



HAL
open science

Analyse et modélisation des pertes fer dans une machine haute vitesse avec prise en compte des procédés de fabrication

Anh Tuan Vo, Marylin Fassenet, Valentin Préault, C. Espagnet, Afef Kedous-Lebouc

► To cite this version:

Anh Tuan Vo, Marylin Fassenet, Valentin Préault, C. Espagnet, Afef Kedous-Lebouc. Analyse et modélisation des pertes fer dans une machine haute vitesse avec prise en compte des procédés de fabrication. Conférence SGE 2003 (Symposium de Génie Electrique), Jul 2023, Lille, France. hal-04161069

HAL Id: hal-04161069

<https://hal.science/hal-04161069>

Submitted on 13 Jul 2023

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

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

Analyse et modélisation des pertes fer dans une machine haute vitesse avec prise en compte des procédés de fabrication

Anh-Tuan VO, Marylin FASSETNET, Valentin PREAULT *, Christophe ESPANET* et Afef KEDOUS-LEBOUC
Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, G2Elab, F-38000 Grenoble, France
*Moving Magnet Technologies MMT, Besançon, France

RESUME - Les pertes fer ont été évaluées dans un prototype de MSAP fonctionnant à grande vitesse en exploitant une version récente et améliorée du modèle d'hystérésis « Loss Surface », LS. Du fait que la prédiction sous-estimait de manière significative et inexplicable l'expérience, les effets de la fabrication de la machine - découpage, rivetage, imprégnation et assemblage - ont été étudiés, identifiés et évalués. La différence entre les pertes mesurées et estimées est ainsi réduite de plus de 300% à moins de 15%.

Mots-clés—Pertes fer, Modèle LS, MSAP haute vitesse, électroérosion, imprégnation, pertes par courants induits.

1. INTRODUCTION

La course à la performance des machines électriques nécessite une intégration de plus en plus poussée de l'ensemble des phénomènes impliqués lors de leurs conceptions. Les matériaux magnétiques en font partie avec leur comportement hystérique et dissipatif fortement dépendant des conditions d'excitation mais aussi de leur mise en œuvre. En effet, les différentes étapes de fabrication du circuit magnétique et son montage dans la machine finale augmentent généralement les pertes fer [1], [2], [3]. Une modélisation générique n'existant pas, il est nécessaire d'évaluer dans chaque cas cet impact en fonction des procédés mis en œuvre, de la taille et la structure de la machine ainsi que son mode de fonctionnement.

Dans cette étude, nous nous intéressons à l'analyse des pertes supplémentaires engendrées par la fabrication sur une petite machine électrique. La partie 2 décrit succinctement cette machine, le modèle LS et ses principales améliorations récentes ainsi que l'estimation des pertes fer à vide faites expérimentalement et par modélisation en utilisant ce modèle LS. Dans la 3^{ème} partie, une analyse est menée pour identifier les sources des pertes additionnelles qui sont quantifiées grâce à des mesures spécifiques. Enfin dans la 4^{ème} partie, le modèle LS est généralisé pour intégrer ces phénomènes, recalculer les pertes fer et les comparer aux résultats expérimentaux.

2. MACHINE ETUDIEE ET ESTIMATION DES PERTES FER

2.1. Description de la machine

Le moteur étudié est un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) triphasé et bipolaire, développé par l'entreprise Moving Magnet Technologie (MMT) dans le but de fournir une solution compacte, à haut rendement et à faible coût,

dédiée aux applications de compression d'air (Fig. 1). Sa conception résulte d'une étude complète allant des simulations par éléments finis au développement d'un prototype jusqu'aux essais de l'électronique et des commandes. Il s'agit, dans notre étude, d'une petite machine prototype à aimants permanents FeNdB, de puissance et vitesse nominales de 3 kW et 80 000 tr/min respectivement. Son circuit magnétique est réalisé en tôles FeSi minces de 0,2 mm d'épaisseur découpées par électroérosion (Tableau 1).

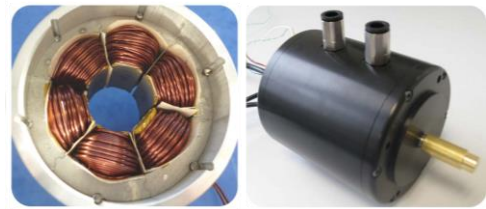


Fig. 1 Photos de la machine MSAP étudiée

Tableau 1 Caractéristique de la machine MSAP étudiée.

