_{ri} con $i = a, b, c$), las cuales se relacionan con las derivadas de los flujos magnéticos de las ecuaciones (2.1) mediante la ley de Faraday.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{sABC} &= R_s \mathbf{i}_{sABC} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{sABC}}{dt} \\ 0 &= R_r \mathbf{i}_{rABC} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{rABC}}{dt} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Donde R_s es la resistencia estática y R_r la resistencia rotórica. Además, \mathbf{v}_{sABC} es el vector que representa las tensiones de fase del estátor, \mathbf{i}_{sABC} e \mathbf{i}_{rABC} son los vectores de las intensidades de fase que circulan por los devanados del estátor y rotor, respectivamente, y $\boldsymbol{\lambda}_{sABC}$ y $\boldsymbol{\lambda}_{rABC}$ son los vectores de los flujos totales concatenados por los devanados de cada una de las fases en el estátor y rotor, respectivamente. Estos flujos totales se obtienen mediante el producto del número total de espiras de cada devanado y el flujo magnético concatenado por una única espira, que es el representado en la Figura 2-1 por φ_{si} y φ_{ri} con $i = a, b, c$.

$$\mathbf{v}_{sABC} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{sABC} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{rABC} = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\lambda}_{sABC} = \begin{bmatrix} \lambda_{sa} \\ \lambda_{sb} \\ \lambda_{sc} \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\lambda}_{rABC} = \begin{bmatrix} \lambda_{ra} \\ \lambda_{rb} \\ \lambda_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

En las expresiones (2.1) y (2.2) se ha omitido la dependencia del tiempo de sus variables por simplicidad. Además, cabe destacar que las tensiones de fase en el rotor son nulas debido a que estamos modelando un motor de inducción con rotor de jaula de ardilla y sus barras se encuentran cortocircuitadas.

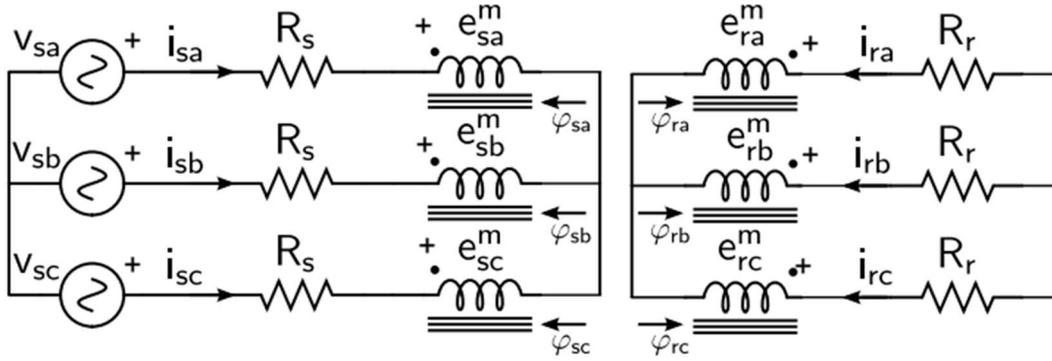


Figura 2-1. Circuito aproximado del motor de inducción por fases [20].

El otro grupo de ecuaciones que constituyen el modelo eléctrico son las ecuaciones de flujo. Estas ecuaciones relacionan el flujo magnético con las corrientes a través de las diferentes inductancias características de la máquina y definen el flujo magnético total inducido en el estátor y rotor como la suma del flujo producido en el propio devanado y el flujo mutuo entre ambos devanados. Además, todas las magnitudes del rotor (flujos, corrientes, inductancias de dispersión e inductancias mutuas) se encuentran ya referidas al estátor.

$$\lambda_{sABC} = L_{sABC} \dot{i}_{sABC} + L_{srABC} \dot{i}_{rABC} \quad (2.3)$$

$$\lambda_{rABC} = (L_{srABC})^T \dot{i}_{sABC} + L_{rABC} \dot{i}_{rABC}$$

Siendo L_{sABC} es la matriz de inductancias propias del estátor, L_{rABC} es la matriz de inductancias propias del rotor referida al estátor y L_{srABC} es la matriz de inductancias mutuas entre el estátor y rotor referida al estátor. Son matrices cuadradas de 3 filas y 3 columnas, debido a que están expresadas en coordenadas abc, que tienen las siguientes expresiones:

$$L_{sABC} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -1/2 L_{ms} & -1/2 L_{ms} \\ -1/2 L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -1/2 L_{ms} \\ -1/2 L_{ms} & -1/2 L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$L_{rABC} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{ms} & -1/2 L_{ms} & -1/2 L_{ms} \\ -1/2 L_{ms} & L_{lr} + L_{ms} & -1/2 L_{ms} \\ -1/2 L_{ms} & -1/2 L_{ms} & L_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$L_{srABC} = L_{ms} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

Donde L_{ls} es la inductancia de dispersión del estátor, L_{ms} es la inductancia mutua de las bobinas del estátor entre sí y L_{lr} es la inductancia de dispersión del rotor referida al estátor y θ_r es el ángulo de giro eléctrico del rotor, el cual se obtiene integrando la velocidad de giro eléctrica del rotor (ω_r).

Es importante destacar la complejidad de estas ecuaciones expresadas en los ejes trifásicos abc, donde existen acoplamiento entre fases, coeficientes no lineales, como el caso de los cosenos, y parámetros dependientes del tiempo debido al ángulo de giro eléctrico del rotor. Con el objetivo de simplificarlas y desacoplar variables, el modelo se puede expresar en otros ejes diferentes sin perder ninguna información del comportamiento y facilitando el análisis. Con este fin, se ha elegido representar el modelo en el sistema de referencia rotatorio d-q a través de la denominada transformación de Park.

Transformada de Park

La transformada de Park consiste en la conversión de variables trifásicas expresadas en sus propios ejes abc a variables expresadas en los ejes síncronos dq. Estos se caracterizan por ser dos ejes en cuadratura que giran a una determinada velocidad, como se representa en la Figura 2-3, lo cual les confiere una serie de ventajas que serán analizadas con posterioridad. También existe la denominada transformada de Clarke, que consiste en hacer nula la velocidad de giro de dichos ejes en cuadratura, dando lugar a la conversión a los ejes estacionarios $\alpha\beta$.

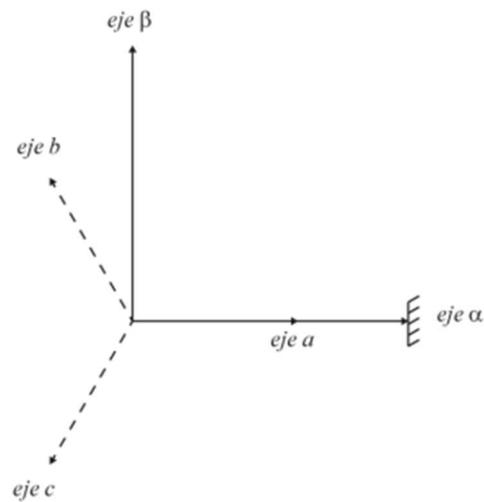


Figura 2-2. Definición gráfica ejes α y β (estacionarios) [21].

La velocidad con la que giren los ejes y la variable con la que se sincronice alguno de ellos dan lugar a diferentes versiones de la transformada de Park. Elijiéndose estos factores de forma correcta se consigue pasar de un sistema con tres señales sinusoidales (ejes abc) a otro con solo dos señales que son constantes en el tiempo (ejes dq).

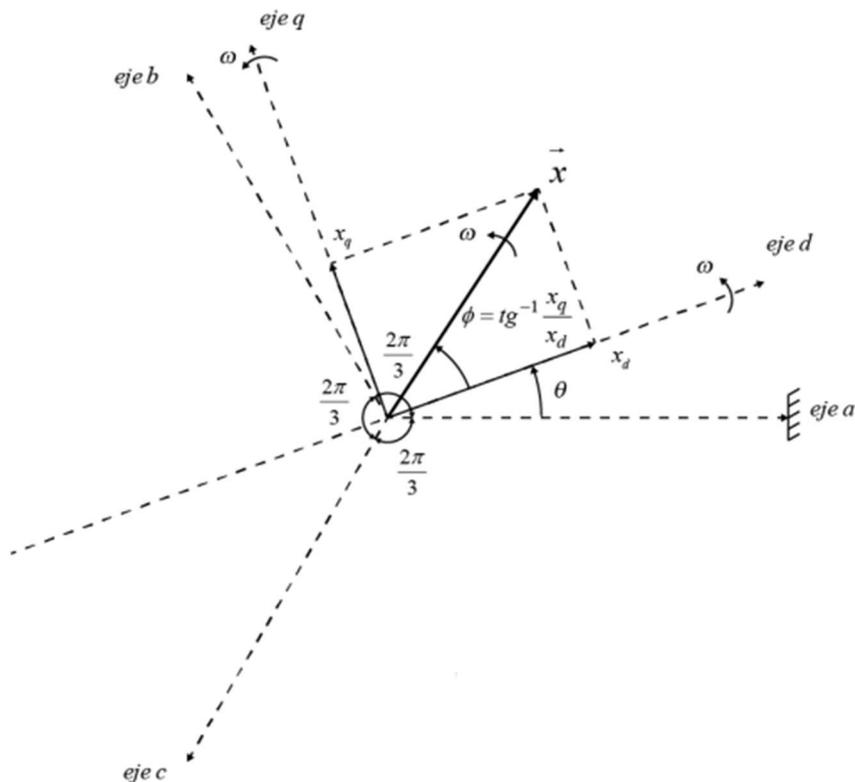


Figura 2-3. Definición gráfica ejes d y q (síncronos) [22].

De manera general, se define una variable en ejes dq a partir de su expresión en ejes abc como:

$$\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{T}_P \mathbf{x}_{abc} \rightarrow \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \mathbf{T}_P \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Siendo \mathbf{T}_P la matriz de la transformada de Park. Además, \mathbf{x}_{abc} y \mathbf{x}_{dq} son unos vectores que contienen las componentes en ejes abc y dq, respectivamente, de una variable trifásica genérica como pueden ser corrientes, tensiones, flujo, etc.

Debido a la existencia de deslizamiento en la máquina de inducción, las variables rotóricas y estáticas giran a velocidades eléctricas diferentes y, por tanto, se hace necesaria la definición de dos matrices de transformación de Park distintas, una para las magnitudes estáticas y otra para las rotóricas. Haciendo girar a los ejes dq a la velocidad de giro eléctrica del estátor (ω) se obtienen las siguientes matrices de transformación:

$$\mathbf{T}_{Ps} = c \times \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{T}_{Pr} = c \times \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Donde \mathbf{T}_{Ps} y \mathbf{T}_{Pr} son las matrices de transformación de Park para las magnitudes estáticas y rotóricas, respectivamente. En cuanto a los ángulos, θ es el ángulo de giro eléctrico del estátor y θ_r es, como ya se comentó anteriormente, el ángulo de giro eléctrico del rotor. Por último, c es una constante que toma un valor distinto según el tipo de transformada empleada: para la transformada invariante en módulo vale $c = 2/3$, mientras que para la transformada invariante en potencia tiene un valor de $c = \sqrt{2/3}$. A partir de este punto se utilizará de forma general la transformada de Park invariante en módulo.

Para la transformada de magnitudes estáticas, se emplea el propio ángulo eléctrico del estátor (θ) porque dichas magnitudes giran a la misma velocidad que los ejes síncronos dq. En cambio, para la transformada de magnitudes rotóricas, se utiliza el ángulo asociado a la velocidad de deslizamiento (ω_{sl}) porque es la velocidad relativa con la que los ejes dq ven girar a las magnitudes rotóricas. A continuación, se definen todos los ángulos de interés comentados hasta el momento en función de sus respectivas velocidades:

$$\theta = \int \omega dt$$

$$\theta_r = \int \omega_r dt \quad (2.7)$$

$$\theta - \theta_r = \int (\omega - \omega_r) dt = \int \omega_{sl} dt$$

Siendo ω la velocidad de giro eléctrico del estátor, ω_r la velocidad de giro eléctrico del rotor y ω_{sl} la velocidad de deslizamiento, definida como la diferencia entre las velocidades eléctricas de giro de estátor y rotor.

Para hacer el proceso inverso y expresar una variable en los ejes abc a partir de sus componentes en ejes dq, se define la transformada inversa o antitransformada de Park como:

$$\mathbf{x}_{abc} = (\mathbf{T}_P)^{-1} \mathbf{x}_{dq} \rightarrow \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = (\mathbf{T}_P)^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Donde $(\mathbf{T}_P)^{-1}$ es la matriz de la antitransformada de Park, obtenida simplemente como la inversa de la matriz original de transformación de Park.

El principal motivo para realizar esta transformación, como ya se ha comentado con anterioridad, son las simplificaciones que se consiguen en un modelo inicialmente bastante complejo. La ortogonalidad de los ejes dq, simplifica el número de componentes permitiendo expresar una variable trifásica con tan solo dos componentes. Además, el empleo de unos ejes síncronos que giran a una determinada velocidad consigue que dichas dos componentes sean constantes en el tiempo, lo cual resulta fundamental para determinadas estrategias de control, como puede ser el control vectorial, que necesitan señales de entrada constantes para que sus controladores funcionen correctamente, como es el caso de un controlador PI. Con ello también se consigue eliminar la dependencia de las inductancias con el ángulo de giro eléctrico del rotor y, por tanto, con el tiempo.

La principal desventaja de esta transformación consiste en su dependencia con el ángulo de giro eléctrico del estátor (θ) que va variando en el tiempo y el cual es necesario estimar en un motor de inducción debido a la existencia del deslizamiento. La forma de estimarlo dependerá de la estrategia de control empleada y será explicada en capítulos sucesivos.

Modelo en coordenadas dq

Aplicando la transformada de Park, tanto estatórica como rotórica según corresponda, a las ecuaciones (2.1) y (2.3) y realizando una serie de operaciones matemáticas, se obtiene el modelo en coordenadas dq de la máquina de inducción.

Para el desarrollo de este modelo, se han definido tres nuevas inductancias a partir de los parámetros que aparecen en el modelo en coordenadas abc referido al estátor: la inductancia de magnetización (L_m), la inductancia del estátor (L_s) y la inductancia del rotor (L_r).

$$\begin{aligned} L_m &= \frac{3}{2} L_{ms} \\ L_s &= L_m + L_{ls} \\ L_r &= L_m + L_{lr} \end{aligned} \tag{2.9}$$

Con todo ello, las ecuaciones de tensión del modelo en ejes dq quedan como se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{sd}}{dt} &= v_{sd} - R_s i_{sd} + \omega \lambda_{sq} \\ \frac{d\lambda_{sq}}{dt} &= v_{sq} - R_s i_{sq} - \omega \lambda_{sd} \\ \frac{d\lambda_{rd}}{dt} &= -R_r i_{rd} + (\omega - \omega_r) \lambda_{rq} \\ \frac{d\lambda_{rq}}{dt} &= -R_r i_{rq} - (\omega - \omega_r) \lambda_{rd} \end{aligned} \tag{2.10}$$

Siendo ω la velocidad de giro eléctrica del estátor y ω_r la velocidad de giro eléctrica del rotor, la cual se relaciona con la velocidad de giro mecánica del rotor (ω_m) mediante el número de pares de polos de la máquina (N_{pp}) en la siguiente ecuación:

$$\omega_r = N_{pp} \omega_m \tag{2.11}$$

Las ecuaciones de flujo se corresponden con el conjunto de ecuaciones (2.12), donde todas las magnitudes rotóricas están también referidas al estátor.

$$\begin{aligned}
 \lambda_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\
 \lambda_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\
 \lambda_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\
 \lambda_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq}
 \end{aligned}
 \tag{2.12}$$

Con las ecuaciones definidas, podemos representar el modelo en forma de esquema eléctrico para cada uno de los ejes síncronos d y q como se muestra en las Figuras 2-4 y 2-5. En ellas, i_{md} e i_{mq} representan las componentes de la corriente que circula por la inductancia de magnetización (L_m).

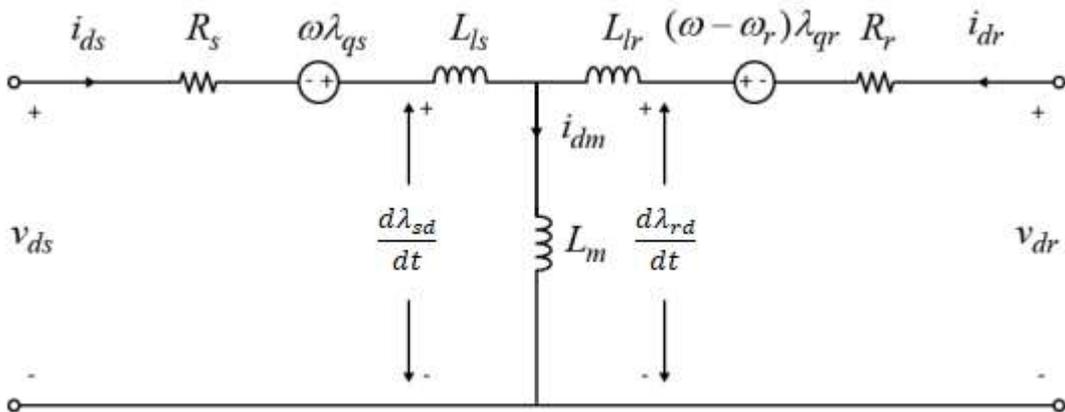


Figura 2-4. Circuito del modelo sin pérdidas del motor de inducción en eje d [22].

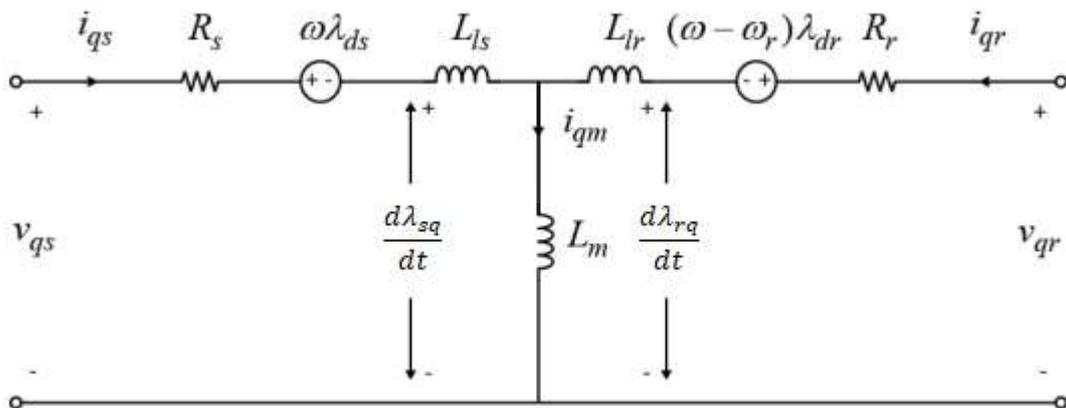


Figura 2-5. Circuito del modelo sin pérdidas del motor de inducción en eje q [22].

Sin embargo, nos interesa conocer la evolución temporal de las corrientes porque es la magnitud que posteriormente utilizaremos en el control predictivo para alcanzar las referencias de corrientes impuestas. Por tanto, como conocemos la evolución temporal de los flujos gracias a las ecuaciones de tensión, necesitamos expresar las corrientes en función de los flujos para así obtener la dinámica de las intensidades.

Despejando las corrientes de las ecuaciones de flujo y realizando operaciones matemáticas, obtenemos:

$$\begin{aligned}
 i_{sd} &= \frac{L_m \lambda_{rd} - L_r \lambda_{sd}}{L_m^2 - L_r L_s} \\
 i_{sq} &= \frac{L_m \lambda_{rq} - L_r \lambda_{sq}}{L_m^2 - L_r L_s} \\
 i_{rd} &= \frac{L_m \lambda_{sd} - L_s \lambda_{rd}}{L_m^2 - L_r L_s} \\
 i_{rq} &= \frac{L_m \lambda_{sq} - L_s \lambda_{rq}}{L_m^2 - L_r L_s}
 \end{aligned}
 \tag{2.13}$$

De esta forma conocemos la dinámica de las componentes d y q de las corrientes estáticas y rotóricas, que es el objetivo final del desarrollo del modelo eléctrico de la máquina de inducción.

2.1.2 Modelo eléctrico con pérdidas

Un motor eléctrico se encarga de transformar energía eléctrica que entra por el estátor en energía mecánica en el eje del rotor. Sin embargo, esta conversión no se realiza completamente, sino que existen una serie de pérdidas en el proceso que han de ser tenidas en cuenta en nuestro modelo para reflejar con mayor exactitud el comportamiento de la máquina de inducción. De esta forma, se tiene un mayor conocimiento sobre el rendimiento real del proceso, muy importante para las cuestiones de eficiencia energética.

Para describir y clasificar todas las pérdidas de un motor de inducción vamos a utilizar el circuito equivalente exacto de un motor de inducción de jaula de ardilla, representado en la Figura 2-6. No se trata del mismo modelo expresado en el dominio temporal del que se partió en la sección anterior, sino que es un modelo definido en el dominio fasorial. En dicha figura, la resistencia R_c hace referencia a la resistencia en el hierro, la cual es nombrada en el resto del trabajo como R_{fe} .

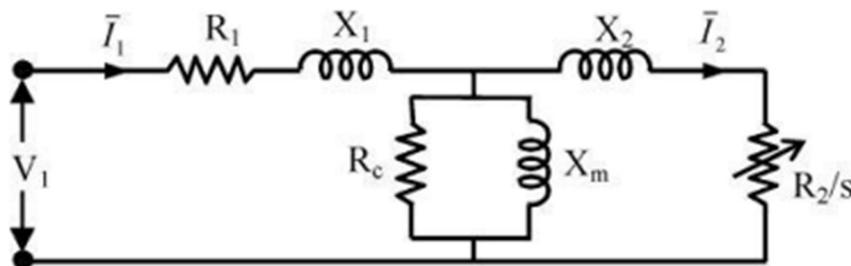


Figura 2-6. Circuito equivalente exacto del motor de inducción [23].

En primer lugar, podemos identificar las pérdidas fundamentales. Estas son las que se producen como consecuencia de fenómenos involucrados directamente en la función principal del motor de inducción, es decir, en la conversión de energía eléctrica a energía mecánica en el eje del rotor. Son las más importantes, estando esquematizadas en la Figura 2-7, y se pueden dividir a su vez en:

- **Pérdidas por efecto Joule:** son las ocasionadas por el calentamiento que sufren los conductores debido a la circulación de corriente por ellos. Ocurre tanto en el devanado del estátor como en el del rotor y, por tanto, podemos distinguir entre pérdidas Joule estáticas y rotóricas. Dependen de las resistencias equivalentes de estátor y rotor (R_1 y R_2 respectivamente) y del cuadrado de sus respectivas intensidades (I_1 y I_2 respectivamente).
- **Pérdidas en el hierro:** corresponden a las pérdidas por histéresis y por corrientes parásitas de Foucault que tienen lugar en el paquete magnético del motor. Dependen de la resistencia en el hierro (R_{fe}) y del cuadrado de la corriente que circula por dicha resistencia o del cuadrado de la fuerza electromotriz inducida la máquina.

- Pérdidas mecánicas: son las producidas debido a la existencia de una parte móvil en la máquina, el rotor. Las más destacadas son el rozamiento de los distintos elementos del motor entre ellos y con el aire que los rodea y las ocasionadas por el ventilador de refrigeración en las máquinas que dispongan del mismo. Se suelen considerar proporcionales con la velocidad.

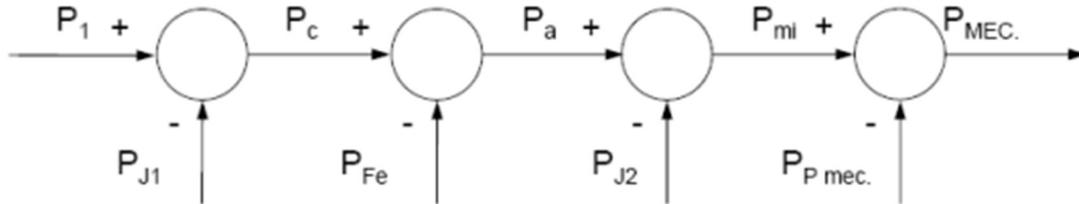


Figura 2-7. Balance de potencias en un motor de inducción [24].

Además de estas pérdidas fundamentales, tenemos unas pérdidas adicionales que se producen debido a procesos secundarios que no están involucrados directamente en la conversión electromecánica del motor. Algunos ejemplos son la saturación del material, la presencia de armónicos o el efecto pelicular en los conductores.

En el modelo desarrollado, las pérdidas mecánicas y adicionales se desprecian debido a que son mucho menores que el resto de las pérdidas, como se refleja en el diagrama de la Figura 2-8, y su evaluación es difícil. Además, como ya se explicó en secciones anteriores, las pérdidas Joule ya se encuentran contempladas en el primer modelo desarrollado en este trabajo a través de las resistencias estáticas y rotóricas y de las corrientes que circulan por ellas. Por tanto, la principal novedad de este modelo son las pérdidas en el hierro, para lo que debemos tener en cuenta la rama de magnetización al completo como se mostró en la Figura 2-6.

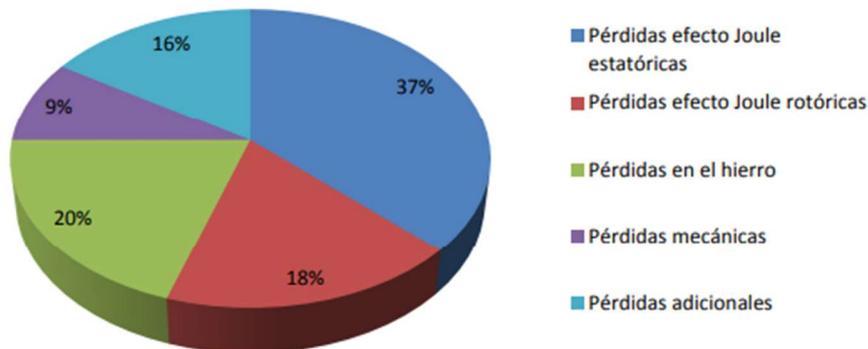


Figura 2-8. Porcentaje de pérdidas en un motor de inducción [24].

Para el desarrollo del modelo y sus ecuaciones, se ha cogido de referencia y como punto de partida lo expuesto en [10]. Para ello, retomamos el empleo de un modelo expresado en el dominio temporal, el cual destaca por contemplar la rama de magnetización al completo, frente al modelo sin pérdidas donde únicamente se modelaba de dicha rama la inductancia de magnetización. Además, partimos directamente de la expresión de las ecuaciones en los ejes dq, es decir, consideramos que a las ecuaciones en los ejes abc ya le hemos aplicado la transformación de Park explicada en la sección anterior.

En la Figura 2-9, donde se representa el circuito obtenido a partir de las ecuaciones desarrolladas en este modelo con pérdidas, se incluye la resistencia en el hierro (R_{fe}), siendo la principal diferencia frente al modelo sin pérdidas. En este nuevo esquema aparecen las componentes de la corriente de magnetización (i_{md} e i_{mq}), que es la corriente que circula por la inductancia de magnetización (L_m), y las de la corriente de pérdidas en el hierro (i_{fd} e i_{fq}), que es la que circula por la resistencia en el hierro (R_{fe}) y da lugar a las nuevas pérdidas modeladas. Estas nuevas corrientes provocan que algunas de las ecuaciones del modelo con pérdidas difieran de las presentadas en la sección anterior.

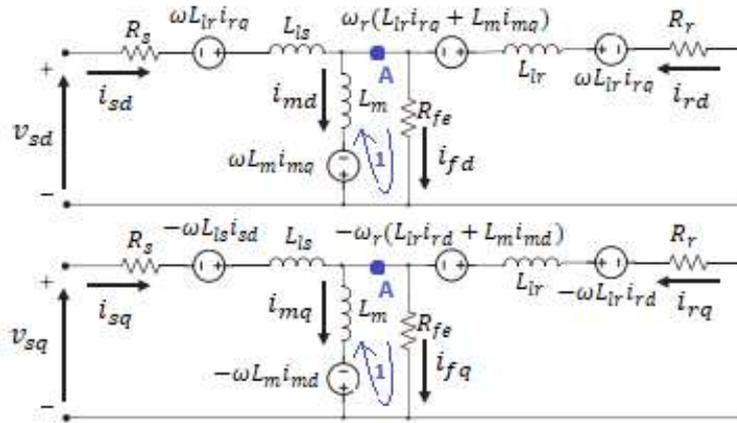


Figura 2-9. Circuito para modelo con pérdidas del motor de inducción en ejes síncronos [10].

En primer lugar, se definen las ecuaciones de tensión, que son exactamente iguales a las ecuaciones (2.10) descritas en el modelo anterior. Se exponen de forma compacta en las ecuaciones (2.14).

$$\frac{d\lambda_s}{dt} = v_s - R_s i_s - j\omega\lambda_s \quad (2.14)$$

$$\frac{d\lambda_r}{dt} = -R_r i_r - j(\omega - \omega_r)\lambda_r$$

Donde j es la unidad imaginaria, es decir, $j = \sqrt{-1}$. De forma general, un vector genérico \mathbf{x} , con sus componentes en el eje d y en el eje q , multiplicado por j resulta:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \rightarrow j\mathbf{x} = \begin{bmatrix} -x_q \\ x_d \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

En segundo lugar, las ecuaciones de flujos sí se ven afectadas por la introducción de la rama de magnetización al completo en el modelo, quedando definidas de forma compacta como:

$$\lambda_s = L_{ls} i_s + L_m i_m \quad (2.16)$$

$$\lambda_r = L_{lr} i_r + L_m i_m$$

Por último, considerar la rama de magnetización supone la introducción de dos nuevas incógnitas en nuestro sistema de ecuaciones, es decir, de dos nuevas corrientes cuya evolución queremos conocer. Se trata de la corriente de magnetización (i_m) y de la corriente de pérdidas en el hierro (i_{fe}). Al añadir dos nuevas incógnitas, es necesario incluir dos nuevas ecuaciones en nuestro modelo: la ley de Kirchhoff de las corrientes en el nudo de unión de la rama de magnetización (nudo A en la Figura 2-9) que da lugar a la ecuación (2.17) y la ley de Kirchhoff de las tensiones en la propia rama de magnetización (malla 1 en la Figura 2-9) dando lugar a la ecuación (2.18), que expresadas de manera compacta quedan:

$$i_m + i_{fe} = i_s + i_r \quad (2.17)$$

$$R_{fe} i_{fe} = L_m \frac{di_m}{dt} + j\omega L_m i_m \quad (2.18)$$

Donde, en las ecuaciones anteriores, λ_s , λ_r , v_s , v_r , i_s , i_r , i_m e i_{fe} son vectores filas de dos elementos con las componentes en el eje d y en el eje q de sus respectivas variables eléctricas.

