



HAL
open science

Conception intégrée par optimisation multicritère d'un système d'actionnement électrique pour l'aéronautique

André de Andrade, Bruno Sareni, Xavier Roboam, Mathieu Couderc, Régis Ruelland

► **To cite this version:**

André de Andrade, Bruno Sareni, Xavier Roboam, Mathieu Couderc, Régis Ruelland. Conception intégrée par optimisation multicritère d'un système d'actionnement électrique pour l'aéronautique. *European Journal of Electrical Engineering*, 2013, 16 (2), pp.221-242. 10.3166/ejee.16.221-242 . hal-03608873

HAL Id: hal-03608873

<https://hal.science/hal-03608873>

Submitted on 15 Mar 2022

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



Open Archive TOULOUSE Archive Ouverte (OATAO)

OATAO is an open access repository that collects the work of Toulouse researchers and makes it freely available over the web where possible.

This is an author-deposited version published in : <http://oatao.univ-toulouse.fr/>
Eprints ID : 9244

To link to this article : DOI:10.3166/ejee.16.221-242
URL : <http://dx.doi.org/10.3166/ejee.16.221-242>

To cite this version :

De Andrade, André and Sareni, Bruno and Roboam, Xavier and Couderc, Mathieu and Ruelland, Régis *Conception intégrée par optimisation multicritère d'un système d'actionnement électrique pour l'aéronautique*. (2013) European Journal of Electrical Engineering, vol. 16 (n° 2). pp. 221-242. ISSN 2103-3641

Any correspondence concerning this service should be sent to the repository administrator: staff-oatao@listes.diff.inp-toulouse.fr

Conception intégrée par optimisation multicritère d'un système d'actionnement électrique pour l'aéronautique

A. DE ANDRADE¹, B. SARENI¹, X. ROBOAM¹,

M. COUDERC², R. RUELLAND²

¹. Université de Toulouse, LAPLACE, UMR CNRS, INPT, UPS) site ENSEEIHT, 2, Rue Charles Camichel, 31071 Toulouse Cedex 7, France
prénom.nom@laplace.univ-tlse.fr

². Liebherr Aerospace SAS, 408, Avenue Etats-Unis, 31200 Toulouse - France

RESUME. Le développement des systèmes embarqués, suivant la tendance vers l'avion plus électrique (More Electric Aircraft), présente de nouveaux défis technologiques parmi lesquels se trouvent l'électrification de certaines 'grosses charges' telles que les compresseurs de conditionnement d'air ECS (Environmental Conditioning Systems). Un modèle de dimensionnement de la chaîne de conversion électromécanique (filtre d'entrée / onduleur / moteur / mission de vol) a été développé et adapté à la haute vitesse. Le tout est associé à un algorithme génétique d'optimisation bi-critères visant à minimiser la masse embarquée et les pertes systèmes, en respectant la qualité réseau du courant absorbé, sous un ensemble de contraintes

ABSTRACT. Future onboard aircraft systems follow the trend towards more electric aircraft. Among the new technological challenges, electrification of certain 'heavy loads' such as air conditioning compressors ECS (Environmental Conditioning Systems) is targeted. A model for sizing the whole power conversion chain (input filter / inverter / motor / flight mission) has been developed and adapted to high speeds. The aim is to explore the use of bi-criteria genetic algorithms for minimizing the whole mass and average losses onboard the aircraft respecting the network power quality requirements and constraints.

MOTS-CLES : Avion plus électrique, mission de vol, algorithme génétique, optimisation multicritères, haute vitesse, actionneur.

KEYWORDS: More electric aircraft, flight mission, genetic algorithm, multiobjective optimization, high speed, actuator.

Extended abstract – Résumé long

The concept of More Electric Aircraft (MEA) implies new challenges especially due to the increase of the electrical embedded power. By this way, necessary improvements in terms of safety, energy efficiency and weight reduction are required. For this reason, the design of devices should be more approached with a view to the whole system than as separated elements.

In order to facilitate power system integration and to ensure power quality aboard, this paper proposes an Integrated Optimal Design (IOD) of the PWM voltage source inverter feeding a High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor (HSPMSM) by taking account of the flight mission. The Environmental Conditioning System (ECS) is equipped of the studied cabin air compressor with a rated power of 70 kW: a Multibjective Genetic Algorithm (MOGA) based on the NSGA II algorithm is applied to achieve the CIO process.

Considering the ECS as a whole, this paper addresses several parts: i) components sizing of the electromechanical conversion chain; ii) optimal design of system components ("voltage source inverter + HSPMSM optimization loop).

Pareto-optimal solutions are obtained from optimal design, analyzed and compared. 3 particular solutions of HSPMSM are particularly extracted from the Pareto front. These solutions are analyzed with respect to a 'reference solution' previously defined by Liebherr Aerospace. Result analysis shows that 20% of system losses reduction is possible at iso mass. In the same way, at iso level of losses (vs reference solution), a 50% mass gain is estimated for the actuator without its power supply.

Integrating equivalent flight mission in the design process and exploiting field weakening capabilities constitute two major factors of improvements for ECS optimization.

Results clearly highlight the advantage of using such an optimization approach for the whole system in order to improve mass and efficiency. Further works have shown that integrating the input filter sizing and its coupling with quality constraints set by HVDC network standards was possible and would lead to significant gains.

1. Introduction

Actuellement en phase de développement, l'avion plus électrique cherche à innover pour aller vers une offre fiabilisée et plus compacte, notamment au niveau des « systèmes avions », ce qui passe en particulier par le remplacement des dispositifs de prélèvement d'air classiques par des systèmes électriques ('Bleedless') sans prélèvement d'air, qui auront l'avantage d'être plus faciles à maintenir, plus économes en carburant et d'avoir une meilleure rationalisation énergétique [1]. Il s'agit d'offrir une alternative aux systèmes pneumatiques, qui prélèvent l'air chaud et comprimé des turboréacteurs, en leur proposant des systèmes électriques qui extraient l'air frais de l'extérieur à l'aide de moteurs électriques, capables d'effectuer les mêmes fonctions de conditionnement d'air et de pressurisation.

Parmi les avancées techniques, figure notamment la maîtrise des hautes vitesses. En effet, les moteurs entraînent des compresseurs centrifuges qui demandent des vitesses de rotation élevées (20 000 à 100 000 tr/min) pour assurer le taux de compression du flux d'air extérieur. En conséquence, nous observons à l'heure actuelle une augmentation significative de la puissance électrique embarquée dans les aéronefs qui met en évidence la nécessité d'une optimisation de la masse et des pertes de l'ensemble : il est pertinent d'aborder la question selon une démarche de conception intégrée par optimisation (CIO) et non par une optimisation locale classique des éléments pris séparément.

Dans le cadre du projet PREMEP, la société LIEBHERR-Aerospace Toulouse SAS (LTS) et le groupe de recherche GENESYS du LAPLACE visent à optimiser les ECS de nouvelle génération pour l'avion plus électrique. La section 2 présente le problème d'optimisation multicritère de l'ECS et les modèles des composants de la chaîne de conversion électromécanique, ainsi que leur intégration dans un processus de CIO. La section 3 présente des résultats relatifs à l'optimisation de l'ensemble actionneur + onduleur tout en respectant le parcours de la mission de vol.