Puissance / Vitesse nominale	3 kW / 80000 rpm
Fréquence électrique	1333 Hz
Nbre phases / pôles / encoches	3/2/6
Tôles magnétiques / Aimants	FeSi NO à faible épaisseur NO20 / Anneau unique en NdFeB fritté
Manchon de rotor	Alliage de titane TiAlV
Enroulement	Triphasé en série, connexion wye
Capteurs de position	3 capteurs à effet Hall pour le mode de commutation en bloc. Codeur sin/cos pour FOC
Roulements	À billes céramiques hybrides à grande vitesse
Refroidissement	Refroidissement à l'eau

2.2. Mesures expérimentales des pertes fer à vide

Les pertes fer à vide ont été mesurées par MMT via la mesure du couple par la méthode d'accélération. Les pertes mécaniques (roulements et aérodynamiques) sont mesurées et déduites des pertes totales pour déterminer les pertes fer.

$$P_{vide} = P_{fer} + P_{roul} + P_{aéro} = T\Omega \quad (1)$$

avec

$$P_{roul} = \text{Pertes des roulements} = A \times \Omega \quad (2)$$

$$P_{a\acute{e}ro} = \text{Pertes a\acute{e}rauliques} = \pi C_d \rho R^4 \Omega^3 L \quad (3)$$

$$T = J \times \frac{d\Omega}{dt} \quad (4)$$

Où T est le couple mesuré à vide, J est le moment d'inertie du rotor, Ω la vitesse de rotation et A est un coefficient déterminé à basse vitesse. C_d , ρ , R et L sont respectivement le coefficient de frottement, la densité de l'air, le rayon et la profondeur du rotor.

J n'étant pas facile à déterminer analytiquement, le couple est obtenu par des mesures différentielles entre deux essais successifs, l'un en considérant la machine seule et l'autre en couplant le rotor à un disque massif ayant un moment d'inertie connu égal ΔJ . On a ainsi :

$$T = \Delta J \times \Omega \times \frac{t_1 t_2}{t_1 - t_2} \quad (5)$$

Où t_1 et t_2 sont respectivement le temps d'accélération des deux mesures.

2.3. Estimation des pertes fer à vide par le modèle LS

La prédiction des pertes fer a été menée en associant, en mode post calcul, le modèle LS à une simulation par éléments finis par le logiciel Altair FluxTM. Le modèle LS est un modèle d'hystérésis scalaire $H(B)$ global incluant tous les effets dynamiques et permettant de reproduire le comportement du matériau en fonction de la fréquence et la forme d'onde de l'excitation. La simulation est menée en régime transitoire en pas à pas dans le temps en supposant une loi $B(H)$ non linéaire mais anhystérique. Elle fournit dans chaque élément du circuit magnétique l'évolution temporelle de l'induction $B(t)$, considérée comme entrée du modèle qui calcule $H(t)$. On obtient ainsi le cycle $B(H)$ local, les pertes locales puis les pertes globales par sommation sur tous les éléments du circuit magnétique.

Le modèle LS a été grandement amélioré ces 5 dernières années et étendu au-delà de la saturation et à très haute fréquence permettant ainsi de disposer d'un modèle précis et robuste [5], [6] et [7].

Ce modèle est basé sur la connaissance de l'induction $B(t)$ et de sa variation temporelle $\frac{dB}{dt}$. Il est construit sur le principe de la décomposition du champ en deux termes :

$$H\left(B, \frac{dB}{dt}\right) = H_{stat}(B, \text{histoire}) + H_{dyn}\left(B, \frac{dB}{dt}\right) \quad (6)$$

$H_{stat}(B, \text{histoire})$ décrit le comportement quasi-statique du matériau. Il est évalué par un modèle d'hystérésis statique identifié par un cycle statique majeur et quelques cycles intermédiaires.

$H_{dyn}(B, \frac{dB}{dt})$ globalise tous les phénomènes dynamiques qui se développent dans le matériau (courants induits dus aux déplacements des parois des domaines magnétiques, variation du nombre de parois avec la fréquence et le niveau d'induction, etc.). Ce terme est calculé à partir d'une surface caractéristique unique $H_{id,dyn}(B_{id,max}, B, \frac{dB}{dt})$ extraite de la surface globale mesurée $H_{id,mes}(B_{id,max}, B, \frac{dB}{dt})$ en induction triangulaire d'amplitude $B_{id,max}$ et de fréquence variable. Les valeurs typiques sont de 1.6 à 1.7 T pour les tôles FeSi NO utilisées dans les machines électriques. 6 à 8 cycles sont nécessaires pour l'identification incluant le cycle statique et allant jusqu'à une fréquence de 1000 Hz.

Grâce aux améliorations apportées au modèle, les 2 contributions H_{stat} et H_{dyn} sont pleinement décrites par un ensemble d'équations analytiques incluant l'extension du modèle au-delà de la saturation et à des fortes variations $\frac{dB}{dt}$.

Le Tableau 2 et la Fig. 2 illustrent quelques résultats obtenus en particulier pour le matériau NO20 utilisé dans la machine. Pour ce matériau, le modèle statique a été identifié avec 5 cycles mesurés à 10 Hz et un niveau de B variant entre 0,1 T et 1,7 T. Pour la contribution dynamique la surface a été caractérisée avec 5 cycles mesurés à une fréquence variant entre 50 Hz and 2 kHz et une amplitude of 1,5 T

Tableau 2 Ecart moyen de pertes entre le modèle et l'expérience en induction sinusoïdale pour différents matériaux, $\frac{\Delta P}{P} = \frac{P_{LS} - P_{Mes}}{P_{Mes}}$.