De esta forma, queremos conocer la evolución de las corrientes estatóricas, rotóricas y en el hierro porque son las que están asociadas a resistencias y, por tanto, a pérdidas en el motor de inducción. Para ello contamos con ecuaciones diferenciales tanto de los flujos magnéticos rotóricos y estatóricos como de la corriente de magnetización. Por tanto, el objetivo final es expresar dichas corrientes de interés únicamente en función de los flujos magnéticos y de la corriente de magnetización para así poder conocer sus dinámicas.

Las ecuaciones de tensión (2.14) y la ecuación (2.18) se utilizan exclusivamente para obtener las evoluciones temporales de los flujos magnéticos y de la corriente de magnetización, respectivamente. Para obtener las expresiones de las corrientes estatóricas y rotóricas en función de los flujos y de la corriente de magnetización se utilizan las ecuaciones (2.16), que son las ecuaciones de flujo, mientras que para las expresiones de la corriente de pérdidas en el hierro se utiliza la ecuación (2.17). Operando estas tres ecuaciones vectoriales, que con sus componentes en los ejes d y q dan lugar a seis ecuaciones escalares, obtenemos las expresiones de las dos componentes de los vectores de intensidades i_r , i_s e i_{fe} , que quedan como:

$$\begin{aligned}
 i_{sd} &= \frac{\lambda_{sd} - L_m i_{md}}{L_{ls}} \\
 i_{sq} &= \frac{\lambda_{sq} - L_m i_{mq}}{L_{ls}} \\
 i_{rd} &= \frac{\lambda_{rd} - L_m i_{md}}{L_{lr}} \\
 i_{rq} &= \frac{\lambda_{rq} - L_m i_{mq}}{L_{lr}} \\
 i_{fd} &= \frac{L_{lr} \lambda_{sd} + L_{ls} \lambda_{rd} - i_{md}(L_m L_{ls} + L_m L_{lr} + L_{ls} L_{lr})}{L_{ls} L_{lr}} \\
 i_{fq} &= \frac{L_{lr} \lambda_{sq} + L_{ls} \lambda_{rq} - i_{mq}(L_m L_{ls} + L_m L_{lr} + L_{ls} L_{lr})}{L_{ls} L_{lr}}
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Por último, una vez que conocemos la evolución temporal de las corrientes, calculamos las pérdidas que tienen lugar en nuestro sistema completo. Siguiendo el modelo de pérdidas propuesto en [10], las pérdidas totales responden a la siguiente expresión:

$$P_{loss} = 1.5 R_r i_r^2 + 1.5 R_s i_s^2 + 1.5 R_{fe} i_{fe}^2 \tag{2.20}$$

Siendo i_r , i_s e i_{fe} el módulo de las corrientes rotóricas, estatóricas y en el hierro, respectivamente. Estos módulos se obtienen a partir de sus respectivas componentes en ejes dq como se indica a continuación:

$$\begin{aligned}
 i_s &= \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \\
 i_r &= \sqrt{i_{rd}^2 + i_{rq}^2} \\
 i_{fe} &= \sqrt{i_{fd}^2 + i_{fq}^2}
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

2.1.3 Modelo mecánico

Para completar el modelo de la máquina, además de las ecuaciones de tensión y flujo descritas en la sección anterior, se necesita definir la ecuación mecánica de la misma. Esta ecuación expresa la dinámica del giro de la máquina en función de los pares ejercidos sobre su eje.

En concreto, establece que la aceleración angular del rotor, es decir, la derivada respecto al tiempo de la velocidad de giro mecánica del rotor, es proporcional al equilibrio de pares en el eje del rotor. Este equilibrio de pares se define como la diferencia entre el par electromagnético generado por la máquina de inducción y el par resistente aplicado en el eje, que se puede descomponer principalmente en el par de carga conectado a la máquina y en el par generado debido a la fricción.

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_l - T_f) \quad (2.22)$$

Donde ω_m es la velocidad de giro mecánica del rotor, J es el momento de inercia del rotor, T_e es el par electromagnético, T_l es el par de carga y T_f es el par de fricción o par de amortiguamiento. Este último par lo consideramos proporcional a la velocidad del rotor y lo calculamos como:

$$T_f = K_f \omega_m \quad (2.23)$$

Siendo K_f una constante que define la fricción mecánica existente en el motor, llamada constante de amortiguamiento. Cabe destacar que en el trabajo en cuestión se ha despreciado la fricción existente en la máquina por simplicidad, considerando el par de carga como único par resistente.

El par electromagnético es proporcional al producto vectorial entre la corriente y el flujo magnético del mismo devanado expresados en los ejes d y q . Independientemente del devanado utilizado se obtiene el mismo valor de par electromagnético pero cambiado de signo, de ahí el signo negativo en la fórmula correspondiente a las magnitudes estáticas. La constante de proporcionalidad mencionada depende del número de pares de polos de la máquina (N_{PP}).

$$T_e = \frac{3}{2}N_{PP}(\mathbf{i}_r \times \boldsymbol{\lambda}_r) = \frac{3}{2}N_{PP}(i_{rd}\lambda_{rq} - i_{rq}\lambda_{rd}) \quad (2.24)$$

$$T_e = -\frac{3}{2}N_{PP}(\mathbf{i}_s \times \boldsymbol{\lambda}_s) = \frac{3}{2}N_{PP}(i_{sq}\lambda_{sd} - i_{sd}\lambda_{sq})$$

Sustituyendo los flujos magnéticos por sus expresiones correspondientes de las ecuaciones (2.16), obtenemos una expresión del par electromagnético dependiente únicamente de las componentes de las corrientes estáticas y rotóricas. Esta expresión, también muy usada, tiene la forma:

$$T_e = \frac{3}{2}N_{PP}L_m(i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}) \quad (2.25)$$

2.2 Modelo del inversor trifásico de dos niveles

Para completar el accionamiento empleado en este trabajo, se necesita obtener el modelo del convertidor conectado al motor de inducción. Como ya se comentó anteriormente, se ha optado por utilizar un convertidor trifásico de dos niveles, cuya topología se representa en la Figura 2-10. En dicha figura el convertidor se encuentra conectado a una carga formada por tres bobinas que representan los tres devanados del estátor de la máquina de inducción cuando se encuentra conectado en estrella. El punto N es el neutro de la estrella y la tensión de cada bobina de la carga representa la tensión de fase aplicada al estátor de la máquina por el convertidor.

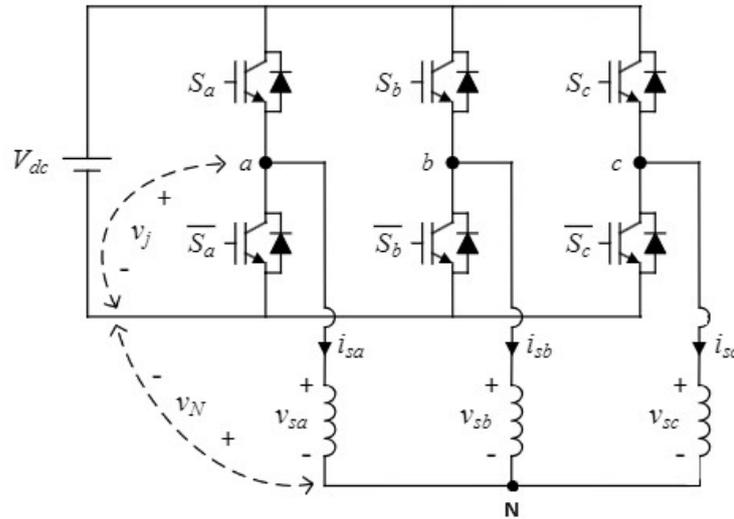


Figura 2-10. Esquema de un inversor trifásico de dos niveles con una carga inductiva [19].

Cada fase del convertidor está formada por dos IGBT, con sus respectivos diodos en antiparalelo, cuyos estados vienen representados mediante S_a , S_b y S_c , según la fase en cuestión. Además, ambos semiconductores de la misma fase deben tener estados complementarios, es decir, no pueden estar a la vez conduciendo (ON) porque se produciría un cortocircuito en dicha fase y tampoco pueden estar a la vez abiertos (OFF) porque perderíamos la capacidad de control sobre la carga. Se considera, mediante convenio, el IGBT superior en modo ON y el inferior en OFF cuando el estado de su fase correspondiente vale 1 y viceversa cuando el estado correspondiente es nulo.

Para el desarrollo del modelo [19], consideramos que la tensión del bus de continua (V_{dc}) es conocida y viene dada por una fuente de tensión de continua externa. Con ello, la tensión entre el punto medio de cada rama y el terminal negativo del bus de continua, representada en la Figura 2-10 como v_j con $j = \{a, b, c\}$, puede expresarse en función del estado de los IGBT de su fase correspondiente y de la tensión de continua como:

$$v_j = V_{dc} S_j \quad (2.26)$$

Para relacionar la tensión anterior con la tensión de fase del estátor (v_{sj}), se hace uso de la tensión existente entre el punto neutro de la estrella (punto N) y el terminal negativo del bus de continua (v_N). La expresión resultante se muestra en la ecuación (2.27):

$$v_j = v_{sj} + v_N \quad (2.27)$$

Si consideramos que la carga es equilibrada, la suma de las tres tensiones de fase del estátor debe ser nula. Por tanto, podemos hacer un sumatorio para las tres fases y despejar la tensión del estátor en la ecuación (2.27), quedando como:

$$\sum_{j=a}^c v_{sj} = \sum_{j=a}^c v_j - \sum_{j=a}^c v_N = \sum_{j=a}^c v_j - 3 \cdot v_N = 0 \quad (2.28)$$

Despejando de (2.28) la tensión v_N y sustituyendo la tensión v_j por su correspondiente expresión procedente de la ecuación (2.26), obtenemos la siguiente expresión para v_N :

$$v_N = \frac{1}{3} \sum_{j=a}^c v_j = \frac{V_{dc}}{3} \sum_{j=a}^c S_j \quad (2.29)$$

Introduciendo dicho valor de v_N en la ecuación (2.27) y sustituyendo la tensión v_j por su expresión de la ecuación (2.26), obtenemos una expresión que define la tensión de fase que se aplica al estátor de la máquina únicamente en función de los estados de cada fase del convertidor.

$$v_{sj} = v_j - v_N = V_{dc} S_j - \frac{V_{dc}}{3} \sum_{j=a}^c S_j = \frac{V_{dc}}{3} \left[3 \cdot S_j - \sum_{j=a}^c S_j \right] \quad (2.30)$$

Es habitual expresar la ecuación (2.30) de forma matricial, de forma que se obtiene el vector de tensiones de fase que se aplica al estátor de la máquina $\mathbf{v}_s = [v_{sa} v_{sb} v_{sc}]^T$ a partir del vector de estados del convertidor en cada instante $\mathbf{S} = [S_a S_b S_c]^T$.

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Para el caso en cuestión de un convertidor y una máquina trifásicos, hay $2^3 = 8$ combinaciones posibles de los estados del convertidor. Sin embargo, estas 8 combinaciones solo dan lugar a cinco valores de tensión de fase (v_{sa} , v_{sb} y v_{sc}) diferentes, según la ecuación (2.29), que son: $2V_{dc}/3$, $V_{dc}/3$, 0 , $-V_{dc}/3$ y $-2V_{dc}/3$.

En dicho modelo del convertidor, existe una relación entre los estados de conmutación posible en el convertidor y los vectores de tensión representados en el plano estacionario de dos dimensiones $\alpha\beta$. Al expresar los cinco valores de tensión de fases anteriores en el plano $\alpha\beta$ se obtienen siete vectores de tensión diferentes representados en la Figura 2-11. La existencia de ocho posibles estados del convertidor frente a siete vectores de tensión diferentes se debe a que dos estados de conmutación dan lugar al mismo vector de tensión, tal y como se muestra en la figura siguiente:

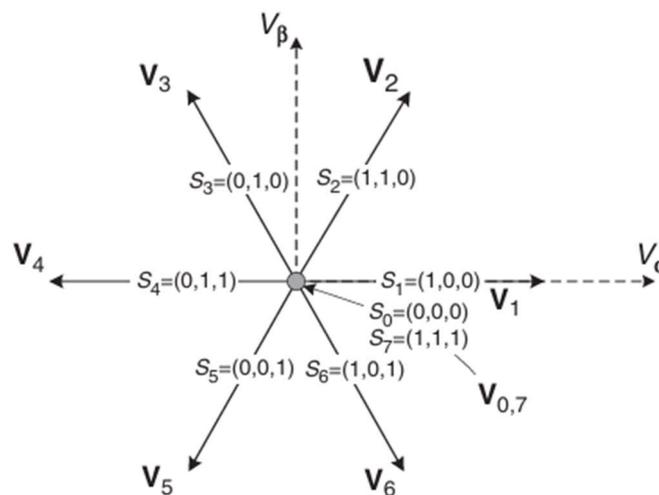


Figura 2-11. Vectores de tensión generados por un inversor trifásico de dos niveles [19].

3 PRINCIPALES ESTRATEGIAS DE CONTROL

Actualmente, el control de motores eléctrico se basa en el empleo de un convertidor de potencia que se conecta a las bornas del estátor del motor, constituyendo el denominado accionamiento eléctrico. Mediante el control de las secuencias de disparos en el convertidor de potencia se consigue regular la tensión y la frecuencia de alimentación del motor y, con ello, el punto de funcionamiento del motor. Según la forma en la que se obtienen las secuencias de disparo y las magnitudes que se pretenden controlar, se distinguen diferentes estrategias de control de motores de inducción que serán explicadas con brevedad en este capítulo.

3.1 Control de campo orientado

El control de campo orientado o control vectorial (Field Oriented Control, FOC) es el control tradicional por excelencia y el más ampliamente utilizado hasta los últimos años en control de máquinas de inducción y en aplicaciones industriales. Su idea fundamental consiste en expresar las ecuaciones dinámicas de la máquina en un sistema de referencia de ejes síncronos dq adecuado, mediante la transformación de Park, para desacoplar el control del flujo magnético y de par de la máquina.

La transformación de Park se hace de tal forma que el eje d quede alineado con alguna componente del flujo magnético, dando lugar a diferentes tipos: control vectorial orientado según el flujo del rotor (RFOC), control vectorial orientado según el flujo del estátor y control vectorial orientado según el flujo en el entrehierro.

Esta estrategia utiliza un controlador Proporcional Integral (PI) seguido de una modulación PWM o de cualquier otra técnica de modulación. Dicho modulador se encarga de convertir la señal de salida del controlador PI, que es una señal continua en el tiempo, en las secuencias de disparos discretas que debe realizar el convertidor de potencia para conseguir alcanzar las referencias deseadas. La transformación de Park también se utiliza para proporcionarle una señal constante en el tiempo a los controladores PI, debido a que tienen un mal comportamiento con señales sinusoidales.

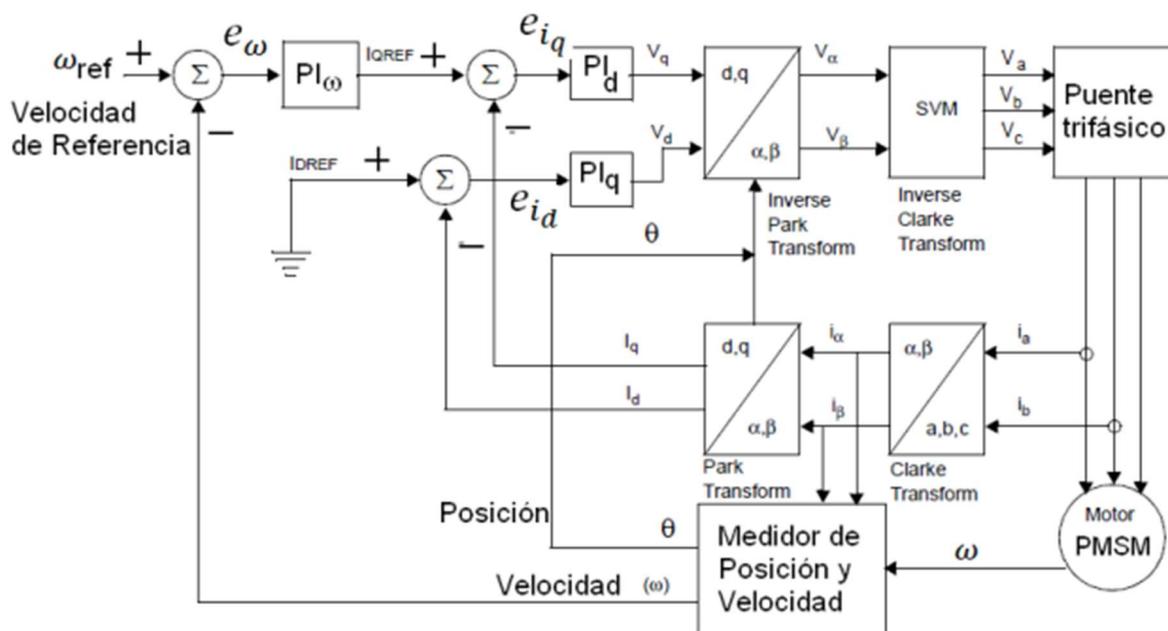


Figura 3-1. Esquema de control FOC [25].

En la figura 3-1 se muestra un esquema de control típico de un accionamiento eléctrico controlado mediante control vectorial. Consta de un lazo externo de control de velocidad y de un lazo interno de control de corrientes, uno para cada componente de la intensidad. El control de velocidad proporciona la referencia para el control de la componente q de la corriente, la cual está asociada al control del par de la máquina. Sin embargo, la componente de la corriente en el eje d está asociada al control del flujo magnético y su referencia está fijada a un valor constante. Cada lazo de control tiene su propio controlador PI, cuyas entradas son el error (e_ω , e_{iq} y e_{id} en la Figura 3-1) existente entre las referencias y las medidas de la magnitud en cuestión.

Las salidas del lazo de control de corrientes son las componentes dq de la tensión que hay que aplicar en el estátor de la máquina para conseguir el punto de funcionamiento deseado. Dicha tensión se expresa en ejes abc mediante la transformada inversa de Park y se hace pasar por un modulador para conseguir la secuencia de disparos necesaria en el convertidor de potencia que haga que la tensión de alimentación de la máquina sea la deseada. En la figura 3-1 se emplea el Space Vector Modulation (SVM) como técnica de modulación, la cual necesita como entrada la tensión en ejes estacionarios $\alpha\beta$, en lugar de su expresión en ejes abc , y proporciona como salida los disparos necesarios en el convertidor de potencia, expresados en dicha figura mediante V_a , V_b y V_c . La salida del convertidor de potencia alimenta directamente el motor de inducción que estamos controlando.

Del motor se obtienen diferentes medidas necesarias para compararlas con las diferentes referencias y calcular los errores correspondientes de entrada a los controladores PI. En primer lugar, se miden las corrientes estatóricas de la máquina y se les aplica la transformación de Park para expresarlas en ejes dq y poder utilizarlas en el lazo de control de corrientes. Cabe destacar que en la Figura 3-1 se realiza la transformación de Park en dos etapas, primero la transformada de Clarke para pasar a ejes estacionarios $\alpha\beta$ y posteriormente el paso a ejes síncronos dq . En segundo lugar, se mide la velocidad mecánica del rotor de la máquina, que se utiliza como medida del lazo de control externo de velocidad y para poder estimar el ángulo de giro (θ) que utilizamos para realizar la correcta sincronización de los ejes dq con el flujo magnético.

3.2 Control directo de par

El control directo de par (Direct Torque Control, DTC) es el inmediato competidor del control de campo orientado, liderando un grupo de nuevas técnicas de control que rompen con la línea tradicional basada en controladores PID marcada por el FOC. Estas nuevas estrategias de control están basadas en controladores no lineales, los cuales no incluyen la etapa de modulación característica en el control vectorial, sino que directamente ordenan las secuencias de disparo al convertidor de potencia consiguiendo que las variables a controlar alcancen sus referencias más rápidamente.

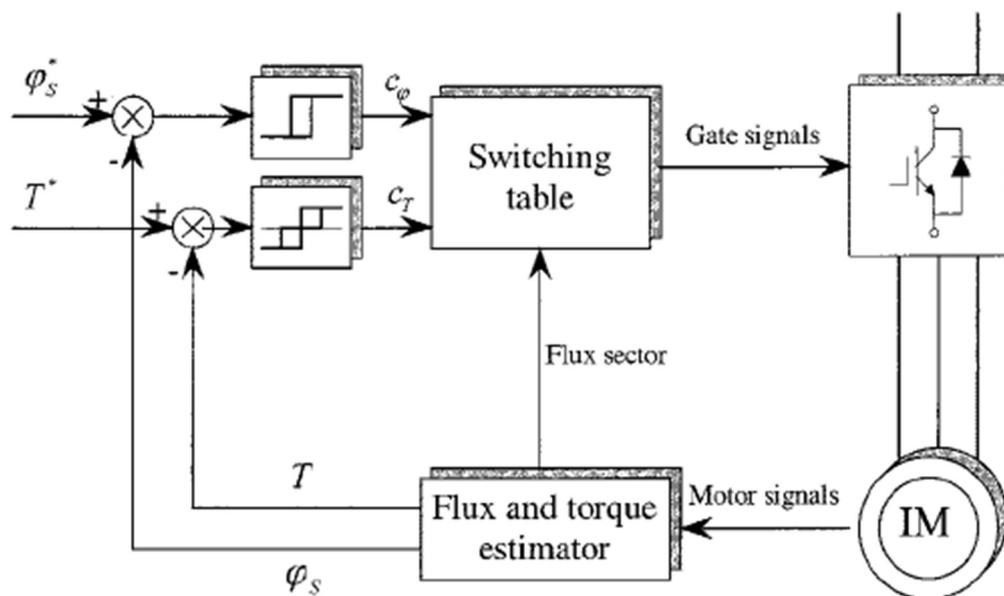


Figura 3-2. Esquema de control DTC [26].

En el DTC se controla directamente el flujo magnético del estátor y el par electromagnético generado. En su esquema más habitual, se mantiene el lazo de control externo de velocidad regulado mediante un controlador PI, como en el FOC. Sin embargo, en el control de corrientes se reemplazan los controladores PI por bloques de histéresis que regulan directamente las desviaciones del flujo y par respecto de sus referencias. El lazo de control de velocidad es el que proporciona la referencia de par, mientras que la referencia de flujo magnético se suele dejar constante.

En primer lugar, se necesita estimar el flujo y el par electromagnético para calcular sus errores con respecto a sus correspondientes referencias. Tras ello, se hace pasar el error por los bloques de histéresis y, con sus salidas, se obtiene la secuencia de disparo más apropiada mediante una tabla que recoge todos los posibles estados de conmutación del convertidor de potencia. La secuencia de disparo seleccionada es aplicada directamente al convertidor de potencia sin necesidad de un modulador PWM u otra estrategia de modulación, consiguiendo de esta forma que tanto el par como el flujo alcancen sus referencias mucho más rápido.

Su principal ventaja, como ya se ha comentado anteriormente, es la rápida respuesta de par y flujo de la que dotamos al accionamiento eléctrico debido a la eliminación de la etapa de modulación. También se consigue un esquema de control, como el mostrado en la Figura 3-2, más simple porque no es necesario realizar la transformación de Park al no utilizar controladores PI en el lazo de control de corrientes. Por último, cabe destacar su poca sensibilidad ante la variación de los parámetros de la máquina.

Su principal desventaja es la producción de un acusado rizado en el par electromagnético y de una frecuencia de conmutación variable que depende del punto de operación de la máquina a controlar. Para lidiar con estos inconvenientes se pueden introducir algunas estrategias de modulación, que conseguirían una frecuencia de conmutación constante a costa de reducir la rapidez de respuesta de par y flujo.

3.3 Control Predictivo

El control predictivo es una estrategia de control relativamente reciente que se presenta como una prometedora alternativa al tradicional control vectorial. Al igual que el DTC, pertenece a ese grupo de nuevas estrategias de control avanzadas que van más allá del tradicional controlador lineal PID.

Su impacto ha venido causado principalmente por el reciente desarrollo de microprocesadores más rápidos y potentes, que permiten la implementación de estrategias de control que requieren una capacidad computacional mucho mayor que la de las estrategias de control tradicionales. Su flexibilidad y su formulación fácil e intuitiva han provocado que sea una de las técnicas de control avanzada que mayor impacto ha tenido en la industria y en la ingeniería de procesos.

El concepto de control predictivo agrupa una serie de esquemas de control cuya idea base consiste en el uso de un modelo del sistema para predecir el comportamiento futuro de las variables controladas y poder de esta forma elegir la acción de control óptima que cumple unos principios de optimización previamente definidos. Entre todas ellas, se ha decidido utilizar en este trabajo el denominado control predictivo basado en modelos (Model Predictive Control, MPC), el cual se caracteriza por utilizar como criterio de optimización una función de coste que debe ser minimizada. Esta estrategia de control será más ampliamente desarrollada en el siguiente capítulo.

4 MODEL PREDICTIVE CONTROL

El control predictivo basado en modelo (Model Predictive Control, MPC) es una estrategia de control que se basa en el uso de modelos dinámicos para predecir el comportamiento futuro del sistema a controlar y con ello poder elegir la mejor acción de control en el momento presente. La mejor acción de control es aquella que minimice una función de coste previamente definida que recoge todos los objetivos de control deseados.

Como se comentó en el capítulo anterior, el MPC es un caso particular del denominado control predictivo, el cual reúne una serie de técnicas de control que tienen en común el empleo de modelos para predecir estados futuros del sistema con el objetivo de optimizar unos objetivos de control. Las más destacadas se esquematizan en la Figura 3-3 y se describen brevemente a continuación:

- El control predictivo basado en histéresis: mantiene las variables a controlar dentro de los límites de una curva de histéresis
- El control predictivo basado en trayectorias: obliga a las variables a controlar a seguir una trayectoria predefinida
- El control deadbeat: calcula la acción de control que permite obtener un error nulo en el siguiente intervalo. Se obtiene una respuesta dinámica muy rápida, pero es un control muy sensible a errores en la estimación de los parámetros del modelo y a dinámicas no modeladas.
- El control predictivo basado en modelo (MPC): los objetivos de control se incluyen en una función de costes que debe ser minimizada, teniendo un criterio de optimización más flexible. Se trata de la estrategia de control predictivo utilizada en este trabajo.

Cabe destacar que el control deadbeat es el que necesita un modulador para generar las señales de disparos a introducir en el convertidor de potencia, lo que da lugar a que tengan una frecuencia de conmutación constante. Sin embargo, el resto de los controles generan directamente las secuencias de disparo a introducir en el convertidor de potencia sin necesidad de modulador, provocando una frecuencia de conmutación variable.

En cuanto a las técnicas de control englobadas bajo el paraguas del MPC, se pueden clasificar según el tipo de modelo utilizado y la forma en la que las acciones de control se aplican al sistema en: MPC con set de control continuo (Continuous-Control-Set MPC, CCS-MPC) y MPC con set de control discreto (Finite-Control-Set MPC, FCS-MPC). En ambos casos el principio de funcionamiento es el mismo, el uso de un modelo para determinar las acciones óptimas de control que cumplan unos criterios de optimización.

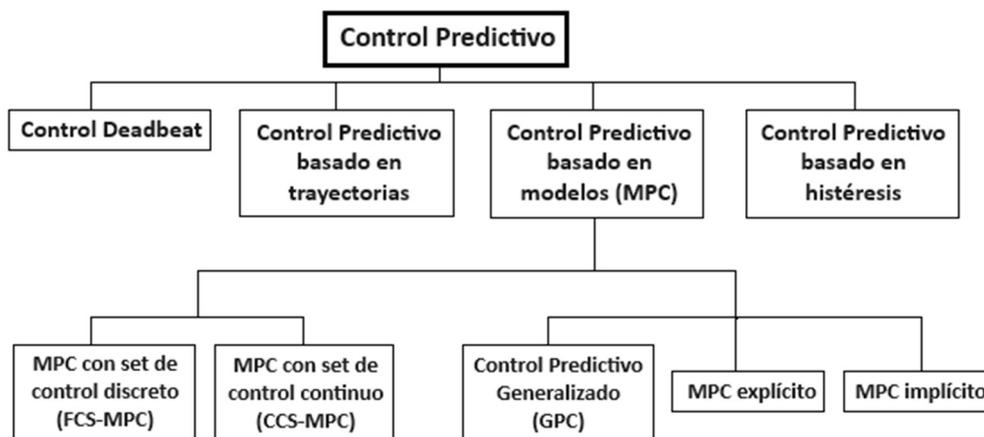


Figura 4-1. Clasificación de técnicas de control del Control Predictivo [26].

En el MPC con set de control finito se utiliza un modelo discreto del sistema para realizar las predicciones. Debido a la naturaleza discreta del convertidor de potencia y al consiguiente conocimiento de sus diferentes posibles estados de conmutación, la acción óptima de control se consigue mediante un proceso iterativo en el que se selecciona aquel estado de conmutación que minimice la función de costes. Dicho estado de conmutación es directamente aplicado al convertidor de potencia sin necesidad de un modulador. Sin embargo, en el CCS-MPC se utiliza un modelo linealizado con el que se obtiene una referencia de tensión continua que cumple el objetivo de control. Por tanto, es necesario el empleo de un modulador para proporcionarle al convertidor de potencia la secuencia de disparos deseada.

La principal ventaja del CCS-MPC es la capacidad que tiene para fijar la frecuencia de conmutación a un valor constante debido al empleo de un modulador en su esquema de control, frente al FCS-MPC que tiene una frecuencia variable de conmutación. Sin embargo, el CCS-MPC es menos flexible y tiene una estructura de control mucho más compleja que el FCS-MPC debido a que no tiene en cuenta la naturaleza discreta del convertidor de potencia. Por su simplicidad, se ha optado por utilizar un control predictivo con set de control discreto para el desarrollo del control de este trabajo.

