

Dimensionnement optimal sur cycle d'une MSAP à rotor externe pour une application de drone autonome

Ryad SADOU^{1,2}, Nicolas BERNARD¹, François AUGER¹, Denis PITANCE²

¹IREENA – Université de Nantes, 37 Boulevard de l'Université – 44602 Saint-Nazaire, France

²XSUN, 5 Route de la Croix Moriau, 44350 Guérande, France

RESUME – Dans ce papier, une nouvelle méthode de dimensionnement optimal sur cycle d'un moteur synchrone à rotor externe avec aimants permanents déposés en surface est présentée. L'application choisie est celle d'un drone autonome de grande envergure. L'étude montre comment, à partir d'un cycle de fonctionnement couple/vitesse de rotation, il est possible d'optimiser la géométrie mais aussi la stratégie de commande de la machine, afin de réduire les pertes et la masse de cette dernière. Le modèle électromagnétique de la MSAP sera validé par éléments finis et la méthodologie ainsi que les résultats d'optimisation seront présentés.

Mots-clés – Dimensionnement optimal, cycle de fonctionnement, drone, machine synchrone à aimant permanent, moteur roue

1. NOMENCLATURE

B_{cmr} : amplitude d'induction de culasse rotorique, [T]
 B_{cms} : amplitude d'induction de culasse statorique, [T]
 B_{dm} : amplitude d'induction dans les dents, [T]
 B_{fm} : amplitude d'induction d'entrefer à vide, [T]
 B_{rm} : amplitude d'induction d'entrefer en charge, [T]
 C_p : capacité thermique massique, [J/kg.°C]
 e_{cr} : épaisseur de la culasse rotorique, [m]
 e_{cs} : épaisseur de la culasse statorique, [m]
 e_{mec} : épaisseur d'entrefer mécanique, [m]
 e_{aim} : épaisseur d'aimant, [m]
 f_s : fréquence du champs statorique, [Hz]
 g : rapport du réducteur de vitesse mécanique
 h : coefficient globale de convection thermique, [W/m².K]
 I_{d-q} : courants dans les axes d- et q-, [A]
 I_s : valeur efficace du courant statorique, [A]
 k_{ad} : coefficient des pertes magnétiques additionnelles
 k_b : coefficient de bobinage
 k_c : coefficient de Carter
 k_d : ratio de l'ouverture de dent sur le pas dentaire
 k_{ec} : coefficient des pertes par courants de Foucault
 k_h : coefficient des pertes par hystérésis
 k_L : coefficient qui tient compte des têtes de bobines
 k_r : coefficient de remplissage d'encoche
 k_σ : coefficient de dispersion magnétique
 l : longueur active de la machine, [m]
 L_{d-q} : inductances dans les axes d- et q-, [H]
 m_s : masse du stator, [kg]
 m_{PMSM} : masse de la machine, [kg]
 N_{es} : nombre d'encoches par pôle et par phase
 n_s : nombre de conducteurs par pôle et par phase

p : nombre de paires de pôles
 p_c : pertes cuivre, [W]
 P_{em} : puissance électromagnétique, [W]
 p_f : pertes fer, [W]
 p_{fc} : pertes fer dans la culasse statorique, [W]
 p_{fd} : pertes fer dans les dents, [W]
 R : rayon externe du rotor, [m]
 r_b : rayon réduit du bobinage
 r_{se} : rayon réduit externe du stator
 r_{si} : rayon réduit interne du stator
 R_s : résistance par phase statorique, [Ω]
 R_μ : résistance des pertes fer par phase, [Ω]
 t : temps, [s]
 v_{d-q} : tension simple dans les axes d- et q-, [V]
 V_p : vitesse périphérique du rotor, [m/s]
 β_{aim} : ouverture des aimants, [°]
 γ : conductivité thermique, [W/m.K]
 μ_0 : perméabilité du vide, [T.m/A]
 Ω : vitesse de rotation du rotor, [rad/s]
 ψ : angle entre le courant et la FEM, [rad]
 ρ_c : densité massique du cuivre, [kg/m³]
 ρ_f : densité massique du fer, [kg/m³]
 τ_{LR} : ratio longueur sur rayon externe de la machine
 θ_c : élévation de température, [°C]
 σ_{cu} : conductivité électrique du cuivre, [S/m]

2. INTRODUCTION

Maximiser l'efficacité énergétique d'une chaîne de propulsion pour drone sur l'intégralité de son cycle de fonctionnement est primordiale pour son autonomie, et ce, à cause de la faible densité d'énergie massique des batteries [1]. En effet, le cycle de fonctionnement d'un drone peut durer plusieurs heures avec des exigences en couple et en vitesse de rotation très variables. Le dimensionnement sur cycle du moteur électrique peut conduire à des temps de calcul très importants si on utilise des modèles numériques.

On trouve dans la littérature plusieurs références traitant le dimensionnement sur cycle des machines électriques. Dans [2], afin de réduire le temps de calcul, le cycle de fonctionnement a été réduit à quelques points appelés «points de centre d'énergie» où la consommation d'énergie est la plus importante. Dans [3], la plage de vitesse de rotation du moteur a été divisée en zones rectangulaires uniformes. Chaque zone a été représentée par une vitesse de rotation et un couple équivalents, menant à un «coefficient de poids». Toutefois, réduire le cycle de fonctionnement

à quelques points mène à une perte d'informations en chaque point, donc à un résultat approximatif.

