

Dimensionnement et Commande optimisées d'une motorisation tout électrique pour fonction non-propulsive critique à objectifs de performances disparates sous fortes contraintes

Grégoire LE GOFF¹, Carole HENAU², Jean-François LLIBRE¹, Sébastien DEVILLEZ³

¹ LAPLACE, Université de Toulouse, CNRS, INPT, UPS, 2 rue Charles Camichel, Toulouse, France

² IES, Université de Montpellier, CNRS, 860 rue Saint Priest, Montpellier, France

³ LATECOERE, 135 rue de Périole, Toulouse, France

RESUME - L'article présente une motorisation électrique d'ouverture de porte d'aéronef. Les nombreuses contraintes dimensionnelles, fonctionnelles et sécuritaires ont conduit à une approche globale de dimensionnement de la chaîne cinématique, du moteur et de son architecture de commande. De cette étude, deux prototypes de moteurs synchrones à aimants permanents ont été réalisés. Une commande en cascade de ces moteurs a été mise en œuvre pour assurer le suivi de trajectoires préétablies par commande optimale. Ces trajectoires prennent en compte les profils de missions exigeants par optimisation sous fortes contraintes. Des premiers résultats expérimentaux en quasi-statique ont permis de valider le dimensionnement des moteurs et sa commande.

Mots-clés — Moteur synchrone, Conception intégrée, Optimisation, Commande vectorielle, Principe du Maximum de Pontryagin.

1. INTRODUCTION

L'étude présentée ici se focalise sur l'ouverture des portes d'avion avec la conception d'une chaîne électromécanique complète accompagnée de sa commande. La problématique posée provient, outre la contrainte d'encombrement, de la diversité des cycles de fonctionnement requis sur l'ouverture et la fermeture en mode normal ou en mode d'urgence. L'approche holistique adoptée induit aussi pour l'ergonomie de la fonction, des contraintes supplémentaires en termes de vitesse, de dynamique et de positionnement qui complexifient la régulation du moteur. Cet article fait suite à l'étude [1] dans laquelle une vue d'ensemble de la conception de l'architecture du système a été présentée. Par rapport à ces travaux, cet article-ci détaille les investigations approfondies menées sur l'actionneur électromécanique au cœur du système avec, en particulier, un premier focus en deux volets sur la conception par optimisation de l'actionneur, puis un deuxième focus en deux volets sur l'architecture de commande déployée pour satisfaire le cahier des charges aux exigences disparates.

Ainsi, dans la section 2 de cet article, il est présenté le cahier des charges et la chaîne cinématique. La section 3 sera consacrée au choix et au dimensionnement de l'actionneur parmi trois configurations potentielles. La section 4 est dédiée à l'identification des caractéristiques électromécaniques de deux

moteurs sélectionnés. Cette caractérisation est un préalable à la mise en œuvre de leurs commandes dont les principes sont exposés en section 5. Avant la conclusion, la section 6 présente les premiers essais expérimentaux des moteurs qui ont été prototypes.

2. CAHIER DES CHARGES ET CINEMATIQUE

Une étude complète du cahier des charges de l'ouverture de la porte d'un aéronef a permis de déterminer qu'en sortie de la chaîne cinématique un effort maximal de 17kN est à produire. Parmi les contraintes dimensionnelles fortes, on peut citer entre autres, une masse maximale de 2.5kg dans un volume limité à 700cm³. A cela, s'ajoutent de fortes exigences en termes de performances dynamiques attendues avec un éventail de missions disparates à assurer. Par exemple, une mission d'ouverture de la porte en 7s en ouverture normale (ON) et une autre mission en 4s pour l'opération urgence armée (UA) qui comporte des profils temporels de vitesses et d'accélération très contraignants [1]. La réflexion globale a conduit à choisir une chaîne cinématique intégrant un réducteur à trois étages.

Une première étude a consisté à définir le rapport de réduction. Dans cette optique un modèle de dimensionnement analytique 1D [2] du moteur a été utilisé pour tracer l'évolution de la masse moteur en fonction du rapport de réduction (cf. Figure 1). Un bon compromis entre contraintes de fabrication et masse imposée a été trouvé pour un rapport de 12.

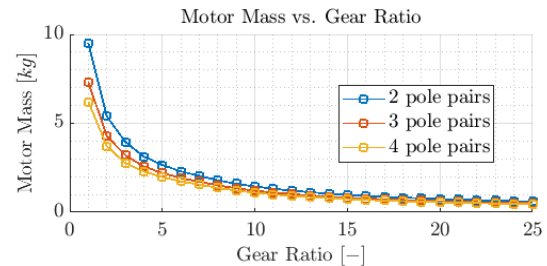


Fig. 1. Masse du moteur en fonction du rapport de réduction.

3. DIMENSIONNEMENT DES MOTEURS

Les contraintes en termes de densité de puissance ont naturellement conduit à choisir le moteur synchrone à aimants

permanents montés en surface. Ce choix de base permet d'envisager des structures assez variées : moteur à flux radial, moteur à flux radial à double rotor, moteur à flux axial et moteur hybride. Cependant pour des raisons de conception mécanique, le moteur à flux radial est la structure privilégiée pour l'étude. Le rotor avec aimants montés en surface étant retenu, trois configurations de stator ont été comparées : un bobinage distribué (DW), un bobinage concentrique (CW) et un bobinage fractionnaire (FRW) en raison de leurs avantages respectifs (meilleur coefficient de bobinage, limitation des ondulations de couple) [4,5] (cf. Figure 2). La phase de dimensionnement s'est effectuée en deux temps. Tout d'abord un prédimensionnement analytique au premier ordre a été effectué pour évaluer les grandeurs de base (diamètre d'alésage, diamètre externe et longueur active) sans tenir compte des spécificités du bobinage [2,3]. Les premiers résultats ont permis de fixer des contraintes sur le stator à savoir le nombre d'encoches admissibles compte tenu du diamètre d'alésage, le nombre de paires de pôles compatible associé.

