

Investigation de l'impact du bobinage sur la modélisation d'une machine électrique à induit supraconducteur

Arthur Jamois^{1,2}, Jean Lévêque¹, Bruno Douine¹, Paul Gning², Christophe Viguière²

¹ Université de Lorraine, GREEN, F-54000, Nancy, France

² Electrical and Electronic Systems Research Department, SAFRAN TECH, F-78114 Magny-Les-Hameaux, France

RESUME – L'existence de pertes dans les matériaux supraconducteurs à haute température critique en présence de champs alternatifs est un enjeu majeur pour la conception de machines électriques supraconductrices. Ces pertes peuvent conditionner la taille du système de refroidissement, leur connaissance est un axe majeur de recherche pour des applications électrotechniques critiques tel que l'aéronautique. La présente étude propose une analyse de l'impact d'une centaine de bobinages différents sur les performances d'une machine électrique partiellement supraconductrice à travers un modèle éléments finis multiphysiques 2D. Elle aboutit à deux configurations prometteuses avec un rendement de 99,4% : le bobinage concentré 5 paires de pôles, 12 encoches, et le bobinage distribué 6 paires de pôles, 36 encoches.

Mots clés – Machine supraconductrice, induit supraconducteur, pertes AC, ruban REBCO, avion électrique

1. INTRODUCTION

L'électrification des avions est aujourd'hui un enjeu majeur du secteur aéronautique pour décarboner son industrie. Parmi les solutions envisagées, l'utilisation d'hydrogène liquide (LH_2) à 20 K directement comme carburant permettrait de réduire considérablement les émissions de CO_2 si sa production est décarbonée. Cette alternative nécessite cependant des changements structurels importants sur les avions. L'un des avantages de l'embarquement de cette source froide serait de pouvoir refroidir à basse et très basse température les composants électriques de la chaîne de propulsion avant combustion [1]. L'utilisation de matériaux supraconducteurs à haute température critique (SHTC) au sein de machines électriques dites supraconductrices (MSC) permettrait dans ce contexte de dépasser les verrous technologiques en matière de performances. Les bobinages à partir de SHTC permettent le transport de densités de courant inégalées mais sont sujets à des pertes en présence de champs alternatifs. Plusieurs projets de conception de MSC ont été menés depuis la découverte de la supraconductivité, mais peu ont investigué à son application au stator en raison des pertes importantes [2]. L'enjeu aujourd'hui est de pouvoir réaliser un induit supraconducteur pour concevoir des machines électriques entièrement supraconductrices.

Dans ce contexte, cette étude a pour vocation d'identifier les bobinages présentant les meilleures performances pour la conception d'une MSC parmi une centaine de configurations. La topologie explorée est une machine synchrone à aimants permanents montés en surface (MSAP) à rotor conventionnel et induit supraconducteur. Le bobinage est réalisé avec des rubans SHTC GdBaCuO appartenant à la famille des REBaCuO deuxième génération. La structure des rubans multicouches plats est présentée en Figure 1. La Partie 2 présente le dimensionnement de la MSAP et la modélisation du comportement électromagnétique des SHTC à partir de la formulation $T - A$. On développe en Partie 3 le processus de sélection des bobinages au travers de plusieurs critères sur les performances et les pertes. On com-

pare en Partie 4 les deux topologies les plus prometteuses pour cette application. L'étude temporelle est effectuée par éléments finis sur le logiciel COMSOL Multiphysics® version 6.1.

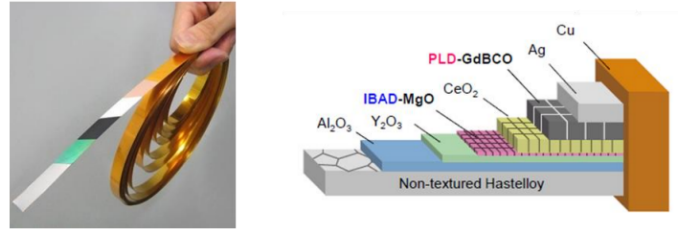


FIG. 1. Structure d'un ruban GdBaCuO de Fujikura [3]. (gauche) Photographie des différentes couches de protection. (droite) Description schématique des différentes couches.