2. Conception Intégrée d'un ECS électrique

L'optimisation globale est effectuée conformément au synoptique de la Figure 1, même si le filtre d'entrée et la qualité réseau ne seront pas considérés dans cet article. Les modèles de dimensionnement des éléments de ce schéma sont associés à l'algorithme d'optimisation NSGA-II [2] bi-critères visant à minimiser la masse embarquée et les pertes système de la chaîne de conversion. Cet algorithme d'optimisation est bien adapté à l'hétérogénéité du problème systémique, notamment à la résolution de problème à variables mixtes (continues, discrètes). Pour cette application, l'actionneur synchrone à aimants permanents à pôles lisses HSPMSM (High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor) est le plus adapté grâce à son fort rapport puissance/poids.

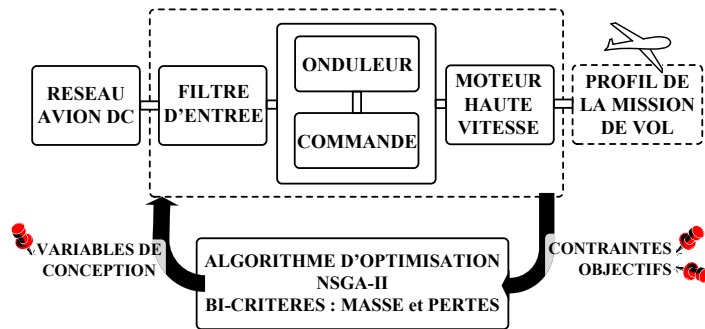


Figure 1 : Synoptique complet pour la conception intégrée par optimisation

2.1. Mission de vol

2.1.1. Mission équivalente

Dans un profil de mission de vol, il y a différentes phases (sol, montée, croisière, descente, sol) et pendant toute la durée de la mission, l'actionneur haute vitesse est opérationnel. La gestion de l'énergie de ce système électrique est assurée par un ajustement de la puissance consommée au juste nécessaire pendant les différentes phases de vols, notamment durant les phases de montée et de descente de l'avion (phases où il y a la plus forte consommation de carburant). Les phases de vol définissent des points de fonctionnement (couple et vitesse) donc des niveaux de puissances différents pour l'ECS. Ces niveaux de puissance sont définis en fonction des conditions climatiques extérieures selon la répartition suivante : i) 50 % du temps en jour ISA (International Standard Atmosphere) ; ii) 25 % du temps en jour chaud ; iii) 25 % du temps en jour froid.

L'intégration de la mission de vol est effectuée en considérant une succession de régimes statiques de durée variable. Ces différents régimes correspondent à des points particuliers dans le plan couple-vitesse dont l'occurrence statistique est fonction des phases de vols et des conditions climatiques extérieures.

On peut noter sur ce graphe qu'un dimensionnement sur les points de plus forte occurrence statistique engendrerait une réduction importante de la masse totale du système par rapport à un dimensionnement classique à couple et vitesse maximal. Les plus fortes occurrences sont à ~ 1 pu de la vitesse de base et à ~ 0.5 pu du couple de base.

NB1 : toutes les notations et résultats sont présentés en per unit (pu), établies en référence aux dimensions d'un prototype préconçu par LIEBHERR-Aerospace Toulouse SAS (LTS) pour des raisons de confidentialité.

NB2 : par la suite l'indice « i » représente le i-ème point de la mission de vol.

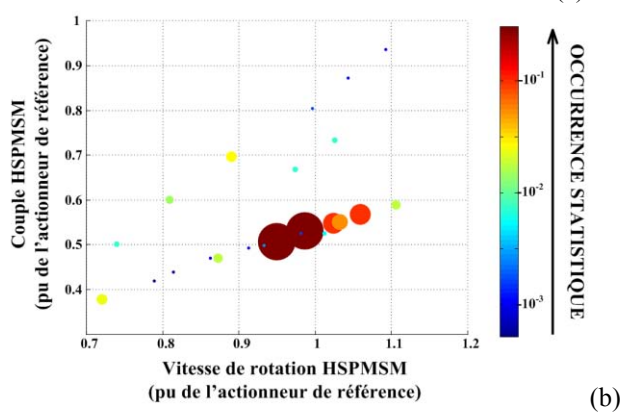
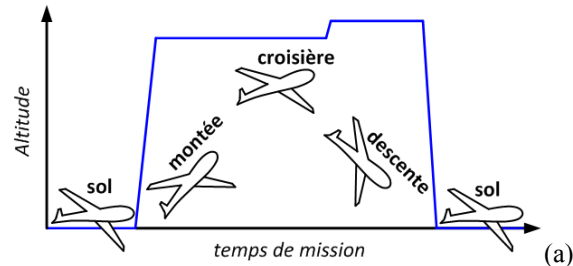


Figure 2 : (a) Phases de vol ; (b) Mission de vol équivalente

2.2. Actionneur synchrone à aimants permanents haute vitesse (HSPMSM)

Les aimants montés en surface pour le fonctionnement à haute vitesse avec une frette de maintien des aimants sont le meilleur choix. En effet cette topologie offre une résistance mécanique en rotation supérieure par exemple, aux structures à aimants enterrés [3], ce qui permet la tenue aux vitesses ciblées à notre cas d'étude.

Les dimensions des différentes parties de l'actionneur haute vitesse sont présentées Figure 3. Le Tableau 1 décrit les grandeurs géométriques caractérisant le modèle de dimensionnement.

Pour la haute vitesse, l'utilisation d'aimants à terres rares (comme le NdFeB et le SmCo) est préconisée. Au niveau de la frette, pour une vitesse périphérique supérieur à 150 m/s, la fibre de carbone est une alternative de haute qualité. L'utilisation de frettes métalliques est aussi envisageable.

NB : On considère dans le modèle un nombre entier de paires de pôles et d'encoches par pôles et par phases.

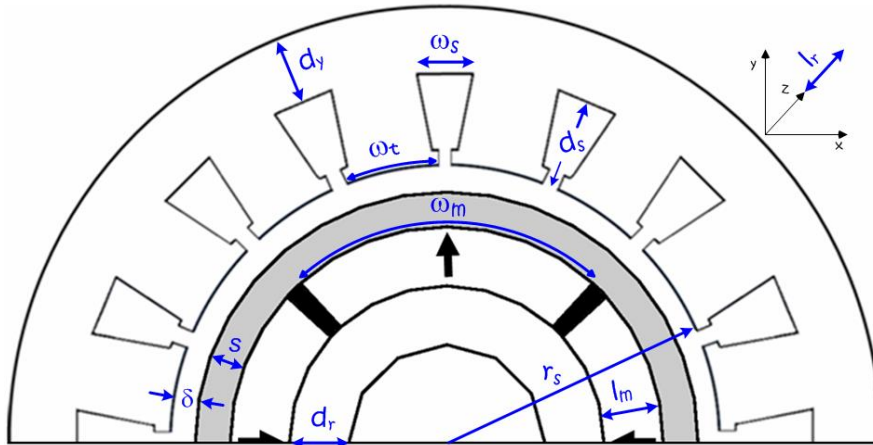


Figure 3 : Dimensions géométriques de l'actionneur

Tableau 1. Caractéristiques géométriques de l'actionneur HSPMSM

Dimensions	Notations
ω_s	Largeur d'encoche
ω_t	Largeur de dent
d_y	Épaisseur de culasse stator
d_s	Profondeur d'encoche
δ	Entrefer mécanique
s	Épaisseur de la frette en fibre de carbone
g	Entrefer équivalent
r_s	Rayon d'alésage
ω_m	Largeur d'aimant
l_m	Hauteur d'aimant
d_r	Épaisseur de culasse rotor
l_r	Longueur active

