



UNIVERSIDAD
DE MÁLAGA



ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES

Departamento: Ingeniería Eléctrica

Área de Conocimiento: Ingeniería Eléctrica

TRABAJO FIN DE GRADO

**Estimación de parámetros en máquinas eléctricas
mediante uso de algoritmos genéticos.**

Autor: Pablo Mora Moreno

Tutor: Mario Javier Durán Martínez

Cotutor: Ángel González Prieto

Titulación: Grado en ingeniería eléctrica

Málaga, 12 de junio de 2023

Estimación de parámetros en máquinas eléctricas mediante
uso de algoritmos genéticos

Pablo Mora Moreno

Agradecimientos

Quiero agradecer a Mario e Ignacio por darme la oportunidad de formar parte de este gran equipo. Sobre todo, daros la enhorabuena por ser como sois; excelentes docentes que transmitís todo vuestro conocimiento de forma desinteresada a aquellas personas que os muestran ese afán que buscáis en el aprendizaje.

Por otro lado, no me puedo olvidar de ti Ángel, que aunque me hayas pegado una cantidad de palos considerable en los momentos en los que creía que estaba todo viento en popa, has hecho un trabajo increíble guiándome en la compleja tarea de la investigación. Tú y Juanjo (siempre presentes en el laboratorio para lo que me hiciera falta) me habéis enseñado desde tratar cosas de la forma mas meticulosa posible, hasta extraer el rotor de la máquina de 5 fases por cuestiones varias (no señalamos a nadie).

Aunque no en forma ingenieril, pero si de conocimiento de como afrontar los problemas de la vida, cómo valorar el esfuerzo y cómo de importante es prepararse para el futuro, debo agradecerse a mi padre. Tu has sabido siempre como guiarme, teniendo la mayor paciencia del mundo que jamás he visto. Aunque alguna de las apuestas que hemos hecho en cuanto alcance de objetivos te hayan salido caras, creo que han merecido la pena. Él junto con mis tres hermanos han sido un pilar fundamental para mi desarrollo como persona. Gracias a mi familia he conseguido llegar a ser quien soy ahora.

A pesar de que no estas físicamente junto a mi, me has ayudado y apoyado cada día. Aquel día pensé que había perdido todo para siempre, pero como dicen: *toda aquella persona sigue mientras perduren sus recuerdos*. Gracias mamá siempre te tendré presente en cada meta que consiga.

Por último y no menos importante, quiero agradecer a mi tía Rocío y a mi pareja María Salud por haberme ayudado a pisar dónde debía y haberme echo el camino más fácil durante este largo proceso. Vosotras, mujeres con carácter y extrovertidas, habéis hecho todo esto posible.

Pablo Mora

Índice general

1. Introducción	17
1.1. Antecedentes	17
1.2. Objetivos	18
2. Movilidad eléctrica	21
2.1. Introducción	21
2.2. Tipologías	24
2.2.1. Vehículos puramente eléctricos	25
2.2.2. Vehículos híbridos	27
2.3. Elementos constructivos	29
2.3.1. Convertidores de potencia	29
2.3.2. Batería	31
2.3.3. Motor eléctrico	32
2.4. Máquinas asíncronas o de inducción	34
2.5. Máquinas de inducción multifásicas	36
3. Modelado matemático	39
3.1. Introducción	39
3.2. Transformada de Clarke y Park	40
3.3. Modelo del convertidor	43
3.4. Modelo de la máquina usando vectores espaciales	45
3.5. Modelos desacoplados	47
3.6. Discretización	50
4. Algoritmo de estimación	53
4.1. Introducción	53
4.2. Algoritmos genético	54
4.2.1. Población inicial	57
4.2.2. Evaluación de la población	58
4.2.3. Selección de individuos	60
4.2.4. Cruce y mutación	61
4.3. Flujo de estimación	64
4.3.1. Ejecución en cascada	66

5. Ensayos y resultados	69
5.1. Introducción	69
5.2. Descripción de la bancada	70
5.2.1. Máquina de inducción	70
5.2.2. Convertidores de potencia	71
5.2.3. Fuente de tensión	72
5.2.4. Módulo de control	72
5.3. Ensayos realizados	73
5.4. Resultados obtenidos	78
5.5. Análisis estadístico	81
6. Control MPC y simulación	85
6.1. Introducción	85
6.2. FCS-MPC en $k+2$	86
6.3. Resultados obtenidos	89
7. Conclusiones y líneas futuras	91

Índice de figuras

1.1. Drivetrain del Mercedes-Benz EQS. Fuente: Mercedes-Benz Website	18
2.1. Otros tipos de movilidad eléctrica.	22
2.2. Flocken Elektrowagen. Fuente Moffler	23
2.3. Ejemplos de vehículos híbridos con pila de combustible.	23
2.4. Arquitectura y flujograma del sistema de tracción de un EV. Fuente: <i>Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones</i> [1]	24
2.5. Arquitectura y flujograma del sistema de tracción de un BEV. Fuente: <i>Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones</i> [1]	25
2.6. Arquitectura y flujograma del sistema de tracción de un HEV con motor de combustión. Fuente: <i>Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones</i> [1]	27
2.7. Arquitectura y flujograma del sistema de tracción de un FCHEV. Fuente: <i>Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones</i> [1]	28
2.8. Circuito equivalente de un inversor trifásico en puente	29
2.9. Circuito equivalente de un inversor hexafásico de dos niveles constituido por dos inversores trifásicos.	30
2.10. Señal de salida de un inversor de 2 niveles con modulación PWM. Fuente: <i>Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones</i> [1]	31
2.11. Circuito equivalente de una celda Li-ion	32
2.12. Esquema de una máquina síncrona de imanes permanentes de flujo radial. Fuente: researchgate	33
2.13. Motor síncrono de imanes permanentes de flujo axial EMARX 188. Fuente: EMRAX	33
2.14. Esquema genérico de una máquina de inducción. Fuente: <i>Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones</i> [1]	34
2.15. Esquemas de campo magnético y del rotor de una máquina de inducción en jaula de ardilla. Fuente: <i>Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones</i> [1]	35
2.16. Modelo equivalente de la máquina asíncrona en régimen permanente	36
2.17. Máquina de inducción pentafásica de devanados distribuidos del laboratorio 3.507-LII de la escuela de ingenierías industriales de la Universidad de Málaga	38

3.1.	Esquema genérico del modelo matemático (inputs-outputs)	39
3.2.	Esquema de la transformada de Clarke para un sistema trifásico. <i>Fuente: Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones</i> [1]	41
3.3.	Esquema de la transformada de Park para un sistema trifásico. <i>Fuente: Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones</i> [1]	42
3.4.	Distribución entre los devanados de la máquina de 5 fases del laboratorio 3.507-LII de la EII en la Universidad de Málaga.	42
3.5.	Vectores de tensión posibles en un convertidor trifásico.	44
3.6.	Vectores de tensión posibles en un convertidor pentafásico.	45
3.7.	Modelo equivalente de la máquina de inducción con rotor en jaula de ardilla en VSD	46
3.8.	Circuito equivalente de la máquina de inducción en la componente α .	48
3.9.	Circuito equivalente de la máquina de inducción en la componente β .	48
3.10.	Circuitos equivalente de la máquina de inducción en las componentes x e y	49
4.1.	Representación gráfica de la forma de búsqueda del algoritmo de PSO. <i>Fuente: CSSA. Social Learning Algorithms</i>	54
4.2.	Flujograma del algoritmo genético	55
4.3.	Ejemplo de frente de pareto en un sistema de 2 dimensiones. <i>Fuente: Algoritmos genéticos con Python. Un enfoque práctico para resolver problemas de ingeniería</i> [2]	57
4.4.	Esquema ilustrativo de la selección por torneo	60
4.5.	Ejemplo de cruce lineal entre dos individuos	63
4.6.	Ejemplo de mutación Gausiana de un individuo.	64
4.7.	Diagrama del flujo de estimación en cascada.	66
4.8.	Esquema de funcionamiento del algoritmo $\mu + \lambda$	68
5.1.	Perspectiva general de la bancada del laboratorio 3.507 LII.	69
5.2.	Esquema básico de la bancada utilizada. <i>Fuente: Accionamientos eléctricos. fundamentos, control y aplicaciones</i> [1].	70
5.3.	Máquinas del banco de ensayos del laboratorio 3.507-LII	71
5.4.	Convertidor trifásico Semikron con tecnología IGBT en sus transistores.	71
5.5.	Bus de continua de la bancada modelo LB/HP 15300.	72
5.6.	Elementos de control y adquisición de datos de la bancada.	73
5.7.	Proyección de los vectores en los subespacios de una máquina de 5 fases simétrica de devanados distribuidos. <i>Fuente: Interest and Applicability of Meta-Heuristic Algorithms in the Electrical Parameter Identification of Multiphase Machines</i> [3]	74
5.8.	Corrientes en los distintos subespacios proyectando solo en $x - y$	75
5.9.	Corrientes en los distintos subespacios proyectando solo en $\alpha - \beta$	76
5.10.	Ensayo de la constante de tiempo del rotor ($\tau_r = 1s$)	77
5.11.	Ensayo de la constante de tiempo del rotor ($\tau_r = 1,5s$)	77

5.12. Ensayo de la constante de tiempo del rotor ($\tau_r = 2s$)	77
5.13. Coeficiente de correlación lineal frente a la constante de tiempo del rotor (τ_r) en un barrido comprendido entre 1 y 2 segundos.	78
5.14. Evolución del <i>fitness</i> en la estimación de L_{ls}	79
5.15. Corrientes en los distintos subespacios tras la estimación de la variable L_{ls}	79
5.16. Evolución del <i>fitness</i> en la estimación de R_r , L_{lr} y L_m	80
5.17. Corrientes en los distintos subespacios tras la estimación de R_r , L_{lr} y L_m	80
5.18. Diagramas de cajas de los parámetros	82
5.19. Corrientes en los distintos subespacios del mejor individuo en el análisis estadístico (Estimación de L_{ls}).	82
5.20. Corrientes en los distintos subespacios del mejor individuo en el análisis estadístico (Estimación de R_r , L_{lr} y L_m).	83
5.21. Evolución de ambas etapas del algoritmo del mejor individuo del análisis estadístico	83
6.1. Esquema de control MPC para un accionamiento trifásico. <i>Fuente: Accionamientos eléctricos. Fundamento, control y aplicaciones [1].</i>	87
6.2. Diagrama de flujo de control en el FSC-MPC para $k + 2$	88
6.3. Control de velocidad FCS-MPC para una referencia de $250rpm$	89
6.4. Control de velocidad FCS-MPC para una referencia de $400rpm$	90
6.5. Control de velocidad FCS-MPC para una referencia de $500rpm$	90

Índice de tablas

2.1.	Tabla de ventajas y desventajas de los BEV	26
2.2.	Tabla de ventajas y desventajas de los HEV	28
5.1.	Tabla de especificaciones técnicas del convertidor de potencia trifásicos de 2 niveles.	72
5.2.	Tabla de parámetros de entrada de la primera etapa de la estimación $x - y$	79
5.3.	Tabla de parámetros de entrada de la segunda etapa de la estimación $\alpha - \beta$	80
5.4.	Tabla de resultados estadísticos de los parámetros eléctricos	82
6.1.	Parámetros para el control FCS-MPC	89

Resumen (*Abstract*)

La creciente preocupación de las últimas décadas por el cambio climático antropogénico y los gases de efecto invernadero que lo producen ha empujado a la industria energética y de transporte a buscar soluciones eficientes, no contaminantes y de coste asumible.

En este escenario, las máquinas eléctricas multifásicas se posicionan como una opción interesante para aplicaciones relacionadas con la energía eólica y los vehículos eléctricos que requieren gran fiabilidad y elevada potencia. Esto se debe a cualidades como su tolerancia natural al fallo y su buena distribución de corrientes por fase, entre otras ventajas.

Todas estas grandes características son potenciadas con un correcto control. Muchos de estos controles dependen fuertemente del modelo matemático. Es por ello que dichos controles mejoran de forma drástica con un modelo fiel, el cual es constituido por los parámetros eléctricos.

En el presente Trabajo Fin de Grado se propone un método innovador de estimación de parámetros basado en controles simples y configuraciones comunes, dando cabida a la estimación de modelos para máquinas de inducción de devanados distribuidos. Todo esto gracias a la ayuda proporcionada por los algoritmos metaheurísticos para optimizar sistemas no lineales y complejos.

In the last few decades, the growing concern about anthropogenic climate change and greenhouse gases has propelled both the energy and transport industries to find efficient, clean, and affordable solutions.

In this scenario, multiphase electric machines are an interesting option for some industrial applications, such as high-power wind energy conversion systems and electric vehicles. Reasons for that are their inherent fault-tolerance and their remarkable distribution of phase currents, among others.

All these great features are enhanced with the right control. Many of these controls depend heavily on the mathematical model. That is why such controls are drastically improved with a faithful model, which is constituted by the electrical parameters.

In this TFG, an innovative method of parameter estimation based on simple controls and common configurations is proposed, allowing the estimation of models for induction machines with distributed windings. All this thanks to the help provided by metaheuristic algorithms to optimise non-linear and complex systems.

Palabras clave

Vehículo eléctrico, máquinas multifásicas, máquinas de inducción, máquinas de imanes permanentes, algoritmos genéticos, estimación de parámetros, Python, MatLab, control predictivo

Key words

Electric vehicle, multiphase machine, induction machine, permanent magnet machine, genetic algorithm, parameter estimation, Python, MatLab, predictive control

Capítulo 1

Introducción

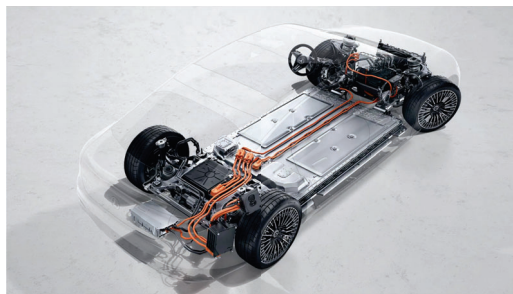
1.1. Antecedentes

La evolución de la movilidad y las restricciones impuestas en términos de emisiones de los vehículos, ha fomentado la investigación en nuevas tecnologías que se adapten a estos nuevos requisitos. Los motores de combustión ha tenido un largo recorrido en cuanto a la evolución de las emisiones de CO₂, NO_x y demás elementos contaminantes. Mejoras en los sistemas de inyección, adición de diversos sistemas de filtrado de partículas, post-tratado de los gases de escape y recirculación de los mismos; no han sido suficientes para hacer frente a la exigente normativa contra contaminantes. Todo esto sumado a la inflación de los precios de los carburantes, han sido algunas de las causas precursoras de buscar otro tipo de movilidad más sostenible.

Se entiende por movilidad eléctrica cualquier sistema capaz de realizar una función de transporte (ya sea de personas o de mercancías), donde la potencia es entregada mediante un tren de potencia eléctrico o *E-powertrain*, el cual está compuesto por varios elementos que hacen la propulsión posible. De forma general, el sistema de propulsión estará formado por tres elementos: la máquina eléctrica, encargada de realizar la conversión de energía eléctrica en mecánica y viceversa, el convertidor electrónico de potencia, que ejerce como actuador del accionamiento y un sistema de control, compuesto por una parte tangible denominada hardware y una parte intangible denominada software.

Con el objetivo de mejorar las prestaciones de estos sistemas de propulsión, en las últimas décadas se han desarrollado diversas líneas de investigación que ofrecen mejoras en términos de fiabilidad, robustez y flexibilidad de los accionamientos

eléctricos. Es en este contexto donde las máquinas eléctricas multifásicas¹ se presentan como una alternativa real al uso de máquinas trifásicas convencionales, las cuales presentan una mejor tolerancia al fallo, un reparto de corrientes inversamente proporcional al número de fases (lo cual se traduce en una reducción de las pérdidas). Estas máquinas son actualmente utilizadas por ejemplo en el nuevo modelo de Mercedes-Benz, el Mercedes-Benz EQS Figura 1.1a, el cual cuenta con motores hexafásicos traseros y trifásicos delanteros.



(a) Drivetrain completo



(b) Drivetrain trasero

Figura 1.1: Drivetrain del Mercedes-Benz EQS. Fuente: [Mercedes-Benz Website](#)

1.2. Objetivos

Este Trabajo Fin de Grado tiene como principal objetivo crear una metodología de estimación de parámetros eléctricos mediante técnicas de optimización metaheurísticas, como son los algoritmos genéticos, los cuales, permitirán obtener los parámetros de una máquina de devanados distribuidos. Una vez obtenidos dichos parámetros eléctricos, serán validados mediante su implementación en un esquema de control predictivo, el cual se caracteriza por su fuerte dependencia de los parámetros de la máquina.

A su vez, se cumplirán una serie de objetivos transversales, que se detallan a continuación:

- Revisión del estado del arte de los accionamientos eléctricos multifásicos.
- Estudio sobre el desarrollo de algoritmos genéticos tanto de su filosofía como de su arquitectura:
 - Implementación de técnicas metaheurísticas en un entorno de programación basado en objetos (Python). [2]

¹Son todas aquellas máquinas donde el número de fases que las componen es mayor a tres.

- La programación en Python con librerías como *numpy*, *scipy* y *deap* para el tratamiento del algoritmo.
 - Modelado matemático de máquinas eléctricas multifásicas y su análisis en distintos sistemas de referencia.
- Realización del montaje necesario en la bancada y determinar los ensayos necesarios a realizar.
 - Modelado matemático parametrizado y generación de software para el procesamiento de las señales obtenidas en bancada.
 - Análisis de convergencia de los resultados obtenidos mediante la comparación con otros modelos de estimación.
 - Implementación y análisis de esquemas de control de altas prestaciones para la regulación de máquinas multifásicas.
 - Procesado de resultados y análisis estadístico de los resultados obtenidos.

Los ensayos necesarios se realizarán en la bancada del laboratorio 3.507-LII de la Escuela de Ingenierías Industriales en la Universidad de Málaga. Este cuenta con un accionamiento eléctrico multifásico compuesto por una máquina de inducción de cinco fases, la cual será objeto de estudio en el presente Trabajo Fin de Grado.

Capítulo 2

Movilidad eléctrica

2.1. Introducción

Hoy en día, la movilidad eléctrica engloba desde patinetes y bicicletas eléctricas (Figura 2.1b), hasta portaaviones de grandes dimensiones (Figura 2.1a), helicópteros y trenes[4]. Tal y como se detallaba en el capítulo anterior, el concepto movilidad eléctrica abarca todo aquel sistema de transporte cuyo tren motriz esté propulsado por energía eléctrica. Hay otras movibilidades similares como serían la híbrida, con pila de combustible (por ejemplo, el hidrógeno) o con un motor de combustión interna alternativo (MCIA), donde combinan de forma estratégica varias tecnologías en un mismo vehículo para obtener un mayor rendimiento y autonomía que con las tecnologías de forma aislada.

Debido a las fechas de descarbonización del 2030 y del 2050, donde se dejarán de homologar y producir coches de combustión, se hace presente la necesidad de desarrollar tecnologías que mejoren las prestaciones de la movilidad eléctrica actual. Es por ello que existe un interés creciente en este tipo de tecnologías, impulsando investigaciones relacionadas con la electrónica de potencia, sistemas de almacenamiento de energía, esquemas de control, desarrollo de máquinas...Un ejemplo de esta transición ocurre en Noruega dónde, en diciembre de 2022, el 80 % de los vehículos matriculados fueron eléctricos [5].

Otro ejemplo de aumento de movilidad eléctrica son los patinetes eléctricos (Figura 2.1b) los cuales, gracias al desarrollo de nuevas baterías, máquinas eléctricas más eficientes, así como esquemas de control más sofisticados, se han convertido en uno de los nuevos principales medios de transportes en las ciudades.



(a) Porta-aviones HMS QUEEN ELIZABETH. Fuente: [blognaval](#)



(b) Patinetes eléctricos. Fuente: [Diario Sur](#).

Figura 2.1: Otros tipos de movilidad eléctrica.

Todos estos son casos de aplicación de la movilidad eléctrica en la actualidad; sin embargo, la movilidad eléctrica lleva desarrollándose desde hace más de dos siglos, con el desarrollo de los primeros prototipos de coches y autobuses eléctricos. Fueron múltiples los avances y las mejoras que confluyeron en la creación del primer vehículo eléctrico. Una de las figuras más notables de su historia fue el inventor e ingeniero húngaro Ányos Jedlik, que creó, en torno a 1828, el corazón de todas las máquinas eléctricas, el primer motor eléctrico del mundo. Más tarde, este motor eléctrico fue implementado como medio de propulsión de un pequeño coche eléctrico. De forma paralela, el herrero estadounidense Thomas Davenport construyó, en 1834, un artilugio similar que rodaba en una pista circular electrificada. Sin embargo, fue el empresario y químico escocés Robert Anderson quien generalmente recibe el sobrenombre de padre del coche eléctrico. Entre 1832 y 1839 trabajó y presentó un prototipo que ofrecía una evolución de un carruaje tradicional alimentado por celdas eléctricas.

Se desarrollaron muchos modelos en años posteriores, pero la limitación de la batería (que no era recargable) hizo que los coches eléctricos fueran poco prácticos. El verdadero impulso llegó en 1859, cuando el científico francés Gastón Planté inventó las baterías recargables de plomo y ácido, que permitían que el vehículo no tuviera que estar conectado a la red. Desde ese momento fue posible almacenar la energía eléctrica para propulsar vehículos. Además, en 1881 el inventor Camille Faure perfeccionó el modelo hasta aumentar la capacidad de carga de las pilas. Estos avances permitieron al ingeniero francés Gustave Trouvé presentar ese año en la Exposición Internacional de Electricidad de París un triciclo accionado por un motor eléctrico [6].

En 1888 aparece en Alemania el que es considerado como el primer coche eléctrico, el *Flocken Elektrowagen* (Figura 2.2), desarrollado por el inventor y empresario Andreas Flocken. Tenía el diseño de una calesa, cuatro ruedas, un motor de 0.7 kW,

una batería de 100 kg y alcanzaba los 15 km/h.



(a) Vista trasera del Flocken Elektrowagen.



(b) Vista delantera del Flocken Elektrowagen.

Figura 2.2: Flocken Elektrowagen. Fuente [Mofler](#)

Se han mostrado varios ejemplos en épocas distintas de vehículos eléctricos y barcos parcialmente propulsados por máquinas eléctricas; todo ello para mostrar la aplicabilidad de las máquinas. Además, los vehículos híbridos necesitan de forma parcial la propulsión de una máquina eléctrica. Por ejemplo, vehículos de pila de hidrógeno como puede ser el Toyota Mirai 2022 (Figura 2.3a), o el Mercedes-benz GLC F-CELL (Figura 2.3b). Por otro lado los vehículos híbridos con motor de combustión están mucho más extendidos, ocupando una gran parte del mercado.



(a) Toyota Mirai. Fuente: [Motor.es](#).



(b) Mercedes-Benz GLC FC. Fuente: [Mercedes-Benz EQ](#).

Figura 2.3: Ejemplos de vehículos híbridos con pila de combustible.

2.2. Tipologías

Aunque un vehículo eléctrico, al igual que cualquier vehículo, cuente con una gran cantidad de componentes, esta sección se centrará en describir y enumerar elementos que componen el *powertrain* (Figura 2.4) de las diferentes topologías de los vehículos con total o parcial propulsión eléctrica. Dentro de los vehículos con total o parcial propulsión eléctrica, se incluyen variantes como:

- **Vehículos puramente eléctricos o *Battery Electric Vehicles* (BEV):** Son vehículos donde la energía proviene únicamente de una batería.
- **Vehículos híbridos o *Hybrid Electric Vehicles* (HEV):** Son aquellos que combinan dos o varias tecnologías diferentes para propulsar el vehículo, con objeto de brindar flexibilidad al *powertrain*, además de aumentar tanto las prestaciones como la autonomía del vehículo.
 - **Híbrido con pila de hidrógeno o *Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles* (FCHEV)**
 - **Híbrido con motor de combustión o *Combustion Hybrid Electric Vehicles* (CHEV)**

Dentro de este grupo, se pueden distinguir además los micro-híbridos o *Micro-Hybrid Electric Vehicles* (MHEV) y los híbridos enchufables o *Plug-In Hybrid Electric Vehicles* (PHEV). Los MHEV se diferencian de los HEV por tener una hibridación de baja potencia y los PHEV por poder cargarlos con un cargador externo.