También se puede realizar una clasificación de las técnicas de control del MPC en función de cómo se resuelve el problema de optimización de minimización de la función de costes predefinida. Podemos encontrar:

- El control predictivo generalizado (Generalized Predictive Control, GPC): el problema de optimización se puede resolver analíticamente, dando lugar a una ley de control explícita que se puede implementar fácilmente. Para ello es necesario que el sistema sea lineal y que no haya ningún tipo de restricciones.
- El MPC explícito: se resuelve el problema de optimización offline considerando el modelo del sistema, todas las restricciones y los objetivos de control. El resultado final es una tabla en la que se muestra la solución óptima en función de los diferentes estados del sistema.
- El MPC implícito: se resuelve el problema de optimización para cada instante de tiempo de manera online.

Independientemente de la estructura de control empleada, en la mayoría de las aplicaciones donde se emplea el MPC se suele utilizar una combinación de esta estrategia de control con el FOC. De esta forma, se implementa un lazo externo de control de velocidad gobernado por un controlador PI siguiendo la estructura de control del FOC, mientras que en el lazo interno de control de corrientes se sustituyen los controladores PI por el MPC.

Para realizar el control de corrientes se utiliza una función de costes que representa el comportamiento deseado del sistema, es decir, se incluye el error existente entre las corrientes de referencia y las predicciones realizadas para cada estado de conmutación del convertidor. El problema de optimización consiste en la minimización de esta función de costes, y con ello el error de corrientes, en un horizonte temporal predefinido y sujeta al modelo del sistema y a otro tipo de restricciones impuestas.

La elección del control predictivo basado en modelo se ha realizado principalmente debido a las numerosas ventajas de las que dispone frente a las estrategias de control tradicionales basadas en controladores PID. En primer lugar, destaca su simple e intuitiva formulación, la cual se basa en conceptos muy fáciles de entender. Además, se trata de una técnica de control muy flexible que permite la optimización de problemas multivariable y con varios objetivos de control. Esta flexibilidad también se traduce en la posibilidad de introducir no linealidades tanto en la función de costes como en el modelo, además de añadir diversas restricciones al problema de optimización.

La selección directa de la secuencia de disparo del convertidor de potencia que minimiza la función de costes posibilita la eliminación del modulador en el esquema de control. De esta forma, se consigue dotar al control de una respuesta dinámica rápida, alcanzándose la referencia en menos ciclos que utilizando un controlador tradicional. Además, se consigue un esquema de control más simple que hace que el controlador sea más fácilmente implementable y que se pueda utilizar en una gran cantidad de sistemas.

Sin embargo, también tiene una serie de desventajas frente a los controladores tradicionales. La más importante es el elevado coste computacional que requiere para resolver el problema de optimización teniendo en cuenta todos los posibles estados de conmutación del convertidor. También hay que tener en cuenta la elevada influencia del modelo utilizado en los resultados obtenidos, siendo muy importante una correcta modelización del sistema y estimación de los parámetros de este. Un aspecto delicado es la variación en el tiempo de los parámetros del modelo y su posible dependencia con el punto de funcionamiento de la máquina.

Por último, la ausencia de modulador en el esquema de control hace que exista una frecuencia de conmutación variable, dando lugar a que aparezca una elevada distorsión armónica en las corrientes que están siendo objeto del control.

4.1 Esquema de control general

Como se comentó anteriormente, es habitual que el MPC tenga un esquema de control basado en un lazo de control externo de velocidad gobernado por un controlador PI siguiendo la estrategia del tradicional FOC y en un lazo interno de control de corrientes basado en el MPC. En este trabajo se va a optar por este esquema convencional y por el uso de un MPC con set de control discreto (FCS-MPC), cuyo esquema de control queda reflejado en la Figura 2-8.

El objetivo final del controlador MPC es la obtención, para cada tiempo de muestreo, de la secuencia de disparos óptimas a aplicar en el convertidor de potencia (S_{opt}), de forma que consigamos que la corriente en el estátor de la máquina (i_s) siga de la forma más fielmente posible a su referencia (i_s^*) previamente definida. Para ello, se utiliza un modelo discreto de la máquina, llamado modelo predictivo, con el que se calculan predicciones del comportamiento futuro de dichas corrientes (i_s^p) en un horizonte temporal determinado. Estas predicciones se calculan para todos los posibles estados de conmutación del convertidor de potencia, en nuestro caso ocho estados diferentes al tratarse de un convertidor trifásico de dos niveles. Además, se utilizan los valores reales de la velocidad mecánica del rotor (ω_m) y de las corrientes estáticas mediante su medición en la propia máquina a través de sensores, mientras que las corrientes rotóricas y la velocidad eléctrica del estátor son estimadas mediante diferentes procedimientos explicados en el apartado siguiente.

Posteriormente, estas predicciones se evalúan en una función de costes (J) que representa los diferentes objetivos de control del sistema. Esta función de costes puede estar compuesta únicamente por el error en corrientes entre las predicciones y las referencias o incluir además otros objetivos adicionales de control. La secuencia de disparo óptima (S_{opt}) será aquella que minimice la función de costes, siendo la que debemos aplicar al convertidor de potencia durante todo el tiempo de muestreo en cuestión. Todo este procedimiento es repetido para el siguiente tiempo de muestreo, consiguiéndose que la corriente del estátor siga a su referencia en todo momento.

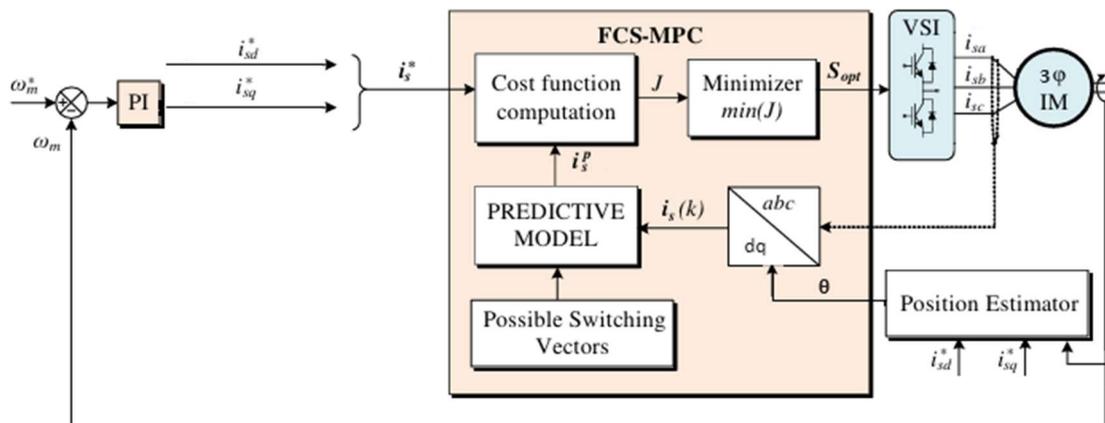


Figura 4-2. Esquema general de control del FCS-MPC [19].

El modelo predictivo está formado por la combinación de las ecuaciones eléctricas de la máquina de inducción expresadas en ejes síncronos dq y de las ecuaciones del modelo del convertidor. El modelo del convertidor, como ya se explicó en capítulos anteriores, es aquel que relaciona la secuencia de disparos aplicada en el convertidor con las tensiones de fase generadas en sus bornas. De esta forma, se puede hablar indistintamente de secuencia de disparos aplicadas al convertidor o de tensiones de fase aplicadas al estátor de la máquina, sin más que aplicar el modelo del convertidor para pasar de una magnitud a la otra.

Dicho modelo predictivo es un elemento clave en el desarrollo de cualquier controlador MPC debido a que a partir de él se obtienen las predicciones que se van a utilizar para evaluar la función de costes. Esto conlleva a que cuanto más exacto es el modelo, más precisas son las predicciones y, por tanto, mejor es el funcionamiento del control. Sin embargo, el grado de complejidad del modelo no puede ser muy elevado debido a que hay que garantizar un equilibrio entre la precisión del modelo y su coste computacional. Por tanto, con el fin de reducir al máximo posible el coste computacional de nuestro MPC y poder minimizar así una de sus principales desventajas, se ha optado en este trabajo por utilizar el modelo sin pérdidas de la máquina de inducción.

Este modelo predictivo se puede expresar de forma genérica y compacta como se indica en la ecuación (4.1):

$$\frac{dx}{dt}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) \quad (4.1)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}(t)$$

Siendo $\mathbf{x}(t)$ el vector de estados, el cual está compuesto por las corrientes estatóricas y rotóricas y está definido como $\mathbf{x}(t) = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]$. El vector de entradas, también conocido como vector de acciones de control, viene representado mediante $\mathbf{u}(t)$ y engloba la secuencia de disparos a aplicar en el convertidor de potencia. Dicho vector de entradas también puede representar directamente las tensiones de fase a aplicar en el estátor de la máquina ya que, como se comentó anteriormente, se puede hablar indistintamente de ambas magnitudes mediante la aplicación del modelo del convertidor de potencia. Además, $\mathbf{y}(t)$ es el vector de salidas, también llamado vector de variables a controlar, que se trata de un subconjunto del vector variables de estados formado únicamente por las corrientes estatóricas, definido como $\mathbf{y}(t) = [i_{sd} \ i_{sq}]$. Por último, A y B son matrices que dependen de los parámetros de la máquina y del valor de la velocidad mecánica del rotor en dicho instante.

Para llevar a cabo un control FCS-MSP es necesario discretizar este modelo predictivo, que es inicialmente un modelo continuo en el tiempo, y adecuarlo así a la naturaleza discreta del convertidor de potencia. Para dicho fin se pueden utilizar diferentes técnicas de discretización, lo cual será desarrollado en el siguiente apartado.

4.2 Diseño del controlador

En primer lugar, es necesario decidir la velocidad y orientación de los ejes síncronos dq usados para realizar la transformación de Park. Esta se utiliza para convertir a componentes dq las corrientes estatóricas medidas en la máquina y poder utilizarlas en el modelo predictivo, el cual ha sido desarrollado en dichas componentes. Se ha optado por hacer girar los ejes síncronos a la velocidad de giro eléctrica del estátor (ω) y se han orientado de forma que el eje d coincide con el vector de flujo rotórico, como se muestra en la Figura 4-3.

Estas características de los ejes dq permiten un desacoplamiento total entre las componentes de cada eje, lo cual permite analizar los fenómenos físicos que tienen lugar en un motor de inducción de forma independiente y posibilita un control desacoplado de las variables de interés de la máquina. En concreto, con la elección realizada de orientación y velocidad de giro en este trabajo, se puede controlar el flujo de la máquina a través de la componente de la corriente estatórica en el eje d y el par mediante su componente en el eje q. La referencia de la corriente estatórica en el eje d suele ser un valor constante seleccionado previamente y con el que se consiga el flujo nominal de la máquina, mientras que la referencia de la componente q de la corriente estatórica viene dada por el controlador PI del lazo de control externo de velocidad.

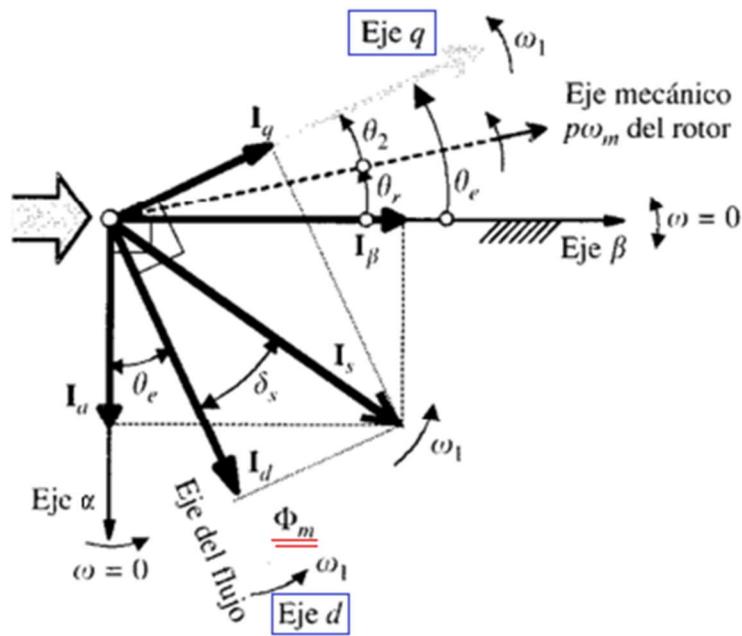


Figura 4-3. Esquema de la orientación y velocidad de ejes dq [27].

En la figura 4-3 podemos observar cómo los ejes $\alpha\beta$ son ejes fijos, mientras que los ejes dq son ejes móviles que giran a la velocidad de giro eléctrica del estátor, representada en dicha figura como ω_1 . El ángulo formado por estos dos pares de ejes es el ángulo de giro eléctrico del estátor, representado como θ_e en la figura, que se puede obtener como la suma del ángulo de giro eléctrico del rotor y el ángulo de deslizamiento, representados en la figura anterior como θ_r y θ_2 respectivamente.

Para poder calcular las predicciones en cada tiempo de muestreo es necesario discretizar el modelo predictivo como ya se comentó anteriormente. A pesar de que existen diversos métodos de discretización que pueden ser empleados, el más utilizado en la mayoría de las aplicaciones del FCS-MPC debido a su simplicidad es el método Forward Euler, siendo el elegido también en el diseño del controlador de este trabajo. Al modelarse la máquina de inducción como un sistema de primer orden, este método suele ser suficiente para obtener una adecuada aproximación del modelo predictivo. Sin embargo, para sistemas más complejos se hace necesario el empleo de algún otro método más exacto.

El método de Forward Euler se basa en la aproximación de las derivadas de primer orden mediante la expresión de la ecuación (4.2), relacionándolas con el valor actual en el instante k de la variable en cuestión y con su predicción a futuro en el instante $k+1$.

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (4.2)$$

Donde T_s es el tiempo de muestreo utilizado en el proceso de discretización. Dependiendo de la complejidad del sistema y de su modelo predictivo, el número de cálculos a realizar puede ser considerable y limitar el tiempo mínimo de muestreo que se puede utilizar en la discretización. En nuestro caso, el modelo predictivo empleado es simple y no conlleva un elevado tiempo de cálculo, por lo que no tenemos que preocuparnos de esta cuestión.

Aplicando la ecuación (4.2) del método de Forward Euler a la expresión general del modelo predictivo de la ecuación (4.1), obtenemos la expresión general del modelo predictivo discretizado:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{x}(k) + T_s(\mathbf{A} \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}(k)) \\ \mathbf{y}(k+1) &= \mathbf{C} \mathbf{x}(k+1) \end{aligned} \quad (4.3)$$

El objetivo final es conseguir las predicciones en el instante $k+1$ de las variables a controlar, es decir, de las corrientes estáticas, representadas en la ecuación (4.3) mediante $\mathbf{y}(k+1)$. Es importante destacar que exclusivamente dependen de los valores actuales tanto del vector de estados como del vector de entradas. Este vector de entradas será el que irá variando en función de las diferentes secuencias de disparo del convertidor de potencia que se vayan evaluando, dando lugar a una predicción diferente para cada una de ellas.

En el caso concreto de este trabajo, las ecuaciones diferenciales que se han empleado para el modelo están constituidas por derivadas temporales respecto de los flujos estáticos y rotóricos. Por tanto, primero calculamos las predicciones de los flujos magnéticos utilizando el modelo predictivo discretizado según la ecuación (4.3). Posteriormente, con ellas calculamos las predicciones de las corrientes empleando las ecuaciones (2.13), donde se expresan las corrientes estáticas y rotóricas en función de los flujos magnéticos.

Para poder aplicar el método de Forward Euler a los flujos magnéticos, primero necesitamos conocer el valor actual de dichos flujos para con ellos obtener sus predicciones a partir de la ecuación (4.3). Para el cálculo de dicho valor actual utilizamos las ecuaciones de flujo del modelo sin pérdidas de la máquina, expresadas en la ecuación (2.12). En ellas se obtiene el valor de los flujos magnéticos de la máquina a partir de las corrientes estáticas, que son medidas directamente en el motor de inducción, y de las corrientes rotóricas.

Dichas corrientes rotóricas no pueden ser medidas en un motor de inducción de jaula de ardilla porque el rotor no se encuentra accesible. Sin embargo, necesitamos conocer su valor para poder calcular las predicciones de las corrientes estáticas mediante la ecuación (4.3). Existen diversas soluciones para estimar el valor de dichas corrientes o, en general, de las magnitudes rotóricas de la máquina.

Una de las soluciones más comunes, y la utilizada en este trabajo, consiste en estimar el valor de las variables rotóricas a partir del modelo predictivo usando valores pasados de las variables rotóricas y estáticas. En el caso particular de este trabajo, se van calculando en cada instante de muestreo tanto predicciones de las corrientes estática como también de las corrientes rotóricas. Las predicciones de las intensidades estáticas se emplean para evaluar la función de costes y poder minimizarla. Sin embargo, las predicciones de las intensidades rotóricas nos interesan para guardarnos aquella que ha sido obtenida mediante la secuencia óptima de disparos del convertidor de potencia. Como esta secuencia de disparos será la aplicada al convertidor de potencia en el siguiente periodo de muestreo, la corriente rotórica en dicho periodo podrá ser estimada como la corriente rotórica predicha que nos hemos guardado del instante anterior.

Otra magnitud necesaria para la implementación del control es la velocidad de giro eléctrica del estátor. Esta velocidad se obtiene como la suma de otras dos velocidades como se indica en la ecuación (4.4):

$$\omega = \omega_r + \omega_{sl} \quad (4.4)$$

Donde ω_r es la velocidad de giro eléctrica del rotor, obtenida como el producto del número de pares de polos de la máquina y la velocidad de giro mecánica del rotor, como se indicó en la ecuación (2.11), y ω_{sl} es la velocidad de deslizamiento. Esta última es necesario estimarla debido a que no tenemos forma de medirla.

Para la estimación de la velocidad de deslizamiento, hacemos uso de una serie de simplificaciones de las ecuaciones eléctricas de la máquina derivadas de la orientación y velocidad elegidas de los ejes síncronos dq. En primer lugar, al hacer coincidir el eje d con el flujo rotórico tenemos que su componente en el eje q es nula ($\lambda_{rq} = 0$) y, por tanto, también es nula la derivada de dicha componente respecto del tiempo ($d\lambda_{rq}/dt = 0$). Además, tras la orientación realizada, la corriente rotórica queda en cuadratura con el flujo rotórico y, por tanto, alineada con el eje q, haciendo que su componente sobre el eje d sea nula ($i_{rd} = 0$).

Aplicando estas simplificaciones a las expresiones de los flujos rotóricos de las ecuaciones (2.12) obtenemos:

$$\lambda_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \rightarrow \lambda_{rd} = L_m i_{sd} \rightarrow i_{sd} = \frac{\lambda_{rd}}{L_m} \quad (4.5)$$

$$\lambda_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \rightarrow 0 = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \rightarrow i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (4.6)$$

Partiendo de la ecuación diferencial de la componente q del flujo rotórico, definida en las ecuaciones (2.10), y teniendo en cuenta la expresión de i_{rq} de la ecuación (4.6) y que la derivada temporal de la componente q del flujo rotórico es nula, se obtiene la siguiente expresión de la velocidad de giro eléctrica del estátor:

$$\frac{d\lambda_{rq}}{dt} = -R_r i_{rq} - (\omega - \omega_r)\lambda_{rd} = 0 \rightarrow \omega = \omega_r + \frac{i_{sq} R_r L_m}{L_r \lambda_{rd}} \quad (4.7)$$

Introduciendo la expresión de i_{sd} de la ecuación (4.5) en la ecuación (4.7), obtenemos:

$$\omega = \omega_r + \frac{R_r i_{sq}}{L_r i_{sd}} \quad (4.8)$$

Identificando términos entre las ecuaciones (4.4) y (4.8) y utilizando para el cálculo los valores de referencia de las corrientes estáticas (i_{sd}^* , i_{sq}^*), conseguimos la expresión mediante la cual se estima la velocidad de deslizamiento en este trabajo:

$$\omega_{sl} = \frac{R_r i_{sq}^*}{L_r i_{sd}^*} \quad (4.9)$$

Por último, otro elemento clave en el diseño de un control predictivo basado en modelo es la función de costes. En un FCS-MPC convencional, el objetivo de control es conseguir que las variables a controlar, en este caso las corrientes estáticas, sigan a sus respectivas referencias. Por tanto, la función de costes está formada por el error existente entre las predicciones de dichas variables y sus referencias. Con el fin de evitar un error negativo, se utiliza el valor absoluto o la norma euclidiana al cuadrado en el cálculo de esta diferencia, siendo lo más habitual el segundo de ellos.

Sin embargo, también se pueden añadir más términos en la función de costes que representen otros objetivos de control o restricciones del sistema para optimizar su funcionamiento. En este caso, es común el empleo de factores de ponderación que aparecen multiplicando a cada uno de los términos que componen la función de costes. Con ellos podemos ajustar la importancia de cada objetivo de control e incluir en la misma función de costes variables de diferente naturaleza y orden de magnitud.

Para el diseño del controlador en este trabajo se ha optado por utilizar una función de costes que únicamente minimice el error entre las predicciones de las corrientes estáticas y sus respectivas referencias, consiguiéndose así con el control predictivo exclusivamente el control de corrientes del accionamiento eléctrico. Además, se ha optado por el empleo del cuadrado de la norma euclidiana, quedando la función de costes (J) empleada como:

$$J = \|\mathbf{i}_s^p - \mathbf{i}_s^*\|^2 \quad (4.10)$$

Donde \mathbf{i}_s^p y \mathbf{i}_s^* son los vectores formados por las componentes en ejes dq de la predicción de la corriente estática y de la referencia de dicha corriente, respectivamente.

5 MINIMIZACIÓN DE PÉRDIDAS

Una de las principales fuentes de ahorro energético en la industria es la disminución del consumo de energía eléctrica de los equipos empleados, teniendo especial interés los motores de inducción debido a su predominio en este sector. Una de las posibilidades para llevar a cabo dicho ahorro energético es disminuir las pérdidas que tengan lugar en la máquina eléctrica, de forma que necesite consumir menos energía de la red. Sin embargo, el motor debe seguir siendo capaz de realizar la tarea que le ha sido encomendada dentro del proceso industrial en el que está instalado. Por tanto, debemos conseguir que opere en el mismo punto de funcionamiento, es decir, con las mismas exigencias de par y velocidad, y que a la vez se reduzcan las pérdidas que tienen lugar en él.

En primer lugar, para conseguir disminuir las pérdidas necesitamos conseguir una disminución de las corrientes que circulan por la máquina eléctrica. Esto se debe a que las únicas pérdidas que estamos teniendo en cuenta en la máquina son las pérdidas Joule estáticas, rotóricas y en el hierro, como se comentó en capítulos anteriores, que tienen una dependencia cuadrática con las corrientes. Analizando las ecuaciones de flujo del modelo de la máquina, las cuales relacionan las corrientes con los flujos magnéticos, podemos deducir que para conseguir la reducción de corrientes deseada debemos desmagnetizar la máquina disminuyendo los flujos magnéticos.

En este trabajo se ha optado por disminuir el flujo magnético estático de la máquina eléctrica en cuestión. Por tanto, el problema de minimización de pérdidas se basa en encontrar aquel flujo estático óptimo que hace que la máquina pueda seguir operando en el mismo punto de operación y teniendo dicha minimización de sus pérdidas.

Además, debemos ser capaces de integrar este flujo estático óptimo que minimiza las pérdidas en nuestro esquema de control basado en un MPC. Como ya se ha comentado, la orientación de los ejes síncronos dq elegida hace que nuestro control predictivo nos permita controlar el par de la máquina con la componente q de la corriente estática y el flujo magnético con la componente d de dicha corriente. Por tanto, la obtención de dicho flujo en la máquina se va a realizar imponiendo la referencia de i_{sd} a aquel valor que, junto con la referencia de i_{sq} dada por el lazo externo de control de velocidad gobernado por un controlador PI, permita conseguir el flujo que da lugar a la minimización de pérdidas en la máquina.

Esto hace que la implementación del control predictivo en este trabajo no siga la forma convencional en la que la referencia de i_{sd} es un valor constante definido previamente para conseguir el flujo nominal de la máquina. En contrapartida, se utiliza una forma novedosa de implementación en la que la referencia de i_{sd} va variando en función del punto de funcionamiento con el objetivo de conseguir en cada instante aquel flujo que minimiza las pérdidas de la máquina.

Esto hace necesario la división en dos pasos de la implementación de la minimización de pérdidas en nuestro esquema de control. En primer lugar, se debe encontrar la expresión del flujo óptimo que minimiza las pérdidas de la máquina en función de parámetros conocidos o que se puedan estimar fácilmente. Y, en segundo lugar, debemos encontrar una expresión que relacione el módulo del flujo estático con la componente en el eje d de la corriente estática, para así poder imponer el seguimiento de dicho flujo por parte de la máquina en nuestro control predictivo a partir de la referencia de i_{sd} .

5.1 Obtención del flujo que minimiza las pérdidas

El primer paso que se realiza para conseguir la minimización de pérdidas del motor de inducción es conseguir una expresión de aquel flujo óptimo de la máquina con el que se consigue minimizar sus pérdidas. Para ello, primero debemos obtener una expresión de las pérdidas de la máquina en función del flujo magnético y del par, siguiendo lo expuesto en [10].

Partimos de la expresión ya conocida de las pérdidas representada en la ecuación (2.20), donde se expresan las pérdidas en función de los módulos de las corrientes estáticas, rotóricas y en el hierro. Por tanto, el objetivo es obtener expresiones que relacionen cada una de estas corrientes con el flujo magnético y el par para así conseguir la expresión de pérdidas deseada.

En primer lugar, obtenemos una relación entre las corrientes estáticas y rotóricas, obtenida a partir de las ecuaciones del modelo de la máquina:

$$\mathbf{i}_s = -\mathbf{i}_r \frac{j\omega L_r + R_r/s}{j\omega L_m} \quad (5.1)$$

Siendo \mathbf{i}_s e \mathbf{i}_r vectores formados por las componentes en los ejes síncronos dq de la corriente estática y rotórica, respectivamente. Además, j representa la unidad imaginaria y s el deslizamiento del motor de inducción.

A continuación, relacionamos las componentes de la corriente rotórica con las componentes del flujo estático. Para ello, primero utilizamos la relación entre el flujo estático y las corrientes rotórica y estática, representada en las dos primeras expresiones de la ecuaciones (2.12). En ambas expresiones sustituimos las componentes de la corriente estática por sus valores procedentes de la ecuación (5.1), obteniéndose así una relación exclusiva entre el flujo estático y la corriente rotórica:

$$\begin{aligned} \lambda_{sd} &= \frac{R_r L_s}{L_m} \left(-\frac{i_{rq}}{s\omega} - \frac{L_r \sigma i_{rd}}{R_r} \right) \\ \lambda_{sq} &= \frac{R_r L_s}{L_m} \left(\frac{i_{rd}}{s\omega} - \frac{L_r \sigma i_{rq}}{R_r} \right) \end{aligned} \quad (5.2)$$

Donde σ es una constante que se define como: $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$.

Las expresiones de la ecuación (5.2) se pueden simplificar teniendo en cuenta la ecuación (5.3), donde ω_{sl} representa la velocidad de deslizamiento y se puede definir como $\omega_{sl} = s\omega$.

$$\frac{\sigma L_r}{R_r} \ll \frac{1}{\omega_{sl}} \quad (5.3)$$

Quedando, tras dicha simplificación, la relación entre la corriente rotórica y el flujo estático de la ecuación (5.2) como sigue a continuación:

$$\begin{aligned} i_{rq} &= -\frac{\lambda_{sd} \omega_{sl} L_m}{R_r L_s} \\ i_{rd} &= \frac{\lambda_{sq} \omega_{sl} L_m}{R_r L_s} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Tras conseguir una relación con el flujo estático, obtenemos una expresión que relacione la corriente rotórica con el par electromagnético de la máquina. Esto se puede conseguir utilizando la expresión de la potencia de salida del motor de inducción en régimen permanente (P_{out}), representada en la ecuación (5.5).

$$P_{out} = T_e \omega_m = 1.5 R_r i_r^2 \frac{1-s}{s} = 1.5 R_r i_r^2 \frac{N_{PP} \omega_m}{2 \omega_{sl}} \quad (5.5)$$

Donde i_r es el módulo de la corriente rotórica, calculado tal y como se indica en la ecuación (2.21). Además, cabe recordar que T_e es el par electromagnético de la máquina, ω_m es la velocidad de giro mecánica del rotor y N_{PP} es el número de pares de polos del motor en cuestión.

Despejando de la ecuación (5.5) el cuadrado del módulo de la corriente rotórica, obtenemos la ecuación (5.6) que relaciona el módulo de la corriente rotórica con el par:

$$i_r^2 = \frac{4 T_e \omega_{sl}}{3 R_r N_{PP}} \quad (5.6)$$

Tenemos una expresión (ecuación (5.4)) que relaciona las componentes de la corriente rotórica con el flujo estático, otra expresión (ecuación (5.6)) que relaciona el módulo de la corriente rotórica con el par electromagnético y un nexo entre ambas expresiones, la velocidad de deslizamiento ω_{sl} . Por tanto, de las expresiones de la ecuación (5.4) podemos despejar el valor de la velocidad de deslizamiento como:

$$\omega_{sl} = \frac{R_r L_s}{L_m} \frac{i_r}{\lambda_s} \quad (5.7)$$

Donde i_r y λ_s representan los módulos de la corriente rotórica y del flujo estático, respectivamente.

Finalmente, sustituyendo en la ecuación (5.6) el valor de la velocidad de deslizamiento obtenida en la ecuación (5.7), conseguimos una expresión que relacione exclusivamente el módulo de la corriente rotórica con el módulo del flujo estático y el par, a través de parámetros de la máquina:

$$i_r = \frac{4 L_s}{3 L_m N_{PP}} \frac{T_e}{\lambda_s} \quad (5.8)$$

Utilizando la ecuación (5.8) en la ecuación (5.1), donde se relacionan directamente las corrientes estática y rotórica, podemos obtener una expresión para el módulo de la corriente estática (i_s) similar a la obtenida para el módulo de la corriente rotórica. Se trata de una expresión de la forma $i_s = f(T_e, \lambda_s, \omega, \text{Parámetros})$, en la que se relaciona el módulo de la corriente estática, a través de parámetros de la máquina y de la velocidad de giro eléctrica del estátor, con el par y el módulo del flujo estático.

Una vez que tenemos expresiones que relacionan las corrientes estáticas y rotóricas con el par y el flujo, el objetivo es conseguir la misma relación para el módulo de la corriente en el hierro. Para ello, basta con relacionar la corriente en el hierro con las otras dos corrientes mencionadas y así obtendremos una expresión para el módulo de dicha corriente de la forma $i_{fe} = f(T_e, \lambda_s, \omega, \text{Parámetros})$.

