

Modèle magnéto-thermique pour la conception optimale d'une génératrice haute fréquence

Parfait SANNI, Smail MEZANI, Thierry LUBIN et Ehsan JAMSHIDPOUR

GREEN, Université de Lorraine, 54500, Vandœuvre-lès-Nancy, France, sanny.sanni@univ-lorraine.fr

RESUME - Ce travail porte sur l'optimisation d'une machine électrique à haute vitesse, destinée à la production d'énergie électrique dans un contexte aéronautique (2,25MW/15000tr/mn). L'approche proposée repose sur une modélisation analytique de la machine pour les aspects électromagnétiques et thermiques. Un mode de refroidissement direct du bobinage statorique par circulation d'huile au niveau des encoches et des têtes de bobine est étudié. L'objectif est de minimiser la masse des parties actives en respectant un certain nombre de contraintes. Dans un objectif de tolérance au défaut, une étude est menée sur l'impact du nombre de phases et la distribution du bobinage sur les performances obtenues. Dans ce cadre, une attention particulière est portée à la tolérance au courant de court-circuit.

Mots-clés —Modélisation analytique, thermique, optimisation, densité de puissance, tolérance au défaut.

1. INTRODUCTION

Les exigences industrielles nécessitent une amélioration constante de la fiabilité et des performances des machines électriques. Cela est particulièrement pertinent pour les systèmes embarqués dans des environnements critiques, tels que l'aéronautique, où la réduction de la masse, l'optimisation du rendement, et la tolérance aux défauts des machines électriques et de leur système d'alimentation constituent des critères essentiels.

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) à pôles lisses se présentent comme des candidates prometteuses dans ce contexte [1], [2]. Cependant, le dimensionnement de ce type de structure reste complexe car il implique de considérer divers paramètres comme le système de refroidissement et les exigences de tolérance aux défauts pour atteindre une configuration optimale. Cette procédure d'optimisation nécessite de disposer de modèles suffisamment représentatifs des phénomènes physiques (électromagnétique et thermique) tout en présentant des temps de calcul acceptables.

Cet article propose le dimensionnement optimal d'une MSAP intégrant un système de refroidissement direct des bobines par circulation d'huile. Un modèle thermique nodal est proposé. Les principales contraintes incluent le rendement, le facteur de puissance, la vitesse périphérique du rotor et la température maximale admissible du bobinage. L'objectif du dimensionnement est de concevoir une machine optimisée pour une masse minimale présentant de bonnes performances énergétiques, un facteur de puissance acceptable en vue de son alimentation, et une tolérance intrinsèque aux courts-circuits. L'étude met en évidence les compromis à faire entre densité de puissance, facteur de puissance et courant de court-circuit.

2. MODELES ANALYTIQUES POUR LE DIMENSIONNEMENT

2.1. Modèle électromagnétique

Le modèle électromagnétique repose sur l'expression classique du couple électromagnétique :

$$C_{em} = 2 \cdot k_b \cdot B \cdot H \cdot \pi \cdot R_a^2 \cdot L_u \quad (1)$$

où k_b est le coefficient de bobinage pour le fondamental, B la valeur efficace de l'induction radiale d'entrefer créé par les aimants, H le champ tangentiel d'entrefer créé par les courants statoriques, R_a le rayon d'alésage, et L_u la longueur utile de la machine. L'expression de H est la suivante :

$$H = \frac{N_e \cdot n_c \cdot N_{sb} \cdot I}{2\pi R_a} \quad (2)$$

où N_e est le nombre d'encoches statoriques, n_c est le nombre de couche et N_{sb} le nombre de spires par bobine élémentaire. Comme le montre la Figure 1, une aimantation Halbach est considérée afin d'avoir une induction d'entrefer sinusoïdale (aux effets de denture près) tout en minimisant la masse de la culasse rotorique. En négligeant les effets de denture et la saturation du fer, l'expression de l'induction radiale d'entrefer (avec culasse non magnétique) est [3] :

$$B = \sqrt{2} B_r \frac{p}{p+1} \frac{1 - \left(\frac{R-H_a}{R}\right)^{p+1}}{1 - \left(\frac{R-H_a}{R_a}\right)^{2p}} \left(\frac{R}{R_a}\right)^{p+1} \quad (3)$$

où B_r est l'induction rémanente des aimants (SmCo), p le nombre de paires de pôles, R le rayon externe du rotor, H_a l'épaisseur des aimants.