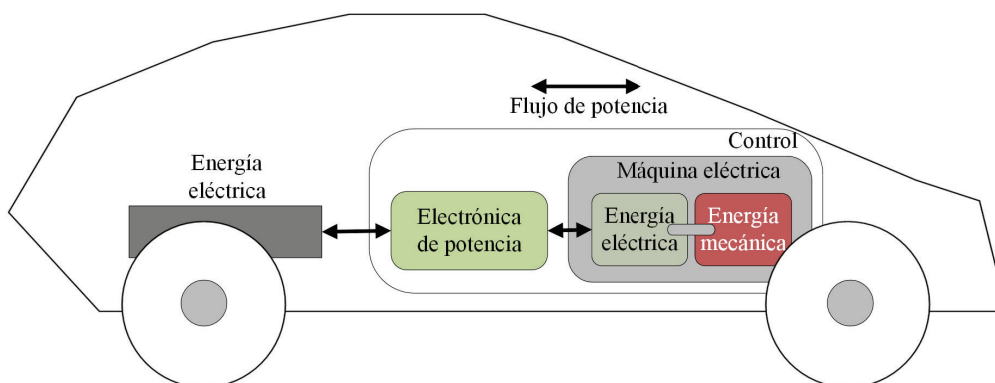


Figura 2.4: Arquitectura y flujograma del sistema de tracción de un EV. Fuente: *Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones*[1]

A continuación, se detallarán cada una de las partes que componen las diferentes tipologías de vehículos eléctricos descritas anteriormente: convertidores de poten-

cia, sistema de almacenamiento de energía y máquinas eléctricas como parte de la propulsión.

2.2.1. Vehículos puramente eléctricos

Como se ha mencionado anteriormente, estos vehículos son aquellos donde la única fuente de energía disponible está conformada por las baterías del vehículo. Para entender mejor la arquitectura de este sistema y las diferencias con las que cuenta, se dispone un esquema del *powertrain*, en el cual se muestra el flujo de potencia que existe en el vehículo (Figura 2.5).

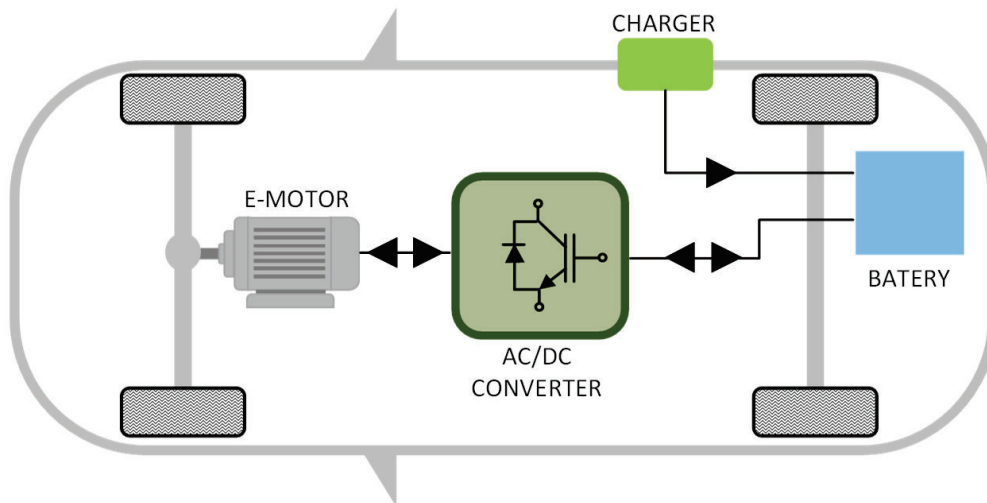


Figura 2.5: Arquitectura y flujograma del sistema de tracción de un BEV. Fuente: *Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones*[1]

En la Figura 2.5 se muestra como se distribuye la energía dentro del vehículo y que elementos intervienen. Este cuenta con un único motor acoplado al eje delantero del vehículo, aunque también es posible disponer de un motor en cada una de las ruedas, siendo denominado este sistema como *in-wheel*. Dicho motor es alimentado por medio de un convertidor electrónico de potencia, el cual transforma la corriente continua proporcionada por la batería en señales de corriente alterna controladas. La batería es el elemento encargado de proporcionar energía a todo el accionamiento, siendo posible su carga mediante un cargador eléctrico o mediante el uso de frenada regenerativa¹. Tal y como puede verse en la Figura 2.4, el esquema de control es el encargado de controlar las variables mecánicas del sistema mediante la modificación

¹La frenada regenerativa es un mecanismo de recuperación de energía con objeto de aumentar la eficiencia del vehículo y alargar la vida útil de los componentes de frenado. Esta acción es gobernada por un control al igual que la tracción

de las variables eléctricas del mismo. Así, por medio del convertidor electrónico de potencia, la frecuencia y amplitud de la señal de corriente alterna que alimenta a la máquina será modificada en función de los requisitos del control.

Esta tipología de vehículo con propulsión eléctrica es la más sencilla, ya que la energía proviene de una única fuente de almacenamiento, siendo su gestión la más sencilla, en comparación con otras topologías de vehículo eléctrico. Se muestra a continuación una tabla resumen (Tabla 2.1) de las ventajas y desventajas de esta tecnología.

Ventajas	Desventajas
Tipología más simple de implementar	Sistema caro y tecnológicamente complejo
Emisión nula de gases contaminantes	Batería como elemento degradable, caro y contaminante
Sistema eficiente y con pocas pérdidas	Gran peso del vehículo debido a la batería
Conducción de altas prestaciones	Poca autonomía y rendimiento altamente dependiente de la temperatura
Respuesta muy rápida	Carga lenta y con escasos puntos de carga

Tabla 2.1: Tabla de ventajas y desventajas de los BEV

Otro problema latente de la electrificación de los vehículos es la posible saturación del sistema eléctrico actual. Haciendo una serie de suposiciones y teniendo en cuenta datos aproximados [7]:

- Consumo medio diario en España: $\approx 35GWh/h$.
- Número de vehículos en España: $20 \cdot 10^6$.
- Consumo eléctrico por kilómetro recorrido: $0,135kWh/km$.
- Media de desplazamiento diario: $33km$.
- Consumo total diario por vehículos: $20 \cdot 10^6 \cdot 33 \cdot 0,135 = 89,1GWh$.

Con estos simples cálculos, se muestra que la sustitución de los vehículos por coches eléctricos haría que aumentara el consumo eléctrico del país en un 155 %, generando graves y serios problemas en el sistema eléctrico.

Existe otra pequeña sección de vehículos eléctricos dentro de los comentados anteriormente, conocidos como vehículos eléctricos de rango extendido o *Extended Range Electric Vehicles* (EREV), los cuales usan un pequeño motor de combustión en régimen constante para cargar la batería y aumentar la autonomía en ciertas ocasiones.

2.2.2. Vehículos híbridos

Esta categoría de vehículos nació con el objetivo de cubrir las carencias que podían tener los vehículos puramente eléctricos, como la autonomía, la velocidad de repostaje... Como se ha mencionado anteriormente, en este tipo de vehículos se combinan 2 o más tecnologías dentro del sistema de propulsión. La más conocida y extendida es la CHEV², que ofrece un menor consumo y emisiones que un vehículo de combustión convencional. En el escenario donde peor trabaja el motor de combustión actúa de forma estratégica el eléctrico, aprovechando además parte de la energía en la frenada regenerativa. Todo esto ha brindado a esta categoría poder obtener la etiqueta de cero emisiones.

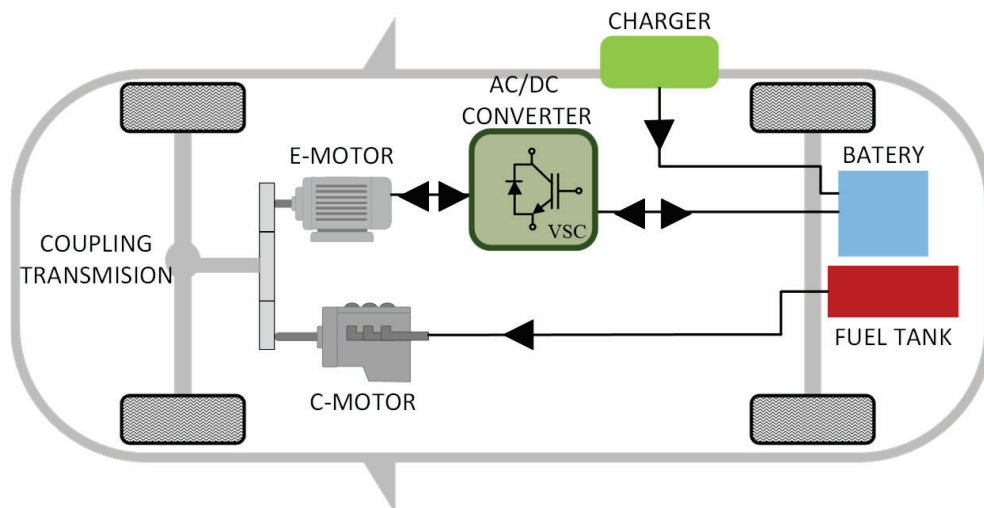


Figura 2.6: Arquitectura y flujograma del sistema de tracción de un HEV con motor de combustión. Fuente: *Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones*[1]

En este caso, la Figura 2.6 hace referencia a un vehículo híbrido enchufable con motor de combustión (PHEV), aunque es posible extrapolar el comportamiento a un HEV, ya que la única diferencia, a grandes rasgos, es que no existe un "charger" en el segundo. e puede observar que esta topología posee un mayor número de elementos que en el caso de los vehículos puramente eléctricos, lo que aumenta su complejidad pero dota al sistema de mayor flexibilidad.

En el campo de los vehículos híbridos, hay que destacar el papel cada vez más importante que tiene el desarrollo de tecnologías basadas en el empleo de hidrógeno como fuente de energía. El hidrógeno es un compuesto que cuenta con una alta

²Combustion Hybrid Electric Vehicle

energía específica³, además de no producir emisiones cuando se combustiona, o se oxida en una electrólisis. Es importante destacar que el hidrógeno, sin el apoyo de otras tecnologías, es un sistema inviable debido a su gran tiempo de respuesta. El sistema de pila de hidrógeno o *fuel cell*, es combinado con tecnologías como las baterías, los ultra-condensadores⁴ o células fotovoltaicas, dando lugar a una gran diversidad de tipologías de hibridación. En esta parte la sección se centrará en los vehículos híbridos con pila de hidrógeno y batería.

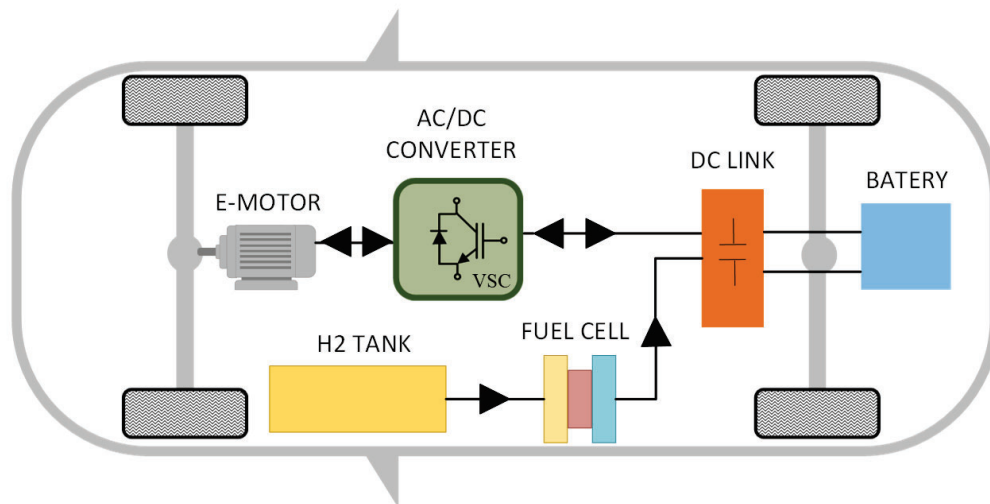


Figura 2.7: Arquitectura y flujograma del sistema de tracción de un FCHEV. Fuente: *Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones*[1]

En este tipo de sistema y como se muestra en la Figura 2.7, la batería y el DC-link juegan un papel muy importante para la interacción entre la pila de combustible y el motor eléctrico. Las principales características diferenciadoras se mencionan en la Tabla 2.2.

Ventajas	Desventajas
Mayor autonomía y flexibilidad	Sistema muy complejo (control e implementación)
Emisión reducida de gases contaminantes	Poca información en la variante de hidrógeno.
Sistema eficiente y con pocas pérdidas	Precios normalmente elevados
Adaptación a la normativa	

Tabla 2.2: Tabla de ventajas y desventajas de los HEV

³Energía aprovechable que tiene un componente, combustible o elemento por unidad de masa.

⁴Los ultra-condensadores o *ultra-capacitors* son elementos de almacenaje de energía, los cuales cuentan con ratios de descarga muy elevados en comparación con las baterías convencionales, pero un almacenamiento de energía bajo.

2.3. Elementos constructivos

Dentro de los vehículos eléctricos, sin importar su tipología, existen una serie de elementos comunes en su sistema de propulsión: el convertidor electrónico de potencia, la máquina eléctrica y el sistema de control. En esta sección se analizará en detalle cada uno de estos elementos.

2.3.1. Convertidores de potencia

El convertidor electrónico de potencia es el actuador del vehículo encargado de transferir la entrada necesaria al sistema. Se consigue mediante el control de los disparos en los semi-conductores que lo componen. Estos pueden ser monofásicos, trifásicos (Figura 2.8) o multifásicos (Figura 2.9). En su accionamiento y control radican las prestaciones del motor durante su funcionamiento. En este texto, se explicarán los convertidores trifásicos y como se realiza la conversión de corriente continua a corriente alterna (DC/AC) y aspectos de interés, detallando de forma breve temas como, por ejemplo, la modulación en convertidores y los distintos niveles en inversores.

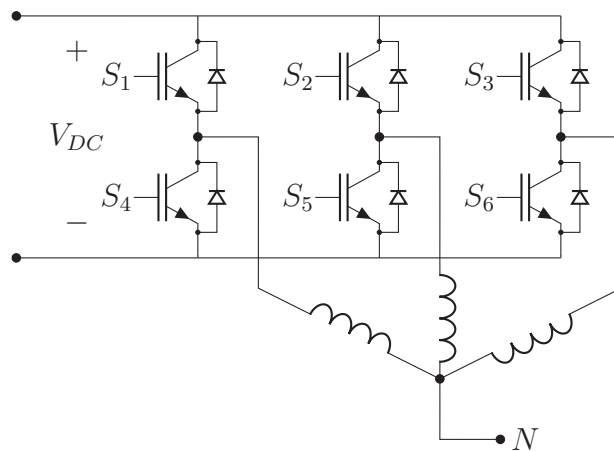


Figura 2.8: Circuito equivalente de un inversor trifásico en puente

Los inversores están constituidos por una serie de semiconductores repartidos por sus distintas ramas. Estos transistores actúan como interruptores del convertidor, siendo el comportamiento de los semiconductores de una misma rama complementarios. Estos pueden tener tecnología como los MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors*), los IGBT (*Isolate Gate Bipolar Transistors*) o los BJT (*Bipolar Junction Transistor*). Estos son clasificados en diferentes aplicaciones dependiendo de la potencia que transportan y de la frecuencia de conmutación que

estos soportan. Para mayores frecuencias de conmutación, la tecnología que ofrece mejores prestaciones es la basada en el SiC (Carburo de Silicio), usándose para mayores potencias los elementos llamados tiristores o diodos de disparo controlado.

Sin importar la tecnología de los semiconductores empleados, es necesario generar una secuencia de apertura y cierre en los convertidores, de cara a generar una señal alterna controlada. Este patrón de apertura y cierre puede ser generado de manera directa por el control, denominándose estas técnicas de regulación como con modulación implícita. Otra opción es que la técnica de control empleada necesite de una etapa de modulación intermedia, también denominada como explícita. De entre las distintas técnicas de modulación existentes, pueden destacarse aquellas basadas en variar el ancho de pulso de la señal, PWM de sus siglas en inglés *Pulse Width Modulation*. De entre estas técnicas, destacan a su vez dos de ellas: la modulación basada en variar el ancho del pulso mediante una señal portadora, CB-PWM del inglés *Carrier Based Pulse Width Modulation* y la variación del ancho del pulso basada en la descomposición en vectores espaciales, SV-PWM (Figura 2.10) por sus siglas en inglés *Space Vector Pulse Width Modulation*.

Posteriormente se desarrollará el modelo matemático del inversor tanto para convertidores trifásicos, como para convertidores multifásicos, los cuales han sido los usados en los ensayos del presente texto.

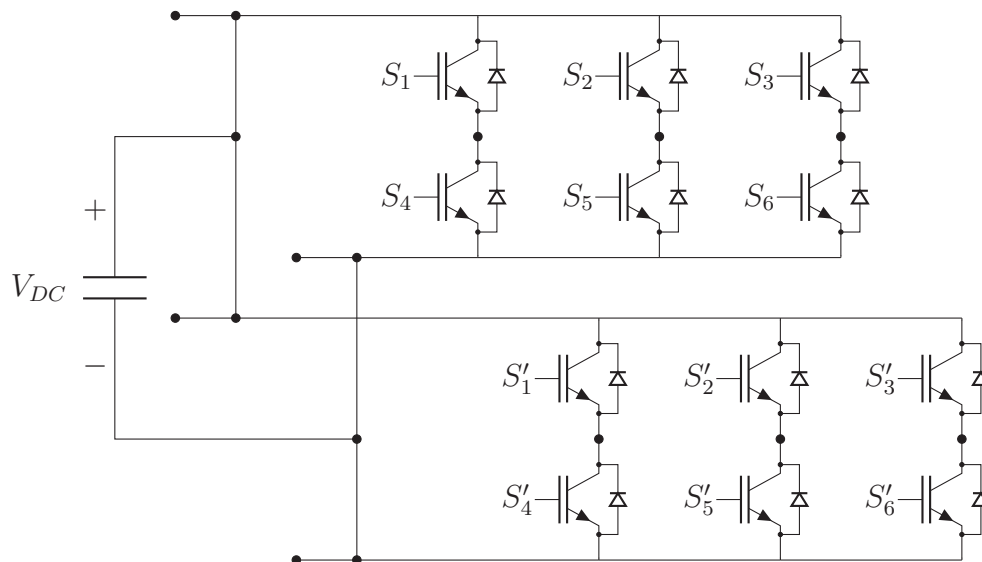


Figura 2.9: Circuito equivalente de un inversor hexafásico de dos niveles constituido por dos inversores trifásicos.

En este texto, los ensayos y datos a estudiar provienen de máquinas multifásicas como se ha aclarado anteriormente. Es por ello que para dichos ensayos se necesita

un convertidor multifásico como el que se observa en la Figura 2.9⁵. El funcionamiento de estos convertidores es idéntico al trifásico ya explicado, pero en este caso cambiando el número de niveles de tensión que encontramos en la fase. Todo esto quedará definido en la Sección 3.2.

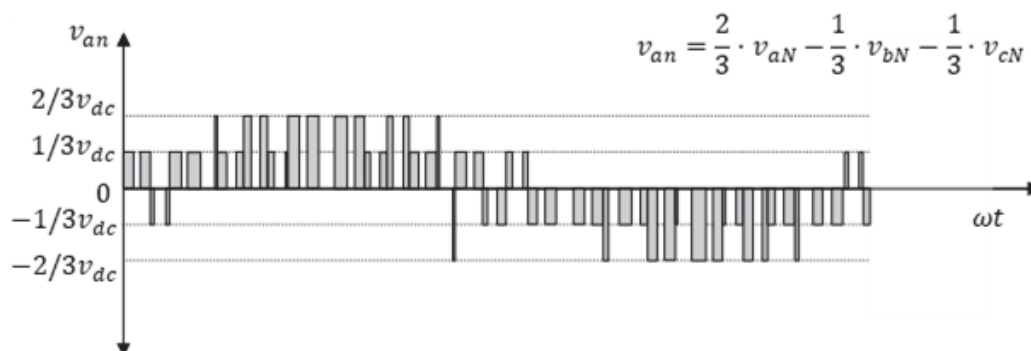


Figura 2.10: Señal de salida de un inversor de 2 niveles con modulación PWM. Fuente: *Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones*[1]

2.3.2. Batería

Las baterías, junto con las pilas de combustible, forman el sistema de almacenamiento de energía dentro del vehículo en forma de energía química. Estas pueden estar combinadas a su salida con una batería de ultra-condensadores. El objetivo de estos condensadores es minimizar la degradación del sistema de baterías, mejorando de esta forma las prestaciones del vehículo.

El rendimiento en la batería depende fuertemente de la temperatura y del estado de carga o *State Of Charge (SoC)*, estando fuertemente limitadas las prestaciones cuando el estado de SoC o la temperatura de esta es alta. Existen varias tecnologías de baterías utilizadas. Por ejemplo las celdas de iones de litio (Li-ion), de plomo ácido, de níquel hierro (Ni-Fe), las alcalinas manganeso, las de níquel cadmio (Ni-Cd) o las de Fosfato de hierro y litio (LiFePO₄), siendo estas últimas aquellas que cuentan con un factor de descarga mayor⁶.

Es posible aproximar el funcionamiento de la batería a partir de un circuito eléctrico como el representado en la Figura 2.11. En esta se observan varios parámetros, los cuales corresponden con la tensión de la batería en vacío (V_0) y otros que le otorgan el comportamiento dinámico en la carga y descarga de la celda. Los valores

⁵Este convertidor está constituido por dos convertidores trifásicos, de los cuales solo se usarán 5 fases para el accionamiento de este Trabajo Fin de Grado.

⁶El factor de descarga o C es un factor que relaciona en forma constante cual es la capacidad de entrega de potencia de la celda en función de su capacidad de almacenar energía (kW/kWh).

de V_0 , R_1 , R_2 y C_1 , son funciones del SoC y de la temperatura de la celda (T), por lo que presentaría un comportamiento fuertemente no-lineal.

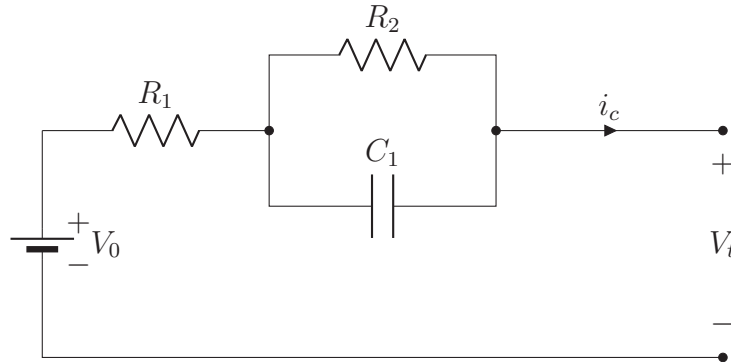


Figura 2.11: Circuito equivalente de una celda Li-ion

2.3.3. Motor eléctrico

El motor eléctrico o máquina eléctrica es el componente del tren que transforma la energía eléctrica en energía mecánica mediante la interacción de campos electromagnéticos. Existen diversos tipos de máquinas en función de como sea su alimentación y su enlace con el rotor. En función del tipo de alimentación estatórica las máquinas pueden clasificarse en máquinas de corriente continua y máquinas de corriente alterna. Las máquinas de corriente continua emplean una entrada de tensión continua para su alimentación. Aunque este tipo de máquina fue muy empleada a comienzos del siglo XX debido a su fácil regulación, su gran tamaño y su necesidad de mantenimiento las relegaron a una segunda posición. En cuanto a las máquinas de corriente alterna, esta emplean una señal sinusoidal de tensión para generar el un campo magnético rotativo en el estátor⁷, tal y como se enunciaba en el teorema de Ferraris (1). Dentro de las máquinas de corriente alterna, es posible hacer una segunda clasificación en base a la velocidad de giro del rotor⁸ y su relación con el campo magnético estatórico. En caso de ser la velocidad del giro del rotor proporcional al campo magnético del estátor se dice que la máquina es síncrona. En caso contrario, se denomina a la máquina como asíncrona[8].

Dentro de las máquinas síncronas, es posible hacer una subclasificación adicional en función del mecanismo empleado para generar el campo magnético rotórico. Por un lado, es posible generar ese campo magnético mediante el empleo de una serie de imanes repartidos bien por la superficie o bien por el interior del rotor. Este tipo de máquina síncrona se denomina máquina de imanes permanentes (Figura 2.12), siendo una de sus principales ventajas su menor consumo frente a otro tipo

⁷Parte fija de la máquina

⁸Parte móvil de la máquina

de máquinas. Como el campo magnético rotórico es generado mediante imanes, no es necesario aplicar una corriente de magnetización a la máquina, lo que supone un menor consumo. Por otro lado, es posible generar dicho campo rotórico mediante un devanado similar al estatórico. De esta manera la máquina es doblemente alimentada, por rotor y estátor. Cada uno de estas variantes presentan ciertas desventajas. Por ejemplo, en las máquinas síncronas de imanes permanentes resultan costosas debido a la escasez de imanes provenientes de tierras raras en países en conflicto.