2. MODÉLISATION DU CADRE D'ÉTUDE

2.1. Modélisation électromagnétique de la machine

La modélisation analytique proposée de la machine s'appuie sur une démarche classique à partir de l'expression de la puissance électromagnétique P [4] :

$$P = 2\pi R_a^2 L_u k_b B_{eff} H_{eff} \cos(\Psi) \Omega \quad (1)$$

- R_a : Rayon d'alésage de la machine
- L_u : Longueur utile de la machine
- k_b : Coefficient de bobinage pour l'onde fondamentale
- B_{eff} : Valeur efficace de l'induction radiale d'entrefer
- H_{eff} : Valeur efficace de la charge linéique
- Ψ : Angle de commande
- Ω : Vitesse de rotation du rotor

dont l'intérêt est de déterminer rapidement les dimensions géométriques des parties actives et les caractéristiques du bobinage. L'étude est menée pour un démonstrateur à échelle réduite d'une puissance nominale de 250 kW pour une vitesse de 3000 tr/mn. L'erreur introduite par ce modèle analytique a été estimée à environ 30% sur le couple réel liée aux hypothèses définies dans le cadre d'étude. Cette différence s'explique notamment par la distribution du champ magnétique non uniforme et multidirectionnel au sein de l'entrefer et des encoches, ainsi que d'une perméabilité relative non linéaire des tôles. On peut également ajouter une forte saturation des parties ferromagnétiques due à la charge linéique importante du bobinage supraconducteur. Ce modèle reste cependant pertinent en dimensionnant rapidement un grand nombre de configurations.

2.1.1. Détermination de l'induction des aimants

On considère que l'alésage de la machine étudiée est non encoché et que les tôles sont de perméabilité infinie. Les aimants disposés au rotor sont définis par un coefficient d'arc polaire β_a tel que $0 < \beta_a < 1$ et une induction rémanente notée B_{rem} . On suppose leur induction de forme rectangulaire et purement radial dans l'entrefer, et les fuites inter-aimants sont négligées. L'application du théorème d'Ampère suivant une ligne de champ magnétique permet de calculer l'amplitude maximale de l'induction, et la décomposition en série de Fourier pour l'onde fondamentale aboutit à l'expression suivante :

$$B_{eff} = \frac{2\sqrt{2}h_a}{\pi(h_a + \mu_a e)} B_{rem} \sin\left(\frac{\beta_a \pi}{2}\right) \quad (2)$$

Où les paramètres e , μ_a et h_a correspondent respectivement à l'épaisseur de l'entrefer, la perméabilité relative des aimants et l'épaisseur des aimants.

2.1.2. Détermination du courant critique de bobine

La densité du courant critique $J_c(\mathbf{B}, T)$ d'un supraconducteur étant défini en fonction du champ magnétique, il est nécessaire de calculer le champ magnétique d'encoche B_{enc} . On considère pour l'étude des encoches de forme rectangulaire de largeur l et de profondeur h entourées de tôles de perméabilité infinie. Elles sont soumises à une densité de courant critique uniforme défini tel que $J_c = I_c/hl$ orienté selon l'axe longitudinal de la machine. On suppose que B_{enc} est orienté perpendiculairement aux dents. La solution de l'équation de Maxwell-Ampère ramenée à la surface des encoches permet d'obtenir la relation suivante :

$$I_c = \frac{B_{enc} l}{\mu_0} \quad (3)$$

Avec μ_0 la perméabilité du vide.

2.1.3. Détermination des pertes ferromagnétiques

Les pertes dans les culasses ferromagnétiques sont estimées à partir du modèle de Bertotti :

$$W_{Fer} = K_h f B^\alpha + K_{eddy} f^2 B^2 + K_{exc} f^{3/2} B^{3/2} \quad (4)$$

Où α correspond à l'exposant des pertes par hystérésis et K_h , K_{eddy} et K_{exc} représentent respectivement les coefficients de pertes par hystérésis, de pertes par courants de Foucault, et de pertes excédentaires. Ces paramètres sont sélectionnés pour une tôle en alliage FeSi (Fer-Silicium) M250-35A à température ambiante de $T = 20^\circ C$ depuis la base de données du logiciel COMSOL Multiphysics®.

