

Modelado y simulación de tren de aterrizaje basado en actuador electromecánico con PMSM multifase

A. Sierra-González¹, E. Ibarra², I. Kortabarria², I. Martínez de Alegría², E. Otaola¹, J. L. Martín²

¹Tecnalia Research and Innovation, unidad de Industria y Transporte, C. Mikeletegi 7, 20009 Donostia

² Departamento de Tecnología Electrónica, UPV/EHU, C. Rafael Moreno Pitxitxi 3, 48013 Bilbao

andres.sierra@tecnalia.com

Resumen—Debido a los problemas medioambientales actuales, la electrificación de aeronaves o concepto MEA (*More Electric Aircraft*) está atrayendo el interés de la comunidad científica. Como resultado, los sistemas de actuación hidráulica están siendo paulatinamente sustituidos por sistemas de actuación electromecánica. Sin embargo, los requisitos de seguridad y disponibilidad del sector aeronáutico sugieren la sustitución de motores eléctricos trifásicos tradicionales por motores multifase con grados de libertad adicionales y tolerancia a fallos. En este sentido, es importante disponer de modelos de simulación fiables para el estudio de este tipo de sistemas. Por ello, en este trabajo se presenta el modelo completo de un tren de aterrizaje electromecánico que incluye una máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM) multifase, el cual permite estudiar el comportamiento del sistema en régimen de operación normal y durante situaciones de falta.

Index Terms—PMSM, multifase, modelado, simulación, Matlab/Simulink

I. INTRODUCCIÓN

La necesidad actual de disponer de sistemas de transporte más eficientes y respetuosos con el medio ambiente ha promovido importantes avances tecnológicos. En el caso particular del transporte aéreo, el concepto de aeronaves más eléctricas o MEA (*More Electric Aircraft*) se ha convertido en el paradigma a seguir [1]. Mediante dicho paradigma, se pretende mejorar la eficiencia de los aviones, buscando el menor impacto ambiental posible y manteniendo altos estándares de fiabilidad, seguridad y disponibilidad propios del sector aeronáutico [2], [3]. Para lograr este objetivo, la iniciativa MEA busca aumentar la penetración de sistemas eléctricos sustituyendo, principalmente, los actuadores hidráulicos por actuadores electromecánicos (EMA, *Electro Mechanical Actuator*) en las aeronaves.

Junto con la electrónica de potencia y los componentes mecánicos, los motores eléctricos son los componentes principales de dichos sistemas. De las distintas tecnologías de motor disponibles, destacan las máquinas síncronas de imanes permanentes (PMSM, *Permanent Magnet Synchronous Machine*) debido a su alta eficiencia y gran densidad de energía (derivando en un volumen y peso reducidos) [2]. Aunque tradicionalmente se vienen utilizando configuraciones trifásicas en la industria aeronáutica, los motores eléctricos de más de tres fases o multifase ofrecen una serie de ventajas relevantes para su introducción en el sector aeronáutico [4]:

- Reducción de la distorsión armónica y de las pulsaciones en el par electromagnético, permitiendo una operación suave.
- Reducción del contenido armónico en la corriente del bus de continua, mejorando la eficiencia en el condensador de continua, reduciendo su temperatura de operación y extendiendo su tiempo de vida.
- Disminución de la corriente y potencia por fase, mejorando la eficiencia del sistema, simplificando los sistemas de refrigeración y extendiendo el tiempo de vida de los dispositivos semiconductores.
- Mayor fiabilidad y disponibilidad, gracias a la capacidad de tolerancia de fallos intrínseca y grados de libertad adicionales, los cuales permiten la aplicación de estrategias de control tolerantes a fallos.

En el campo de las máquinas multifase aplicadas a sistemas aeronáuticos, se considera como relevante la investigación de su comportamiento en situaciones de falta, además del diseño de nuevos algoritmos de control y modulación que permitan un aprovechamiento óptimo de los grados de libertad adicionales que éstos ofrecen. Para ello, es importante contar con modelos de simulación representativos, los cuales permitan el estudio de este tipo de sistemas en múltiples condiciones de operación.

Teniendo en cuenta todo lo anterior, este trabajo presenta un modelo de simulación detallado de un tren de aterrizaje eléctrico, el cual cuenta con un modelo generalizable para máquinas multifase de tipo PMSM desarrollado en el entorno Matlab/Simulink.

