

Control vectorial de BLDC multifase para propulsión eléctrica en aplicaciones aeronáuticas

A. Sierra¹, E. Ibarra², I. Kortabarria², J.I. Garate², I. Eguizabal del Río¹

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—La electrificación de los sistemas de propulsión de aeronaves está atrayendo el interés de la comunidad científica debido a las metas de reducción de emisiones de CO₂ y NO_x impuestas al transporte aéreo. Los motores eléctricos de imanes permanentes de tipo BLDC (*Brushless DC*) ofrecen para esto características interesantes en cuanto a densidad de potencia y par. Considerando los requisitos de fiabilidad y disponibilidad del sector aeronáutico, las máquinas síncronas de imanes permanentes multifase constituyen la mejor alternativa para este tipo de aplicaciones críticas gracias a su inherente tolerancia a fallos. Sin embargo, el aumento del número de fases incrementa la complejidad del sistema.

En este trabajo, una vez estudiadas las distintas alternativas disponibles para la representación vectorial de la máquina multifase, se seleccionan las más apropiadas y se desarrollan sus fundamentos matemáticos detalladamente. Estas transformaciones permiten simplificar el modelo de la máquina, además de el diseño del lazo de control de par. Una vez realizado este análisis general, se implementa el control de un sistema de propulsión para una aeronave para transporte intra-urbano basado en múltiples hélices propulsadas por BLDCs de 5 fases.

Index Terms—BLDC, multifase, control vectorial, aplicaciones aeroespaciales

I. INTRODUCCIÓN

La electrificación de los sistemas neumáticos, hidráulicos y mecánicos en los aviones (conocido como concepto MEA, *More Electric Aircraft*) supone una considerable reducción del consumo de combustibles fósiles [1]. Sin embargo, esta introducción de sistemas eléctricos en las aeronaves no es por sí sola suficiente si se tienen en cuenta las ambiciosas metas del sector. Por ejemplo, el organismo *Advisory Council for Aviation Research and innovation in Europe* (ACARE) apunta a una reducción del 80 % y 50 % de las emisiones de Óxidos de nitrógeno (NO_x) y CO₂, respectivamente [2]. Por su parte, el informe “*Flightpath 2050*” [3] de la Comisión Europea propone una reducción del 75 % de las emisiones de CO₂ por pasajero/kilómetro con respecto a los niveles del año 2000 para el año 2050. Adicionalmente, este informe propone una reducción de las emisiones de NO_x del 90 %, además de una reducción del ruido producido por las aeronaves del 65 %. Ante metas tan ambiciosas, la solución es la electrificación de los sistemas de propulsión de las aeronaves.

Además de las ventajas medioambientales que supone la introducción de la propulsión eléctrica en aeronaves de larga y media distancia, se debe sumar la posibilidad a futuro del uso de sistemas de transporte aéreo dentro de las propias

ciudades (donde se requiere un transporte rápido, libre de emisiones y con niveles de ruido bajos). Sin embargo, para que la electrificación de aeronaves se haga realidad, se deben superar las barreras técnicas que imponen los sistemas actuales de propulsión eléctrica. Por ejemplo, de acuerdo con [4], se requieren sistemas de almacenamiento con una energía específica de al menos 500 Wh/kg. Desde el punto de vista de los motores eléctricos, estos deben ofrecer la mayor eficiencia y densidad de potencia posible. De las distintas tecnologías disponibles, destacan las máquinas síncronas de imanes permanentes (PMSM, *Permanent Magnet Synchronous Machine*) [1]. Aunque tradicionalmente se vienen utilizando configuraciones trifásicas en la industria y transporte, las configuraciones multifase ofrecen ventajas relevantes para su introducción en el sector aeronáutico. Dichas ventajas consisten en la reducción de la distorsión armónica y de las pulsaciones de par electromagnético, la reducción del contenido armónico de la corriente del bus de continua, la disminución de la corriente y potencia por fase y, por último, una mayor fiabilidad y disponibilidad gracias a la capacidad tolerante a fallos y los grados de libertad adicionales disponibles [5].