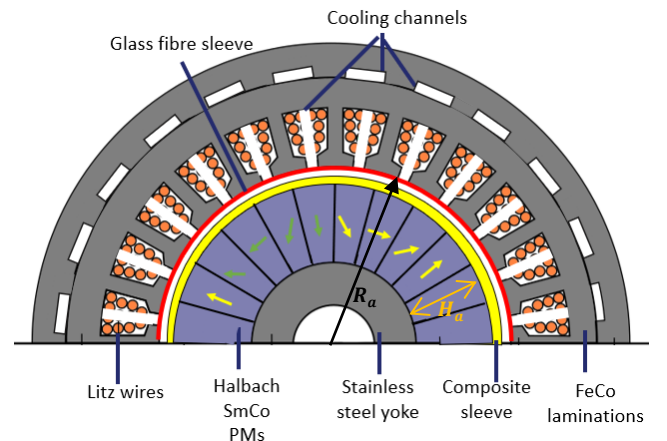


Figure 1 : Structure de la MSAP avec les canaux de refroidissement au niveau des bobinages et de la culasse statorique.

2.2. Modèle thermique nodal

Le modèle thermique repose sur la géométrie de la machine représentée sur la Figure 1 où apparaissent les canaux de refroidissement. Des informations supplémentaires concernant les propriétés thermiques du fluide de refroidissement, telles que sa densité, sa viscosité, sa conductivité thermique, ainsi que la température d'entrée et les débits sont pris en compte. Sur la base de ces données d'entrée et des pertes thermiques de la machine obtenues à partir du calcul électromagnétique (pertes Joule et pertes dans le fer), le modèle thermique permet d'estimer les températures aux endroits critiques. La méthode de refroidissement influence de manière significative la densité de puissance [1], [4], et dans le cadre de cette étude, un refroidissement direct à l'huile à haut débit est envisagé pour maximiser la densité de puissance massique [1]-[2]. L'huile est injectée au niveau des têtes de bobines puis circule dans des canaux rectangulaires se trouvant au milieu des encoches et sur la surface externe du stator, Figure 1. La fibre de verre située au niveau du rayon d'alésage sert à empêcher l'huile de se propager vers le rotor. Elle joue également un rôle d'isolant thermique entre le stator et le rotor.

Un réseau nodal à 7 nœuds est établi pour l'étude thermique. Seul le stator est considéré puisque le flux de chaleur du stator vers le rotor est négligeable. Comme le montre la Figure 2, la machine est découpée en 4 blocs conductifs : culasse, dent, encoche et têtes de bobines. Les symétries permettent de ne considérer qu'un demi pas dentaire sur la moitié de la longueur de la machine. Le calcul des résistances thermiques se fait en coordonnées cartésiennes (effets de courbure négligés). Les dimensions géométriques principales ainsi que les coefficients d'échanges convectifs avec l'huile de refroidissement sont indiqués sur la figure 2. Le refroidissement sera modélisé par une simple résistance de convection des surfaces en contact avec l'huile (encoche, culasse et tête de bobine). Les coefficients d'échange par convection h_e , h_{ext} et h_{tb} sont calculés en utilisant des relations bien établies[1].

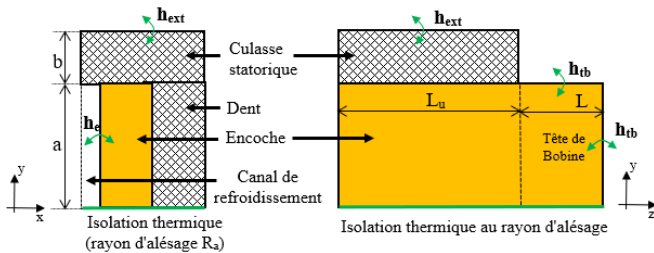


Figure 2 : Représentation d'un demi-pas dentaire en vue de la modélisation thermique

Chaque bloc est modélisé par un circuit thermique équivalent (1D, 2D ou 3D) issu du modèle unidirectionnel de base représenté sur la Figure 3.

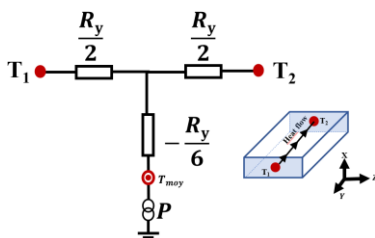


Figure 3 : Modèle thermique unidirectionnel suivant la direction y

Les pertes, notées P , obtenues à partir du calcul électromagnétique sont introduites au niveau du nœud de température moyenne.