2.2.1. Augmentation de plage de vitesse : fonctionnement en mode défluxé

La technique du défluxage est basée sur l'idée d'affaiblir le flux dans l'entrefer $\Phi_{entrefer}$ (1) via le courant négatif d'axe d (I_{dPMV}) afin que la tension de l'induit puisse s'adapter à la tension délivrée (2) par l'onduleur (saturation de la MLI). Autrement dit, nous devons réduire le flux dans l'entrefer pour élargir la plage de vitesse [4].

L'actionneur HSPMSM modélisé dans le repère de Park dq , autorise un fonctionnement en mode défluxé. Afin d'assurer la capacité du couple à vitesse élevée l'affaiblissement du flux doit être donc contrôlé.

$$\Phi_{entrefer} = [(L_{SYNC} \cdot I_{qPMV})^2 + (\Phi_{Rd} + L_{SYNC} \cdot I_{dPMV})^2]^{1/2} \quad [\text{Wb}] \quad (1)$$

$$V_{dq_SAT} = p \cdot \Omega \cdot \Phi_{entrefer} \quad [\text{V}] \quad (2)$$

où I_{qPMV} , I_{dPMV} sont les courants dans le repère de Park ; Φ_{rd} est le flux rotorique d'axe d ; L_{SYNC} est l'inductance synchrone de l'actionneur ; p est le numéro de paires de pôles ; Ω est la vitesse de rotation mécanique de l'actionneur.

L'algorithme de défluxage vérifie si les points de la mission de vol restent dans le domaine atteignable du plan couple/vitesse de l'actionneur dimensionné. Lorsqu'un point n'est pas atteignable, nous avons choisi de privilégier le maintien du couple soit un ralentissement de la vitesse de rotation (Figure 4).

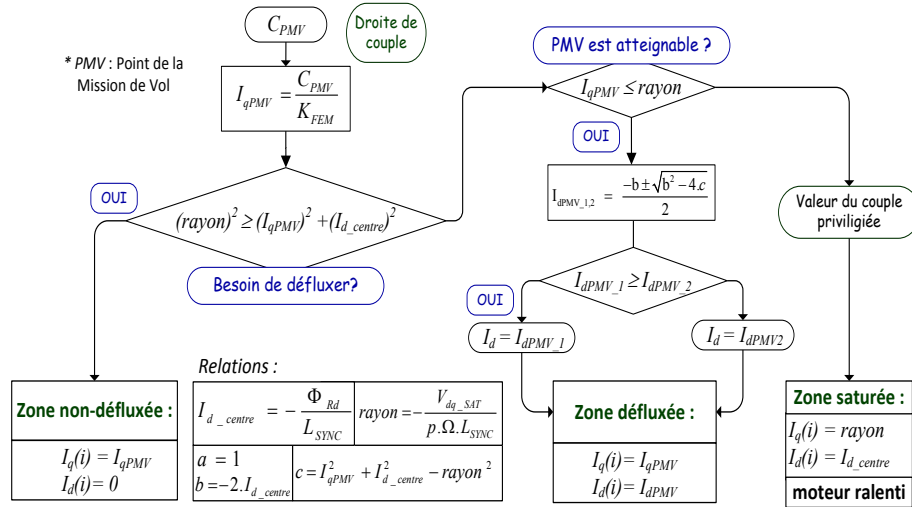


Figure 4 : Diagramme de flots du fonctionnement en mode défluxé

NB : le modèle de dimensionnement d'actionneur est magnétiquement linéaire. La limite supérieure pour l'induction dans la culasse fixée (cf Tableau 5) à l'algorithme d'optimisation permet de garantir la linéarité magnétique et correspond une limite usuelle pour l'équipementier.

2.2.2. Démagnétisation des aimants

La Figure 5a présente les courbes d'aimantation $J(H)$ et de démagnétisation $B(H)$ typiques d'un aimant type Sm_2Co_{17} à température élevée (supérieure à 200 °C). Le champ de rigidité limite (H_k) choisi comme étant 90 % de l'induction rémanente ($\sim 0.9B_r$), définit le champ qui assure la démagnétisation « linéaire » de l'aimant (partie verte).

La technique du défluxage déplace le point de fonctionnement vers la gauche : point (1) vers le point (2). Le champ externe appliqué à l'aimant, résultat d'une réluctance élevée plus la réaction de l'induit, peut être intense, le risque d'une démagnétisation irréversible (désaimantation) existe (partie rouge) : point (3).

Pour assurer le point de fonctionnement le champ magnétique d'excitation doit rester inférieur en norme au champ de rigidité limite H_k . Autrement dit, l'induction magnétique en charge (3) auquel est soumis l'aimant et qui résulte de l'intersection entre la droite de charge et sa caractéristique $B(H)$ doit être supérieure à B_{DEMAG} [5].

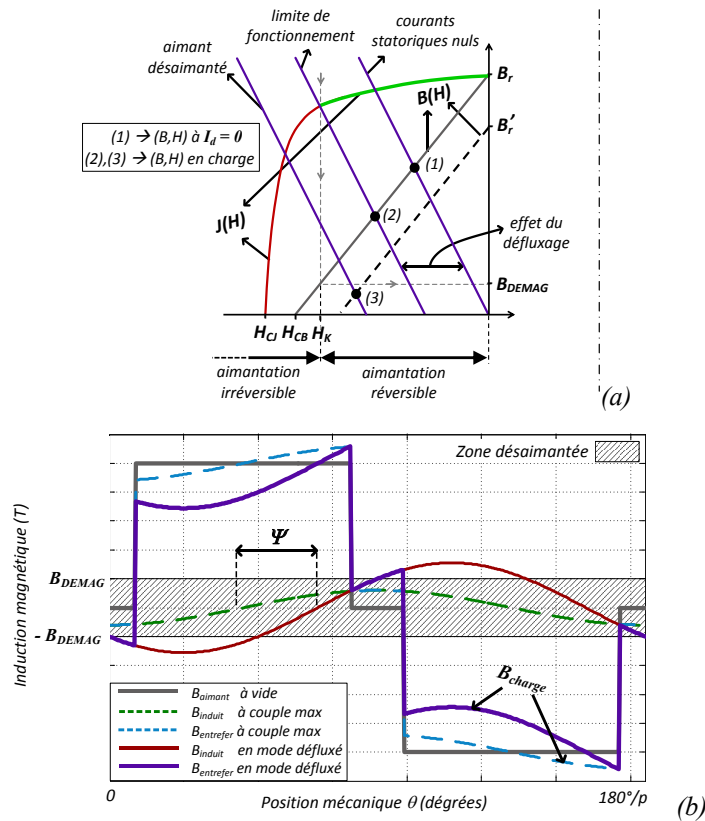


Figure 5 : (a) courbe de démagnétisation typique de l'aimant Sm_2Co_{17} ; (b) Induction magnétique résultante d'entrefer

$$B_{charge}^{(i)} = B_{aimant}^{(i)} - B_{induit}^{(i)} \geq B_{DEMAG} \quad (3)$$

