

Conception optimale d'une machine à aimants permanents pour des applications hautes fréquences

Lorenzo Piscini*

Institut d'Electronique et des
Systèmes (IES), Groupe Energie et
Matériaux (GEM), Université de
Montpellier, Montpellier, France
piscini@ies.univ-montp2.fr

Pr. Daniel Matt

Institut d'Electronique et des
Systèmes (IES), Groupe Energie
et Matériaux (GEM), Université
de Montpellier, Montpellier,
France
matt@univ-montp2.fr

Dr. Anthony Gimeno

Pôle Electronique et Electrique (E&E) -
Safran Tech, Paris Saclay, France
anthony.gimeno@safrangroup.com

RESUME - Cet article concerne la conception d'une machine à haut rendement et haute densité de puissance développée pour une application aéronautique à entraînement direct. La minimisation du volume des circuits magnétiques est obtenue en augmentant la fréquence électrique de fonctionnement ($> 1,6$ kHz). Les pertes globales, croissantes avec la fréquence, doivent être minimisées car les surfaces d'échange de chaleur sont limitées. Une modélisation thermique est alors nécessaire afin d'optimiser le convertisseur électromécanique. Le bobinage massif par quartiers, ici traité, présente plusieurs avantages tels que la réduction du volume et des pertes. Il est montré, en particulier, qu'un facteur de remplissage d'encoche plus élevé permet à la fois de minimiser les pertes CC, fer (dent plus courtes) mais aussi de maximiser l'extraction de la chaleur générée par effet Joule. Cela permet d'atteindre des performances en termes de puissance massique de l'ordre de 7-8 kW/kg et des rendements de l'ordre de 92%.

Mots-clés—*Haut rendement, haute fréquence, compacité, bobinage à barres massives, modélisation thermique, aéronautique, MSAP.*

1. INTRODUCTION (CONTEXTE ET OBJECTIFS)

On peut démontrer que la puissance électromagnétique massique développée par une machine radiale augmente avec la vitesse ou d'une façon plus générale avec la fréquence électrique. Pour un encombrement donné et un design de machine donné afin d'augmenter le couple massique d'une machine on accroît la charge linéique de courant et de ce fait la densité de courant dans l'encoche. Dans les deux cas on accroît les pertes électriques. Ces pertes se traduisent par une transformation d'énergie en chaleur qui entraîne un échauffement de la machine. La charge linéique de courant et donc la densité de courant pour une architecture donnée sont souvent limitées par la tenue en température des isolants protégeant les parties de la machine à différents potentiels électriques. L'objectif de ces travaux est d'apporter une contribution dans l'augmentation des performances aussi bien en termes de puissance spécifique que de rendement de la machine. Pour ce faire, des solutions doivent être apportées pour contrecarrer l'augmentation des pertes volumiques dans la machine et/ou de les extraire efficacement.

2. BOBINAGE A BARRE ET VERROUS TECHNOLOGIQUES

Une des solutions utilisées par le laboratoire de recherche IES groupe GEM, réside dans l'utilisation d'un bobinage à barres massives avec un seul conducteur par encoche, atteignant un taux de remplissage proche de 90% (sur encoche isolée) et d'autre part en une répartition par quartiers monophasés [1]-[3].

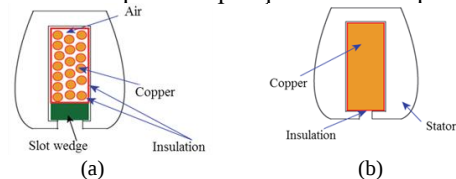


Fig. 1. Bobinage (a) filaire classique (b) barre massive [1].

Ceci se traduit donc pour une densité de courant donnée et un volume d'encoche donné, par une augmentation du courant dans les encoches et donc du couple [1]. Ou bien, à couple donné, par la réduction du volume des conducteurs. Dans les deux cas, l'augmentation du couple massique est substantielle. Dans ce dernier cas de figure, les pertes par courant continu (CC) générées par les conducteurs dans les encoches sont minimisées, tout comme celles générées au niveau des têtes de bobine, car le volume de ces dernières est extrêmement réduit. Cela est aussi vrai pour les pertes AC sous certaines conditions [1]-[2]-[3]. D'ailleurs, en raison d'une plus grande surface, proche de la virole, au niveau des chignons et d'un coefficient de remplissage élevé, les bobinages à barres massives sont beaucoup plus faciles à refroidir. Les têtes de bobines deviennent alors une sorte de caloduc permettant l'extraction de la chaleur. Par conséquent, les performances de la machine peuvent ainsi être améliorées en suivant des approches de conceptions non conventionnelles. Par ailleurs, la minimisation des isolants d'encoche permet de mieux dissiper la chaleur produite par effet Joule. Néanmoins, des précautions particulières doivent toutefois être prises dans le cas d'utilisation d'un bobinage à barres, afin de réduire les pertes supplémentaires dues au phénomène de peau, de refoulement du courant dans l'encoche et de proximité [1]-[2]-[3].

2.1. Modèles et pertes associées à la haute fréquence

Le bobinage par quartiers monophasés nécessitant un nombre d'encoches restreint permet, à égal nombre de pôles, l'utilisation de barres plus larges, réduisant ainsi les pertes additionnelles. Cet atout, ainsi que l'absence de chevauchements

au niveau des chignons, représentent des degrés de libertés supplémentaires permettant de minimiser les pertes Joules. En effet, si l'on définit effectivement les pertes Joule comme étant :

$$P_{AC} = P_{DC} + P_{Add} \quad (1)$$

Somme des pertes dues à une distribution de courant homogène, plus une contribution liée aux phénomènes en haute fréquence, en partie représentés en Fig. 2. Il en est de même pour ce qui concerne les chignons où les phénomènes de peau classiques et simple-face [4] aussi dénommés effets d'inductance ou de refoulement au sens général dans [1] sont totalement remplacés par des phénomènes de bords classiques.