2.2.1. Modèles thermiques de chaque bloc

La Figure 4 représente le modèle thermique équivalent pour une dent (a) et pour la culasse (b). Dans ces schémas, θ_d et θ_c représentent respectivement la température moyenne d'une dent et la température moyenne de la culasse. Les termes P_d et P_c représentent les pertes dans le fer pour chaque élément issu du modèle électromagnétique (voir expressions dans la suite). Les expressions des résistances thermiques pour la culasse exprimée au rayon moyen sont les suivantes où K_{yc} représente la conductivité thermique de la culasse :

$$R_{yc} = \frac{Y_c}{K_{yc} \cdot X_c \cdot Z_c} = \frac{2 \cdot b \cdot N_e}{K_{yc} \cdot \pi \left(R_a + a + \frac{b}{2} \right) \cdot L_u} \quad (4)$$

$$R_{ext} = \frac{1}{h_{ext} \cdot X_c \cdot Z_c} = \frac{2 \cdot N_e}{h_{ext} \cdot \pi \left(R_a + a + \frac{b}{2} \right) \cdot L_u} \quad (5)$$

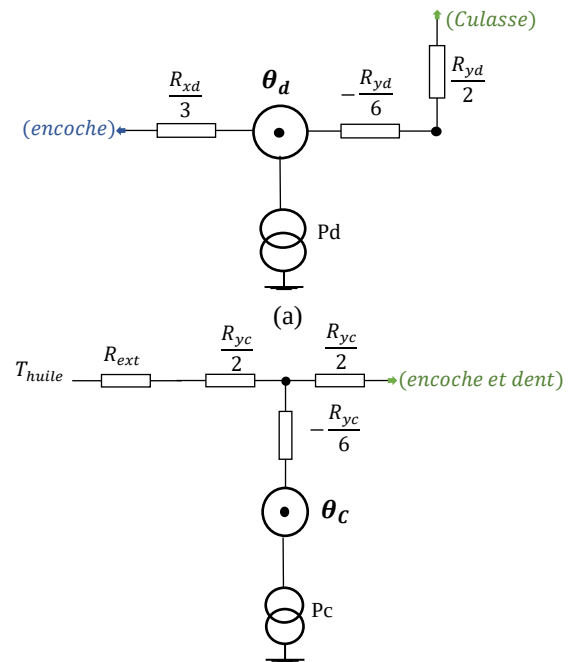


Figure 4 : Modèle thermique pour : (a) une dent (transferts thermiques suivant X et Y) ; (b) la culasse (transfert purement radial suivant Y)

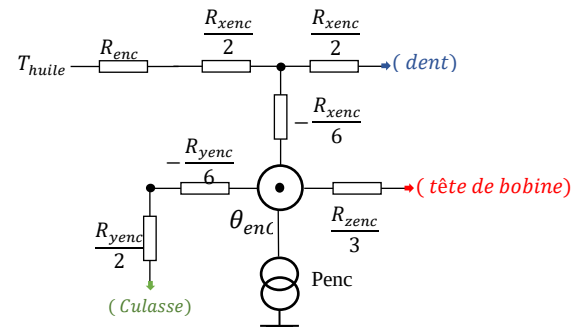


Figure 5 : Modèle thermique d'une encoche avec bobinage (transferts thermiques suivant X, Y et Z)

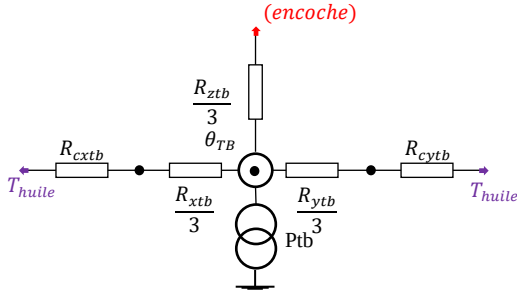


Figure 6 : Modèle thermique pour la tête de bobine (transferts thermiques suivant X, Y et Z)

Pour obtenir le modèle thermique complet de la machine, il suffit d'interconnecter chaque bloc en reliant les nœuds correspondants aux surfaces communes des différents blocs. Les conductivités thermiques et les coefficients de convection sont présentés dans le Tableau 1

Tableau 1: Paramètres du modèle thermique

Coefficients d'échanges thermiques (W/(m²·K))	$h_e = 500 ; h_{ext} = 1000 ;$ $h_{tb} = 1000$
Conductivités thermiques (W/(m·K))	$K_{xtb} = K_{ytb} = K_{xenc} = K_{yenc} = 1$ $K_{ztb} = K_{zenc} = 380$ $K_{xd} = K_{yd} = K_{yc} = 40$