Utilizando las ecuaciones (2.17) y (2.18) y considerando que el sistema se encuentra en régimen permanente, al igual que consideramos anteriormente para obtener la expresión de la corriente rotórica, obtenemos las siguientes expresiones de las componentes de la corriente en el hierro:

$$i_{fd} = -\frac{\omega L_m}{R_{fe}} (i_{sq} + i_{rq} - i_{fq}) \quad (5.9)$$

$$i_{fq} = \frac{\omega L_m}{R_{fe}} (i_{sd} + i_{rd} - i_{fd})$$

Operando con las expresiones de la ecuación (5.9) y considerando la constante $A = \omega L_m / R_{fe}$ para simplificarlas, obtenemos en la ecuación (5.10) las expresiones finales que relacionan exclusivamente cada componente de la corriente en el hierro con las componentes de las corrientes estática y rotórica.

$$i_{fd} = -\frac{A}{1 + A^2} (i_{sq} + i_{rq}) + \frac{A^2}{1 + A^2} (i_{sd} + i_{rd}) \quad (5.10)$$

$$i_{fq} = \frac{A}{1 + A^2} (i_{sd} + i_{rd}) + \frac{A^2}{1 + A^2} (i_{sq} + i_{rq})$$

Conocidas estas componentes y aplicando la ecuación (2.21) podemos calcular el módulo de la corriente en el hierro en función de las corrientes rotóricas y estáticas, cuya relación con el par y el flujo ya es conocida.

Llegado a este punto, conocemos la relaci3n de los m3dulos de las tres corrientes de inter3s con el m3dulo del flujo estat3rico y el par electromagn3tico de la m3quina. Solamente falta reemplazar estas expresiones en la ecuaci3n (2.20) para obtener la expresi3n final de las p3rdidas en funci3n de las dos magnitudes que quer3amos inicialmente:

$$P_{loss} = \frac{\omega^2 A_1 + A_2}{9 N_{PP}^2 \lambda_s^2 L_m^2 L_s^2 (\omega^2 L_m^2 + R_{fe}^2)} \quad (5.11)$$

En donde se emplean las constantes A_1 y A_2 para simplificar la expresi3n, las cuales se definen como:

$$\begin{aligned} A_1 &= L_m^2 \{16 T_e^2 L_s^2 [L_m^2 (R_{fe} + R_s) - 2 R_{fe} L_m L_s + L_s^2 (R_{fe} + R_r)]\} \\ A_2 &= 9 N_{PP}^2 \lambda_s^4 L_m^2 (R_{fe} + R_s) + R_{fe}^2 [L_m^2 R_s (16 T_e^2 L_s^2 + 9 N_{PP}^2 \lambda_s^4) + 16 T_e^2 L_s^4 R_r] \end{aligned} \quad (5.12)$$

Una vez obtenida una expresi3n de las p3rdidas en funci3n del flujo y el par, estamos en disposici3n de calcular el flujo estat3rico de la m3quina con el que se consigue minimizar sus p3rdidas, al que hemos denominado en la ecuaci3n (5.13) como flujo 3ptimo ($\lambda_{s,opt}$). Para hallar dicho flujo que hace m3nima la expresi3n de las p3rdidas, derivamos esta expresi3n con respecto del flujo magn3tico e igualamos a cero. Al despejar el flujo de la igualdad anterior, conseguimos la expresi3n final del flujo que est3bamos buscando:

$$\frac{\partial P_{loss}}{\partial \lambda_s} = 0 \rightarrow \lambda_{s,opt} = 2 \sqrt{\frac{T_e L_s}{3 N_{PP} L_m}} \sqrt[4]{\frac{\omega^2 B_1 + R_{fe}^2 (L_m^2 R_s + L_s^2 R_r)}{\omega^2 L_m^2 (R_{fe} + R_s) + R_{fe}^2 R_s}} \quad (5.13)$$

Donde se ha utilizado la constante B_1 que se define como:

$$B_1 = L_m^2 (L_m^2 (R_{fe} + R_s) - 2 R_{fe} L_m L_s + L_s^2 (R_{fe} + R_r)) \quad (5.14)$$

Como podemos observar, el flujo estat3rico 3ptimo que minimiza las p3rdidas de la m3quina depende 3nicamente de par3metros de la m3quina, del par electromagn3tico y de la velocidad de giro el3ctrica del est3tor. Estas dos 3ltimas magnitudes no las podemos medir directamente en la m3quina, as3 que necesitamos estimarlas de alguna forma para poder conocer el valor del flujo 3ptimo en cada instante.

La velocidad de giro el3ctrica del est3tor (ω) se puede estimar a partir de su expresi3n de la ecuaci3n (4.8), de la estimaci3n de la velocidad de deslizamiento (ω_{sl}) realizada en la ecuaci3n (4.9) y de la definici3n de la velocidad de giro el3ctrica del r3tor (ω_r) realizada en la ecuaci3n (2.11):

$$\widehat{\omega} = \omega_r + \widehat{\omega_{sl}} = N_{PP} \omega_m + \frac{R_r i_{sq}^*}{L_r i_{sd}^*} \quad (5.15)$$

Donde $\widehat{\omega}$ representa la estimaci3n de la velocidad de giro el3ctrica del est3tor y $\widehat{\omega_{sl}}$ representa la estimaci3n de la velocidad de deslizamiento.

En cuanto al par electromagn3tico, podemos estimarlo mediante su expresi3n de la ecuaci3n (2.25). Para ello, necesitamos conocer el valor de las componentes de la corriente estat3rica, la cual se puede medir directamente en la m3quina, y de la corriente rot3rica, la cual podemos estimar mediante el procedimiento explicado en cap3tulos anteriores. La estimaci3n del par queda por tanto como:

$$\widehat{T}_e = \frac{3}{2} N_{PP} L_m (\widehat{i_{rd}} i_{sq} - \widehat{i_{rq}} i_{sd}) \quad (5.16)$$

Donde \widehat{T}_e es la estimaci3n del par electromagn3tico de la m3quina y $\widehat{i_{rd}}$ e $\widehat{i_{rq}}$ son las estimaciones de las componentes en el eje d y en el eje q de la corriente rot3rica, respectivamente.

5.2 Implementación del MPC

Una vez conocemos el valor del flujo que nos permite obtener la minimización de pérdidas en todo instante, debemos incorporarlo a nuestro esquema de control para asegurarnos que nuestro motor de inducción trabaje siempre con dicho valor de flujo y así se minimicen sus pérdidas. En otros tipos de controles, como puede ser el DTC, sí se puede imponer directamente dicho flujo como la referencia de flujo a seguir. Sin embargo, en el MPC realizamos un control de corrientes y no directamente de flujo, por lo que es necesario conseguir una relación entre estas dos magnitudes para poder implementar el seguimiento del flujo en cuestión en el esquema de control que estamos empleando.

Con la orientación de los ejes síncronos dq elegida, podemos controlar el par con la componente en el eje q de la corriente estatórica, mientras que el flujo se puede controlar con la componente d de dicha corriente. Por tanto, la relación que debemos buscar es de i_{sd} con el módulo del flujo estatórico. De esta forma, podremos calcular la referencia de dicha corriente en función del flujo estatórico que minimiza las pérdidas, calculado en la ecuación (5.13), e introducir así la minimización de pérdidas de la máquina en nuestro esquema de control.

Para obtener la relación mencionada, partimos de las expresiones de las componentes del flujo estatórico expresadas en la ecuación (2.12). Aplicándoles las simplificaciones obtenidas a partir de la orientación y velocidad elegidas de los ejes síncronos dq ($\lambda_{rq} = 0$ y $i_{rd} = 0$), estas dos expresiones se reducen a:

$$\begin{aligned}\lambda_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \rightarrow \lambda_{sd} = L_s i_{sd} \\ \lambda_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq}\end{aligned}\tag{5.17}$$

Introduciendo en la segunda de ellas la expresión de i_{rq} de la ecuación (4.6), también obtenida al aplicarle las simplificaciones anteriores a las ecuaciones de flujo de la ecuación (2.12), se obtienen las siguientes expresiones de las componentes del flujo estatórico únicamente dependientes de las componentes de la corriente estatórica:

$$\begin{aligned}\lambda_{sd} &= L_s i_{sd} \\ \lambda_{sq} &= \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sq}\end{aligned}\tag{5.18}$$

Conocidas las componentes del flujo estatórico se puede calcular su módulo (λ_s) como:

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_{sd}^2 + \lambda_{sq}^2}\tag{5.19}$$

El cálculo del módulo de una magnitud de forma directa a partir de las componentes en ejes dq se debe a la transformada de Park elegida para hacer la conversión desde ejes trifásicos a ejes síncronos. Al haberse utilizado la transformada de Park invariante en módulo en la ecuación (2.6), se puede realizar este cálculo del módulo directamente.

Sustituyendo las expresiones de la ecuación (5.18) en la ecuación (5.19), obtenemos la relación entre el módulo del flujo estatórico y las componentes de la corriente estatórica que estábamos buscando:

$$\lambda_s^2 = L_s^2 i_{sd}^2 + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right)^2 i_{sq}^2\tag{5.20}$$

Particularizando la expresión anterior para obtener la referencia de i_{sd} a partir del valor del flujo óptimo que minimiza las pérdidas de la máquina y despejando el valor de dicha referencia, conseguimos la expresión final a implementar:

$$i_{sd}^* = \frac{1}{L_s} \sqrt{\lambda_{s,opt}^2 - \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right)^2 (i_{sq}^*)^2} \quad (5.21)$$

Siendo i_{sd}^* la referencia de la componente en el eje d de la corriente estática que estamos buscando y $\lambda_{s,opt}$ el valor del módulo del flujo estático con el que se minimizan las pérdidas, calculado previamente con las estimaciones necesarias. Además, i_{sq}^* es la referencia de la componente en el eje q de la corriente estática, la cual es también conocida porque viene impuesta por el controlador PI de velocidad.

De esta forma, conseguimos obtener una minimización de pérdidas en nuestro motor de inducción mediante su introducción en el esquema de control a través de la referencia de la componente en el eje d de la corriente estática, desmarcándonos del procedimiento habitual de implementación de un control predictivo aplicado a un motor de inducción en el que dicha referencia se ajusta a un valor constante para obtener el flujo nominal de la máquina. El valor de referencia de i_{sd} será aquel que, junto con el valor de referencia de i_{sq} dado por el lazo de control externo de velocidad, nos permita obtener en cada instante el flujo de la máquina con el que se consigue que sus pérdidas sean las mínimas posibles.

6 SIMULADOR

Para construir el simulador empleado en el desarrollo de este trabajo, se ha utilizado tanto el software Matlab® como su módulo de Simulink. Dicho módulo se trata de un entorno de programación visual basado en diagramas de bloque que permite simular sistemas dinámicos, gracias a diferentes bloques funcionales que tiene en su librería.

Además, Simulink permite la combinación de programación mediante diagramas bloques y mediante código escrito desarrollado, gracias a un bloque funcional denominado *MATLAB Function* que permite integrar un script de Matlab en la estructura de un diagrama de bloques. Esta versatilidad nos ha llevado a desarrollar la mayoría del simulador en Simulink, aunque también hay parte desarrollada exclusivamente en un script de Matlab fuera de Simulink, como es el caso del archivo de inicialización, que será explicado en secciones posteriores.

En la Figura 6-1, se muestra una visión general esquematizada del simulador con carácter explicativo, en la que se representan los bloques involucrados en el esquema de control y las interconexiones entre ellos, detallando las entradas y salidas de cada bloque. En el anexo A, se recoge una imagen del simulador empleado al completo para mostrar su verdadera apariencia.

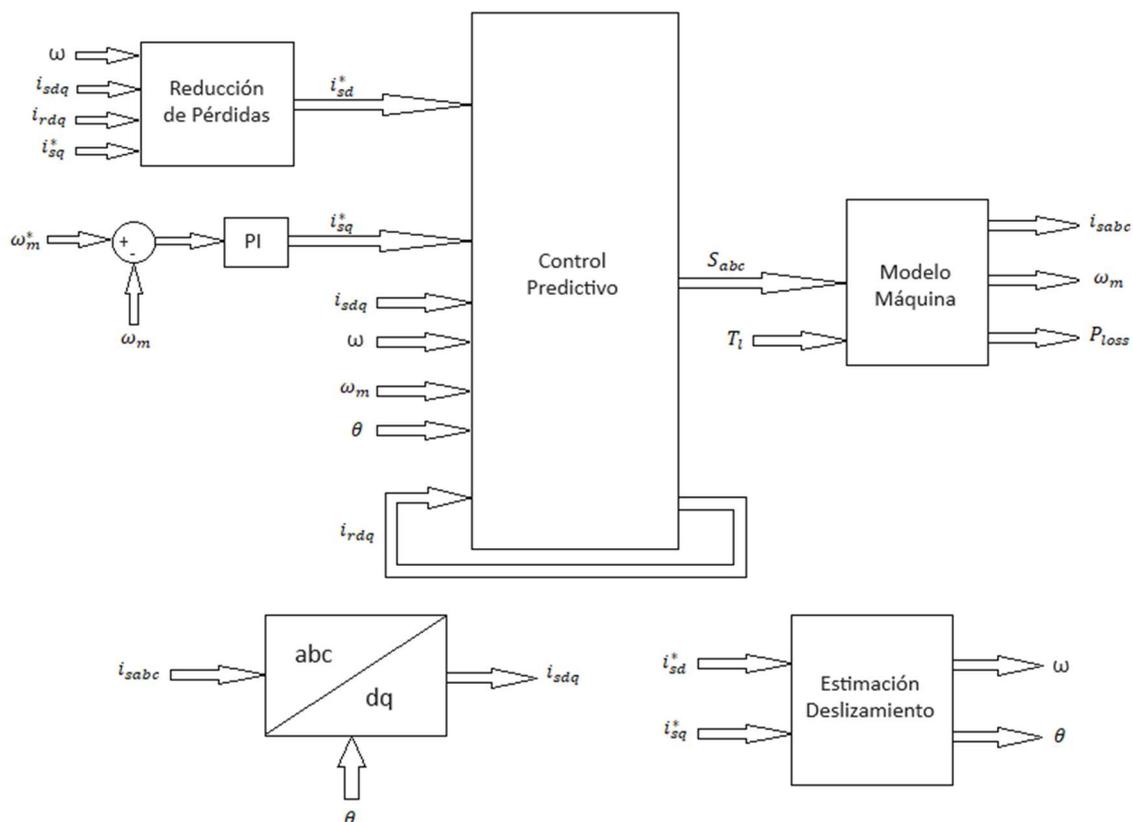


Figura 6-1. Esquema de la visión general del simulador.

El lazo de control de velocidad está formado por un controlador PI, al cual le entra el error entre la referencia y la medida de la velocidad de giro mecánica del rotor. Dicho PI proporciona al control predictivo la referencia de la componente en el eje q de la corriente estática. Una imagen del lazo de control de velocidad, extraída del propio simulador real, se muestra en la Figura 6-2.

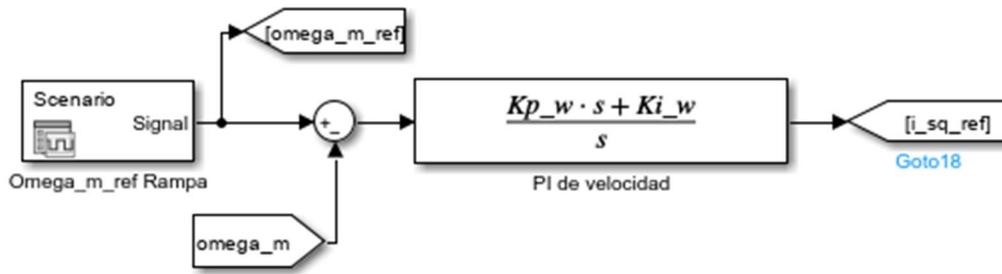


Figura 6-2. Lazo externo de control de velocidad en el simulador.

La referencia de velocidad de giro mecánica del rotor es proporcionada a partir del bloque funcional de Simulink denominado *Signal Editor*, el cual permite crear y editar señales de forma personalizada. En nuestro caso, vamos a proporcionarle al sistema señales de referencia de velocidad en rampa para así poder apreciar cómo es su dinámica ante cambios en la referencia. En el capítulo siguiente se mostrarán los perfiles de velocidad empleados para llevar a cabo las simulaciones

La forma elegida para expresar la función de transferencia del controlador PI de velocidad, mostrada en la Figura 6-2, se debe a que nos proporciona una mayor facilidad a la hora de sintonizarlo. De esta forma, primero podemos sintonizar la parte proporcional del controlador, sin más que anular la constante asociada a la parte integral, y después corregir el error en régimen permanente con la adecuada elección de la parte integral.

La referencia de la componente en el eje d de la corriente estática viene dada por el proceso de minimización de pérdidas mediante el cálculo del flujo estático de la máquina con el que se consigue hacer mínima la expresión de sus pérdidas, recogido en el bloque denominado “Minimización de pérdidas”. Dicho bloque se trata de una *MATLAB Function* donde se desarrolla un script de Matlab que recoge las ecuaciones (5.13), (5.14), (5.16) y (5.21), explicadas en el capítulo anterior. La estimación de la velocidad de giro eléctrica del estátor la recibe directamente como una entrada, sin necesidad de tener que calcularla en el script. Su apariencia real en el simulador se muestra en la Figura 6-3.

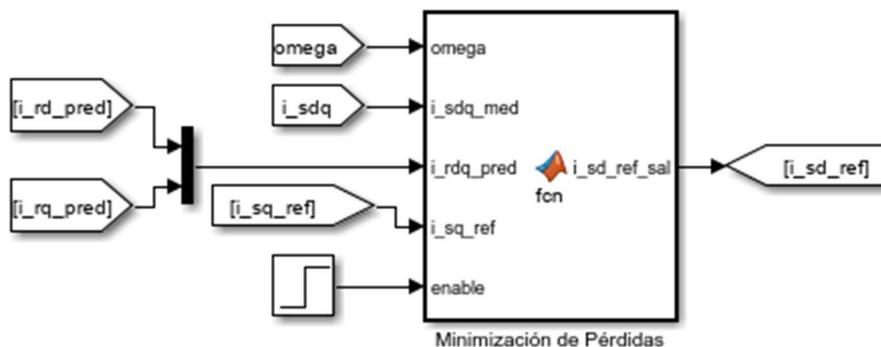


Figura 6-3. Bloque de “Minimización de pérdidas” en el simulador.

Como se puede observar en la Figura 6-3, dicho bloque tiene también una señal de habilitación (entrada *enable* del bloque). Con ella conseguimos tener la minimización de pérdidas deshabilitada durante los primeros instantes de la simulación, para así evitar que los radicanos que aparecen en las ecuaciones (5.13) y (5.21) se hagan negativos y puedan dar lugar a un funcionamiento incorrecto de dicho bloque. Durante estos primeros instantes se proporciona una referencia de i_{sd} constante y del mismo valor que la aplicada al sistema cuando no realizamos la minimización de pérdidas.

Los bloques dedicados a la implementación del control predictivo y al desarrollo de los modelos de la máquina serán explicados con detalle en secciones posteriores por su gran importancia dentro del simulador.

Además de los bloques que forman parte del lazo principal del simulador, hay otros bloques auxiliares que son necesarios para el correcto funcionamiento de este. El primero de ellos es el bloque de la transformada de Park, el cual se trata de una *MATLAB Function* en la que se realiza la conversión de ejes trifásicos abc a ejes síncronos dq mediante la aplicación de la matriz de transformación de Park.

Se trata de un bloque necesario debido a que las mediciones de las corrientes estáticas en la máquina se obtienen en ejes abc, mientras que el control predictivo desarrollado requiere dicha magnitud expresada en ejes síncronos dq. En la Figura 6-4 se muestra una imagen de dicho bloque en el simulador real:



Figura 6-4. Bloque de “Transformada de Park” en el simulador.

El segundo de estos bloques auxiliares es el denominado “Estimación Deslizamiento”. Se trata de un subsistema en el que se realizan las operaciones relativas a las ecuaciones (4.9) y (5.15). Primero, se estima la velocidad de deslizamiento de la máquina, para posteriormente calcular la velocidad de giro eléctrica del estátor (ω) y, tras su integración, poder obtener el ángulo de giro eléctrico estático (θ). Dicho ángulo es necesario para poder realizar la transformación de Park y su transformación inversa, mientras que la velocidad eléctrica del estátor se necesita para la minimización de pérdidas, para el control predictivo y para el modelado de la máquina de inducción. En el simulador, dicho bloque queda como:

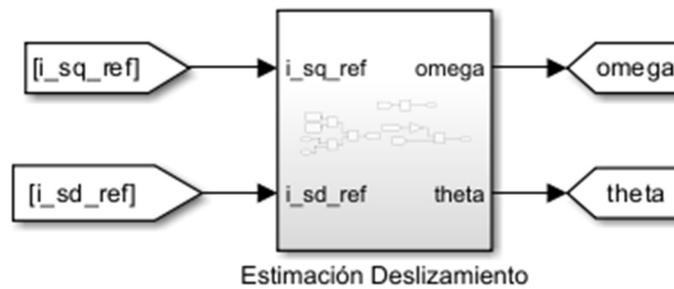


Figura 6-5. Bloque de “Estimación Deslizamiento” en el simulador.

Por último, se ha habilitado una zona del simulador para poder visualizar todas las señales de interés, mostrada en la Figura 6-6. Algunas de ellas son las magnitudes finales que estamos buscando, como pueden ser las pérdidas de la máquina o la representación de la velocidad junto a su referencia, mientras que otras son magnitudes intermedias cuya visualización nos ayuda a detectar posibles errores en nuestro sistema.

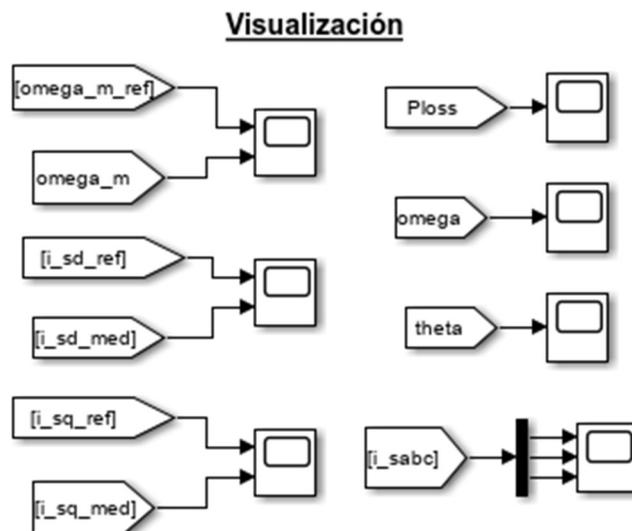


Figura 6-6. Zona de visualización de señales en el simulador.

6.1 Bloque del MPC

El bloque “Control Predictivo” es el núcleo fundamental de nuestro esquema de control debido a que en él se implementa el control de corrientes de nuestra máquina de inducción mediante un MPC. Recibe las referencias del lazo de control externo de velocidad y del bloque donde se realiza la minimización de pérdidas y proporciona a la máquina eléctrica la secuencia de disparos necesaria para seguir dichas referencias.

En la Figura 6-7 se muestra su aspecto real en el simulador desarrollado. En cada una de las salidas se ha colocado un bloque denominado *Delay*, cuyo objetivo es desfazar temporalmente las salidas con respecto a las entradas para evitar que se forme un bucle algebraico.

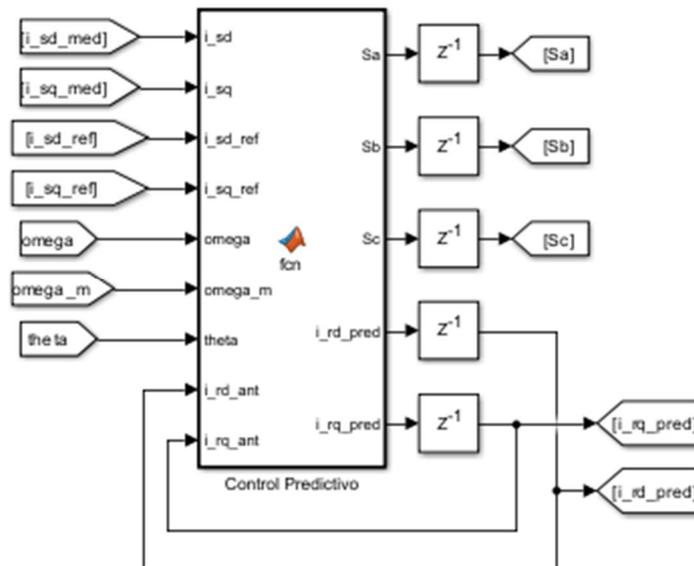


Figura 6-7. Bloque de “Control Predictivo” en el simulador.

Este bloque se trata de una *MATLAB Function* en la que se desarrolla un código escrito, mostrado íntegramente en el Anexo B, que implementa el funcionamiento de un MPC. Se van siguiendo una serie de pasos de forma secuencial que pueden ser esquematizados mediante el diagrama de flujos de la Figura 6-8.

El cálculo de las tensiones candidatas a partir de los posibles estados de conmutación del convertidor se realiza en dos etapas. Una primera en la que se calculan las tensiones de fase candidatas a partir de los posibles estados del convertidor, mediante el empleo del modelo del convertidor. Esto se realiza de forma previa en el archivo de inicialización, por lo que la *MATLAB Function* recibe como un parámetro adicional de entrada las tensiones candidatas en ejes trifásicos abc. Y una segunda etapa, ya realizada en el propio bloque del control predictivo, donde se aplica la transformación de Park para obtener estas tensiones candidatas en ejes síncrono dq, tal y como se necesitan para aplicarlas en el modelo predictivo.

Además, la actualización de las medidas y estimaciones incluye diferentes tareas a realizar. En primer lugar, se miden las corrientes estatóricas y la velocidad de giro mecánica del rotor de la máquina, con la cual se puede calcular su correspondiente velocidad de giro eléctrica. En segundo lugar, actualizamos la estimación de las corrientes rotóricas, igualándolas a las obtenidas en el instante de muestreo anterior (k-1). Por último, actualizamos el valor de la estimación de la velocidad de giro eléctrica del estátor, a partir de la estimación de la velocidad de deslizamiento, y el valor de las referencias de las componentes de la corriente estatórica.

Es importante destacar que consideramos que el tiempo de muestreo es lo suficientemente pequeño como para que podamos suponer que las medidas, estimaciones y referencias no varían durante todo el tiempo de muestreo en cuestión.

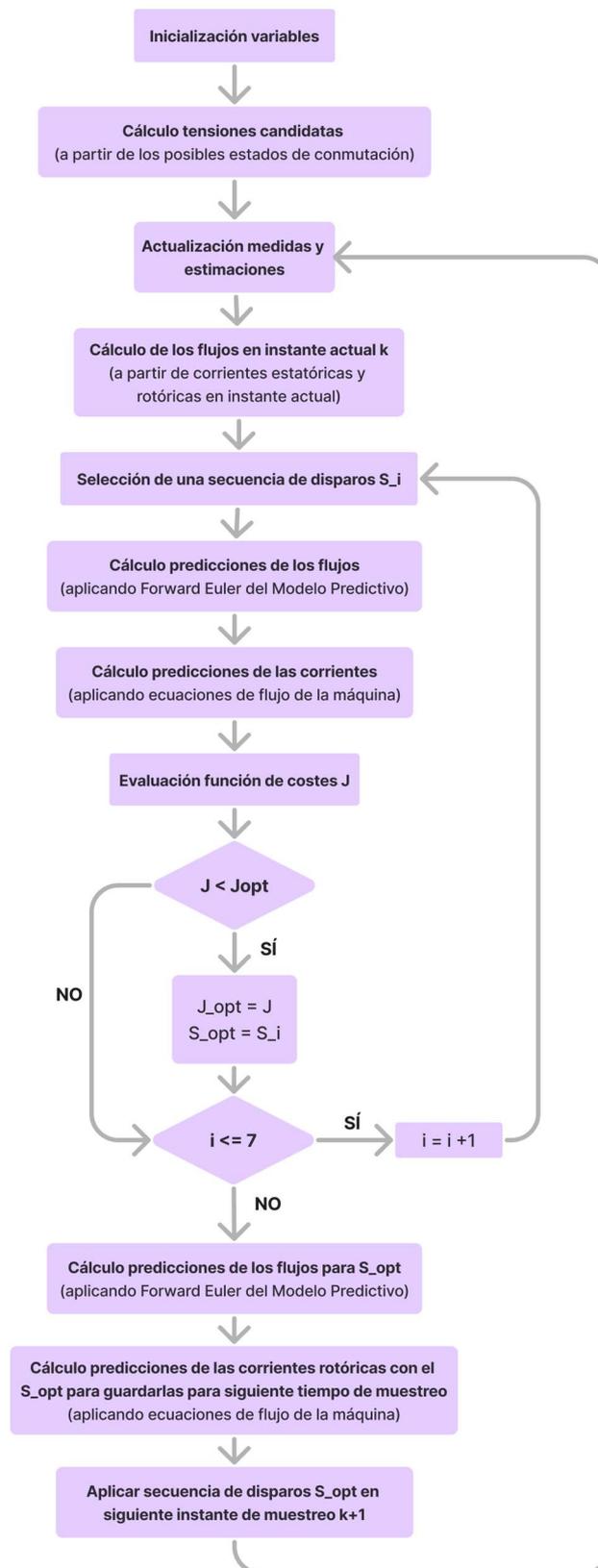


Figura 6-8. Diagrama de bloques de la implementación del MPC en el simulador.

También cabe destacar que se puede hablar indistintamente de secuencia de disparos posibles del convertidor o de tensiones candidatas a aplicar en la máquina, debido a que están relacionadas por el modelo del convertidor de potencia. Por tanto, cuando en la Figura 6-8 se comenta que se selecciona una secuencia de disparos S_i , en realidad se está seleccionando una tensión candidata para ser aplicada en el modelo predictivo, la cual tiene asociada una secuencia de disparos concreta que la genera.

6.2 Bloque del modelo de la máquina

El otro bloque con una importancia destacada en el simulador es el denominado “Modelo Máquina”. Se trata de un subsistema, cuya apariencia en el propio simulador se muestra en la Figura 6-9, en el cual se implementan los modelos necesarios para emular el funcionamiento del accionamiento eléctrico sobre el que se van a realizar los diferentes ensayos. El accionamiento está compuesto por el motor de inducción y por el convertidor de potencia.