El aumento del número de fases del motor implica un incremento de la complejidad del sistema de propulsión. Desde el punto de vista de la electrónica de potencia se deben añadir dos ramas adicionales con su respectiva electrónica de control (drivers). Además, la complejidad del control también aumenta. Sin embargo, al igual que con una máquina trifásica, el problema se puede simplificar mediante el uso de una representación vectorial adecuada, lo cual facilita el diseño del algoritmo de control. En el caso de las máquinas multifase, dichas transformaciones vectoriales deben facilitar el aprovechamiento de los grados de libertad disponibles en la máquina. En ese sentido, este trabajo revisa las posibles alternativas, y presenta el desarrollo matemático exhaustivo de las técnicas consideradas como más apropiadas para, posteriormente, implementar el control de un sistema de propulsión para una aeronave intra-urbana basado en una BLDC de 5 fases.

II. REPRESENTACIÓN VECTORIAL DE LA MÁQUINA BLDC MULTIFASE

II-A. Introducción

El punto de partida para modelar vectorialmente una BLDC multifase es la ecuación que relaciona tensiones y corrientes del estátor:

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

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 $n \times n$, donde todas las posiciones de la diagonal tienen el mismo valor R_s . \mathbf{L} es la matriz de inductancias de dimensión $n \times n$. Por su parte, el término Ψ_{PM} es un vector de dimensión n que representa el flujo magnético producido por los imanes permanentes.

El modelo matemático de (1) muestra un sistema altamente acoplado. Por ello, la comunidad científica ha invertido un gran esfuerzo en el desarrollo de métodos matemáticos que permitan diagonalizar la matriz \mathbf{L} y desacoplar tensiones y corrientes. Los métodos principales son: (a) la descomposición en vectores espaciales complejos [6], [7], (b) el uso de formalismos matriciales [8], [9] y (c) el enfoque multi-máquina [10]. El elemento común de estos métodos es el uso de transformaciones, convirtiendo las variables reales en variables ficticias desacopladas entre sí. Estas transformaciones se representan mediante matrices y se agrupan en dos tipos: (i) transformación de desacoplamiento y (ii) de rotación.

II-B. Transformación de desacoplamiento del BLDC multi-fase

Tal y como su nombre indica, el objetivo de esta transformada es desacoplar tensiones y corrientes mediante la diagonalización de la matriz \mathbf{L} . Ésta se caracteriza por ser simétrica, es decir $L_{ij} = L_{ji}$, lo cual garantiza que \mathbf{L} es diagonalizable ortogonalmente mediante una transformación representada por una matriz real de dimensión $n \times n$ [10].

Las variables (tensiones o corrientes) de una máquina multifase se pueden ver como componentes de un vector en el espacio de dimensión n . En este sentido, lo que persigue la transformación de desacoplamiento es descomponer el vector espacial de dimensión n en vectores representados en sub-espacios ortogonales desacoplados entre sí [9]. La cantidad de sub-espacios desacoplados depende de la multiplicidad de los valores propios de \mathbf{L} . Si la matriz tiene m valores propios diferentes, tiene asociados m sub-espacios ortogonales, cada uno con dimensión igual a la multiplicidad del valor propio correspondiente.

La cantidad de valores propios de \mathbf{L} y su respectiva multiplicidad cumplen con ciertas propiedades, ya que \mathbf{L} es circulante. Una matriz de este tipo es aquella en la cual los elementos de cada fila son iguales a los de la fila anterior, pero desplazados una posición a la derecha, donde el último elemento de la fila anterior es igual al primero de la fila en cuestión. Por ejemplo, para un motor de 5 fases se cumple que:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} & L_{15} \\ L_{15} & L_{11} & L_{12} & L_{13} & L_{14} \\ L_{14} & L_{15} & L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{13} & L_{14} & L_{15} & L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{13} & L_{14} & L_{15} & L_{11} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Gracias a esta característica, \mathbf{L} tiene $(n-1)/2$ valores propios con multiplicidad 2, además de un valor propio con

multiplicidad 1. Por lo tanto, aplicando la respectiva transformación de desacoplamiento, es posible descomponer los vectores n -dimensionales de corriente y tensión en $(n-1)/2$ vectores de dos dimensiones y un vector de una dimensión desacoplados entre sí.

Desde el punto de vista multi-máquina [10], cada sub-espacio bidimensional es equivalente a una máquina bifásica y cada sub-espacio unidimensional una máquina monofásica. Por ejemplo, un motor trifásico convencional se descompone en una máquina bifásica $d-q$ y un motor monofásico (componente homopolar) cuyas corrientes no pueden ser excitadas gracias a la conexión en estrella. En el caso de un motor de n fases (par), este se descompone en $(n-2)/2$ motores bifásicos y 2 motores monofásicos. Por ejemplo, un motor de 4 fases se descompone en un motor bifásico y 2 motores monofásicos. En este caso, la corriente de uno de los motores virtuales monofásicos no pueden ser excitada (gracias a la conexión en estrella), pero si la del otro motor virtual monofásico. Ésto tiene la desventaja de que los motores monofásicos no pueden producir un par constante. Esta es la razón por la que, normalmente, los motores conectados en estrella tienen un número impar de fases, y los motores con un número par de fases tienen varios puntos de estrella para evitar la excitación de los sub-espacios unidimensionales. Por ejemplo, los motores de 6 fases tienen normalmente 2 puntos neutros. En este trabajo solo se consideran motores conectados en estrella con un número de fases impar.