Matériau	B (T)	Fréquence (Hz)	Écart moyen (%)
M330-35A	0,1 – 1,6	50 – 4000	4,0
M235-35A	0,1 – 1,6	50 – 4000	2,9
NO20	0,1 – 1,5	50 – 4000	3,0

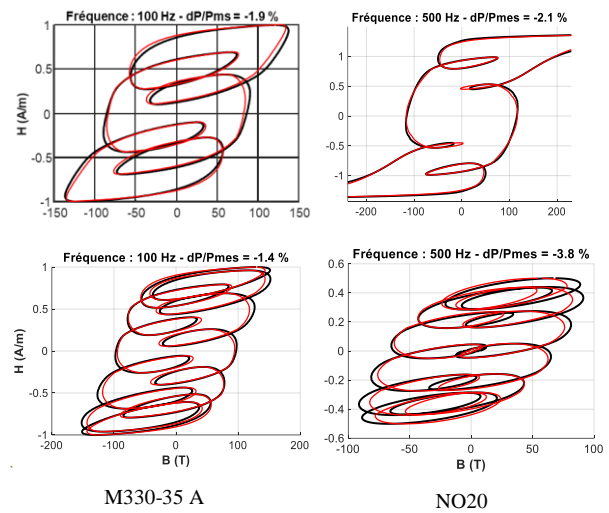


Fig. 2 Cycles d'hystérésis mesurés (noir) et calculés par le modèle LS (rouge), B(t) sinus déformé par une harmonique 5 (haut) et 11 (bas).

2.4. Comparaison entre la mesure et l'estimation des pertes

Les pertes à vide totales mesurées et estimées sont données dans la Fig. 3. On voit clairement que le calcul sous-estime grandement ces pertes d'un rapport d'environ 1.5 à 3. Ceci se traduit à 80'000 tr/min, par un rapport 4.5 entre les pertes fer mesurées (98 W) et les pertes fer estimées (22 W) comme indiqué dans le Tableau 3. Des simulations complémentaires comme celles permettant de calculer les pertes dans les aimants ou dans la frette n'ont pas permis d'expliquer les écarts observés. Ces écarts ne peuvent être attribués qu'au procédé de fabrication compte tenu de la précision du modèle LS et des simulations.

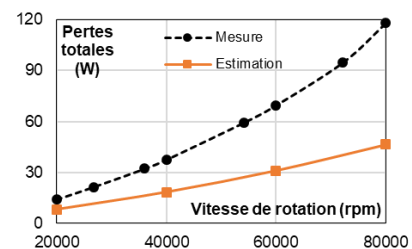


Fig. 3 Pertes totales à vide mesurées et estimées.

Tableau 3 Valeurs des composantes des pertes en W à 80'000 tr/min.

P_{vide} (mesuré)	P_{rout} (mesuré)	$P_{aéro}$ (calcul analytique)	P_{fer} (déduit)	P_{fer} (simulé)
120	18	4	98	22

3. ANALYSE EXPERIMENTALES DES SOURCES DE DEGRADATION

Les simulations par éléments finis ont été menées en supposant la machine parfaite et les caractéristiques intrinsèques du matériau décrites par des mesures sur un banc de type Epstein. Cette représentation est idéaliste comme le montre la Fig. 4 décrivant la géométrie réelle du stator et la comparant à la géométrie simulée.

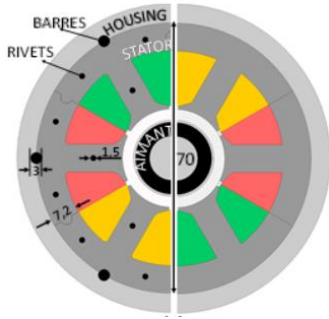


Fig. 4 Géométrie réelle (gauche) et simulée (droite) ; dimensions en mm.

En effet, le stator est assemblé à partir de six blocs identiques réalisés en tôles FeSi NO20 découpées par électroérosion, empilées et imprégnées. Sur chacune de ces tôles, trois trous de 1,5 mm de diamètre et un trou de 3 mm de diamètre sont percés au centre et sur le bord extérieur permettant de glisser les rivets destinés à l'assemblage du bloc final (Fig. 5).

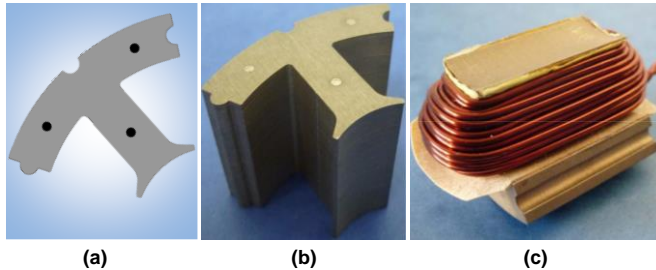


Fig. 5 Le bloc statorique : a) géométrie 2D, b) assemblage c) bobinage concentré.

Cette méthode d'assemblage permet de simplifier la fabrication du stator mais elle entraîne des pertes supplémentaires dans la machine. Nous pouvons classer les sources de ces pertes supplémentaires en deux catégories :

- Sources internes au matériau : découpage par électroérosion, rivetage, imprégnation.
- Sources externes au matériau : dues à l'assemblage du stator. Les rivets, les barres et le boîtier étant métalliques et non isolés les uns des autres, ils peuvent engendrer des courts circuits (CC) et des pertes.