L'amplitude maximale d'induction de la réaction de l'induit est donnée par :

$$B_{induit}^{(i)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\mu_0}{(l_m/\mu_r + g)} \cdot \frac{I_q^{(i)}}{\cos(\Psi^{(i)})} \cdot \frac{N_s}{(2.p)} \quad (4)$$

où μ_0 , μ_r sont les perméabilités magnétique de l'air et relative de l'aimant respectivement ; Ψ est l'angle de défluxage et N_s est le nombre de spires en série par phase distribuées sinusoidalement.

La *Figure 5b* illustre la réaction de l'induit sur deux points de fonctionnement : commande à couple max et en mode défluxé. Dans cette analyse de la démagnétisation des aimants, même si cette méthode a l'inconvénient d'avoir comme hypothèse que l'aimant a une saturation uniforme, le fait de le dimensionner sous une contrainte de température élevée (et réaliste) courbe $J(H)$ justifie son choix.

2.2.3. Modèle de pertes

Les pertes-moteur (5) sont composées de la somme des pertes stator (Joule dans le cuivre et magnétiques dans les tôles), pertes dans l'entrefer (aérodynamiques) et au rotor (courants induits dans les aimants), respectivement.

$$P_{HSPMSM}^{(i)} = P_{JOULE}^{(i)} + P_{FER}^{(i)} + P_{AERO}^{(i)} + P_{AIMANTS}^{(i)} \quad [W] \quad (5)$$

$$P_{JOULE}^{(i)} = 3 \cdot R_S \cdot (I_{U_RMS}^{(i)})^2 \quad [W] \quad (6)$$

où R_S et $I_{U_RMS}^{(i)}$ sont la résistance stator et le courant efficace d'une phase de l'actionneur respectivement.

Les pertes fer magnétiques (7) résultent de phénomènes non linéaires qui sont généralement séparés en deux termes : les pertes par hystérésis et les pertes dynamiques [6]. Les pertes dynamiques sont elles-mêmes décomposées en deux parties : les pertes classiques et les pertes excédentaires.

$$P_{FER}^{(i)} = \left\{ k_h \cdot (B_t^\alpha \cdot V_t + B_y^\alpha \cdot V_y) \cdot p \cdot \Omega^{(i)} / (2 \cdot \pi) + \right. \\ \left. + k_c (\delta_p^{(i)}) \cdot (B_t^2 \cdot V_t + B_y^2 \cdot V_y) \cdot [p \cdot \Omega^{(i)} / (2 \cdot \pi)]^2 + \right. \\ \left. + k_e \cdot (B_t^{1.5} \cdot V_t + B_y^{1.5} \cdot V_y) \cdot [p \cdot \Omega^{(i)} / (2 \cdot \pi)]^{1.5} \right\} \quad [W] \quad (7)$$

où V_b , V_y sont les volumes des dents et de la culasse statorique respectivement; B_b , B_y , sont les inductions magnétiques crêtes dans les dents et dans la culasse respectivement; k_h , α_h sont les coefficients de pertes par hystérésis ; $k_c(\delta_p)$ (8) est le coefficient de pertes classiques ; k_e est le coefficient de pertes excédentaires.

$$k_c(\delta_p^{(i)}) = \sigma \cdot \pi^2 \cdot d \cdot \frac{\delta_p^{(i)}}{2} \cdot \frac{\sinh(d/\delta_p^{(i)}) - \sin(d/\delta_p^{(i)})}{\cosh(d/\delta_p^{(i)}) - \cos(d/\delta_p^{(i)})} \quad [\text{W}/(\text{m}^3 \cdot \text{Hz}^2 \cdot \text{T}^2)] \quad (8)$$

où σ est la conductivité électrique de la culasse stator, d est l'épaisseur d'une tôle de la couronne stator et δ_p est la profondeur de pénétration qui représente l'atténuation des grandeurs électromagnétiques en hautes fréquences.

Par la suite, nous présentons les pertes aérodynamiques [7] et dans les aimants. En général dans un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) ces pertes sont souvent faibles face aux pertes stator (Joules et fer). Par contre, pour la haute vitesse, ces pertes deviennent non négligeables. Pour l'actionneur HSPMSM, les pertes aérodynamiques peuvent être importantes car elles sont proportionnelles à la vitesse de rotation au cube.

$$P_{AERO}^{(i)} = R_e^l \cdot \pi \cdot \rho_{AIR} \cdot l_r \cdot (r_s - \delta)^4 \cdot (\Omega^{(i)})^3 \quad [\text{W}] \quad (9)$$

où R_e^l est le coefficient de friction de l'air et où ρ_{AIR} désigne la densité volumique de l'air.

Les pertes dans les aimants dépendent de la vitesse de rotation au carré. Le contenu harmonique des forces magnétomotrices du stator dans l'entrefer induit ces pertes lors de la rotation. Les équations des pertes sont déduites avec l'hypothèse que le champ magnétique a une divergence nulle.

La représentation sous un potentiel vecteur \mathbf{A} est possible et le flux de gradient entrant est donc égale au flux sortant de ce potentiel entre les rayons de la culasse rotorique et dans un point de l'entrefer (10).

$$\Delta \mathbf{A} = 0 \quad (10)$$

Le modèle utilisé [8] considère l'effet des harmoniques d'espace (répartition du bobinage) et de temps des courants de phase statoriques (11)-(14).

$$P_{AIMANTS}^{(i)} = \frac{2 \cdot p \cdot l_r}{T_{fond}^{(i)}} \cdot \int_0^{T_{fond}^{(i)}} \int_{(rs-g-l_m)}^{(rs-g)} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \rho_{Sm2Co17} \cdot (K_{uv}^{(i)})^2 \cdot r \, d\theta \, dr \, dt \quad [\text{W}] \quad (11)$$

$$P_{AIMANTS}^{(i)} = P_1^{(i)}(u, v) + P_2^{(i)}(u, v) \quad [\text{W}] \quad (12)$$

où T_{fond} est la période du fondamental de la vitesse de rotation mécanique, α est l'angle qui correspond à la moitié de l'angle électrique d'un pôle; u rang d'harmoniques temporels ; v rang d'harmoniques d'espace.