2.3. Modèle électrique

2.3.1. Détermination du facteur de puissance

Le facteur de puissance de la machine est une grandeur importante dans l'optimisation globale du système de production d'énergie car il impacte directement la puissance apparente du dispositif d'électronique de puissance associé à la génératrice (redresseur MLI). Le courant débité par la génératrice est contrôlé par le système de commande qui impose à celui-ci d'être en phase avec la force électromotrice (commande à $I_d = 0A$). Cela permet de maximiser le transfert de puissance active pour un courant donné. Dans ce cadre, le diagramme de Fresnel de la génératrice est donné sur la Figure 7 (en supposant $R \ll X$, ce qui est vérifié en haute fréquence) avec X la réactance synchrone de la machine :

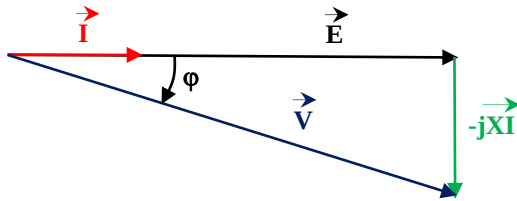


Figure 7 : Diagramme de Fresnel de la génératrice commandée à $I_d = 0A$

L'expression du facteur de puissance est alors le suivant :

$$\cos \varphi = \frac{E}{V} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{XI}{E}\right)^2}} \quad (6)$$

Cette expression montre que plus la réaction d'induit est importante, moins le facteur de puissance est bon. Dans tous les

cas il faut connaître la valeur de la réactance synchrone X pour estimer le facteur de puissance et en tenir compte pendant la phase d'optimisation. La valeur de la réactance synchrone passe par la connaissance de la matrice inductance de la machine qui permet de déterminer l'inductance cyclique.

Le calcul des inductances dépend du type de bobinage (distribué ou concentré), de la configuration de la machine (symétrique ou asymétrique) et de la géométrie des encoches. Une machine est symétrique lorsque les phases sont uniformément réparties selon un angle de $2\pi/n$, avec n représentant le nombre de phases. À l'inverse, une machine asymétrique regroupe plusieurs ensembles de circuits (par exemple, triphasés ou pentaphasés). Pour une machine symétrique à bobinage distribué, la matrice inductance s'obtient à partir de l'expression suivante :

$$[L(i, j)] = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4\mu_0 R_a L_u k_{bm}^2 N_s^2}{e\pi m^2 p^2} \cos\left(\frac{m \cdot 2\pi \cdot (i - j)}{n}\right) \quad (7)$$

où m est le rang de l'harmonique considéré, n le nombre de phase, N_s le nombre de spires par phase, e l'épaisseur de l'entrefer magnétique, k_{bm} le coefficient de bobinage pour l'harmonique de rang m , i et j représentent respectivement la ligne et la colonne de la matrice.

Si ($i=j$), $L_p(i, i) = L(i, i) + l_{fuite}$. Pour les machines asymétriques les expressions sont détaillées dans [5].

Pour déterminer l'inductance de fuites par phase, nous prenons en compte uniquement les fuites d'encoches. Nous faisons l'hypothèse classique que le circuit magnétique est à perméabilité infinie. Nous considérons des encoches ouvertes. Les lignes de champ dans le cadre de ces hypothèses sont représentées sur la Figure 8.

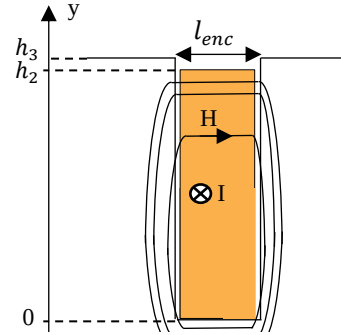


Figure 8 : Modèle pour le calcul de l'inductance de fuites d'encoche

À partir de l'expression du champ magnétique dans l'encoche et en passant par un calcul d'énergie magnétique, on obtient l'expression de l'inductance de fuites par phase :

$$l_{fuite} = \frac{L_u \cdot (n_c \cdot N_{sb})^2 \cdot \mu_0}{l_{enc}} \left(\frac{h_2}{3} + (h_3 - h_2) \right) \cdot \frac{N_e}{n} \quad (8)$$

2.3.2. Détermination des pertes

L'une des difficultés lors du dimensionnement est l'estimation des pertes dans le fer. Comme montré dans la Figure 1, l'alliage à base du Fer-Cobalt "VacoFlux48" est considéré pour les tôles du stator du fait de ses performances en haute fréquence.