2.2. Modélisation électromagnétique du bobinage supraconducteur

Les méthodes numériques conventionnelles de modélisation du bobinage d'une machine électrique ne peuvent pas être appliquées aux matériaux supraconducteurs en raison de leurs comportements électromagnétiques particuliers. Différentes techniques basées sur l'utilisation de potentiels vecteurs et/ou de potentiels scalaires ont été proposées dans la littérature, parmi lesquelles les formulations H , $A - V$ ou encore $T - A$ sont les plus récurrentes [5]. La formulation $T - A$ - reposant sur le potentiel vecteur de courant T et le potentiel vecteur magnétique A - se distingue comme une alternative intéressante pour modéliser un grand nombre de conducteurs HTS [6], [7]. L'avantage de cette formulation est de permettre l'approximation du ruban HTS à sa couche supraconductrice sous forme d'une ligne unidimensionnelle. Cette hypothèse forte est valable en raison de son épaisseur de l'ordre du μm . Le courant, dont la distribution anisotropique dans le matériau complique habituellement

son implémentation, est ici directement imposé comme condition aux limites du ruban. Cette hypothèse permet de réduire significativement le temps de simulation, mais ne prend cependant en compte que les pertes par hystérésis du supraconducteur, généralement désignées sous le terme de pertes AC.

Le comportement électromagnétique des rubans HTS est modélisé à partir d'un modèle 2D présenté en Figure 2. Le champ magnétique $\mathbf{B}$ est résolu sur le domaine entier à partir de la formulation en A et de l'équation de Maxwell-Ampère,

$$\nabla \times (\nabla \times \mathbf{A}) = -\mu \mathbf{J} \quad (5)$$

Où le potentiel vecteur $\mathbf{A}$ est défini par la relation $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$. Les paramètres μ et $\mathbf{J}$ désignent respectivement la perméabilité magnétique du matériau et la densité de courant au sein du conducteur. La formulation en T permet ensuite de résoudre $\mathbf{J}$ à partir de l'équation de Maxwell-Faraday,

$$\nabla \times (\rho_{HTS} \nabla \times \mathbf{T}) = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (6)$$

Où le potentiel vecteur $\mathbf{T}$ est défini par la relation $\mathbf{J} = \nabla \times \mathbf{T}$. ρ_{HTS} correspond à la résistivité du supraconducteur découlant de la loi en puissance du matériau,

$$\rho_{HTS} = \frac{E_c}{J_c(\mathbf{B})} \left| \frac{\mathbf{J}}{J_c(\mathbf{B})} \right|^{n-1} \quad (7)$$

Avec E_c le champ électrique critique standardisé à $1 \mu V/cm$ pour les SHTS, n l'indice de transition dont la valeur classique est de 21 pour les REBCO, et $J_c(\mathbf{B})$ la densité de courant critique en fonction de la densité de flux magnétique locale. Le courant I est défini sur la section S du ruban,

$$I = \iint_S \vec{J} d\vec{S} \quad (8)$$

Et est ramené aux conditions aux limites T_1 et T_2 grâce au théorème de Gauss-Ostrogradski,

$$T_1 - T_2 = \frac{I}{e} \quad (9)$$

Où e correspond à l'épaisseur de la couche supraconductrice. Les pertes AC par cycle (W/m) sur une période T s'obtiennent

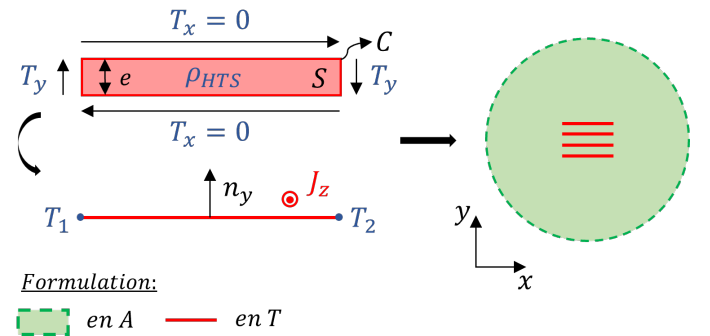


FIG. 2. Modélisation d'un ruban HTS par la formulation T-A [6].

enfin par,

$$P_{AC} = \int_T \iiint_V \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} dt dV \quad (10)$$

Cette formulation est homogénéisée sous forme de bloc pour modéliser les bobines au travers d'empilements de rubans. Les conditions aux limites T_1 et T_2 sont ramenées aux parois verticales, et une condition de Neumann est ajoutée sur la face plane des conducteurs. La densité de courant est ramenée à une densité de courant surfacique de la section homogénéisée, comme illustré en Figure 3. La Figure 4 donne le résultat de la distribution de la densité normalisée de courant $J/J_c(\mathbf{B})$ pour 6 rubans placés en parallèle horizontalement au sein d'un conducteur.