II. MODELO MATEMÁTICO DEL LA PMSM MULTIFASE

II-A. Introducción

Para describir el comportamiento de los motores multifase se emplean, en general, modelos desacoplados con múltiples espacios vectoriales [5]–[7]. Estos modelos permiten simular el funcionamiento normal de la máquina, además de facilitar el diseño de los controladores PI del lazo de regulación de corriente. Sin embargo, para poder simular situaciones de falta, tales como fallos de circuito abierto en los bobinados de la máquina o en el convertidor de potencia, se requiere adaptar el modelo según la falta. Por ejemplo, en [8] se proponen modificaciones a las transformadas de desacoplo en función de la falta. Por otro lado, en [9] se definen modelos particulares de cada tipo de falta, los cuales deben ser intercambiados en función del modo de operación del sistema.

Para poder evitar este enfoque que requiere modelar cada tipo de falta de forma particular, en este trabajo se propone implementar el circuito equivalente del sistema en variables naturales utilizando la librería *Simscape* de MATLAB/Simulink. Esta plataforma permite describir el comportamiento de sistemas físicos multidominio de forma sencilla a través de un editor gráfico y un lenguaje de programación específico. Además de simplificar la simulación de situaciones de falta, esta aproximación permite incluir cualquier distribución espacial particular (armónicos adicionales) en el bobinado de la máquina de forma sencilla.

II-B. Modelo electromagnético en parámetros naturales

En una máquina PMSM, la relación entre la tensión y la corriente de estator en parámetros naturales viene dada por:

$$\mathbf{V} = \mathbf{R}\mathbf{I} + \frac{d\mathbf{\Psi}}{dt}, \quad (1)$$

donde \mathbf{V} e \mathbf{I} son vectores de dimensión n (numero de fases del motor) y la matriz de resistencias \mathbf{R} es una matriz diagonal de dimensión $n \times n$. Cada posición de la diagonal de \mathbf{R} corresponde a la resistencia de cada una de las fases del estator. Si se asume que todas las fases son idénticas, todas las posiciones de la diagonal tienen el mismo valor R_s . Finalmente, $\mathbf{\Psi}$ representa el flujo magnético, donde

$$\mathbf{\Psi} = \mathbf{L}\mathbf{I} + \mathbf{\Psi}_{PM}, \quad (2)$$

siendo \mathbf{L} la matriz de inductancias de dimensión $n \times n$. Cada posición L_{ij} de \mathbf{L} representa la auto-inductancia ($i = j$) o inductancia mutua ($i \neq j$) entre las fases i y j . Debido a la distribución geométrica de las fases, se trata de una matriz simétrica. En función de la disposición de los imanes permanentes en el rotor, se debe tener en cuenta lo siguiente:

- Los elementos de esta matriz son constantes para los motores de polos no salientes (SM-PMSM).
- En una máquina con imanes enterrados o I-PMSM (polos salientes), las auto-inductancias y las inductancias mutuas dependen de la posición o ángulo eléctrico del rotor (θ_e), debido a la reluctancia magnética variable. En general, se asume que las posiciones de la matriz de inductancias tienen la forma $L_{ij}(\theta_e) = l_{ij0} + m_{ij}(\theta_e)$, donde l_{ij0} es constante y m_{ij} depende del ángulo θ_e .

Normalmente y debido a la distribución sinusoidal de los bobinados, se desprecian los armónicos de orden superior y se asume que m_{ij} es sinusoidal con un periodo igual al *pole pitch*, es decir, π radianes eléctricos [6], [7], [10]:

$$m_{ij}(\theta_e) = D \sin [2(\theta_e - \delta_{ij})], \quad (3)$$

donde δ_{ij} es el ángulo entre las fases i y j . Sin embargo, si no se desprecian los armónicos de orden superior, las posiciones de la matriz de inductancias se suelen representar mediante series de Fourier [10]:

$$L_{ij}(\theta_e) = l_{ij0} + \sum_{k=1}^{\infty} l_{ijk} \cos [k(\theta_e - \delta_{ij})]. \quad (4)$$

Por su parte, el término $\mathbf{\Psi}_{PM}$ de (2) es un vector de dimensión n que representa el flujo magnético producido por los imanes permanentes. Cada componente de $\mathbf{\Psi}_{PM}$ es una función dependiente de θ_e , y también puede ser expresado como una serie de Fourier:

$$\Psi_{PMi}(\theta_e) = \psi_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \psi_k \cos [k(\theta_e - \delta_{1i})]. \quad (5)$$