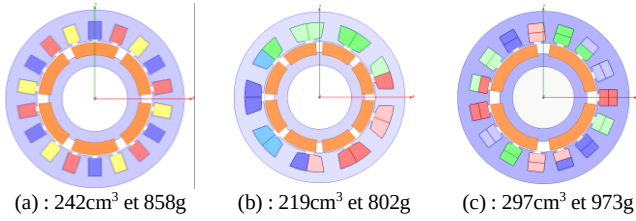


Fig. 2. Moteurs (a) DW, (b) CW et (c) FRW.

Pour finaliser les dimensions, une optimisation paramétrique a été effectuée où les variables géométriques sont recensées dans le tableau 1.

Tableau 1. Variables géométriques d'optimisation des moteurs.

Variables	Signification	Bornes	Unités
e_{cr}	Epaisseur culasse rotor	[4.5; 6]	mm
e_{cs}	Epaisseur culasse stator	[4.5; 6]	mm
h_{enc}	Hauteur d'encoche	[8; 12]	mm
l_m	Longueur active	[30; 40]	mm
r_1	Rayon extérieur rotor	[14; 25]	mm
τ_e	remplissage d'encoche	[30; 80]	%
O_e	ouverture d'encoche	[10; 90]	%

La fonction objectif de la boucle d'optimisation porte sur la minimisation de la masse active M_a à laquelle on associe deux contraintes d'inégalité, une sur le couple nominal C_n et la seconde sur le taux d'ondulation du couple $C_{dt max}$ (contraintes imposées par la cinématique de la porte) comme suit :

$$f_{obj}(x_i) = \begin{cases} \min M_a \\ s. c. C_{moy} \geq C_n \\ C_{dt} \leq C_{dt max} \end{cases} \quad (1)$$

La Figure 3 présente le couple dynamique per unit simulé, via le logiciel éléments finis (EF) Maxwell, des trois moteurs issus de cette phase d'optimisation.

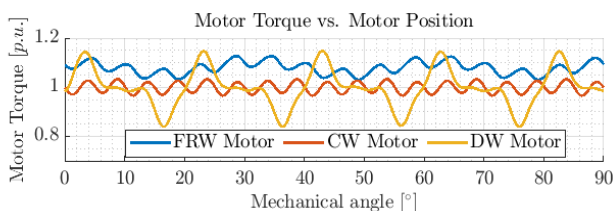


Fig. 3. Couples de détente en proportion du couple nominal (per unit).

Afin de pouvoir discriminer les moteurs sur le critère majeur de l'encombrement, les trois stators associés ont été réalisés en impression 3D en PA2200 HD (frittage de poudre de Polyamide, technique SLS). Une fois imprimé, ces stators ont été bobinés et pesés (cf. Figure 4).

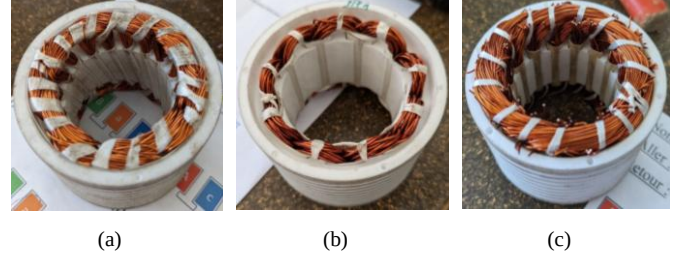


Fig. 4. Prototype du bobinage a) distribué, b) concentrique, c) fractionnaire.

In fine deux prototypes ont été retenus : le moteur à bobinage distribué (DW) et le moteur à bobinage concentrique (CW).

4. IDENTIFICATION DES MOTEURS EN VUE DE LA COMMANDE

En vue de commander chaque moteur, il est nécessaire de vérifier les valeurs EF précédentes en identifiant les paramètres électromécaniques principaux comme la résistance R_s , l'inductance cyclique L_s , le flux magnétique à vide ϕ_f , l'inertie J et les frottements sec C_r et visqueux f .

4.1. Détermination des paramètres électriques

Le protocole d'essais repose sur l'alimentation régulée en courant d'une phase $n^o j$ de la machine à sa pulsation nominale de fonctionnement ω_n . Sur cette phase, on place un wattmètre de précision pour mesurer les puissances active et réactive P_{s_j} et Q_{s_j} . Sur une autre phase $n^o k \neq j$, on place un voltmètre de précision pour mesurer V_{s_k} . A partir de (2), on en déduit la résistance de phase R_s et les inductances propre L_s et mutuelle M_s .

$$\begin{cases} R_s = P_{s_j} / (I_{s_j}^2) \\ |L_s| = Q_{s_j} / (\omega_n I_{s_j}^2) \\ |M_s| = V_{s_k} / (\omega_n I_{s_j}) \end{cases} \quad (2)$$

La Figure 5 montre le banc expérimental utilisé. Avec une manivelle dotée d'un mécanisme de verrouillage, il est possible de faire tourner le rotor pas par pas (4.5° pour le moteur CW et 6° pour le moteur DW). Ainsi la dépendance des inductances propres et mutuelles du stator à la position relative du rotor est évaluée et la saillance de la machine est déduite.

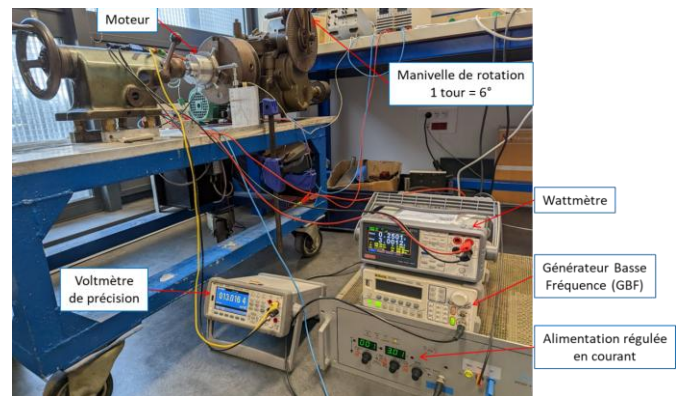


Fig. 5. Banc expérimental de mesure de résistance et inductance.