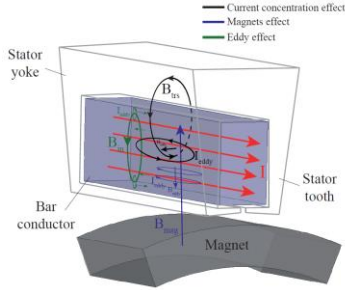


Fig. 2 : Représentation tridimensionnelle des champs et des courants dans une barre de bobinage logée dans une encoche d'un circuit magnétique [1].

Ces pertes, généralement évaluées par éléments finis, peuvent, sous certaines conditions, être approximées respectivement par les modèles de Dowell [5]-[6]-[7]-[8,9], pour ce qui concerne les conducteurs entourés par le circuit magnétique et [1]-[10] pour ceux qui constituent les chignons.

$$P_{AC} = k_{AC} P_{DC} \quad (2)$$

Où le facteur k_{AC} est un coefficient de perte multiplicateur tenant compte d'une section effective réduite par les phénomènes en haute fréquence cités. Deux relations issues des travaux de [1]-[11] nous permettent notamment de définir la hauteur de barre minimisant les pertes Joules Fig. 3, globales dans le cas de la relation [1] :

$$h_{bar,opt} = \frac{1.32}{2\pi \sqrt{\frac{\sigma_c f_e t_{bar}}{10^7 w_{sb}}}} \quad (3)$$

Et additionnelles si l'on utilise au contraire la relation [11] pour $z_s > 1$:

$$h_{bar,opt} = \sqrt[4]{\frac{1}{z_s(z_s - 1) + \frac{4}{15}}} \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{\sigma_c f_e t_{bar}}{10^7 w_{sb}}}} \quad (4)$$

Où σ_c , f_e , z_s , w_{sb} et t_{bar} représentent respectivement la conductivité, la fréquence électrique, le nombre de conducteurs reliés en série la largeur d'encoche et des barres.

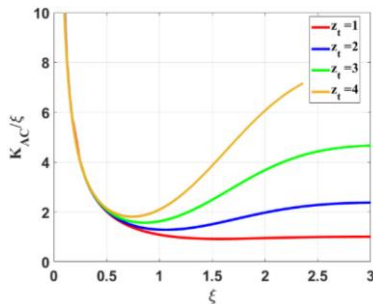


Fig. 3 : Hauteur critique minimisant les pertes AC en fonction du nombre de conducteurs connectés en série pour une fréquence d'alimentation de 1 kHz [3].

Alors les pertes totales associées au bobinage sont évaluées à partir de :

$$P_{AC,tot} = P_{AC,tb} + P_{AC,be} = (k_{AC,be} + k_{tb} k_{AC,tb}) P_{DC,be} \quad (5)$$

Où le facteur k_{tb} est un coefficient de pertes multiplicateur tenant compte du volume effectif des chignons.

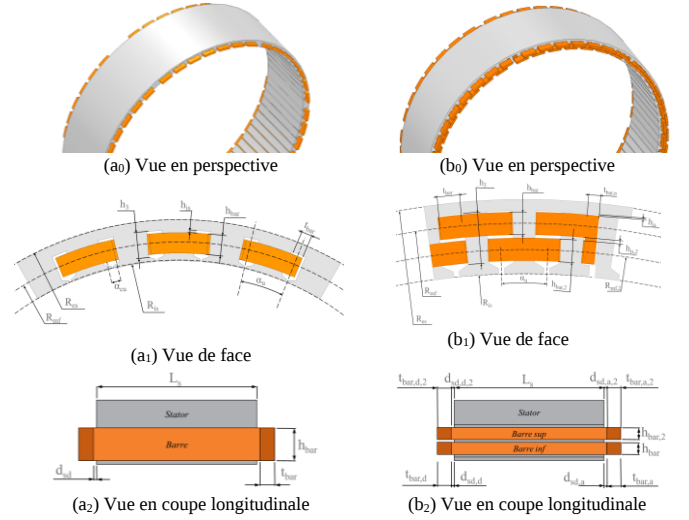


Fig. 4 : Géométries du stator à bobinage par quartiers (a) à un seul conducteur (b) à deux conducteurs [3].

Volumes qui, à la différence d'une configuration conventionnelle, peuvent être évalués de manière exacte, Fig. 4, sans approximations et qui sont bien souvent très réduits, car il n'y a aucun chevauchement, contribuant ainsi de manière négligeable aux pertes CC totales. Cela comme démontré par [12] reste valide en régime non purement sinusoïdal pour lequel :

$$P_{AC} = \sum_{i=1}^n R_i I_i^2 = P_{DC1} K_{AC,h} \quad (6)$$

Où le facteur $K_{AC,h}$ est un coefficient de pertes lié au contenu harmonique des courants d'alimentation. Un compromis semblerait être à trouver et une analyse plus approfondie tenant compte de l'électronique de puissance serait nécessaire. En effet, la minimisation des pertes Joule en régime sinusoïdal pur est en opposition à la maximisation des inductances [4] - [13] - [14], provoquant une augmentation des ondulations des courants d'alimentation, augmentant ainsi les pertes Joule additionnelles dues à ses harmoniques. Dans [3] il est ainsi démontré que l'impact sur les pertes Joule est négligeable tant que le rapport fréquentiel est élevé ($K_{AC,h} \approx 1.1 K_{AC,1}$), mais qu'il devient considérable dès lors que la fréquence de découpage est inférieure à $10f_m$ (f_m , fréquence de la modulante) pour $K_m \geq 1$ (rapport de surmodulation). Il est, néanmoins, à noter que l'accroissement du TDH des courants d'alimentation impacte aussi les pertes fer et les pertes par courants de Foucault au niveau des aimants. Les pertes fer volumiques évaluées via le modèle de Bertotti classique modifié par un facteur de pertes k_{add} additionnel, peuvent s'élever à 2.25 [adm], selon le procédé de fabrication et d'isolation choisi [1] :

$$p_{fer,an} = k_{add} \left[K_h f_e B_{fer}^2 + K_c (f_e B_{fer})^2 + K_e (f_e B_{fer})^{3/2} \right] \quad (7)$$

où les coefficients K_h , K_c et K_e représentent respectivement les coefficients liés aux phénomènes par hystérésis, par courants de Foucault et enfin par excès. Des matériaux à haute perméabilité et faible pertes volumiques tels que les alliages de FeCo sont

préférés, permettant notamment d'accroître ultérieurement la section des barres, minimisant les pertes Joule additionnelles. Une attention particulière doit aussi être portée au sujet des pertes par courants de Foucault au niveau des aimants. Ces derniers, de même que les pertes Joule, sont notamment liées aux phénomènes de proximité à l'ouverture d'encoche (effets de franges). Des encoches semi-fermées permettent de minimiser ces pertes, Fig. 5, l'ouverture d'encoche étant un degré de liberté supplémentaire offert par notre configuration.