Debido a la simetría con que son manufacturadas las máquinas rotativas, se desprecian los términos pares de la función de Fourier, por lo que $k \in \{1, 3, 5, 7, \dots\}$ [11], [12]. Adicionalmente y cuando la máquina está diseñada para tener una fuerza contraelectromotriz sinusoidal, los coeficientes ψ_k se desprecian para $k > 1$. Por lo tanto, operando (2) en (1) y considerando (4) y (5) se tiene la ecuación general correspondiente a las tensiones de estator:

$$\mathbf{V} = \mathbf{R}\mathbf{I} + \frac{d\mathbf{L}}{dt}\mathbf{I} + \mathbf{L}\frac{d\mathbf{I}}{dt} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{PM}}{dt} \quad (6)$$

Despreciando las pérdidas del sistema (corrientes Foucault, histéresis,...), el par electromagnético generado por el motor (T_{em}) se obtiene a partir del cálculo de la potencia de entrada del motor ($\mathbf{P} = \mathbf{V} \cdot \mathbf{I}$). A partir de (6), se obtiene la siguiente expresión para la potencia:

$$P = \mathbf{I}^T \mathbf{R} \mathbf{I} + \mathbf{I}^T \frac{d\mathbf{L}}{dt} \mathbf{I} + \mathbf{I}^T \mathbf{L} \frac{d\mathbf{I}}{dt} + \mathbf{I}^T \frac{d\mathbf{\Psi}_{PM}}{dt}, \quad (7)$$

donde los términos $\mathbf{I}^T \mathbf{R} \mathbf{I}$ y $\mathbf{I}^T \mathbf{L} \frac{d\mathbf{I}}{dt}$ corresponden a las pérdidas en el cobre y a la potencia empleada para transformar la energía magnética almacenada en la máquina [5], [7], [13], [14]. Por lo tanto, la potencia que se emplea para la transformación electromecánica es [7]:

$$P_{em} = \mathbf{I}^T \frac{d\mathbf{L}}{dt} \mathbf{I} + \mathbf{I}^T \frac{d\mathbf{\Psi}_{PM}}{dt}. \quad (8)$$

El término $\mathbf{I}^T \frac{d\mathbf{L}}{dt} \mathbf{I}$ corresponde a la potencia consumida por el par reluctante del motor. Para máquinas SM-PMSM, este término es nulo, ya que la matriz de inductancias es constante y, por lo tanto, $d\mathbf{L}/dt = 0$. Por el contrario, en las I-PMSM este término no es despreciable y justifica la mayor densidad de potencia de este tipo de máquinas. El segundo término, $\mathbf{I}^T d\mathbf{\Psi}_{PM}/dt$, corresponde a la potencia consumida por el par producido por los imanes permanentes (par magnético).

A partir de (8) y teniendo en cuenta que en un motor la potencia de salida es igual al par por la velocidad mecánica de rotación ($P_{em} = T_{em} \omega_m$) [7]:

$$T_{em} = \frac{\mathbf{I}^T \frac{d\mathbf{L}}{dt} \mathbf{I} + \mathbf{I}^T \frac{d\mathbf{\Psi}_{PM}}{dt}}{\omega_m}. \quad (9)$$

II-C. Modelo mecánico

Por último y para determinar la velocidad a la que gira el motor, habitualmente se utiliza la siguiente relación mecánica, en la cual se usa la aproximación de una única masa:

$$T_{em} - T_l = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m, \quad (10)$$