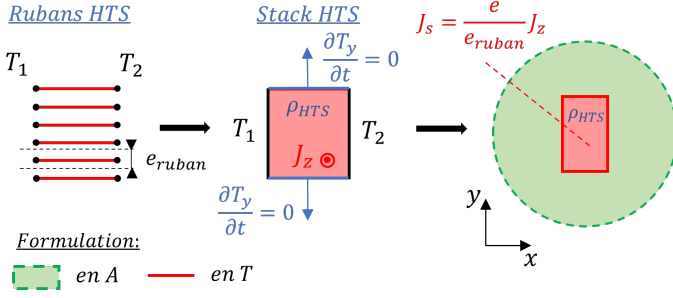


FIG. 3. Modélisation d'un bobine HTS par la formulation T-A homogénéisée [6].

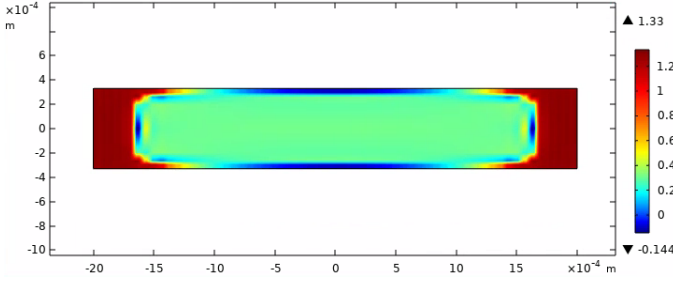


FIG. 4. Distribution de la densité normalisée de courant $J/J_c(B)$ pour 6 rubans placés en parallèle horizontalement.

3. DIMENSIONNEMENT ET SÉLECTION DES BOBINAGES

3.1. Contraintes de conception sur les bobines RDP

La nature des rubans SHTC impose que les bobines supraconductrices soient réalisées selon une topologie à deux couches dite « racetrack double pancake (RDP) ». La technique consiste à enrouler le fil en deux couches distinctes, appelées pancakes, en partant de la moitié de la longueur totale de fil. L'entrée et la sortie se trouvent ainsi au niveau de la couche externe des pancakes, et peuvent être aisément connectés à l'alimentation. Cette conception particulière implique des contraintes sur le dimensionnement machine. Les rubans SHTC sont limités d'une part par leurs rayons de courbure limite R_{cmin} , au risque de les fragiliser voir d'en délaminer les couches. Celui-ci est défini par le constructeur [3], auquel on intègre une marge de sécurité. La topologie double couche impose d'autre part que le nombre de spires par pancake soit identiques, correspondant à un nombre pair de spires par bobine. Enfin, on considère un écartement minimum δ_{min} entre les bobines et le contour des encoches (parties ferromagnétiques et entrefer). Cette valeur, prise arbitrairement, permet de conserver un espace libre qui pourrait être exploité pour l'intégration d'un éventuel système de refroidissement cryogénique lors d'une future étude. Les contraintes sont rassemblées dans le tableau 1. Pour que le dimensionnement de

TABLEAU 1. Contraintes de conception des bobines RDP.

Paramètre	Description	Valeur
δ	Espacement minimal entre le bobinage et les contours d'encoche	5 mm
R_{cmin}	Rayon de courbure minimum	10 mm
N_c	Nombre de spires par bobine	pair

chaque machine respecte ces contraintes, on utilise lorsque cela est nécessaire trois paramètres. Dans un premier temps, on diminue le rapport des longueurs L_u/R_a pour augmenter la surface des encoches. Ensuite, si besoin, on réduit le niveau d'induction rémanente au fondamental des aimants et la charge linéique pour diminuer respectivement la taille des dents et la taille des

bobines.