3.1. Analyse des sources internes au matériau

Ces sources engendrent des contraintes et déformations élastiques ou plastiques et s'accompagnent généralement d'une dégradation des propriétés du matériau. D'autre part, les rivets étant en acier et non isolés ils peuvent introduire des CC internes entre les tôles que l'on qualifiera de micro-courts-circuits. Les influences de toutes ces sources ont été évaluées grâce à des essais spécifiques sur tores en les comparant aux mesures sur l'échantillon Epstein de référence noté EE-30 (Fig. 6) :

- 2 tores découpés par électroérosion de largeur 2 et 3 mm (I-ET-2 et I-ET-3, I : intrinsèque, ET : électroérosion),
- 1 tore découpé et riveté (R-ET-3, R : riveté)
- 1 tore riveté et imprégné (RI-ET-3, RI : riveté et imprégné).

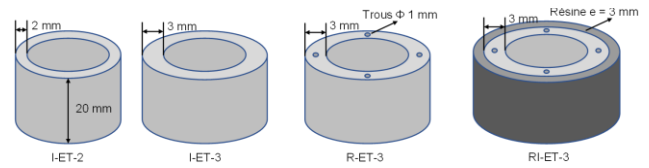


Fig. 6 Géométrie et fabrication des tores.

L'analyse des essais sur tores I-ET-2 et I-ET-3 permet d'évaluer l'influence de la découpe par électroérosion et de l'extrapoler par modélisation à une largeur de découpe de 7,2 mm correspondant à la largeur du circuit magnétique de la machine. La comparaison entre les tores R-ET-3 et I-ET-3 permet d'évaluer l'influence du rivetage et enfin la comparaison entre les tores R-ET-3 et RI-ET-3 permet d'évaluer l'influence de l'imprégnation. Cette dernière a été trouvée faible et ne sera pas détaillée dans la suite.

3.1.1. Influence de la découpe par électroérosion

La Fig. 7 donne les résultats des mesures des tores I-ET-2 et I-ET-3 en les comparant aux mesures de référence sur l'échantillon Epstein. Ces mesures sont réalisées en induction sinusoïdale à différentes fréquences. Ces résultats montrent que la découpe, même par électroérosion, augmente les pertes de 10 à 60%. Cet effet est plus important pour une largeur de découpe de 2 mm et est décroissant avec le niveau de l'induction et la fréquence. Ces résultats restent cohérents avec des études antérieures sur l'impact du poinçonnage des tôles.

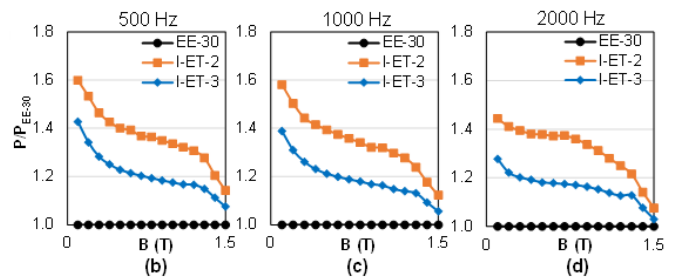
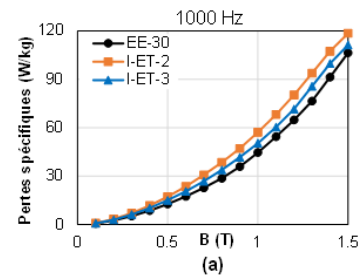


Fig. 7 Evaluation de l'influence de la découpe par électroérosion. a) Pertes en échelle absolue à 1000 Hz ; c,b,d) Pertes normalisées sur la base des pertes de EE-30 à 500, 1000 et 2000 Hz.

3.1.2. Influence du rivetage

Une analyse similaire a été menée en comparant les tores découpés de 3 mm de large, avec et sans rivets I-ET-3 et R-ET-3, aux mesures de l'échantillon Epstein de référence. Les résultats montrent que les rivets augmentent les pertes de 20 à 60% (Fig. 8). Contrairement à la découpe, cet effet augmente avec la fréquence. Les deux échantillons ayant quasiment les mêmes pertes quasi-statiques, ce résultat révèle l'existence de micro-courts circuits. En effet les rivets n'étant pas isolés des

tôles, ils peuvent mettre ces dernières localement en contact et créer via d'autres défauts existant dans le circuit magnétique des courants de circulation entre tôles, sources de pertes additionnelles qui augmentent avec la fréquence.