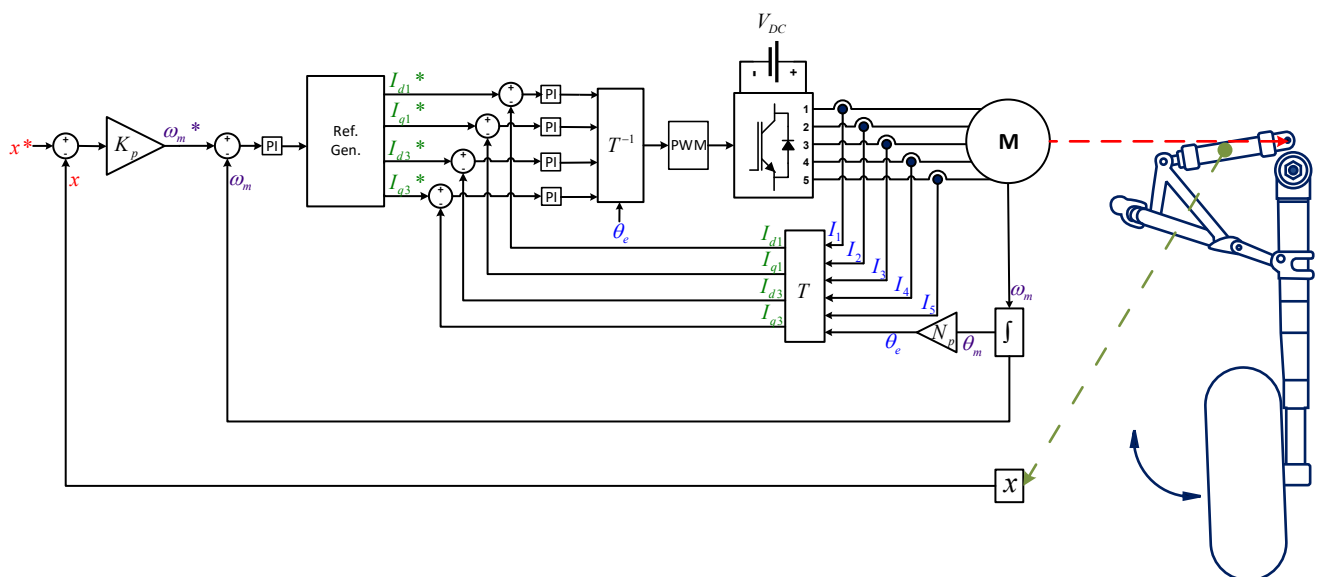


Figura 1: Diagrama del modelo implementado del tren de aterrizaje, incluyendo electrónica de potencia, motor eléctrico, componentes mecánicas y lazos de regulación.

donde T_l es el par de carga (cuyo perfil a lo largo del tiempo dependerá de la condición de operación concreta del tren de aterrizaje), J es la inercia de las masas que esta rotando, B el coeficiente de rozamiento viscoso del rotor y ω_m la velocidad mecánica del rotor, la cual se relaciona con el ángulo eléctrico mediante la siguiente expresión:

$$\theta_e = N_p \int_0^t \omega_m dt, \quad (11)$$

siendo N_p el número de pares de polos del motor.

III. IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO COMPLETO DEL TREN DE ATERRIZAJE EN SIMSCAPE

La figura 1 muestra el diagrama general del modelo de simulación implementado mediante bloques estándar de Simulink (lazos de control) y la librería Simscape (SM-PMSM de 5 fases y electrónica de potencia). La librería Simscape contiene una amplia cantidad de componentes convencionales correspondientes a distintos dominios físicos (eléctrico, electrónico, mecánico, etc.). Sin embargo, cuenta también con un potente lenguaje de programación especializado en el modelado de sistemas físicos, el cual permite crear componentes a medida.

III-A. Motor multifase implementado con Simscape

La figura 2 muestra, en detalle, el modelo de la SM-PMSM de 5 fases implementado en variables naturales. Tanto las inductancias por fase como las fuentes de tensión correspondientes a la fuerza contraelectromotriz (back-EMF) de la máquina han sido programadas en lenguaje Simscape, de acuerdo con las ecuaciones descritas en el apartado II-B. De este modo, ha sido posible describir la distribución espacial en las inductancias y back-EMF.

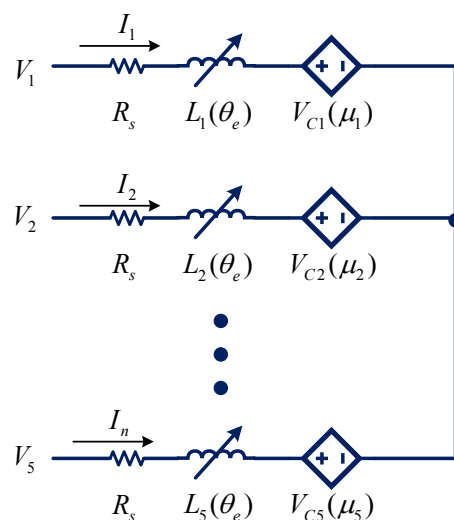


Figura 2: Modelo generalizado del motor PMSM multifase implementado con la librería Simscape.