$P_1(u, v)$ correspond à la part des pertes inversement proportionnelles à v^2 :

$$P_1^{(i)}(u, v) = \frac{l_r \cdot \mu_0^2 \cdot \alpha \cdot p \cdot (\Omega^{(i)})^2}{\rho_{Sm2Co17}} \cdot \sum_u \sum_v \frac{(K_{uv}^{(i)})^2 \cdot (u \pm v)^2}{v^2} \cdot \frac{A_v(v)}{[G_v(v)]^2} \quad (13)$$

$P_2(u, v)$ correspond à la part des pertes inversement proportionnelles à v^4 :

$$P_2(u, v) = \frac{8 \cdot l_r \cdot \mu_0^2 \cdot (\Omega^{(i)})^2}{[l_m - 2 \cdot (r_s - g)] \cdot l_m \cdot \alpha \cdot p \cdot \rho_{Sm2Co17}} \cdot \sum_u \sum_v \frac{(K_{uv}^{(i)})^2 \cdot (u \pm v)^2}{v^4} \cdot \left[\frac{B_v(v)}{G_v(v)} \right]^2 \quad (14)$$

où $\rho_{Sm2Co17}$ est la résistivité de la frette carbone et K_{uv} désigne la densité linéique de courant.

Les termes $A_v(v)$, $B_v(v)$ et $G_v(v)$ donnent les proportions du flux magnétique issu des aimants par harmonique d'espace dans les régions de l'aimant et de l'entrefer. Le terme $B_v(v)$ prend aussi en compte l'influence de l'ouverture de l'aimant dans les pertes, donc le « coefficient de remplissage d'aimant » K_p , présenté plus loin pour l'optimisation.

Ce modèle analytique de calcul de pertes dans les aimants entourés par une frette en fibre de carbone donne aussi l'ordre de grandeur des pertes totales du rotor (frette + aimants) dans le cas d'une frette métallique. Pour des frettes métalliques, les pertes dans les aimants sont réduites (effet de blindage) mais les pertes dans la frette augmentent (conductivité électrique intrinsèque) : le modèle de pertes dans les aimants permet alors d'estimer les pertes transférées dans la frette métallique.

2.2.4. Modèle thermique

Le réseau analogue complet (cf. Figure 6) représente le comportement thermique du moteur en régime établi. L'actionneur est supposé fermé et refroidi par une boîte à eau avec les hypothèses que les transferts thermiques sont supposés radiaux et qu'il n'y a pas de flux thermique au niveau de l'arbre du rotor. On considère un modèle analogue à résistances thermiques dont le choix est a priori plus contraignant thermiquement : l'hypothèse est donc conservative. Cependant, les durées d'occurrences des points de mission sont suffisamment longues pour approximer de façon pertinente le fonctionnement en quasi statique.

Le modèle [9] est composé d'un sous-réseau analogue statorique et d'un autre rotorique et leur couplage se fait via une modélisation des échanges thermiques de l'entrefer ($R_{entrefer}$). L'approche consiste à estimer le coefficient d'échange par convection. Les différents éléments constitutifs sont listés dans le Tableau 2.

Les températures surveillées sont au niveau de la culasse (15), du cuivre (16) et des aimants (17) :

$$T_{CULASSE}^{(i)} = (R_{ca}^{ref} + R_{carcasse} + R_{cu_ca}) \cdot (P_{JOULE}^{(i)} + P_{FER}^{(i)} + P_{AERO}^{(i)} + P_{AIMANTS}^{(i)}) + T_{REF} \quad (15)$$

$$T_{CUIVRE}^{(i)} = [R_{dent_enc} + R_{iso} + R_{iso_cu} + R_{cu}^J + (P_{FER}^{(i)} / P_{JOULE}^{(i)}) \cdot R_{cu}^F] \cdot P_{JOULE}^{(i)} + T_{CULASSE}^{(i)} \quad (16)$$

$$T_{AIMANTS}^{(i)} = R_{entrefer} \cdot (P_{AERO}^{(i)} + P_{AIMANTS}^{(i)}) + (R_{frette} + R_{aim_frette} + R_{aim}) \cdot P_{AIMANTS}^{(i)} + T_{CULASSE}^{(i)} \quad (17)$$

Tableau 2. Modèle thermique HSPMSM en régime établi : résistances thermiques du réseau analogue

Elément	Résistance thermique
R_{ca}^{ref}	convection carcasse/fluide extérieur
$R_{carcasse}$	conduction de la carcasse
R_{cu_ca}	contact culasse/carcasse
R_{dent_enc}	conduction de la couche dent-encoche
R_{iso}	conduction isolant fond d'encoche
R_{iso_cu}	contact isolant/culasse
R_{cu}^J	conduction culasse dû aux pertes Joule
R_{cu}^F	conduction culasse dû aux pertes fer
R_{frette}	conduction de la frette
R_{aim_frette}	contact aimant/frette
R_{aim}	conduction aimant
$R_{entrefer}$	convection stator / rotor

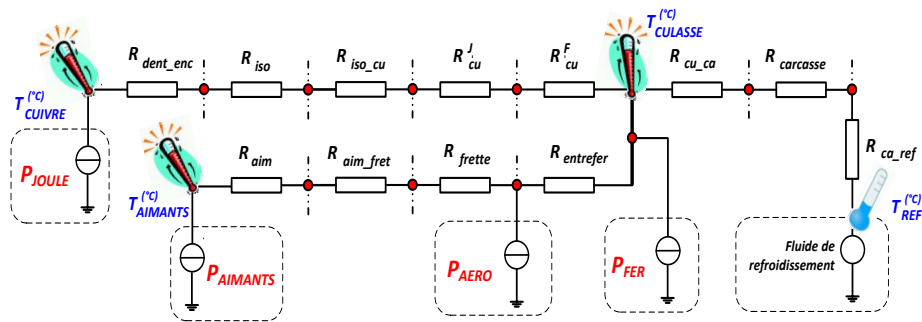


Figure 6 : Modèle thermique HSPMSM en régime établi : composants du réseau analogue

2.3. Onduleur de tension triphasé et commande

Le bloc onduleur + commande (cf. Figure 7) est composé par des IGBT et des diodes en antiparallèle associés au choix de différentes stratégies de commande [10]. Ce bloc a une grande modularité : i) choix entre différentes stratégies de commande ; ii) choix du composant de puissance ; iii) parallélisme de structures, même si la structure d'onduleur triphasée et une MLI space vector classiques sont ici retenues et fixées dans l'optimisation.

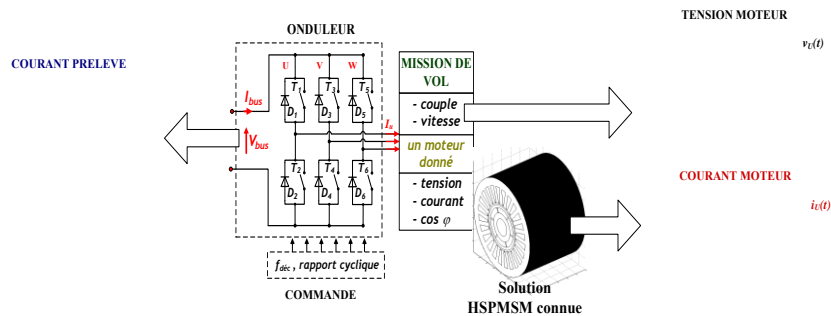


Figure 7 : Bloc onduleur et commande.