Prendre en compte tous les points de fonctionnement du cycle dans le processus de dimensionnement peu conduire à des temps de calcul colossaux. Par exemple, l'utilisation de l'algorithme génétique (200 individus, 200 générations) couplé à un modèle analytique mène à un temps de calcul de 2 ans avec un cycle de 1000 points et $50\mu s$ par évaluation [4]. Pour cela, notre méthode d'optimisation s'applique sur trois étapes avec une optimisation de grandeurs intemporelles en dernière étape. Dans [5], les auteurs ont appliqué une résolution analytique pour optimiser une MSAP pour une application de visseuse électrique. Un cycle de fonctionnement simple a été utilisé et la réaction d'induit a été négligée. Cette méthode a été élargie à des cycles contenant plusieurs milliers de points dans [6], avec la prise en compte de la réaction d'induit et l'optimisation de la stratégie de commande.

Notre étude reprend cette démarche et la généralise au machine à rotor externe avec une formulation du problème d'optimisation dans le repère de Park. La commande est optimisée en même temps que la géométrie avec un défluxage permanent et non pas qu'à partir d'une vitesse de base, dans l'objectif de réduire les pertes totales tout au long du cycle mais aussi de réduire la contrainte en tension sur le convertisseur d'alimentation [7].

Ce papier est organisée comme suit. Dans la section 3, le modèle analytique sur lequel l'optimisation est basée est présenté. Dans la section 4, la méthode d'optimisation est développée et dans la section 5, l'application ainsi que les résultats d'optimisation sont présentés. Enfin, dans la dernière section, le modèle analytique est validé à l'aide d'une simulation par éléments finis.

3. MODÉLISATION DE LA MACHINE

Nous supposons que le circuit de la MSAP n'est pas saturé. Afin d'avoir un modèle simple, l'étude est limitée au fondamental, les effets d'encoches sont négligés et on suppose que la perméabilité du fer est infinie. Les pertes dans les aimants sont négligées en supposant que pour ce type de machine, ils sont réduits par différentes méthodes (fractionnement, angle d'ouverture...) [8].

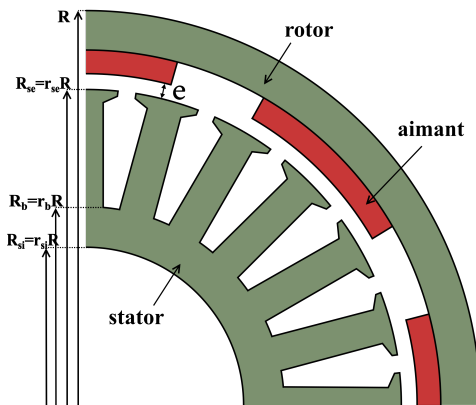


Fig. 1. Données géométriques

Les variables géométriques d'optimisation sont : le rayon externe du rotor R , les rayons réduits interne et externe du stator, respectivement r_{si} et r_{so} (définies comme étant le ration entre le rayon interne/externe du stator et R), le rayon réduit des bobines r_b et le nombre de paires de pôles p (voir Fig. 1). τ_{LR} , rapport ente longueur active de la machine l et rayon externe R ainsi que le nombre de conducteurs par pôle et par phase $2n_s$ seront fixés dans ce papier. En effet, ces derniers peuvent être optimisés en introduisant le convertisseur d'alimentation dans la démarche d'optimisation. L'optimisation du rotor sera réduite à la variable B_{fm} , l'épaisseur et l'ouverture des aimants seront fixés sépa-

rément. Enfin, l'optimisation du courant d'alimentation I_s ainsi que l'angle ψ sera traduit par l'optimisation des courants dans les axes d et q.

3.1. Représentation de la machine dans le repère de Park

Notre méthode consiste à optimiser des grandeurs électriques représentées dans le repère dq (Fig. 2). Les résistances R_c et R_p représentent respectivement les pertes dans le cuivre et dans le fer de la machine. La machine optimisée étant à pôles lisses, les inductances L_d et L_q sont égales. Elles seront remplacées par L dans nos formulations.

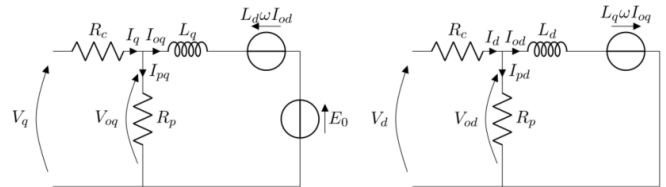


Fig. 2. Circuit équivalent d'une machine synchrone dans le repère de Park

À partir du circuit équivalent de la machine, on peut écrire les équations liants les grandeurs électriques en régime permanent :

$$\begin{cases} V_{od}(t) &= -L p \Omega(t) I_{oq}(t) \\ V_{oq}(t) &= L p \Omega(t) I_{od}(t) + E_0(t) \end{cases} \quad (1)$$

3.2. Puissance électromagnétique et pertes

L'expression de la puissance électromagnétique d'une MSAP dans le repère dq est donnée par la formule suivante :

$$\begin{aligned} P_{em}(t) &= (X_d - X_q) I_{od}(t) I_{oq}(t) + E_0(t) I_{oq}(t) \\ &= E_0(t) I_{oq}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