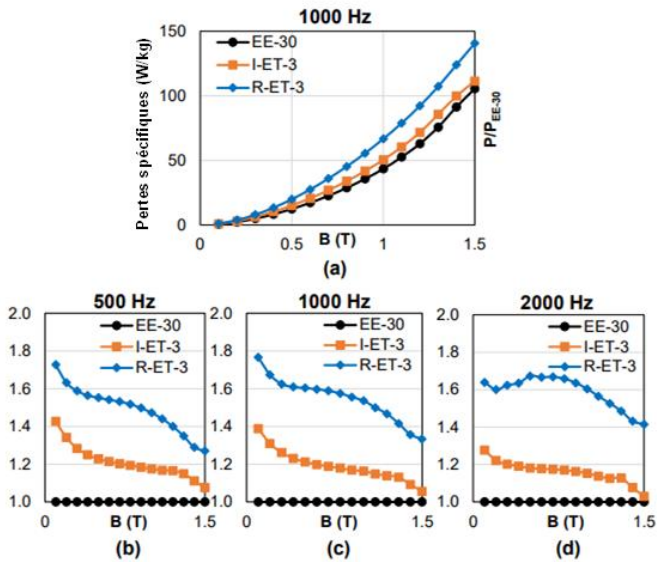


Fig. 8 Comparaison des pertes de EE-30, I-ET-3 et R-ET-3. a) échelle absolue à 1000 Hz ; c,b,d) échelle normalisée sur la base des pertes de EE-30.

3.2. Analyse des sources externes aux matériaux

Les courts circuits externes engendrent des pertes additionnelles dépendant du matériau considéré. Nous avons essayé de les mettre en évidence expérimentalement en considérant deux configurations :

- la 1^{ère}, référencée R-ET-3-Fe, dans laquelle les rivets en acier ont été mis en CC à l'extrémité du tore ;
- la 2^{ème}, référencée R-ET-3-Cu, dans laquelle les rivets ont été remplacés par des barres en cuivre puis mis en CC.

Les pertes mesurées à 2000 Hz dans les deux cas sont illustrées dans la Fig. 9 où nous avons également rassemblé tous les résultats des essais de tous les tores. On voit clairement les effets des courants de court-circuit dont l'amplitude dépend de la résistance du CC et donc de la conductivité du matériau mis en œuvre.

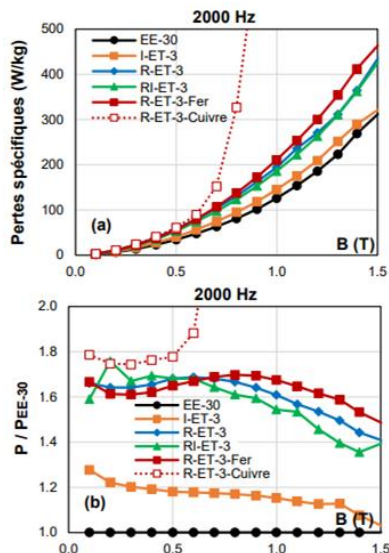


Fig. 9 Influence des sources internes et externes sur les pertes fer, 2000 Hz.

4. MODELISATION ET COMPARAISON FINALE

Le modèle LS a été modifié en intégrant successivement ces effets de la fabrication. Les effets de l'imprégnation, très faibles, n'ont pas été considérés. L'impact des sources externes de court-circuit entre les rivets a été évalué par des simulations éléments finis.

4.1. Intégration des effets de la découpe et du rivetage dans le modèle LS

Pour introduire l'influence de la découpe dans le modèle LS, nous nous sommes inspirés des approches macroscopiques déjà existantes en particulier celle reconsidérée récemment par Manescu et al [8]. Dans cette approche la bande découpée de largeur w est subdivisée en une zone centrale non dégradée et deux zones latérales dégradées de largeur L_c (Fig. 10).

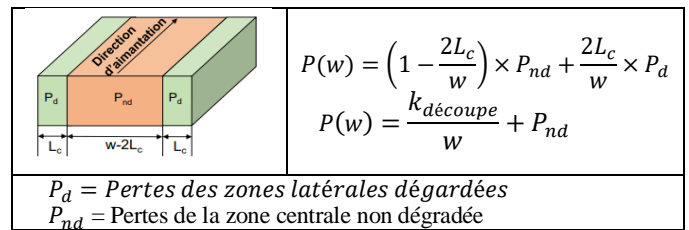


Fig. 10 Principe de la modélisation des effets de découpe.

Dans notre étude (EE-30) et l'échantillon torique (I-ET-2) de largeur 30 mm et 2 mm ont été choisis comme base pour l'identification et l'extension du modèle comme exprimé dans l'équation (7) avec $K_{découpe}(B, 0)$ correspondant à la correction de la contribution statique et $K_{découpe}(B, \frac{dB}{dt})$ à celle de la contribution dynamique.

$$H^{ET-w}(B, \frac{dB}{dt}) = H_{E_{ptein}}(B, \frac{dB}{dt}) + \frac{K_{découpe}(B,0) + K_{découpe}(B, \frac{dB}{dt})}{w} \quad (7)$$

La formule est ensuite utilisée pour valider l'approche en estimant les pertes à $\pm 5\%$ dans le troisième échantillon torique (I-ET-3) de largeur 3 mm comme le montre la Fig. 10

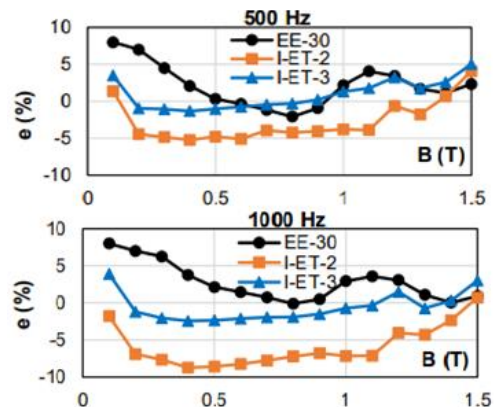


Fig. 11 Ecart relatif en % entre les pertes estimées et mesurées. EE-30 et I-ET-2 : identification du modèle, I-ET-3 : vérification et validation