Pour les points de puissance de la mission de vol, avec une MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) donnée, le bloc reconstruit la tension qui alimente le moteur : à partir des caractéristiques impédantes de l'actionneur électromécanique, le modèle calcule les courants harmoniques dans le moteur et le courant prélevé par le réseau continu en entrée de l'onduleur. Dans des travaux ultérieurs [12], ce modèle a permis d'intégrer dans l'optimisation système les contraintes de qualité fixées par l'avionneur au niveau de réseau HVDC et, par conséquent d'en extraire le dimensionnement du filtre d'entrée.

2.3.1. Modèle de pertes

Les pertes sont composées de la somme des pertes par commutation et conduction. La Figure 8a présente les courants dans les IGBT et les diodes du bras « U » de l'onduleur. La variable S_u fixe les instants auxquels les interrupteurs commutent. Le signe du courant de charge $i_u(t)$ définit quel élément conduit ou commute (cf. Figure 8b).

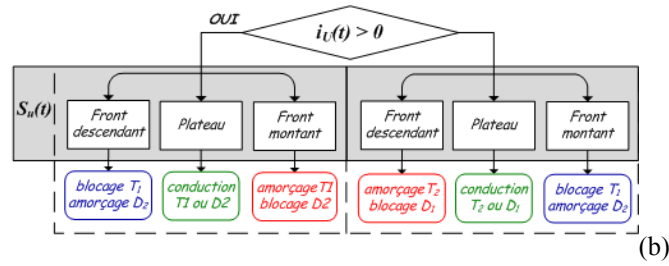
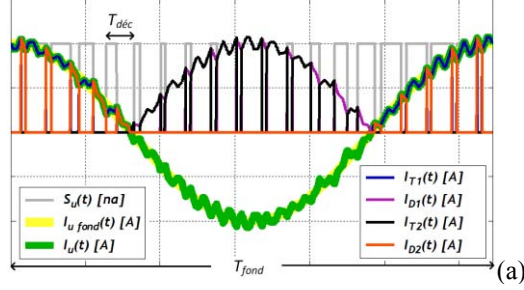


Figure 8 : (a) Visualisation de la commutation et de la conduction; (b) Condition de conduction / commutation menant au calcul de pertes

Les pertes (18) sont donc calculées sur la période du fondamental T_{fond} de la vitesse de rotation de l'actionneur.

$$P_{OND}^{(i)} = 6 \cdot (E_{TOTALE}^{(i)}) / T_{fond} = 6 \cdot (E_{COND}^{IGBT(i)} + E_{COND}^{DIODE(i)} + E_{COM}^{IGBT(i)} + E_{COM}^{DIODE(i)}) / T_{fond}^{(i)} \quad (18)$$

L'énergie totale dissipée par un interrupteur est composée de la somme des énergies de conduction et de commutation de l'IGBT et de la diode en antiparallèle :

$$E_{COND}^{IGBT(i)} = \int_{T_{COND}^{IGBT}} \left[V_{0_IGBT} \cdot i_U^{(i)}(t) + R_{ON_IGBT} \cdot (i_U^{(i)}(t))^2 \right] dt \quad (19)$$

$$E_{COND}^{DIODE(i)} = \int_{T_{COND}^{DIODE}} \left[V_{0_DIODE} \cdot i_U^{(i)}(t) + R_{ON_DIODE} \cdot (i_U^{(i)}(t))^2 \right] dt \quad (20)$$

où V_{0_IGBT} , V_{0_DIODE} sont les tensions en conduction de l'IGBT (collecteur-émetteur) et de la diode (anode-cathode) respectivement ; R_{ON_IGBT} , R_{ON_DIODE} sont les résistances de conduction de l'IGBT et de la diode respectivement.

$$E_{COM}^{IGBT(i)} = \int_{T_{AMOR}^{IGBT}} \left[A_{ON} + B_{ON} \cdot i_U^{(i)}(t) + C_{ON} \cdot (i_U^{(i)}(t))^2 \right] dt + \int_{T_{BLOC}^{IGBT}} \left[A_{OFF} + B_{OFF} \cdot i_U^{(i)}(t) + C_{OFF} \cdot (i_U^{(i)}(t))^2 \right] dt \quad (21)$$

$$E_{COM}^{DIODE(i)} = \int_{T_{BLOC}^{DIODE}} \left[A_{RR} + B_{RR} \cdot i_U^{(i)}(t) + C_{RR} \cdot \left(i_U^{(i)}(t) \right)^2 \right] dt \quad (22)$$

où A_{ON} , B_{ON} et C_{ON} sont les coefficients d'énergie à l'amorçage de l'IGBT ; A_{OFF} , B_{OFF} et C_{OFF} sont les coefficients d'énergie au blocage de l'IGBT ; A_{RR} , B_{RR} et C_{RR} sont les coefficients d'énergie au blocage de la diode.

2.3.2. 'Linéarisation' de l'interrupteur de puissance

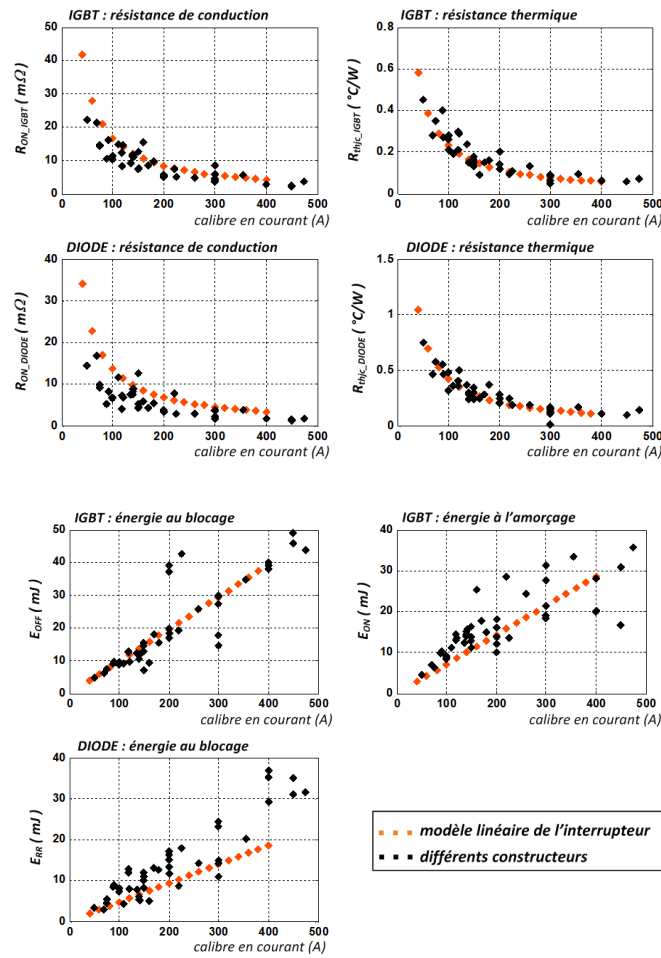


Figure 9 : Linéarisation de l'interrupteur de puissance pour l'optimisation.