Avec : E_0 , la force électromotrice à vide qui s'écrit comme suit :

$$E_0(t) = 2\sqrt{6} n_s p \tau_{LR} r_s R^2 B_{fm} \Omega(t) = k_\Phi \Omega(t) \quad (3)$$

Les pertes cuivre s'expriment comme suit :

$$p_c(t) = R_c (I_d^2(t) + I_q^2(t)) \quad (4)$$

On peut démontrer que R_c peut s'écrire sous la forme :

$$R_c = \frac{48}{\pi} \frac{k_L}{\sigma_{cu} k_r k_b^2} n_s^2 \tau_{LR} \frac{p^2}{(r_{se}^2 - r_b^2)} \frac{1}{R} \quad (5)$$

Et que k_L peut s'écrire sous la forme suivante :

$$k_L = \frac{\pi R (r_{se} + r_b) k_d}{2 p N_{es} l} + 1 \quad (6)$$

À partir du circuit équivalent de la machine, on peut écrire les pertes fer comme suit :

$$p_f(t) = \frac{V_{od}^2(t) + V_{oq}^2(t)}{R_p(t)} \quad (7)$$

Les pertes fer étant la somme des pertes par hystérésis et par courants de Foucault dans les dents et la culasse statorique [9], on peut formuler la résistance R_p comme suit :

$$R_p = \frac{V_{od}^2(t) + V_{oq}^2(t)}{p_{fc}(t) + p_{fd}(t)} \quad (8)$$

Avec :

$$p_{fc}(t) + p_{fd}(t) = (\gamma_1 + \gamma_2) k_{ad} [k_{ec} p^2 \Omega^2(t) + k_h p \Omega(t)] B_{rm}^2(t) \quad (9)$$

B_{rm} est l'induction résultante dans l'entrefer, qui s'exprime :

$$B_{rm}(t)^2 = B_{fm}^2 + (\mu n_s I_s(t))^2 + 2\mu n_s I_s(t) B_{fm} \sin(\psi(t)) \quad (10)$$

On montre que γ_1 , γ_2 et μ dépendent des paramètres géométriques de la machine :

$$\gamma_1 = \pi \frac{(r_b^2 - r_{si}^2) r_{se}^2}{p^2 (r_b - r_{si})^2} R^2 L \quad (11)$$

$$\gamma_2 = \frac{\pi}{k_d} \frac{(r_{se}^2 - r_b^2) r_b}{r_s} R^2 L \quad (12)$$

$$\mu = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \frac{\mu_0}{e_{mec} + e_{aim}} \quad (13)$$

Enfin :

$$\begin{aligned} V_{od}^2(t) + V_{oq}^2(t) &= \frac{3}{2} V_m^2(t) \\ &= 24 p^2 n_s^2 \tau_{lR}^2 r_s^2 R^4 B_{rm}^2(t) \Omega^2(t) \end{aligned} \quad (14)$$

Les pertes totales peuvent donc se mettre sous la forme :

$$\begin{aligned} P_{tot}(t) &= (I_{od}^2(t) + I_{oq}^2(t)) A(t) + 2 I_{od}(t) L \\ &\quad \cdot k_\Phi \Omega^2(t) B(t) + \frac{2 P_{em}(t) R_c}{R_p(t)} + k_\Phi^2 \Omega^2(t) B(t) \end{aligned} \quad (15)$$

Avec :

$$A(t) = R_c \left(1 + \frac{L^2}{R_p(t)} \left(\frac{1}{R_p(t)} + \frac{1}{R_c} \right) \Omega^2(t) \right) \quad (16)$$

$$B(t) = \frac{R_c + R_p}{R_p^2} \quad (17)$$

On peut montrer que la l'inductance L peut se mettre sous la forme suivant :

$$L = \frac{24}{\pi} n_s^2 \mu_0 \tau_{lR} \frac{r_s R^2}{e_{mec} k_c + e_{aim}} \quad (18)$$

3.3. Contraintes

L'optimisation se faisant sur un modèle mathématique, il faut certaines contraintes pour avoir un optimum physique.

3.3.1. Saturation magnétique

Suivant le matériau utilisé pour la construction du circuit magnétique de la machine, une induction maximale est admissible. Pour cela, le calcul des inductions dans les dents et les culasses statorique et rotorique est nécessaire :

$$B_{dm}(t) = \frac{1}{k_d} B_{rm}(t) \quad (19)$$

$$B_{cm_s}(t) = \frac{r_{se}}{p(r_b - r_{si})} B_{rm}(t) \quad (20)$$

$$B_{cm_r}(t) = \frac{r_{se}}{p(1 - r_{se} - \frac{e_{mec} k_c + e_{aim}}{R})} B_{rm}(t) \quad (21)$$

3.3.2. Élévation de température

L'un des points fort de la méthode est la possibilité de calcul de la température en chaque point de fonctionnement du cycle. Pour la gamme de puissance de notre cycle de fonctionnement, nous pouvons considérer que le volume de la machine est assez faible pour supposer une température homogène dans le stator de la machine.