Otro punto importante a resaltar es que si la multiplicidad de los valores propios de \mathbf{L} es mayor a 1, existen infinitas transformaciones (matrices) ortonormales que la pueden diagonalizar [10]. Esto explica que en la literatura especializada se encuentren infinitas transformaciones de desacoplamiento. Las matrices de desacoplamiento ortonormales se caracterizan por ser invariantes en potencia, y también porque su inversa es igual a su transpuesta.

En este trabajo se usa la siguiente matriz de desacoplamiento, ya que permite el control independiente de los armónicos impares de la máquina [11], [12]:

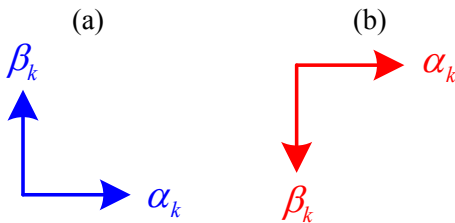
$$\mathbf{F} = K_{TC} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \dots & \cos((n-1)\alpha) \\ 0 & (-1)^b \sin(\alpha) & \dots & (-1)^b \sin((n-1)\alpha) \\ 1 & \cos(3\alpha) & \dots & \cos(3(n-1)\alpha) \\ 0 & (-1)^b \sin(3\alpha) & \dots & (-1)^b \sin(3(n-1)\alpha) \\ 1 & \cos(5\alpha) & \dots & \cos(5(n-1)\alpha) \\ 0 & (-1)^b \sin(5\alpha) & \dots & (-1)^b \sin(5(n-1)\alpha) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cos(v\alpha) & \dots & \cos(v(n-1)\alpha) \\ 0 & (-1)^b \sin(v\alpha) & \dots & (-1)^b \sin(v(n-1)\alpha) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

donde $v = n-2$ y $\alpha = 2\pi/n$ es el ángulo entre dos fases adyacentes. Esta matriz descompone los vectores de dimensión n en subespacios bidimensionales. Estos vectores se representan por dos variables ubicadas en ejes perpendiculares α_k y β_k , donde $k \in \{1, 3, 5, \dots, v\}$. La última fila de (3) hace referencia a la componente de secuencia cero. Por último, cabe destacar que la constante K_{TC} puede tomar varios valores. La primera posibilidad es $K_{TC} = \sqrt{2/n}$, la cual es conocida como constante de potencia invariante (transformada orto-

Tabla I Armónicos asociados con cada subespacio (transformada F).

Sub-espacio	Motor 3-fases	Motor 5-fases	Motor 7-fases
$\alpha_1 - \beta_1$	$h = 1, 5, 7, \dots$	$h = 1, 9, 11, \dots$	$h = 1, 13, 15, \dots$
$\alpha_3 - \beta_3$	No existe	$h = 3, 7, 13, \dots$	$h = 3, 11, 17, \dots$
$\alpha_5 - \beta_5$	No existe	No existe	$h = 5, 9, 19, \dots$
Secuencia cero	$h = 0, 3, 9, \dots$	$h = 0, 5, 15, \dots$	$h = 0, 7, 21, \dots$

normal). La segunda posibilidad es $K_{TC} = 2/n$, la cual se conoce como constante de magnitud invariable, es decir, $\|f\| = \|f_{\alpha-\beta}\|$. Por otro lado, el signo que precede a los términos seno puede ser positivo o negativo ($b = 0$ ó $b = 1$), dependiendo de la convención del sentido positivo que se escoja para los ejes perpendiculares α_k y β_k . En concreto, si se selecciona la convención mostrada en la figura 1.(a) entonces $b = 1$. Por el contrario, si la convención de los ejes es la que se muestra en la figura 1.(b) entonces $b = 0$.