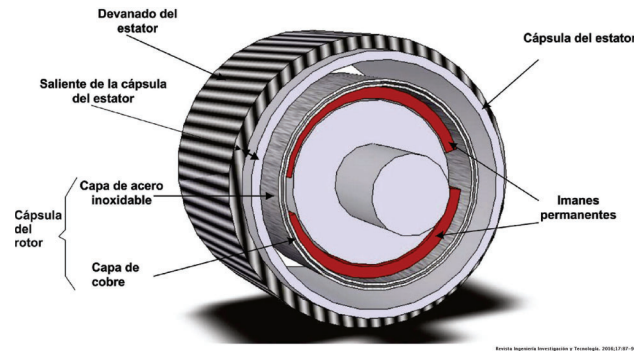


Figura 2.12: Esquema de una máquina síncrona de imanes permanentes de flujo radial. Fuente: [researchgate](#)

Estas máquinas presentan una excelente relación potencia-peso, por lo que son muy interesantes para las aplicaciones de *light vehicles (LV)* o vehículos ligeros, donde el peso es un parámetro crucial. Por ejemplo, en el equipo de Formula Student de la Universidad de Málaga (MART) se utilizan, en dicho vehículo de competición, dos máquinas síncronas de imanes permanentes de flujo axial de la marca EMRAX, los cuales tienen una potencia de 60 kW y un peso de $7,8\text{ kg}$ [9]. Se puede observar este en la Figura 2.13.

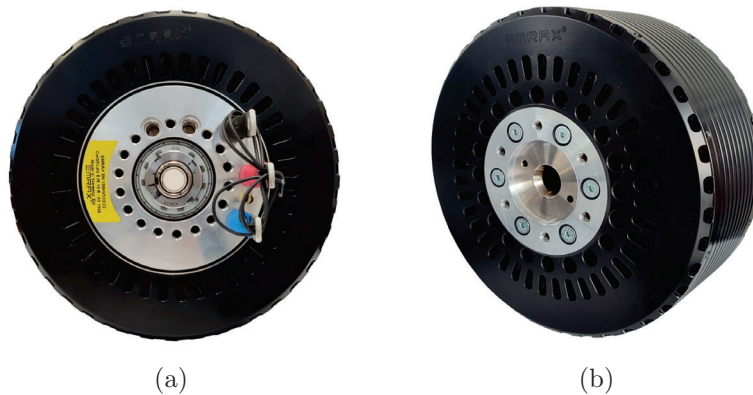


Figura 2.13: Motor síncrono de imanes permanentes de flujo axial EMRAX 188. Fuente: [EMRAX](#).

Puesto que el presente Trabajo Fin de Grado centra sus estudios en la máquina asíncrona o de inducción, esta será tratada en detalle en la Sección 2.4.

2.4. Máquinas asíncronas o de inducción

Las máquinas de inducción fueron inventadas por Nikola Tesla en 1887 gracias al descubrimiento de Ferraris del campo magnético giratorio en 1885. Esta máquina es característica por su funcionamiento, el cual se basa en el deslizamiento existente entre el estátor y el rotor.

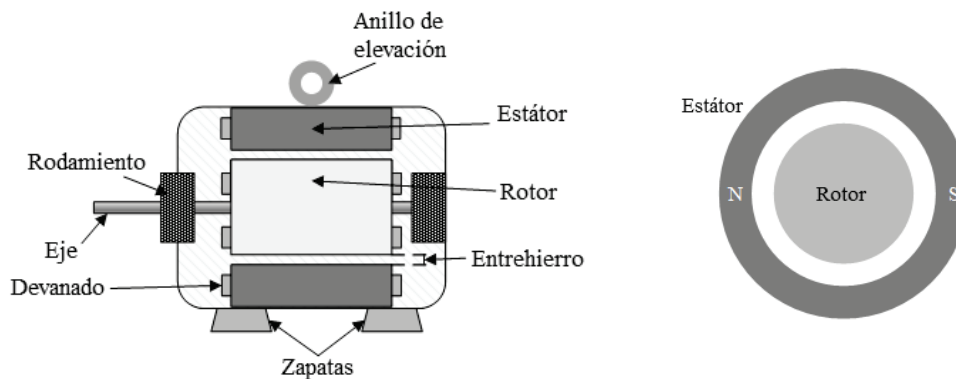


Figura 2.14: Esquema genérico de una máquina de inducción. Fuente: *Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones*[1]

Tal y como se mencionó en la sección anterior, se necesita la generación de un campo giratorio en el entrehierro⁹ de la máquina donde según el **Teorema de Ferraris**:

Definición 1. *Un conjunto de bobinas separadas de forma equidistante y por las que circulan unas corrientes sinusoidales desfasadas 120° (en el caso trifásico), crean un campo magnético sinusoidal que se desplaza en el espacio con una frecuencia ω_s de igual magnitud que la frecuencia de las corrientes.*

Por lo que se genera un campo magnético que gira de forma síncrona con las corrientes de los conductores en el estátor. Una vez creado el campo magnético giratorio, este concatenará con los conductores del rotor, induciendo unas tensiones definidas por la ley de Faraday-Lenz. En dicha ley se enunciaba que, en un medio

⁹Espacio mínimo para el giro del rotor dentro del estátor. Este es del orden de los milímetros (dependiendo de la máquina) con el objetivo de minimizar las pérdidas por dispersión.

conductor en el que existe un flujo magnético variable con el tiempo, se inducen tensiones tales que se oponen a su causa:

$$E = -\frac{d\Phi}{dt} \tag{2.1}$$

Al estar cortocircuitados los conductores del rotor, estos se comportarán como un circuito cerrado estas tensiones generarán una serie de corrientes donde, según la ley de Lorentz, al existir un conductor por el que pasa una corriente I , el cual se encuentra dentro de una región del espacio donde existe un campo magnético B , se genera una fuerza que sigue la siguiente expresión:

$$\vec{F} = l \cdot |\vec{I} \times \vec{B}| \tag{2.2}$$

Siendo l la longitud del cable; por lo que al accionarse una fuerza F en el conductor del rotor y al estar separado una distancia r de su CIR¹⁰, se ejerce un par mecánico que hace que el rotor gire. Este giro del rotor hace que cada vez se acelere mas la máquina, alcanzando casi la velocidad de sincronismo del campo giratorio. Dicha velocidad nunca podrá ser alcanzada, ya que si esto pasa, el flujo magnético en el rotor no sería variable con el tiempo por lo que el par sería nulo. Esto induce a parametrizar el comportamiento de la máquina en base a un deslizamiento, el cual se define como la diferencia entre las velocidades angulares del campo magnético y del rotor:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \tag{2.3}$$

Es por ello que siempre existe un deslizamiento entre ambas velocidades, por lo que se le otorga a esta máquina el nombre de asíncrona.

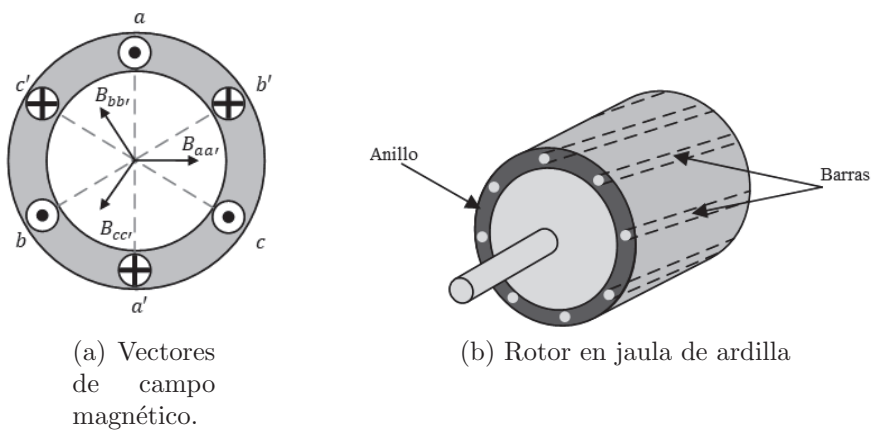


Figura 2.15: Esquemas de campo magnético y del rotor de una máquina de inducción en jaula de ardilla. Fuente: *Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones*[1]

¹⁰Centro Instantáneo de Rotación

En este texto se tratarán datos los cuales han sido obtenidos mediante ensayos con una máquina de inducción en jaula de ardilla. Estas máquinas de diferencian de las máquinas de rotor bobinado en que los conductores están constituidos por barras conductoras incrustadas en el hierro del rotor y cortocircuitadas a ambos lados, como se muestra ver en la Figura 2.15b. Estas máquinas son características por su robustez y poco mantenimiento.

El efecto del deslizamiento en la máquina asíncrona puede modelarse dentro del circuito eléctrico de la máquina. La Figura 2.16 corresponde con el modelo equivalente de una máquina asíncrona en régimen permanente, donde el elemento principal de este modelo es la resistencia de carga del secundario, la cual sigue la expresión de la Ecuación 2.4. Este elemento pasivo representa de forma matemática la potencia mecánica que se demanda o se genera en el rotor en función del valor del deslizamiento.

$$R_l = \left(\frac{1}{s} - 1\right) \cdot R'_2 \quad (2.4)$$

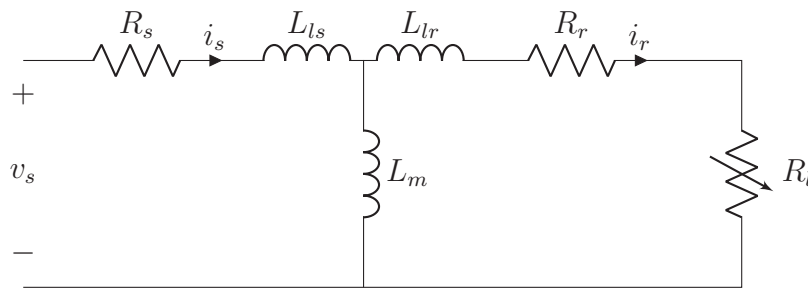


Figura 2.16: Modelo equivalente de la máquina asíncrona en régimen permanente

Este circuito equivalente modela el comportamiento en régimen permanente tanto una máquina trifásica, como de una máquina de n fases. Esto es posible mientras que este constituida por devanados distribuidos. En la Sección 2.5 se detallarán las máquinas multifásicas, presentando estas como una buena alternativa frente a las máquinas trifásicas convencionales.

2.5. Máquinas de inducción multifásicas

Las máquinas multifásicas son aquellas que tienen más de tres fases en sus devanados estáticos. Este tipo de máquinas presentan una serie de ventajas[10, 11, 12] frente a las máquinas trifásicas que hacen que sean de gran interés de estudio:

- **Mayor tolerancia al fallo:** En las máquinas multifásicas, al existir redun-

dancia de fases, es posible tener cierta tolerancia al fallo. Esto convierte a las máquinas multifásicas en las candidatas ideales en aquellas aplicaciones donde la robustez juega un papel clave.

- **Menor potencia específica:** La potencia sigue la Ecuación 2.5, por lo que la potencia por fase de la máquina (manteniendo P constante) se reduce con el número de fases, lo que en principio se necesitaría menos corriente por fase. Esto produce una clara reducción en las pérdidas en el cobre ($P_{Cu} \approx f(I_f^2)$).

$$P = m \cdot V_f \cdot I_f \cdot \cos(\varphi) \quad (2.5)$$

- **Mayor número de grados de libertad:** El hecho de tener más fases hace que la máquina se mapee en un mayor número de planos espaciales¹¹. Esto induce directamente a una mayor flexibilidad de control, ofreciendo la posibilidad de actuar sobre estos planos.
- **Inyección de armónicos:** Las máquinas multifásicas de devanados concentrados¹² en su control también permiten la inyección de armónicos de forma controlada para mejorar la calidad de la señal electromagnética.

No obstante, el uso de máquinas multifásicas también trae consigo una serie de desventajas. Entre ellas destaca el aumento de la complejidad del sistema como consecuencia directa de aumentar el número de fases. No obstante esta indeseable consecuencia del uso de estos nuevos accionamientos eléctricos se ha visto reducida gracias al desarrollo que están experimentando tanto la electrónica de potencia como los procesadores digitales de señales o en inglés *Digital Signal Processor (DSP)*.

Las Figuras 2.17a y 2.17b muestran la máquina de 5 fases del laboratorio 3.507-LII de la Escuela de Ingenierías Industriales. Esta máquina asíncrona cuenta con rotor en jaula de ardilla y con devanados distribuidos en el estátor.

¹¹A la hora de trabajar con máquinas no se realiza de forma directa con variables de fase, en lugar de eso se realizan transformadas espaciales especificadas en la Sección 3.2.

¹²Las máquinas de devanados concentrados son aquellas que cuentan con arrollamientos en el estátor de forma concentrada en cada una de sus fases.



(a) Rotor en jaula de ardilla



(b) Devanado máquina de inducción.

Figura 2.17: Máquina de inducción pentafásica de devanados distribuidos del laboratorio 3.507-LII de la escuela de ingenierías industriales de la Universidad de Málaga

Capítulo 3

Modelado matemático

3.1. Introducción

El modelado matemático de los sistemas físicos resulta un paso crucial para poder estudiar en profundidad su comportamiento (Figura 3.1). Dicho modelo puede ser usado además para obtener el error que existe entre la señal evaluada y la señal medida de lo que se quiere modelar, pudiendo usarse esto por ejemplo para un ajuste de parámetros por mínimos cuadrados. Esta es una de las principales metodologías usadas en algoritmos de optimización con objetivo de estimación de parámetros de un sistema.



Figura 3.1: Esquema genérico del modelo matemático (inputs-outputs).

Un modelo es básicamente un conjunto de ecuaciones, las cuales a través de entradas, proporcionan salidas en base a unos parámetros. Estas ecuaciones son las que describen el comportamiento del sistema, estando las señales descritas mediante solo las entradas al sistema, o con repercusión de variables espacio-temporales. Esta

dependencia del tiempo y del espacio suele representarse con ecuaciones diferenciales, las cuales plasman el comportamiento dinámico de los sistemas, tal y como se observa en el siguiente ejemplo. Se muestra la ecuación del calor que cuenta con derivadas parciales temporales y espaciales, lo cual representa el comportamiento de la temperatura variable con el espacio y el tiempo. El otro ejemplo, es la segunda ley de Newton para objetos que rotan.

$$\kappa \frac{\partial^2 T(x, t)}{\partial x^2} = \frac{\partial T(x, t)}{\partial t} ; \Delta \tau = \frac{d^2 \theta}{dt^2} \cdot J \quad (3.1)$$

Existe una gran variedad de modelos matemáticos dependiendo de su naturaleza, el tipo de datos usados, del tipo de variables y la relación de estas con sus entradas y salidas. En este Trabajo Fin de Grado se usarán varios modelos matemáticos. Para estudiar el comportamiento de la máquina se hará uso de su modelo dinámico donde, representando las ecuaciones diferenciales que siguen el circuito de la Figura 2.16, se podrán obtener las expresiones de las salidas del sistema, en este caso, las corrientes rotóricas (i_r) y estatóricas (i_s). Así, a partir de diversas variables de entrada como la tensión (v_s) o la velocidad mecánica de la máquina (ω_r), es posible estimar los valores de corriente a la salida del sistema.

Dentro de los distintos modelos matemáticos existentes, tendrá especial relevancia en este trabajo el desarrollo de modelos de tipo heurísticos. Estos se emplean para la resolución de problemas que suponen una alta complejidad, donde no se dispone de una solución sencilla algebraica. Este tipo de modelo presenta un comportamiento estocástico debido a su aleatoriedad. Dicho modelo será profundamente detallado en la Sección 4.2.

3.2. Transformada de Clarke y Park

El modelo matemático de una máquina puede describirse a partir de sus ecuaciones diferenciales expresadas en el sistema de referencia de variables de fase. No obstante, resulta beneficioso emplear otros sistemas de referencia que permitan por un lado simplificar dichas ecuaciones y por otro lado dotan a las variables de significado físico. De entre los distintos sistemas de referencia empleados en la literatura, es la descomposición en espacios vectoriales, VSD por sus siglas en inglés de *Vector Space Decomposition*, unas de las más empleadas. Las transformadas necesarias para expresar las variables de fase en estos nuevos sistemas de referencia se denominan transformadas de Clarke y Park.

La primera de las transformaciones que se verán aquí es la denominada transformada de Clarke. Se define un vector genérico \vec{x} , el cual se encuentra girando a una velocidad arbitraria ω_a . Este vector puede representar cualquier variable eléctrica

del sistema como corrientes, tensiones o flujos magnéticos. Este vector, cuya descomposición en los ejes abc se recoge en la Figura 3.2, puede ser representado en un nuevo sistema de referencia ortonormal y estacionario $\alpha - \beta$. Para realizar dicha transformación, se define la matriz de Clarke ($[C]$), dónde el parámetro k puede tomar valor $2/3$ para mantener invariantes los valores de amplitud de las tensiones, corrientes y flujos magnéticos, o valor $\sqrt{2/3}$ para mantener invariante la potencia eléctrica del sistema.

$$[C] = k \cdot \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_{z_0} \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

De esta forma, se simplifica el sistema a controlar o analizar, pasando de un sistema trifásico a un sistema bifásico. Sin embargo, en este tipo de máquinas al aplicar la descomposición en VSD, aparecerán varios subespacios ortonormales desacoplados que bridarán una mayor simplicidad en el control.

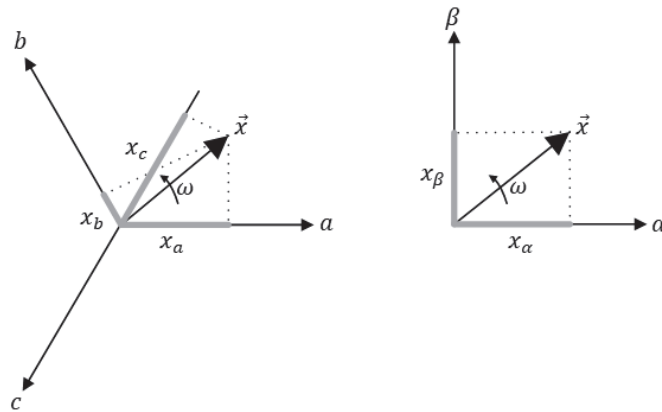


Figura 3.2: Esquema de la transformada de Clarke para un sistema trifásico. Fuente: *Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones*[1]

El siguiente paso es aplicar la transformada de Park al sistema bifásico obtenido. Esta transformada cuenta con un sistema de referencia síncrono con el giro del vector \vec{x} , lo cual permite expresar las variables como continuas. Esto permite extraer dos componentes, la componente d o de eje directo¹ y la componente q o de cuadratura², que es ortogonal al eje directo. Estas componentes se obtienen de la multiplicación del vector de componentes $\alpha - \beta$ por la matriz de Park ($[D]$). El

¹La componente d mantiene una fuerte relación con el flujo que se está produciendo en la máquina.

²La componente q mantiene una fuerte relación, aunque no directa, con el valor del par producido en la máquina

verdadero valor de esta transformada radica en la simplicidad de análisis y control sobre las variables de control una vez transformadas, simplificando los esquemas de control y la interpretación del comportamiento de la máquina.

$$[D] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [D] \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

En la Figura 3.3 se observa como el sistema ortonormal $d-q$ gira de forma síncrona con el vector \vec{x} . Con estas dos transformadas podemos analizar estas señales para las prestaciones, como lo son $\alpha - \beta$ y $d - q$.

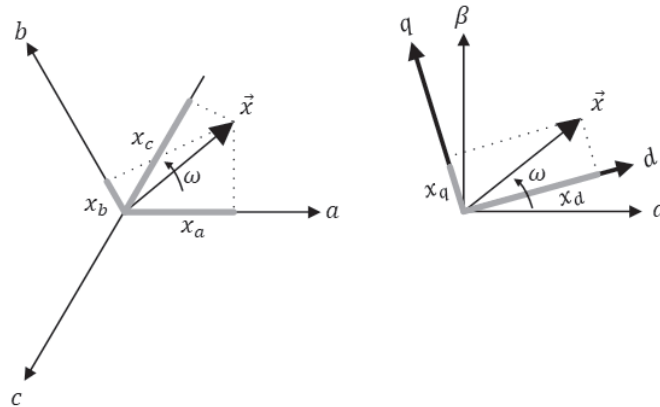


Figura 3.3: Esquema de la transformada de Park para un sistema trifásico. Fuente: *Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones*[1]

Se acaba de mostrar la transformada de Clarke para un sistema trifásico, y las componentes que se derivan de ella. Para ejemplificar la extensión de la matriz de Clarke a un sistema multifásico, se partirá de una máquina de cinco fases separadas 72° ³ entre sí. Este sistema se ha mostrado en la Figura 3.4.

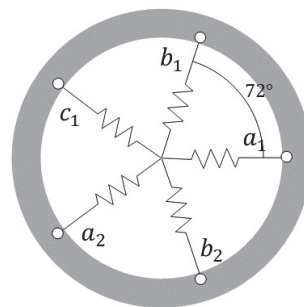


Figura 3.4: Distribución entre los devanados de la máquina de 5 fases del laboratorio 3.507-LII de la EII en la Universidad de Málaga.

³Este caso es el presente en la máquina de 5 fases del laboratorio 3.507-LII de la EII en la Universidad de Málaga.

Con este esquema se muestra la disposición espacial de los devanados, el cual permite definir la matriz de Clarke para esta máquina de 5 fases. La transformada aporta otros dos planos además del $\alpha - \beta$, el $z^+ - z^-$ y el $x - y$. En este último plano se representan las componentes relacionadas con pérdidas y armónicos contenidos en las entradas y salidas. Por otro lado, las componentes z^+ y z^- hacen referencia a la interacción con el neutro de la máquina⁴.

$$[C] = k \cdot \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos(\theta) & \cos(2\theta) & \cos(3\theta) & \cos(4\theta) \\ \sin(0) & \sin(\theta) & \sin(2\theta) & \sin(3\theta) & \sin(4\theta) \\ \cos(0) & \cos(2\theta) & \cos(4\theta) & \cos(\theta) & \cos(3\theta) \\ \sin(0) & \sin(2\theta) & \sin(4\theta) & \sin(\theta) & \sin(3\theta) \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_x \\ x_y \\ x_z^+ \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} x_{a1} \\ x_{b1} \\ x_{c1} \\ x_{a2} \\ x_{b2} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Adoptando k los valores de $2/5$ para mantener invariantes los valores de las corrientes, tensión y flujo magnético, y de $\sqrt{2/5}$ para mantener invariante la potencia eléctrica del sistema.

3.3. Modelo del convertidor

Una vez definidas las herramientas matemáticas de la transformada de Clarke y Park, a continuación, se estudiará el modelo matemático del convertidor.

Se definen por lo tanto los estados de conmutación posibles en dicho convertidor: S_a , S_b y S_c . Estos estados hacen referencia a una conmutación de carácter binario 0,1, es decir, cuando S_a vale 1, el transistor 1 (S_1) permanece conduciendo y el transistor 4 (S_4) permanece abierto. De la misma forma se establecen los demás estados de conmutación para las otras ramas.

En base a lo anterior, es posible determinar por combinatoria el número total de conmutaciones disponibles en un convertidor en función del número de niveles y fases. Las conmutaciones posibles en un convertidor de 2 niveles $n - fasico$ es 2^n ; siendo n el número de fases o ramas del convertidor (en el caso trifásico serían 8 (2^3) combinaciones o estados de conmutación).

⁴Cuando ambos neutros se mantiene aislado, las componentes anteriores son nulas.

$$\begin{bmatrix} v_{a_n} \\ v_{b_n} \\ v_{c_n} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 4 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Una vez definidos los estados de conmutación, se determinan los vectores o estados de conmutación en los subespacios mediante la transformada de Clarke.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_{z0} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \cdot [C] \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 4 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Empleando la Ecuación 3.7 se obtienen los estados de conmutación plasmados en la Figura 3.5.

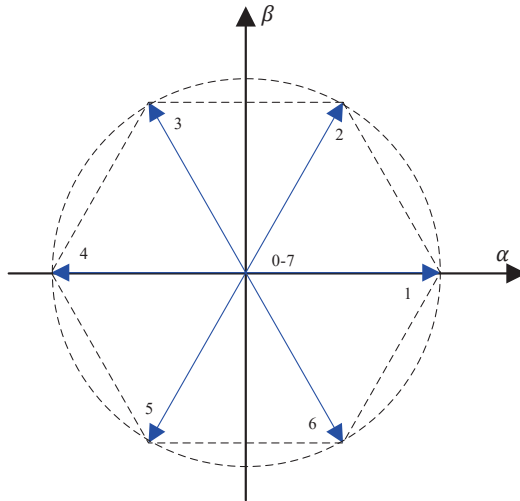


Figura 3.5: Vectores de tensión posibles en un convertidor trifásico.