La température pour chaque machine évaluée, est calculée par l'équation suivante :

$$m_s C_p \frac{d\theta_c(t)}{dt} + h_{eq} S_{th} \theta_c(t) = p_c(t) + p_f(t) \quad (22)$$

Avec : m_s , C_p et S_{th} respectivement, la masse du stator, sa capacité thermique massique et surface d'échange totale (surface extérieur du rotor, intérieur du stator et celle des flasques). h_{eq} est le coefficient globale de la convection thermique.

On notera que pour la vitesse de rotation moyenne de notre cycle de fonctionnement (moins de 3000 tours/min.), les pertes aérodynamiques ainsi que les pertes mécaniques ont été négligées.

3.3.3. Contraintes mécaniques

Un rotor est limité en vitesse de rotation par deux contraintes, une en tenue mécanique imposée par la force centrifuge et une autre imposée par les vitesses critiques [10]. La contrainte limite imposée par la force centrifuge à un rotor cylindrique est donnée par la relation suivante :

$$\sigma_{lim} = C' \rho_f R^2 \Omega_{max}^2 \quad (23)$$

Pour un cylindre creux, $C' \approx 1$. On peut en déduire la vitesse périphérique maximale :

$$V_{plim} = \sqrt{\frac{\sigma_{lim}}{C' \rho}} \quad (24)$$

Elle avoisine les 200 m/s pour un rotor en acier et une contrainte limite de 300 MPa.

On peut démontrer que le rapport τ_{lR} n'est pas une fonction de la vitesse de rotation du rotor [10]. Pour un rotor en acier et afin d'être en dessous de la première vitesse critique, ce rapport est de $\tau_{lR} < 7$. En pratique, ce dernier reste généralement en dessous de 5.

4. MÉTHODOLOGIE D'OPTIMISATION

Afin de réduire le temps de calcul, l'optimisation a été divisée suivant les trois étapes suivantes :

4.1. Première étape : optimisation des courants

Les expressions optimales des courants minimisant les pertes totales en tout point de fonctionnement sont développées. Pour une machine lisse, l'expression de $i_{oq\ opt}(t)$ est exprimée directement à partir de l'équation (2), puis $i_{od\ opt}(t)$ est formulée à partir de l'équation (15) en résolvant : $\frac{\partial P_{tot}(t)}{\partial I_{od}(t)} = 0$.

$$i_{oq\ opt}(t) = \frac{P_{em}(t)}{k_\Phi \Omega(t)} \quad (25)$$

$$i_{od\ opt}(t) = -L k_\Phi \Omega^2(t) \frac{B(t)}{A(t)} \quad (26)$$

4.2. Deuxième étape : optimisation de l'induction d'excitation

En remplaçant les équations (25) et (26) dans l'équation (15), on obtient l'équation optimale des pertes totales. Sachant que

$k_\Phi = k B_{fm}$, la moyenne des pertes totales s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \langle P_{tot} \rangle = & k^2 B_{fm}^2 \frac{1}{T} \int_0^T \left(B(t) - \frac{(L \Omega(t) B(t))^2}{A(t)} \right) \\ & \cdot \Omega^2(t) dt + \frac{1}{k^2 B_{fm}^2} \frac{1}{T} \int_0^T \frac{A(t) P_{em}^2(t)}{\Omega^2(t)} dt \\ & + \frac{2}{T} \int_0^T \frac{P_{em}(t) R_c}{R_p(t)} dt \end{aligned} \quad (27)$$

Après dérivation, on obtient l'expression de l'induction d'entrefer optimale :

$$B_{fm_{opt}} = \frac{1}{k} \left(\frac{\int_0^T \frac{A(t) P_{em}^2(t)}{\Omega^2(t)} dt}{\int_0^T \left(B(t) - \frac{(L \Omega(t) B(t))^2}{A(t)} \right) \Omega^2(t) dt} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (28)$$

4.3. Troisième étape : optimisation des paramètres géométriques

L'expression des pertes totales est développée en fonction des paramètres géométriques indépendants du temps. Dans cette dernière partie, l'algorithme génétique NSGA II est utilisé pour minimiser l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \langle P_{tot} \rangle = & 2 \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(B(t) - \frac{(L \Omega(t) B(t))^2}{A(t)} \right) \Omega^2(t) dt} \\ & \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \frac{A(t) P_{em}^2(t)}{\Omega^2(t)} dt + \frac{2}{T} \int_0^T \frac{P_{em}(t) R_c}{R_p(t)} dt} \end{aligned} \quad (29)$$

Les paramètres géométriques étant indépendants du temps, l'optimisation de l'équation (29) à l'aide d'un algorithme d'optimisation puis le calcul de $B_{fm_{opt}}$, $I_{od_{opt}}$ et $I_{oq_{opt}}$ se fait en un temps de calcul très réduit, contrairement à l'optimisation directe de l'équation (15).

5. APPLICATION



Fig. 3. Drone SX1 de la société XSun et trajet de mission

L'application choisie est celle d'un drone à double ailes portantes de 4.6 mètres d'envergure, il est utilisé dans différents

secteurs : le maritime, l'agriculture, la surveillance de pipeline, de lignes de transport d'énergie ainsi que de réseaux ferroviaires. Suivant la charge utile qu'il transporte, son autonomie varie entre 4 et 6 heures.