La courbe B(H) de ce matériau est donnée dans [6]. En ce qui concerne les pertes spécifiques du Vacoflux48, qui dépendent de l'épaisseur des tôles, le fabricant fournit certaines valeurs en fonction de la valeur de l'induction magnétique et de la fréquence. Nous avons opté ici pour des tôles de Vacoflux de 0,055 mm d'épaisseur, pour lesquelles nous trouvons des données concernant leurs pertes spécifiques dans [7]. Pour une induction $B_0 = 2 \text{ T}$ et $f_{min} = 100 \text{ Hz}$, nous avons approximé les pertes spécifiques $K_p [W/kg]$ en fonction de la fréquence de fonctionnement $f (Hz)$ par un polynôme du second ordre :

$$K_p = 3.2310^{-5} f^2 - 0.01187 f + 14.58 \quad (9)$$

Les pertes dans les dents statoriques sont estimées à partir de la relation suivante :

$$P_{fd} = C_o \cdot M_d \cdot K_p \cdot \left(\frac{B_{dmax}}{B_0} \right)^2 \quad (10)$$

où B_{dmax} est l'induction maximale dans la dent, M_d la masse de la dent et C_o un coefficient de majoration que nous avons fixé à 1,5 pour tenir compte des incertitudes du modèle. Pour les pertes joules dans les bobinages, nous appliquons la relation suivante (bobines réalisées en fils de Litz) :

$$P_{jtot} = \rho(T) \cdot J^2 \cdot V_{cuivre} \quad (11)$$

où $\rho(T)$ est la résistivité du cuivre qui dépend de la température issue du modèle thermique, J la densité de courant et V_{cuivre} le volume de cuivre utilisé. La température T utilisée dans (11) est une moyenne calculée sur tout le volume du bobinage.

3. OPTIMISATION DE LA MACHINE

L'objectif principal est de minimiser la masse des parties actives de la machine tout en respectant les contraintes définies dans le cahier des charges (température maximale sur le bobinage, rendement et facteur de puissance à atteindre). Pour l'optimisation, nous utilisons les outils disponibles dans Matlab (algorithme génétique mono-objectif).

L'étude est menée dans un premier temps pour une machine triphasée avec un bobinage à pas diamétral à 2 encoches par pôle et par phase. Les variables et les contraintes d'optimisation sont indiquées dans le Tableau 2. L'induction magnétique dans les dents et dans les culasses est limitée à 2T. La polarité de la machine est limitée à $p = 4$ pour ne pas dépasser une fréquence électrique de 1000Hz dans le but de limiter la fréquence MLI et les pertes par commutation de l'électronique de puissance associée.

Tableau 2 : Variables et contraintes d'optimisation

Variables à optimiser	Contraintes
$J \in [1; 40] \text{ A/mm}^2$	$\cos \varphi > 0,9$
$H \in [1; 800] \text{ A/mm}$	Rendement $> 98\%$
$T_c \in [20; 200] (^\circ\text{C})$	Vitesse périphérique $< 200 \text{ m/s}$
$p \in [2; 4]$	Echauffement bobines $< 200 ^\circ\text{C}$
$\frac{p \cdot L_u}{\pi \cdot R_a} \in [0,5; 5]$	Largeur d'une dent $> 5 \text{ (mm)}$

$B_e \in [0,1; 0,77] (T)$	$\frac{B_e - B}{B} < 1(\%)$
$H_a \in [2; 30] (mm)$	$\frac{T_c - T_{cuivre}}{T_{cuivre}} < 5 (\%)$

3.1. Résultats

Le Tableau 3 présente les valeurs obtenues pour les variables après optimisation. Le système de refroidissement très performant étudié dans ce papier nous permet d'atteindre une densité de courant d'environ 30A/mm² tout en maintenant une température moyenne de bobinage de 168°C. La polarité atteint sa valeur maximale ($p = 4$) pour minimiser la masse de la machine. La valeur efficace de l'induction magnétique créée par les aimants ne dépasse pas 0,68T (soit 0,96T en valeur maximale) pour une hauteur d'aimant acceptable. La puissance massique en tenant compte uniquement des parties actives atteint la valeur très importante de 29 kW/Kg.

Le Tableau 4 donne quelques valeurs intéressantes pour les dimensions géométriques de la machine et les grandeurs électriques.