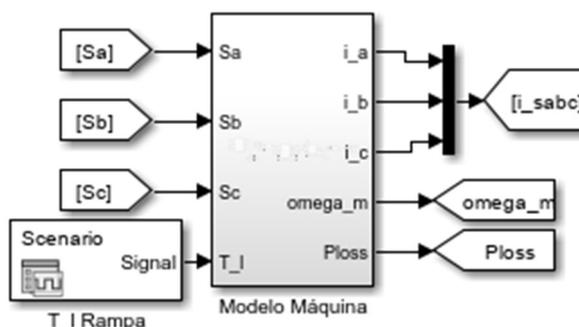


Figura 6-9. Bloque de “Modelo Máquina” en el simulador.

Como entradas, el subsistema recibe tanto la secuencia de disparos a aplicar en el convertidor de potencia procedente del control predictivo como el par de carga con el que va a tener que trabajar el motor eléctrico en cada instante. El par de carga se le proporciona a la máquina mediante el bloque *Signal Editor*, al igual que la referencia de velocidad. Con ello conseguimos poder demandarle cualquier perfil de carga que deseemos y comprobar su correcto funcionamiento en el transitorio ante variaciones de carga.

Las salidas del subsistema son las diferentes medidas que podemos realizar en la máquina, es decir, las corrientes estáticas de cada fase de la máquina y la velocidad de giro mecánica del rotor. Además, también obtenemos como salida las pérdidas totales del motor de inducción, ya que es una de las magnitudes de interés en este estudio.

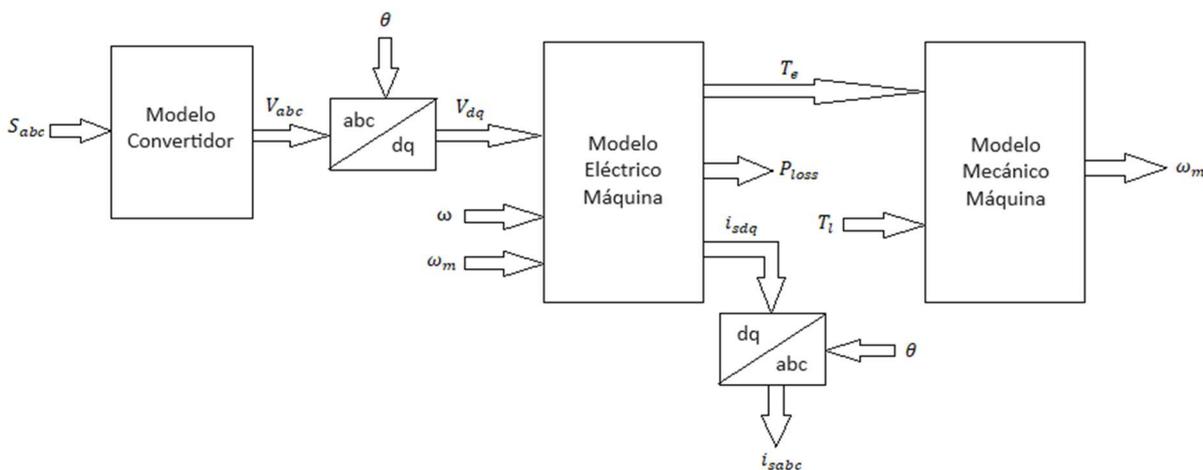


Figura 6-10. Esquema de la visión general dentro del subsistema “Modelo Máquina”.

Para conseguir el modelado de un accionamiento eléctrico completo de forma sencilla y visual, el propio subsistema se divide en su interior en diferentes bloques interconectados entre sí. Estos bloques se organizan y conectan tal y como se muestra de forma esquemática en la Figura 6-10.

En primer lugar, se modela el convertidor de potencia en el bloque denominado “Modelo Convertidor”. Se trata de una *MATLAB Function* en la que se implementa la ecuación (2.31) relativa al modelo del inversor trifásico de dos niveles.

Del modelo del convertidor se obtienen las tensiones que hay que aplicar en cada fase del estátor de la máquina para seguir las referencias impuestas en el control. Sin embargo, el modelo del motor de inducción está desarrollado en ejes síncronos dq, por lo que es necesario transformar estas tensiones de ejes trifásicos abc a ejes síncronos dq mediante la aplicación de la transformada de Park.

Una vez conocidas las componentes de las tensiones en ejes dq, aplicamos el modelo eléctrico del motor de inducción. Este modelo está recogido en el bloque denominado “Modelo Eléctrico”, cuya apariencia en el simulador real se muestra en la Figura 6-11. Se trata de una *MATLAB Function* en la que se desarrollan las ecuaciones del modelo con pérdidas de la máquina de inducción. Se opta por utilizar dicho modelo debido a que se pretende conseguir una máquina simulada lo más parecida posible a la máquina real, de forma que se comentan los menores errores posibles en las simulaciones realizadas.

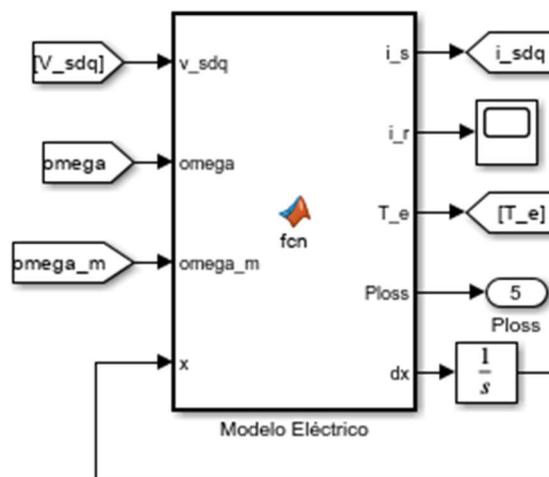


Figura 6-11. Bloque de “Modelo Eléctrico” dentro del subsistema “Modelo Máquina”.

Al modelo eléctrico, además de las tensiones a aplicar en el estátor de la máquina en ejes dq, necesita como entradas la velocidad de giro eléctrica del estátor y la de giro mecánica del rotór, la cual se obtiene del modelo mecánico de la máquina. Como salida proporciona la medida de la corriente estatórica en ejes dq, las cuales debemos convertir a ejes trifásicos abc mediante la transformada inversa de Park puesto que en las máquinas reales se miden las corrientes por cada una de las fases. La corriente rotórica únicamente se saca para visualizarla y comprobar su correcta evolución, ya que realmente no es una magnitud medible en un motor de inducción de jaula de ardilla. Además, en él se realiza el cálculo del par electromagnético y de las pérdidas que se generan en la máquina que estamos simulando.

También cabe destacar que la integración de las ecuaciones diferenciales que componen el modelo se realiza mediante una realimentación en la que se coloca un bloque integrador (*Integrator*). De esta forma se calcula el valor de las derivadas de las variables de estados, que en el caso del modelo con pérdidas son los flujos estatóricos y rotóricos y la corriente de magnetización acorde a las ecuaciones (2.14) y (2.18), y al integrarlas se obtiene el valor de dichas variables de estado que son utilizados como entradas del modelo.

El último bloque que completa el modelo del accionamiento eléctrico completo es aquel que recoge el modelo mecánico de la máquina eléctrica, denominado en el simulador como “Modelo Mecánico”. Se trata de una *MATLAB Function* en la que se recoge la ecuación (2.22) y cuya apariencia se muestra en la Figura 6-12.

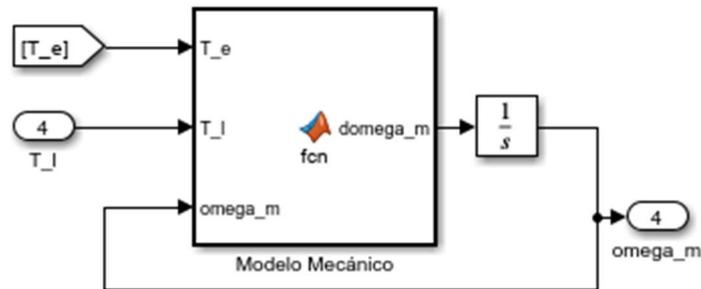


Figura 6-12. Bloque de “Modelo Mecánico” dentro del subsistema “Modelo Máquina”.

Como entradas necesita el par electromagnético, calculado y proporcionado por el modelo eléctrico de la máquina, y el par de carga al que va a ser sometido el motor de inducción. Como salida proporciona la velocidad de giro mecánica del rotor, que además es la única variable de estado del modelo mecánico en cuestión. La integración de dicha variable de estado se realiza de forma análoga a la realizada en el modelo eléctrico.

Es importante remarcar la relación existente entre los modelos eléctrico y mecánico de la máquina, la cual queda de manifiesto en el esquema de la Figura 6-13. Se produce una realimentación entre ambos modelos, de forma que el modelo eléctrico proporciona el par electromagnético que necesita el modelo mecánico como entrada, mientras que el modelo mecánico da como salida la velocidad de giro mecánica del rotor que es necesitada por el modelo eléctrico.

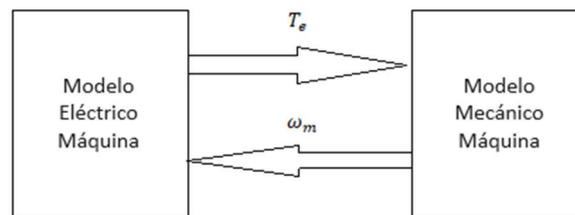


Figura 6-13. Relación entre modelos eléctrico y mecánico de la máquina de inducción.

6.3 Archivo de inicialización

Para terminar la descripción completa del simulador realizado, es importante explicar el archivo de inicialización desarrollado. Se trata de un script realizado en Matlab® fuera del módulo de Simulink. Su principal cometido es definir los parámetros eléctricos y mecánicos de la máquina que estamos simulando, mostrándose todo su contenido en el Anexo B. En este trabajo se ha seguido como referencia la máquina simulada en [10] y cuyos parámetros se recogen en la Tabla 6-1.

También se definen en él otros parámetros relativos a la propia simulación, como puede ser el tiempo de muestreo (T_s) o relativos a la sintonización de los diferentes controladores tradicionales PID existentes en el esquema de control. El único controlador tradicional existente es el PI de velocidad, cuyas constantes proporcional e integral son definidas en dicho archivo. Además, hemos utilizado dicho archivo de inicialización para establecer los valores de las referencias del sistema. En concreto, se definen la referencia de velocidad de giro mecánica y la referencia de i_{sd} , esta última para utilizarla en los casos en los que no se aplique el algoritmo de minimización de pérdidas a la máquina. Todos estos parámetros de diferente naturaleza están recogidos en la Tabla 6-3.

Por último, en el archivo de inicialización se calculan las tensiones de fase candidatas a ser aplicadas en el estator de la máquina de inducción a partir de las posibles secuencias de disparo en el convertidor de potencia. Para este cálculo se emplea el modelo del convertidor de potencia.

Tabla 6-1. Parámetros eléctricos y mecánicos del motor de inducción.

Parámetros	Valor
Número de pares de polos (N_{pp})	2
Resistencia estatórica (R_s)	5.2 Ω
Resistencia rotórica (R_r)	4.9 Ω
Resistencia en el hierro (R_{fe})	2403 Ω
Inductancia del estátor (L_s)	0.623 H
Inductancia del rotor (L_r)	0.623 H
Inductancia de magnetización (L_m)	0.475 H
Constante de inercia (J_r)	0.065 kg m ²
Constante de rozamiento (K_f)	0

Es importante recordar las expresiones de las inductancias del estátor (L_s) y rotor (L_r) de la ecuación (2.9). En la Tabla 5-1 se está dando los valores completos de L_s y L_r , pero hay ecuaciones del modelo en las que se necesitan únicamente las inductancias de dispersión del estátor (L_{ls}) o rotor (L_{lr}). Retomando las dos expresiones comentadas de la ecuación (2.9) estas inductancias de dispersión se calculan en el archivo de inicialización como:

$$\begin{aligned} L_{ls} &= L_s - L_m \\ L_{lr} &= L_r - L_m \end{aligned} \quad (6.1)$$

También, ante la ausencia de información en [10], se ha decidido suponer despreciable el rozamiento en el motor de inducción simulado, de forma que la constante K_f es nula.

Aunque no se encuentren definidos en el archivo de inicialización debido a que no son necesarios en el simulador, es conveniente mostrar los valores nominales del motor de inducción que estamos modelando y simulando en este trabajo. Estos valores se recogen en la tabla que se muestra a continuación:

Tabla 6-2. Valores nominales del motor de inducción.

Parámetros	Valor
Potencia nominal (P_n)	1.5 kW
Tensión nominal (V_n)	220 V
Corriente nominal (I_n)	3.9 A
Velocidad de giro mecánica nominal (ω_{mn})	1410 rpm
Frecuencia nominal del estátor (f_s)	50 Hz
Par nominal (T_n)	10.1 Nm

Tabla 6-3. Otros parámetros del simulador.

Parámetros	Valor
Tiempo de muestreo (T_s)	25 μ s
Tensión del bus de continua (V_{dc})	600 V
Referencia corriente i_{sd} (i_{sd}^*)	1.5 A
Constante proporcional PI velocidad ($K_{P\omega}$)	0.13
Constante integral PI velocidad ($K_{I\omega}$)	0.07

Cabe destacar que el valor de la referencia de i_{sd} es únicamente el empleado para las simulaciones donde no se aplica la minimización de pérdidas. El valor de la referencia de la velocidad de giro mecánica del rotor no se ha especificado debido a que irá cambiando de valor según el punto de funcionamiento que queramos simular. Además, el valor de dicha referencia únicamente se coge del archivo de inicialización cuando se simula con referencias de velocidad constantes, ya que si se emplean otros perfiles de velocidad se utiliza el bloque *Signal Editor*.

7 SIMULACIONES Y RESULTADOS

Para comprobar el correcto funcionamiento del algoritmo de minimización de pérdidas desarrollado, así como del esquema de control implementado basado en el MPC, se van a realizar una serie de simulaciones en diferentes puntos de funcionamiento del motor de inducción. Para llevar a cabo dichas simulaciones se va a utilizar el simulador desarrollado en Matlab®/Simulink descrito en el capítulo anterior.

Las simulaciones se han realizado utilizando un tiempo de muestreo de paso fijo de valor 25 μ s, coincidiendo con el tiempo de muestreo empleado en el control predictivo para discretizar el modelo utilizado en él. Además, se ha dado libertad a Simulink para que elija en cada simulación el Solver más apropiado, mediante la elección de la opción *auto* en la casilla del Solver cuando se configuran los parámetros de la simulación.

La comprobación del correcto funcionamiento del trabajo desarrollado se va a realizar en dos etapas. En una primera, se va a verificar la correcta implementación del esquema de control, compuesto del control predictivo de corrientes y del lazo externo de control de velocidad gobernado por un controlador tradicional PI.

En esta primera parte nos vamos a centrar en comprobar que las principales variables eléctricas de nuestro accionamiento siguen a sus respectivas referencias y que, por tanto, nos encontramos en cada instante en el punto de funcionamiento deseado. Además, nos vamos a interesar especialmente por las dinámicas que siguen nuestras variables ante cambios en rampa de sus referencias. Esto se realiza con el fin de comprobar que nuestro sistema trabaja correctamente tanto en el régimen permanente (llega al punto de funcionamiento que le estamos exigiendo) como en el transitorio previo (llega a ese punto de funcionamiento de forma suave y controlada). También va a ser interesante analizar cómo las diferentes magnitudes eléctricas varían en consonancia con el punto de funcionamiento que le estamos exigiendo.

En la segunda etapa, comprobamos el funcionamiento del algoritmo desarrollado de minimización de pérdidas del motor de inducción. Para ello, se va a comparar para un mismo punto de funcionamiento los resultados obtenidos cuando se aplica dicho algoritmo y cuando no se aplica. Para verificar el funcionamiento, se van a realizar simulaciones en puntos de funcionamientos de par y velocidad constantes debido a que el interés reside únicamente en comprobar que efectivamente se produce una reducción de las pérdidas en el régimen permanente, habiendo quedado ya demostrado en la etapa anterior la correcta dinámica del sistema.

En este punto es importante remarcar que el punto de funcionamiento de nuestra máquina de inducción viene impuesto por las referencias de la pareja par-velocidad. En concreto, se tratan de la velocidad mecánica a la que queremos que gire el rotor de nuestra máquina y del par de carga que le estamos exigiendo en su eje.

7.1 Control de variables

Como se comentó anteriormente, en esta primera etapa nos centramos en verificar la correcta evolución de las principales variables eléctricas, así como del buen funcionamiento del control implementado. Para esto último, modificamos las referencias de velocidad y de par con cambios en rampa tanto crecientes como decrecientes. Se ha optado por el empleo de rampas, en lugar de cambios de referencia en escalón, debido a que son variaciones de dinámicas más suaves y que se ajustan más a los cambios de referencias que pueden ocurrir en aplicaciones reales. Aun así, se ha simulado también rampas con diferentes pendientes para poder acercarse alguno de los casos simulados a un cambio de referencia en escalón.

En primer lugar, se ha optado por variar únicamente una de las referencias, dejando la otra en un valor constante durante toda la simulación. Con esto conseguimos observar e identificar las consecuencias que tiene la variación de la referencia de dicha magnitud en el resto de las magnitudes eléctricas de nuestro sistema. En segundo lugar, se varían las referencias de par y velocidad en una misma simulación en instantes de tiempos diferentes, es decir, se deja que el sistema llegue al régimen permanente antes de volver a aplicarle una nueva perturbación. Finalmente, se simula una variación simultánea de las referencias de par y velocidad, cuyo objetivo es comprobar que nuestro sistema es capaz de controlar perturbaciones en ambas referencias a la vez. Cabe destacar que al mencionar la referencia de par nos estamos refiriendo realmente al par de carga que le aplicamos al motor.

Las magnitudes eléctricas de interés que se van a monitorear se enumeran a continuación:

- La velocidad de giro mecánica junto con su referencia, con el objetivo de comprobar el correcto funcionamiento del lazo externo de control de velocidad gobernado por un FOC.
- El par electromagnético proporcionado por la máquina junto con el par de carga, para comprobar que se cumple el equilibrio de pares en nuestro motor de inducción. Cabe recordar que se desprecia el rozamiento, por lo que el único par resistente que hay en el sistema es el par de carga.
- Las pérdidas en la máquina, debido a que es una de las variables de interés en este trabajo.
- Las corrientes estáticas, expresadas tanto en ejes dq como en ejes abc. La representación en ejes síncronos se debe a la verificación del correcto funcionamiento del control predictivo de corrientes, mientras que la representación en ejes trifásicos se realiza para comprobar la forma de onda sinusoidal de dichas corrientes, cuya medición es realmente en estos ejes.
- La velocidad de giro eléctrica del estátor, debido a que es la frecuencia de oscilación de las magnitudes estáticas y para verificar su relación con la velocidad de giro mecánica de la máquina.

Para la representación gráfica de las simulaciones, agrupamos dichas magnitudes eléctricas en varias gráficas según la relación que exista entre ellas. En un primer conjunto de gráficas agrupamos la velocidad de giro mecánica y los pares de la máquina, debido a que son las dos magnitudes cuyas referencias vamos variando y, además, resulta interesante observar cómo evolucionan cuando varía la referencia de la otra magnitud. En una segunda figura agrupamos las gráficas de las corrientes en ejes dq y de las pérdidas, debido a la relación directa que existe entre ambas a través de las ecuaciones (2.20) y (2.21). Por último, agrupamos la corriente estática en ejes abc y la velocidad de giro eléctrica del estátor porque así se puede verificar que la frecuencia de oscilación de la corriente estática es efectivamente la velocidad de giro eléctrica del estátor.

7.1.1 Variación de referencia en la velocidad

En primer lugar, como ya se comentó anteriormente, vamos a variar únicamente la referencia de velocidad en nuestro sistema. Para todas estas simulaciones se va a dejar un par de carga constante de valor 5 Nm.

Incremento de la velocidad de referencia

La primera simulación va a ser un aumento en rampa de la referencia de velocidad desde 50 a 80 rad/s. Las gráficas obtenidas en esta simulación se recogen en las figuras 7-1, 7-2 y 7-3.

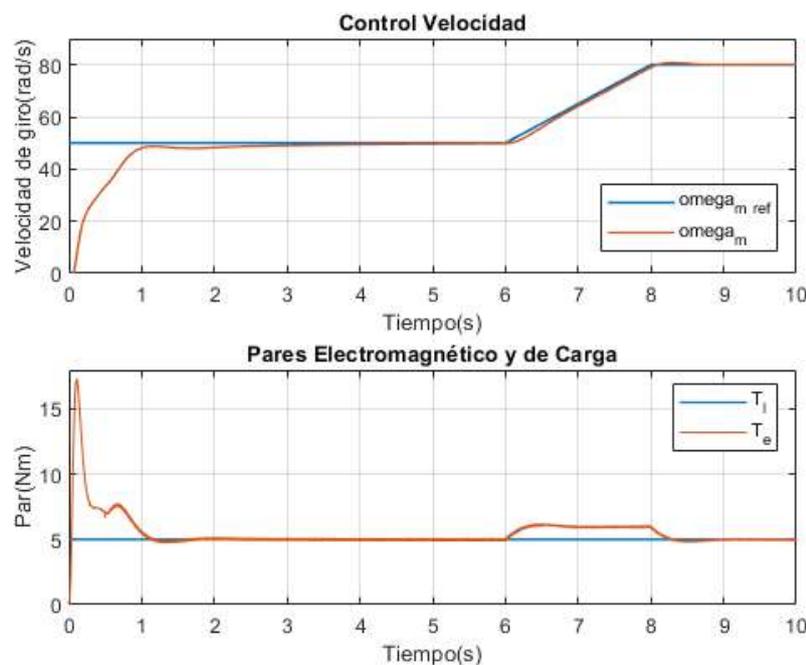


Figura 7-1. Gráficas de velocidad y pares con incremento de velocidad (50 a 80 rad/s)

En la Figura 7-1 podemos comprobar que el control de velocidad funciona correctamente, tanto en el transitorio como en el régimen permanente, debido a que la medida sigue a su referencia en todo momento y tiene una dinámica suave. También se puede verificar el cumplimiento del equilibrio de pares en la máquina.

Además, es importante destacar el aumento del par electromagnético frente al par de carga para conseguir que la velocidad de giro mecánica de la máquina pueda aumentar para seguir a su referencia. De esta forma, se cumple efectivamente la ecuación mecánica del modelo de la máquina descrita en la ecuación (2.22), en la que se establece que para que se produzca un aumento de la velocidad mecánica de la máquina debe ser mayor el par motor que el par resistente aplicado en el eje de la misma.

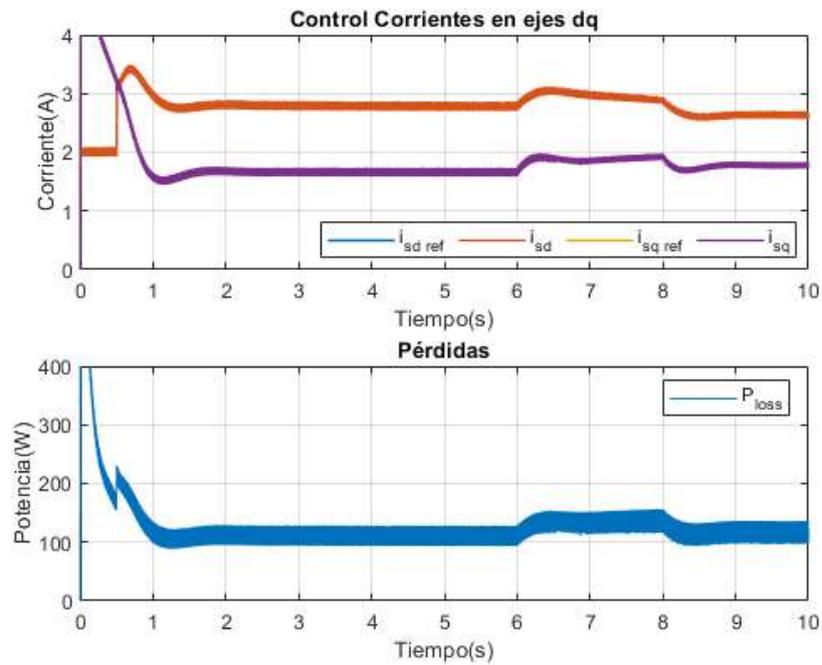


Figura 7-2. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con incremento de velocidad (50 a 80 rad/s)

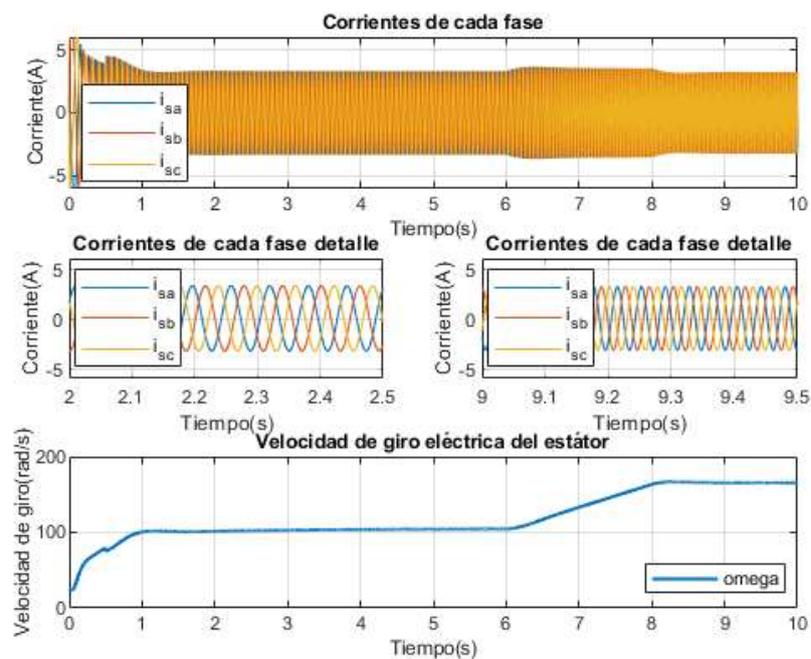


Figura 7-3. Gráficas de corriente en abc y omega con incremento de velocidad (50 a 80 rad/s)

En la primera gráfica de la Figura 7-2, podemos corroborar el adecuado funcionamiento del control predictivo de corrientes. En ella no se aprecian las referencias de ambas corrientes debido, precisamente, al buen hacer de dicho control que hace que se superpongan las medidas a sus respectivas referencias. Además, en la segunda de las gráficas de dicha figura, se comprueba la relación directa existente entre las componentes en ejes dq de la corriente estática y las pérdidas, lo cual se evidencia en que las tres magnitudes tienen evoluciones temporales muy similares. Esto se debe a que las pérdidas dependen del cuadrado del módulo de la corriente estática, el cual se calcula mediante la suma de los cuadrados de sus respectivas componentes en ejes dq. También se puede comprobar que el valor de las pérdidas es muy poco sensible a las variaciones de velocidad.

En la Figura 7-3, comprobamos que la frecuencia de oscilación de la corriente estática coincide con la velocidad de giro eléctrica del estátor. En la primera gráfica de detalle, donde se representan algunos ciclos de la corriente estática en el primer punto de funcionamiento, se observa que la frecuencia de oscilación de la onda es menor que en la segunda gráfica de detalle, donde se representan algunos ciclos de dicha onda en el segundo punto de funcionamiento, siguiendo la misma evolución que la velocidad de giro eléctrica del estátor.

Además, comparando las Figuras 7-1 y 7-3, se puede comprobar que la velocidad de giro eléctrica del estátor tiene una evolución temporal muy parecida a la de la velocidad de giro mecánica del rotor. Esto se debe a que la velocidad eléctrica del rotor, múltiplo de su velocidad mecánica a través del número de pares de polos, solo se diferencia de la del estátor en la velocidad de deslizamiento, según lo expresado en la ecuación (4.4).

Disminución de la velocidad de referencia

La segunda simulación va a ser un decremento en rampa de la referencia de velocidad desde 100 a 30 rad/s, recogiéndose sus resultados en las figuras 7-4, 7-5 y 7-6.

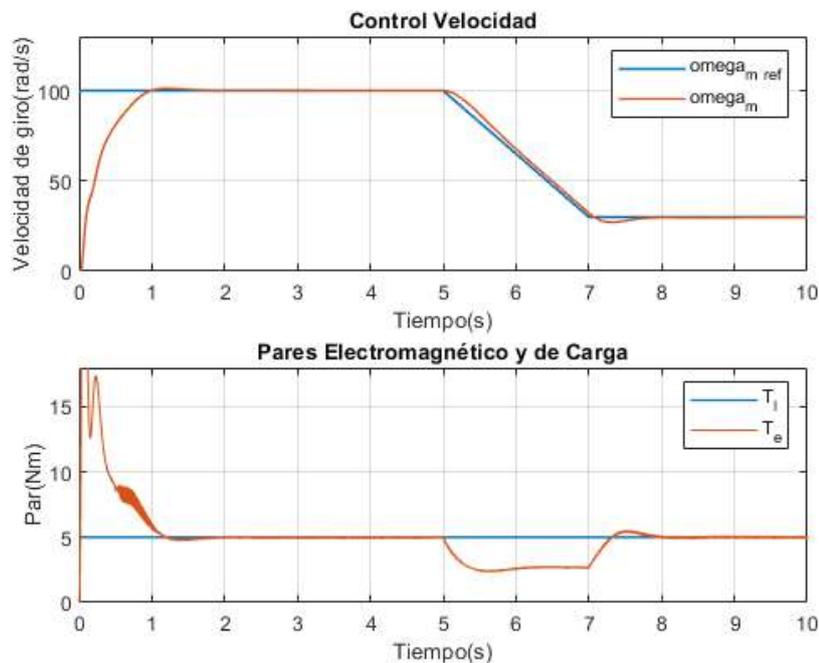


Figura 7-4. Gráficas de velocidad y pares con disminución de velocidad (100 a 30 rad/s)

En las gráficas de la Figura 7-4 se aprecia el efecto contrario al explicado en la Figura 7-1. En este caso, para que se produzca la disminución de la velocidad mecánica de la máquina es necesario que el par electromagnético sea menor que el de carga, cumpliéndose así la ecuación mecánica de la máquina.