La mission choisie est celle de cartographier une ligne électrique THT entre la périphérie des villes de Lyon et Chambéry en France. Cette portion mesure environ 80 km avec 800 m de dénivelé positif. La mission consiste à faire un aller-retour avec prise de photos des pylônes de la ligne dans les deux sens avec une vitesse de vol de 50 km/h. Afin de ne pas répéter les mêmes points de fonctionnement, seul l'aller est pris en compte. Pour des raisons de sécurité, la distance minimale entre le drone et la ligne ne doit pas être en dessous de 40 m.



Fig. 4. Exemple de photo d'une ligne basse tension prise par Solaire X One

5.1. Choix de l'hélice

L'hélice est choisie pour maximiser son rendement propulsif par rapport à un point de vol donné, c'est à dire vitesse du drone et poussée requise. Pour des raisons aérodynamiques, maximiser ce rendement conduit à sélectionner une hélice très large et avec une vitesse de rotation faible [11]. Mais dans ce cas, le couple appliqué au moteur est plus important, ce qui est défavorable pour la masse et le rendement de ce dernier. Ainsi, le choix de l'hélice doit se faire de façon conjointe avec celui du moteur. Une hélice d'un diamètre un peu plus faible que l'optimum aura une vitesse de rotation plus élevée, tout en gardant un rendement propulsif correcte. Dans le cas considéré ici, les données ont été simulées en considérant une hélice de diamètre 25 pouces et un pas de 16 pouces. Son rendement propulsif moyen au cours du cycle est de 77%.

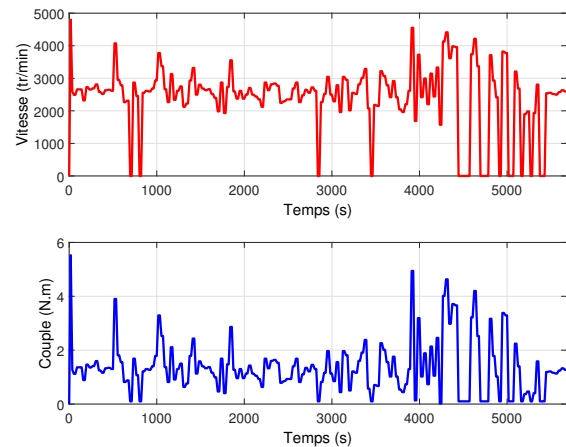


Fig. 5. Cycle de fonctionnement du drone SX1 pour la mission choisie

5.2. Dimensionnement de la MSAP

L'autonomie du drone dépendant fortement de sa masse, un objectif de minimisation de masse a été choisi. Seule la masse des parties actives est prise en compte et se fait par l'équation suivante :

$$m_{PMSM} = \pi R^2 L [k_d(r_{se}^2 - r_b^2)(\rho_c - \rho_f) + (1 - r_{si}^2)\rho_f] \quad (30)$$

Afin de maximiser le rendement tout au long du cycle, un deuxième objectif de minimisation des pertes a été choisi. Le calcul se fait avec l'équation (29).

Tableau 1. Fonctions objectives, contraintes et variables d'optimisation

Fonc. objectives	Contraintes	Var. d'optim.
$f_1 = \min(m_{PMSM})$	$\theta_{max} = 100^\circ\text{C}$ $\theta_{min} = 30^\circ\text{C}$	p r_{se}
$f_2 = \min(< P_{tot} >)$	$B_{cm_s \max} = 1.4 \text{ T}$ $B_{cm_r \max} = 1.5 \text{ T}$ $B_{dm \max} = 1.4 \text{ T}$ $B_r \max = 1.1 \text{ T}$ $e_{cr \min} = 1 \text{ mm}$ $e_{cs \min} = 1.5 \text{ mm}$ $V_p \max = 150 \text{ m/s}$ $V_m \max = 30 \text{ V}$	r_b r_{si} R B_{fm} $i_{od}(t)$ $i_{oq}(t)$

Le choix de l'algorithme d'optimisation s'est orienté vers l'algorithme génétique NSGA II pour ses bonnes performances dans l'optimisation multi objectives [12].

Dans le tableau 1 sont présentés, les fonctions objectives, les contraintes ainsi que les variables d'optimisation.

Avec 500 générations et 200 individus, l'optimisation s'est faite en 7 minutes avec un PC portable HP Intel Core i7-8550U CPU 2GHz et 16 Go de RAM. Les constantes utilisés dans l'optimisation sont résumé dans le tableau 2.

Tableau 2. Paramètres constants

Paramètres	Valeurs
C_p	440 J/kg. °C
e_{mec}	0.5 mm
e_{aim}	1.5 mm
g	1
h	150 W.m ⁻² .K ⁻¹
k_{ad}	3 (Si.Fe : 0,3mm)
k_b	1
k_d	0.5
k_{ec}	6.5.10 ⁻³ (Si.Fe : 0,3mm)
k_h	15 (Si.Fe : 0,3mm)
k_r	0.3
N_{es}	1
n_s	3
ρ_c	8960 kg/m ³
ρ_f	7800 kg/m ³
σ_{cu}	69.6 S/m
$\tau_{lR} = l/R$	0.5

La valeur prise pour le coefficient de convection h peut paraître très grande, or le refroidissement est très important dans notre application, du fait que le moteur est installé derrière l'hélice à l'extérieur du drone. Les coefficients k_{ec} et k_h

sont données par les constructeurs de tôles magnétiques et les paramètres k_d et k_r sont habituellement utilisés pour la construction de machines. Le coefficient (k_{ad}) a été déterminé par des mesures durant différents travaux au sein du laboratoire IREENA [4]. Enfin, le nombre de spires, le ratio τ_{lR} ainsi que l'entrefer peuvent être optimisés en introduisant le convertisseur d'alimentation dans la démarche d'optimisation.