Une démarche similaire a été entreprise pour intégrer l'effet des rivets. Le modèle LS a été caractérisé sur le tore R-ET-3 et comparé à l'échantillon I-ET-3 et EE-30 pour dégager une expression étendue du champ magnétique. Comme précisé plus haut cette extension a été apportée uniquement sur la contribution de H_{dyn} . La valeur du coefficient de correction dépend en principe de B et dB/dt mais sa variation étant toutefois faible, nous l'avons considérée constante ($K_{rivet} = 1,6$ A).

Ainsi le modèle LS généralisé complet s'écrit :

$$H^{R-ET-w} \left(B, \frac{dB}{dt} \right) = \left[\frac{K_{découpe}(B,0)}{w} + H_{Epstein}^{stat}(B) \right] + \left[\frac{K_{découpe}(B, \frac{dB}{dt})}{w} + H_{Epstein}^{dyn}(B, \frac{dB}{dt}) \right] \times K_{rivet} \quad (8)$$

Cette expression a permis d'extrapoler les pertes pour des tores de 7,2 mm de largeur, notés I-ET-7,2 et R-ET-7,2 et représentatifs du stator. L'effet de la découpe est naturellement atténué et celui du rivetage est évalué entre 30 et 50% (Fig. 12).

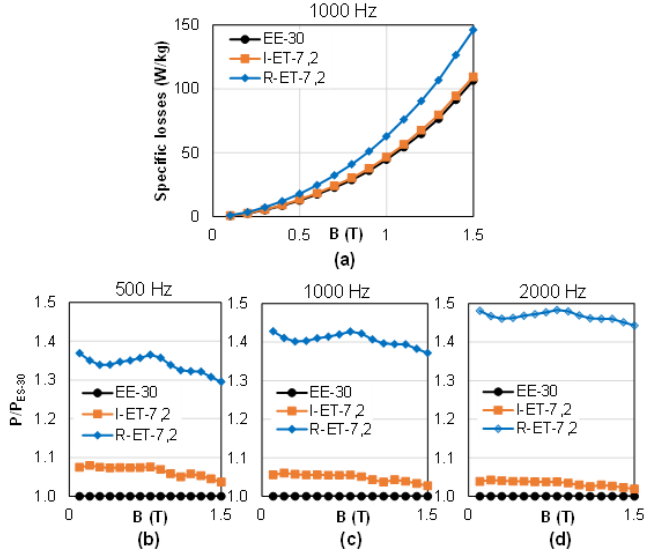


Fig. 12 Extrapolation des effets de la découpe et des rivets sur les pertes additionnelles ramenées à une largeur de découpe de 7,2 mm.

4.2. Simulation de la géométrie complète

Les effets macroscopiques de CC sont quantifiés directement par simulation en affectant la propriété d'un conducteur massif aux rivets. Sachant que la résistivité électrique de l'acier est comprise entre 10 et 100 $\mu\Omega\text{cm}$, nous avons réalisé une étude de sensibilité pour évaluer son influence sur les pertes par CC. La Fig. 13 montre que pour cet intervalle de variation, les pertes peuvent être considérées comme indépendantes de la résistivité. La valeur de 50 $\mu\Omega\text{cm}$ a été choisie pour la suite de l'étude.

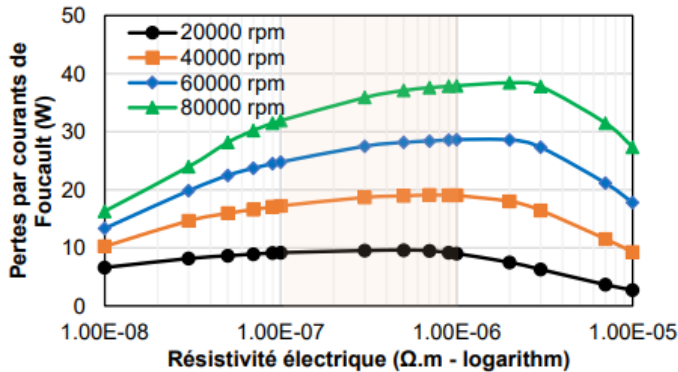


Fig. 13 Pertes par courants de Foucault en fonction de la résistivité électrique des rivets à plusieurs vitesses de rotation.

Nous avons tout d'abord comparé les comportements des circuits magnétiques de la géométrie simple et de la géométrie complète en considérant pour cette dernière les propriétés dégradées du matériau par la découpe et le rivetage ainsi que les CC au niveau macroscopique des barres et rivets. Alors que les répartitions du flux et de l'induction sont fortement homogènes dans la géométrie simple, les courants de CC vont complètement les modifier comme le montre la Fig. 14.