Tableau 3 : Résultats d'optimisations

2.25MW/15000rpm	Désignation
J = 29.58 A/mm²	Densité de courant
H = 131.65 A/mm	Charge linéique
T_{cuivre} = 168 °C	Température moyenne du cuivre issue du modèle de calcul
p = 4	Nombre de paires de pôles
p · L_u / π · R_a = 1,55	Longueur utile/ longueur pas polaire
B = 0,68T	Induction efficace à vide dans l'entrefer
H_a = 21.7mm	Epaisseur des aimants
P_{massique} = 29kW/kg	Puissance massique

Tableau 4 : Grandeurs géométriques et électriques

2.25MW/15000rpm	Désignation
e = 7 mm	Entrefer mécanique
L_{canal} = 2 mm	Largeur du canal de refroidissement dans les encoches
R_a = 128.9 mm	Rayon d'alésage statorique
L_d = 8.2 mm	Largeur d'une dent
R_{ext} = 175.9 mm	Rayon extérieur
L_u = 157.3 mm	Longueur utile
η = 99 %	Rendement
X = 255 mΩ	Réactance cyclique
cos φ = 0.92	Facteur de puissance
E = 675 V	Fem à vide par phase
I_n = 1110 A	Courant nominal
P_j = 19.97 kW	Pertes Joule
P_f = 2.41 kW	Pertes fer totales

$T_{\text{huile}} = 90^{\circ}\text{C}$

Température de l'huile

3.2. Vérification des performances par éléments finis

Afin de vérifier les résultats obtenus à partir de la modélisation analytique, nous avons effectué une comparaison des performances de la machine optimisée avec ceux issus des modèles par éléments finis pour le modèle magnétique (logiciel FEMM) et pour le modèle thermique (logiciel COMSOL en 3D).

La Figure 9 montre la distribution de la température au niveau d'un pas dentaire statorique. Les conditions aux limites sont identiques à celles utilisées dans le modèle nodal (mêmes coefficients d'échange). Les pertes volumiques dans le fer et dans le bobinage sont issues des résultats de l'optimisation. Les valeurs des températures moyennes sont indiquées dans Tableau 5. La différence par rapport au modèle analytique ne dépasse pas 3%, ce qui valide le modèle développé.

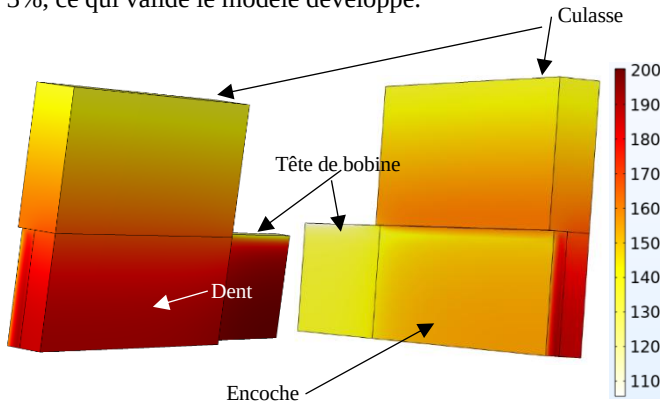


Figure 9 : Carte de température pour un pas dentaire issu du logiciel Comsol

Tableau 5 : Comparaison des températures entre le modèle nodal et le modèle EF-3D

EF-3D	ANALYTIQUE	$\Delta X/X$
Température moyenne [°C]		Erreur [%]
Culasse : 143.45	Culasse : 143.71	0.18
Dent : 170.27	Dent : 167.21	1.79
Encoche : 166.72	Encoche : 166.82	0.05
Tête de bobine : 164.17	Tête de bobine : 168	2.33

La carte d'induction issue du modèle par éléments finis en pleine charge est donnée sur la Figure 10. Ce modèle intègre la caractéristique B(H) du vacoflux 48. L'induction maximale ne dépasse pas 2.2T au niveau des dents. Le Tableau 6 montre que le modèle analytique permet de prévoir les performances de la machine avec une très bonne précision. La baisse de couple obtenue en EF-2D est due à la saturation magnétique des dents.