3.2. Calcul du coefficient de bobinage

Le domaine d'étude est limité aux bobinages dont le nombre de paires de pôles p et le nombre d'encoches N_e respectent les intervalles suivants :

$$p \in [1, 8] \text{ et } N_e \in [3, 48]$$

Ce choix permet d'éviter les machines à forte polarité causée de la dépendance en fréquence des pertes AC. On élimine également les machines dont les encoches sont trop petites pour intégrer le bobinage et son isolation. L'ensemble représente ainsi un peu plus d'une centaine de configurations possibles, après avoir retiré celles naturellement déséquilibrées. Il a été choisi de n'étudier que les bobinages de type concentré (C-) ou distribué (D-) afin de ne pas traiter ceux dont la fabrication est trop complexe. Le bobinage concentré (identifiable par un nombre d'encoches par pôle et par phase $n_{ep} < 1$) correspond à un bobinage dentaire tandis que les enroulements du bobinage distribué ($n_{ep} \geq 1$) englobent au minimum deux dents. Les bobines peuvent également être arrangées dans les encoches soit seule soit par deux. On les désigne alors sous les termes de simple couche (-SC) et double couche (-DC).

Le coefficient de bobinage k_b est défini comme le rapport entre la force électromotrice créée par le fondamental dans le bobinage et celle qui serait créée dans une bobine diamétrale non distribuée. Sa valeur est comprise entre 0 et 1 et correspond aux produits des coefficients de raccourcissement k_r , de distribution k_d , et d'inclinaison k_i . On considère que les bobines RDP ne sont pas inclinées ($k_i = 1$) en raison des contraintes mécaniques sur le ruban SHTC. On donne l'expression générale de k_b pour le fondamental :

$$k_b = \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \times \frac{\sin\left(\frac{n_{ep}\alpha}{2}\right)}{n_{ep} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \quad (11)$$

Le coefficient de raccourcissement $\beta \in [0, \pi]$ est calculé en fonction du type de bobinage : pour les concentrés $\beta_C = 2p/N_e$, et pour les distribués $\beta_{DSC} = 1$ ou $\beta_{DDC} = \gamma\beta_C$, gamma étant l'ouverture de bobine. Le paramètre α correspond à l'angle électrique entre deux encoches consécutives. Le calcul de k_d étant plus complexe pour le bobinage C et le bobinage DDC, on utilise respectivement les formules présentées dans la littérature [8] et la théorie de l'étoile des encoches [4].

3.2.1. Critères sur la vibroacoustique

Les contraintes électromagnétiques au sein des machines électriques peuvent être l'origine de déformations des parties actives. En effet, les harmoniques de contrainte de Maxwell ont tendance à générer des efforts aux interfaces entre matériaux qui vont mener à des déformations selon le circuit magnétique, particulièrement pour minimiser la réluctance d'entrefer. Afin de tenir compte des caractéristiques vibroacoustiques des bobinages étudiés, on utilise le critère sur le plus grand diviseur commun entre le nombre d'encoches N_e et le nombre de pôles $2p$. Un PGCD égal à 1 aura pour conséquence un déséquilibre naturel du champ magnétique dans l'entrefer. On fixe ainsi le critère suivant [9] :

$$PGCD(N_e, 2p) \geq 2 \quad (12)$$

Ce choix qui permet d'éliminer les cas les plus défavorables ne garantit cependant pas que la MSAP ne subira pas de déflexion et/ou déformations. Le critère simple sur le PGCD ne peut en effet rendre compte de l'ensemble des phénomènes de contraintes en jeu.

Au vu du grand nombre de configurations étudiées, on ajoute un critère de sélection sur le spectre d'harmoniques. On sait que plus un bobinage possède un spectre riche, plus celui-ci a de

risque de développer des vibrations parasites. On fait donc le choix d'éliminer ceux qui génèrent des harmoniques de rangs pairs dont l'amplitude dépasse 10% de celle du fondamental. Les bobinages à n_{app} fractionnaire sont principalement concernés.

3.2.2. Critère sur la masse

Pour éviter d'étudier des configurations dont la puissance massique seraient trop faibles, on fixe un critère sur la masse totale M ne devant pas dépasser 40 kg. Le coefficient de bobinage est fixé à sa valeur minimale $k_{\text{min}} = 0,8$ et un dimensionnement rapide de chaque machine est effectué à partir du modèle analytique présenté en Partie 2.1. On écarte ainsi les MSAP à polarité $p = \{1, 2\}$ trop impactées par la contrainte d'espacement δ , dont les dents sont disproportionnées au regard des culasses. A l'issue de cette sélection, on vérifie la masse réelle de chaque bobinage conservé par dimensionnement analytique.