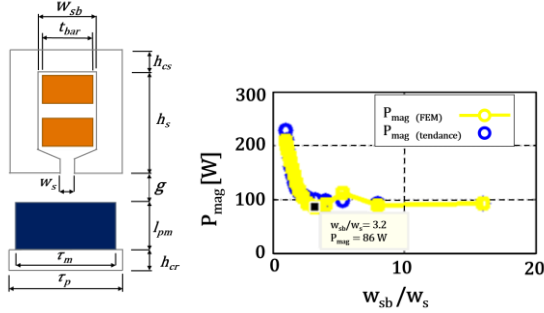


Fig. 5 : Évolution des pertes par CI dans les aimants en fonction de l'ouverture d'encoche w_s adimensionnée par rapport à la largeur d'encoche w_{sb} pour la configuration [3].

Les barres sont insérées dans le stator axialement, Fig. 4 (a_2 , b_2), et seulement après les connexions d'extrémités sont effectuées par soudure. Cet aspect est traité dans [3]. Compte tenu de la gamme de fréquence, la segmentation des aimants est intéressante à effectuer. Les aimants étant très étroits, elle n'est possible que dans la direction axiale, comme représenté en Fig. 6.

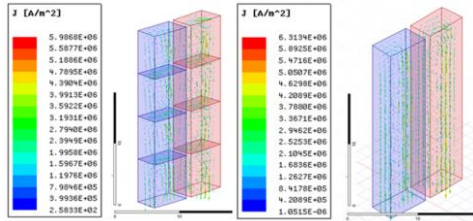


Fig. 6 : Densité des courants induits dans les aimants avec segmentation axiale et sans pour un cas simplifié (stator et rotor non représentés) [3].

Une étude approfondie menée dans [3] montre, de même que pour les pertes Joule additionnelles, que des nuances à haute résistivité (ρ_{aim} [Ωm]) tels que celles à base de NdFeBr sont à préférer par rapport à celles à base de SmCo. Les pertes volumiques sont évaluées selon la relation suivante [4]-[15] :

$$p_{aim_{tot}} = k_h k_f k_z \frac{(\pi f_e \tau_m)^2}{6 \rho_{aim}} (B_{m,r,1})^2 \quad (8)$$

Où k_h est un coefficient lié au contenu harmonique spatial du champ magnétique B_m [T] à la surface des aimants, k_f un facteur de forme tenant compte de la taille des segments et enfin k_z tenant compte des effets de bords comme traité par [16].

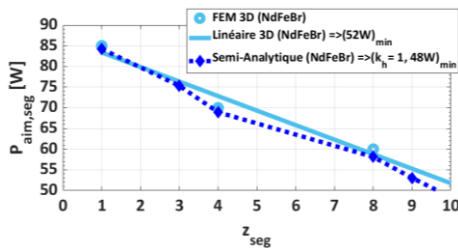


Fig. 7 : Pertes par CI dans les aimants évaluées FEM 3D Vs analytique (corrigé) en fonction du nombre de segments pour la configuration [3].

Ce modèle analytique vient compléter, ainsi, avec les relations ci-avant énoncées, l'outil de prédimensionnement électromagnétique.

2.2. Aspects thermiques

Afin d'accroître les performances d'une machine électrique quel que soit le mode de refroidissement, il est nécessaire de minimiser la résistance thermique entre le fluide de refroidissement et la source de chaleur. Tighe [17] nous montre qu'il est possible d'atteindre une réduction de cette résistance thermique de 36% à 78% en n'agissant que sur la résistance thermique de l'encoche. Des procédés d'infiltration sous vide, d'imprégnation par vernissage ou résine époxy sont généralement prévus de façon à augmenter la conductivité thermique, éliminant complètement, dans le cas idéal, l'air entre les brins.

Tableau 1. Propriétés des matériaux isolants (surmoulage) les plus répandus [3].

Matériau	λ [W/m/K]	ρ [Ω m]	k_A [kV/mm]	$T_{op,max}$ [°C]
Ceramacast 675N	100	e12	120	1200
Époxy (+ Al)	20-25	e16	113	-
Époxy (+ AlN)	1.22	e17	-	204

La conductivité équivalente dans la direction radiale, en ne considérant que le vernis isolant, peut alors être calculée par méthode analytique de la manière suivante [18] :

$$\lambda_{be,eq} = \lambda_{rés} \frac{(1 + k_{cu})\lambda_{cu} + (1 - k_{cu})\lambda_{rés}}{(1 - k_{cu})\lambda_{cu} + (1 + k_{cu})\lambda_{rés}} \quad (9)$$

Dans cette relation (1), les conductivités thermiques (respectivement du cuivre et du vernis) sont indiquées par le symbole λ . Dans [19] on montre l'impact d'une augmentation du facteur de remplissage, k_{cu} , sur la conductivité thermique radiale, évaluée par éléments finis, en fonction du matériau isolant utilisé (dont la conductivité thermique varie de 0.02 à 1 W/mK). L'impact du facteur de remplissage est plus important lorsque le matériau isolant utilisé est caractérisé par une mauvaise conductivité thermique. Par exemple si on considère du Kapton ($0.12 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-1}$), une augmentation du coefficient de remplissage de 50% engendre un accroissement de la conductivité thermique équivalente de l'encoche d'environ 100% comme aussi démontré dans [3].

Tableau 2. Propriétés des matériaux isolants (d'encoche) les plus répandus [3].