De la misma forma se puede caracterizar los convertidores de forma matemática para n fases, siendo necesario definir previamente la matriz del modelado del convertidor.

La notable diferencia entre este y el modelo trifásico es la cantidad de vectores que proyectan en el plano $\alpha - \beta$ (Figura 3.6), siendo en el segundo 2^5 (32 estados de conmutación). Por otro lado, el convertidor pentafásico también introduce otro plano ya mencionado anteriormente, el plano $x - y$. Tal y como se muestra en la Figura 3.6, aparecen representados los estados de conmutación en ambos subespacios.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_x \\ v_y \\ v_{z0} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{5} \cdot [C] \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ 4 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ 4 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ 4 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \\ S_{a2} \\ S_{b2} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

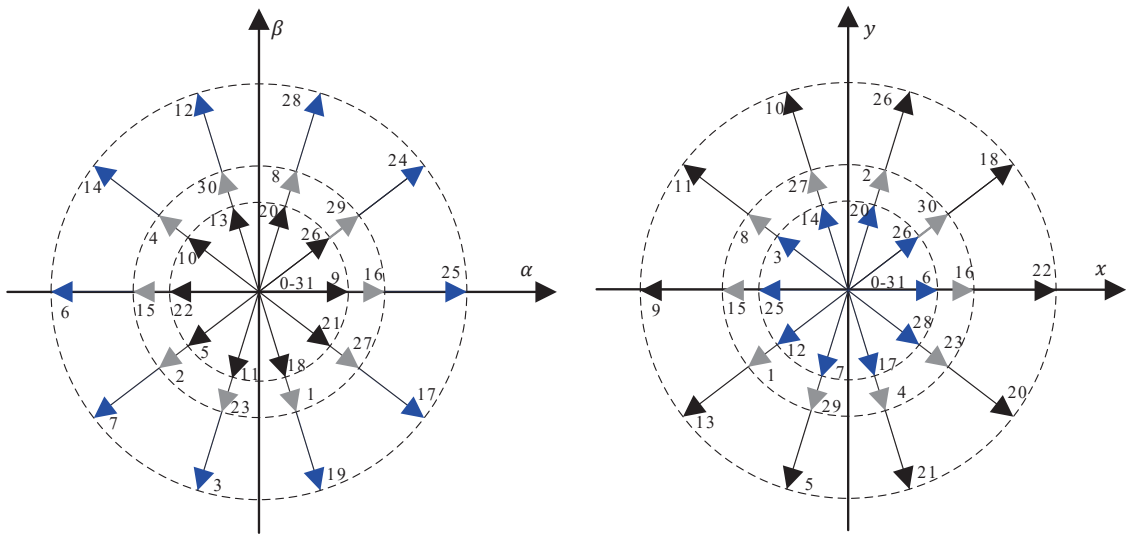


Figura 3.6: Vectores de tensión posibles en un convertidor pentafásico.

3.4. Modelo de la máquina usando vectores espaciales

A continuación, se modelará el comportamiento matemático de una máquina de inducción de seis fases. De entre los distintos modelos disponibles, son el modelo basado en vectores espaciales, en su variante estacionaria y en su variante síncrona dos de los más usados.

En primer lugar, antes de definir el modelo es necesario hacer una serie de hipótesis que permitan justificar el comportamiento de la máquina. En primer lugar se considera que la máquina está constituida por devanados completamente distribuidos. Por otro lado, el comportamiento electromagnético del hierro se considera lineal, trabajando la máquina lejos de la zona de saturación magnética y siendo las pérdidas

en el hierro⁵ despreciables [13].

La descomposición en vectores espaciales o *Vector Space Decomposition* permiten expresar el sistema de n fases en modelos desacoplados, tal y como se demostró en la Sección 3.2. La máquina modelada en VSD cuenta con un circuito eléctrico equivalente según la Figura 3.7.

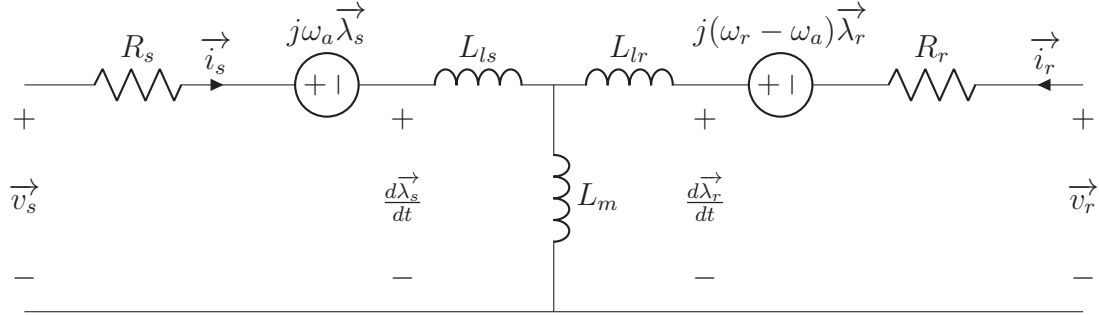


Figura 3.7: Modelo equivalente de la máquina de inducción con rotor en jaula de ardilla en VSD

Comenzando primero a modelar el circuito en VSD, se define v_r como nula por contar con rotor en jaula de ardilla. Aplicando la segunda ley de Kirchoff⁶ se obtienen 2 ecuaciones diferenciales correspondientes a la malla del estátor y la malla del rotor.

$$\vec{v}_s(t) = R_s \cdot \vec{i}_s(t) + j \cdot \omega_a \vec{\lambda}_s(t) + L_{ls} \cdot \frac{d\vec{i}_s(t)}{dt} + L_m \cdot \left(\frac{d\vec{i}_s(t)}{dt} + \frac{d\vec{i}_r(t)}{dt} \right) \quad (3.9)$$

$$L_m \cdot \left(\frac{d\vec{i}_s(t)}{dt} + \frac{d\vec{i}_r(t)}{dt} \right) + L_{lr} \cdot \frac{d\vec{i}_r(t)}{dt} + R_r \cdot \vec{i}_r(t) = j(\omega_r - \omega_a) \vec{\lambda}_r(t) \quad (3.10)$$

$$\vec{\lambda}_s = (L_{ls} + L_m) \cdot \vec{i}_s + L_m \cdot \vec{i}_r = L_s \cdot \vec{i}_s + L_m \cdot \vec{i}_r \quad (3.11)$$

$$\vec{\lambda}_r = (L_{lr} + L_m) \cdot \vec{i}_r + L_m \cdot \vec{i}_s = L_r \cdot \vec{i}_r + L_m \cdot \vec{i}_s \quad (3.12)$$

Siendo:

- $\vec{v}_s(t)$: La tensión del estátor en voltios.
- $\vec{i}_s(t)$: La corriente del estátor en amperios.
- $\vec{i}_r(t)$: La corriente del rotor en amperios.

⁵Las pérdidas en el hierro son aquellas que se producen al inducir campos sobre un material ferromagnético. Estas son las pérdidas por histéresis y las pérdidas por corrientes de Foucault.

⁶La ley de Kirchoff establece que la suma de las tensiones dentro de una malla cerrada son iguales a cero.

- $\vec{v}_r(t)$: La tensión del rotor en voltios.
- $\vec{\lambda}_s(t)$: El flujo magnético generado por el estátor en weber.
- $\vec{\lambda}_r(t)$: El flujo magnético generado por el rotor en weber.
- ω_a : Velocidad angular eléctrica genérica del sistema de referencia [rad/s]
- ω_r : Velocidad angular eléctrica genérica del rotor de la máquina [rad/s]
- R_s : La resistencia equivalente del estátor en ohmios [Ω]
- L_{ls} : La inductancia de dispersión del estátor en henrios [H]
- R_r : La resistencia equivalente del rotor en ohmios [Ω]
- L_{lr} : La inductancia de dispersión del rotor en henrios [H]
- L_m : La inductancia magnetizante de la máquina [H]

Se pueden agrupar los términos de $L_{ls} + L_m$ y $L_{lr} + L_m$, como L_s y L_r respectivamente con objeto de simplificar la ecuación (Ecuaciones 3.11 y 3.12).

$$\vec{v}_s(t) = R_s \cdot \vec{i}_s(t) + j \cdot \omega_a \vec{\lambda}_s(t) + L_s \cdot \frac{d\vec{i}_s(t)}{dt} + L_m \cdot \frac{d\vec{i}_r(t)}{dt} \quad (3.13)$$

$$L_m \cdot \frac{d\vec{i}_s(t)}{dt} + L_r \cdot \frac{d\vec{i}_r(t)}{dt} + R_s \cdot \vec{i}_s(t) = j(\omega_r - \omega_a) \vec{\lambda}_r(t) \quad (3.14)$$

Estas ecuaciones que modelan la máquina cuentan con términos complejos, lo que hace más compleja su resolución. Es por ello por lo que en la Sección de 3.5 se tratará de facilitar esta resolución de las ecuaciones diferenciales desacoplando los modelos.

3.5. Modelos desacoplados

Esta sección cuenta con un carácter realmente importante debido a que se utilizará para descomponer el modelo expuesto en la Sección 2.4. Se usará de base el modelo en VSD (Figura 3.7), el cual representa el comportamiento de una máquina de inducción con un sistema de referencia genérico. Al desacoplar este modelo, este es particularizado para las componentes α y β con un sistema estacionario ($\omega_a = 0$). De esta forma se replantea el modelo a utilizar, teniendo diferente comportamiento en ambos ejes.

Partiendo de las ecuaciones 3.12 y 3.13, se definen las variables en el subespacio $\alpha - \beta$ como $\vec{x} = x^\alpha + j \cdot x^\beta$, permitiendo esto desacoplar el circuito equivalente anterior (Figura 3.7) en dos circuitos sin variables complejas. Reescribiendo la ecuación 3.13, se obtienen las ecuaciones que describen el comportamiento de cada componente (α y β)⁷.

$$v_s^\alpha = i_s^\alpha R_s + L_s \frac{di_s^\alpha}{dt} + L_m \frac{di_r^\alpha}{dt}; \quad v_s^\beta = i_s^\beta R_s + L_s \frac{di_s^\beta}{dt} + L_m \frac{di_r^\beta}{dt} \quad (3.15)$$

$$L_r \frac{di_r^\alpha}{dt} + R_r i_r^\alpha + L_m \frac{di_s^\alpha}{dt} + P \cdot \omega_r (L_r i_r^\beta + L_m i_s^\beta) = 0 \quad (3.16)$$

$$L_r \frac{di_r^\beta}{dt} + R_r i_r^\beta + L_m \frac{di_s^\beta}{dt} - P \cdot \omega_r (L_r i_r^\alpha + L_m i_s^\alpha) = 0 \quad (3.17)$$

Siendo P el número de pares de polos de la máquina, estas ecuaciones pueden ser plasmadas en un circuito equivalente por cada componente (Figuras 3.8 y 3.9). Las Ecuaciones 3.16 y 3.17 muestran finalmente como existe el acoplamiento entre las componentes del plano (acoplamiento rotórico mediante el giro del flujo magnético provocado por la componente opuesta).

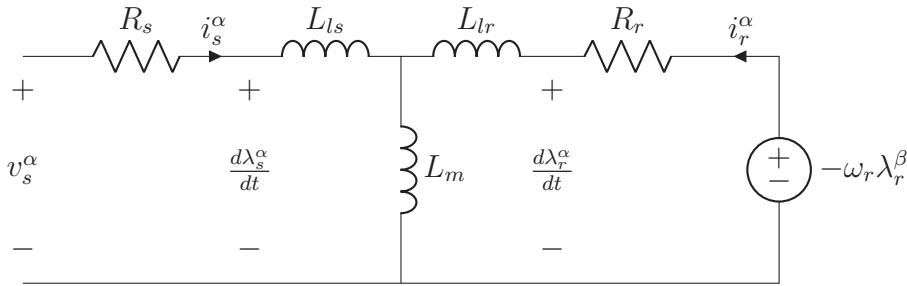


Figura 3.8: Circuito equivalente de la máquina de inducción en la componente α

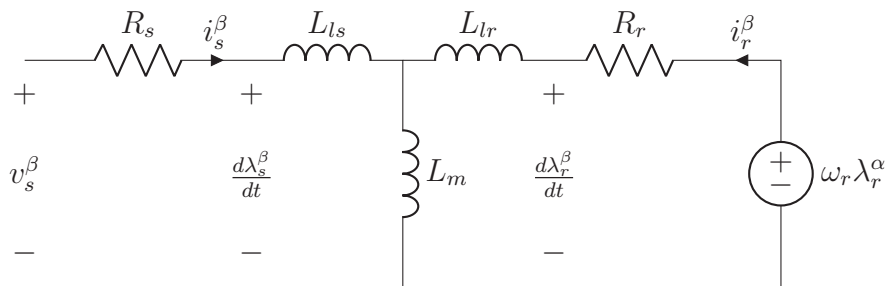


Figura 3.9: Circuito equivalente de la máquina de inducción en la componente β

Una vez definido el plano $\alpha - \beta$ se procede a definir el otro tipo de planos que tenemos al realizar el desacople con la transformada de Clarke, el plano $x - y$. Este

⁷La forma de obtener 2 circuitos equivalentes independiente viene dada por la agrupación de la proyección sobre el eje β (aquellos términos que cuentan con j como factor común) y la agrupación de los términos reales o proyectados en el eje α

plano está relacionado con las pérdidas en el estátor de la máquina, es por ello por lo que este plano no llega a enlazar con el rotor en máquinas de devanados distribuidos. Esto simplifica realmente la operación, ya que contiene un número menor de componentes que intervienen en el.

$$v_s^x = R_s i_s^x + L_{ls} \frac{di_s^x}{dt} ; v_s^y = R_s i_s^y + L_{ls} \frac{di_s^y}{dt} \quad (3.18)$$

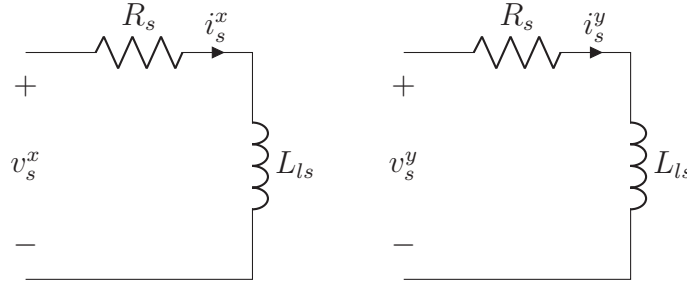


Figura 3.10: Circuitos equivalente de la máquina de inducción en las componentes x e y

Pasando a resolver este sistema, el cual es un sistema lineal, siempre y cuando la velocidad angular del rotor (ω_r) sea constante. Para el análisis dinámico utilizaremos otras técnicas de resolución que se detallarán en la siguiente sección (Sección 3.6). Aplicando entonces la transformada de Laplace a las ecuaciones 3.15, 3.16 y 3.17 se deduce el sistema de ecuaciones lineales en el dominio de la frecuencia en base a una matriz de coeficientes constantes.

$$V_s^\alpha(s) = I_s^\alpha(s)R_s + sL_s I_s^\alpha(s) + sL_m I_r^\alpha(s) \quad (3.19)$$

$$V_s^\beta(s) = I_s^\beta(s)R_s + sL_s I_s^\beta(s) + sL_m I_r^\beta(s) \quad (3.20)$$

$$sL_r I_r^\alpha(s) + R_r I_r^\alpha(s) + sL_m I_s^\alpha(s) + P\omega_r(L_r I_r^\beta(s) + L_m I_s^\beta(s)) = 0 \quad (3.21)$$

$$sL_r I_r^\beta(s) + R_r I_r^\beta(s) + sL_m I_s^\beta(s) - P\omega_r(L_r I_r^\alpha(s) + L_m I_s^\alpha(s)) = 0 \quad (3.22)$$

Reagrupando términos en la ecuación y expresándolo en forma matricial, se obtiene el sistema como un sistema de ecuaciones lineales en el dominio de la frecuencia.

$$\begin{bmatrix} R_s + sL_s & sL_m & 0 & 0 \\ sL_m & R_r + sL_r & P\omega_r L_m & P\omega_r L_r \\ 0 & 0 & R_s + sL_s & sL_m \\ -P\omega_r L_m & -P\omega_r L_r & sL_m & R_r + sL_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s^\alpha(s) \\ I_r^\alpha(s) \\ I_s^\beta(s) \\ I_r^\beta(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s^\alpha(s) \\ 0 \\ V_s^\beta(s) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Otra forma de representar o modelar el comportamiento del sistema es en espacios de estados [1], siguiendo las matrices de comportamiento similares a las descritas

anteriormente, pero en este caso hallando los valores de los flujos magnéticos del rotor en lugar de las corrientes.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s^\alpha \\ i_s^\beta \\ \lambda_r^\alpha \\ \lambda_r^\beta \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} i_s^\alpha \\ i_s^\beta \\ \lambda_r^\alpha \\ \lambda_r^\beta \end{bmatrix} + [B] \cdot \begin{bmatrix} v_s^\alpha \\ v_s^\beta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{L_r \cdot R_s}{c_1} + \frac{L_m^2 \cdot R_r}{L_r \cdot c_1}\right) & 0 & \frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot c_1} & \frac{L_m \omega_r}{c_1} \\ 0 & -\left(\frac{L_r \cdot R_s}{c_1} + \frac{L_m^2 \cdot R_r}{L_r \cdot c_1}\right) & -\frac{L_m \omega_r}{c_1} & \frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot c_1} \\ \frac{R_r \cdot L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{R_r \cdot L_m}{L_r} & \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} c_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; c_1 = L_s \cdot L_r - L_m^2 ; c_2 = \frac{L_r}{c_1} \quad (3.26)$$

La diferencia entre ambos métodos de resolución radica en que el primero se encuentra en el dominio de la frecuencia compleja (linealizado mediante la transformada de Laplace) y el segundo se encuentra en el dominio del tiempo. Ambos serán discretizados en la siguiente sección para la evaluación del algoritmo.

3.6. Discretización

El objetivo de este apartado es poder representar el modelo dinámico de la máquina aún teniendo no linealidades en el sistema. Además, de esta forma se puede obtener las salidas del sistema (corrientes estáticas y rotóricas) como multiplicación de dos matrices.

Primero se define la derivada como la diferencia finita entre el instante de tiempo kT y el instante de tiempo $[k-1]T$ dividida por el paso de tiempo ΔT . Este paso de tiempo se considerará constante e igual al paso de tiempo tomado a la hora de rescatar las medidas en el banco de ensayos. Discretizando las Ecuaciones 3.15, 3.16 y 3.17, se obtiene el sistema de ecuaciones en diferencias. Como los pasos de tiempo son constantes, se puede definir $x(kT)$ como $x(k)$ para simplificar la notación.

$$v_s^\alpha(k) = i_s^\alpha(k)R_s + L_s \frac{i_s^\alpha(k) - i_s^\alpha(k-1)}{\Delta t} + L_m \frac{i_r^\alpha(k) - i_r^\alpha(k-1)}{\Delta t} \quad (3.27)$$

$$v_s^\beta(k) = i_s^\beta(k)R_s + L_s \frac{i_s^\beta(k) - i_s^\beta(k-1)}{\Delta t} + L_m \frac{i_r^\beta(k) - i_r^\beta(k-1)}{\Delta t} \quad (3.28)$$

$$L_r \frac{i_r^\alpha(k) - i_r^\alpha(k-1)}{\Delta t} + R_r i_r^\alpha(k) + L_m \frac{i_s^\alpha(k) - i_s^\alpha(k-1)}{\Delta t} + P \cdot \omega_r(k) \lambda_r^\beta(k) = 0 \quad (3.29)$$

$$L_r \frac{i_r^\beta(k) - i_r^\beta(k-1)}{\Delta t} + R_r i_r^\beta(k) + L_m \frac{i_s^\beta(k) - i_s^\beta(k-1)}{\Delta t} - P \cdot \omega_r(k) \lambda_r^\alpha(k) = 0 \quad (3.30)$$

Se puede entonces despejar las variables de interés ($i_s^\alpha(k)$, $i_s^\beta(k)$, $i_r^\alpha(k)$ y $i_r^\beta(k)$), dejándolas como un sistema lineal de dimensión 4×4 . Esto facilita la resolución y obtención de la salida del sistema, además de poder simular el comportamiento dinámico cuando ω_r no sea constante (un suceso transitorio como un arranque o un cambio de régimen).

$$[A] = \begin{bmatrix} R_s \Delta_t + L_s & 0 & L_m & 0 \\ L_m & \omega_r(k) P L_m \Delta_t & R_r \Delta_t + L_r & \omega_r(k) P L_r \Delta_t \\ 0 & R_s \Delta_t + L_s & 0 & L_m \\ -\omega_r(k) P L_m \Delta_t & L_m & \omega_r(k) P L_r \Delta_t & R_r \Delta_t + L_r \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} v_s^\alpha(k) \Delta_t + L_s i_s^\alpha(k-1) + L_m i_r^\alpha(k-1) \\ L_m i_s^\alpha(k-1) + L_r i_r^\alpha(k-1) \\ v_s^\beta(k) \Delta_t + L_s i_s^\beta(k-1) + L_m i_r^\beta(k-1) \\ L_m i_s^\beta(k-1) + L_r i_r^\beta(k-1) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$[A] \cdot \begin{bmatrix} i_s^\alpha(k) \\ i_r^\alpha(k) \\ i_s^\beta(k) \\ i_r^\beta(k) \end{bmatrix} = [B] \rightarrow \begin{bmatrix} i_s^\alpha(k) \\ i_r^\alpha(k) \\ i_s^\beta(k) \\ i_r^\beta(k) \end{bmatrix} = [A]^{-1} [B] \quad (3.33)$$

De esta forma se obtiene una expresión que permite evaluar el modelo con los parámetros y las variables de entrada ($\omega_r(k)$ y $v_s^{\alpha,\beta}$). Análogamente, con la Ecuación 3.18 se puede obtener otro sistema de ecuaciones lineal que permita obtener las corrientes estáticas de las componentes x, y .

$$v_s^x(k) = R_s i_s^x(k) + L_{ls} \frac{i_s^x(k) - i_s^x(k-1)}{\Delta t} \quad (3.34)$$

$$v_s^y(k) = R_s i_s^y(k) + L_{ls} \frac{i_s^y(k) - i_s^y(k-1)}{\Delta t} \quad (3.35)$$

Agrupando términos y despejando las corrientes, se obtiene un sistema 2×2 . Se observa que ambos subespacios ($\alpha - \beta$ y $x - y$) permanecen desacoplados, no interviniendo las variables de un subespacio ($\alpha - \beta$) en el cálculo de las variables del otro subespacio ($x - y$).

$$\begin{bmatrix} R_s \Delta_t + L_{ls} & 0 \\ 0 & R_s \Delta_t + L_{ls} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s^x \\ i_s^y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_s^x(k) \Delta_t + L_{ls} i_s^x(k-1) \\ v_s^y(k) \Delta_t + L_{ls} i_s^y(k-1) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Capítulo 4

Algoritmo de estimación

4.1. Introducción

Este capítulo tratará de plasmar como implementar el algoritmo necesario en *Python* para estimar los parámetros de la máquina de 5 fases anteriormente presentada. Para ello se hará uso de los modelos discretos definidos en la sección anterior para conformar la función objetivo a minimizar. La ilustración de este código consta de la segunda parte del algoritmo completo en cascada¹, siendo esta la que estima en base a los ensayos realizados en el plano $\alpha - \beta$.

Existen una gran diversidad de algoritmos para resolver problemas de optimización. Básicamente todos se basan en establecer una función objetivo y tratar de minimizar o maximizar esta. Dicha función objetivo pueden ser beneficios, potencia de un sistema, error de una señal, costes de producción o transporte... Para resolver estos problemas se debe escoger el tipo de algoritmo o técnica que se adapte mejor a la naturaleza del problema. Por ejemplo, si el problema cuenta con que la función objetivo queda descrita mediante una función derivable en todo su dominio (además de continua), lo más óptimo es usar métodos basados en derivadas. Por otro lado, si el problema cuenta con un carácter fuertemente no lineal o discontinuo, es conveniente aplicar metodologías evolutivas, las cuales se basan en aplicar metodologías de evolución basadas en reglas que determinan la bondad de la solución que se ha obtenido.