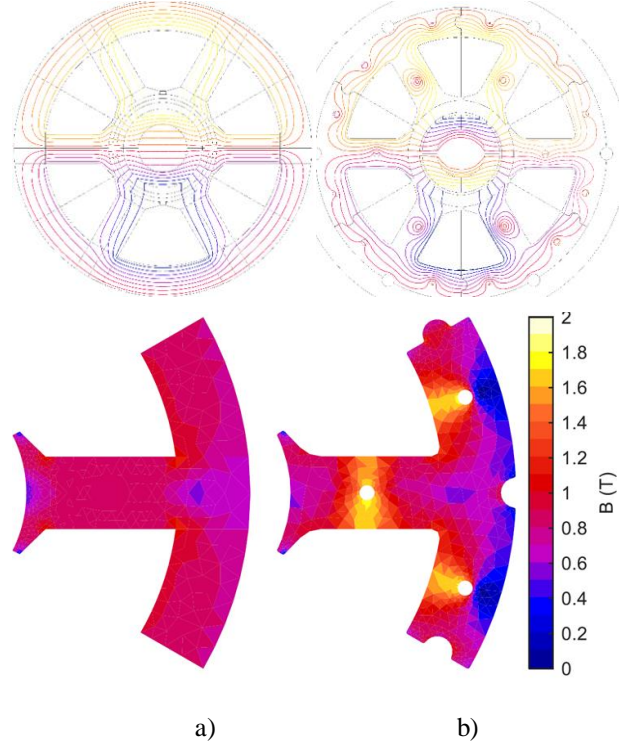


Fig. 14 Lignes isoflux et dégradées de l'induction au stator. a) géométrie idéale, b) géométrie complète.

Ce phénomène va impacter aussi la distribution locale des pertes, qui devient nettement hétérogène dans la géométrie complète, au voisinage des rivets, avec des densités de pertes 2 à 3 fois plus fortes que dans la géométrie simple (Fig. 15).

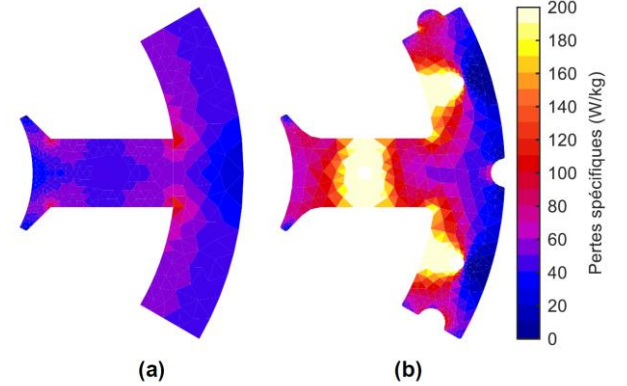


Fig. 15 Répartition des densités de pertes au stator. a) géométrie idéale, b) géométrie complète.

4.2.1. Estimation finale

Le bilan des pertes dans l'équation (1) se trouve ainsi modifié en considérant la géométrie complète et en incluant les différents termes de pertes additionnelles. On a ainsi :

$$P_{vide} = P_{fer} + P_{roul} + P_{aéro} + \Delta P_{CI} \quad (9)$$

où

$$P_{fer} = P_{Epstein} + \Delta P_{découpe} + \Delta P_{Rivets} + \Delta P_{fer,CC} \quad (10)$$

Avec :

ΔP_{CI} = les pertes joules macroscopiques par courants induits dans le CC (source externe) ;

$\Delta P_{\text{découpe}}$ et ΔP_{Rivets} = les dégradations des pertes engendrées par des sources internes de découpe et de rivetage ;

$\Delta P_{\text{fer,CC}}$ = les pertes magnétiques internes dans le matériau dues à la modification par les courants de CC macroscopiques de la répartition locale de l'induction dans le circuit magnétique.

Tableau 4 Répartition des pertes totales avec prise en compte des sources de pertes additionnelles engendrées par le processus de fabrication.

Vitesse de rotation tr/min)	20'000	40'000	60'000	80'000
$P_{\text{fer-Simu.- I-ET-7,2}}$ (W)	3,39	8,73	15,71	24,2
$P_{\text{fer-Simu.- R-ET-7,2}}$ (W)	5,31	15,5	29,45	47,4
$\Delta P_{\text{CI}} + \Delta P_{\text{fer,CC}} - \text{Simu.}$ (W)	6,28	16,5	27,3	37,8
P_{roul} (W)	4,5	9	13,5	18
$P_{\text{aéro}}$ (W)	0,07	0,53	1,77	4,2
$P_{\text{tot}} - \text{Simu.- I-ET-7,2}$ (W / pu)	7,96 / 0,6	18,3 / 0,5	31,0 / 0,5	46,4 / 0,4
$P_{\text{tot}} - \text{Simu.- R-ET-7,2}$ (W / pu)	9,88 / 0,7	25,0 / 0,7	43,0 / 0,6	69,6 / 0,6
$P_{\text{tot}} - \text{Simu.- Complet}$ (W / pu)	16,2 / 1,2	41,3 / 1,1	72,1 / 1,0	107 / 0,9
$P_{\text{tot}} - \text{Mesure}$ (W / pu)	13,9 / 1	37,4 / 1	69,5 / 1	118 / 1