Matériau	λ [W/m/K]	ρ [Ω cm]	k_A [kV/mm]	ϵ_r @1[kHz]	$T_{op,max}$ [°C]
Kapton	0.12	e17	87-165	3.45	240
Nomex 410	0.135	e16	39-49	2.7	250
PEEK 450G	0.25	e16	23	3.1	
Vétronite	0.5	e13	10	4.5	180
903HP(Al_2O_3)	5.76	e10	9,75		1790

D'ailleurs, comme indiqué aux Tableau 1 et Tableau 2, les propriétés diélectriques se dégradent lorsque les propriétés thermiques s'améliorent. Le cas extrême est proposé par le Ceramcast 675-N (AlN- Nitrure d'aluminium) [20]-[21] d'une conductivité thermique de $100 [\text{W.K}^{-1}.\text{m}^{-1}]$ mais d'une résistivité électrique plus faible (le Tableau 1 résume ses propriétés). Le bobinage à barres étudié permet l'usage de barres de grandes sections montées aux extrémités de la machine afin de relier les conducteurs positionnés dans les encoches statoriques et générer le motif par quartier souhaité. Les têtes de bobines ainsi formées constituent, en vertu d'une plus faible résistivité électrique, une très faible source de chaleurs comparées aux configurations conventionnelles. Celles-ci peuvent être exploitées afin d'évacuer les pertes aux travers de la virole statorique. Ces deux approches permettent, à égale élévation de température, d'augmenter la puissance massique.

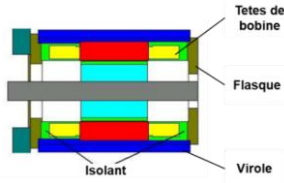


Fig. 8. Surmoulage permettant d'améliorer l'échange thermique via la virole [3].

Les têtes de bobine employées dans notre prototype final, développé dans [3], viendront donc en contact avec la virole et les flasques, avec une résine (en surmoulage), enveloppant la machine comme illustré en Fig. 8. Cela maximise l'évacuation des calories générées réduisant la température du bobinage ($T_{bob.tb}$) de manière conséquente, comme illustré ci-après :

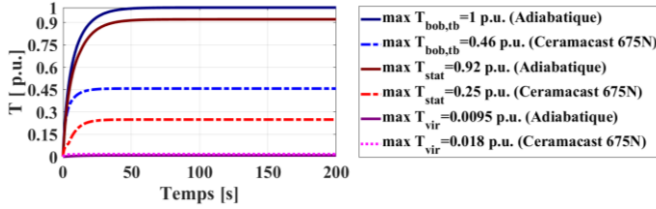


Fig. 9. Apport thermique pour un anneau à très haute conductivité (voir Tableau 1, $\lambda = 100 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$) et pour un anneau adiabatique [3].

Afin de mieux analyser ses atouts, nous développons par la suite une modélisation thermique nodale.

2.2.1. Modélisation thermique

Dans l'optique, d'intégrer notre modèle thermique dans un processus d'optimisation, puis de contrôle commande, une modélisation « légère » pertinente est représentée par une modélisation à paramètres concentrés (LPM) ou réseaux de résistances thermiques équivalentes (Fig. 10). Différents auteurs développent cette technique pour des machines électriques rotatives [22]-[23]-[24]-[25]-[26]. Cela nous permettra d'évaluer les solutions sous citées et développer un outil de dimensionnement pour machines à très haute densité de puissance. Nous ferons appel à ces modèles lors d'analyses paramétriques, telles que le choix des isolants, où l'optimisation du radiateur. A contrario, une modélisation plus fine par éléments finis 3D est effectuée sous Ansys Mechanical afin d'évaluer les performances des configurations proposées.

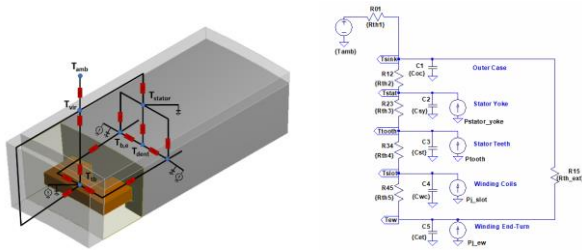


Fig. 10. Modèle aux éléments finis 3D thermique (Ansys Mechanical) et modèle nodale simplifié (LTSpice).

Le modèle représentant un flux thermique dans le plan et dans l'espace dans un deuxième temps, est validé en trois étapes : Modélisation 2D stator + conducteurs, modélisation 3D stator + conducteurs + chignons et enfin dans le cas d'une machine complète.

2.2.2. Validation modèles thermiques

La Fig. 10 illustre le modèle nodal réduit, et son équivalent en éléments finis 3D (FEM-3D). Ce dernier tenant compte des flux de chaleur par les chignons s'évacuant via la virole.

2.2.2.1 Validation modèles thermiques 2D-réduit

En négligeant la composante de transfert thermique 3D associée aux chignons, nous évaluons le modèle thermique nodal par rapport à son équivalent modèle 2D (FEM-2D) en fonction du facteur de forme de l'encoche :

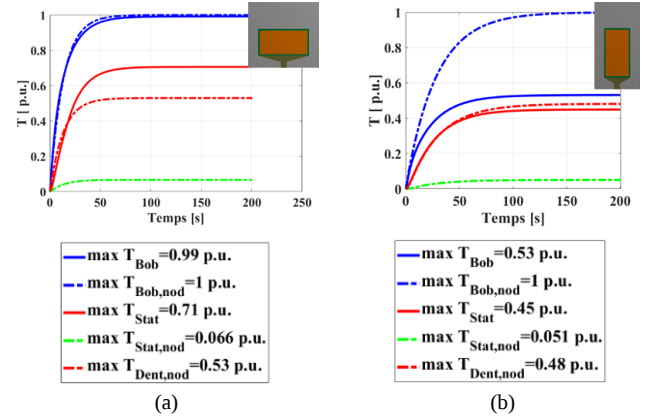


Fig. 11. Comparaison modèle nodale avec le modèle éléments finis pour un facteur de forme d'encoche $\alpha_{sb} (= w_{sb}/h_3) = 2$ (a) et pour un facteur $\alpha_{sb} (= w_{sb}/h_3) = 0.5$ (b) avec $d_{is} = 0.254 \text{ mm}$.