Estas técnicas o metodologías realizan un proceso iterativo de evaluación a fin de obtener la mejor solución para un problema. De entre todas ellas, destacan los algoritmo metaheurísticos. Estos algoritmos se caracterizan por utilizar comporta-

¹El algoritmo está compuesto de dos etapas: estimación en el subespacio $x - y$ y en el subespacio $\alpha - \beta$.

mientos provenientes de la naturaleza para optimizar soluciones. Algunos ejemplos de algoritmos heurísticos son los algoritmos genéticos, los cuales se basan en las leyes de la evolución de Darwin [2]. Otra técnica ampliamente usada está basada en *Particle Swarm Optimization* o PSO (Figura 4.1), que establece la evolución de la solución hacia el óptimo de la misma forma que lo realizan colonias de animales en la naturaleza [3]. El movimiento de las partículas se realiza en base a una serie de pesos atribuidos a la velocidad y a la aceleración con la que evolucionan por el espacio de soluciones.

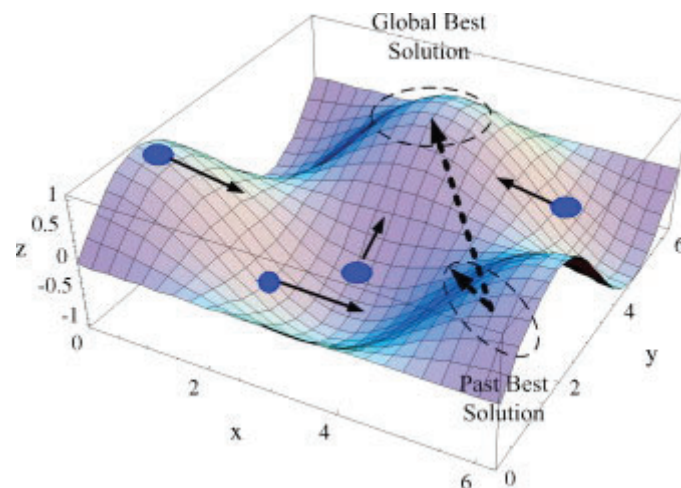


Figura 4.1: Representación gráfica de la forma de búsqueda del algoritmo de PSO.
Fuente: *CSSA. Social Learning Algorithms*

En este Trabajo Fin de Grado se utilizarán los algoritmos genéticos para realizar el ajuste de los parámetros de la máquina. Estos algoritmos se estructuran básicamente en la generación de una población inicial aleatoria, el cruce y la mutación de los individuos de cada generación (iteración); y la selección de los mejores individuos en cada generación (Figura 4.2).

4.2. Algoritmos genético

Los algoritmos genéticos se basan en la ley de la evolución de Darwin, la cual establece, de forma simple, que aquellos individuos que mejor se adaptan al medio son aquellos que tienen más probabilidad de dejar descendencia. También establece que las modificaciones como los cruces entre individuos genéticamente fuertes y las mutaciones, hacen que estos se adapten mejor al medio [2]. Desde el punto de vista del algoritmo, este no deja de ser un problema fuertemente estocástico, por lo que se necesitará de la generación de individuos de forma aleatoria. La generación de dicha población, será el punto inicial dentro del problema de estimación. En la Figura

4.2 se muestra el diagrama de flujo de funcionamiento, dónde N corresponde con el número de iteraciones a realizar en el algoritmo. Se puede comprobar que este tipo de problemas cuenta con dos tipos de evoluciones de las generaciones. La primera sería como la expuesta en la Figura 4.2, dónde se fija el número de iteraciones que se quieren realizar, independientemente de la evolución de la función objetivo. La otra metodología establece un criterio de convergencia (pendiente de evolución² cercana a cero por ejemplo). De cualquier forma, este es un proceso iterativo basado en evaluación, dónde el número de individuos y el número de generaciones determinarán el coste computacional a gran escala del algoritmo completo.

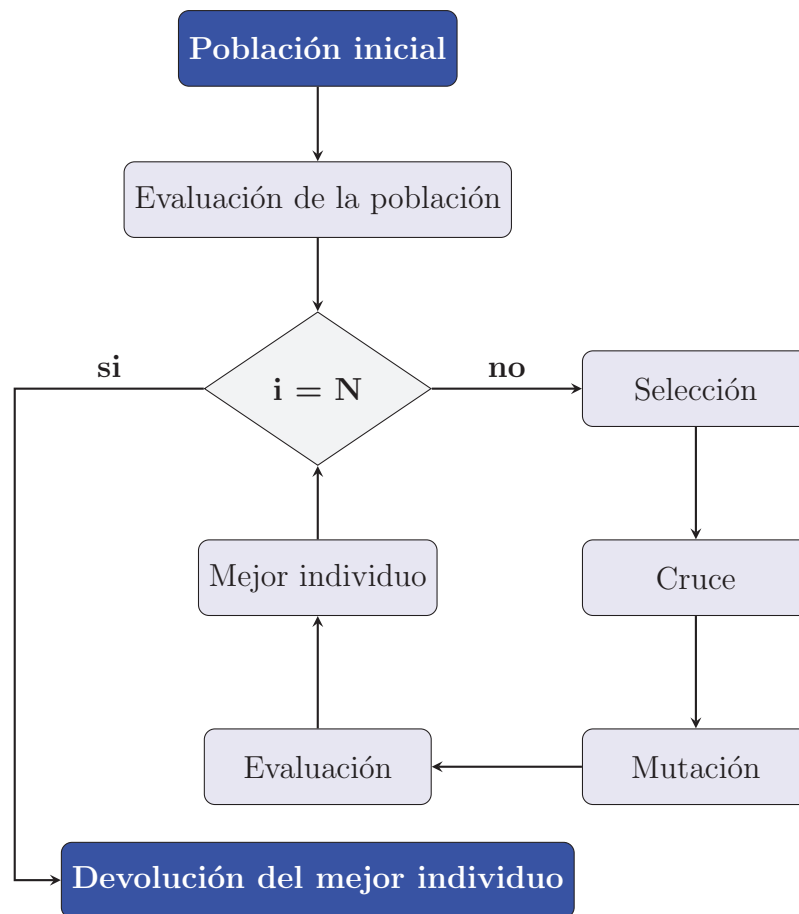


Figura 4.2: Flujograma del algoritmo genético

La implementación del algoritmo se realizará en *Python*, software libre el cual cuenta con acceso a una librería específica de algoritmos genéticos llamada *deap*. Dicho paquete define los individuos como objetos facilitando así su comprensión y acceso a los datos. Esta librería cuenta con diversas funciones de cruce, muta-

²La pendiente de la evolución viene determinada por la diferencia entre la generación i y la generación $i - 1$, en caso de realizar la diferencia con dos puntos, correspondiendo esto al gradiente de evolución.

ción, selección, definición de población inicial, algoritmos de resolución... Todo esto simplifica el problema desde el punto de vista de la programación.

En primer lugar se definen conceptos básicos para entender el problema, por ejemplo el concepto de población. Una población es un conjunto de individuos, la cual va evolucionando entre las generaciones. Por otro lado, los individuos corresponden al conjunto de parámetros o variables que queremos estudiar, las cuales definen el valor de la función objetivo o *fitness* mediante la evaluación del modelo matemático. En el caso de este Trabajo Fin de Grado, el individuo completo estaría compuesto por R_s , L_{ls} , R_r , L_{lr} , L_m , $i_r^\alpha(0)$ (componente α de la corriente rotórica en el instante $k = 0$) y $i_r^\beta(0)$ (componente β de la corriente rotórica en el instante $k = 0$); lo que hace tener un individuo con 7 cromosomas. El tratado del individuo y su descomposición se detallará más adelante en esta sección, junto con la evaluación del individuo.

Para inicializar el programa en *Python* se debe crear un objeto llamado *Individual*. Este objeto hace referencia al individuo, el cual tiene como objetivo minimizar la función objetivo. Esto junto con el valor del *fitness* son características o atributos del objeto "Individual". Esto se crea con el módulo *creator* de la librería *deap* como se muestra en el siguiente extracto de código.

```
creator.create("FitnessMin", base.Fitness, weights = (-1,))
creator.create("Individual", np.ndarray, fitness = creator.
    FitnessMin)
```

Inicialización

La tupla $(-1,)$ indica que es un problema de minimización y que cuenta con un simple objetivo. Existen también otros tipos de problemas llamados multiobjetivos, los cuales pueden tener varias funciones de coste. Dichas funciones objetivo pueden ser maximizadas o minimizadas indistintamente. Un ejemplo claro ocurre en la transferencia de energía en una red interconectada, donde el algoritmo trata de maximizar los beneficios de las compañías que distribuyen la energía y a su vez minimizar la producción de gases de efecto invernadero. La solución en lugar de tener un carácter unidimensional (una única función de coste), en este caso cuenta con una solución bidimensional (curva), la cual representa la interacción entre los dos objetivos. Esta curva se denomina frente de Pareto y esta puede estar constituida por una curva como en este caso de ejemplo, o por un hiperplano de n dimensiones con n funciones objetivos (Figura 4.3).

La librería *deap* trabaja con un elemento que reúne todas las características del problema. Este elemento es una "caja de herramientas" o *Toolbox*. Esta función permite reunir todos los operadores genéticos que operarán al individuo en cada generación, simplificando la comprensión de la estructura de trabajo y su definición.

```
toolbox = base.Toolbox()
```

Inicialización

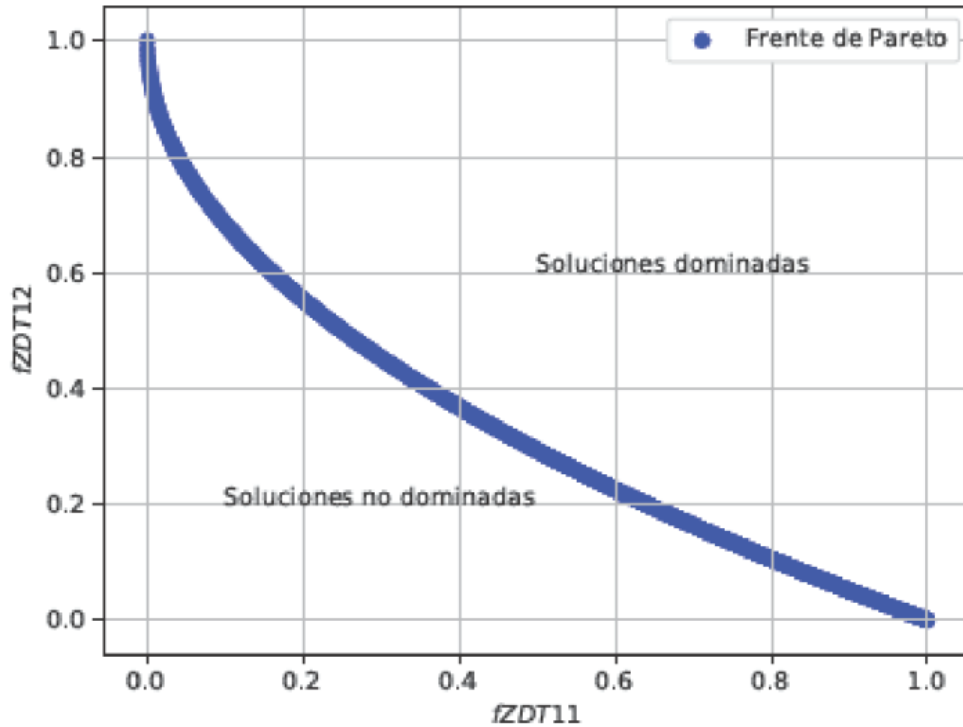


Figura 4.3: Ejemplo de frente de Pareto en un sistema de 2 dimensiones. *Fuente: Algoritmos genéticos con Python. Un enfoque práctico para resolver problemas de ingeniería [2]*

4.2.1. Población inicial

El algoritmo comenzaría creando la población inicial, acotando primero cada uno de los cromosomas y siendo esa acotación el espacio donde van a evolucionar las generaciones. Una vez acotados los cromosomas, se crea una población de M individuos de forma aleatoria, siguiendo una distribución uniforme dentro de los intervalos establecidos. Esto generará una nube de datos aleatorios uniformemente repartidos dentro del espacio acotado. Cabe destacar que, cuanto mayor sea M , mayor será la probabilidad de definir un individuo cercano al óptimo global. La desventaja de aumentar mucho el tamaño de la población radica en el alto coste computacional que conlleva.

La implementación de la generación de la población inicial pasa por el uso de la

función *register* dentro del objeto *toolbox* anteriormente creado. De esta forma se almacena la creación del individuo asociada al subprograma *crea_individuo*, iterando esta función M veces para constituir la población completa. El parámetro M se incluirá al final del código como un parámetro en la llamada del algoritmo completo a ejecutarse.

```
toolbox.register("individual", tools.initIterate, creator.
    Individual, crea_individuo);
toolbox.register("ini_poblacion", tools.initRepeat, list,
    toolbox.individual);
```

Población inicial

El subprograma de creación del individuo establece los límites dónde se quiere explorar la solución con un límite superior e inferior para cada una de los cromosomas del individuo, generándolos de forma aleatoria y uniforme con la función *random.uniform(...)*³.

```
def crea_individuo():
    ind = np.zeros(5)

    ind[1] = random.uniform(Llr_inf, Llr_sup)
    ind[2] = random.uniform(Lm_inf, Lm_sup)
    ind[3] = random.uniform(I_r_a_inf, I_r_a_sup)
    ind[4] = random.uniform(I_r_b_inf, I_r_b_sup)
    ind[0] = taur*(ind[2]+ind[1])

    return ind
```

Población inicial

4.2.2. Evaluación de la población

Una vez generada la población inicial, el siguiente paso consiste en evaluar los individuos de esta población para atribuirles un *fitness* y poder realizar operaciones

³cabe destacar que no todos los individuos cuentan con la misma forma de generación. La resistencia rotórica es determinada como función de los valores generados de L_{lr} y L_m . Esto se detallará con más detalle en la Sección 4.3 y como se relaciona con un parámetro denominado constante de tiempo del rotor (τ_r)

genéticas con ellos. La forma de evaluarlo consta de un modelo matemático ya definido de forma teórica en las Ecuaciones 3.33 y 3.36, dónde se observa que se tienen dos modelos lineales independientes. Esto permite tener una mayor flexibilidad a la hora de evaluar, ya que tal y como se mostrará en la Sección 4.3 se optará por varias técnicas y flujos de estimación para los parámetros. Cualquiera de estas estructuras de estimación siguen la misma dinámica; el programa cuenta con un individuo como parámetro de entrada, además de las proyecciones de la tensión en las componentes α , β , x e y . Una vez evaluada, esta función devuelve como salida un vector de corrientes estimadas ($[\hat{i}]$). Con dicho vector de corrientes calculado, otra función atribuirá el valor del *fitness* a cada individuo, realizando la diferencia cuadrática media entre el vector de corriente medida ($[i^*]$) y el vector de corriente estimada para cada instante k del ensayo (Ecuación 4.1).

$$e_m^2 = \frac{\sum_{k=0}^K (i^* - \hat{i})^2}{K} \quad (4.1)$$

$$\min \left\{ \sqrt{e_{m,\alpha}^2 + e_{m,\beta}^2 + e_{m,x}^2 + e_{m,y}^2} \right\} \quad (4.2)$$

```
def fitness(individuo):
    if individuo[0]<Rr_inf or individuo[0]>Rr_sup:
        return penaliza,
    if individuo[1]<Llr_inf or individuo[1]>Llr_sup:
        return penaliza,
    if individuo[2]<Lm_inf or individuo[2]>Lm_sup:
        return penaliza,
    if individuo[3]<I_r_a_inf or individuo[3]>I_r_a_sup:
        return penaliza,
    if individuo[4]<I_r_b_inf or individuo[4]>I_r_b_sup:
        return penaliza,

    I_ev = evalua_modelo(individuo[0], individuo[1],
        individuo[2], individuo[3], individuo[4])

    MSE_a = error_cuad(I[0], I_ev[0])
    MSE_b = error_cuad(I[1], I_ev[1])

    return math.sqrt(MSE_a+MSE_b),
```

Evaluación del individuo

Con el error cuadrático medio de cada componente, se devuelve como *fitness* la reducción por mínimos cuadrados de todas las componentes (Ecuación 4.2). Otra condición que se establece dentro de la función de evaluación del individuo, es la

penalización. Este concepto surge de la generación de soluciones con contenido aleatorio. Su funcionamiento se basa simplemente en imponerle un *fitness* contrario al objetivo perseguido⁴, eliminando este individuo de las soluciones posibles por no cumplir alguna de las restricciones impuestas. En este caso son restricciones de los límites establecidos en la cabecera del programa que impone la región de estudio.

El subprograma *evalua_modelo* corresponde con la implementación en Python de las Ecuaciones 3.33 y 3.36 que devuelven las corrientes a utilizar en el ajuste por mínimos cuadrados. Todas estas operaciones y funciones se les atribuyen al individuo mediante el *toolbox* anteriormente definido.

```
toolbox.register("evaluate", fitness)
```

Evaluación del individuo

4.2.3. Selección de individuos

Una vez caracterizados los individuos de la población inicial, el algoritmo comenzará a realizar el bucle de iteraciones como se muestra en la Figura 4.2. Este bucle comienza con la selección de los mejores individuos de la generación. Dicha selección se puede realizar en base a diversas técnicas; una de ellas se denomina selección por torneo, donde esta escoge de forma aleatoria de la población un número de individuos (*tourntsize*) definido. Este grupo seleccionado se somete a torneo (se comparan el valor de *fitness* asociado a cada individuo), escogiendo como ganador del torneo al que contenga mejor genética (Figura 4.4).

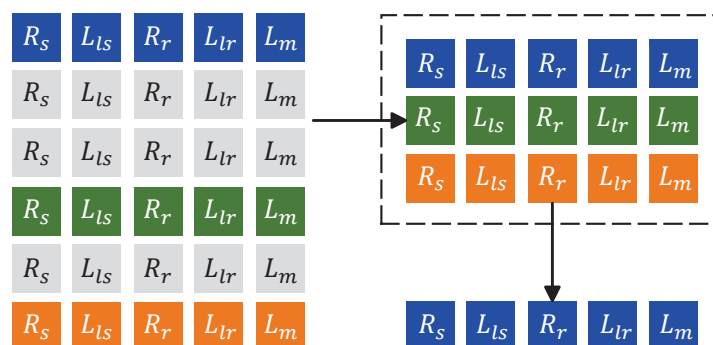


Figura 4.4: Esquema ilustrativo de la selección por torneo

⁴Valores elevados en problemas de minimización y bajos en problemas de maximización.

Esta operación se realiza de forma iterativa hasta conseguir el número de individuos seleccionados deseado. En el algoritmo de optimización esto es sencillo de realizar al usar la función definida en el módulo *tools* de la librería *deap*. Esta función se denomina *selTournament*, la cual tiene como parámetro de entrada el tamaño del grupo que se selecciona.

```
toolbox.register("select", tools.selTournament, tournsize =
3)
```

Selección

Para este tipo de problemas se suele establecer un *tournsize* igual a 3. La razón es debido a que, en ciertas bibliografías ([2]), comparan el comportamiento del algoritmo con varios tamaños de torneo, obteniendo mejores resultados con el valor escogido.

4.2.4. Cruce y mutación

Llegados a este punto, los individuos que persisten son aquellos que contienen mejor composición genética. Es por ello que para intentar examinar nuevas áreas y explotar las áreas donde existen individuos con buena composición genética se utilizan las técnicas de cruce y de mutación. El cruce consiste en combinar la composición genética (Figura 4.5) de los individuos más fuertes (progenitores) para dar lugar a una descendencia con probabilidad de tener mejor composición genética. Esta operación de cruce contiene ciertas condiciones que no han hecho posible el poder utilizar las funciones disponibles directamente del módulo *tools*. Para ello se ha escogido una función predefinida de dicho módulo, modificando esta para particularizarla al problema de estimación de parámetros eléctricos. Esta función es *CxBlend*, la cual cuenta con 3 parámetros de entrada. Estos parámetros son los individuos a cruzar y una constante (α) que determina cómo va a ser el cruce.

$$\gamma = (1 + 2\alpha) \cdot \text{rand}() - \alpha \quad (4.3)$$

$$\text{child}_1^i = (1 - \gamma) \cdot \text{father}_1^i + \gamma \cdot \text{father}_2^i \quad (4.4)$$

$$\text{child}_2^i = \gamma \cdot \text{father}_1^i + (1 - \gamma) \cdot \text{father}_2^i \quad (4.5)$$

De esta forma, se realiza una combinación lineal entre la información genética de los padres (father^i) para dar lugar a los hijos (child^i) con un peso asociado (γ) que viene determinado de forma aleatoria ($\text{rand}()$) mediante la constante de entrada a la función (α). La diferencia existente radica en la restricción mencionada en la Subsección 4.2.2 sobre la constante de tiempo del rotor.

```

def cxBlend_machine(ind1, ind2, alpha):
    for i, (x1, x2) in enumerate(zip(ind1, ind2)):
        if i==2:
            ind1[i] = ind1[0]/taur-ind1[1]
            ind2[i] = ind2[0]/taur-ind2[1]
        else:
            gamma = (1. + 2. * alpha) * random.random() -
                alpha
            ind1[i] = (1. - gamma) * x1 + gamma * x2
            ind2[i] = gamma * x1 + (1. - gamma) * x2
    return ind1, ind2

```

Cruce

Por otro lado, la mutación consiste en usar la información genética de la población para crear hijos (Figura 4.6) que contengan "ADN" ligeramente modificado y poder explorar otras áreas e intentar no atascar al algoritmo en mínimos o máximos locales. La función de mutación utilizada consta de una distribución normal aleatoria⁵ de media el valor del cromosoma de entrada y de desviación típica impuesta como entrada a dicha función.

$$child^i = randN(father^i, \sigma^i) \quad (4.6)$$

De esta forma se establece la misma restricción de la constante de tiempo que en la operación de cruce, explorando áreas cercanas al individuo evolucionado. La magnitud de esta área dependerá de la intensidad de búsqueda que se le otorgue a la distribución normal. Esta intensidad depende de forma inversa a la desviación típica. Al establecer una desviación típica de mayor magnitud, se realizará en esa mutación una búsqueda en extensión y explorando áreas nuevas. De lo contrario cuando tienes una desviación típica pequeña se realizará una búsqueda en intensidad, explotando regiones cercanas al individuo.

⁵La normal aleatoria se representa en la ecuación correspondiente con $randN(\mu, \sigma)$, siendo μ la media de la distribución y σ la desviación típica.

```
def mutacion (individuo, indpb, sigma):
    for i in range(len(individuo)):
        if i ==2:
            individuo[i] = individuo[0]/taur-individuo[1]
        elif random.random()<indpb:
            individuo[i] = random.gauss(individuo[i],sigma[i
            ])
    return individuo,
```

Mutación

Cuando el algoritmo realiza cruce o mutación, estas operaciones no se le realizan a todos los individuos de la población, si no que, definiendo una probabilidad de cruce⁶ y una probabilidad de mutación, se establece que individuos son escogidos para generar estos cambios. Mientras el algoritmo realiza todas estas operaciones, hay una o varias variables encargadas de que la población siempre vaya evolucionando. La función de estas variables es rescatar en cada generación los individuos con mejor composición genética para no perderlos en la generación posterior; también llamado *Hall Of Fame*[2]. De forma lógica se observa como el algoritmo puede evolucionar a una solución igual o mejor, nunca peor gracias a este grupo de variables.

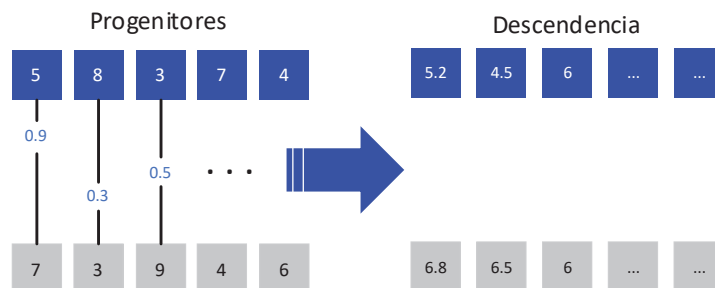


Figura 4.5: Ejemplo de cruce lineal entre dos individuos

En este punto se vuelve a utilizar la función de evaluación, donde se obtiene el valor de la función objetivo para cada uno de los individuos ya evolucionados. Este es el proceso iterativo el cual hace que el algoritmo consiga evolucionar.

⁶La probabilidad de cruce es un número comprendido entre 0 y 1 que establece la cantidad de individuos de la generación que son escogidos.

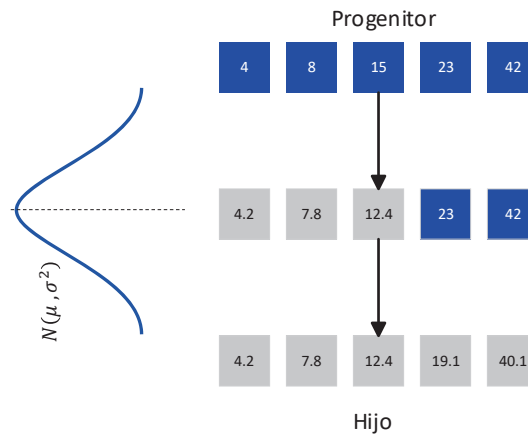


Figura 4.6: Ejemplo de mutación Gausiana de un individuo.