 Figura 1: Convención de signos para ejes α_k - β_k

Si se diagonaliza la matriz de inductancias, se obtiene $\mathbf{D}_1 = \mathbf{FLF}^{-1}$:

$$\mathbf{D}_1 = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_3 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & \lambda_v & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \lambda_v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \lambda_0 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

donde λ_k es la inductancia armónica de la máquina multifase con respecto a los armónicos de orden k [7], [8]. Por lo tanto, la transformada descompone los vectores n -dimensionales de acuerdo a sus componentes armónicas. Así, en el k -ésimo sub-espacio se reflejan las componentes armónicas $h = n(l-1) \pm k$, donde $l \in \{1, 3, 5, \dots\}$. En el sub-espacio de secuencia cero se proyectan las componentes armónicas de orden $h = nl$. En la tabla I se presentan los armónicos impares asociados con cada sub-espacio en el caso de una motor de tres, cinco y siete fases.

Normalmente, el sub-espacio $\alpha_1 - \beta_1$ contiene las componentes fundamentales de las variables (corrientes, tensiones y flujos). Las corrientes y flujos en este sub-espacio son los encargados de producir el par efectivo del motor. Sin embargo, si el diseño y fabricación de la máquina así lo permiten, el sistema de control puede ser ajustado para generar par con armónicos distintos al fundamental. Por ejemplo, en [11], además de la componente fundamental, se utiliza la componente de tercer armónico para generar par en un motor

de 5 fases, demostrando los beneficios del uso de máquinas con fuerza contraelectromotriz trapezoidal de tipo BLDC, aumentando la densidad de potencia del motor.

II-C. Transformación de rotación

En la transformación de desacoplamiento, los ejes ficticios $\alpha_k - \beta_k$ son estáticos. Por lo tanto, un vector que rota con una velocidad angular ω tendrá componentes variables en estos ejes. Sin embargo, si este vector se observa desde el punto de vista de un par de ejes perpendiculares que rotan a su misma velocidad ω , se logran magnitudes constantes en el nuevo sistema de referencia. Como en un plano existen dos posibles sentidos de giro, hay dos posibles transformaciones rotativas. En este trabajo se adopta la alternativa del par de ejes que rotan en el sentido contrario de las manecillas del reloj:

$$\begin{bmatrix} f_{d_k} \\ f_{q_k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_k t) & \sin(\omega_k t) \\ -\sin(\omega_k t) & \cos(\omega_k t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\alpha_k} \\ f_{\beta_k} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

En el caso de los motores de imanes permanentes, esta transformada es bastante conveniente, pues las componentes fundamentales de la corriente, tensión y flujo giran a velocidad sincrónica $d\theta_e/dt$. Por consiguiente y para simplificar el modelo del motor eléctrico, las componentes $\alpha_k - \beta_k$ se transforman a múltiples planos $d_k - q_k$, los cuales giran a la velocidad del respectivo armónico según la transformación (5).

Desde el punto de vista de control es muy provechoso, ya que los controladores *PI* (proporcionales integrales) son capaces de regular con error cero en estado estacionario cuando la referencia es constante. Esto facilita que las componentes fundamental y armónicos sean regulados independientemente [11].

II-D. Aplicación de las transformaciones vectoriales

El último paso para obtener el modelo desacoplado es aplicar la transformación $\mathbf{T} = \mathbf{PF}$ a la expresiones matemáticas en variables naturales del motor (1):

$$\mathbf{V}_{dq} = \mathbf{R}\mathbf{I}_{dq} + \mathbf{L}_{dq} \frac{d\mathbf{I}_{dq}}{dt} - \omega_e \mathbf{J}\mathbf{L}_{dq}\mathbf{I}_{dq} + \mathbf{e}_{dq}, \quad (7)$$

donde $\mathbf{V}_{dq} = \mathbf{T}\mathbf{V}$, $\mathbf{I}_{dq} = \mathbf{T}\mathbf{I}$ y $\mathbf{e}_{dq} = \omega_e \mathbf{T}(d\Psi_{PM}/d\theta_e)$ es la fuerza contraelectromotriz de la máquina. Por otro lado, \mathbf{J} es una matriz $n \times n$ que es igual a $(d\mathbf{T}/d\theta_e)\mathbf{T}^{-1}$. Si se desarrolla esta última matriz, se obtiene:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -3 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & v & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -v & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(3\theta_e) & \sin(3\theta_e) & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\sin(3\theta_e) & \cos(3\theta_e) & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & \cos(v\theta_e) & \sin(v\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -\sin(v\theta_e) & \cos(v\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Por otro lado, para la matriz $\mathbf{L}_{dq} = \mathbf{T}\mathbf{L}\mathbf{T}^{-1}$ se obtiene la siguiente expresión:

$$\mathbf{L}_{dq} = \begin{bmatrix} L_{d1} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{q1} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{d3} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{q3} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & L_{dv} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & L_{qv} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