En effet, une machine optimale seule tendrait vers un rapport τ_{lR} proche du zéro, or le courant nécessaire dans ce cas tendrait vers des valeurs très grandes. Le nombre de spire n'aura quand à lui aucune influence sur l'optimum de la machine car c'est l'optimisation se fait sur la force magnétomotrice, il a en revanche une grande influence sur les calibres des semi conducteurs. Enfin, l'entrefer à une grande influence sur le facteur de puissance ainsi que les courants par phase.

Le choix des aimants se fait à partir de l'induction optimale d'entrefer à vide $B_{fm_{opt}}$. On exprime analytiquement l'induction d'entrefer maximale du premier harmonique B_{fm} en fonction de l'induction rémanente des aimants B_r , de l'épaisseur et de l'ouverture des aimants, respectivement e_{aim} et β_{aim} ainsi que de l'entrefer mécanique e_{mec} et du coefficient de Carter k_c :

$$B_{fm} = \frac{4}{\pi} B_r \sin(p \frac{\beta_{aim}}{2}) \frac{e_{aim}}{e_{aim} + e_{mec} k_c} \quad (31)$$

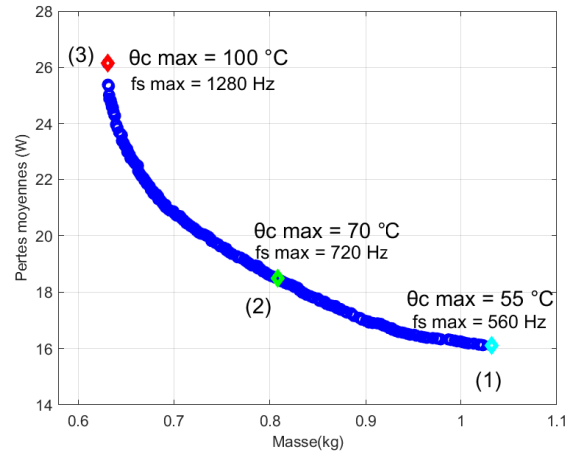


Fig. 6. Front de Pareto

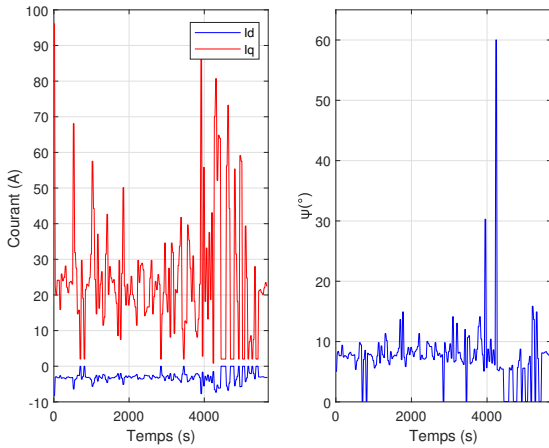
La figure 6 montre qu'il est possible de faire un choix entre une machine légère avec des pertes élevées et donc une température maximale de fonctionnement élevée (fréquence des courants grande), et une machine plus lourde avec moins de pertes et donc une température maximale de fonctionnement plus basse (fréquence des courants plus petite). L'autonomie du drone dépend de sa masse totale qui dépend de la masse du moteur, le choix de la température maximale de fonctionnement peut donc se faire à partir des équations aérodynamiques du drone et suivant un critère de gain de rendement sur masse. Il a été calculé pour notre application à 4%/kg.

Le tableau 3 résume les paramètres principaux des machines optimales. Leurs paramètres géométriques sont fortement influencés par la température maximale de fonctionnement. En effet, en augmentant cette dernière, l'algorithme augmente le nombre de paires de pôles afin de réduire les rayons extérieurs de la machine et donc les différentes sections. L'induction d'entrefer est baissée pour respecter les contraintes de saturation et la tension maximale par phase est plus élevée. D'après le critère ci dessus, notre choix s'est porté vers la machine numéro 2, elle sera donc utilisée dans ce qui suit.