Tableau 6 : Comparaison entre le modèle analytique et le modèle EF 2D pour le calcul des grandeurs magnétiques

FEMM	ANALYTIQUE	$\Delta X/X$
Couple : 1374 [Nm]	Couple : 1432.39 [Nm]	4.24
B : 667.4[mT]	B : 685.5 [mT]	2.71
X : 0.267 Ω	X : 0.255 Ω	4.49

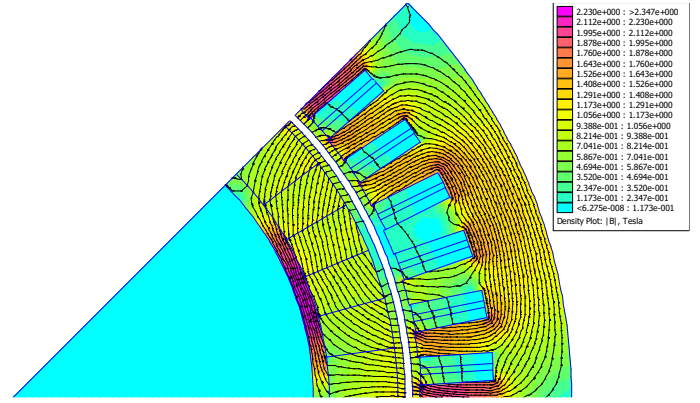


Figure 10 : Carte d'induction pour la machine optimisée obtenue par EF-2D

4. PRISE EN COMPTE DE LA TOLERANCE AUX DEFAUTS

4.1. Tolérance au courant de court-circuit triphasé

La valeur du courant de court-circuit triphasé dans la machine, dans le cas où l'impédance synchrone $X \gg R$, s'exprime de la façon suivante :

$$I_{cc} = \frac{E}{X} \quad (12)$$

Pour éviter une élévation trop importante de la température des bobinages et la détérioration de la machine suite à un court-circuit interne, il est préférable de limiter la valeur du courant de court-circuit. Pour ce faire, une contrainte supplémentaire peut-être imposé sur la valeur de I_{cc} lors de la phase d'optimisation de la machine (par exemple limiter I_{cc} à la valeur du courant nominal de la machine).

Les résultats que nous avons obtenus mettent en évidence un compromis technique entre deux objectifs antagonistes : rapprocher le courant de court-circuit (I_{cc}) du courant nominal (I_n) d'une part, et maintenir un facteur de puissance ($\cos \varphi$) acceptable d'autre part. La Figure 11 illustre l'évolution conjointe de P_{massique} et de I_{cc} en fonction de $\cos \varphi$. Lorsque I_{cc} et I_n sont proches, condition favorable pour la tolérance aux courts-circuits triphasés sans compromettre la tenue thermique de la machine, le facteur de puissance $\cos \varphi \approx 0.7$. Ce faible facteur de puissance augmente la puissance apparente requise par le redresseur, au détriment de la masse global. La Figure 11 démontre également l'antagonisme entre une puissance massique importante et un bon facteur de puissance.

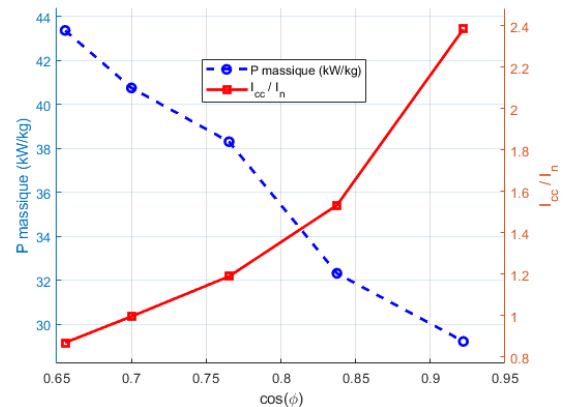


Figure 11 : Relations entre facteur de puissance, puissance massique et I_{cc}/I_n

Le choix du point de fonctionnement optimal dépend donc directement des priorités de l'utilisateur :

- Si la priorité est donnée à la sécurité en cas de défaut, il est recommandé de rapprocher I_{cc} de I . Cela implique dans notre cas :
 - Un fonctionnement à $\cos \phi$ faible (typiquement autour de 0.7), par conséquent, implique le surdimensionnement de l'électronique de puissance.
- Si l'objectif est d'obtenir un $\cos \phi$ élevé et un courant absorbé minimal, cela implique :
 - D'accepter un I_{cc} plus élevé que I_n ,
 - Ce qui nécessite une stratégie de reconfiguration dynamique en cas de défaut pour protéger la machine.
- Dans certains cas, un compromis peut être trouvé, par exemple en limitant I_{cc} à environ 110 % de I . Cela suppose :
 - D'accepter une élévation thermique temporaire du bobinage en cas de surcharge,
 - Et donc, en fonctionnement normal, de maintenir une marge thermique suffisante, par exemple en limitant la température maximale du cuivre entre 150 °C et 170 °C dans notre cas.