La Fig. 11 compare les résultats dérivant respectivement de la modélisation nodale par rapport à ceux issus de la modélisation par éléments finis pour un bobinage massif à un seul conducteur par encoche. Dans le cas de dent allongée $\alpha_{sb} = 0.5$ le gradient de température entre base et isthme est 5 fois plus important que dans le cas où α_{sb} est égale à 2. Cela explique l'erreur commise par le modèle nodal où on suppose que la température de la dent est égale à sa moyenne. Cela ne représente pas une contrainte, car dans notre cas nous opterons pour une encoche du type (a) avec $\alpha_{sb} \geq 2$.

2.2.2.2 Validation modèle thermique 3D-réduit

La Fig. 12 illustre la comparaison entre les modèles 3D représentés en Fig. 10.

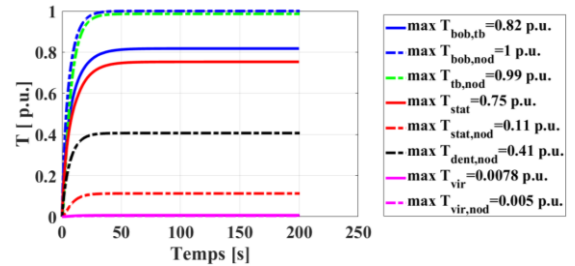


Fig. 12. Comparaison modèle nodale avec le modèle éléments finis pour un facteur de forme d'encoche $\alpha_{sb} (= w_{sb}/h_3) = 2$ avec $d_{is} = 0.254 \text{ mm}$.

En analysant ces courbes, nous constatons que le modèle analytique et la modélisation aux éléments finis sous-estiment les températures du noyau magnétique, en revanche, les températures des bobinages sont mieux estimées (erreur relative du -6.2%). L'erreur commise sur les températures du noyau n'est pas contraignante car la température du point chaud se situe dans les bobinages.

2.2.2.2.1 MODELE THERMIQUE 3D-REDUIT PARAMETRIQUE

Nous pouvons exploiter ce modèle nodal et mener l'étude paramétrique suivante nous permettant d'analyser l'effet de la variation des conductivités des isolants d'encoche et d'encapsulation. On trace ci-dessous les courbes de niveau de la température de l'encoche en fonction de ces deux paramètres :

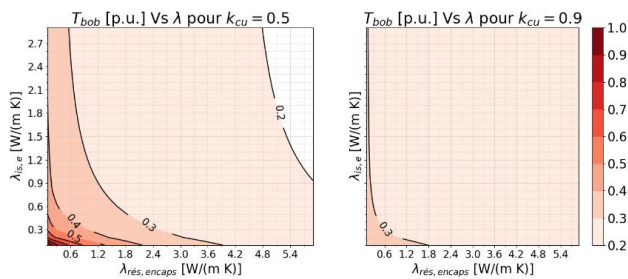


Fig. 13. Etude paramétrique de sensibilité du transfert thermique au niveau des encoches d'une configuration à barre.

On peut remarquer que l'augmentation du coefficient de remplissage (de 50% à 90%) a pour effet de réduire l'impact de la résistance thermique de l'encapsulation sur l'écoulement du flux de chaleur évacué via les chignons. Cela est essentiellement vrai lorsque la distance entre têtes de bobine et la virole ($t_{is, tb}$) est minimisée [3]. Le choix de la résine d'encapsulation, et des isolants électriques est alors effectué afin d'optimiser l'isolation électrique en dépit des leurs faibles propriétés thermiques.

2.2.2.3 Modèles thermiques 3D complets

Nous présentons par la suite le modèle thermique globale :

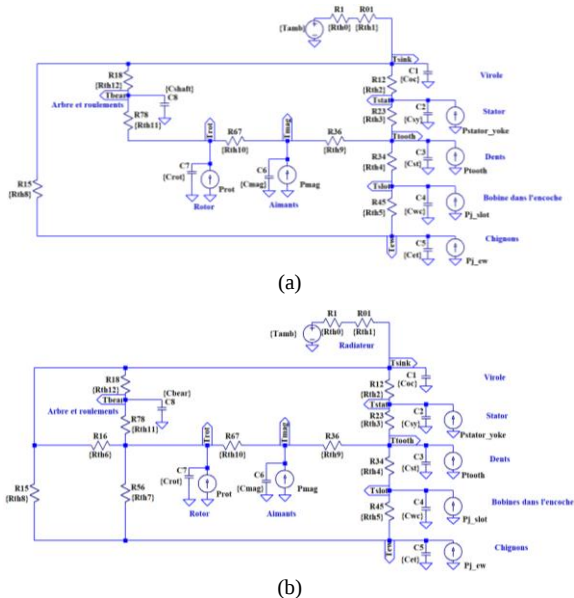


Fig. 14. Schéma thermique dans l'environnement de simulation LTSpice (a) pas de surmoulage et (b) avec surmoulage [3].

Ces modèles, largement décrits dans [3], respectivement en cas d'encapsulation (a) et non (b), sont partiellement validés ci-après et exploités dans le dimensionnement d'un nouveau prototype développé dans [3] dont l'étude est résumée dans cet article.

3. VALIDATION SUR BANC D'ESSAIS

Il est indispensable, en effet, de vérifier la validité de ces modèles sur banc d'essais.

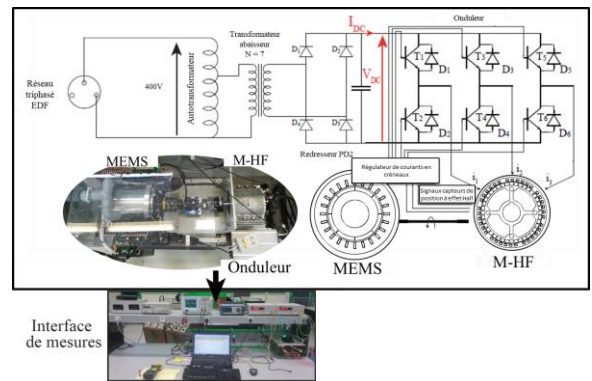


Fig. 15. Schéma du banc de mesure exploité pour le test.