Estos algoritmos pueden tener comportamientos más elitistas, es decir, buscar soluciones de manera intensiva, o tener una visión más abierta y ofrecer una búsqueda en extensión. El comportamiento que sigue depende, en gran parte, de el ajuste de los pesos que se le otorguen a las probabilidades de cruce, mutación o el tamaño de la selección, entre otros. La búsqueda en intensidad ofrece mejores resultados cuando se tiene acotada la región donde se conoce la existencia del máximo, aumentando la creación de nuevos individuos que compitan por mejorar en esa zona definida, proporcionando soluciones más precisas. En cambio, la búsqueda en extensión, proporciona la habilidad de poder buscar en un amplio rango, permitiendo poder acceder a la búsqueda del máximo absoluto en una región que contenga máximos relativos (de la misma forma sería si el objetivo fuese minimizar). La técnica no es única en la estimación, aunque los problemas suelen buscar en extensión en iteraciones tempranas y acabar buscando en intensidad en generaciones más tardías.

4.3. Flujo de estimación

El algoritmo cuenta con un individuo de 7 cromosomas. Aunque sea un problema de optimización y pueda parecer que este presente un único mínimo global, si no se restringe el problema de forma cuadrada como mínimo, este puede adoptar un comportamiento flexible (adoptar un conjunto de soluciones en cada resolución de este con *fitness* similares). Esta flexibilidad es perjudicial en la estimación, generando una convergencia pobre o inexistente. Un ejemplo de esta naturaleza sería si el problema tuviese el comportamiento de la Ecuación 4.7, la cual en principio presenta infinitas soluciones si de minimizarla o maximizarla se tratase. Para poder establecer que esta presenta algún punto singular, debe establecerse alguna condición adicional que permita cerrar el problema.

Si $x_1 = 2 + x_2$ por ejemplo, la función ya contaría con un mínimo global, el cual es calculable.

$$fitness(x_1, x_2) = k \cdot x_1 \cdot x_2 ; fitness(x_2) = k \cdot (x_2^2 + 2 \cdot x_2) \quad (4.7)$$

La estimación de los parámetros eléctricos de la máquina puede abordarse desde el punto de vista de un problema acotado con una serie de restricciones.

Para resolver este problema se plantea la estimación de subespacios desacoplados (Figura 4.7). Estos subespacios son los anteriormente mencionados tras la transformada de Clarke en máquinas de 5 fases (subespacio $x - y$ y subespacio $\alpha - \beta$). La solución consta de una estimación en cascada, dónde se realiza un primer ensayo proyectando solo componentes $x - y$ y un segundo ensayo proyectando solo componentes $\alpha - \beta$. Estos ensayos serán detallados de forma precisa en el Capítulo 5.

El objetivo de este flujo de estimación es; por un lado poder reducir el coste computacional al contar con un número de variables más reducidos, contar con funciones de evaluación más sencillas y restringir el problema lo máximo posible para obtener una convergencia al mismo punto siempre. El algoritmo en cascada comienza evaluando una función objetivo con el sistema 3.36. En esta primera etapa de la estimación se obtienen el parámetro L_{ls} . El parámetro R_s es incógnita del problema aunque puede ser fácilmente obtenido mediante la medida directa de la resistencia que poseen cada una de las bobinas que componen el devanado del estátor, por lo que desde el punto de vista del algoritmo se considera como dato.

$$\min \left\{ \sqrt{e_{m,x}^2 + e_{m,y}^2} \right\} \quad (4.8)$$

Una vez estimados los valores de R_s y L_{ls} , estos se emplearán como dato de entrada para, en una segunda etapa, estimar el resto de variables eléctricas (R_r , L_{lr} y L_m). Cabe destacar que si se hiciese de forma directa con el acople entre los dos planos, la estimación sería mucho más costosa, debido a que las dimensiones del sistema aumentarían de 4×4 a 6×6 . Aunque a priori no pueda parecer un incremento significativo de la complejidad del problema, debido al carácter iterativo del mismo el coste computacional se incrementa considerablemente. Por ejemplo, cuando se resuelve un problema con 100 individuos en la población, de 80 generaciones y con una función de evaluación que requiere de la resolución de 40000 sistemas de ecuaciones por cada evaluación del *fitness*, conlleva a un total aproximado de 3200 millones de sistemas de ecuaciones. Esto es un orden de magnitud muy elevado, dónde cada ahorro computacional mejora el tiempo de computación fuertemente.

La estimación de los parámetros restantes se realiza por lo tanto de forma desacoplada. Para la estimación de estos tres parámetros, tal y como se aclaró anteriormente, la función objetivo debe estar suficientemente restringida para que la

convergencia sea única en todas las iteraciones. Si se observa la función objetivo de esta etapa de la estimación (Ecuación 4.9), se aprecia que se está minimizando solo en base a dos variables. Esto se comprobó que proporcionaba una convergencia muy flexible y con una desviación entre estimaciones bastante alta.

$$\min \left\{ \sqrt{e_{m,\alpha}^2 + e_{m,\beta}^2} \right\} \quad (4.9)$$

La solución a este problema se basa en establecer otra restricción que delimite el conjunto de soluciones. Para ello se hará uso de la constante de tiempo del rotor (τ_r), que permite relacionar dos de los parámetros que son calculados en esta etapa, R_r y L_r . De esta manera es posible eliminar un grado de libertad de la estimación. Esta establece una relación entre las variables rotóricas (Ecuación 4.10), eliminando un grado de libertad en la estimación.

$$\tau_r = \frac{R_r}{L_{lr} + L_m} = \frac{R_r}{L_r} \quad (4.10)$$

El valor de la constante de tiempo del rotor es un valor conocido y es extraído mediante ensayos, los cuales serán descritos y detallados en la Sección 5.3.

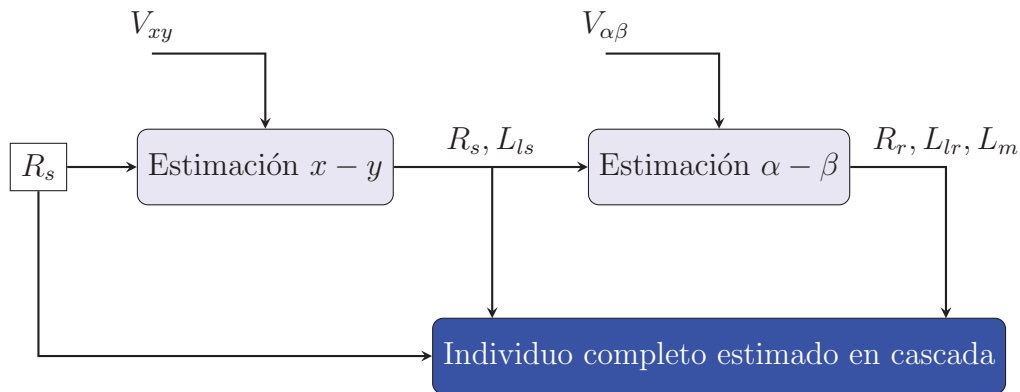


Figura 4.7: Diagrama del flujo de estimación en cascada.

4.3.1. Ejecución en cascada

Para la ejecución del algoritmo se realiza como se detalló anteriormente de forma teórica. Desde el punto de vista de la ejecución en el programa, este se ejecuta llamando a una función (*unico_objetivo_ga(...)*) que contiene todos los *inputs* necesarios para lanzar la estimación.

```

def unico_objetivo_ga(c, m, toolbox):
    NGEN = 80
    MU = 150
    LAMBDA = MU
    CXPB = c
    MUTPB = m
    pop = toolbox.ini_poblacion(n = MU)
    hof = tools.HallOfFame(1, similar = np.array_equal)

    stats = tools.Statistics(key = lambda ind: ind.fitness.
        values)
    stats.register("avg", np.mean)
    stats.register("std", np.std)
    stats.register("min", np.min)
    stats.register("max", np.max)

    logbook = tools.Logbook()
    pop, logbook = algorithms.eaMuPlusLambda(pop, toolbox,
        MU, LAMBDA, CXPB, MUTPB, NGEN,
        stats= stats, halloffame=hof,
        verbose = False)

    return pop, hof, logbook

```

Algoritmo genético

Para resolver ambos problemas se ha escogido en algoritmo llamado $\mu + \lambda$. Este algoritmo presenta un comportamiento más elitista, arrojando mejores resultados cuando hay una gran cantidad de escenarios posibles. Su funcionamiento se basa en que en cada generación, la población total se extrae en base a la "población extendida". Esta población se identifica con la combinación de población actual⁷ de tamaño μ y la descendencia de tamaño λ (Figura 4.8). Esto deriva en una población de tamaño invariante en cada una de las generaciones, aumentando el coste computacional del algoritmo pero barriendo grandes áreas de resultados.

Se definen, a continuación, varios de los parámetros empleados y definidos en el algoritmo de estimación propuesto. Estos parámetros hacen referencia a la población, cruce y mutación de los individuos:

- *NGEN*: Corresponde al número de generaciones que se van a evaluar en el algoritmo.
- *MU*: Es el tamaño de la población (μ).

⁷Cuando se habla de población actual hace referencia a la población en la generación k .

- *CXPB*: Es la probabilidad de cruce de los individuos (este es parámetro de entrada a las funciones definidas en la subsección 4.2.4).
- *MUTPB*: Es la probabilidad de mutación del individuo (este es otro parámetro de entrada a la función de mutación definida en la subsección 4.2.4).
- *stats.register(...)*: Es un objeto definido para guardar datos estadísticos de la evolución como la media, la desviación típica, el valor mínimo y el valor máximo.
- *logbook*: Corresponde a otro objeto en el cual se almacenan todos los datos necesarios de las generaciones para su ploteado y post-procesado.

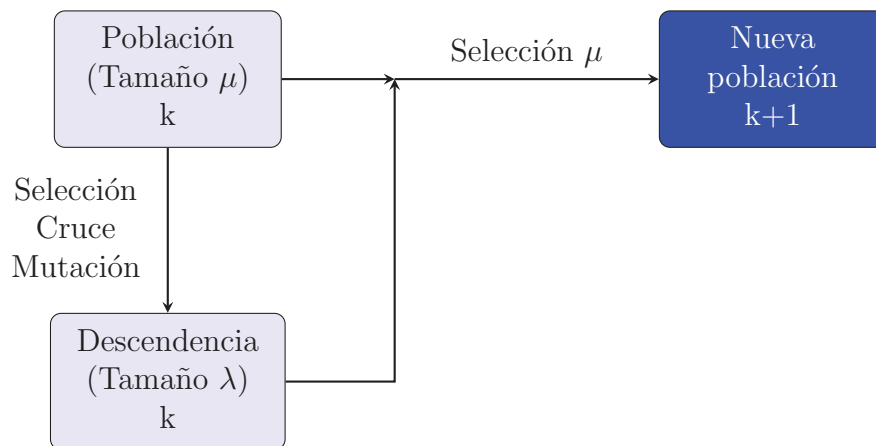


Figura 4.8: Esquema de funcionamiento del algoritmo $\mu + \lambda$

El algoritmo devuelve como parámetros de salida la población final (*pop*), el mejor individuo de la última generación (*hof*) y la evolución de los parámetros de cada generación durante todo el algoritmo (*logbook*).

Debido al elevado coste computacional del algoritmo, se hace uso de la librería *multiprocessing*, la cual organiza las tareas de ejecución de forma paralela entre los núcleos del procesador para agilizar los procesos y disminuir el tiempo global.

```

if __name__ == "__main__":
    pool = multiprocessing.Pool(processes=8)
    toolbox.register("map", pool.map)
    pop_new, pareto_new, log = unico_objetivo_ga(0.7, 0.3,
        toolbox)
  
```

Algoritmo genético

Capítulo 5

Ensayos y resultados

5.1. Introducción

Este capítulo trata de ilustrar la implementación física de los ensayos realizados en la bancada; además de una descripción previa de la bancada, así como de cada uno de sus componentes. Por otro lado, se expondrán los resultados obtenidos por parte de la estimación al introducir los datos extraídos de los ensayos en la bancada. Estos resultados serán a su vez contrastados con un análisis estadístico para corroborar que la convergencia contiene baja desviación entre las distintas estimaciones.

La bancada se encuentra situada en el laboratorio 3.507 LII, en la Escuela de Ingenierías Industriales de la Universidad de Málaga (Figura 5.1). Los ensayos han sido realizados mediante la correspondiente supervisión del personal experimentado y con los medios de seguridad adecuados en todo momento.



Figura 5.1: Perspectiva general de la bancada del laboratorio 3.507 LII.

5.2. Descripción de la bancada

El sistema experimental está compuesto por una máquina de inducción de cinco fases, alimentada por un sistema de convertidores de dos niveles. Ambos convertidores se encuentran alimentados por una única fuente de corriente continua. El control de la apertura y cierre, así como la monitorización de las distintas variables mecánicas y eléctricas son ejecutadas por la Unidad de Control. Esta Unidad está compuesta por un Procesador Digital de Señales, así como una serie de sensores de velocidad y corriente repartidos por todo el accionamiento. A su vez, se hará uso de un osciloscopio para tomar datos relacionados con la tensión y la corriente producidos de cara a su empleo para la estimación de los parámetros eléctricos de la máquina.

Para ejercer un par de carga a la máquina de cinco fases, se empleará una máquina de corriente continua. Esta máquina tiene conectado su circuito de armadura a una serie de resistencias pasivas, que permiten cambiar el par de carga de esta.

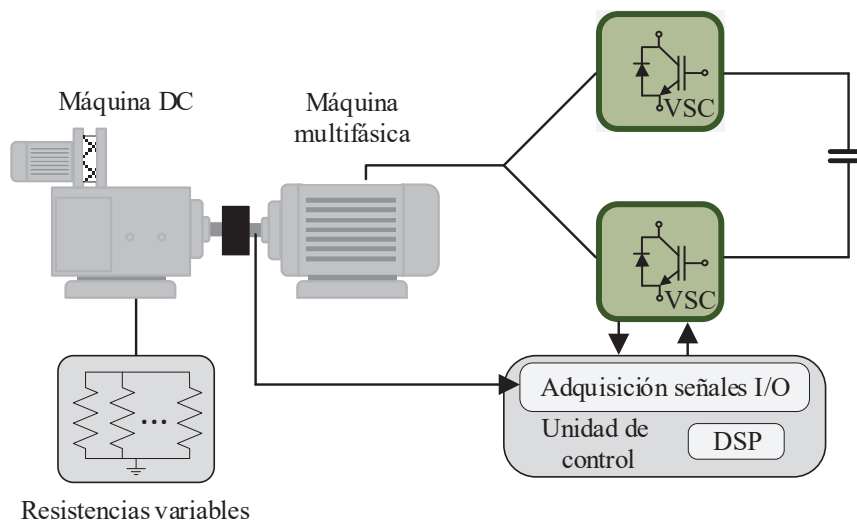


Figura 5.2: Esquema básico de la bancada utilizada. Fuente: *Accionamientos eléctricos. fundamentos, control y aplicaciones [1]*.

5.2.1. Máquina de inducción

La máquina empleada en la estimación de sus parámetros es una máquina pentafásica (5 fases) de devanados distribuidos (Figura 5.3a). Esta cuenta con un rotor en jaula de ardilla y neutro aislado. Dicha máquina lleva acoplado en su eje un encoder incremental y una máquina de corriente continua que actúa como freno mecánico

(Figura 5.3b).

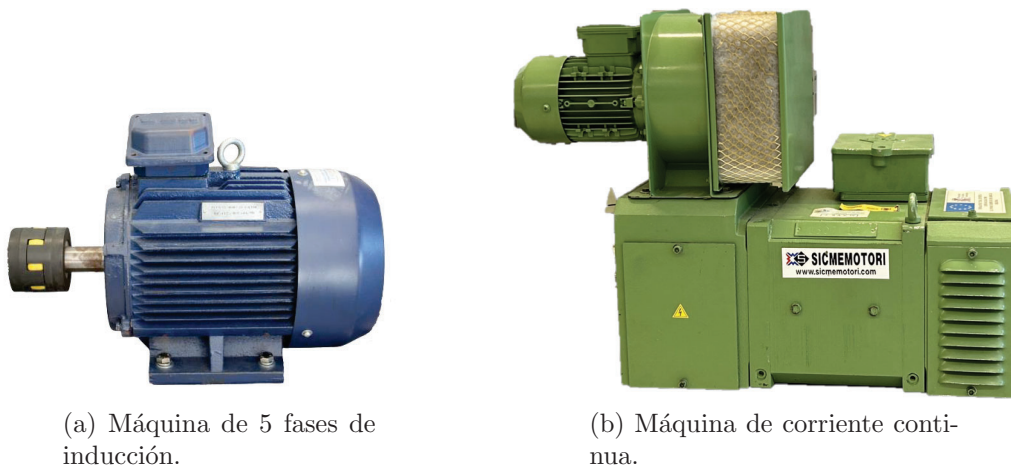


Figura 5.3: Máquinas del banco de ensayos del laboratorio 3.507-LII

La máquina de inducción cuenta con una potencia nominal de $0,8kW$, con una corriente máxima de $4A$ y un régimen nominal de $1000rpm$ ($50Hz$ de frecuencia nominal con 3 pares de polos). El encoder incremental, que devuelve la señal de velocidad en el eje, corresponde con el modelo 10-11657-2500 del fabricante Hohner.

5.2.2. Convertidores de potencia

El convertidor utilizado para accionar la máquina multifásica está constituido por una pareja de 2 convertidores trifásicos de la marca Semikron, en concreto el modelo SKS-22F B6U+E1CIF+B6CI13 V12 (Figura 5.4). La Tabla 5.1 condensa las especificaciones técnicas más significantes del convertidor mostrado.



Figura 5.4: Convertidor trifásico Semikron con tecnología IGBT en sus transistores.

Parámetro	Valor
Intensidad eficaz máxima [A]	22
Frecuencia máxima de conmutación [kHz]	15
Tensión máxima en el bus de continua [VDC]	750

Tabla 5.1: Tabla de especificaciones técnicas del convertidor de potencia trifásicos de 2 niveles.

5.2.3. Fuente de tensión

Los convertidores de tensión estarán alimentados por un bus de corriente continua común (Figura 5.5). Esta fuente proporciona una tensión de 300V a la salida, fluyendo la potencia siempre en sentido de la fuente de corriente continua hacia el convertidor.

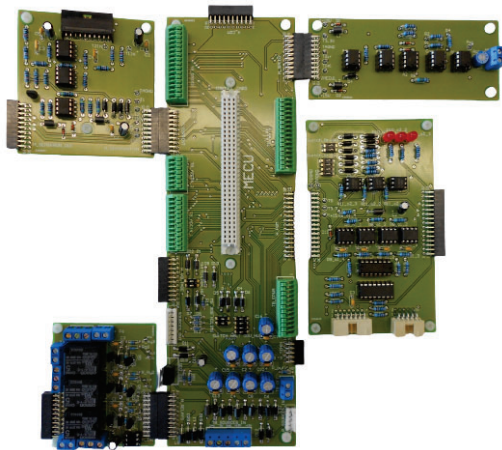


Figura 5.5: Bus de continua de la bancada modelo LB/HP 15300.

5.2.4. Módulo de control

Para controlar el convertidor, se usa un módulo de control (Figura 5.6a), el cual esta compuesto por un procesador de señales digitales o *Digital Signal Processor (DSP)*, modelo TMS20F28335 de la casa Texas Instruments. Este DSP está alimentado por señales provenientes de sondas de corriente por efecto Hall y el encoder incremental, adaptados con una serie de módulos.

Toda esta comunicación se realiza mediante conexión JTAG a un puerto USB, siendo el DSP programado mediante el software *Code Composer Studio v5* a través del lenguaje de programación C++.



(a) Módulo de control.



(b) Osciloscopio YOKOGAWA DL850.

Figura 5.6: Elementos de control y adquisición de datos de la bancada.

Por otro lado, para la representación y guardado de una mayor cantidad de datos, se utiliza el osciloscopio YOKOGAWA DL850 (Figura 5.6b) para, mediante una tarjeta de adquisición de datos, poder representar y salvar datos a altas frecuencias de muestreo con la ayuda de 4 sondas de corriente y una sonda de tensión diferencial (Este sistema de adquisición será el utilizado para extraer los datos y procesarlos en el software de estimación).

5.3. Ensayos realizados

Existen diversos trabajos en la literatura que emplean el estudio desacoplado los planos existentes en máquinas multifásicas para estimar los parámetros eléctricos de estas [3, 14, 15, 16], pero los ensayos para conseguir este desacople son la base que diferencia a cada uno de estos algoritmos.

Una metodología ampliamente extendida para desacoplar subespacios, es el método de parada o *Stand Still* [17, 18]. Este método consiste en interconectar los devanados de la máquina de tal forma que las proyecciones de las componentes queden desacopladas (Figura 5.7). De esta manera, con una distribución e interconexión específica de los devanados estáticos, es posible excitar el subespacio $\alpha - \beta$, sin que esto provoque una producción de tensión en el plano $x - y$.

Debido a la diferencia de magnitud entre las tensiones generadas en el plano principal, y las generadas en el plano secundario, en una primera aproximación es posible suponer que los planos se encuentra acoplados. Sin embargo, debido a la

diferencia de la impedancia de los distintos planos, esta diferencia entre las tensiones puede suponer la aparición de corrientes de un grado de magnitud considerable en el otro plano.

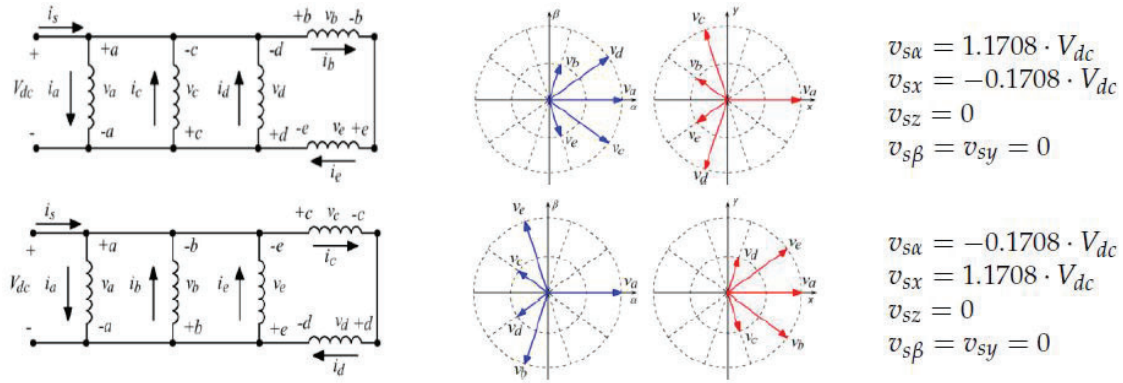


Figura 5.7: Proyección de los vectores en los subespacios de una máquina de 5 fases simétrica de devanados distribuidos. Fuente: *Interest and Applicability of Meta-Heuristic Algorithms in the Electrical Parameter Identification of Multiphase Machines* [3]

En caso de excitar el plano $x-y$, debido a que su impedancia es menor que la del plano principal, las tensiones producirán una elevada corriente en este subespacio y una pequeña corriente en el subespacio $-\beta$. A efectos prácticos, al excitar el subespacio $x-y$ puede considerarse que hay un desacople entre ambos planos. No obstante, la tendencia es completamente diferente en el caso de alimentar al plano principal.

Al alimentar con una tensión el plano principal, la baja impedancia del plano secundario conlleva a una alta producción de corriente. Esto conlleva a que la corriente en el plano $x-y$ es de orden similar a la corriente en $\alpha-\beta$. Por tanto no se puede considerar el desacople del plano $\alpha-\beta$ como válido por ser demasiado grande el error en caso de despreciar las corrientes $x-y$.

Este método implica otra serie de desventajas desde el punto de vista de la implementación, como por ejemplo la necesidad de cambiar la configuración de los devanados dependiendo del número de fases¹ y del tipo de disposición que tenga (simétrica o asimétrica).

Para solventar todo esto se propone un método basado en el control de la máquina en bucle abierto, controlando la tensión y la frecuencia de la señal de entrada (control V/f). Este método resulta realmente sencillo de implementar, sin necesidad

¹La topología de conexión es diferente en máquinas de 6 fases y en máquinas de 5 fases, lo cual hace al método mas complejo de implementar.

de cambiar la configuración de los devanados con respecto a una configuración normal de funcionamiento (configuración en estrella). Además de todo esto se consigue obtener en el subespacio que no está siendo excitado una tensión muy cercana a 0.