En este punto, se debe tener en cuenta si la máquina tiene saliencia o no. Para una máquina sin saliencia (imanes en superficie), \mathbf{L}_{dq} es igual a la matriz \mathbf{D}_1 en (4) y, por lo tanto, $L_{dk} = L_{qk}$ para $k \in \{1, 3, 5, \dots, v\}$. Cuando se trata de un motor con saliencia (imanes enterrados), se debe tener en cuenta que las inductancias varían respecto a su posición, y qué armónicos se consideran y cuales son despreciados. Por ejemplo, si únicamente se tienen en cuenta los armónicos de orden 2 en las inductancias, entonces únicamente $L_{d1} \neq L_{q1}$ y, para el resto de sub-espacios, $L_{dk} = L_{qk}$ para $k \in \{3, 5, 7, \dots, v\}$. Sin embargo, si se considera el resto de armónicos, entonces $L_{dk} \neq L_{qk}$ para $k \in \{1, 3, 5, \dots, v\}$. En el caso particular de la máquina BLDC los imanes están instalados en superficie, por lo que no existe saliencia.

El siguiente paso es hallar la expresión para el par electro-magnético en términos de las variable en dq [12]:

$$\begin{aligned} T_{em} &= K_{PC}(-N_p \mathbf{J} \mathbf{L}_{dq} \mathbf{I}_{dq} \cdot \mathbf{I}_{dq} + \frac{N_p}{\omega_e} \mathbf{e}_{dq} \cdot \mathbf{I}_{dq}) \\ &= K_{PC} N_p \left(\sum_{k=1}^v k(L_{dk} - L_{qk}) I_{dk} I_{qk} + \sum_{k=1}^v k \psi_k I_{qk} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

para $k = 1, 3, 5, \dots, v$. Si se utiliza la constante invariante en potencia, $K_{PC} = 1$. Por el contrario, si se utiliza la constante invariable en magnitud, $K_{PC} = \frac{n}{2}$. En (10) se observan dos componentes para el par electromagnético. Los términos $k(L_{dk} - L_{qk}) I_{dk} I_{qk}$ se relacionan con el par reluctante, y solo existen cuando $L_{dk} \neq L_{qk}$. Para la máquina BLDC seleccionada no existen dichas componentes de par.

III. TREN DE PROPULSIÓN Y DIAGRAMA DE CONTROL

En este trabajo se estudia el tren de propulsión de una aeronave con un sistema de propulsión distribuida. Donde cada elemento de propulsión corresponde a un motor BLDC de

Tabla II Parámetros más significativos del sistema de propulsión simulado.

Motor BLDC de 5 fases		
Parámetro	Valor	Unidad
Potencia nominal (P_N)	10	kW
Velocidad mecánica nominal (ω_N)	4000	rpm
Resistencia de estator (R_s)	3.15	mΩ
Inductancia de estator (L_s)	14.0	μH
Flujo del primer armónico ($\psi_{PM,1}$)	6.50	mWb
Flujo del tercer armónico ($\psi_{PM,3}$)	1.62	mWb
Pares de polos (P)	10	-
Electrónica de potencia		
Parámetro	Valor	Unidad
Frecuencia de conmutación (f_{sw})	30	kHz
Tensión de batería (V_{batt})	50	V
Condensador DC-link (C_{DC})	60	μF
Componentes mecánicos		
Parámetro	Valor	Unidad
Inercia del conjunto (J)	0.0096	kg/m ²
Fricción (B)	0.0011	Nms
Diámetro de la hélice (D)	0.66	m
Paso de la hélice (p)	0.38	m

5 fases. Cada motor está conectado mecánicamente con una hélice que se encarga de generar la fuerza de empuje (F_{emp}) necesaria para despegar, maniobrar y aterrizar la aeronave. La fuerza de empuje que produce cada conjunto motor-hélice es la siguiente:

$$F_{emp} = \rho(\omega_m/2\pi)^2 D^4 C_T, \quad (11)$$

donde ρ es la densidad del aire, ω_m es la velocidad a la cual gira la hélice, D es el diámetro de la hélice y $C_T(\omega_m, v)$ es una función no lineal dependiente de ω_m y la velocidad lineal de desplazamiento (v) del vehículo. En este trabajo se utilizan los datos experimentales obtenidos por el fabricante de la hélice para determinar la función $C_T(\omega_m, v)$ (figura 3) [13].