Issu des mesures effectuées, le tableau 2 présente les résultats obtenus pour les résistances et inductances des moteurs distribué (DW) et concentrique (CW).

Tableau 2. Paramètres électriques des deux moteurs.

Paramètres des Moteurs	DW	CW
Paires de pôles : p	3	4
Nombre de conducteurs par encoche : n_c	11	10
Nombre d'encoches : n_e	18	9
Résistance : R_s (mΩ)	76.3	48.4
Inductance propre : L_s (μH)	65.3	54.3
Taux d'ondulation de $L_s(\theta_m)$ (%)	6.4	10.3
Inductance mutuelle : M_s (μH)	-10.3	-3.2
Taux d'ondulation de $M_s(\theta_m)$ (%)	40.8	175
Inductance cyclique : $\mathcal{L}_s$ (μH)	75.6	57.6
Inductance de saillance : λ (μH)	-2.1	-2.8

4.2. Détermination des paramètres mécaniques

L'identification de l'inertie J des rotors des deux prototypes est effectuée à partir du modèle mécanique dans le logiciel Inventor. Le Tableau 3 synthétise les masses et inerties des rotors des prototypes DW et CW.

Tableau 3. Masses et inerties des deux moteurs.

Masse totale moteur (rotor avec arbre, flasques, resolver et bague de maintien)	Moteur DW		Moteur CW	
	Masse	Moment d'inertie	Masse	Moment d'inertie
	350g	87.9kg.mm ²	367g	97.1kg.mm ²

L'identification des coefficients de frottements sec C_r et visqueux f se fait en effectuant l'essai du lâcher à partir du banc schématisé en Figure 6.

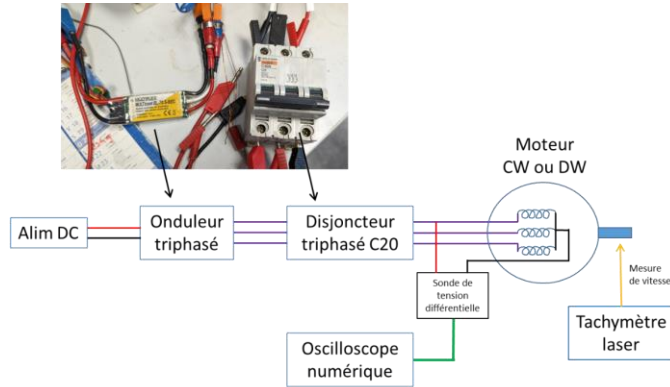


Fig. 6. Montage de mesure des frottements sec et visqueux.

Entre l'onduleur et la machine un disjoncteur est placé pour couper l'alimentation du moteur et ainsi extraire la tension à vide v_{s10} qui s'exprime :

$$v_{s10} = -p\Omega_m\varphi_f \sin(p\theta_m) \quad (3)$$

A partir de (3), l'évolution temporelle de la vitesse Ω_m du moteur DW est déduite comme l'illustre la Figure 7.

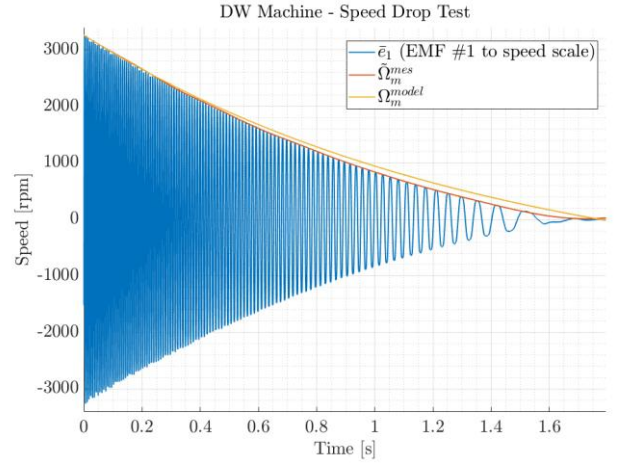


Fig. 7. Vitesse du moteur DW lors de l'essai en roue libre.

Sous l'hypothèse de frottements sec et visqueux, (4) donne le modèle dynamique mécanique correspondant à cet essai.

$$J\dot{\Omega}_m = -f\Omega_m - C_r \quad (4)$$

Par une optimisation paramétrique mettant en œuvre la méthode des moindres carrés (5), les paramètres f et C_r sont ajustés de telle sorte que le modèle de la vitesse du moteur Ω_m^{model} (courbe rouge, Figure 7) coïncide au mieux avec la courbe expérimentale $\tilde{\Omega}_m^{mes}$ (courbe jaune-orangée, Figure 7).

$$\min_{f, C_r} (\tilde{\Omega}_m^{mes} - \Omega_m^{model})^2 \quad (5)$$

Le Tableau 4 synthétise les résultats obtenus lors des deux essais effectués sur les moteurs DW et CW.

Tableau 4. Paramètres de frottements des deux moteurs.

	Moteur DW	Moteur CW
f (Nm · s)	$7.02 \cdot 10^{-5}$	$10.3 \cdot 10^{-5}$
C_r (Nm)	$8.3 \cdot 10^{-3}$	$7.1 \cdot 10^{-3}$

4.3. Détermination du flux magnétique à vide

Les FEMs sont mesurées à partir d'un essai à vide où les moteurs sont entraînés en rotation à vitesse nominale à l'aide d'une perceuse. La Figure 8 présente ces FEMs en fonction de la position du rotor pour la machine DW. A partir de (3), le flux magnétique généré par les aimants permanents au rotor est alors déduit.