A partir de (6), se particulariza la ecuación que relaciona voltajes y corrientes para una fase k determinada:

$$V_k = R_s I_k + \frac{dL_{kk}}{dt} I_k + L_{kk} \frac{dI_k}{dt} + \frac{d\Psi_{PMk}(\theta_e)}{dt} + \sum_{j \neq k}^n \frac{dL_{kj}}{dt} I_j + \sum_{j \neq k}^n L_{jk} \frac{dI_j}{dt} \quad (12)$$

La caída de tensión en los terminales de la inductancia $L_k(\theta_e)$ (figura 2) es $\frac{dL_{kk}}{dt} I_k + L_{kk} \frac{dI_k}{dt}$. Si el motor que se modela es de tipo SM-PMSM, la derivada de la inductancia es nula y, en consecuencia, se puede modelar como una inductancia convencional. Por el contrario, si se trata de una máquina de tipo IPMSM, se debe utilizar el lenguaje propio

Tabla I Parametros relevantes del motor y el tren de aterrizaje.

Parametro	Simbolo	Valor
Inductancia estátor	L_s	9.6 mH
Resistencia del estátor	R_s	2.5 Ohm
Constante flujo primer armónico imanes	ψ_1	0.1314 Wb
Constante flujo tercer armónico imanes	ψ_3	0.0262 Wb
Potencia nominal	P_N	1.51 kW
Par nominal	T_N	12.1 Nm
Velocidad nominal	ω_N	1200 RPM
No. pares de polos	N_p	9

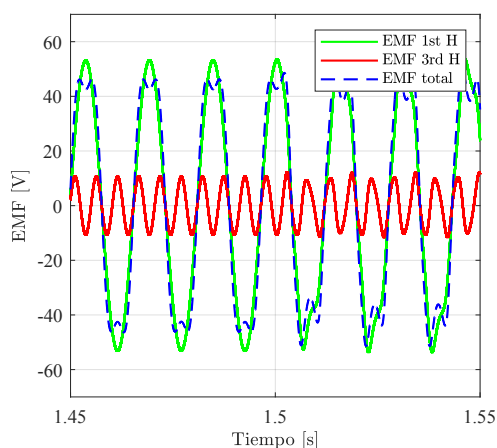


Figura 3: Distribución espacial de la fuerza contraelectromotriz en función de la posición del ángulo eléctrico del motor.

de Simscape para describir un nuevo tipo de inductancia que tenga en cuenta la dependencia de la inductancia respecto a θ_e .

Por último, los términos que no dependen de la corriente I_k se agrupan en la fuente de tensión controlada que se muestra en la figura 2:

$$V_{Ck} = \frac{d\Psi_{PMk}(\theta_e)}{dt} + \sum_{j \neq k}^n \frac{dL_{kj}}{dt} I_j + \sum_{j \neq k}^n L_{jk} \frac{dI_j}{dt}. \quad (13)$$

Por lo tanto, la tensión es función de las corrientes del resto de fases y de la propia fuerza contraelectromotriz, siendo $\mu_k = \{I_j, \Psi_{PMk}\}$ ($j \neq k$) (figura 2).

La tabla I muestra los parámetros más relevantes de la máquina simulada. Por otro lado, la figura 3 muestra la distribución espacial de la back-EMF dicha máquina, la cual incluye una componente de tercer armónico.

La simulación de condiciones de faltas en circuito abierto en este modelo es directa, ya que únicamente es necesario abrir la fase correspondiente. De forma similar, se pueden modelar cortocircuitos gráficamente.

III-B. Parte mecánica del tren de aterrizaje

El motor actúa sobre un husillo de bolas (figura 1). Este elemento se encarga de convertir el movimiento rotativo en movimiento lineal con mínimas pérdidas por fricción. En este caso, se asume una relación lineal entre el ángulo de rotación del eje (θ_m) y la posición lineal del actuador (x). En esta relación se tienen en cuenta fricciones, pérdidas y eficiencias de los distintos componentes mecánicos.