Le Tableau 4 récapitule l'ensemble des valeurs de toutes les composantes de pertes obtenues dans le stator de la machine. Les simulations ont été tout d'abord réalisées en prenant en compte tout d'abord les effets de la découpe seule (I-ET-7,2) puis en considérant la découpe et le rivetage (R-ET-7,2) et enfin en considérant les coûts circuits. En appliquant le modèle incluant l'impact du processus de fabrication complet, on réduit nettement les écarts observés entre la prédiction et la mesure. Ainsi, ces écarts passent de 350 % à moins de 16 % à basse vitesse et moins de 9 % à haute vitesse. Ils pourraient être encore plus faibles en considérant un facteur K_{rivet} non pas constant mais dépendant de B et dB/dt . En effet, à basse vitesse K_{rivet} est surestimé dans nos simulations. C'est aussi le cas à haute induction compte tenu que les CC engendrent des saturations locales du stator. La Fig. 16 complète cette comparaison des pertes totales mesurées et estimées pour les différentes configurations et montre visuellement que leur prise en compte améliore drastiquement la prédiction.

5. CONCLUSIONS

Cette étude a montré l'importance de considérer les impacts des procédés de fabrication pour estimer correctement les pertes fer. Pour la machine considérée, la découpe et le rivetage double sensiblement les pertes de référence. Les CC des rivets ajoutent des pertes par courants induits et saturent localement le matériau augmentant aussi ses pertes. En réduisant ces effets, le rendement de la machine peut être augmenté de 94% à 96%.

Cette étude valide aussi le modèle LS et l'approche développée pour le généraliser, méthode applicable à d'autres machines.

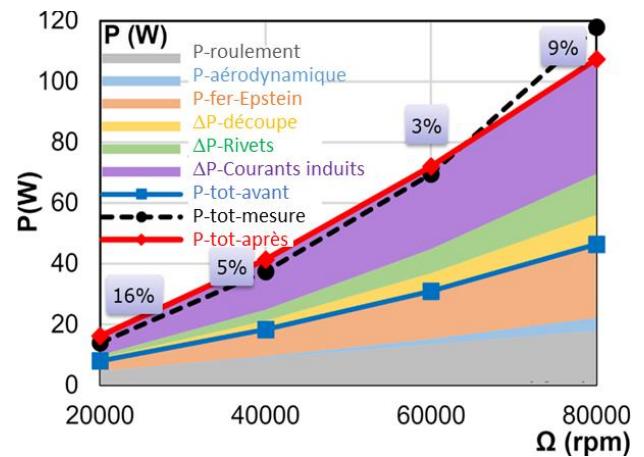


Fig. 16 Comparaison pertes estimées et pertes mesurées avant et après prise en compte des effets de fabrication.

6. REMERCIEMENTS

Les auteurs remercient vivement Monsieur Stéphane Tavernier, Ingénieur R&D à MMT, pour avoir réalisé les mesures des pertes dans la machine.

7. REFERENCES

- [1] N. Takahashi, H. Morimoto, Y. Yunoki, and D. Miyagi, « Effect of shrink fitting and cutting on iron loss of permanent magnet motor, » Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 320, no. 20, pp. 925–928, Apr. 2008.
- [2] O. Messal, A. Kedous-Lebouc, A. Youmssi, « Experimental evaluation of the punching impact on the dynamic magnetic performances of M330-35A SiFe steel », European Journal of Electrical Engineering, vol 18/5-6, pp.413-423, 2017.
- [3] A. Krings, S. Nategh, O. Wallmark, et J. Soulard, « Influence of the Welding Process on the Performance of Slotless PM Motors With SiFe and NiFe Stator Laminations », IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 50, no 1, p. 296-306, janv. 2014, doi: 10.1109/TIA.2013.2270972.
- [4] A. Gilson, S. Tavernier, M. Gerber, C. Espanet, F. Dubas, et D. Depernet, « Design of a cost-efficient high-speed high-efficiency PM machine for compressor applications », IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), sept. 2015, p. 3852-3856, doi: 10.1109/ECCE.2015.7310204.
- [5] O. Messal, A-T Vo, M. Fassenet, P. Mas, S. Buffat, A. Kedous-Lebouc « Advanced approach for static part of loss-surface iron loss model », Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 502, 2020.
- [6] Anh-Tuan Vo, Marylin Fassenet, Valentin Préault, Christophe Espanet, Afef Kedous-Lebouc, « New formulation of Loss-Surface Model for accurate iron loss modeling at extreme flux density and flux variation: Experimental analysis and test on a high-speed PMSM », Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 563, (2022) 1 December 2022.
- [7] Anh-Tuan Vo « Modèle LS pour une meilleure prise en compte d l'hystérésis dynamique dans les matériaux magnétiques doux : amélioration , identification et validation expérimentale » Thèse de Doctorat Université Grenoble Alpes, Spécialité Génie Electrique, Février 2021.
- [8] V. Manescu, G. Paltanea, E. Ferrara, I. V. Nemoianu, F. Fiorillo, H. Gavrilă, « Influence of mechanical and water-jet cutting on the dynamic magnetic properties of NO Fe-Si steels », Journal of Magnetism and Magnetic Materials 499 (2020) 166257.