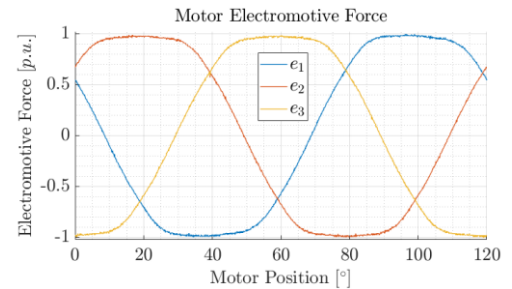


Fig. 8. FEMs du moteur DW – Entraînement à vide et à vitesse nominale.

Le contenu harmonique du flux à vide ainsi obtenu est analysé. Le Tableau 5 indique la valeur maximale du fondamental φ_f nécessaire au modèle de commande pour les deux moteurs.

Tableau 5. Flux magnétique à vide des deux moteurs.

Moteur DW	Simulations EF	Mesures
Amplitude du fondamental φ_f	14.80mWb	14.12mWb
Ecart en % sur le fondamental	4.6%	
Moteur CW	Simulations EF	Mesures
Amplitude du fondamental φ_f	10.41mWb	10.06mWb
Ecart en % sur le fondamental	3.4%	

Le couple de détente a aussi été déterminé dans le cadre de ce protocole d'identification. Cependant, étant donné sa périodicité spatiale et la vitesse maximum de la machine, la faiblesse relative de la période d'échantillonnage ne permet pas sa compensation par l'architecture de commande. Ainsi, sa détermination n'est pas détaillée ici.

5. ARCHITECTURE DE COMMANDE

5.1. Principe de l'architecture de commande

La chaîne électromécanique conçue se doit d'être dotée d'une architecture de commande garantissant l'atteinte des performances requises par le cahier des charges. Une première partie de l'architecture permet d'assurer la commande en couple et en courant de l'actionneur. Par-dessus cette dernière, plusieurs options sont rendues possibles entre une commande de l'accélération, de la vitesse, de la position, une mise en cascade d'une ou plusieurs de ces dernières, ou encore une approche globale. C'est une commande de la position de la charnière θ_{ch} au bout de la chaîne cinématique qui doit être assurée. A ce stade, la précision du modèle cinématique est considérée suffisante pour pouvoir réaliser la commande au niveau du moteur par un suivi de trajectoire de sa position θ_m déduite de l'inversion du modèle de la chaîne cinématique.

L'éventail de missions que la commande doit assurer en comporte quatre : ON, UA, ouverture normale vent exceptionnel (ONVE), et urgence non armée (UNA). Chaque mission se caractérise par : 1) une position de charnière à atteindre en un temps donné, correspondant à un débattement de l'ordre de 115 tours moteur avec 2) des contraintes sur l'accélération et la vitesse à ne pas dépasser qui ont-elles-mêmes une dépendance non-linéaire avec la position, voir Figure 9, tout en 3) faisant face à des couples de charges qui présentent les mêmes caractéristiques mathématiques.

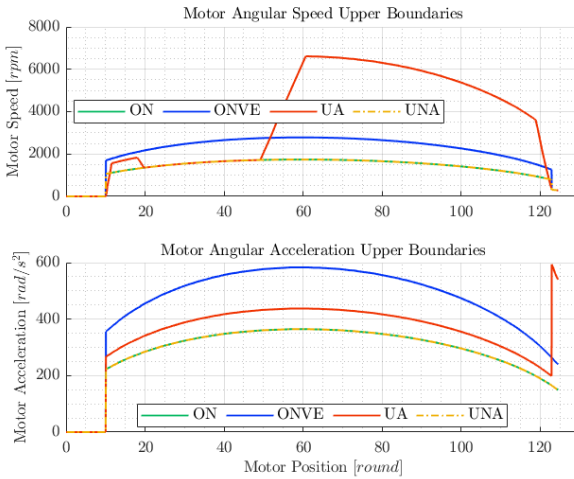


Fig. 9. Limites de vitesse et d'accélération ramenées à l'arbre moteur.

Parmi les missions, la plus longue dure 10s et atteint $1.8 C_n$ (ONVE) ; la plus agressive atteint $3C_n$ tout en étant 2.5 fois plus rapide (UA). La Figure 9 illustre les contraintes de vitesse et d'accélération à ne pas dépasser, mettant en exergue le caractère variable et non-linéaire de ces dernières en fonction de la position. Ces missions constituent ainsi un ensemble de performances disparates à satisfaire tout en respectant de fortes contraintes dynamiques variables au cours du temps.

Par conséquent, un simple échelon de consigne de position représentant la position finale à atteindre ne peut pas être fourni à l'architecture de commande mais toute une trajectoire de consigne est à déterminer pour garantir le respect des contraintes évoquées. Une fois la trajectoire de consigne déterminée pour chacune des missions, les différentes boucles de commande nécessaires à leur suivi sont détaillées.

5.2. Optimisation hors-ligne des trajectoires sous fortes contraintes dynamiques

Les bornes illustrées en Figure 9 offrent la possibilité d'avoir plusieurs trajectoires pour atteindre la position désirée en un temps imposé. Il y a donc la possibilité de mettre en place une optimisation pour déterminer une trajectoire préférentielle par rapport à un critère J donné :

$$\left\{ \begin{array}{l} \min_{\alpha_{ch}} J = \int g(\theta_{ch}, \Omega_{ch}, \alpha_{ch}) dt \\ \text{sous les contraintes:} \\ \theta_{ch} = \int \Omega_{ch} dt \quad \Omega_{ch} = \int \alpha_{ch} dt \\ \theta_{ch}(0) = \theta_0 \quad \theta_{ch}(T) = \theta_F \\ \Omega_{ch} \in \text{Enveloppe de Vitesse Maximum} \\ \alpha_{ch} \in \text{Enveloppe d'Accélération Maximum} \end{array} \right. \quad (6)$$

Ceci s'apparente donc à un problème de commande optimale sur un horizon de temps donné T avec un état terminal $\theta_{ch}(T)$ à atteindre et l'accélération α_{ch} pour variable de commande. Il peut être résolu par model predictive control (MPC) [6], en mettant en œuvre les principes du dynamic programming (DP) [7], ou en mobilisant l'approche du principe du maximum de Pontryagin (PMP) [8], par exemple. D'autres méthodes existent mais la capacité du calculateur temps-réel final utilisé dans l'aéronef associé aux standards aéronautiques rendent la certification d'approches par optimisation en ligne complexe et coûteuse. Ainsi, le choix est fait de se porter sur le PMP pour réaliser une optimisation hors-ligne. Le problème de contrôle optimal (6) est résolu à l'aide de l'algorithme de collocation semi-directe [9] via Matlab en utilisant `fmincon`. Les trajectoires optimisées obtenues seront alors stockées dans la mémoire du calculateur tout en étant conscient que cela puisse limiter la résilience de la fonction assurée.