El método consiste en establecer una tensión de referencia en el subespacio a desacoplar, siendo esta cero en los otros subespacios y aplicar la transformada inversa de Clarke para obtener las tensiones de fase que proporcionan esos valores en los subespacios (Ecuación 5.1).

$$\vec{v}_{fase}^{xy} = [C]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ v_x^* \\ v_y^* \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \vec{v}_{fase}^{\alpha\beta} = [C]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Así, para el caso del subespacio x-y, se alimentará la máquina con una onda de amplitud 25 V y una frecuencia de 35 Hz en este subespacio, manteniéndose el plano principal a cero. Tal y como puede verse en la Figura 5.8, la corriente obtenida en el plano principal es muy reducida en comparación con la que obtiene en el plano secundario (Figura 5.8b).

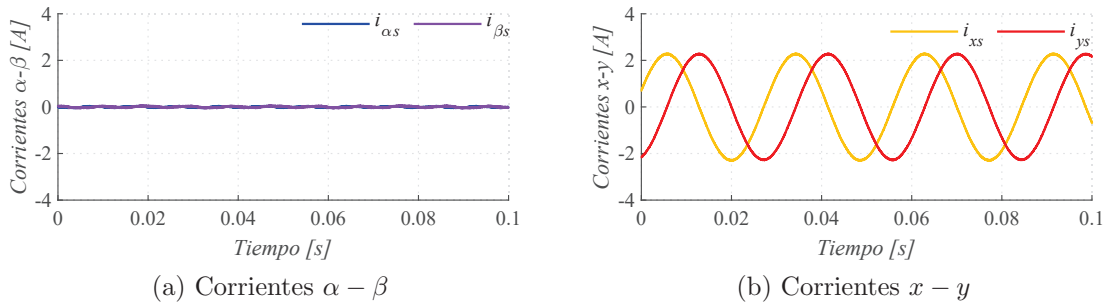


Figura 5.8: Corrientes en los distintos subespacios proyectando solo en $x - y$.

De manera análoga puede excitarse el plano principal con una señal de amplitud 100 V y una frecuencia de 35 Hz. Tal y como puede verse en la Figura 5.9, se consigue una producción de corriente en el plano $\alpha - \beta$, mientras que el plano $x - y$ se mantiene prácticamente a cero. Esto permite el desacople real entre cada uno de los circuitos, pudiéndose emplear el algoritmo de estimación propuesto para hallar los parámetros eléctricos de la máquina.

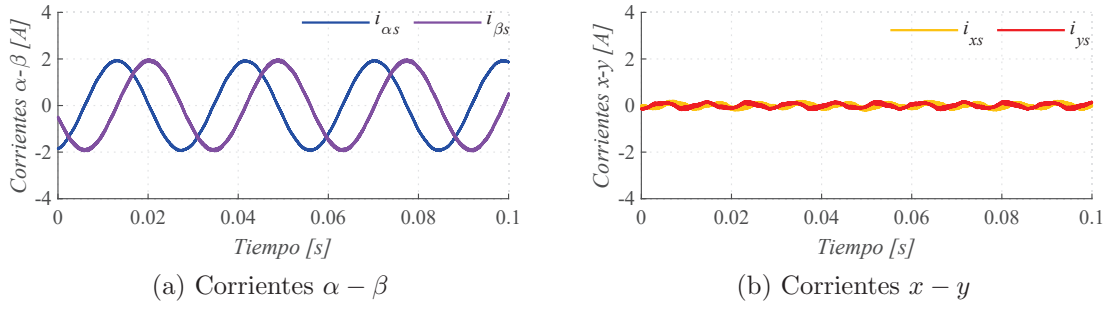


Figura 5.9: Corrientes en los distintos subespacios proyectando solo en $\alpha - \beta$.

Una vez realizados estos ensayos, en principio sería posible la estimación de los parámetros de la máquina con el algoritmo genético descrito. Durante la práctica se llegó a la conclusión expuesta en la Sección 4.3, dónde se obtenían disparidades y grandes desviaciones entre los individuos estimados en cada estimación. La solución a este problema ha concluido en la adición de una nueva restricción. Esta restricción se basa en la Ecuación 4.10, la cual establece una relación de igualdad entre 3 de los cromosomas del individuo. El ensayo adicional a realizar tiene como objetivo determinar la constante de tiempo del rotor. El criterio a seguir para establecer esta constante de tiempo se basa en el análisis de la ecuación dinámica de la máquina (Ecuación 5.2). Esta ecuación establece que si el par de carga (T_l) y el par eléctrico entregado por la máquina (T_e) son constantes, la aceleración angular debe ser constante, lo que significa que la velocidad angular (ω_r) debe evolucionar en el tiempo con pendiente constante. Esta condición ocurre cuando la constante de tiempo (τ_r) resulta correctamente estimada.

$$T_e - T_l = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5.2)$$

El método de determinación se basa en lanzar ensayos basados en control de corrientes (i_d y i_q), dónde la corriente del eje directo permanece constante (valor aproximado de 0.8 amperios) y la corriente de cuadratura que varía en forma de pulso periódico (Figuras 5.10a, 5.11a y 5.12a).

De esta forma el control en aquellos momentos dónde la i_q alcance el valor de referencia, si la constante de tiempo estuviese correctamente estimada, la velocidad angular debería evolucionar de forma lineal (Figuras 5.10b, 5.11b y 5.12b). La correcta evolución de la velocidad se produce cuando se consigue una buena estimación del ángulo del campo del rotor. Como se observa en la Ecuación 5.3, dicho ángulo cuenta con dos términos. Uno referente a la velocidad mecánica y otro al deslizamiento entre el rotor y el estátor de la máquina. Este deslizamiento es función directa de la constante de tiempo buscada, por lo que la precisión de estimación de dicho ángulo vendrá en gran parte determinada por la constante de tiempo τ_r .

$$\theta = \int \omega_s \cdot dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}^*) \cdot dt = \int \left(\omega_r + \frac{R_r \cdot i_{qs}^*}{L_r \cdot i_{ds}^*} \right) \cdot dt \quad (5.3)$$

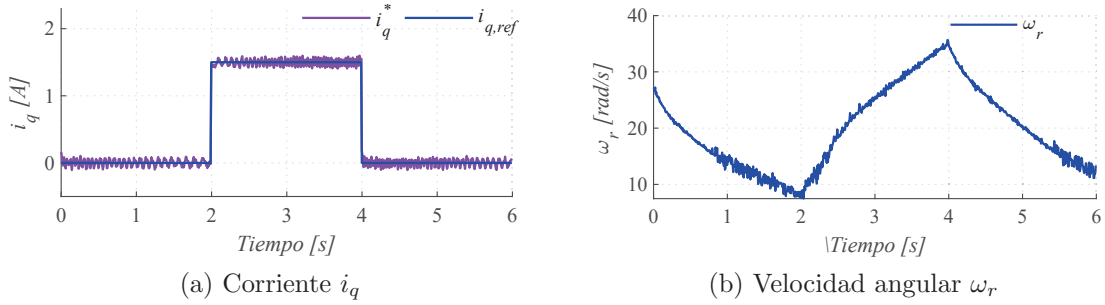


Figura 5.10: Ensayo de la constante de tiempo del rotor ($\tau_r = 1s$)

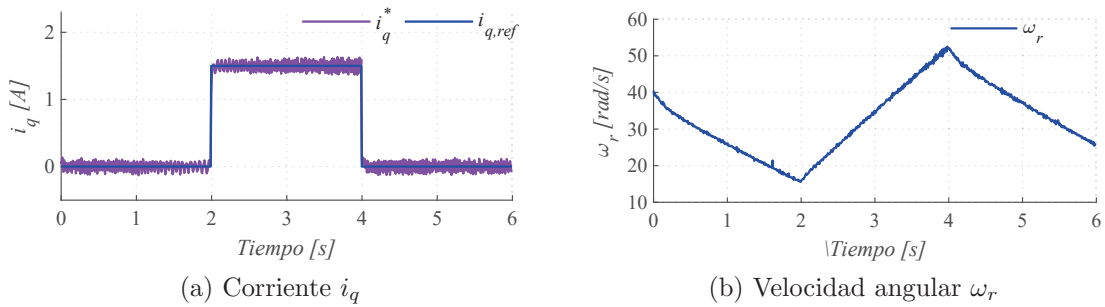


Figura 5.11: Ensayo de la constante de tiempo del rotor ($\tau_r = 1,5s$)

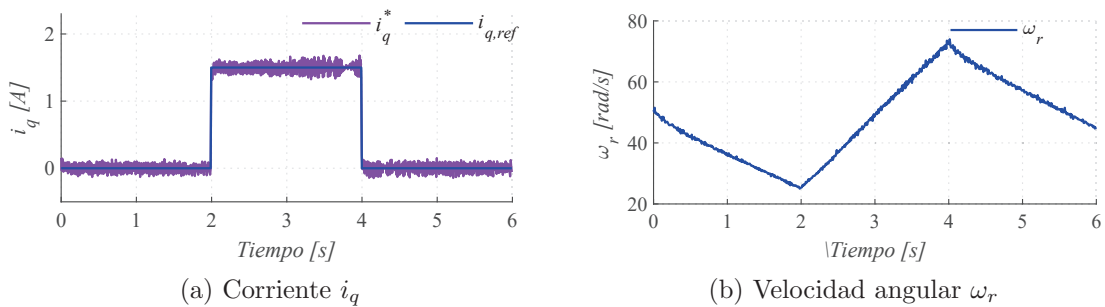


Figura 5.12: Ensayo de la constante de tiempo del rotor ($\tau_r = 2s$)

Para cuantificar la linealidad de dicha evolución, se ha escogido el ajuste por mínimos cuadrados de una recta, escogiendo como coeficiente de cuantificación de la linealidad, el coeficiente de correlación lineal (R^2). Realizando los ensayos y variando τ_r se consigue una representación gráfica de la evolución del coeficiente de correlación

lineal frente a la constante de tiempo del rotor (Figura 5.13), asumiendo que el valor de la constante de tiempo del rotor escogido es aquel que maximice el coeficiente de correlación lineal.

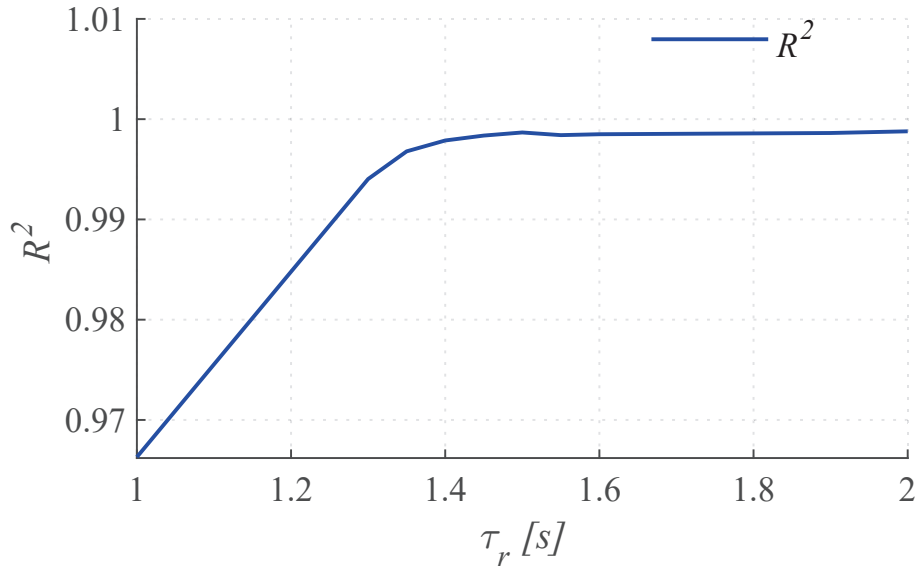


Figura 5.13: Coeficiente de correlación lineal frente a la constante de tiempo del rotor (τ_r) en un barrido comprendido entre 1 y 2 segundos.

De esta forma se obtiene que la constante del rotor es aproximadamente 1.5 segundos, siendo este valor el primer valor que maximiza el parámetro R^2 . Esta constante será usada en la siguiente sección como parámetro de entrada para estimar los parámetros de la máquina en el ensayo del $\alpha - \beta$, la segunda etapa del algoritmo en cascada.

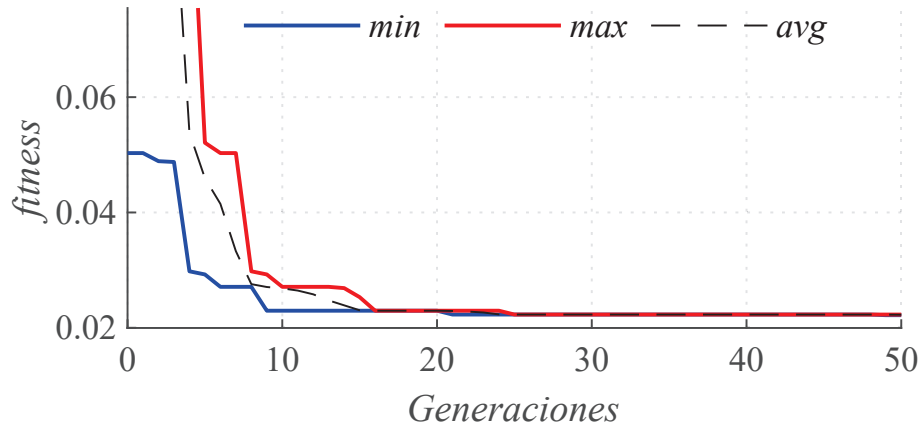
5.4. Resultados obtenidos

A partir de las señales de tensión y corriente medidas, así como la correcta estimación de la constante rotórica de la máquina, es posible realizar la estimación de los parámetros eléctricos de la máquina a partir de algoritmo propuesto. Primero se estima la variable Lls con el ensayo en el subespacio $x - y$. La necesidad de solo estimar una variable en esta etapa del algoritmo hace que se precise tamaños de población pequeños y relativamente pocas generaciones (Tabla 5.2).

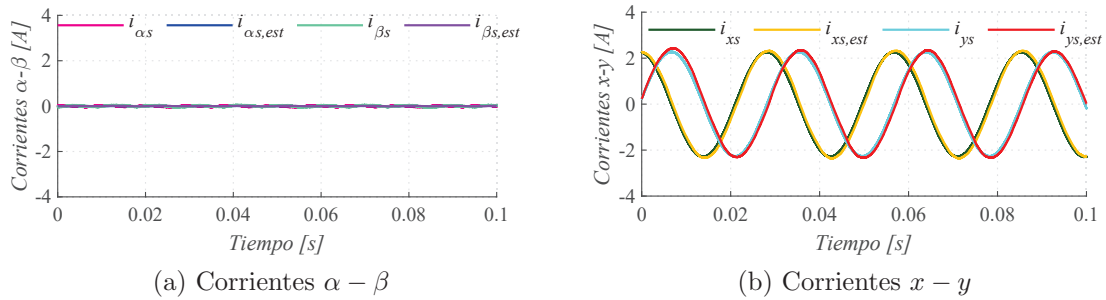
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
NGEN	50	indpb	0.1
MU	60	α	0.7
CXPB	0.7	$L_{ls,sup}$ [mH]	200
MUTPB	0.3	$L_{ls,inf}$ [mH]	1
σ_{mut}	0.1	R_s [Ω]	3.12

 Tabla 5.2: Tabla de parámetros de entrada de la primera etapa de la estimación $x - y$

Con estos parámetros de entrada obtienen un valor del *fitness* de 0.022 (Figura 5.14).


 Figura 5.14: Evolución del *fitness* en la estimación de L_{ls}

El mejor individuo de la última generación al ser evaluado mediante el modelo, proporciona las corrientes evaluadas frente a las corrientes medidas en ambos subespacios (Figura 5.15). La solución de este algoritmo proporciona una inductancia de dispersión del estátor de 34,40 mH , en un tiempo de computación de 14,4483s.


 Figura 5.15: Corrientes en los distintos subespacios tras la estimación de la variable L_{ls} .

Usando de parámetro de entrada el valor de L_{ls} obtenido y con los parámetros de configuración de la Tabla 5.3 se obtiene un *fitness* de 0,0731 (Figura 5.16).

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
NGEN	200	indpb	0.1	$L_{lr,inf}$ [mH]	1
MU	100	α	0.7	$L_{m,sup}$ [mH]	1000
CXPB	0.7	$R_{r,sup}$ [Ω]	5	$L_{m,inf}$ [mH]	0
MUTPB	0.3	$R_{r,inf}$ [Ω]	0	L_{ls} [mH]	34.40
σ_{mut}	0.1	$L_{lr,sup}$ [mH]	500	R_s [Ω]	3.12

Tabla 5.3: Tabla de parámetros de entrada de la segunda etapa de la estimación $\alpha - \beta$

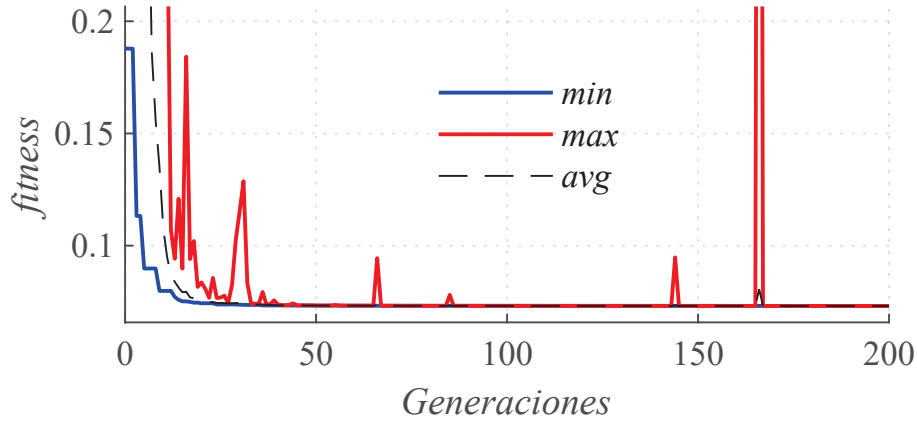


Figura 5.16: Evolución del *fitness* en la estimación de R_r , L_{lr} y L_m

Ejecutando el algoritmo se obtiene un valor de resistencia rotórica de $1,045\Omega$, una inductancia de dispersión del rotor de $462,10mH$ y una inductancia magnetizante de $284,50mH$ y un tiempo de computación de $588,28s$. Con estos valores de los parámetros se obtienen además las corrientes evaluadas frente a las medidas tal y como se muestra en la Figura 5.17 tras evaluar el modelo.

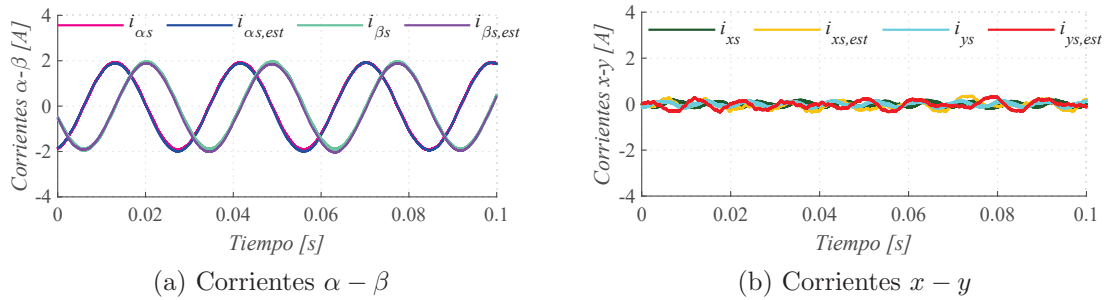


Figura 5.17: Corrientes en los distintos subespacios tras la estimación de R_r , L_{lr} y L_m .

Hay que destacar que estos valores de generaciones y tamaño de población son más altos que los mínimos indispensables, tal y como se ve en las Figuras 5.14 y 5.16, dónde los individuos han convergido antes de las generaciones establecidas. En este problema no se le ha otorgado excesiva importancia a estos parámetros, debido a que es una estimación *off-line* y el tiempo de computación no es tan valioso como podría ser en una estimación *on-line*.

Para guardar y tratar todos estos resultados, se ha hecho uso de las varias librerías de *Python*.

- *scipy.io*: La utilidad ha sido para poder cargar y guardar paquetes de datos con terminación *.mat*.
- *os* y *shutil*: Para la gestión de los archivos, las carpetas y sus directorios. Estas han sido de ayuda para automatizar el proceso de guardado y clasificado de los resultados (esto cobrará más sentido en la Sección 5.5).
- *numpy*: Además de poder tratar los resultados con facilidad, también ha sido usada para cualquier operación con listas, vectores y tuplas en todo el algoritmo.

5.5. Análisis estadístico

Esta sección trata de analizar y verificar la convergencia del algoritmo genético a una solución común en todas las iteraciones. Para realizar este estudio se plantea un barrido de simulaciones, manteniendo constantes los parámetros de la estimación. Dicha sucesión de estimaciones tendrá como objetivo guardar los parámetros de cada una de las iteraciones y después analizar de forma estadística su dispersión y otros parámetros.

Para lanzar el conjunto de simulaciones se ha establecido un número de 15 iteraciones, con los mismos parámetros de entrada de la simulación realizada en la Sección anterior (Tabla 5.3). El análisis estadístico se realizará solo a la resistencia rotórica, a la inductancia de dispersión del rotor y la inductancia magnetizante. El motivo se debe a que la resistencia estática es parámetro de entrada medido con el polímetro, y la inductancia de dispersión del estátor sale de la optimización de un algoritmo que optimiza solo una variable, por lo que siempre converge al mismo valor. Para representar la dispersión de estos datos se ha utilizado la desviación típica, la cual ha sido normalizada en base a la media del conjunto para obtener valores porcentuales.

Parámetro	Media μ	Desviación típica σ
R_r	0.9622	0.1238
L_{lr}	0.4062	0.0573
L_m	0.3138	0.0502

Tabla 5.4: Tabla de resultados estadísticos de los parámetros eléctricos

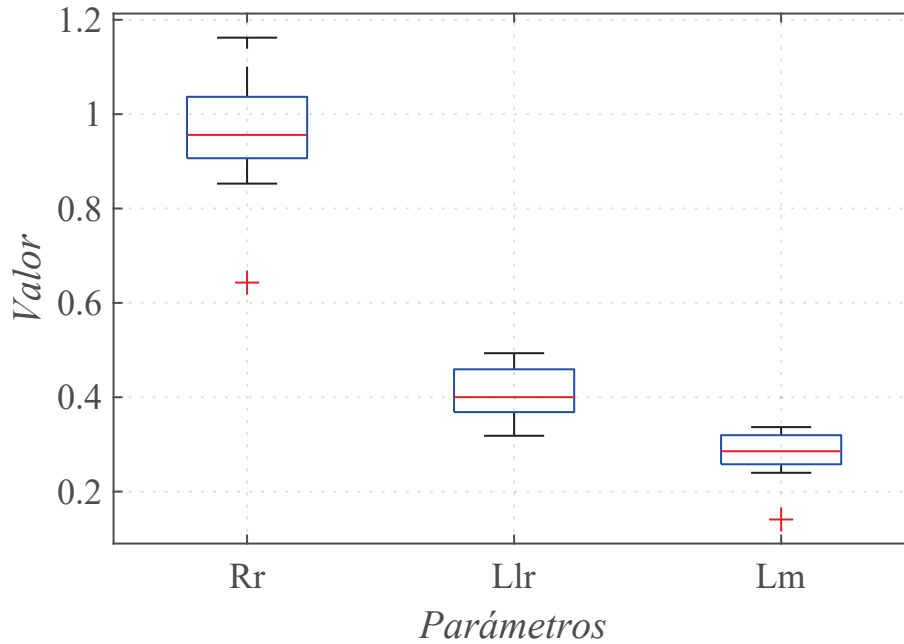
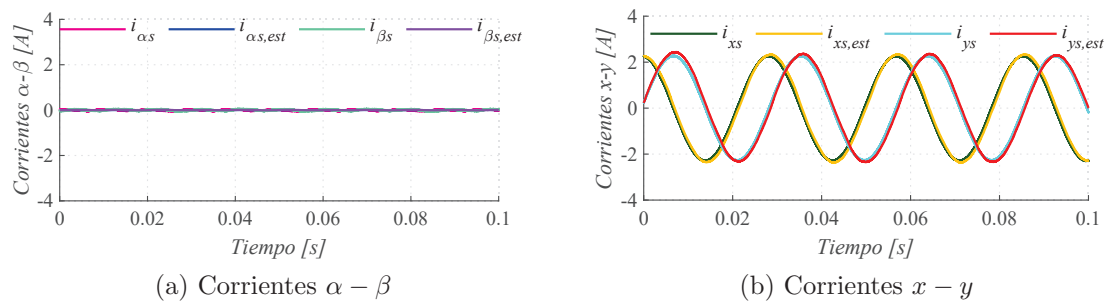


Figura 5.18: Diagramas de cajas de los parámetros

De esta forma se obtienen los resultados de la Figura 5.18, donde el tiempo de computación ha sido de 9496,29s y el mejor *fitness* ha resultado de 0,0726, con una resistencia rotórica (R_r) de 1,1384 Ω , una inductancia de dispersión del rotor (L_{lr}) de 0,4887H y una inductancia magnetizante de 0,3244H. Se muestra a continuación el conjunto de resultados gráficos del mejor individuo, tal y como se mostró en la Sección anterior.