Para controlar la elevación y los desplazamientos de la aeronave se requiere controlar la velocidad de rotación de cada uno de los motores que lo componen. Dicha consigna de velocidad es generada individualmente por un sistema de control superior a cada uno de los motores que componen el tren de propulsión. A su vez, el lazo de regulación de velocidad (figura 2) genera la consigna de par necesaria, la cual se introduce en un esquema de control FOC (*Field Oriented Control*) particularizado al motor BLDC multifase (figura 2), el cual hace uso de las transformaciones vectoriales descritas en la sección II. Mediante cuatro PIs se controlan las dos parejas de corrientes en los planos $d_1 - q_1$ y $d_3 - q_3$, produciendo par electromagnético correspondiente al primer y al tercer armónico de la máquina BLDC. Por simplicidad, únicamente se han considerado el primer y tercer armónico de la fuerza contraelectromotriz del motor BLDC, y las componentes de

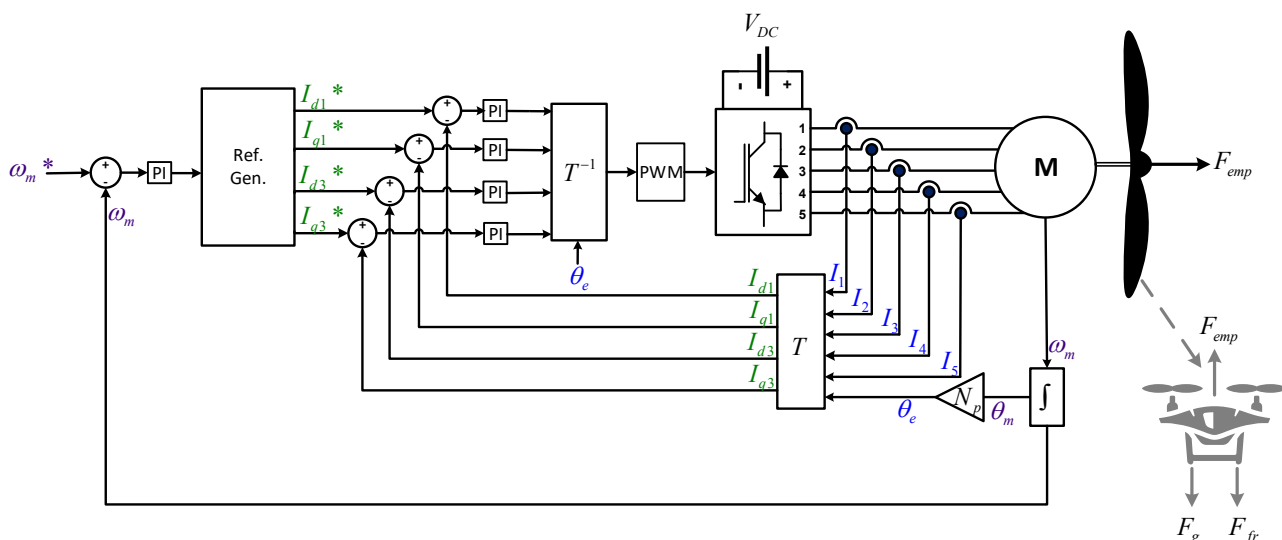


Figura 2: Diagrama del modelo implementado del tren de propulsión, incluyendo electrónica de potencia, motor eléctrico, componentes mecánicas y lazos de regulación.

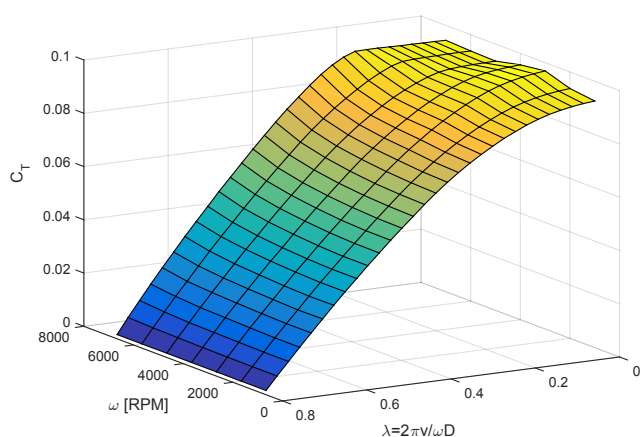


Figura 3: Función $C_T(\omega_m, v)$ de la hélice simulada.

orden superior se han despreciado debido a su pequeño valor y baja contribución en el par total producido por la máquina.