3.3. Étude des performances machine

La méthode de dimensionnement analytique qui a été choisie introduit une erreur d'environ 30% sur le couple liée aux hypothèses de calcul. On applique donc une étude temporelle au travers du logiciel d'éléments finis COMSOL Multiphysics® pour déterminer les performances réelles des bobinages retenus. On s'intéresse à la puissance massique P_m que l'on détermine à partir de la mesure du couple moyen réel C_{moy} . Pour départager les configurations, on fixe une valeur minimale de P_m à 5 kW/kg. On modélise une section de machine 2D, dont les dimensions et la distribution des bobines sont adaptées pour chaque bobinage. On résout le champ magnétique par potentiel vecteur magnétique A sur l'ensemble de la géométrie, et on considère dans un premier temps des bobines non supraconductrices dont on conserve la taille de la section et le courant maximal de bobine déterminés par le modèle analytique. L'étude est menée sur une période machine, et on calcule le couple au rotor.

A l'issue de cette étude, les bobinages distribués apparaissent comme étant les plus défavorables, avec une puissance massique globalement plus faible que dans certains cas ne respectant pas le critère imposé. L'influence de la contrainte d'écartement δ est ici plus marquée en raison de leurs nombres de dents plus élevés. Les performances de certains bobinages ont également été dégradées pour respecter les contraintes présentées en Partie 3.1, ce qui diminue la puissance globale. Un autre constat est que ces configurations peuvent présenter de fortes ondulations de couple pouvant excéder les 10%. Les contraintes de conception pourraient à nouveau être à l'origine de ces oscillations, en général peu présentes pour ce type de bobinage. Malgré ces désavantages, on conserve ceux qui vérifient le critère sur P_m .

3.4. Étude des pertes AC

On modélise dans un premier temps le bobinage supraconducteur seulement au sein d'une encoche par bobinage suivant les résultats du dimensionnement analytique. Les pertes sont ensuite généralisées à la machine complète. Ce procédé permet d'étudier plus rapidement l'ensemble des configurations qu'une modélisation intégrale. On impose des conditions aux limites de l'encoche pour représenter les interfaces avec l'entrefer et les tôles de perméabilité supposée infinie. Dans le cas des topologies DC, deux simulations sont nécessaires pour traiter les cas des encoches avec des bobines en phase et en déphasage électrique. On peut finalement calculer le rendement η à partir des pertes totales et de C_{moy} . Les bobinages distribués apparaissent cette fois-ci plus avantageux car ils présentent en majorité des pertes AC totales inférieures au kW et ont donc un meilleur rendement ($\eta_{\text{moy}} > 99,4\%$). On sélectionne les meilleurs bobinages de chaque catégorie (excepté pour le DDC, aux performances moins intéressantes) : le DSC 6 paires de pôles, 36 encoches (6-36), le CSC 5-12, et le CDC 5-12.

Pour rendre compte de l'induit supraconducteur réel, on mo-

délise chaque MSAP sur une période machine en intégrant la caractéristique non linéaire des tôles. Les pertes AC totales sont obtenues en les multipliant par la périodicité machine, et on intègre les pertes Fer grâce à la méthode de Bertotti. On constate que le modèle d'encoche utilisé préalablement a tendance à surestimer les pertes, allant jusqu'à 40% d'erreur. Un modèle plus fidèle est donc nécessaire lorsque les supraconducteurs sont étudiés pour une application au sein d'une machine électrique. La position des bobines au sein des encoches influencent également de manière significative les pertes AC. La proximité des bobines aux dents pour le CDC conduit à un rebouclage du champ magnétique d'entrefer en partie par les bobines qui génèrent donc plus de pertes. Celles-ci ont pu être diminuées d'un facteur 2 en augmentant le rayon des bobines, c'est-à-dire en les positionnant au centre de l'encoche. Finalement, on élimine le CSC 5-12 au vu des pertes environ trois fois supérieures à la meilleure configuration du CDC 5-12. On donne en Figure 5 et Figure 6 la distribution du champ magnétique au sein des deux topologies candidates.