Pour réaliser cette optimisation un choix de fonction objectif à minimiser est nécessaire. Une première étude réalisée avec $g = \Omega_{ch}^2$ dans le but de minimiser une image de l'énergie cinétique – et donc – de l'énergie consommée pour la mise en mouvement du système a conduit à l'obtention d'une trajectoire d'accélération α_{ch} présentant un nombre important d'à-coups. Dans le but d'adoucir ce profil, des investigations ont été menées à partir de $g = \alpha_{ch}^2$. Ayant conduit à un lissage de la trajectoire de α_{ch} significatif tout en respectant les bornes de vitesses et d'accélération imposées par le cahier des charges, c'est la solution qui a été retenue. La Figure 10 montre alors les trajectoires - ramenées au niveau du moteur - d'accélération α_m (a), de vitesse Ω_m (b) et de position θ_m (c) issues de la résolution de (6) pour la mission de l'UA.

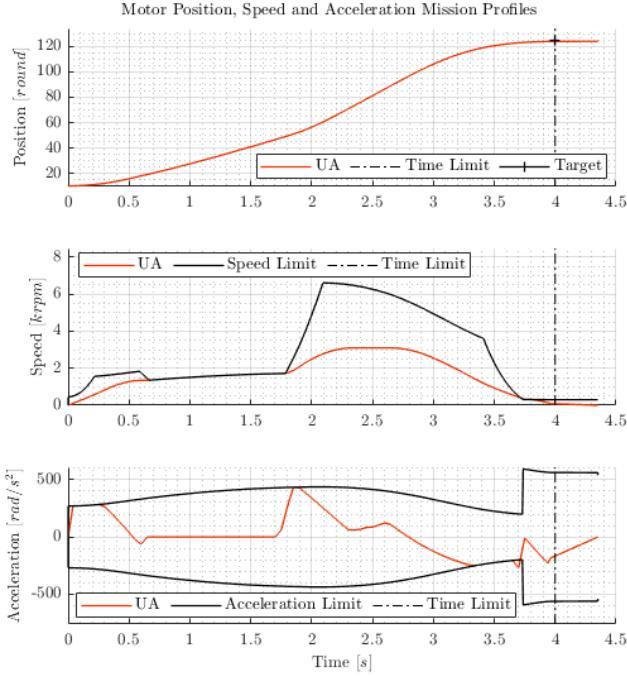


Fig. 10. Trajectoire optimisée issue du PMP, bornes associées au problème (6). Par rapport à la Figure 9 les limites semblent déformées : cela est dû au fait qu'elles sont ici représentées en fonction du temps et non de la position.

Ces trajectoires paramétrées en fonction du temps constituent alors les consignes à suivre pour la structure de commande. Elles sont stockées dans le bloc vert de l'architecture en Figure 11. Bien que l'objectif final soit de réaliser la commande en position, la trajectoire optimisée de vitesse fait partie des résultats issus de l'optimisation. Compte tenu des capacités offertes par le dispositif expérimental présenté en section 6.2, il est ici proposé de détailler comment une telle architecture de commande en vitesse est mise en place.

5.3. Structure de commande en cascade

Le modèle de l'architecture de commande en simulation a permis d'étudier un large éventail de structures de régulations (boucles imbriquées, retour d'état, retour d'état avec prise en compte des dynamiques internes, compensation du couple de détente...) pour garantir le suivi de la trajectoire de vitesse. La Figure 11 illustre l'aboutissement de cette étude en montrant l'architecture de commande retenue.

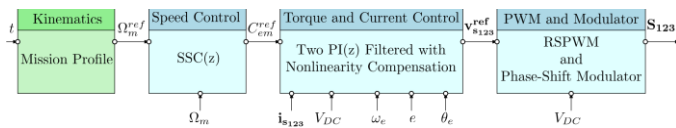


Fig. 11. Détail de la structure de commande en cascade, où S_{123} sont les états des trois cellules de commutation de l'onduleur, e les fém et ω_e et θ_e la pulsation électrique et l'angle électrique, respectivement.

D'abord une MLI triphasée régulière symétrique avec un modulateur à porteuses alignées réalise les rapports cycliques [10,11] avec un découpage pris sur une plage de 5kHz à 50kHz. La MLI implémentée s'adapte en temps-réel à l'évolution de la tension continue d'alimentation de l'onduleur.

L'architecture fait ensuite intervenir une commande vectorielle des courants avec compensation des non-linéarités et absence d'apport de zéro [12,13]. Les PI discrétisés (échantillonnage à la fréquence de découpage) assurant la commande de i_d et de i_q sont réglés par rapport à la vitesse maximum de la machine pour imposer une bande-passante en

boucle fermée choisie sur une plage de 1kHz à 5kHz pour les courants.