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

La tabla II muestra los parámetros más significativos referentes al modelo de motor BLDC de 5 fases implementado en la plataforma de simulación Matlab/Simulink, además de otra serie de parámetros relacionados con la electrónica de potencia y la mecánica del sistema.

Se ha simulado la fase de despegue de la aeronave. En este contexto, las figuras 4 y 5 muestran el correcto funcionamiento del lazo de corrientes, regulando eficazmente las componentes de primer y tercer armónico. Cabe destacar que el alto rizado de corrientes se debe a la baja inductancia del motor. Por su parte, la figura 6 muestra los resultados del control de velocidad de rotación de la hélice, además del par electromagnético producido por la componente fundamental y la componente de tercer armónico. Finalmente, la figura 7 ilustra el despegue

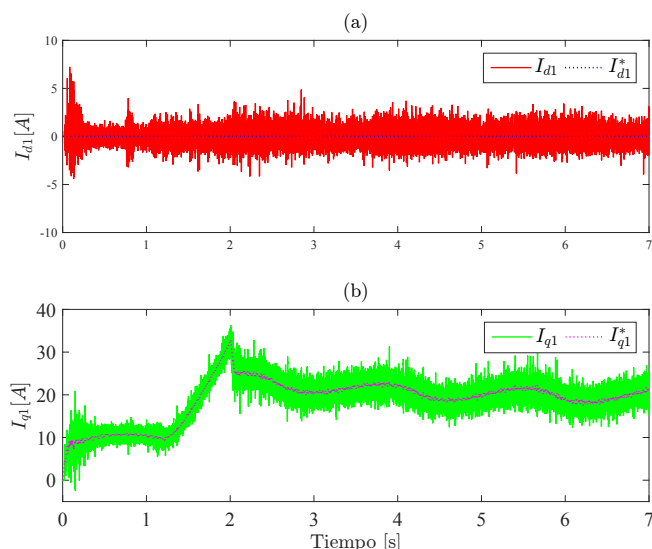


Figura 4: Resultados lazo de control de la componente fundamental de corriente. (a) Corriente en el eje d_1 y (b) en el eje q_1

de la aeronave, mostrando la velocidad lineal, altitud, fuerza de empuje y par de contra-carga producido por la hélice.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se ha detallado la interpretación vectorial de una máquina BLDC multifase para poder controlar sus grados de libertad adicionales mediante control vectorial, de forma conveniente, haciendo un uso más eficiente de la capacidad de producción de par del mismo. Posteriormente, se ha desarrollado un modelo detallado de un sistema de propulsión eléctrica de la aeronave. Los resultados de simulación obtenidos muestran un comportamiento satisfactorio del sistema de propulsión basado en múltiples motores BLDC multifase conectados mecánicamente a sus correspondientes hélices.

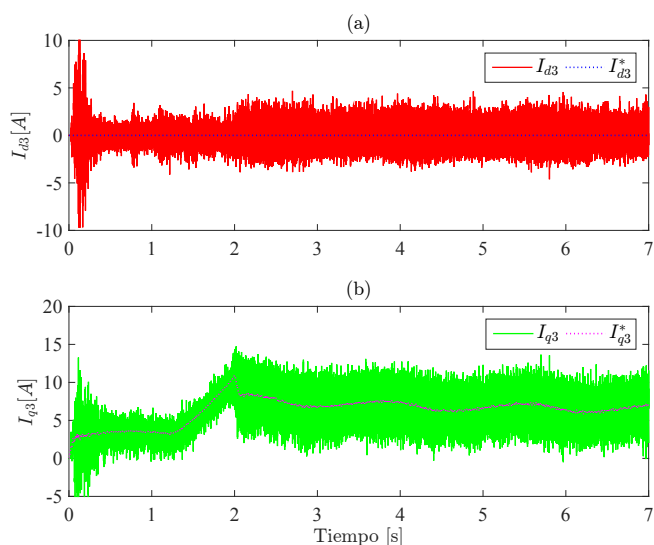


Figura 5: Resultados lazo de control del tercer armónico de corriente. (a) Corriente en el eje d_3 y (b) en el eje q_3