L'ensemble (IGBT+diode antiparallèle) est modélisé pour avoir un comportement linéaire qui dimensionne l'interrupteur. A partir d'un interrupteur de référence (SEMIX553GB128D), nous avons adapté les résistances de conduction et les coefficients d'énergie indispensables au calcul des pertes pour différents calibres de courant.

$$R_{ON_DIODE} = R_{ON_DIODE}^{REF} / NC \quad (23)$$

$$R_{ON_IGBT} = R_{ON_IGBT}^{REF} / NC \quad (24)$$

$$A_{XX} = A_{XX}^{REF} \cdot NC ; B_{XX} = B_{XX}^{REF} \text{ et } C_{XX} = C_{XX}^{REF} / NC \quad (25)$$

NC est le nombre de composants en parallèle de l'interrupteur linéarisé ; ' XX ' représente les indices ON , OFF et RR ;

La Figure 9 montre les tendances lorsqu'on superpose 47 data-sheets de différents fabricants. La linéarisation donne de bonnes tendances qui justifient donc le choix de la méthode.

2.3.3. Modèle thermique

Le réseau analogue [11] complet de la Figure 10 représente le comportement thermique d'un interrupteur en régime établi. Le dissipateur est une plaque froide et le liquide de refroidissement est l'Ethylene Glycol Water (20/80 EGW). L'approche consiste à estimer les températures du circuit selon le point de fonctionnement de la mission de vol. Les différents éléments constitutifs sont listés dans le Tableau 3.

Tableau 3. Modèle thermique onduleur en régime établi : résistances thermiques du réseau analogue

Elément	Résistance thermique
R_{jb_DIODE}	conduction jonction-boîtier de la diode
R_{jb_IGBT}	conduction jonction-boîtier de l'IGBT
$R_{boit-dissip}$	contact entre le boîtier et le dissipateur
R_{dissip}	conduction du dissipateur (plaque froide)

Les températures surveillées au niveau du boîtier (26) et des jonctions diode (27) et IGBT (28) sont :

$$T_{BOITIER}^{(i)} = (R_{boit-dissip} + R_{dissip}) \cdot P_{OND}^{(i)} + T_{REF} \quad (26)$$

$$T_{DIODE}^{(i)} = R_{jb_DIODE} \cdot P_{DIODE}^{(i)} + T_{BOITIER}^{(i)} \quad (27)$$

$$T_{IGBT}^{(i)} = R_{jb_IGBT} \cdot P_{IGBT}^{(i)} + T_{BOITIER}^{(i)} \quad (28)$$

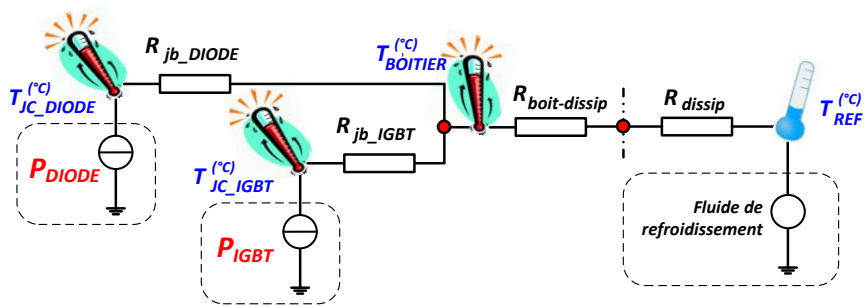


Figure 10 : Modèle thermique onduleur en régime établi : composants du réseau analogue

3. Optimisation de la partie actionneur

Les objectifs de la CIO sont de minimiser : i) la masse de l'actionneur HSPMSM ; ii) les pertes moyennes de l'actionneur HSPMSM et de l'onduleur pondérées sur la mission de vol. Le Tableau 4 présente les contraintes à respecter sur l'actionneur et son alimentation. Le Tableau 5 présente les variables de dimensionnement et leur bornes respectives en pu de l'actionneur de référence.

Tableau 4. Modèle Contraintes à respecter au cours de la mission

HSPMSM

Contrainte associée	Pré simulation	Post simulation
Vitesse max de rotation	X	
Entrefer mécanique minimal	X	
Epaisseurs min et max de frette	X	
Chute max d'induction dans l'entrefer	X	
Nombre de conducteurs pas encoche	X	
Températures : cuivre, culasse, aimants		X
Démagnétisation des aimants		X

Onduleur + commande

Contrainte associée	Pré simulation	Post simulation
Températures de jonction		X
Faisabilité des points de la mission		X
Rapport fréquences : $f_{\text{découpage}}/f_{\text{modulante}}$		X

NB : les contraintes pré-simulation doivent être satisfaites avant de simuler l'ensemble convertisseur-actionneur sur sa mission de vol et permettre l'évaluation des contraintes post-simulation et des critères de performances. Si une contrainte de pré simulation est violée, la solution est rejetée par pénalités et la mission n'est alors pas simulée, ce qui confère un gain de calcul substantiel

Tableau 5. Variables de conception et bornes associées : valeurs en pu

HSPMSM

J_S	Densité de courant	$\in [0.89, 1.11]$
p	Nombre de paires de pôles	$\in \{0.5, 1.5\}$
N_{PB}	Vitesse du point de base	$\in [0.7, 1.375]$
C_{PB}	Couple du point de base	$\in [0.125, 1.25]$
R_{rl}	Rapport r_s/l_r	$\in [0.91, 4.54]$
R_{dr}	Rapport d_r/r_s	$\in [0.42, 2.11]$
N_{EPP}	Nombre d'encoches par pôle et par phase	$\in \{0.5; 1.5\}$
K_R	Coefficient de remplissage d'encoche	$\in [0.82, 1.1]$
K_P	Coefficient de remplissage d'aimant	$\in [0.74, 1.03]$
B_y	Induction dans culasse statorique	$\in [0.9, 1.5]$
g	Entrefer équivalent	$\in [0.43, 1.43]$

NB : même si p et N_{ep} sont des variables entières, leur rapport en p.u à la machine de référence est fractionnaire

ONDULEUR

$f_{\text{déc}}$	Fréquence de découpage	$\in [1, 2]$
I_{calibre}	Calibre en courant de l'interrupteur	$\in [0.13, 1.05]$

Les bornes des variables de conception sont choisies sur la base de l'expertise du laboratoire et de l'équipementier.

Pour des « runs » d'optimisation avec l'algorithme NSGA-II effectués avec 100 individus et 500 générations, le temps de calcul est inférieur à 30 min. Le front de Pareto global de la Figure 11a montre une réduction significative en termes de pertes et de masse par rapport à la solution connue ('référence'). A isomasse, le gain sur les pertes est de l'ordre de 20 %. Au contraire, à isoefficacité énergétique, le gain de masse possible est de l'ordre de 50 %. La Figure 11b présente les courants de phase du point de puissance nominale des solutions choisies : isomasse, isopertes et compromis (masse/pertes).