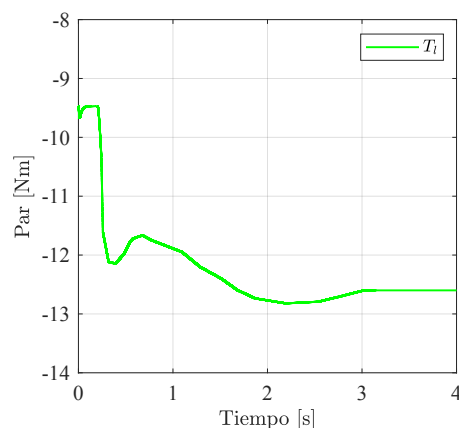


Figura 4: Perfil del par de contra-carga.

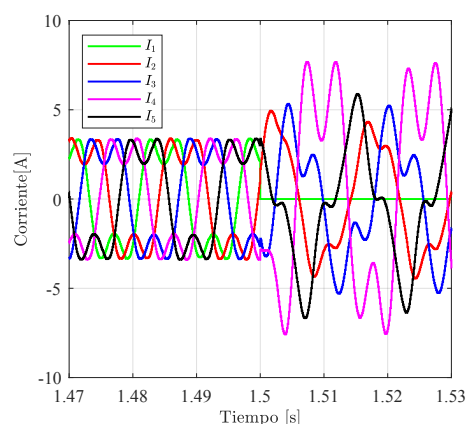


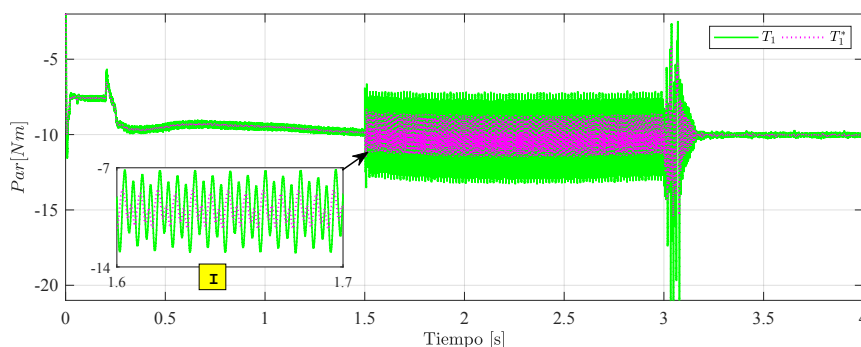
Figura 5: Corrientes de fase antes y después de la falta.

El perfil del par de carga T_l de (10) dependerá de la condición de operación concreta del tren de aterrizaje. La figura 4 muestra el perfil del par de contra-carga utilizado para la simulación realizada.

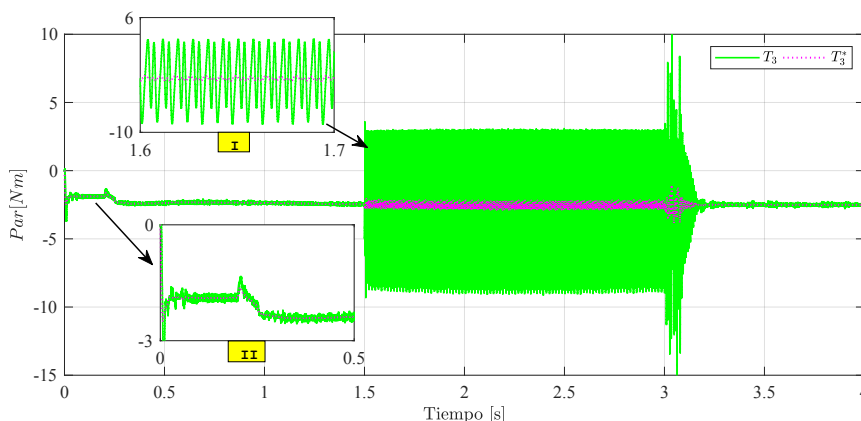
III-C. Implementación de la estrategia de control

El algoritmo de control implementado en el modelo de simulación se encarga de la correcta extensión y retracción del tren de aterrizaje mediante un esquema en cascada, el cual esta compuesto por los siguientes lazos (figura 2):

- El lazo de posición (acción de control proporcional), el cual se encarga de controlar la posición lineal x del tren de aterrizaje.
- El lazo de control de velocidad (acción de control proporcional-integral), el cual determina el par electromagnético requerido en cada instante.
- El lazo de regulación de corriente. Al contar con una componente espacial de tercer armónico (sección III-A), se utiliza la variante multifase de la estrategia FOC (*Field Oriented Control*) presentada en [15] para hacer uso de los grados de libertad adicionales y poder, de este modo, controlar las componentes fundamentales (I_{d1}, I_{q1}) y de tercer armónico (I_{d3}, I_{q3}) de forma independiente.