Tableau 3. Les machines optimales

Paramètres	Machine 1	Machine 2	Machine 3
$\theta_{c\ max}$ (°C)	55	70	100
p	7	9	16
$R(mm)$	54.3	49.3	43.6
r_{se}	0.91	0.92	0.93
r_b	0.78	0.75	0.68
r_{si}	0.70	0.68	0.64
Masse(g)	1032	808	631
$B_{fm}(T)$	0.57	0.55	0.5
$B_r(T)$	0.76	0.74	0.67
$B_{csm}(T)$	0.99	0.87	0.72
$B_{crm}(T)$	1.49	1.47	1.26
$B_{dm}(T)$	1.25	1.2	1.07
$\langle p_c \rangle$ (W)	8.1	9.4	13.4
$\langle p_f \rangle$ (W)	8	9.2	12.9
$V_m(V)$	21	23.7	29
$V_{lim}(m/s)$	27.3	24.8	21.9

L'optimisation des variables de commande : l'angle d'auto pilotage Ψ (cf. figure 8) et les courants I_d et I_q ne s'avère pas très intéressante pour cette application. En effet, la figure 7 montre que le courant $I_{d\ opt}$ est très faible en comparaison avec le courant $I_{q\ opt}$, ce qui donne des angles ψ_{opt} proches du 0°. Une stratégie de commande à $I_d = 0$ ne changera donc pas fondamentalement le résultat d'optimisation et reste plus adapté pour cette application.

Fig. 7. Les courants dans les axes d et q et l'angle ψ

la figure 9 montre la variation de la température du moteur, calculé à l'aide de l'équation (22), au court de la mission avec une température extérieure supposée constante de 20 °C. La prise en compte de tous les points de fonctionnement permet de conserver l'information thermique tout au long du cycle et ainsi mettre une contrainte sur la température maximale instantanée et non pas moyenne. En effet, une autre approche serait d'utiliser une contrainte de température moyenne au long du cycle qui peut se calculer avec l'équation (22) en régime stationnaire :

$$\langle \theta_{c\ max} \rangle = \frac{\langle p_c \rangle + \langle p_f \rangle}{h S_{th}} \quad (32)$$

Cette approche aurait permis pour une même contrainte d'élévation de température, d'avoir une machine de masse inférieure,

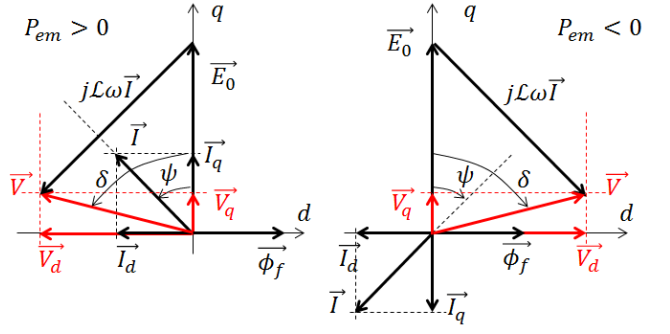


Fig. 8. Diagramme de Fresnel en fonctionnement moteur (à gauche) et générateur (à droite)

mais avec une température maximale instantanée qui dépasse cette contrainte.

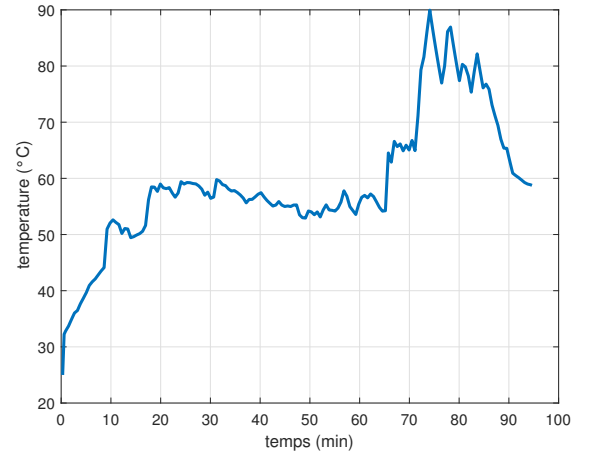


Fig. 9. Variation temporelle de la température du moteur durant le cycle

6. VALIDATION PAR ÉLÉMENTS FINIS

Dans cette partie, une simulation par éléments finis 2D a été faite. la figure 10 montre les lignes de champ et niveau d'induction dans la machine pour le point de fonctionnement qui correspond au couple maximal du cycle.

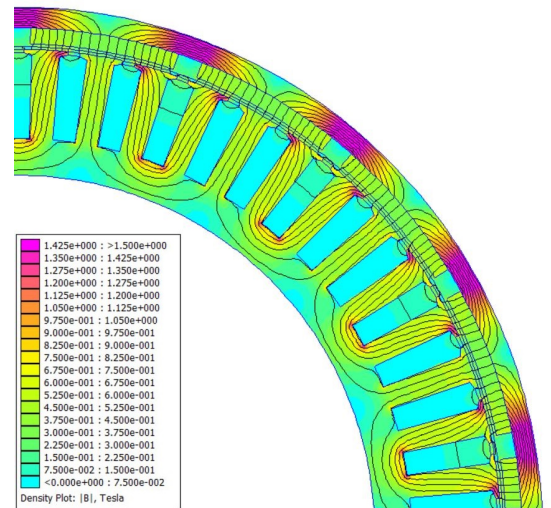


Fig. 10. Lignes de champ et niveau d'induction en régime moyen

Les pertes fer étant négligeables au rotor, on peut se permettre de saturer les tôles magnétiques avec des niveaux d'induction de plus 1.5 T localement sans s'éloigner du modèle analytique.