4.2. Influence du nombre de phases

Augmenter le nombre de phases est favorable pour la tolérance aux défauts. Dans cette partie, nous étudions l'influence conjointe du nombre de phases (n) et du nombre d'encoches par pôle et par phase (q) sur la puissance massique de la machine. Plusieurs configurations ont été examinées en conservant une topologie de stator et de rotor identique à celle présentée précédemment. Pour chacune d'elles, une optimisation individuelle a été conduite en intégrant les contraintes préalablement définies. Le Tableau 7 présente les résultats obtenus :

Tableau 7 : Puissance massique pour différentes configurations (m,q)

n	q	Pmassique(kW/kg)	Ne	J(A/mm²)	T _{cuivre} (°C)
3	1	24	24	16	162
	2	29	48	29	168
	3	25	90	40	160
	4	Non réalisable	✖	✖	✖
5	1	29	40	20	165
	2	34	80	38	145
	3	Non réalisable	✖	✖	✖
7	1	39	56	28	174
	2	Non réalisable	✖	✖	✖

Les résultats mettent en évidence que pour la machine étudiée, une configuration polyphasée à 7 phases maximise la

puissance massique. Les cas dits « Non réalisables » correspondent aux configurations ne respectant pas la contrainte $V < 200$ m/s. Le Tableau 7 montre logiquement qu'une augmentation de q améliore le refroidissement, en raison d'une surface d'échange plus grande.

5. CONCLUSIONS

Dans cet article, nous avons proposé une méthodologie analytique complète pour le dimensionnement et l'optimisation d'une machine électrique, en s'appuyant sur des modèles électromagnétiques et thermiques de type analytique. L'étude a permis d'évaluer l'influence de différents paramètres de conception notamment m et q sur la densité de puissance massique. Un point central de l'analyse a porté sur l'influence de la réactance synchrone, qui conditionne à la fois le facteur de puissance et le courant de court-circuit triphasé. Il a été démontré que le rapprochement du courant de court-circuit au courant nominal permet d'améliorer la tolérance à un court-circuit triphasé, au prix d'un affaiblissement du facteur de puissance. Ce compromis a des implications significatives sur le dimensionnement du redresseur et sur l'efficacité énergétique globale de la chaîne de conversion. Ainsi, le choix du point de fonctionnement optimal dépend fortement des priorités de l'application : sécurité et robustesse face aux défauts d'un côté, ou performance énergétique maximale de l'autre. Des stratégies hybrides sont également envisageables, reposant sur des marges thermiques et des solutions de reconfiguration dynamique.

Dans la continuité de ces travaux, une attention particulière sera portée à l'étude du bobinage. Ce dernier influence directement la réactance de la machine, la distribution des courants en régime dégradé, ainsi que la tenue thermique. Son impact sur la tolérance aux défauts, en lien avec les choix de conception précédents, constituera un axe d'optimisation déterminant pour la robustesse et la fiabilité des futures générations de machines.

6. REFERENCES

- [1] D. Golovanov, L. Papini, D. Gerada, Z. Xu, and C. Gerada, 'Multidomain Optimization of High-Power-Density PM Electrical Machines for System Architecture Selection', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 7, pp. 5302–5312, 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2772188.
- [2] D. Golovanov *et al.*, '4-MW Class High-Power-Density Generator for Future Hybrid-Electric Aircraft', *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 7, no. 4, pp. 2952–2964, 2021, doi: 10.1109/TTE.2021.3068928.
- [3] Z. P. Xia, Z. Q. Zhu, and D. Howe, 'Analytical magnetic field analysis of Halbach magnetized permanent-magnet machines', *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 4, pp. 1864–1872, 2004, doi: 10.1109/TMAG.2004.828933.
- [4] M. van der Geest, H. Polinder, J. A. Ferreira, and M. Christmann, 'Power Density Limits and Design Trends of High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machines', *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 1, no. 3, pp. 266–276, 2015, doi: 10.1109/TTE.2015.2475751.
- [5] M. Z. Maeztu and J. E. Moores, 'Permanent magnet multiphase machine modeling and control for MV wind energy applications', 2018. [Online]. Available: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:70206667>
- [6] 'https://www.vacuumschmelze.com/03_Documents/Brochures/Cobalt-Iron%20Alloys.pdf'.
- [7] D. Golovanov, Z. Xu, D. Gerada, M. Degano, G. Vakil, and C. Gerada, 'The Influence of Stator Material on the Power Density and Iron Loss of a High-Performance Starter-Generator for More Electric Aircraft', in *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2018, pp. 169–173. doi: 10.23919/ICEMS.2018.8549390.