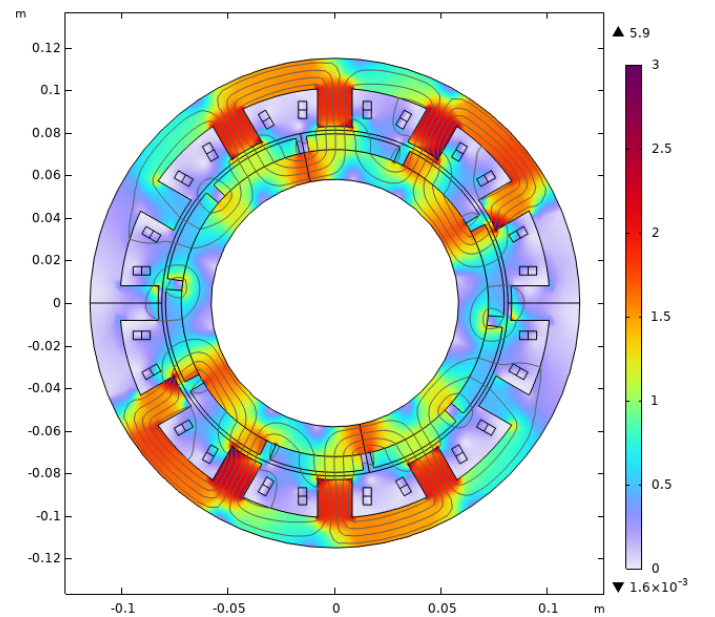


FIG. 5. Distribution du champ B au sein de la machine à induit supraconducteur CDC 5-12 (placement des bobines RDP non optimisées).

4. RÉSULTATS ET DISCUSSION

On redimensionne les deux topologies restantes à puissance nominale réelle. Les paramètres finaux sont consignés dans le Tableau 2. Les deux solutions présentent des performances similaires avec un rendement de 99,37%, même si la répartition entre leurs pertes AC et leurs pertes Fer n'est pas identiques. Le CDC 5-12 génèrent ainsi 16,8% de pertes AC en moins, ce qui représente un gain potentiellement important sur le système de refroidissement cryogénique. Il présente également de très faibles ondulations de couple comparé au DSC 6-36. Un élément à prendre en compte dans le choix final concerne la réalisation de la MSAP. Le bobinage concentré a l'avantage d'être simple du fait qu'il soit dentaire, ce qui en fait un argument non négligeable pour les bobines RDP. Les encoches sont également moins nombreuses donc plus larges, ce qui laisse plus de libertés pour intégrer un potentiel système de refroidissement. Enfin, concernant une approche plus économique, les coûts pour le CDC 5-12 sont potentiellement réduits grâce à une conception plus simple et une longueur de rubans SHTC totale plus faible. Le CDC 5-12 apparaît donc comme la potentielle meilleure topologie pour la réalisation d'une machine électrique à induit supraconducteur.

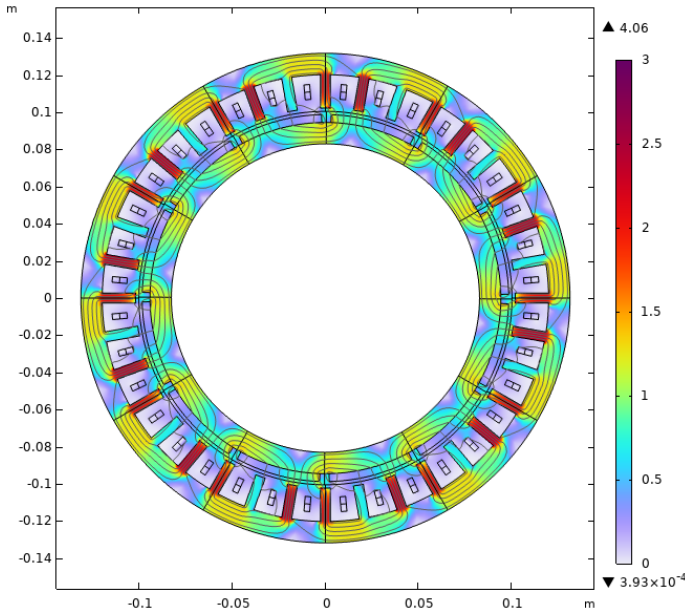


FIG. 6. Distribution du champ B au sein de la machine à induit supraconducteur DSC 6-36.

TABLEAU 2. Paramètres pour le dimensionnement analytique.