(a) Par generado por el primer armónico



(b) Par generado por el tercer armónico

Figura 6: Respuesta del motor respecto al par electromagnético (referencia y señal simulada)

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

A continuación se muestran resultados de simulación obtenidos mediante el modelo propuesto para el caso de la extensión del tren de aterrizaje. En este sentido, se introduce una falta de circuito abierto en la primera fase en $t = 1,5$ s (figura 5). Tal y como se esperaba, las corrientes circulantes en las fases restantes se degradan durante la condición de falta. Por ejemplo, el pico de corriente en la fase 4 aumenta un 100% con respecto al valor antes de la falta.

En las figuras 6 y 7 se pueden observar los resultados de las principales variables controladas en el sistema. La figura 6 presenta la respuesta del control para las componentes de par de primer y tercer armónico. En ambos casos se puede observar que el sistema es capaz de seguir la referencia de par de una forma aceptable una vez que ocurre la falta. Sin embargo, se produce un rizado de alta frecuencia en ambas componentes de par (figura 6(a) - I y 6(b) - I), la cual es mucho más pronunciada para el tercer armónico. Como consecuencia de este rizado post-falta, dicha perturbación de alta frecuencia se traslada al control de velocidad (figura 7(b)). Sin embargo, gracias a la inercia del sistema, el lazo de posición consigue un funcionamiento suave durante la falta.

V. CONCLUSIONES

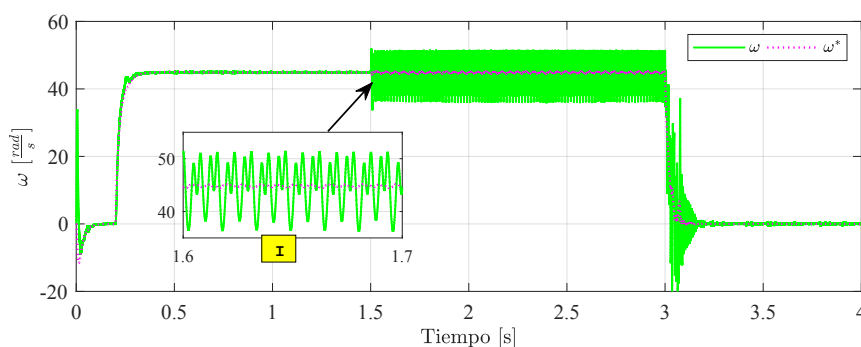
En este trabajo se ha presentado el modelo de simulación de un tren de aterrizaje basado en un motor multifase. Este

modelo tiene la capacidad de emular el comportamiento del sistema cuando se presentan fallos eléctricos en el motor o en la electrónica de potencia. Aunque se han mostrado resultados para una SM-PMSM de 5 fases, el modelo es fácilmente extensible a un mayor número de fases y a configuraciones de tipo IPMSM.

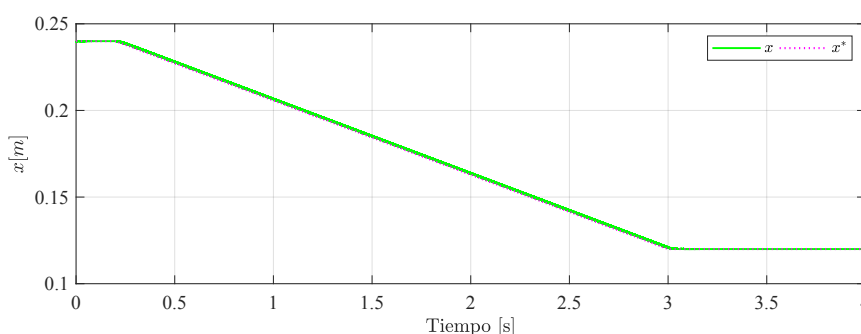
Los resultados de simulación muestran que el motor de cinco fases es capaz de continuar operando a pesar de que se presenta una falta en una de sus fases, demostrando la propiedad intrínseca de tolerancia a fallos de la máquina. Sin embargo, se debe tener en cuenta que durante la falta los niveles de corriente de las fases restantes aumentan considerablemente y esto se debe tener en cuenta a la hora de dimensionar el sistema. Como trabajo futuro, cabe destacar el estudio y la implementación de estrategias tolerantes a fallos que mejoren el comportamiento del sistema durante la falta. En una primera etapa, se empleará la plataforma de simulación desarrollada en este trabajo para el estudio preliminar de las estrategias analizadas. Posteriormente se realizará su validación en una plataforma experimental.