También cabe aclarar que los transitorios iniciales no se muestran completamente debido a que esos primeros instantes de arranque del motor, en los que además se encuentra desconectado el bloque de minimización de pérdidas, no son materia de estudio en este trabajo. Nos centramos en conseguir una adecuada dinámica en los transitorios originados al variar las referencias de par y velocidad durante el funcionamiento de la máquina.

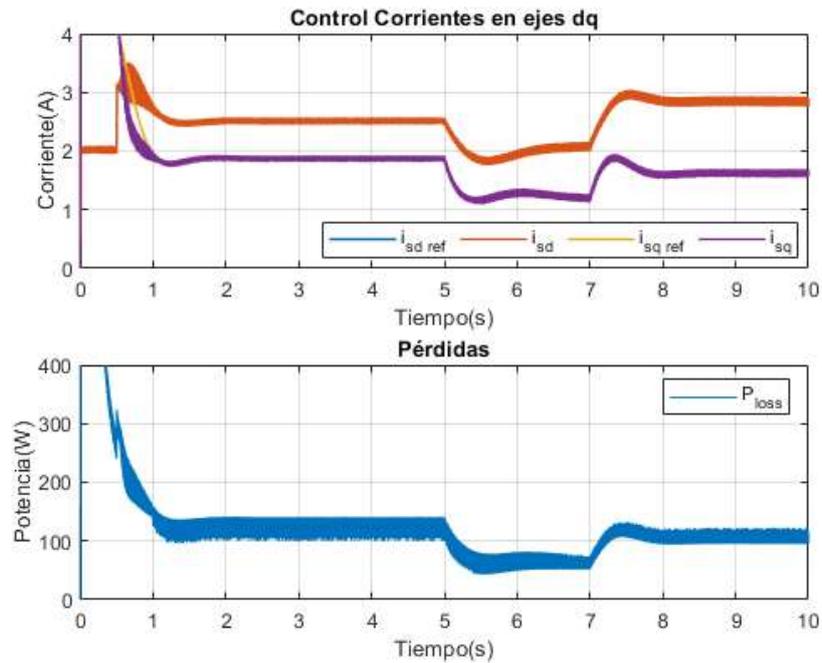


Figura 7-5. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con disminución de velocidad (100 a 30 rad/s)

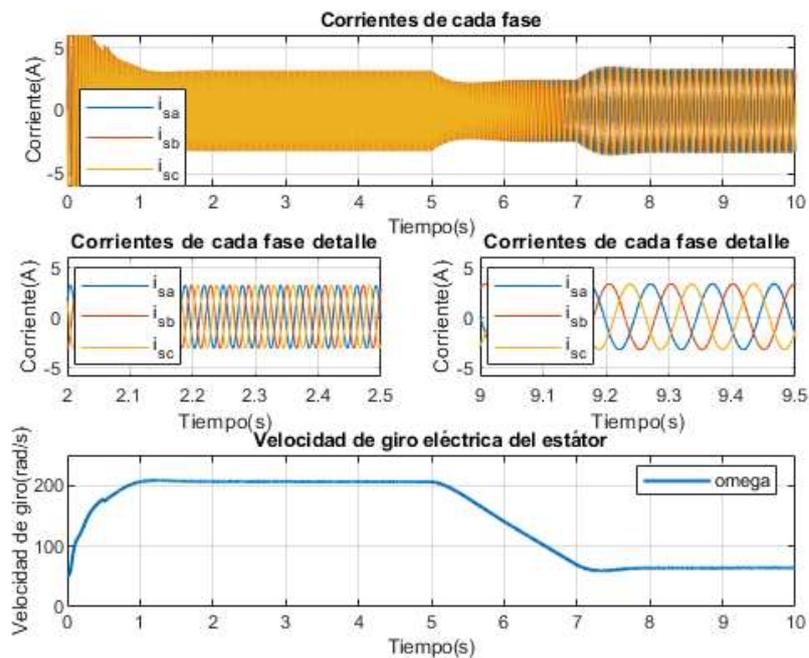


Figura 7-6. Gráficas de corriente en abc y omega con disminución de velocidad (100 a 30 rad/s)

En la Figura 7-5, al igual que en la anterior Figura 7-2, se observa un correcto funcionamiento del control de corrientes y la dependencia ya comentada entre las componentes dq de la corriente estática y las pérdidas. Además, podemos comprobar que la componente en el eje q de la corriente disminuye al disminuir la velocidad del punto de operación, lo cual parece lógico al ser la referencia de dicha corriente la que viene proporcionada por el lazo externo de control de velocidad. Además, al variar esta componente en el eje q, se produce una variación en sentido contrario de la componente en el eje d. Por tanto, generalizando, se puede afirmar que una variación en la referencia de velocidad provoca una variación en el mismo sentido en i_{sq} , debido a que están relacionadas mediante el PI de velocidad, y una variación en sentido contrario en la corriente i_{sd} .

En las gráficas de la Figura 7-6, ratificamos la dependencia de la frecuencia de oscilación de la corriente estatórica con la velocidad de giro eléctrica del estátor. Se aprecia incluso en la primera de las gráficas, en la que se representa el tiempo completo de simulación, debido a la velocidad tan baja a la que se hace operar a la máquina en el último punto de funcionamiento.

También cabe destacar la disminución en la amplitud de la corriente durante el transitorio, volviendo a tener la misma amplitud que en el punto de funcionamiento original cuando se llega al régimen permanente. Esto se debe a que en dicho transitorio el par electromagnético es menor que en el régimen permanente con el fin de disminuir la velocidad mecánica de giro de la máquina, como ya se explicó en la Figura 7-4. De esta forma, podemos concluir que existen dos relaciones directas: una entre la frecuencia de oscilación de la onda de corriente y la velocidad de giro eléctrica del estátor, de forma que cuanto mayor es esta velocidad mayor es la frecuencia de la onda, y otra entre la amplitud de la onda de corriente y el par electromagnético producido por la máquina, de forma que cuanto mayor sea este par mayor es la amplitud de la onda en cuestión.

7.1.2 Variación del par de carga

Tras variar únicamente la velocidad de referencia dejando constante el par de carga, se va a realizar el procedimiento inverso en nuestras simulaciones. Vamos a variar el par de carga, también llamado en el trabajo par de referencia, en forma de rampa, dejando para todas las simulaciones una velocidad de referencia constante de 60 rad/s.

Incremento del par de carga

La primera de este grupo de simulaciones va a consistir en un aumento del par de carga en rampa desde un par de 5 Nm, haciendo trabajar al sistema a media carga, hasta uno de 8 Nm. Las gráficas obtenidas de esta simulación se recogen en las Figuras 7-7, 7-8 y 7-9.

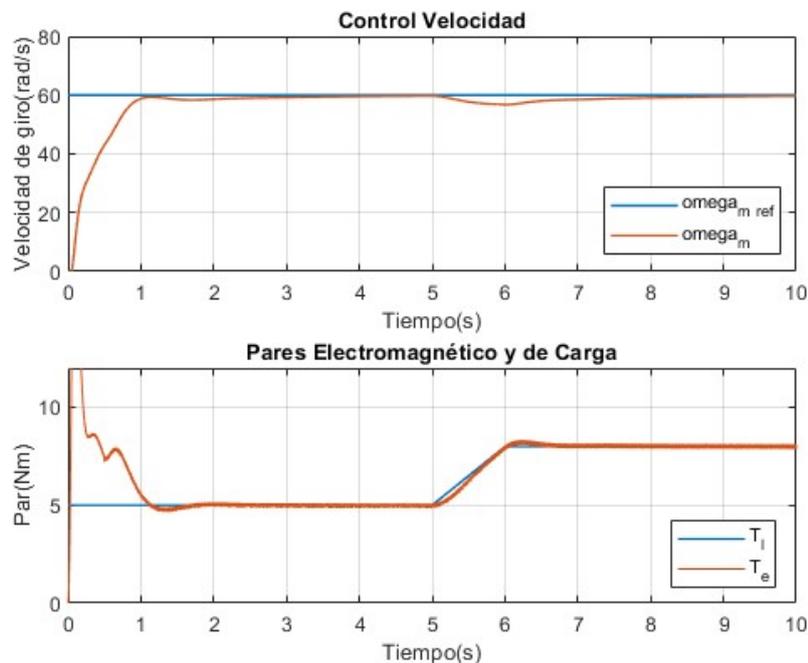


Figura 7-7. Gráficas de velocidad y pares con incremento de par (5 a 8 Nm)

En dicha figura se puede corroborar que correcto funcionamiento del control de velocidad y el correcto seguimiento del par electromagnético producido por la máquina a su par de carga, cumpliéndose el equilibrio de pares. Además, se puede observar que al aumentar el par de carga al que sometemos a la máquina, se produce una disminución de la velocidad mecánica de giro, la cual posteriormente es controlada de nuevo hasta llegar a su referencia gracias al controlador PI de velocidad.

Este fenómeno comentado en el párrafo anterior se puede razonar desde un punto de vista físico o analítico. Físicamente, al aumentar el par de carga que oponemos en el eje de la máquina, de forma natural esta tiende a frenarse debido a que se ha aumentado la resistencia aplicada en su eje. Posteriormente, entra en acción el controlador de velocidad y hace que la máquina vuelva a la referencia de velocidad que le estamos exigiendo. Desde un punto de vista analítico, según la ecuación mecánica del modelo de la máquina expresada en la ecuación (2.22), al aumentar el par de carga de la máquina se produce una disminución de la velocidad de giro mecánica de la misma.

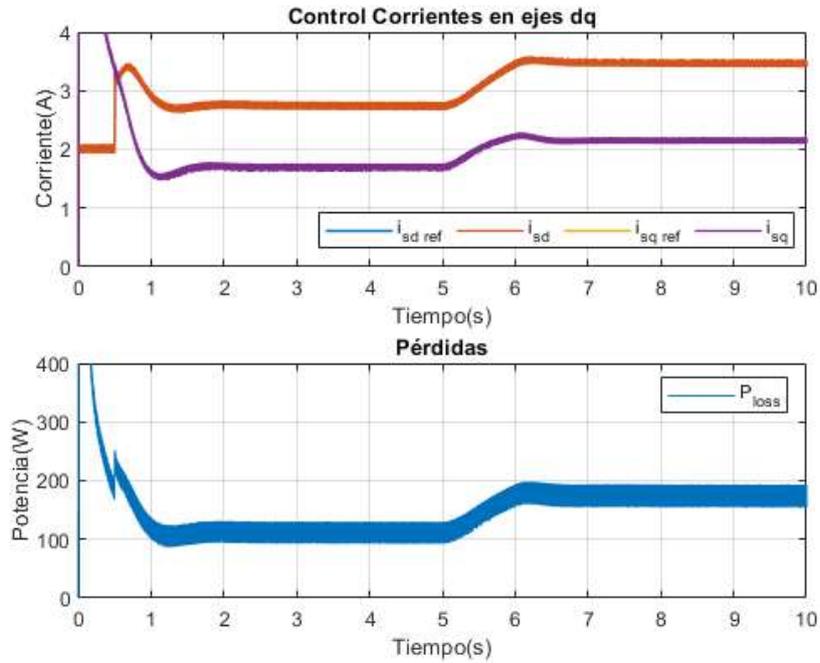


Figura 7-8. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con incremento de par (5 a 8 Nm)

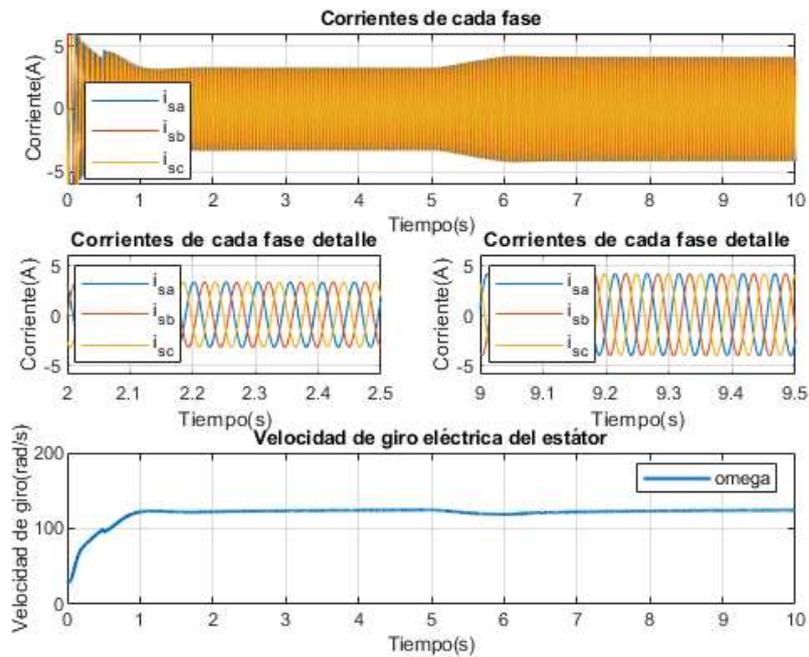


Figura 7-9. Gráficas de corriente en abc y omega con incremento de par (5 a 8 Nm)

En la Figura 2-8, además del correcto control de corrientes en este punto de funcionamiento, podemos apreciar que un aumento de par provoca el incremento simultáneo de ambas componentes en ejes dq de la corriente estática. Generalizando, se puede afirmar que una variación del par de carga de la máquina provoca que las componentes de la corriente varíen ambas en el mismo sentido que el par de referencia. Sin embargo, cuando se producía un cambio en la referencia de velocidad, las componentes de la corriente estática variaban en sentidos inversos entre sí, coincidiendo únicamente el sentido del cambio en i_{sq} con el de la velocidad de referencia.

Además, en la segunda de las gráficas de la Figura 2-8, se comprueba que al aumentar el par que le exigimos a la máquina también aumentan notablemente las pérdidas de esta. Con esto se concluye la mayor sensibilidad que tienen las pérdidas a variaciones en el par frente a variaciones en la velocidad.

En la primera gráfica y en las gráficas de detalle de la Figura 2-9, se observa claramente la dependencia de la amplitud de la onda de corriente con el par. También se aprecia que su frecuencia de oscilación es la misma en los puntos de funcionamiento inicial y final debido a que la referencia de velocidad es constante en esta simulación. Esto también se demuestra con la última de las gráficas, en la que efectivamente la velocidad de giro eléctrica del estátor es prácticamente constante durante toda la simulación, dando lugar a esas frecuencias de oscilación constantes que comentábamos anteriormente.

Incremento del par de carga cerca del vacío

Con esta segunda simulación se pretende comprobar el correcto funcionamiento de nuestro sistema en un punto de operación cercano al trabajo sin carga, es decir, cerca de trabajar en vacío. También se quiere corroborar que es capaz de pasar de este punto de funcionamiento a otro con un par de carga mayor. Por ello, se ha optado por variar el par de referencia en rampa desde 1 Nm a 5 Nm, manteniendo constante la velocidad de giro mecánica de referencia. Todo ello se recoge en las gráficas de las Figuras 7-10, 7-11 y 7-12.

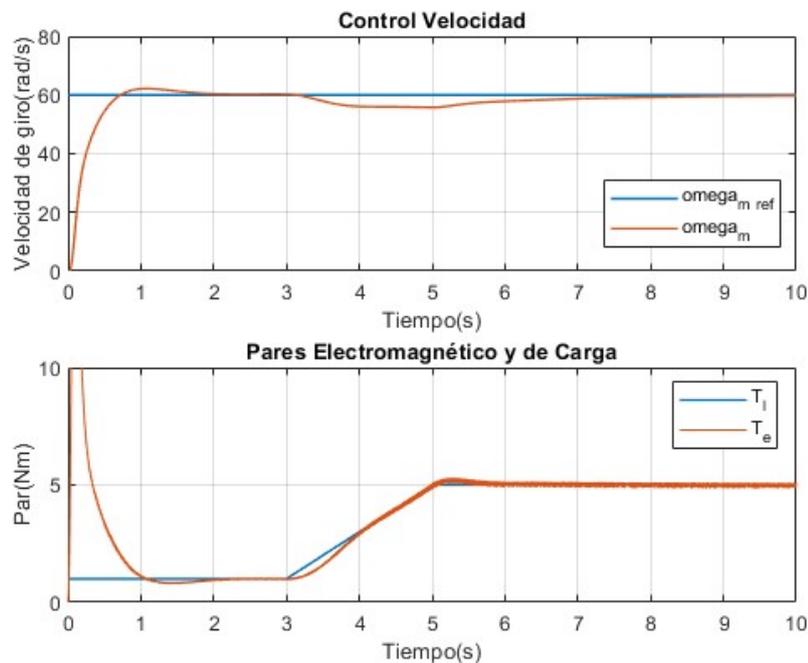


Figura 7-10. Gráficas de velocidad y pares con incremento de par cerca de vacío (1 a 5 Nm)

En la Figura 7-10, se comprueba el correcto funcionamiento del control de velocidad en un punto de funcionamiento con bajo par de carga. También se aprecia el efecto ya comentado anteriormente que tiene un aumento del par en la velocidad de giro mecánica de la máquina.

Además, en la Figura 7-11, se observa que en un punto de funcionamiento tan cercano al vacío las pérdidas de la máquina son muy pequeñas en comparación con el resto de los puntos de funcionamiento. De esta forma, queda también demostrada la gran sensibilidad de las pérdidas con el par de carga. También se aprecia el incremento de las componentes de la corriente estática al aumentar el par de referencia.

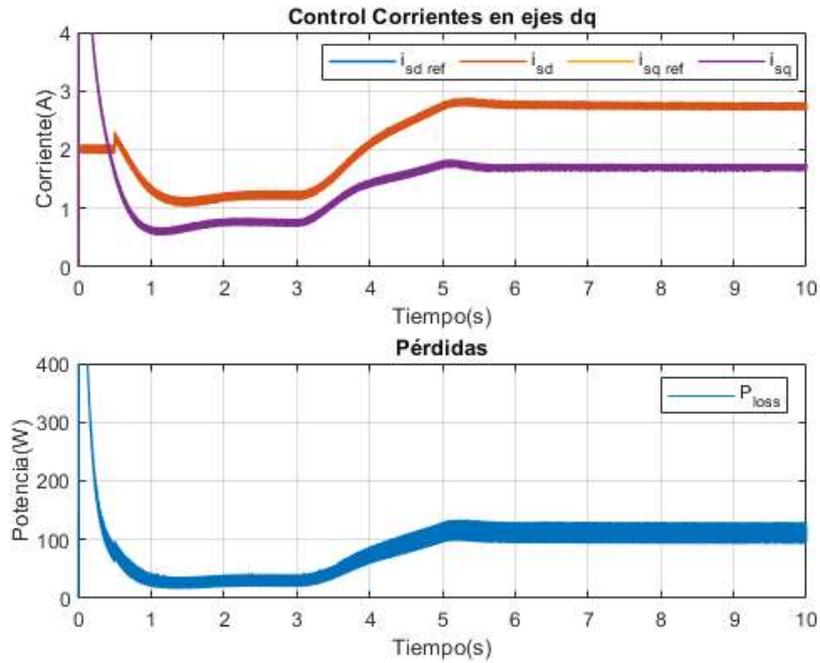


Figura 7-11. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con incremento de par cerca de vacío (1 a 5 Nm)

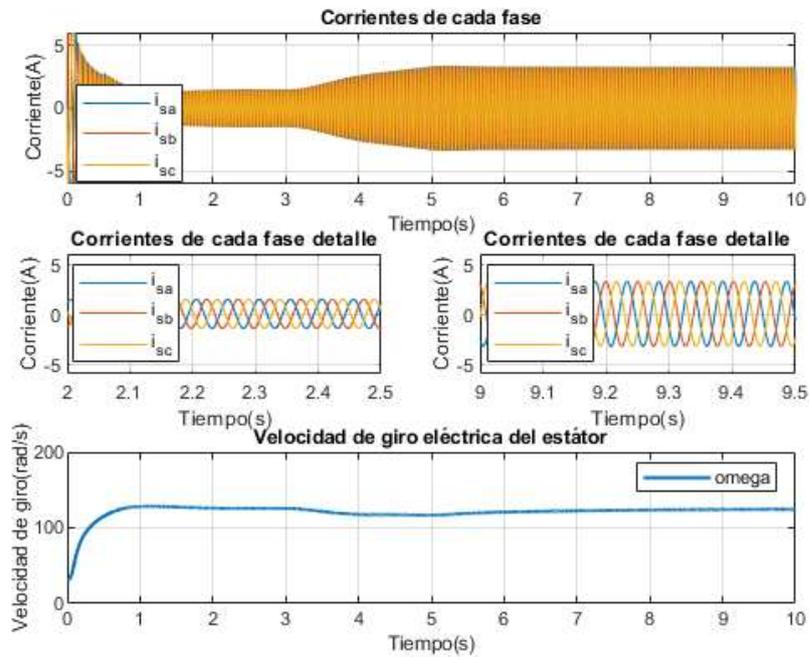


Figura 7-12. Gráficas de corriente en abc y omega con incremento de par cerca de vacío (1 a 5 Nm)

En las gráficas de la Figura 7-12, se evidencia claramente la pequeña amplitud que tiene la onda de corriente cuando se somete la máquina a un par tan reducido. Sin embargo, la frecuencia de oscilación es la misma tanto para el par de carga cercano al vacío como para la media carga debido a que la referencia de la velocidad mecánica de la máquina la estamos manteniendo constante.

Disminución del par de carga

La última de estas simulaciones se centra en comprobar cómo se comporta el sistema ante decrementos del par de carga al que es sometido. De esta forma, se varía dicho par de referencia desde 6 Nm hasta 2 Nm, recogiendo los resultados en las Figuras 7-13, 7-14 y 7-15.

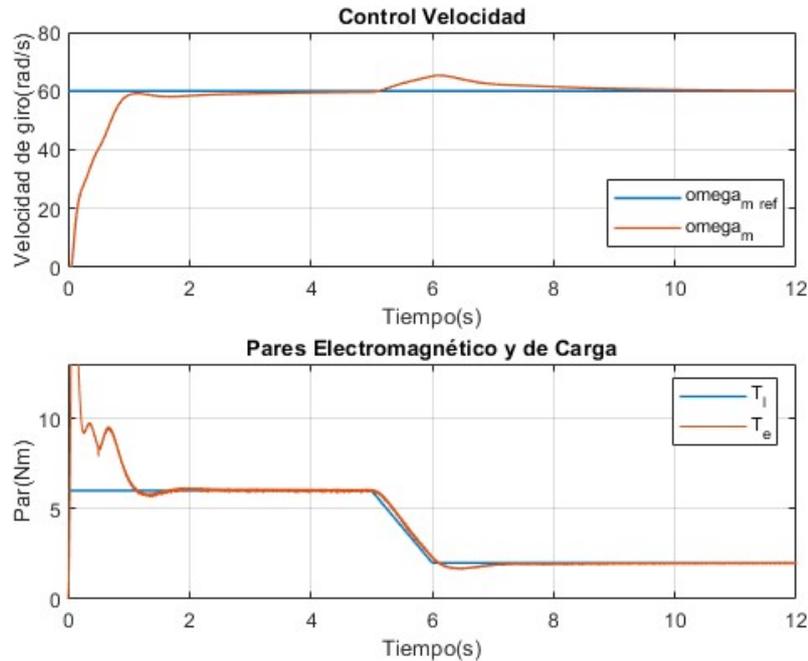


Figura 7-13. Gráficas de velocidad y pares con disminución de par (6 a 2 Nm)

En la Figura 7-13, se comprueba que el control de velocidad funciona también adecuadamente ante disminuciones del par de carga. Además, se observa en la velocidad el efecto contrario al comentado en las dos simulaciones anteriores, es decir, un decremento del par de carga en la máquina conlleva un aumento de su velocidad mecánica que será posteriormente solventado gracias a la acción del controlador PI de velocidad.

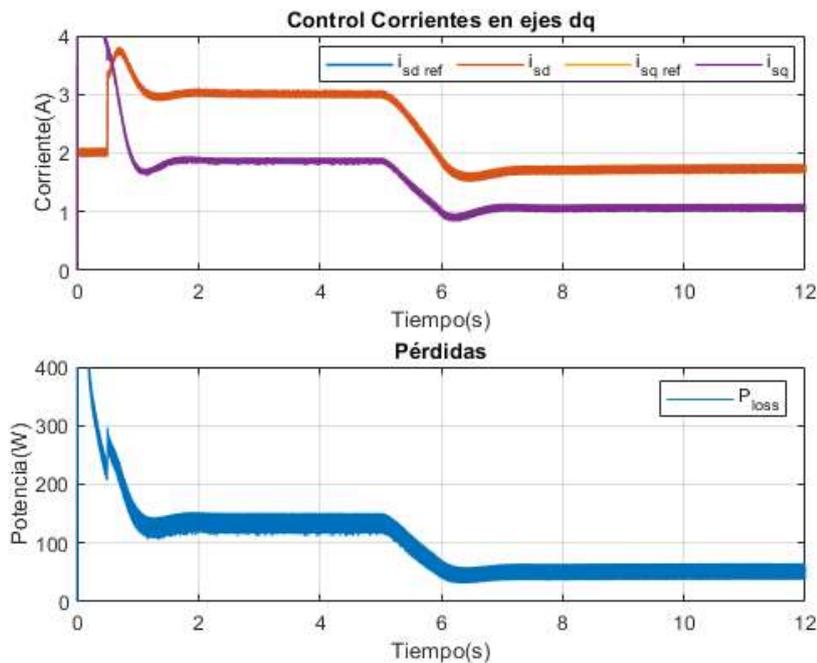


Figura 7-14. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con disminución de par (6 a 2 Nm)

En las gráficas de la Figura 7-14, se comprueba que también funciona correctamente el control predictivo de corrientes frente a disminuciones del par de carga. Además, se cumple la dependencia comentada anteriormente entre la variación de las componentes dq de la corriente estática y la variación del par de carga, así como la elevada sensibilidad de las pérdidas con respecto del par de carga.

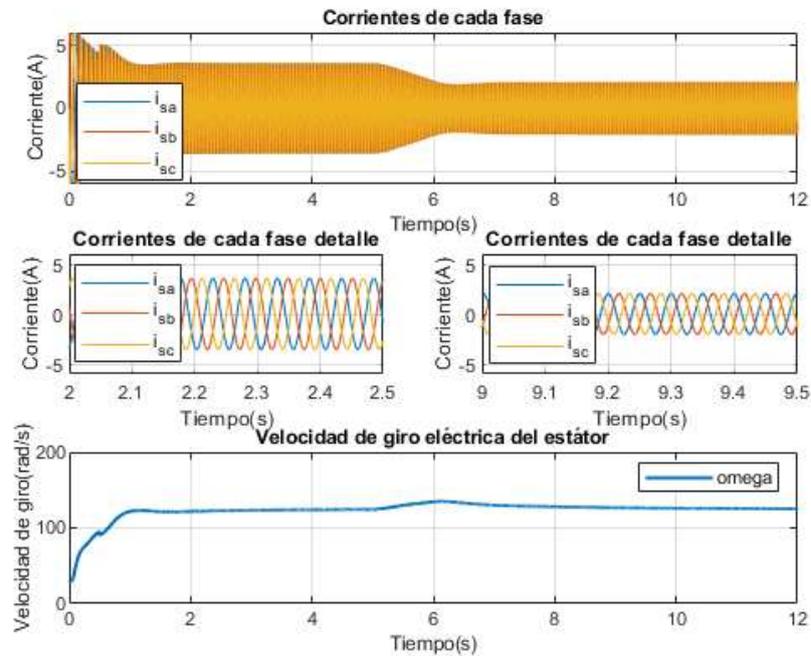


Figura 7-15. Gráficas de corriente en abc y omega con disminución de par (6 a 2 Nm)

Por último, en las gráficas de la Figura 7-15, se puede observar que en el primer punto de funcionamiento, donde el par de carga es mayor, la amplitud de la corriente estática es mayor que en el segundo punto de funcionamiento, donde el par de carga es mucho menor. Sin embargo, en ambos puntos de funcionamiento la frecuencia de oscilación es idéntica debido a que también lo es la velocidad de giro eléctrica del estator.

7.1.3 Variación de referencia en la velocidad y del par de carga

Una vez que se ha comprobado el correcto funcionamiento del sistema y la dependencia entre las diferentes magnitudes eléctricas cuando se ha variado únicamente una de las dos referencias que definen un punto de funcionamiento, se procede en esta sección a verificar el funcionamiento del sistema ante la variación en una misma simulación tanto de la referencia de par como de la de velocidad.

En las dos primeras simulaciones se varía las referencias en instantes de tiempo diferentes, mientras que en la última de las simulaciones se plantea uno de los peores escenarios posibles, es decir, la variación de ambas referencias simultáneamente. Con ello, se pretende comprobar tanto que las dinámicas entre puntos de funcionamiento son suaves y se alcanzan en tiempos razonables como la correcta actuación de nuestro esquema de control.

Aumento de la velocidad de referencia y del par de carga

En esta simulación se va a aumentar en primer lugar, una vez que se haya alcanzado el régimen permanente después del transitorio inicial, el par de carga del motor de inducción desde 5 Nm hasta 8 Nm en forma de rampa. Posteriormente, una vez que se haya vuelto a alcanzar el régimen permanente, se procede a aumentar también la referencia de velocidad en rampa desde 50 rad/s a 80 rad/s. Los resultados de estas simulaciones se recogen en las gráficas que se representa a continuación en las Figuras 7-16, 7-17 y 7-18.

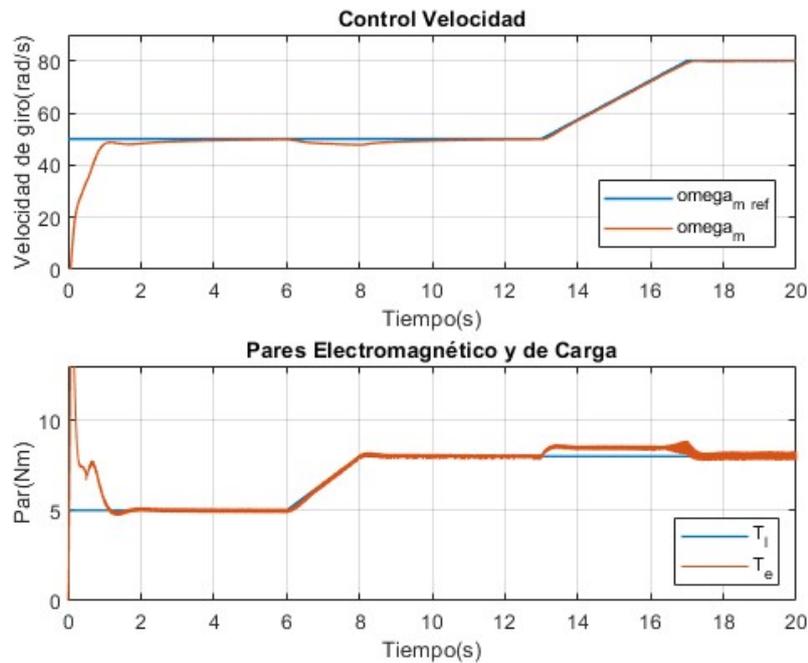


Figura 7-16. Gráficas de velocidad y pares con incrementos de 5 a 8 Nm y 50 a 80 rad/s

En las gráficas de la Figura 7-16, se puede observar la dinámica que producen los cambios de referencia de una de las variables representadas en la otra, verificándose la relación ya comentada anteriormente entre la velocidad mecánica y el par. De esta forma, cuando se produce un aumento de la referencia del par, la velocidad de giro mecánica sufre una ligera disminución. Y, además, mientras la velocidad de referencia aumenta, se produce un incremento del par electromagnético frente al par de carga para posibilitar dicha aceleración de la máquina.