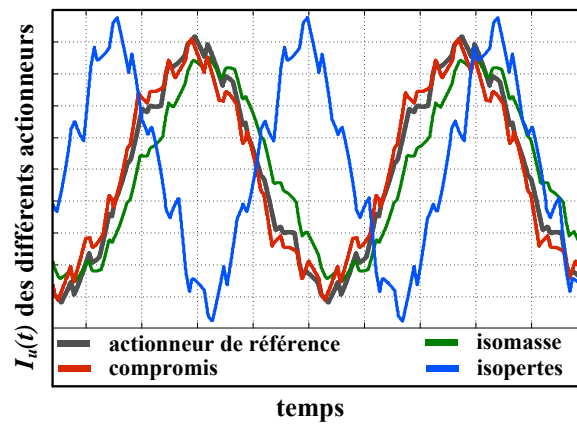
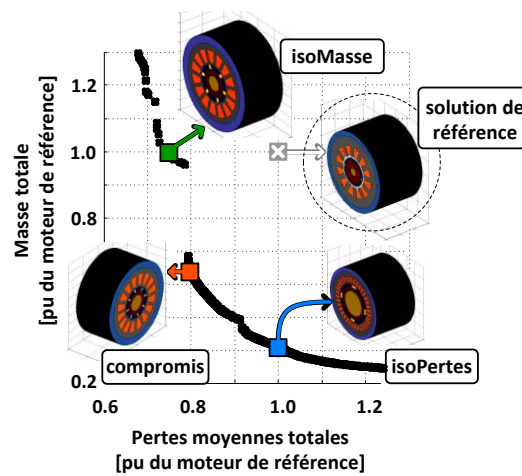


Figure 11 : (a) Front de Pareto global ; (b) Courants de phase des solutions choisies au point de puissance nominale.

Le Tableau 6 et le Tableau 7 montrent que le fort défluxage (Ψ), pour la solution à isomasse est suivi d'une chute de 30 % des pertes fer et une amélioration du facteur de puissance $\cos(\varphi)$ de 20 %.

Tableau 6. Comparatif entre les solutions choisies au point de puissance nominale : valeurs en pu

Actionneur	MISSION DE VOL				POINT DE PUISSANCE NOMINALE			
	Masse HSPMSM	Pertes Moyennes	C_{PB}	N_{PB}	Ψ	$\cos(\varphi)$	L_{SYNC}	THD^J
référence	1	1	1	1	1	1	1	1
isomasse	1	0.8	1.3	0.8	4.3	1.2	1.1	1.04
compromis	0.7	0.9	0.6	1.1	0.3	1.1	0.7	1.5
isopertes	0.4	1	0.3	1.3	0	1	0.5	1.8

Tableau 7. Pertes de l'actionneur et de l'onduleur au point de puissance nominale : valeurs en pu

	ACTIONNEUR			
	P_{JOULE}	P_{FER}	P_{AERO}	$P_{AIMANTS}$
référence	1	1	1	1
isomasse	1.3	0.7	1.4	0.3
compromis	2	0.9	1.3	0.3
isopertes	2.2	1	0.9	0.1
	ONDULEUR			
P_{COND}^{IGBT}	P_{COM}^{IGBT}	P_{COND}^{DIODE}	P_{COM}^{DIODE}	
1	1	1	1	
0.9	0.9	0.7	0.96	
1	1	0.8	0.97	
1	1.1	1.1	0.9	

Pour la solution à 'isoperthes', le fort gain en masse (couple de base faible et vitesse de base élevée) est caractérisé par un fonctionnement en fort surcouple (pertes Joule élevées). L'augmentation du taux de distorsion harmonique du courant $THD^{(1)}$ est causée par la diminution de L_{SYNC} . La réduction des pertes dans les aimants est liée à l'augmentation du nombre d'encoches, ce qui diminue les amplitudes des harmoniques d'espace. Les pertes-onduleur sont du même ordre de grandeur, soulignant, dans ce cas de figure, un faible couplage entre l'onduleur et l'actionneur. Cela s'explique par le fait que, pour réduire les pertes et respecter les contraintes thermiques, l'optimiseur fixe la fréquence de découpage à sa borne minimale. A ce stade, le $THD^{(1)}$ n'est pas intégré comme contrainte d'optimisation : une telle contrainte s'avèrera intéressante pour les prochaines études [12].

4. Conclusion

L'approche de CIO permet d'appréhender les mécanismes interactionnels qui gèrent les performances du système et d'aller plus loin que des approches traditionnelles locales. L'intégration au processus de conception CIO de la mission équivalente et le fonctionnement en mode défluxé de l'actionneur HSPMSM avec les contraintes injectées dans NSGA-II s'avère intéressante et prometteuse pour les systèmes ECS électriques. Le compromis masse-pertes présente un gain d'environ 50 % de la masse moteur comparé avec le moteur de référence (dimensionnée au point de plus fort couple).

Références

- [1] X. Roboam (2011), "New trends and challenges of electrical networks embedded in 'more electrical aircraft'" IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2011), Gdansk, Poland, pp 26-31.
- [2] B. Sareni, J. Régner, X. Roboam, (2006) "Integrated optimal design of heterogeneous electrical energetic systems using multiobjective genetic algorithms" Intern. Review of Electrical Engineering, Vol. 1, n°1, pp. 112–129.
- [3] A. Binder, T. Schneider, M. klohr, (2006) "Fixation of buried and surface-mounted magnets in high-speed permanent-magnet synchronous machines", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 42, n°4, pp. 1031–1037.
- [4] A. De Andrade, (2007), "Systèmes de conditionnement d'air électriques : commande par défluxage de machines synchrones à très haute vitesse", Master Recherche en Génie Electrique, UPS/INPT, Toulouse.
- [5] J.R., Hendershot, T.J.E. Miller, (1996) "Design of brushless permanent-magnet motors", Oxford Univ Press,.
- [6] G. Bertotti, (1988), "General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials" IEEE Trans. Magn., vol. 24, n°1, pp. 621-630.

- [7] J.E. Vrancik, (1968), "Prediction of windage power loss in alternators", Nasa Glenn Research Center, USA, Technical Note D-4849.
- [8] D. Ishak, Z. Q. Zhu, D. Howe. (2005) "Eddy-Current Loss in the Rotor Magnets of Permanent-Magnet Brushless Machines Having a Fractional Number of Slots Per Pole", IEEE Trans. Mag., Vol. 41, n°9, pp.2462–2469,.
- [9] Y. Bertin, (1999), "Refroidissement des machines électrique tournantes", Techniques de l'ingénieur, Ref D3460 - Vol DAB,.
- [10] A. M. Hava, (1998), "Carrier based PWM-VSI drives in the over modulation region," Ph.D. dissertation, Univ. Wisconsin, Madison.
- [11] M.B. Williams, (1987), "Power Electronics", John Wiley.
- [12] X. Roboam, B. Sareni, A. De Andrade (2012), "Towards optimized electrical networks embedded in "more electrical aircraft", IEEE IEM (Industrial Electronics Magazine), issue IV, December, pp 6-17.