Paramètre	Description	DSC 6-36	CDC 5-12
n	Nombre de paires de pôles	6	5
N_e	Nombre d'encoches	36	12
L_{HTS}	Longueur totale de rubans HTS	559 m	435 m
I_{RMS}	Courant simple	727 A	791 A
M	Masse (parties actives)	31.6 kg	32.9 kg
P_{AC}	Pertes AC (40 K)	810 W	674 W
P_{Fer}	Pertes Fer	769 W	905 W
η	Rendement	99.37%	99.37%

5. CONCLUSION

L'impact du bobinage pour la conception d'une machine synchrone à induit supraconducteur est investigué dans ce papier au travers de l'étude d'une centaine de bobinages possibles. Une première phase de sélection a permis de cibler les configurations les plus prometteuses à partir d'un dimensionnement analytique simple auquel a été appliqué plusieurs critères sur les performances machines. Celle-ci a ensuite été complétée au travers d'une étude par MEF pour déterminer les pertes au sein du bobinage supraconducteur. Le comportement électromagnétique des rubans SHTC GdBaCuO 2G a été implémenté à partir d'une formulation en potentiel vecteur $T - A$ homogénéisée à l'échelle des bobines. Il a été constaté que les contraintes de fabrication des bobines RDP conditionnent en partie le dimensionnement des machines. Les bobinages distribués s'en retrouvent ainsi défavorisés, notamment à cause de la contrainte d'espace-ment δ . L'étude a abouti sur deux topologies potentielles que sont le DSC 6-36 et le CDC 5-12 avec tous deux un rendement proche de 99,4%. Le CDC 5 paires de pôles, 12 encoches apparaît cependant comme la solution la plus pertinente en raison de ses pertes AC plus faibles et une conception plus simple. Ce travail nécessiterait une analyse approfondie sur les phénomènes de pertes dans le bobinage supraconducteur, et notamment les pertes par couplage qui seraient non négligeable dans les rubans SHTC de type REBCO d'après la littérature [10]. L'intégration

du système de refroidissement et la complexité de fabrication de la machine restent également un sujet d'étude majeur.

6. RÉFÉRENCES

- [1] M. Corduan et Karlsruhe Institut für Technologie (KIT), Karlsruhe (Germany). KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, «Design of superconducting AC machines for hybrid-electric aircraft». nov. 23, 2020.
- [2] C. C. T. Chow, M. D. Ainslie et K. T. Chau, "High temperature superconducting rotating electrical machines : An overview", Energy Reports, t. 9, p. 1124-1156, 1er déc. 2023.
- [3] "Introduction of Fujikura RE-based High-Temperature Superconductor", Superconductor Business Development Division Fujikura Ltd., sept. 2022.
- [4] J. Pyrhonen, T. Jokinen et V. Hrabovcova, Design of Rotating Electrical Machines. John Wiley & Sons, 26 sept. 2013.
- [5] F. Grilli, E. Pardo, A. Stenvall, D. N. Nguyen, W. Yuan et F. Gömöry, "Computation of Losses in HTS Under the Action of Varying Magnetic Fields and Currents", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, t. 24, no 1, p. 78-110, fév. 2014.
- [6] E. Berrospe-Juarez, V. M. R. Zermeno, F. Trillaud et F. Grilli, "Real-time simulation of large-scale HTS systems : multi-scale and homogeneous models using the t-a formulation", Superconductor Science and Technology, t. 32, no 6, p. 065 003, avr. 2019.
- [7] F. Liang, S. Venuturumilli, H. Zhang et al., "A finite element model for simulating second generation high temperature superconducting coils/stacks with large number of turns", Journal of Applied Physics, t. 122, no 4, p. 043 903, 27 juill. 2017.
- [8] N. Bianchi et M. D. Pré, "Use of the star of slots in designing fractional-slot single-layer synchronous motors", IEE Proceedings - Electric Power Applications, t. 153, no 3, p. 459-466, 1er mai 2006.
- [9] M. Huo, S. Wang, J. Xiu et S. Cao, "Effect of magnet/slot combination on triple-frequency magnetic force and vibration of permanent magnet motors", Journal of Sound and Vibration, t. 332, no 22, p. 5965-5980, 28 oct. 2013.
- [10] R. Møllerud, C. Hartmann, C. L. Klop, S. Austad et J. K. Nøland, "Design of a Power-Dense Aviation Motor With a Low-Loss Superconducting Slotted Armature", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, t. 33, no 8, p. 1-13, nov. 2023.