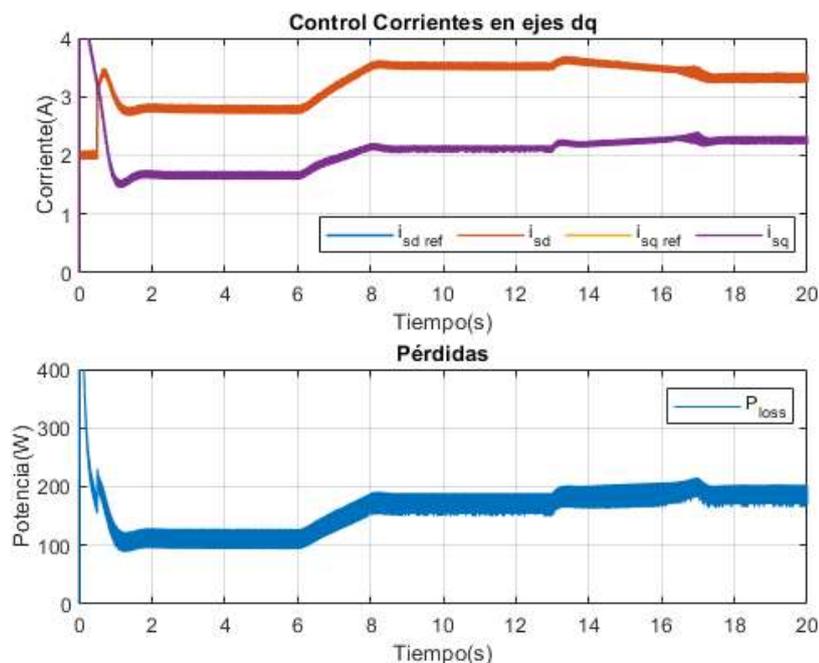


Figura 7-17. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con incrementos de 5 a 8 Nm y 50 a 80 rad/s

En la primera de las gráficas de la Figura 7-17, se observa que efectivamente al aumentar el par aumentan ambas componentes de la corriente estática. Sin embargo, al aumentar la velocidad de referencia solo aumenta la componente q de dicha corriente, mientras que la componente en el eje d disminuye. En la segunda de las gráficas, se aprecia un incremento considerable de las pérdidas al aumentar el par, mientras que al aumentar la velocidad el incremento es despreciable, verificándose la mayor sensibilidad de las pérdidas al par que se comentó en simulaciones anteriores.

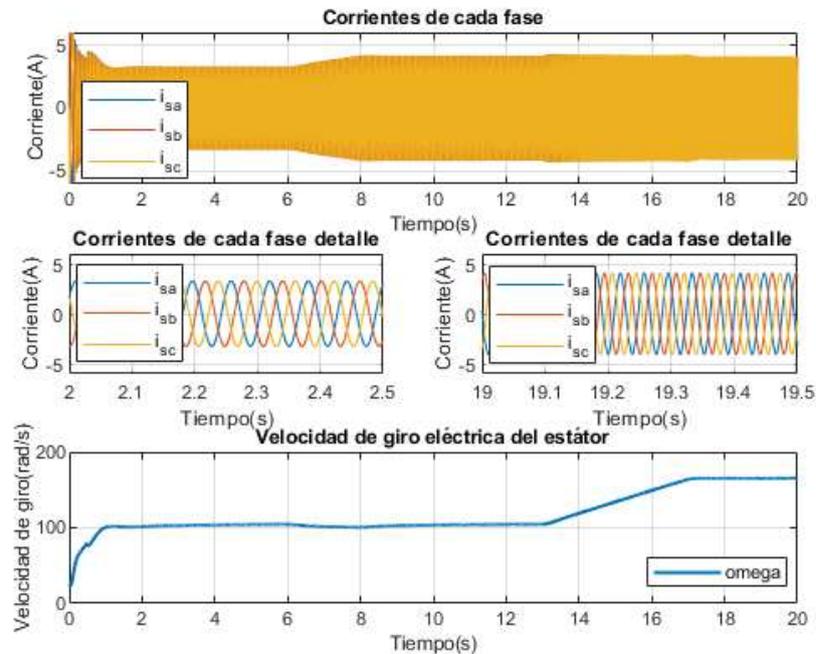


Figura 7-18. Gráficas de corriente en abc y omega con incrementos de 5 a 8 Nm y 50 a 80 rad/s

En la Figura 7-18, resulta interesante comparar el punto de funcionamiento inicial, representado en la primera de las gráficas de detalle, en el que la onda de la corriente estática tiene una menor amplitud y frecuencia de oscilación que en el último punto de funcionamiento, el cual ha sido representado en la segunda gráfica de detalle. Esto es debido, como se ha explicado en simulaciones anteriores a que en el primer punto de funcionamiento se exige un menor par y velocidad a la máquina que en el último punto.

También resulta interesante percatarnos de que podemos identificar el tipo de transitorio que está teniendo lugar mediante el análisis de la evolución de la corriente estática durante la simulación, representada en la primera gráfica de la Figura 7-18. El transitorio provocado por la variación del par de carga se puede identificar porque en él se produce la variación paulatina de la amplitud de dicha onda, teniendo lugar entre los 6 y 8 segundos en la simulación realizada. Sin embargo, el transitorio provocado por la variación de la velocidad de referencia puede ser identificado gracias a un cambio repentino y constante en la amplitud de la onda, lo cual ocurre entre los 13 y 17 segundos en la simulación en cuestión. Esto ocurre debido a que para acelerar o frenar la máquina es necesario que, durante ese periodo de tiempo, el par electromagnético sea mayor o menor que el par de carga.

Disminución de la velocidad de referencia y del par de carga

Esta segunda simulación se va a realizar de forma muy similar a la realizada anteriormente, pero con disminuciones de las referencias en cuestión. En primer lugar, tras llegar al régimen permanente del transitorio inicial, se va a disminuir en rampa la referencia de velocidad desde 100 rad/s a 30 rad/s. Tras ello, una vez que se alcance el nuevo régimen permanente, se procede a variar también el par en forma de rampa desde 6 Nm hasta 2 Nm. Las gráficas obtenidas se recogen en las figuras 7-19, 7-20 y 7-21.

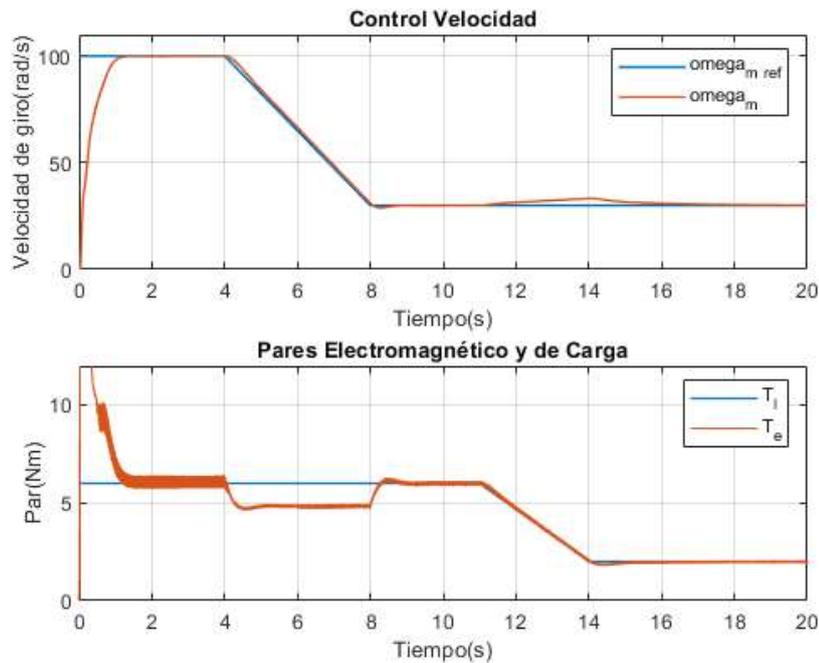


Figura 7-19. Gráficas de velocidad y pares con disminuciones de 100 a 30 rad/s y 6 a 2 Nm

En la Figura 7-19, se comprueba la dinámica que sufren la velocidad mecánica y el par electromagnético cuando se produce una variación de la referencia de la otra magnitud. Para que pueda frenar el motor y seguir la disminución de la referencia de velocidad, es necesario que el par electromagnético se reduzca con respecto al par de carga como se establece en la ecuación mecánica de la máquina. Además, la disminución del par de carga provoca una ligera aceleración del motor, que es posteriormente corregida por el control de velocidad.

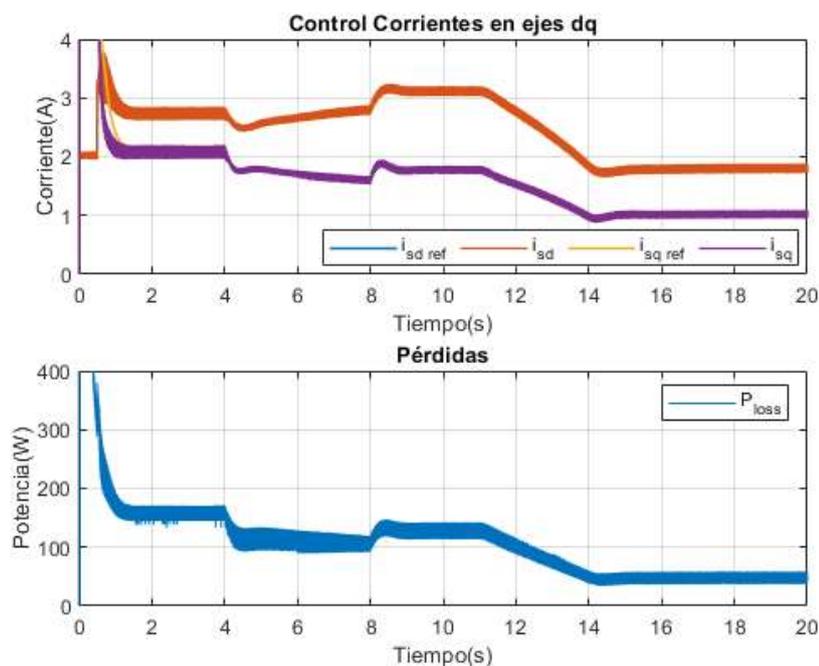


Figura 7-20. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con disminuciones de 100 a 30 rad/s y 6 a 2 Nm

En la Figura 7-20, observamos los mismos efectos en las componentes dq de la corriente estática y en las pérdidas ante variaciones de velocidad y par que se comentaron en las simulaciones anteriores. Además, se comprueba que el control predictivo de corrientes funciona correctamente antes estas perturbaciones.

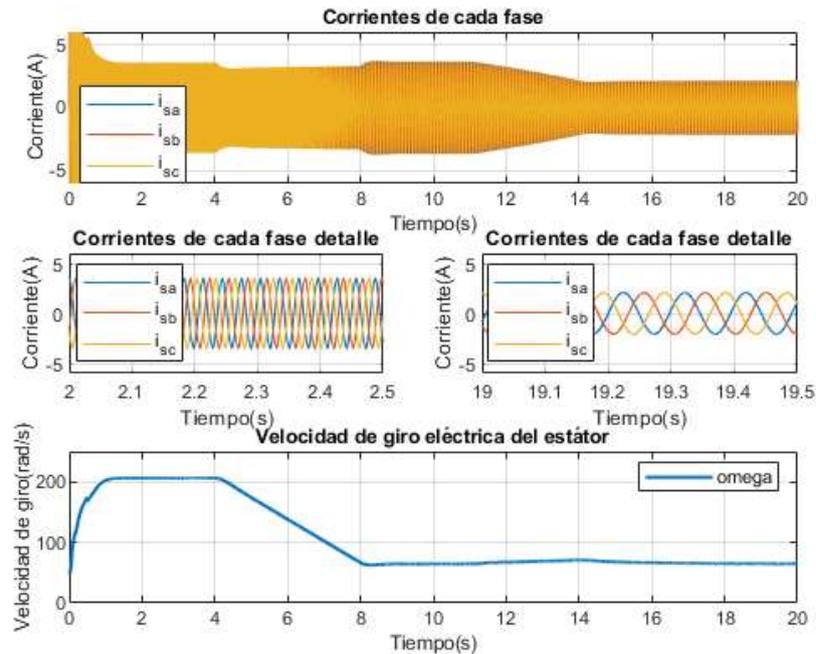


Figura 7-21. Gráficas de corriente en abc y omega con disminuciones de 100 a 30 rad/s y 6 a 2 Nm

En las gráficas de la Figura 7-21, se observa claramente que el primer punto de funcionamiento, con mayor velocidad y par de referencias, da lugar a una onda de corriente de mucha mayor frecuencia de oscilación y amplitud que el último punto de funcionamiento, con una velocidad y par de referencias mucho menores. Además, se observa el transitorio provocado por la disminución de la velocidad de referencia entre los 4 y 8 segundos y el transitorio provocado por el decremento del par de carga entre los 11 y 14 segundos.

Variación simultánea de la velocidad de referencia y del par de carga

En esta simulación se va a realizar una variación del par de carga y de la referencia de la velocidad de la máquina en el mismo instante de tiempo con el fin de comprobar que la capacidad de control que tiene nuestro sistema ante dos perturbaciones simultáneas. Para ello, se va a variar de forma simultánea la referencia de la velocidad de giro en rampa desde 50 rad/s a 80 rad/s y el par de carga desde 6 Nm a 2 Nm. Todo ello se recoge en las Figuras 7-22, 7-23 y 7-24.

En la Figura 7-22, se comprueba el correcto funcionamiento del control de velocidad ante el cambio simultáneo de ambas referencias, así como el cumplimiento del equilibrio de pares en el sistema. Es importante remarcar que, durante el transitorio, el par electromagnético sigue la dinámica de su referencia con un valor ligeramente superior a la misma, permitiendo de esta forma que se produzca el aumento de la velocidad de la máquina de forma paralela a la disminución del par de carga.

También resalta en la primera gráfica de la Figura 7-22 una pequeña sobreoscilación antes de alcanzar el régimen permanente en el último punto de funcionamiento. Esto se debe a que se está produciendo una disminución del par de la máquina, por lo que esta tiende a acelerarse y es el control de velocidad el que la redirige para que termine siguiendo a su referencia.

En las gráficas de la Figura 7-23, se produce una disminución de las pérdidas y de ambas componentes de la corriente estática tras alcanzar el nuevo régimen permanente. Por tanto, el efecto que predomina es el provocado por la disminución del par de carga, por encima del efecto causado por el aumento de la velocidad de referencia. Esto evidencia la mayor influencia que tiene en las pérdidas las variaciones de par que los cambios en la velocidad de la máquina. Además, se puede comprobar el correcto funcionamiento del control predictivo de corrientes ante ambas perturbaciones simultáneas.

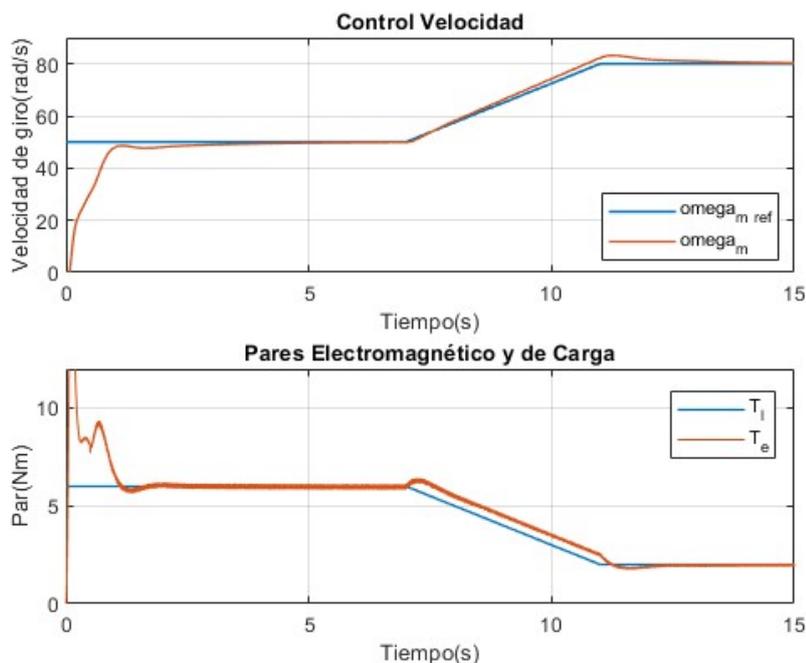


Figura 7-22. Gráficas de velocidad y pares con variaciones simultáneas de velocidad y par

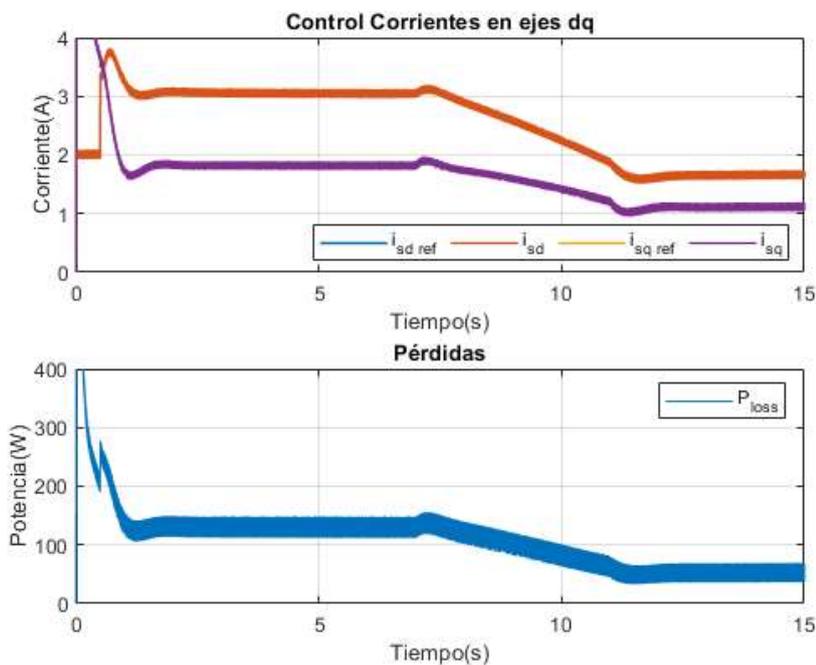


Figura 7-23. Gráficas de corriente en dq y pérdidas con variaciones simultáneas de velocidad y par

En las gráficas de la Figura 7-24, se puede seguir comprobando la relación existente entre la frecuencia de oscilación de la onda de la corriente estática y la velocidad de giro eléctrica del estátor y entre la amplitud de dicha onda y el par electromagnético, que ha sido comentada en varias ocasiones anteriormente. Además, resulta interesante el transitorio que tiene lugar cuando se cambian ambas referencias a la vez, ya que suma los dos efectos que tienen lugar cuando se varían las referencias de forma independiente.

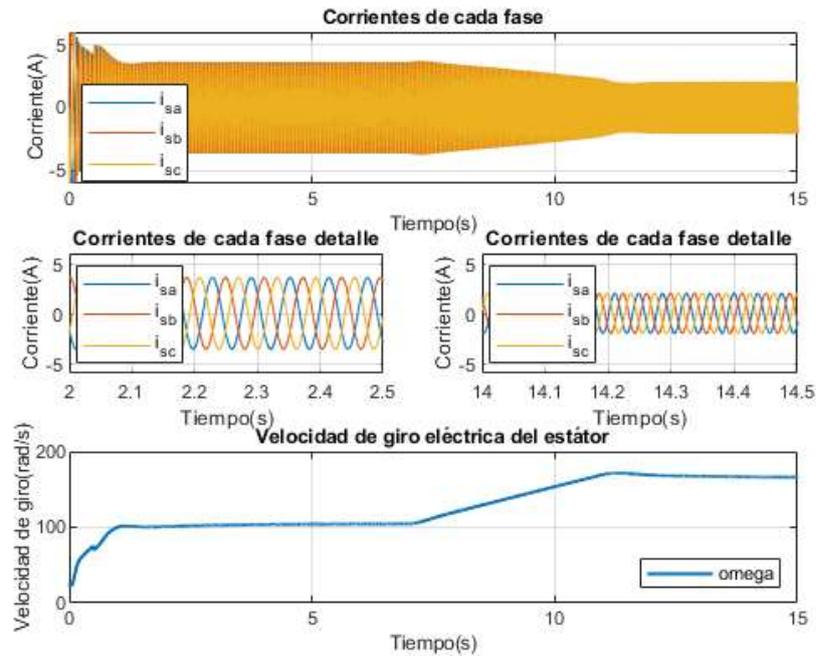


Figura 7-24. Gráficas de corriente en abc y omega con variaciones simultáneas de velocidad y par

7.2 Algoritmo de minimización de pérdidas

Una vez comprobado que nuestro sistema tiene dinámicas adecuadas y los controles de velocidad y corrientes actúan correctamente ante cambios en la referencia tanto de la velocidad como del par, se procede a verificar el correcto funcionamiento del algoritmo de minimización de pérdidas desarrollado en este trabajo. Para llevar a cabo esta verificación se simula para una serie de puntos de funcionamiento el sistema implementando la minimización de pérdidas y sin realizar dicha minimización. Los puntos de funcionamiento a simular son de par y velocidad constante debido a que el interés en este apartado del trabajo es la comprobación del funcionamiento del algoritmo en el régimen permanente.

En la Tabla 7-1, se recoge el valor medio de las pérdidas del sistema en el régimen permanente para diferentes puntos de funcionamiento de par y velocidad. Las celdas sombreadas en rojo son aquellas en las que se representan las pérdidas del sistema cuando no se aplica el algoritmo de minimización de pérdidas, mientras que las sombreadas en verde son aquellas en las que sí se ha aplicado dicho algoritmo.

Se puede observar en ella que en todos los puntos de funcionamiento hay una reducción de las pérdidas, en mayor o menor medida, cuando se utiliza el algoritmo de minimización de pérdidas. Cabe destacar que para pares de carga pequeños la reducción es mucho menor para todo el rango de velocidades de referencia simuladas. Sin embargo, a medida que se va aumentando dicho par de carga la diferencia de pérdidas, entre aplicar el algoritmo y no aplicarlo, comienza a ser bastante considerable, hasta el punto de haber una diferencia de casi el doble de pérdidas para un par de carga de 8 Nm. En cambio, un aumento de la velocidad de referencia no implica un aumento en la reducción de pérdidas que sufre el sistema, a diferencia de lo que pasa al aumentar el par de carga.

También destaca en la tabla la mayor sensibilidad que tienen las pérdidas frente a variaciones del par de carga que frente a variaciones en la velocidad de referencia. Al ir aumentando el par de carga, las pérdidas del sistema van aumentando considerablemente para todas las velocidades. Sin embargo, al aumentar la referencia de velocidad, las pérdidas van aumentando pero de forma mucho más paulatina que con un aumento del par.

Tabla 7-1. Comparativa de pérdidas aplicando el algoritmo de minimización de pérdidas.

PÉRDIDAS (W)		VELOCIDAD DE REFERENCIA (rad/s)					
		30	40	50	60	70	80
PAR DE CARGA (Nm)	3	68.39	69.36	70.49	71.82	73.71	75.46
		67.87	69.21	70.27	71.74	73.42	75.38
	4	101.00	102.30	103.56	105.25	107.09	109.22
		87.51	88.99	90.72	92.93	95.40	98.56
	5	143.02	144.34	145.88	147.79	149.86	152.44
		107.60	109.28	111.43	114.14	117.76	121.99
	6	194.18	195.53	197.53	199.52	202.07	205.02
		127.00	129.16	132.02	135.65	140.33	145.20
	7	254.50	256.29	258.33	260.70	263.77	267.17
		146.64	149.33	152.65	157.31	162.70	168.40
	8	323.99	326.03	328.31	331.49	334.87	338.59
		166.43	169.38	173.47	178.99	184.99	190.65

También es importante señalar que el cálculo del valor medio representado en la tabla se ha calculado una vez que se ha alcanzado el régimen permanente, obviando los primeros instantes del transitorio inicial. Para el caso de la aplicación del algoritmo de minimización de pérdidas, se ha considerado que el régimen permanente comienza a partir de los dos segundos. Sin embargo, para las simulaciones donde no se ha aplicado el algoritmo en cuestión, en las que se tarda algo más en alcanzar el régimen permanente, se ha empezado a calcular el valor medio de las pérdidas a partir de los cinco segundos.

Por último, se va a representar en una serie de gráficas una comparativa de la evolución de las pérdidas cuando se aplica el algoritmo de minimización de pérdidas frente a cuando no se aplica. Esta comparativa se va a realizar para algunos puntos de funcionamientos concretos únicamente.

En ellas también se va a poder comprobar lo comentado anteriormente relativo al tiempo que necesita cada evolución de pérdidas para alcanzar el régimen permanente. Se podrá comprobar que cuando se usa el algoritmo de minimización se logra alcanzar el régimen permanente en un tiempo mucho menor a cuando no se aplica dicho algoritmo. También es importante recordar que el valor de la potencia en una máquina de inducción va variando a lo largo del tiempo, lo cual provoca que sus pérdidas también lo hagan. Es por esto por lo que en la representación gráfica se observan las pérdidas como una banda relativamente ancha.

En la Figura 7-25, se representa dicha comparativa para una velocidad de referencia constante de 40 rad/s y para un par de referencia de 4 Nm. Al tratarse de un par no muy elevado, podemos observar que la reducción de pérdidas no es excesivamente elevada.

En cambio, en la Figura 7-26, en la que se representan las pérdidas para una referencia constante de velocidad de 60 rad/s y un par de referencia de 6 Nm, se puede observar cómo las pérdidas aumentan considerablemente cuando no se aplica el algoritmo diseñado para minimizarlas.

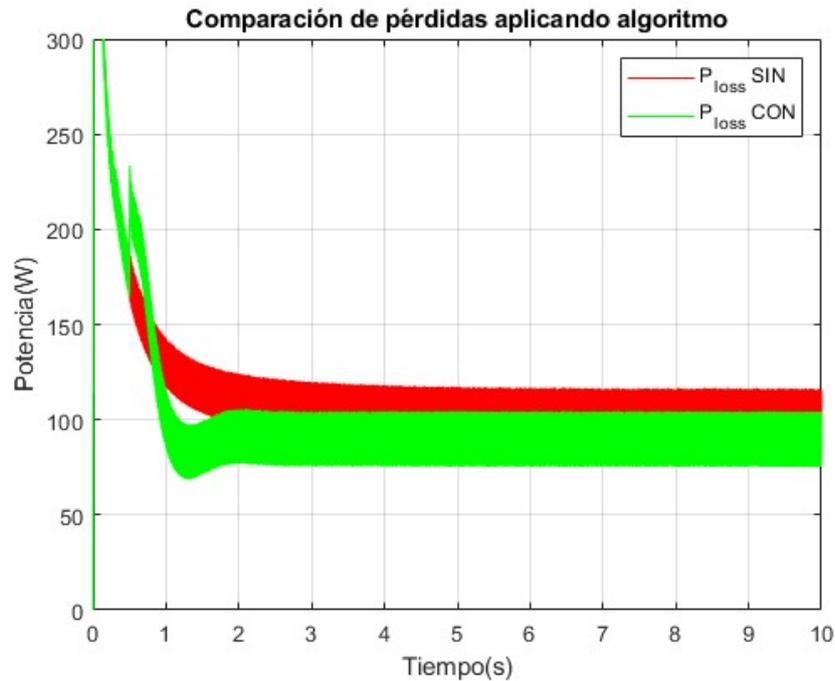


Figura 7-25. Comparativa de pérdidas aplicando el algoritmo a 40 rad/s y 4 Nm.

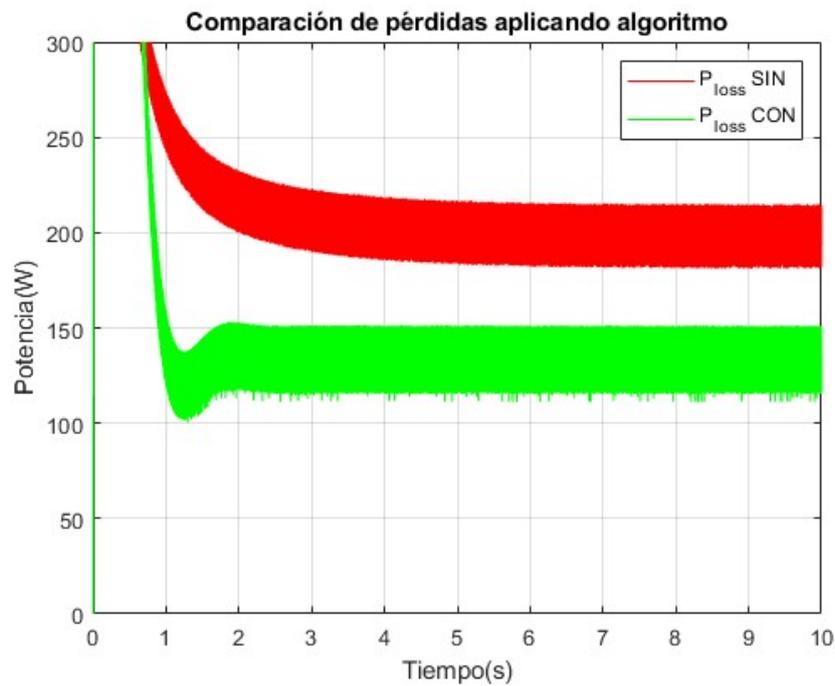


Figura 7-26. Comparativa de pérdidas aplicando el algoritmo a 60 rad/s y 6 Nm.