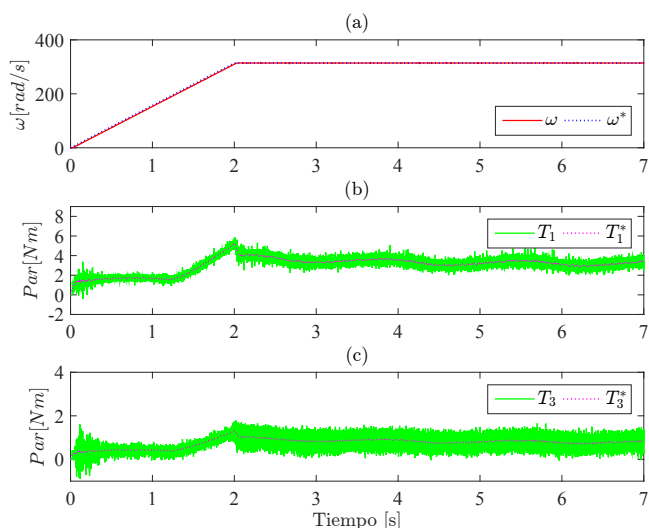


Figura 6: Resultados lazo de control de la (a) velocidad de rotación y los componentes (a) fundamental y (b) tercer armónico del par del motor

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 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

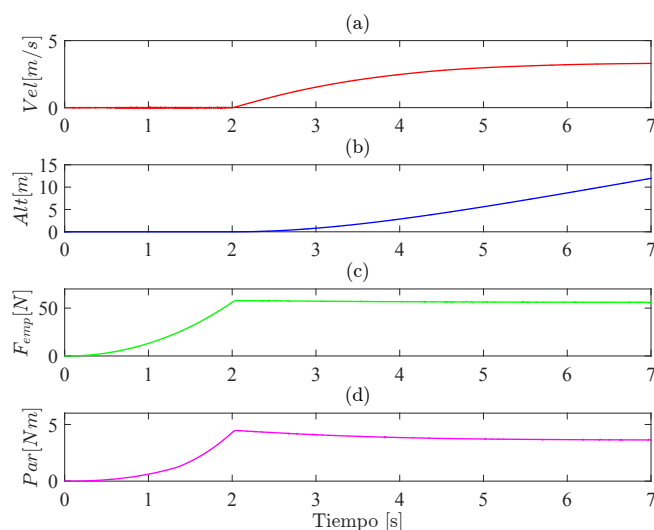


Figura 7: (a) Velocidad lineal, (b) altitud de la aeronave, (c) Fuerza de empuje/motor y (d) Par de contra-carga producido por la hélice.

Vasco a través del proyecto de investigación ENSOL (KK-2018/00040) del programa ELKARTEK.

REFERENCIAS

- [1] 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.
- [2] R. Henke, R. de Groot, and M. Machenheim, "Strategic research & innovation agenda," Advisory Council for Aviation Research and Innovation in Europe, Tech. Rep., 2017.
- [3] E. European, "Flightpath 2050, Europe's vision for aviation : maintaining global leadership and serving society's needs," Directorate-General for Mobility and Transport Directorate-General for Research and Innovation, Tech. Rep., 2011.
- [4] R. Thomson, N. Sachdeva, M. Nazukin, and N. Martinez, "Aircraft electrical propulsion – the next chapter of aviation? it is not a question of if, but when," Roland Berger GmbH, Tech. Rep., 2017.
- [5] 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.
- [6] P. Vas, *Vector Control of AC Machines (Monographs in Electrical and Electronic Engineering)*. Oxford University Press, 1990.
- [7] A. Tesserolo, "On the modeling of poly-phase electric machines through vector-space decomposition: Numeric application cases," in *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. IEEE, mar 2009.
- [8] J. Figueroa, J. Cros, and P. Viarouge, "Generalized transformations for polyphase phase-modulation motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 2, pp. 332–341, jun 2006.
- [9] E. Levi, *Power Electronics and Motor Drives*. CRC Press, 2016, ch. Multiphase AC Machines, pp. 3–1, 3–30.
- [10] 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.
- [11] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Five-phase permanent-magnet motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 30–37, Jan 2005.
- [12] A. Tesserolo, "Modeling and simulation of multiphase machines in the matlab/simulink environment," in *Engineering Education and Research Using MATLAB*. InTech, oct 2011.
- [13] J. Brandt, R. Deters, G. Ananda, and M. Selig, "(downloaded 2018/11/14), uiuc propeller database, university of illinois at urbana-champaign, retrieved from <http://m-selig.ac.illinois.edu/props/propdb.html>."