Les mesures de température sont effectuées à l'aide de thermistances (sondes de température – CTP KTY81) installées sur les têtes de bobine et sur la virole enveloppant le moteur électrique. Comme le refroidissement n'est pas représentatif de l'application visée (convection naturelle d'une virole privée d'ailette $h_{\text{conv}} = 6 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$, [3]) par précaution, le test en charge est effectué à puissance réduite 2.1kW @ 2000tr/mn. Le Tableau 3 résume les données.

Tableau 3. Données issues des mesures effectuées en charge.

N_m [tr/mn]	f_e [Hz]	C_m [Nm]	I_{dc} [A]	U_{dc} [V]	P_{dc} [kW]	P_m [kW]	η [%]	Pertes [W]
2000	667	10	57.5	41	2.36	2.1	89	263

Nous résumons ci-dessous le cahier des charges fixé dans [1] pour ce qui concerne le prototype illustré en Fig. 15 :

Tableau 4. Cahier des charges [1].

Puissance nominale	26	kW
Vitesse de rotation	5000	tr/mn
Rendement	> 92	%
Densité de puissance	> 4	kW/kg

La Fig. 16 illustre l'évolution des températures de la virole et des têtes des bobines. La constante de temps thermique étant très grande, le régime permanent thermique n'est pas atteint. Effectivement, lors de l'évolution temporelle, les pertes évoluent avec la température. Ce qui augmente la constante de temps apparente. Cela nécessiterait des itérations entre modèle électromagnétique et modèle thermique pour chaque instant considéré. On compare, alors, un nombre limité de résultats obtenus lors de l'expérimentation à ceux donnés par le modèle analytique et les simulations par éléments finis 3D.

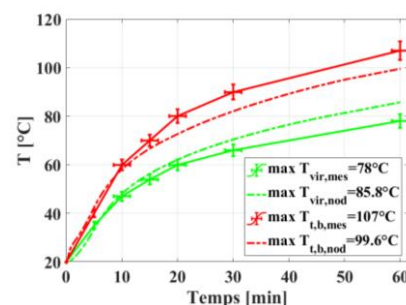


Fig. 16. Évolution de la température au point de fonctionnement indiqué au Tableau 3.

On peut formuler l'hypothèse que la principale source d'erreur réside dans l'estimation des coefficients thermiques. Par exemple, les résistances de contact ainsi que le coefficient d'échange convectif à la surface de la virole sont très difficiles à estimer. Effectivement, les coefficients d'échange par convection sont calculés à partir de formules empiriques [3] avec les inévitables incertitudes qui résultent de corrélations souvent approximatives. Malgré cela, c'est cet outil qui va être exploité lors du dimensionnement qui suit.

4. SPECIFICATIONS

Nous résumons ci-dessous le cahier des charges défini par Safran pour ce qui concerne le prototype illustré en Fig. 15 :

Tableau 5. Cahier des charges nouveau prototype [1].

Puissance nominale	42	kW
Vitesse de rotation	2500	tr/mn
Rendement	> 92	%
Diamètre externe	< 240	mm
Longueur maximale (chignon à chignon)	< 75	mm
Refroidissement : air forcé ou naturel (boîtier étanche)	200	l/s

Ce cahier de charge nous impose d'atteindre des pressions magnétiques tangentielles de l'ordre de 35 kN.m⁻² tout en minimisant l'inertie rotorique et les masses en jeu.

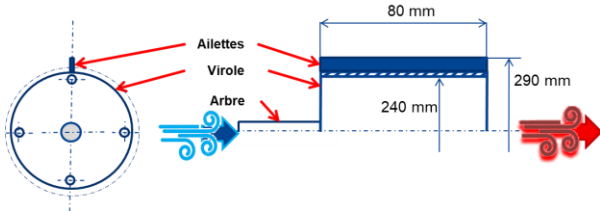


Fig. 17. Dimensions virole.

Il s'agit d'un vrai challenge, pour une machine refroidie à air, d'autant que le carter doit être totalement fermé.

5. RESULTATS

Afin de réduire au maximum l'inertie rotorique, pour respecter le cahier de charge, et améliorer la puissance massique du moteur, nous avons testé l'utilisation d'un rotor amagnétique, en aluminium, cela semblerait être envisageable au vu des courts chemins des flux rotoriques qui caractériseront ce prototype ($\gamma = \tau_p / l_{pm} \approx 2$). L'étude montre que même si avec un rotor en aluminium nous ne perdons qu'environ 18 % sur le couple (de 160 Nm à 130 Nm), nous gagnons en contrepartie nettement sur la masse du rotor (passant d'une inertie de 0.047 kg m² à 0.027 kg m²), ce qui semblerait se traduire par une augmentation de la densité de puissance massique d'environ 16 % (de 7.5 kW/kg à 8.7 kW/kg à 20°C). Le tableau suivant résume l'étude comparative :

Tableau 6. Comparatif des performances du moteur avec un rotor en FeCo et en aluminium au point de fonctionnement nominale 42kW@2500 t/mn à 20°C (aimants non segmentés) [3].

Matériaux				
Bobines	Cuivre			
Rotor	Vacoflux50	Al	Al	
Aimants	N45UH	N45UH	SmCo32L	
Caractéristiques électriques				
$I_{ph,rms}$	185	225	288	A
$K_e (20^\circ C)$	0.483	0.409	0.34	V/(rad/s)
FP	0.731	0.737	0.752	adm
Pertes				
$P_{Joules,t}$	1355	2071	3081	W
P_{aim}	71.4	73.7	365	W
P_{stat}	540.5	461.5	516	W
P_{rot}	30	95.5	143.4	
P_{tot}	1.99	2.46	4.12	kW
Caractéristiques globales				
η	95.5	94.1	91	%
P_{dm}	7.5	8.7	8.6	kW/kg
I_{rot}	0.046	0.025	0.027	kg.m ²
	(I)	(II)	(III)	

En exploitant les modèles précédemment développés, notamment pour ce qui concerne la minimisation des pertes au

rotor Fig. 7 et pour l'évaluation des températures de fonctionnement, nous obtenons les résultats suivants :

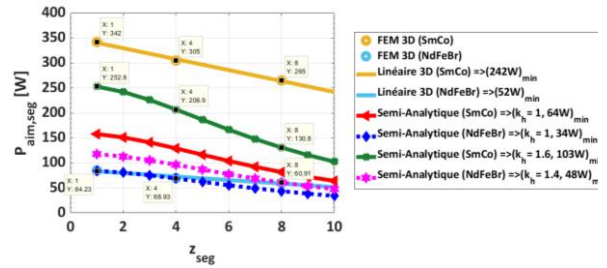


Fig. 18. Pertes par CI dans les aimants évaluées FEM 3D Vs analytique en fonction du nombre de segments pour les configurations (II) et (III) [3].