Figura 5.19: Corrientes en los distintos subespacios del mejor individuo en el análisis estadístico (Estimación de L_{ls}).

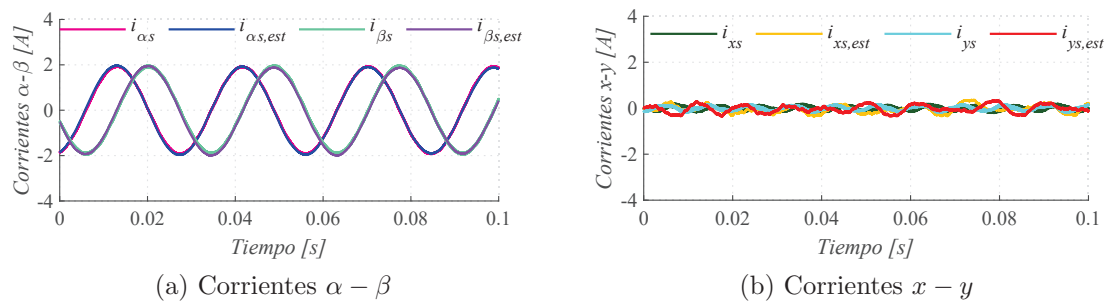


Figura 5.20: Corrientes en los distintos subespacios del mejor individuo en el análisis estadístico (Estimación de R_r , L_{lr} y L_m).

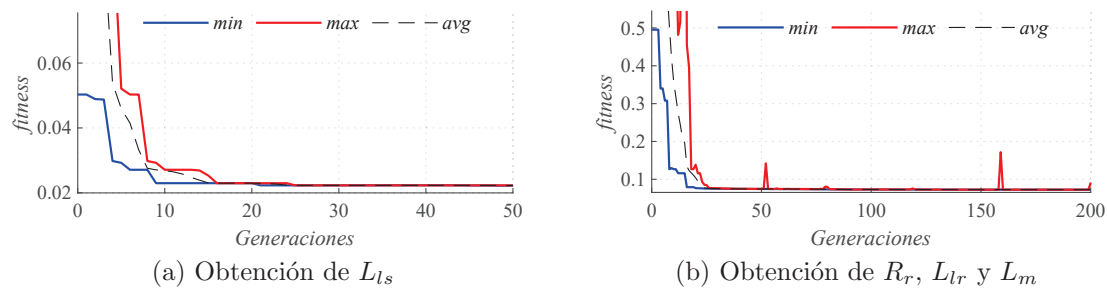


Figura 5.21: Evolución de ambas etapas del algoritmo del mejor individuo del análisis estadístico

Capítulo 6

Control MPC y simulación

6.1. Introducción

Uno de los esquemas de control de altas prestaciones mas usado en el mundo del control de las máquinas es el control predictivo basado en modelo o *Model Predictive Control (MPC)*. Esta técnica de regulación se basa en el uso de un modelo matemático de la máquina para estimar los estados futuros de la misma. Esta predicción se hace en base al estado actual de la máquina pero también empleando los parámetros eléctricos de esta. Por tanto, resulta de vital importancia una correcta estimación de los parámetros para evitar errores en la predicción y, en definitiva, en el control.

El MPC tiene como objetivo principal el estimar o predecir variables de acción en el sistema para poder alcanzar los objetivos de control esperados. Esta predicción hace al MPC uno de los controles más rápidos, superando por ejemplo a los controles basados en controladores PI, como puede ser el RFOC. A esta mejor dinámica de control se le suma la sencillez de implementación y la posibilidad de crear un control multiobjetivo basado en pesos, el cual constituye la función de coste completa a optimizar. Esta función de coste puede abarcar optimizaciones de error en corriente, control de la frecuencia de conmutación o cualquier variable en el sistema.

Como se ha mencionado, la calidad del control es fuertemente dependiente del modelo. Otro inconveniente de este tipo de esquema de control es el gran coste computacional, el cual crece de forma considerable cuando se aumenta el número de elementos que componen la función objetivo. En el caso de una máquina eléctrica, este coste aumenta también con el aumento del número de fases. El número de fases, como ya se detalló en el modelado del convertidor, afecta de forma exponencial al número de estados de conmutación posibles. En una máquina de 5 fases, para un

convertidor de 2 niveles, el número de estados de conmutación posibles es 32 (2^5), lo que incrementa el tiempo de computación a la hora de evaluar la función de coste.

Describiendo el problema para el control de la máquina, la función de coste aglutina todas las variables necesarias por controlar en base a un peso asociado a cada variable (K_j) tal y como se muestra en la Ecuación 6.1.

$$J_i = K_1 \cdot e_1^i + K_2 \cdot e_2^i \cdots K_j \cdot e_j^i = \sum_{j=1}^J e_j^i \cdot K_j \quad \forall j \in J \quad (6.1)$$

En este caso, el índice i hace referencia al número de estados de conmutación (en el caso de la máquina de 5 fases, 32 estados) y j al número de variables que intervienen en la función objetivo. El error e corresponde a la diferencia cuadrática entre la variable de referencia y la variable predicha, por lo que la naturalidad del ajuste sería de minimización. Esta técnica es muy similar a la usada en el algoritmo genético para estimar los parámetros del modelo, donde se resolvía un problema de optimización tratando de minimizar el error entre la variable medida y la estimada.

Una de las mayores dificultades es evaluar el modelo esas 64 veces para obtener el estado de conmutación que minimiza la función de costes. Para ello se usarán diferentes técnicas para simplificar el problema y hacer la evaluación viable en un periodo de control.

6.2. FCS-MPC en $k+2$

El esquema a utilizar es el *Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC)*, el cual es uno de los esquemas más ampliamente usados (Figura 6.1). Aún contando con la etapa de predicción en la selección de los estados de conmutación, el lazo de control externo sigue teniendo un control PI el cual, en base al error de velocidad¹, obtiene las corrientes i_q y i_d de referencia. Estas corrientes son convertidas mediante la transformada inversa de Park para obtener de referencia en el modelo predictivo las variables en el plano $\alpha - \beta$. Esta es una parte realmente común al esquema IRFOC, donde se realizaba un control en base a la alineación del campo obteniendo el valor del ángulo eléctrico del rotor (θ).

¹En este esquema es velocidad angular, ya que es un control de velocidad, pero existen también por ejemplo controles de par estimados en base a un modelo matemático o rescatado con un sensor (menos usual).

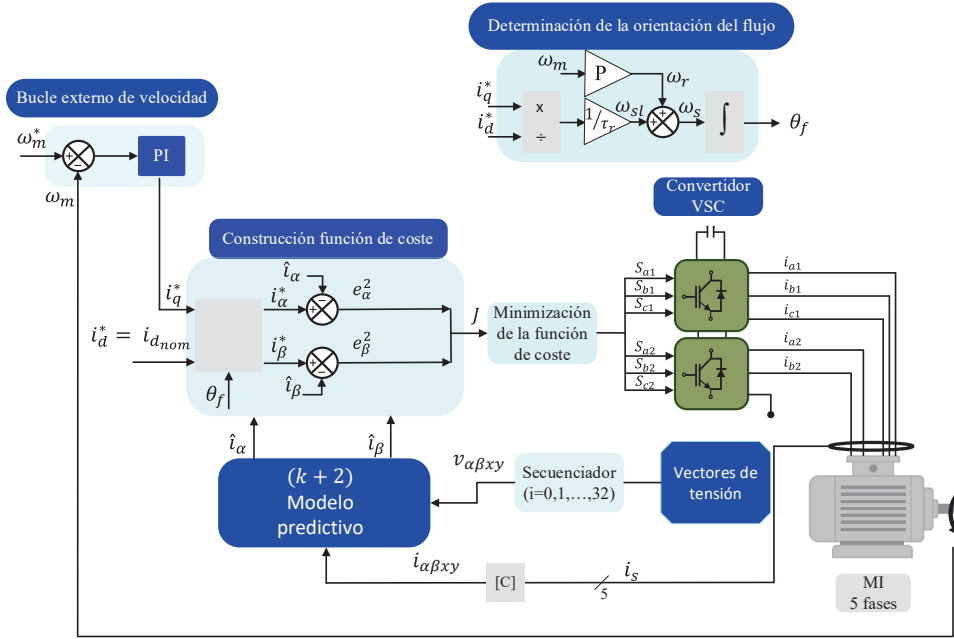


Figura 6.1: Esquema de control MPC para un accionamiento trifásico. Fuente: *Accionamientos eléctricos. Fundamento, control y aplicaciones [1]*.

Continuando con la fase de predicción, en este caso, la predicción se realiza en base a las corrientes. Para poder obtener corrientes predichas, se utilizará el modelo expuesto en la Sección 3.5, donde las Ecuaciones 3.24, 3.25 y 3.26 describen el comportamiento del sistema en espacios de estados con variables continuas. Este modelo es útil como punto de partida, pero utilizando el teorema de diferencias finitas, de forma aproximada se puede expresar las variables de forma discretizada, permitiendo esto obtener variables en estados $k + n$ (Ecuación 6.2).

$$x = \begin{bmatrix} i_s^\alpha \\ i_s^\beta \\ \lambda_r^\alpha \\ \lambda_r^\beta \end{bmatrix}; u = \begin{bmatrix} v_s^\alpha \\ v_s^\beta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \rightarrow \dot{x} = [A] \cdot x + [B] \cdot u; \dot{x} \approx \frac{x_{k+1} - x_k}{\Delta_t} \quad (6.2)$$

$$x_{k+1} \approx [[A] \cdot \Delta_t + [I]] \cdot x_k + [[B] \cdot \Delta_t] \cdot u_k \rightarrow \begin{bmatrix} \phi = [[A] \cdot \Delta_t + [I]] \\ \Gamma = [[B] \cdot \Delta_t] \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

$$x_{k+1} \approx \phi \cdot x_k + \Gamma \cdot u_k \quad (6.4)$$

Si siguiendo estas expresiones sería posible entonces establecer la predicción de las variables en $k + 2$ alimentando al modelo con las variables estimadas en $k + 1$ y las entradas al sistema posible en $k + 1$. La etapa de predicción en $k + 2$ nace de

la necesidad de evitar retrasos debido a la poca duración del periodo de control T_s . Estos retrasos, también llamados *One Step Delay (OSD)* pueden inducir a la aplicación de acciones de control a estados de tiempo anteriores. La Figura 6.2 muestra el diagrama de flujo para la estimación de la predicción en $k + 2$. Este se basa en una estimación en cascada, la cual, depende del instante anterior y se evalúa tantas veces como estados de conmutación posible, constituyendo la función de costes a minimizar (J_i). Las Ecuaciones 6.5 y 6.6 muestran como se constituye la función de coste en una máquina de 5 fases, controlando los valores del pano $x - y$ y ofreciendo mayor flexibilidad en el control y en la función de coste.

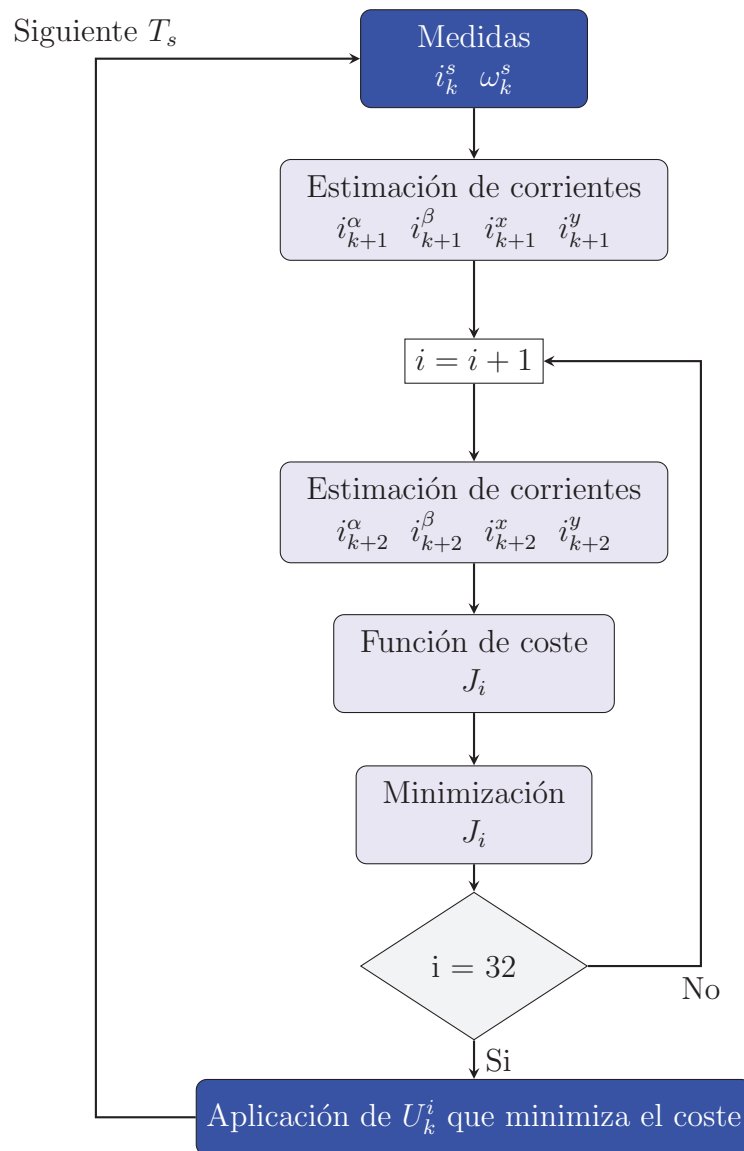


Figura 6.2: Diagrama de flujo de control en el FSC-MPC para $k + 2$.

$$J_i = e_\alpha + e_\beta + e_x + e_y \quad (6.5)$$

$$e_\alpha = (i_\alpha^* - \hat{i}_\alpha)^2, \quad e_\beta = (i_\beta^* - \hat{i}_\beta)^2, \quad e_x = (i_x^* - \hat{i}_x)^2, \quad e_y = (i_y^* - \hat{i}_y)^2 \quad (6.6)$$

Esta función de coste tiene objetivos de minimización de error en las corrientes de referencia en el bucle cerrado de control. Tal y como se detalló anteriormente, una de las ventajas era el poder contar con una función de coste multiobjetivo ponderada mediante pesos. Este es el punto dónde se introducirían dichos términos asociados a otras variables de control cómo la frecuencia de conmutación.

6.3. Resultados obtenidos

Esta sección trata de mostrar el control realizado en bancada para distintos regímenes de velocidad. Son controles estacionarios, dónde este trata de mantener la velocidad angular ω_r constante. Para realizar el control se ha utilizado el individuo de mejor *fitness* obtenido en la Sección 5.5, el cual presenta los valores de la Tabla 6.1.

$R_s[\Omega]$	$L_{ls}[H]$	$R_r[\Omega]$	$L_{lr}[H]$	$L_m[H]$
3.1200	0.0344	1.1384	0.4887	0.3244

Tabla 6.1: Parámetros para el control FCS-MPC

Las Figuras 6.3a, 6.4a y 6.5a muestran el seguimiento de las corrientes de eje directo y de cuadratura para los distintos regímenes de funcionamiento. Como se puede observar, el control hace un correcto seguimiento de las corrientes de referencia, lo cual indica que el error de velocidad debe ser pequeño o nulo, como se comprueba en las Figuras 6.3b, 6.4b y 6.5b.

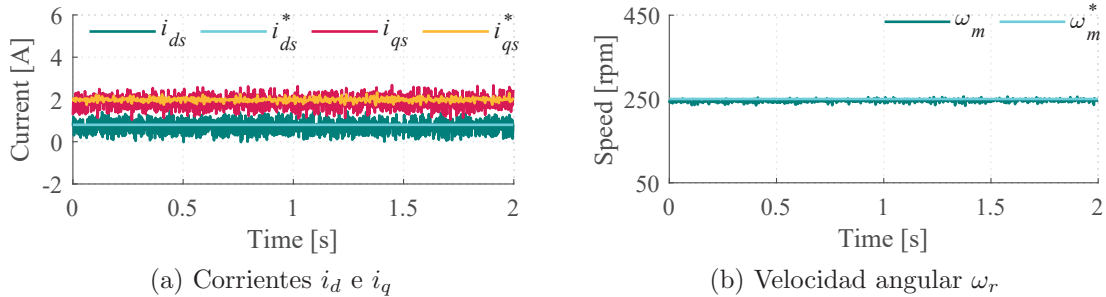


Figura 6.3: Control de velocidad FCS-MPC para una referencia de 250rpm

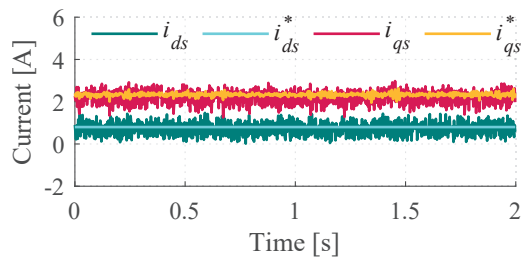
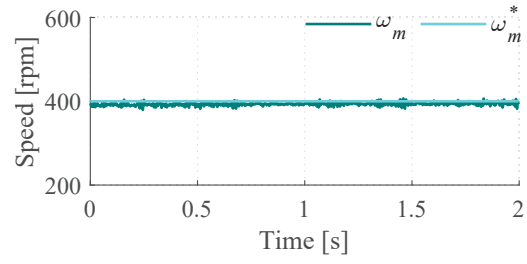
(a) Corrientes i_d e i_q (b) Velocidad angular ω_r

Figura 6.4: Control de velocidad FCS-MPC para una referencia de 400rpm

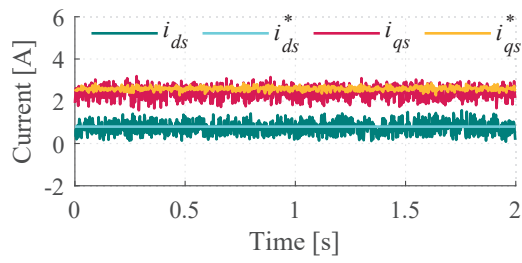
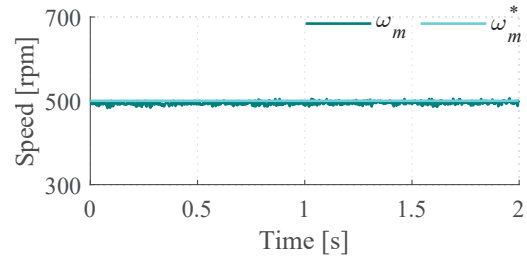
(a) Corrientes i_d e i_q (b) Velocidad angular ω_r

Figura 6.5: Control de velocidad FCS-MPC para una referencia de 500rpm

Capítulo 7

Conclusiones y líneas futuras

En este Trabajo Fin de Grado se ha propuesto un nuevo método de estimación de parámetros para máquinas eléctricas, el cual requiere ensayos simples y conexiones comunes en la máquina. Tras la estimación de estos parámetros en una máquina inducción de cinco fases se ha podido comprobar que la convergencia contenía una baja dispersión (Tabla 5.4) a través de un estudio estadístico y diversas iteraciones del algoritmo de estimación.

Se ha realizado un control fuertemente dependiente del modelo de la máquina, como lo es el MPC y se ha comprobado que el seguimiento era realmente bueno, obteniendo en varios regímenes de velocidad errores entre la señal de referencia y la señal medida bastante bajos (Figuras 6.3 ,6.4 y 6.5).

Todo esto hace concluir que el modelo de la máquina es fiel a su comportamiento real desde el punto de vista del control, lo que implica que los parámetros están correctamente estimados y que los objetivos de este Trabajo Fin de Grado se han cumplido.

Como continuación de todo este trabajo se plantea la posibilidad de contrastar el método con otros ya existente en el ámbito de las máquinas, corroborando que la estimación es correcta desde otro punto de vista. También se plantea la estimación y los ensayos a máquinas de más fases, como por ejemplo a la máquina hexafásica del laboratorio 3.507-LII de la Escuela de Ingenierías Industriales, así como para la máquina síncrona de imanes permanentes que se va a usar en el desarrollo del primer vehículo eléctrico de competición del equipo de la Universidad de Málaga. Todo esto con el objetivo de estimar los parámetros en ambas máquinas y seguir mejorando el algoritmo de optimización para que este alcance mejores resultados en un menor tiempo.

Bibliografía

- [1] G. P. Ángel, A. G. Juan José, G. P. Ignacio and D. M. Mario Javier, *Accionamientos Eléctricos. Fundamentos, control y aplicaciones*. Paraninfo, 2022.
- [2] G. R. Daniel, T. C. Alejandro and R. N. Álvaro, *Algoritmos genéticos con Python. Un enfoque práctico para resolver problemas de ingeniería*. Marcombo, 2020.
- [3] D. Gutierrez-Reina, F. Barrero, J. Riveros, I. Gonzalez-Prieto, S. L. Toral, and M. J. Duran, “Interest and applicability of meta-heuristic algorithms in the electrical parameter identification of multiphase machines,” *Energies*, vol. 12, no. 2, 2019.
- [4] Juan Carrillo Ríos, *Impacto de la no-linealidad en el control predictivo de las máquinas multifásicas*. TFG, 2021.
- [5] FORBES, “Ventas de autos eléctricos en Noruega rozan histórico 80 % en 2022.” Consultado el 14 de abril. Disponible: [Forbes](#), 2022.
- [6] Iberdrola, “El vehículo eléctrico, un viaje de más de 200 años de historia.” Consultado el 7 de mayo. Disponible: [Iberdrola newsletter](#), 2022.
- [7] M. R. Sebastián, *Apuntes de despacho económico de la asignatura de explotación de sistemas de energía eléctrica en el grado de ingeniería eléctrica*. 2022.
- [8] J. Fraile Mora, *Maquinas electricas*. Madrid: McGraw-Hill-Interamericana de Espana., 6^a ed. ed., 2011 - 2008.
- [9] EMRAX. Innovative E-Motors, “*Emrax 188 60 kW*.” Consultado el 8 de mayo. Disponible: [EMRAX](#), 2022.
- [10] F. Barrero and M. J. Duran, “Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines-part i,” *IEEE transactions on industrial electronics (1982)*, vol. 63, no. 1, pp. 449–458, 2016.
- [11] E. Levi, F. Barrero, and M. J. Duran, “Multiphase machines and drives - revisited,” *IEEE transactions on industrial electronics (1982)*, vol. 63, no. 1, pp. 429–432, 2016.

- [12] M. J. Duran and F. Barrero, “Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines-part ii,” *IEEE transactions on industrial electronics (1982)*, vol. 63, no. 1, pp. 459–468, 2016.
- [13] Bin Wu et al, *Power conversion and control of wind energy systems*. Hoboken: Wiley, 2011.
- [14] A. G. Yepes, J. A. Riveros, J. Doval-Gandoy, F. Barrero, O. Lopez, B. Bogado, M. Jones, and E. Levi, “Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings-part 1: Sinusoidal excitation methods,” *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 27, no. 4, pp. 1056–1066, 2012.
- [15] J. A. Riveros, A. G. Yepes, F. Barrero, J. Doval-Gandoy, B. Bogado, O. Lopez, M. Jones, and E. Levi, “Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings-part 2: Time-domain techniques,” *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 27, no. 4, pp. 1067–1077, 2012.
- [16] Y. Wang, J. Yang, R. Deng, and G. Yang, “Parameters estimation for multiphase induction machine with concentrated windings through finite element method,” *IET electric power applications*, vol. 14, no. 10, pp. 1807–1817, 2020.
- [17] J. A. Riveros, F. Barrero, M. J. Duran, B. Bogado, and S. Toral, “Estimation of the electrical parameters of a five-phase induction machine using standstill techniques. part i: Theoretical discussions,” in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3668–3673, IEEE, 2011.
- [18] J. A. Riveros, F. Barrero, M. J. Duran, B. Bogado, and S. Toral, “Estimation of the electrical parameters of a five-phase induction machine using standstill techniques. part ii: Practical implications,” in *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3674–3679, IEEE, 2011.