VI. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo se realizó en el marco del programa de ayudas al doctorado 2017 ofrecido por la Fundación Tecnalia Research and Innovation. Además, ha recibido financiación por Clean Sky 2 Jointundertaking dentro del programa de investigación e innovación Horizon 2020 de la Unión Europea (EU)



(a) Velocidad de rotación del motor referencia y señal simulada



(b) Posición del actuador referencia y señal simulada

Figura 7: Respuesta del sistema de control del EMA en velocidad y posición

a través del proyecto FAil-Safe Electro-mechanical actuation for LAnding Gear (FASE-LAG Grant Agreement No. 755562). También, ha sido financiado por el Gobierno Vasco a través del proyecto de investigación CODISAVA (KK-2018/00082) del programa ELKARTEK.

El trabajo descrito en esta publicación ha sido financiado por el Gobierno Vasco en base a las ayudas para apoyar las actividades de grupos de investigación del sistema universitario vasco IT978-16. Además, ha sido financiado por el Gobierno Vasco a través del proyecto de investigación ENSOL (KK-2018/00040) del programa ELKARTEK.

REFERENCIAS

- [1] P. W. Wheeler, J. C. Clare, A. Trentin, and S. Bozhko, "An overview of the more electrical aircraft," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering*, vol. 227, no. 4, pp. 578–585, Dec. 2012.
- [2] W. Cao, B. C. Mecrow, G. J. Atkinson, J. W. Bennett, and D. J. Atkinson, "Overview of electric motor technologies used for more electric aircraft (MEA)," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 9, pp. 3523–3531, sep 2012.
- [3] M. Mazzoleni, Y. Maccarana, F. Previdi, G. Pispola, M. Nardi, F. Perni, and S. Toro, "Development of a reliable electro-mechanical actuator for primary control surfaces in small aircrafts," in *Proc. of the IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, 2017.
- [4] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, and O. Pyrhonen, "Decoupled vector control scheme for dual three-phase permanent magnet synchronous machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 5, pp. 2185–2196, may 2014.
- [5] E. Semail, A. Bouscayrol, and J.-P. Hautier, "Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines," *The European Physical Journal Applied Physics*, vol. 22, no. 3, pp. 207–220, may 2003.
- [6] E. Levi, *Power Electronics and Motor Drives*. CRC Press, 2016, ch. Multiphase AC Machines, pp. 3–1, 3–30.
- [7] A. Tassarolo, "Modeling and simulation of multiphase machines in the matlab/simulink environment," in *Engineering Education and Research Using MATLAB*. InTech, oct 2011.
- [8] H.-M. Ryu, J.-W. Kim, and S.-K. Sul, "Synchronous-frame current control of multiphase synchronous motor under asymmetric fault condition due to open phases," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 4, pp. 1062–1070, July 2006.
- [9] X. Kestelyn, F. Locment, Y. Crevits, and E. Semail, "Easy-to-implement integral numerical simulation of multi-phase drives under fault supply condition," in *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*. IEEE, may 2007.
- [10] A. Tassarolo, "Accurate computation of multiphase synchronous machine inductances based on winding function theory," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 4, pp. 895–904, Dec 2012.
- [11] E. Semail, X. Kestelyn, and A. Bouscayrol, "Right harmonic spectrum for the back-electromotive force of a n-phase synchronous motor," in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*. IEEE, 2004.
- [12] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Multi-phase permanent magnet motor drives," in *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, vol. 1, Oct 2003, pp. 401–408 vol.1.
- [13] X. Kestelyn and E. Semail, "Vectorial modeling and control of multiphase machines with non-salient poles supplied by an inverter," in *Control of Non-conventional Synchronous Motors*, J.-P. Louis, Ed. John Wiley & Sons, Inc, feb 2013, pp. 161–206.
- [14] A. Tassarolo, "On the modeling of poly-phase electric machines through vector-space decomposition: Theoretical considerations," in *2009 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. IEEE, mar 2009.
- [15] L. Parsa and H. Toliyat, "Five-phase permanent-magnet motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 30–37, jan 2005.