En estas gráficas la leyenda " $P_{loss\ SIN}$ " hace referencia a las pérdidas del sistema cuando no se aplica el algoritmo de minimización de pérdidas, mientras que " $P_{loss\ CON}$ " se refiere a las pérdidas cuando sí se aplica dicho algoritmo.

En la Figura 7-27, se representan la comparativa de pérdidas entre ambas situaciones cuando se aplica una referencia de velocidad de 80 rad/s con un par de carga 8 Nm. Se puede observar que efectivamente la reducción de las pérdidas es mucho mayor que en los casos mostrados anteriormente, donde los pares de carga a los que era sometido la máquina son mucho menores.

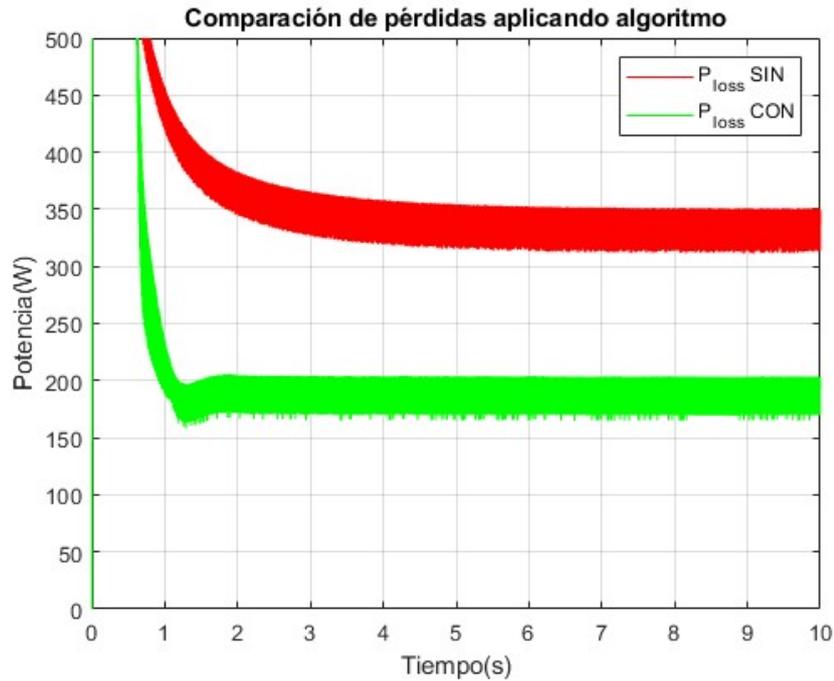


Figura 7-27. Comparativa de pérdidas aplicando el algoritmo a 80 rad/s y 8 Nm.

Estas gráficas, además de permitirnos comprobar de forma visual la minimización de pérdidas comentada en la Tabla 7-1, nos dan una idea de la dinámica que siguen las pérdidas de la máquina y la diferencia que existe en dicha dinámica a la hora de aplicar el algoritmo con respecto al caso base.

Con todo ello, se demuestra tanto de forma numérica como de forma gráfica el correcto funcionamiento del algoritmo de minimización de pérdidas desarrollado a lo largo de este trabajo para un amplio rango de puntos de operación.

8 CONCLUSIONES

Se ha logrado de manera bastante satisfactoria los objetivos marcados inicialmente para el desarrollo de este trabajo. En primer lugar, se ha conseguido un modelo de pérdidas de la máquina de inducción que tuviera en cuenta la rama de magnetización al completo, la cual no es habitual considerar, y que estuviera expresado en el dominio del tiempo para poder conocer la evolución temporal de las pérdidas. Este modelo refleja más fielmente el comportamiento del motor de inducción que los modelos usados habitualmente.

También se ha podido comprobar las numerosas ventajas que supone el uso del control predictivo basado en modelo como esquema de control del accionamiento eléctrico. Además, se han identificado eficazmente sus desventajas y se ha intentado lidiar con ellas para que tuvieran la menor repercusión posible en nuestro sistema.

El diseño de los controladores se ha realizado de forma bastante satisfactoria, como se ha podido comprobar en las gráficas de las diferentes simulaciones realizadas. Esto engloba tanto el control predictivo de corrientes, principal novedad en el desarrollo de este trabajo, como el lazo externo de control de velocidad basado en un controlador PI tradicional. Este correcto control del sistema ha asegurado tanto una buena dinámica de este ante variaciones en sus referencias como un buen comportamiento en régimen permanente operando en el punto de funcionamiento requerido.

Por último, el algoritmo de minimización de pérdidas desarrollado, otro elemento clave en este trabajo, se ha conseguido resolver de forma efectiva. Se ha conseguido tanto la expresión del flujo óptimo que hace que las pérdidas de la máquina sean mínimas como su posterior integración en el esquema de control propio de un control predictivo de corrientes. Esto último es lo que ha supuesto un reto más grande en el desarrollo de dicho algoritmo, habiéndose resuelto de forma muy positiva. Además, funciona correctamente tal y como se ha podido comprobar en las simulaciones realizadas, en las que se ha comparado la utilización del algoritmo frente a situaciones en las que no se utilizaba.

De esta forma, se puede concluir que el desarrollo y elaboración de los objetivos propuestos para este trabajo ha sido todo un éxito, finalizando con un buen funcionamiento del sistema con los requisitos que se le exigían.

ANEXO A

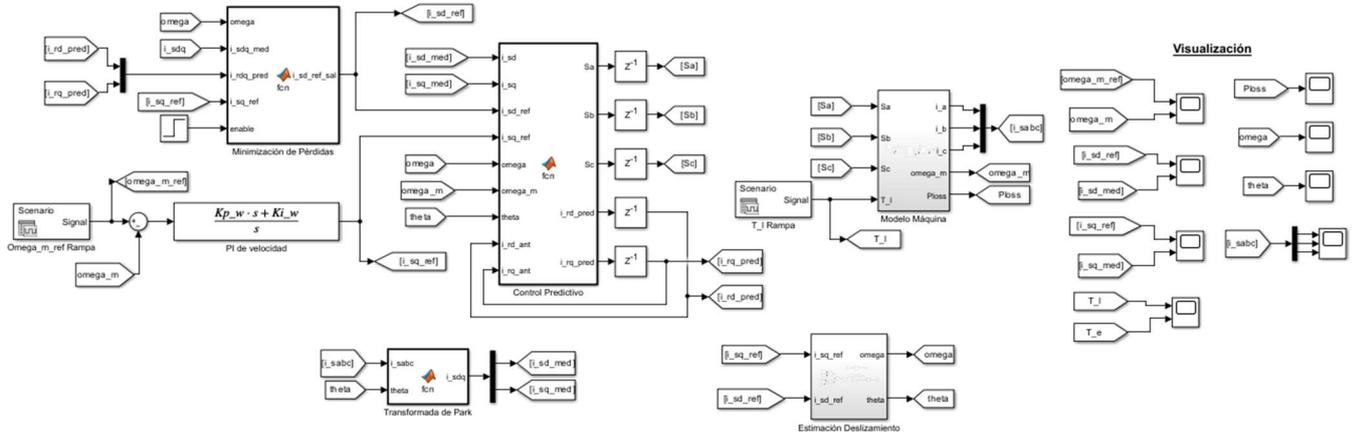


Figura A-0-1. Captura general del simulador

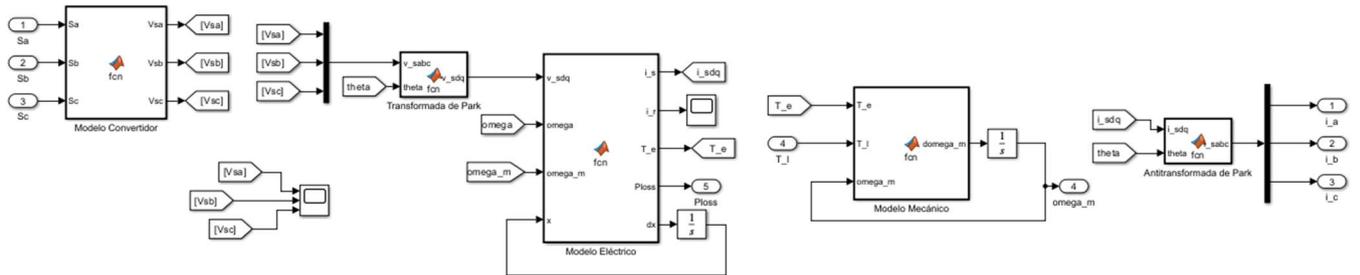


Figura A-0-2. Captura general del subsistema “Modelo Máquina”

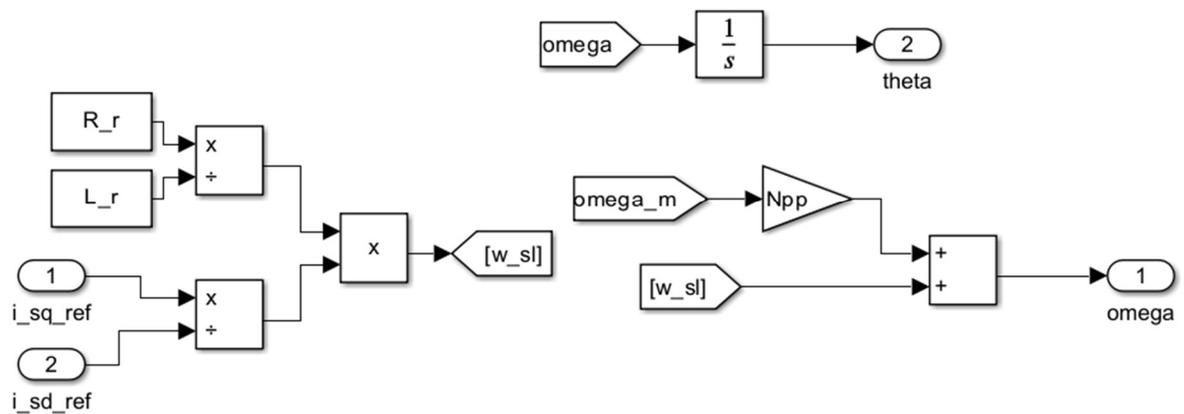


Figura A-3. Captura general del subsistema “Estimación Deslizamiento”

Código Matlab del archivo de inicialización

```
% Definición Sampling Time
Ts=25e-6;

% Definición Constantes Modelo Eléctrico
Npp=2;           % Número de pares de polos
R_s=5.2;         % Resistencia estatórica
R_r=4.9;         % Resistencia rotórica
Rfe=2403;        % Resistencia en el hierro
L_s=0.623;       % Inductancia del estátor
L_r=0.623;       % Inductancia del rotor
L_m=0.475;       % Inductancia de magnetización
L_ls=-L_m+L_s;   % Inductancia de dispersión del estátor
L_lr=-L_m+L_r;   % Inductancia de dispersión del rotor

% Definición Constantes Modelo Mecánico
Jr = 0.065;      % Constante de inercia
Kf = 0;          % Constante de rozamiento

% Definición Valores de Referencia
i_sd_ref=2;      % Referencia de la componente en el eje d de la corriente estatórica
omega_m_ref=110;% Referencia de la velocidad de giro mecánica del rotor

% Parámetros PI Control Velocidad
Kp_w=0.13;       % Constante proporcional del PI de velocidad
Ki_w=0.07;       % Constante integral del PI de velocidad

% Definición de posibles tensiones del convertidor
Vdc=600; % Tensión del bus de continua
Vabc=zeros(3,7);
Sabc=[0 0 0; 1 0 0; 1 1 0; 0 1 0; 0 1 1; 0 0 1; 1 0 1];% Posibles estados conmutación
for i=1:1:7
    S=[Sabc(i,1) Sabc(i,2) Sabc(i,3)];
    v=(Vdc/3)*[2 -1 -1; -1 2 -1; -1 -1 2]*S'; % Aplicación del modelo del convertidor
    Vabc(1,i)=v(1,1);
    Vabc(2,i)=v(2,1);
    Vabc(3,i)=v(3,1);
end
% Salida de las posibles tensiones candidatas
V1=[Vabc(1,1) Vabc(2,1) Vabc(3,1)];
V2=[Vabc(1,2) Vabc(2,2) Vabc(3,2)];
V3=[Vabc(1,3) Vabc(2,3) Vabc(3,3)];
V4=[Vabc(1,4) Vabc(2,4) Vabc(3,4)];
V5=[Vabc(1,5) Vabc(2,5) Vabc(3,5)];
V6=[Vabc(1,6) Vabc(2,6) Vabc(3,6)];
V7=[Vabc(1,7) Vabc(2,7) Vabc(3,7)];
```

Código de la *MATLAB* Function del “Modelo Eléctrico”

```

function [i_s, i_r, T_e, Ploss, dx] = fcn(v_sdq, omega, omega_m, x, R_s, R_r, L_lr,
L_ls, L_m, Npp, Rfe)

% Velocidades angulares
omega_r = Npp * omega_m; % omega_m = ángulo de giro mecánico del rotor
                        % omega_r = ángulo eléctrico del rotor
                        % omega = ángulo eléctrico del estator

% Tensiones en el estator en ejes dq
v_sd = v_sdq(1);
v_sq = v_sdq(2);

% Flujos y corriente de magnetización (del vector estados de entrada)
lambda_sd=x(1);
lambda_sq=x(2);
lambda_rd=x(3);
lambda_rq=x(4);
i_md=x(5);
i_mq=x(6);

% Cálculo de las corrientes a partir de los flujos y corriente de magnetización
i_sd = (lambda_sd-L_m*i_md)/L_ls;
i_sq = (lambda_sq-L_m*i_mq)/L_ls;
i_rd = (lambda_rd-L_m*i_md)/L_lr;
i_rq = (lambda_rq-L_m*i_mq)/L_lr;
i_fd = (L_lr*lambda_sd + L_ls*lambda_rd -
i_md*(L_m*L_ls+L_m*L_lr+L_ls*L_lr))/(L_ls*L_lr);
i_fq = (L_lr*lambda_sq + L_ls*lambda_rq -
i_mq*(L_m*L_ls+L_m*L_lr+L_ls*L_lr))/(L_ls*L_lr);

% Ecuaciones en variables de estados (para calcular las derivadas de los flujos y
corriente de magnetización)
dlambda_sd = v_sd - R_s*i_sd + omega*lambda_sq;
dlambda_sq = v_sq - R_s*i_sq - omega*lambda_sd;
dlambda_rd = - R_r*i_rd + (omega-omega_r)*lambda_rq;
dlambda_rq = - R_r*i_rq - (omega-omega_r)*lambda_rd;
di_md = 1/L_m*(Rfe*i_fd + omega*L_m*i_mq);
di_mq = 1/L_m*(Rfe*i_fq - omega*L_m*i_md);

% Cálculo par electromagnético
T_e = 3/2 * Npp * (lambda_rq*i_rd - lambda_rd*i_rq);

% Cálculo de las pérdidas
I_r = sqrt(i_rd^2+i_rq^2); % Módulo de la corriente rotórica
I_s = sqrt(i_sd^2+i_sq^2); % Módulo de la corriente estatórica
I_fe = sqrt(i_fd^2+i_fq^2); % Módulo de la corriente en el hierro
Ploss = 1.5*R_r*(I_r)^2 + 1.5*R_s*(I_s)^2 + 1.5*Rfe*(I_fe)^2;

```

```
% Salida
dx=[dlambda_sd, dlambdasq, dlambdar_d, dlambdarq, di_md, di_mq]; % Vector de las
derivadas de las variables de estado
i_s=[i_sd;i_sq]; % Corrientes estáticas medidas en la máquina
i_r=[i_rd;i_rq]; % Corrientes rotóricas solo para visualizarlas
```

Código de la *MATLAB Function* del “Modelo Mecánico”

```
function omega_m = fcn(T_e, Kf, T_l, omega_m,Jr)

% Ecuación del modelo mecánico de la máquina
omega_m=1/Jr*(T_e - T_l - omega_m*Kf);
```

Código de la *MATLAB Function* del “Modelo Convertidor”

```
function [Vsa,Vsb,Vsc] = fcn(Sa, Sb, Sc, Vdc)

% Función para inicializar las variables de entrada en caso de que estuvieran vacías
if isempty(Sa), Sa = 0;
end
if isempty(Sb), Sb = 0;
end
if isempty(Sc), Sc = 0;
end

% Definimos un vector donde agrupar las secuencias de disparo de entrada
S=[Sa Sb Sc];

% Aplicamos la ecuación del modelo del convertidor
M = (Vdc/3)*[2 -1 -1; -1 2 -1; -1 -1 2];
v=M*S';

% Salida (sacamos las tensiones de fase obtenidas)
Vsa=v(1,1);
Vsb=v(2,1);
Vsc=v(3,1);
```

Código de la *MATLAB Function* de la “Transformada de Park”

```
function i_sdq = fcn(i_sabc, theta)

% Definición de la matriz de la Transformada de Park
T_ps = 2/3*[ cos(theta) cos(theta-2*pi/3) cos(theta+2*pi/3);
            -sin(theta) -sin(theta-2*pi/3) -sin(theta+2*pi/3)];

% Cálculo de la magnitud en cuestión en ejes dq aplicando dicha matriz
i_sdq = T_ps * i_sabc;
```

Código de la *MATLAB* Function de la “Antiransformada de Park”

```
function i_sabc = fcn(i_sdq, theta)

% Definición de la matriz de la Antiransformada de Park (Matriz Inversa de Park)
T_ps_inv = [ cos(theta)  cos(theta-2*pi/3)  cos(theta+2*pi/3);
            -sin(theta) -sin(theta-2*pi/3)  -sin(theta+2*pi/3)]';

% Cálculo de la magnitud en cuestión en ejes abc aplicando dicha matriz
i_sabc = T_ps_inv * i_sdq;
```

Código de la *MATLAB* Function de la “Minimización de Pérdidas”

```
function i_sd_ref_sal = fcn(omega, i_sdq_med, i_rdq_pred, i_sq_ref, L_s,L_m, Npp,
Rfe, R_s, R_r, L_r, enable, i_sd_ref)

% Cuando la señal enable empiece a valer 1, aplicamos la reducción de pérdidas
if(enable==1)

% Leemos los vectores de entrada
i_sd = i_sdq_med(1);
i_sq = i_sdq_med(2);
i_rd = i_rdq_pred(1);
i_rq = i_rdq_pred(2);

% Calculamos la estimación del par electromagnético
tau_r = 3/2*Npp*L_m*(i_rd*i_sq - i_rq*i_sd);

% Calculamos el módulo del flujo óptimo que minimiza las pérdidas de la máquina
B1 = L_m^2 * (L_m^2*(Rfe+R_s) - 2*Rfe*L_m*L_s + L_s^2*(Rfe+R_r));

lambda_s_opt = 2 * sqrt((tau_r*L_s)/(3*Npp*L_m)) * nthroot((omega^2*B1 + Rfe^2 *
(L_m^2*R_s + L_s^2*R_r))/(omega^2*L_m^2*(Rfe+R_s) + Rfe^2*R_s) , 4);

% Calculamos la referencia de isd a aplicar para minimizar las pérdidas
i_sd_ref_sal = 1/L_s * sqrt(lambda_s_opt^2 - (L_s-(L_m^2/L_r))^2 * i_sq_ref^2);

% Cuando la señal enable no valga 1, aplicamos una referencia de i_sd constante del
mismo valor que en el caso de sin minimización de pérdidas
else
i_sd_ref_sal=i_sd_ref;
end
```

Código de la *MATLAB Function* del “Control Predictivo”

```

function [Sa, Sb, Sc, i_rd_pred, i_rq_pred] = fcn(i_sd, i_sq, i_sd_ref, i_sq_ref,
omega, omega_m, theta, i_rd_ant, i_rq_ant, R_r, L_r, L_m, R_s, L_s, Npp, Vabc, Ts,
Sabc, Rfe)

% Cálculo ángulo eléctrico rotor
omega_r = Npp * omega_m; % omega_m = ángulo de giro mecánico del rotor
                        % omega_r = ángulo eléctrico del rotor
                        % omega = ángulo eléctrico del estator

% Definición Matriz de Transformada de Park
T_ps = 2/3*[ cos(theta)  cos(theta-2*pi/3)  cos(theta+2*pi/3);
            -sin(theta) -sin(theta-2*pi/3)  -sin(theta+2*pi/3)];

% Inicialización de variables
if isempty(i_sd), i_sd = 0; end % Inicializarlas a cero si están inicialmente vacías
if isempty(i_sq), i_sq = 0; end % Inicializarlas a cero si están inicialmente vacías
J_op=1e10; % Valor inicial de la función de costes muy grande
x_op=1; % Suponer secuencia de disparos óptima cualquiera

% Cálculo tensiones candidatas en ejes dq (paso de abc a dq)
vd=zeros(7);
vq=zeros(7);
for i=1:1:7
    v_sabc=[Vabc(1,i) Vabc(2,i) Vabc(3,i)]';
    v_sdq = T_ps * v_sabc; % Aplicación de la transformación de Park
    vd(i)=v_sdq(1,1);
    vq(i)=v_sdq(2,1);
end

% Corrientes rotóricas aproximadas por su valor en la iteración anterior
i_rd=i_rd_ant;
i_rq=i_rq_ant;

% Cálculo Flujos actuales (instante k) a partir de las intensidades estatóricas y
rotóricas actuales
lambda_sd = L_s*i_sd + L_m*i_rd;
lambda_sq = L_s*i_sq + L_m*i_rq;
lambda_rd = L_r*i_rd + L_m*i_sd;
lambda_rq = L_r*i_rq + L_m*i_sq;

% Cálculo de Predicciones de Flujos e Intensidades (instante k+1)
for i=1:1:7

% Predicción de los flujos usando el modelo predictivo discretizado
lambda_sd_pred = lambda_sd + Ts*(vd(i) - R_s*i_sd + omega*lambda_sq);
lambda_sq_pred = lambda_sq + Ts*(vq(i) - R_s*i_sq - omega*lambda_sd);
lambda_rd_pred = lambda_rd + Ts*(- R_r*i_rd + (omega-omega_r)*lambda_rq);
lambda_rq_pred = lambda_rq + Ts*(- R_r*i_rq - (omega-omega_r)*lambda_rd);

```

```

% Predicción de las corrientes usando las ecuaciones de flujo (relaciones flujo-
corrientes)
i_sd_pred = (L_m*lambda_rd_pred - L_r*lambda_sd_pred)/(L_m^2 - L_r*L_s);
i_sq_pred = (L_m*lambda_rq_pred - L_r*lambda_sq_pred)/(L_m^2 - L_r*L_s);
i_rd_pred = (L_m*lambda_sd_pred - L_s*lambda_rd_pred)/(L_m^2 - L_r*L_s);
i_rq_pred = (L_m*lambda_sq_pred - L_s*lambda_rq_pred)/(L_m^2 - L_r*L_s);

% Evaluación función de costes
J=(norm([i_sd_ref i_sq_ref]-[i_sd_pred i_sq_pred]))^2;

% Minimización función de costes
if(J<J_op)
    x_op=i;
    J_op=J;
end
end

%Cálculo de valores predichos ÓPTIMOS (para guardarnos las intensidades rotóricas
para siguiente tiempo de muestreo)
lambda_sd_pred = lambda_sd + Ts*(vd(x_op) - R_s*i_sd + omega*lambda_sq);
lambda_sq_pred = lambda_sq + Ts*(vq(x_op) - R_s*i_sq - omega*lambda_sd);
lambda_rd_pred = lambda_rd + Ts*(- R_r*i_rd + (omega-omega_r)*lambda_rq);
lambda_rq_pred = lambda_rq + Ts*(- R_r*i_rq - (omega-omega_r)*lambda_rd);

i_rd_pred = (L_m*lambda_sd_pred - L_s*lambda_rd_pred)/(L_m^2 - L_r*L_s);
i_rq_pred = (L_m*lambda_sq_pred - L_s*lambda_rq_pred)/(L_m^2 - L_r*L_s);

% Salida (secuencia de disparos óptima a aplicar en el conertidor)
Sa=Sabc(x_op,1);
Sb=Sabc(x_op,2);
Sc=Sabc(x_op,3)

```

REFERENCIAS

- [1] Norvento Enerxía, «El sector energético en España,», November 2023. [Online]. Available: <https://www.norvento.com/blog/el-sector-energetico-en-espana/>
- [2] Red Eléctrica, «Panorama europeo 2023, Generación,», January 2024. [Online]. Available: <https://www.sistemaelectrico-ree.es/informe-del-sistema-electrico/panorama-europeo/generacion>
- [3] Mordor Intelligence, «Europe Power Market Size and Share Analysis – Growth Trends and Forecasts (2024-2029),». [Online]. Available: <https://www.mordorintelligence.com/industry-reports/europe-power-market>
- [4] Parlamento Europeo, «Fichas temáticas sobre la Unión Europea, La eficiencia energética,», 2024. [Online]. Available: <https://www.europarl.europa.eu/factsheets/es/sheet/69/la-eficiencia-energetica>
- [5] Consejo de la Unión Europea, «Objetivo 55: cómo conseguirá la UE aumentar su eficiencia energética,», January 2024. [Online]. Available: <https://www.consilium.europa.eu/es/infographics/fit-for-55-how-the-eu-will-become-more-energy-efficient/>
- [6] Pooja Damodhar Tamboli, S. S. Kulkarni, and A. G. Thosar, «Energy Efficiency in Manufacturing Industry and Analysis of Industrial Motors,» *Fourth International Conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology*, 2020.
- [7] Mordor Intelligence, «Análisis del tamaño y la participación del mercado de motores de inducción en Europa, tendencias y pronósticos de crecimiento (2024-2029),». [Online]. Available: <https://www.mordorintelligence.com/es/industry-reports/europe-induction-motor-market>
- [8] Mordor Intelligence, «Tamaño del mercado de motores de inudcción y análisis de participación, tendencias de crecimiento y pronósticos (2024-2029),». [Online]. Available: <https://www.mordorintelligence.com/es/industry-reports/induction-motor-market>
- [9] Tobías Hilbel, «La importancia de la eficiencia energética,», *Departamento de eficiencia energética de Greening-e*, [Online]. Available: <https://greening-e.com/la-importancia-de-la-eficiencia-energetica/>
- [10] S. Rasul Eftekhari, S. Alireza Davari, P. Naderi, C. García, and J. Rodríguez, «Robust Loss Minimization for Predictive Direct Torque and Flux Control of an Induction Motor With Electrical Circuit Model,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, nº 5, May 2020.
- [11] Dong Hu, Wei Xu, Renjun Dian, Yi Liu, and Jianguo Zhu, «Dynamic Loss Minimization of Linear Induction Machine,» *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, October 2017.
- [12] P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, J. A. Solsona, and G. O. García, «Evaluación y Modelado de las Pérdidas en el Hierro de Motores de Inducción,» in *2005 XI Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control*, 2005.

- [13] José Rodríguez, and Patricio Cortés, «Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives,» 2012.
- [14] Bo Guan, and Longya Xu, «A Novel Adaptive Algorithm for Roto-Flux and Slip Estimation of Sensorless Field-Oriented Induction Machine Drives,» in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Nov. 2009.
- [15] Satué, M.G., Arahál, M.R., and Ramírez, D.R., «Rotor Current Estimation in Predictive Control of Multi-phase Drives,» *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, vol. 20, nº 1, pp. 25-31, 2023.
- [16] Gálvez Palomo, F. J., Salas Gómez, F. and Montero Robina, P., «Control Vectorial de un Motor de Inducción alimentado por un Inversor NPC,» *Trabajo Fin de Grado, Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática, Universidad de Sevilla. Escuela Técnica Superior de Ingenieros*, 2019.
- [17] Gómez Pardillo, L. and Vázquez Pérez, S., «Implementación de un dispositivo electrónico de potencia para una máquina de inducción,» *Trabajo Fin de Grado, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad de Sevilla. Escuela Técnica Superior de Ingenieros*, 2017.
- [18] Díaz Dorado, A. and Vázquez Pérez, S., «Control Predictivo Basado en Modelo Aplicado a un Motor de Inducción,» *Proyecto Fin de Grado, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad de Sevilla. Escuela Técnica Superior de Ingenieros*, 2015.
- [19] Martín Torres, C., Barrero García, F. J., Ruíz Arahál, M. and Durán Martínez, M. J., «Lead Pursuit of Multiphase Drives,» *Tesis Doctoral en Ingeniería Automática, Electrónica y de Telecomunicación, Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad de Sevilla. Escuela Técnica Superior de Ingenieros*, 2019.
- [20] Mauricio, J. M., «Modelo y control de máquina de inducción,» *Apuntes de Accionamiento y Movilidad Eléctrica, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Sevilla. Escuela Técnica Superior de Ingenieros*, [Diapositivas de PowerPoint], 2022.
- [21] Ong, Chee-Mun «Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab®/Simulink» *Prentice Hall, New Jersey*, 1998.
- [22] Bin Wu, Yongqiang Lang, Navid Zargari, and Samir Kouro, «Power Conversion and Control of Wind Energy Systems» *Wiley, New Jersey*, pp. 51-54, 2011.
- [23] Villalonga Palou, J. T., Páramo Balsa, P., and Roldán Fernández, J. M., «Estimación de parámetros de motores de inducción con técnicas analíticas, genéticas y de partículas,» *Trabajo Fin de Grado, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Sevilla. Escuela Técnica Superior de Ingenieros*, 2019.
- [24] Pérez Romero, D. J., Burgos Payán, M., and Roldán Fernández, J. M., «Ahorro energético en accionamientos eléctricos,» *Proyecto Fin de Carrera, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Sevilla. Escuela Técnica Superior de Ingenieros*, cap. 4, p. 25, 2015.
- [25] Ramírez-Leyva, F. H., and Peralta-Sánchez, E., «Implementación del Control de Campo Orientado de un Motor de Imanes Permanentes con base en un Controlador Digital de Señales,» *Sexto Coloquio Interdisciplinario de Doctorado, Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla*.

- [26] Mohammed T. Lazim, Muthanna J. M. Al-khishali, and Ahmed Isa. Al-Shawi, «Space Vector Modulation Direct Torque Speed Control of Induction Motor,» *The 2nd International Conference on Ambient Systems, Networks and Technologies*, 2009.
- [27] Domínguez, P. L., «Técnicas de control vectorial en motores eléctricos asíncronos,» *Revista Digital de Investigación y Postgrado de la Universidad Nacional Experimental Politécnica “Antonio José de Sucre”*, vol. 3, n° 1, March 2013.