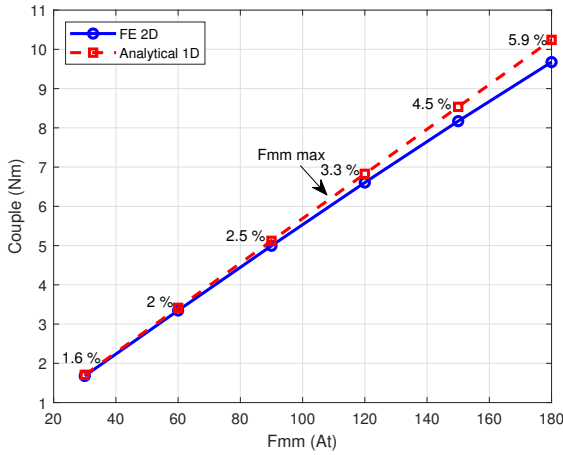


Fig. 11. Écart entre le couple électromagnétique obtenu par éléments finis 2D (régime saturé) et modèle analytique 1D

Le calcul du couple électromagnétique par éléments finis s'est fait en régime de saturation magnétique en fonction de la force magnétomotrice avec un point de calcul tout les 3° électrique. Une moyenne a ensuite été faite sur un pas polaire et les résultats ont été comparés avec le calcul du modèle analytique 1D. Au sens du premier harmonique, le couple électromagnétique peut s'exprimer en fonction des paramètres géométrique comme suit [7] :

$$C_{em} = \frac{12}{\sqrt{2}} r_{se} p l R B_{fm} F_{mm}(t) \cos \psi(t) \quad (33)$$

Les résultats sont montrés dans la figure 11, avec des écarts exprimés en pourcentage qui restent très satisfaisants. Ces derniers augmentent proportionnellement avec la force magnétomotrice en grande partie à cause de la saturation des dents.

7. CONCLUSIONS

Dans cet article, nous avons présenté une méthode de dimensionnement optimale de machine électrique à rotor externe basée sur l'intégralité de son cycle de fonctionnement, avec la prise en compte de contraintes thermiques, magnétiques et géométriques. Cette méthodologie comporte deux optimisations : une optimisation mathématique avec le développement des expressions des variables de commande qui minimisent les pertes, et une optimisation numérique des paramètres géométriques à partir d'un modèle 100% analytique. On adopte un pilotage à $I_d = 0$ lorsque le critère d'optimisation est la minimisation des masses. Le pilotage à $I_{d_{opt}}$ est intéressant dans une stratégie de maximisation de la puissance volumique.

La prise en compte de tous les points de fonctionnement permet d'estimer l'échauffement de la machine en fonction du temps, ce qui nous permet d'appliquer une contrainte d'élévation de température maximale instantanée et non moyenne qui amènerait à un sous dimensionnement de la machine. Le temps de calcul réduit et la précision du modèle analytique sont des avantages puissants de cette méthode. Ils permettent de l'appliquer à tout type de cycle et pour des machines synchrones à pôles lisses mais aussi à pôles saillants.

8. RÉFÉRENCES

[1] M. Bronz, « A Contribution to the Design of Long Endurance Mini Unmanned Aerial Vehicles »

[2] L. Chen, J. Wang, P. Lazari, C. Xiao, «Optimizations of a permanent magnet machine targeting different driving cycles for electric vehicles», International Electric Machines Drives Conference, 2013, p. 855 862

[3] E. Carraro, M. Morandin, N. Bianchi, «Optimization of a traction PMASR motor according to a given driving cycle», IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2014

[4] N. BERNARD "Dimensionnement des machines synchrones à aimants à fréquence optimale de conversion : vers une méthode déterministe de dimensionnement sur cycle" HDR, 2018

[5] N. Bernard, F. Martin, M. Zaïm, «Design Methodology of a Permanent Magnet Synchronous Machine for a Screwdriver Application», IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, volume 27, p. 624 633

[6] L. Dang, N. Bernard, N. Bracikowski, G. Berthiau, « Design Optimization with Flux Weakening of High-Speed PMSM for Electrical Vehicle Considering the Driving Cycle », IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, p. 9834 9843

[7] L. Dang, « Dimensionnement sur cycle d'une machine synchrone à aimants permanents à haute vitesse de rotation : Application à la propulsion des véhicules automobiles », thèse, 2017

[8] F. Martin, M. E. Zaïm, Z. Tounzi, N. Bernard, « Improved Analytical Determination of Eddy Current Losses in Surface Mounted Permanent Magnets of Synchronous Machine », IEEE Transactions on Magnetics, 2014, volume 50

[9] Z. Gmyrek, A. Boglietti, and A. Cavagnino, « Estimation of iron losses in induction motors : Calculation method, results, and analysis », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 1, pp. 161–171, Jan. 2010.

[10] J. Pyrhönen, T. Jokinen, V. Hrabovcova, «Design of Rotating Electrical Machines», Second Edition, John Wiley & Sons, Ltd

[11] Edwin P. Hartman and D. Biermann, «The aerodynamic characteristics of full-scale propellers having 2,3, and 4 blades of Clark Y and R. A. F. 6 airfoil sections», National Advisory Committee for Aeronautics, Report No. 640, 1938

[12] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal and T. Meyarivan, "A fast and elitist multiobjective genetic algorithm : NSGA-II," in IEEE Transactions on Evolutionary Computation, vol. 6, no. 2, pp. 182-197, April 2002