L'analyse des composantes du couple électromagnétique a montré que le couple de saillance ne dépassait pas 0.1% du couple total sur l'ensemble de la plage de courant et de l'angle d'autopilotage. La stratégie de commande en couple est donc développée en considérant que la machine est à pôles lisses. Sur la zone du plan couple-vitesse à atteindre pour les différentes missions à satisfaire, un défluxage n'est pas nécessaire, les références de courants i_{sd}^{ref} et i_{sq}^{ref} sont donc déterminées pour minimiser l'appel de courant nécessaire à la génération de couple par maximum torque per ampere (MTPA) [14]. Les références de courants s'expriment donc en temps-réel selon (7) en considérant que l'on n'atteint pas de saturation magnétique :

$$\begin{cases} i_{sd}^{ref} = 0 \\ i_{sq}^{ref} = 2 C_{em}^{ref} / (3p\phi_f) \end{cases} \quad (7)$$

La structure de commande fait ensuite appel à un retour d'état avec action intégrale et gain d'anticipation pour assurer la commande en vitesse. Le modèle d'état en boucle ouverte considéré se compose d'abord du principe fondamental de la dynamique qui exprime la dynamique de Ω_m en fonction de J , f et C_{em} . Considérer la boucle interne de courant comme un simple gain unitaire lors de la conception de la boucle de vitesse impliquerait de se rajouter pour contrainte de respecter la condition de séparation des modes. Au lieu de ça, il est ici fait le choix de tenir compte de la dynamique de la boucle interne afin de se donner une liberté supplémentaire dans le choix du placement des pôles de la boucle de vitesse. Bien que la boucle de courant soit d'ordre 2, son analyse montre qu'elle peut être assimilée à une fonction de transfert d'ordre 1 de constante de temps équivalente τ_{cc} . En considérant que le modèle du couple est de précision suffisante, la relation entre C_{em}^{ref} et C_{em} est assimilée à ce même ordre 1. L'action intégrale amène donc à une boucle fermée par retour d'état d'ordre 3.

Le placement des pôles est alors choisi comme suit : un premier pôle dominant représentant le temps de réponse que l'on souhaite imposer en boucle fermée, à savoir entre 50ms et 200ms, le deuxième pôle est placé plus rapide que le premier pour avoir une meilleure dynamique de rejet de perturbation et le troisième pôle est placé sur le zéro stable qui apparaît en boucle ouverte afin de le compenser. Le gain d'anticipation est alors déterminé pour compenser le deuxième pôle. Ainsi, tant que l'on est en zone de fonctionnement linéaire, seul le premier pôle régit la dynamique de poursuite tandis que les deux premiers pôles influencent le rejet de perturbation.

6. ANALYSE DES PERFORMANCES OBTENUES

Le banc d'essais à disposition comporte un frein à hystérésis qui ne permet pas actuellement d'imposer à la machine l'ensemble du profil de couple de charge dynamique auquel la chaîne électromécanique dimensionnée fera face en conditions réelles. Par conséquent les résultats expérimentaux présentés ici se basent sur des essais quasi-statiques sur plusieurs points du plan couple-vitesse. Les résultats obtenus dans l'environnement Matlab-Simulink, où l'ensemble du profil de couple de charge dynamique peut être simulé, sont donc complémentaires aux résultats expérimentaux.

6.1. Résultats de simulations

Des simulations sont réalisées pour chacune des différentes missions aux objectifs et contraintes dynamiques non-linéaires

et disparaissent. La Figure 12 montre le résultat du suivi de trajectoire optimisée pour le cas le plus exigeant de l'UA.

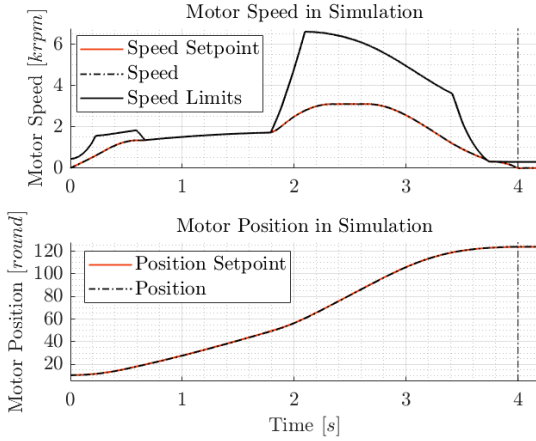


Fig. 12. Simulation – Suivi de la trajectoire optimisée pour l'UA.

On constate un suivi de très bonne qualité de la trajectoire optimisée où les contraintes de vitesse sont pleinement respectées, pour l'accélération les bornes sont dépassées sur une faible portion du profil. Des investigations et modifications de l'architecture de commande sont actuellement en cours pour améliorer la maîtrise de l'accélération. L'objectif principal d'atteindre la position finale demandée dans le temps imparti est vérifié en simulation.

6.2. Résultats expérimentaux

Afin de réaliser les validations expérimentales en quasi-statique mentionnées en introduction de cette section, le banc versatile¹ présenté en Figure 13 est mis à profit. Il dispose d'une alimentation continue paramétrable et d'un onduleur triphasé 2-niveaux constitué d'IGBT-Diodes. L'architecture de commande développée dans l'environnement Matlab-Simulink est compilée pour une exécution temps-réel au sein du dispositif de prototypage rapide de commande (RCP) dSPACE qui pilote l'ensemble du système.

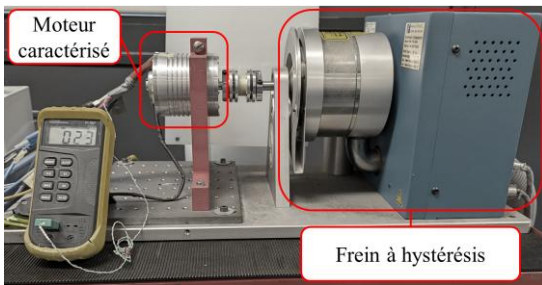


Fig. 13. Expérimentation – Photo du banc d'essais : focus sur l'accouplement moteur-frein.

Le frein à hystérésis raccordé à l'arbre mécanique de la machine permet d'émuler un couple de charge en appliquant un échelon de consigne paramétrable pouvant aller jusqu'à 25000tr/min. Le banc ne permettant pas d'appliquer les couples de charges dynamiques du cahier des charges, les résultats issus de l'application de la trajectoire optimisée de consigne ne présenteraient pas de pertinence. Ainsi, l'architecture de commande implémentée en temps-réel contient l'ensemble des boucles de la Figure 11. En somme, il est alors possible

d'imposer une consigne de vitesse à la machine via dSPACE et un couple de charge via le frein à hystérésis.