Nous résumons les températures atteintes via le modèle FEM 3D complet obtenu sous Ansys Mechanical ci-dessous :

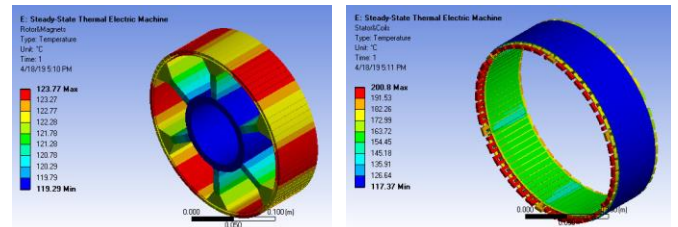


Fig. 19. Résultats modèle thermique aux éléments finis configuration (III) au point nominale.

Ainsi que pour les configurations restantes :

Tableau 7. Températures atteintes avec segmentation axiale des aimants et du rotor à régime permanent pour $h_{sink} = 200 \text{ W} / (\text{K m}^2)$ [3].

Aimants	N45UH	N45UH	SmCo32L	
Rotor	Vacoflux50	Aluminium		
T_{aimant}	76	88	124	°C
$T_{bob,ib}$	100	122	201	°C
T_{rotor}	76	88	124	°C
T_{stator}	98	120	167	°C
	(I)	(II)	(III)	

Une fois la convergence thermomagnétique atteinte (erreur < 2% sur le couple nominale), on observe une chute considérable du couple de plus de 21% (143 Nm au lieu que 160 Nm) et faisant passer le rendement (déjà inférieur à celui requis par le cahier de charge Tableau 5) de à 91% à 87.8% comme résumé ci-après :

Tableau 8. Comparaison des prestations à convergence atteinte pour les températures au Tableau 7 pour $h_{sink} = 200 \text{ W} / (\text{K m}^2)$ [3].

Aimants	N45UH	N45UH	SmCo32L	
Rotor	Vacoflux50	Aluminium		
Courant	185	225	288	A
Pertes	2.2	2.75	4.56	kW
Rendement	94	91.8	87.8	%
Couple	133	128	143	Nm
	(I)	(II)	(III)	

La configuration (I) au contraire offre une certaine marge utile sur le rendement, en température Tableau 7 et en rendement Tableau 8, afin d'atteindre le couple nominale (de 160 Nm) :

Tableau 9. Prestations et températures au point nominale à régime permanent pour $h_{sink} = 200 \text{ W} / (\text{K m}^2)$ pour la configuration (I) [3].

Performances			Températures	
$I_{ph,rms}$	253	A	T_{aimant}	108 °C
K_e	0.35	V/(rad/s)	$T_{bobinage}$	152 °C
P_{tot}	4.2	kW	T_{rotor}	112 °C
η	90 < 92	%	T_{stator}	148 °C
C_{em}	160	Nm		

Malgré cela le rendement est très affecté et le risque de démagnétisation est toujours présent comme illustré ci-après :

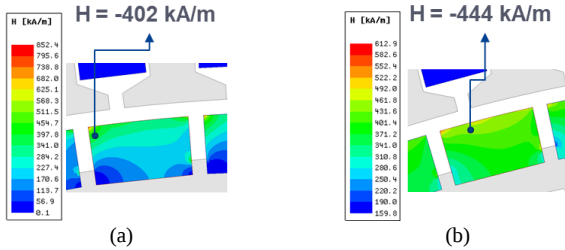


Fig. 20. Analyse du risque de démagnétisation pour la configuration retenue (I) pour (a) $I_{ph} = 185 A_{rms}$ et $T_{aim} = 76^\circ C$ et (b) $I_{ph} = 253 A_{rms}$ et $T_{aim} = 108^\circ C$ [3].

Pour $I_{ph} = 185 A$, la valeur minimale atteinte est de $-402 kA.m^{-1}$ à $76^\circ C$, le risque est réduit car la limite de démagnétisation est repoussée au-delà de $-955 kA.m^{-1}$. Compte donné de l'écart entre les performances requises par le cahier de charge et celles atteintes par notre solution il est nécessaire identifier des voies d'amélioration afin de réduire les pertes générées. Dans [3] cela est atteint par l'optimisation du radiateur maximisant l'évacuation des calories via la virole, pour une puissance de pompage P_{vent} [W] limitée.

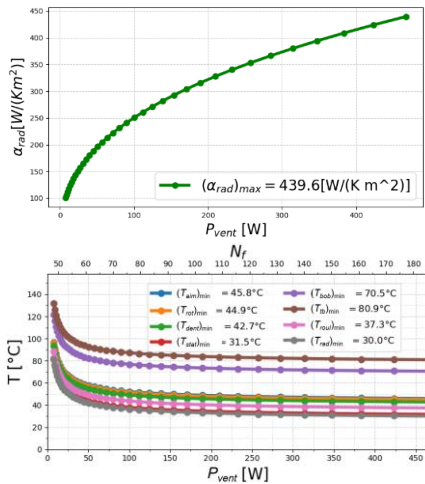


Fig. 21. Etude paramétrique au varier du nombre d'ailette N_f pour une hauteur d'ailettes H_f de 16.5 mm ($D_{f,OD} = 275$ mm, diamètre extreme ailettes) pour la configuration (I) [3].

Cela permet d'atteindre des coefficients d'échange (α_{rad}) à la surface de $308 W.m^{-2}K^{-1}$. Permettant de profiter d'une baisse considérable des températures atteintes.

6. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Dans cet article nous avons traité l'étude et la modélisation des transferts de chaleur dans les composants magnétiques. Un modèle thermique constitué de réseaux de résistances thermiques équivalentes a ensuite été élaboré pour évaluer les performances d'une machine dotée d'un bobinage massif innovant pour le domaine de la haute fréquence [1]-[3]. Afin de valider ce modèle, une étude expérimentale a été mise en place pour une machine précédemment développée par [1]. Par retour d'expérience, exploitant les modèles résumés dans cet article nous avons pu aboutir à un deuxième prototype, très performant $7.5 kW.kg^{-1}$ d'un rendement de 92% (à 1833 Hz), répondant aux spécifications pour la propulsion aéronautique. L'objectif préfixé par la suite est de valider les performances annoncées via des essais sur banc.

7. REFERENCES

- [1] N. Boubaker, "Study of atypical losses in high performance permanent-magnet synchronous machines for aircraft applications", (Unpublished doctoral dissertation), presented on July 21, 2016 in Montpellier Institut d'Électronique et des Systèmes—UMR 6214 UM-CNRS France.
- [2] L. Piscini, D. Matt, A. Gimeno, N. Boubaker, "Contribution on AC bar windings losses reduction for a high frequency and high performance machine for aeronautical applications." 29-31 Aout 2019, Nancy, France, "ISEF International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering".
- [3] L. Piscini "Étude d'une machine haute fréquence et hautes performances pour une application aéronautique", Dissertation de thèse prévue pour septembre 2020 à Montpellier, (Institut d'Électronique et des Systèmes—UMR 6214 UM-CNRS) France
- [4] Design of Rotating Electrical Machines, 2nd Edition Juha Pyrhonen, Tapani Jokinen.
- [5] P.L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings", Proceedings of the IEE, vol. 113, no. 8, pp. 1387–1394, Aug. 1966.
- [6] M.P. Perry, "Multiple layer series connected winding design for minimum losses", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-98, pp. 116–123, Jan./Feb. 1979.
- [7] J. H. Spreen, "Electrical terminal representation of conductor loss in transformers", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, no. 4, pp. 424–9, 1990.
- [8] Xi Nan and C. R. Sullivan, "An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors," IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03., Acapulco, Mexico, 2003, pp. 853–860 vol.2.
- [9] X. Nan and C.R. Sullivan, "Simplified high-accuracy calculation of eddy-current loss in round-wire windings," in Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, 2004, pp. 873–879 Vol. 2.
- [10] A. LEVASSEUR : Nouvelles formules, valables à toutes les fréquences, pour le calcul rapide de l'effet Kelvin. Journal de Physique et le Radium, Janvier 1930.
- [11] Zahir Belkaid. Modèles et outils pour la conception de composants magnétiques HF dédiés à l'électronique de puissance. Electronique. Université Montpellier, 2016. Français. (NNT : 2016MONT016). (tel-01724711)
- [12] P.S.Venkatraman, "Winding eddy current losses in switch mode power transformers due to rectangular wave currents", Proceedings of Powercon 11, Power Concepts Inc., pp. 1–11, 1984.
- [13] Richter, R. (1967) Electrical Machines: General Calculation Elements. DC Machines (Elektrische Maschinen : Allgemeine Berechnungselemente. Die Gleichstrommaschinen), Vol. I, 3rd edn, Birkhaeuser Verlag, Basle and Stuttgart.
- [14] Vogt, K. (1996) Design of Electrical Machines (Berechnung elektrischer Maschinen), Wiley-VCH Verlag GmbH, Weinheim.
- [15] Adel Azzedine Bettayeb. Pertes à haute fréquence dans les rotors des machines synchrones à aimants alimentées par onduleur de tension. Autre. Supélec, 2010. Français.
- [16] J. F. Gieras, A. C. Koenig and L. D. Vanek, "Calculation of eddy current losses in conductive sleeves of synchronous machines," 2008 18th International Conference on Electrical Machines, Vilamoura, 2008, pp. 1–4.
- [17] C. Tighe, C. Gerada and S. Pickering, "Assessment of cooling methods for increased power density in electrical machines," 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Lausanne, 2016, pp. 2626–2632. doi: 10.1109/ICELMACH.2016.7732892
- [18] Z. Hashin and S. Shtrikman, "A variational approach to the theory of the effective magnetic permeability of multiphase materials," J. Appl. Phys., vol. 33, no. 10, p. 3125, 1962.
- [19] Siesing, L & Reinap, A & Andersson, Mats. (2014). Thermal properties on high fill factor electrical windings - Infiltrated vs non infiltrated. Proceedings - 2014 International Conference on Electrical Machines, ICEM 2014. 10.1109/ICELMACH.2014.6960492.
- [20] M. Polikarpova, P. M. Lindh, J. A. Tapia, and J. J. Pyrhonen, "Application of potting material for a 100 kW radial flux PMSM," in 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2014, pp. 2146–2151
- [21] Polikarpova, Mariia & Lindh, Pia & Gerada, Chris & Rilla, Marko & Naumanen, Ville & Pyrhönen, J.. (2015). Thermal effects of stator potting in an axial-flux permanent magnet synchronous generator. Applied Thermal Engineering. 75. 421–429. 10.1016/j.applthermaleng.2014.09.044.

- [22] P. H. Mellor, D. Roberts and D. R. Turner, "Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design," in IEE Proceedings B - Electric Power Applications, vol. 138, no. 5, pp. 205-218, Sept. 1991.doi: 10.1049/ip-b.1991.0025.
- [23] Kylander, Gunnar. (1995). Thermal modelling of small cage induction motors.
- [24] Joachim Lindström, "Development of an Experimental Permanent-Magnet Motor Drive", Technical Report No. 312L Department of Electric Power Engineering, Goteborg, Sweden 1999.
- [25] Soderberg, C.R., «Steady flow of heat in large turbine-generators". Transactions of the AIEE 50 (1931), p. 782-802.
- [26] Mohand Laïd Idoughi, « Extraction de modèles thermiques simplifiés des machines à partir d'un calcul du champ de températures » Thèse de doctorat de l'université Paris-Sud, 09 Septembre 2011.