Deux campagnes d'essais sont alors réalisées. La première visant à déterminer l'enveloppe du plan couple-vitesse des machines dans le cas de la stratégie de commande en couple MTPA. La Figure 13 de [1], mise à jour ici en annexe avec la commande présentée, met en lumière une diminution du couple maximum et de la vitesse maximum à couple maximum. Malgré ceci, les deux machines demeurent capables d'englober largement les plus fortes exigences du cahier des charges.

La deuxième campagne de mesure a pour objectif d'évaluer les capacités dynamiques de la chaîne électromécanique et le rejet de perturbation. A noter que les seules perturbations rendues possibles par le banc sont actuellement des échelons de couples de charge. La Figure 13 présente deux essais réalisés dans ce cadre, avec des échelons de consignes de vitesse à vide et en charge ainsi que des impacts de charge en régime permanent de vitesse.

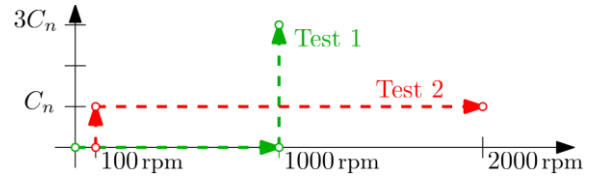


Fig. 13. Expérimentation – Essais réalisés d'échelons de consigne de vitesse et de couple sur le moteur DW (alimentation onduleur à 22V DC).

Les Figures 14 et 15 représentent respectivement les résultats des essais 1 et 2 de la Figure 13.

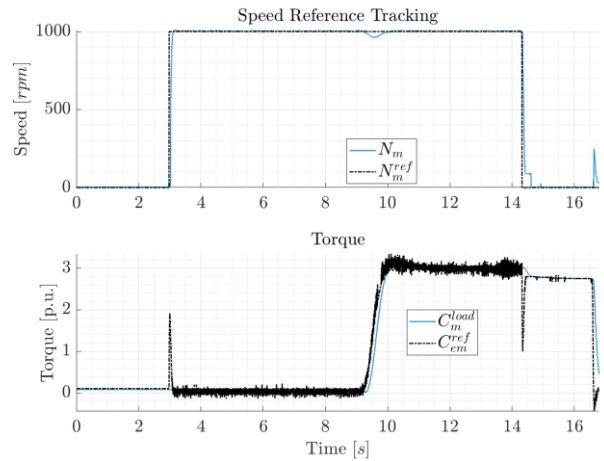


Fig. 14. Expérimentation – Essai 1 du moteur DW : démarrage à vide, échelon à 1000rpm puis application d'un couple de charge maximum.

La Figure 14 permet de conclure sur la rapidité de la boucle fermée de vitesse en réponse à un échelon de vitesse de 1000rpm imposé à $t=3s$: un temps de réponse de 110ms est mesuré. Aussi, elle permet d'évaluer les capacités de rejet de perturbation avec un échelon de consigne de couple de charge à couple maximum $3C_n$ qui intervient à $t=9.2s$. Avec un temps de réponse de l'ordre de 1.1s, un inconvénient majeur réside dans l'incapacité du frein à hystérésis à imposer un échelon de couple de charge à une échelle de temps cohérente par rapport à la dynamique de la boucle de vitesse : celle-ci étant significativement plus rapide, le creux de vitesse consécutif à l'apparition de la perturbation est de moins de 5% de la consigne, ce qui est bien mais les efforts

¹ Le banc utilisé n'a pas été dimensionné pour le système spécifique étudié ici mais pour un large éventail de machines afin d'apporter de la versatilité et des possibilités de réemploi aux moyens expérimentaux du laboratoire LAPLACE.

Ses caractéristiques, surdimensionnées par rapport aux machines étudiées ici, permettent à ces dernières d'être sollicitées sur l'ensemble de leur plage de fonctionnement.

réels de charges seront plus brutaux et leur effet reste à évaluer. Une piste d'amélioration cruciale pour les investigations futures réside donc dans l'augmentation de la rapidité du suivi de consigne de couple pour le frein à hystérésis.

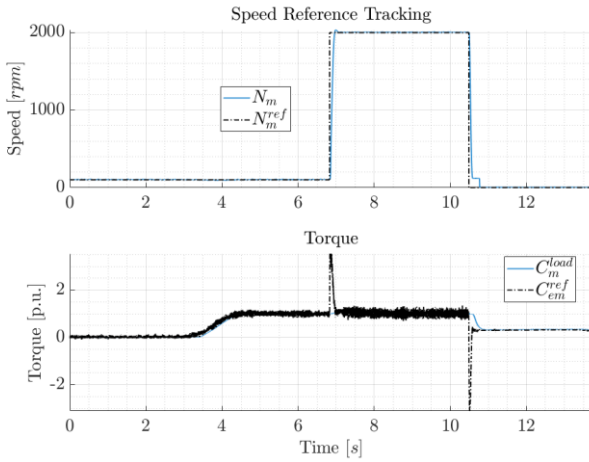


Fig. 15. Essai 2 du moteur DW : démarrage basse vitesse (100rpm), échelon de charge nominale puis application d'une consigne de vitesse à 2000rpm.

Dans le cas de la Figure 15, le couple de charge nominal C_n est imposé à basse vitesse (100rpm) à $t=3.4s$ puis un échelon de consigne de vitesse pour atteindre 2000rpm est imposé à $t=6.8s$. Cet essai permet de montrer la capacité de la machine à maintenir un temps de réponse de 115ms en charge. Ceci montre une bonne robustesse de l'architecture de commande en vitesse mise en œuvre face à différentes amplitudes de perturbations issues de la charge. Cependant ces performances seront à vérifier une fois celles du frein à hystérésis améliorées afin d'imposer des perturbations plus agressives et ainsi plus proches de bourrasques de vent auxquelles la chaîne électromécanique réelle s'attend à être soumise.

7. CONCLUSION

Cette étude a permis de dimensionner et prototyper deux moteurs synchrones à aimants permanents dédiés à l'ouverture des portes d'avions. Les contraintes fortes de ce type d'application sur la dynamique, l'exigence de positionnement et la variété des scénarios disparates ont nécessité de mettre en œuvre une démarche de conception intégrant plusieurs optimisations à la fois pour le dimensionnement et pour la commande. Les résultats de simulation ont validé une partie de l'architecture de commande dont les performances restent à améliorer, notamment pour la maîtrise de l'accélération. Les premiers résultats expérimentaux ont validé plusieurs aspects du système. Des essais supplémentaires en dynamique seront à mener pour vérifier le respect de l'ensemble des exigences et améliorer les performances dynamiques globales du système. A cette fin, les travaux en cours penchent sur l'amélioration des capacités des moyens d'essais et en particulier du frein à hystérésis

8. REFERENCES

- [1] G. Le Goff, S. Devillez, J.-F. Llibre, et C. Hénaux, « Aircraft passenger door optimized by electrifying its energy system », in *More Electric Aircraft 2024 (MEA)*, Toulouse, France. Feb. 2024. <https://hal.science/hal-04452054>
- [2] Y. Lefevre, S. El-Aabid, J.-F. Llibre, C. Henaux, et S. Touhami, « Performance assessment tool based on loadability concepts », *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 59, n° 2, p. 687-694, févr. 2019, doi: 10.3233/JAE-171059.
- [3] T. Carpi, M. Bonnet, S. Touhami, Y. Lefevre and J. F. Llibre, «Unified Sizing Model Approach for Radial and Axial Flux Permanent Magnet

Machines», 2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM), Gothenburg, 2020, pp. 359-365, doi: 10.1109/ICEM49940.2020.9271014.

- [4] Y. Xu, X. Huang, Z. Chen and J. Zhang, "Comparisons of Concentrated Fractional Winding and Distributed Winding of Permanent Magnet Synchronous Motors for Biped Robot," *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Harbin, China, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICEMS.2019.8922215.
- [5] Z. Zhang, "Fractional Slot Concentrated Windings Interior Permanent Magnet Traction Motor With Modular Stator," *2019 4th International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*, Hubei, China, 2019, pp. 164-168, doi: 10.1109/IGBSG.2019.8886236.
- [6] C.-Y. Lin et Y.-C. Liu, "Precision Tracking Control and Constraint Handling of Mechatronic Servo Systems Using Model Predictive Control," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 17, n° 4, p. 593-605, Aug. 2012, doi: 10.1109/TMECH.2011.2111376.
- [7] D. Kaserer, H. Gatringer, et A. Müller, "Nearly Optimal Path Following With Jerk and Torque Rate Limits Using Dynamic Programming", *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 35, n° 2, p. 521-528, avr. 2019, doi: 10.1109/TRO.2018.2880120.
- [8] V. G. Boltyanski, R. V. Gamkrelidze, E. F. Mishchenko, et L. S. Pontryagin, "The maximum principle in the theory of optimal processes of control," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 1, n° 1, p. 464-469, août 1960, doi: 10.1016/S1474-6670(17)70089-4.
- [9] J.-B. Caillaud, R. Ferretti, E. Trélat, et H. Zidani, "Chapter 15 - An algorithmic guide for finite-dimensional optimal control problems," in *Handbook of Numerical Analysis*, vol. 24, E. Trélat et E. Zuazua, Éd., in *Numerical Control: Part B*, vol. 24, Elsevier, 2023, p. 559 626. doi: 10.1016/bs.hna.2022.11.006.
- [10] S. R. Bowes, "New sinusoidal pulsewidth-modulated inverter," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 122, no. 11, pp. 1279-1285, Nov. 1975, doi: 10.1049/piee.1975.0312.
- [11] S. Chatterjee et A. Das, "A review on technological aspects of different PWM techniques and its comparison based on different performance parameters," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 51, n° 5, p. 2446-2498, 2023, doi: 10.1002/cta.3513.
- [12] R. B. Sepe and J. H. Lang, "Inverter nonlinearities and discrete-time vector current control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 1, pp. 62-70, Jan. 1994, doi: 10.1109/28.273622.
- [13] T. Schillinger, T. Zaiczek, T. Schuhmann, et M. Franke, "Design and Comparative Analysis of Discrete-Time Current Control Algorithms for Permanent Magnet Synchronous Machines," in *2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe)*, Sept. 2023, p. 1-10. doi: 10.23919/EPE23ECCEEurope58414.2023.10264279.
- [14] A. Dianov, F. Tinazzi, S. Calligaro, et S. Bolognani, "Review and Classification of MTPA Control Algorithms for Synchronous Motors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, n° 4, p. 3990-4007, Apr. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3123062.

9. ANNEXE

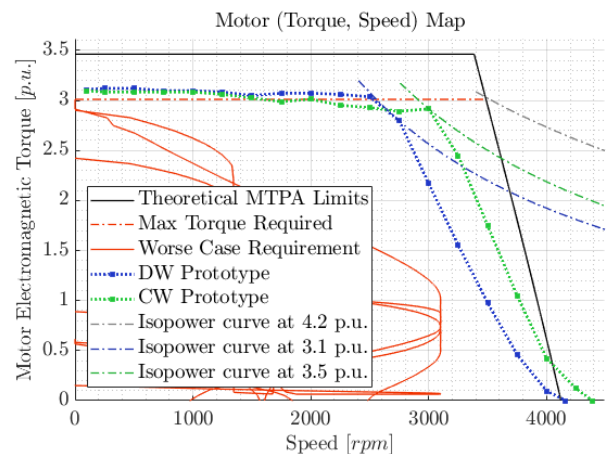


Fig. 16. Expérimentation – Plan couple-vitesse, comparaison de l'enveloppe théorique et des enveloppes expérimentales, amélioration des courbes de [1] avec l'architecture de commande nouvellement implémentée et décrite ici.