

THÈSE

Présentée en vue d'obtenir le grade de

Docteur de l'université d'Artois

par

Vincent Mallard

Discipline : Génie électrique

Définition de machine asynchrone à très haute efficacité énergétique par actions conjuguées du cuivre rotorique et de l'acier à grains orientés

Jury

M. V. LANFRANCHI,	Professeur, LEC - Université de Technologie de Compiègne	Rapporteur
M. F. MEIBODY TABAR,	Professeur, LEMTA - Université de Lorraine	Rapporteur
Mme. M. HAGE HASSAN,	Maître de conférence, Centrale-Supelec	Examineur
M. A. DELAMOTTE,	Ingénieur, FAVI	Invité
M. T. BELGRAND,	Senior Expert, Thyssenkrupp Electrical Steel	Invité
M. J-F. BRUDNY,	Professeur Émérite, LSEE - Université d'Artois	Directeur de thèse
M. G. PARENT,	Maître de conférence, LSEE - Université d'Artois	Encadrant de thèse
M. C. DEMIAN,	Maître de conférence, LSEE - Université d'Artois	Encadrant de thèse

Remerciement

Je tiens d'abord à remercier le Professeur Jean-Philippe LECOINTE, directeur du Laboratoire Systèmes Électrotechniques et Environnement (LSEE) pour m'avoir accueilli au sein du LSEE et le Professeur Jean-François BRUDNY pour avoir dirigé mes travaux de recherche pendant ces années.

Je souhaite également remercier mes deux co-encadrants Monsieur Cristian DEMIAN et plus particulièrement Monsieur Guillaume PARENT. je le remercie pour ces précieux conseils, sa rigueur et son soutien durant ces années de travail et tout les bons moments passer dans son petit bureau avec son très cher collègue Monsieur Stéphane DUCHESNE. Ce fut un vrai plaisir d'avoir eu la chance de travailler avec vous.

Je tiens à remercier Monsieur Vincent LANFRANCHI, Professeur à l'Université de Technologie de Compiègne, pour avoir accepté d'examiner mon travail en qualité de rapporteur et de présider le jury de soutenance. Et je dois également te remercier pour m'avoir transmis l'envie de faire de la recherche lors de nos nombreux échanges lors de mes années à l'UTC.

Je tiens à adresser ma profonde gratitude à Monsieur Farid MEIBODY TABAR, Professeur à l'Université de Lorraine, qui m'a fait l'honneur d'examiner mon travail en qualité de rapporteur et pour la qualité des remarques et des propositions concernant le manuscrit.

Je présente mes sincères remerciements à Madame Maya HAGE HASSAN, Maître de conférence à Centrale-Supelec, pour la qualité de ces commentaires lors de la soutenance.

Je tiens également à remercier Monsieur Thierry BELGRAND, responsable R&D à Thyssen Krupp Electrical Steel, d'avoir fait partie de mon jury de thèse ainsi que pour son soutien et son apport dans ce projet. Le soutien de ThyssenKrupp Electrical Steel a été très important pour la réalisation de ce travail.

Je tiens également à remercier Monsieur Aurélien DELAMOTTE, Chef de Projet à FAVI, pour son suivi régulier et pour la vision industrielle qu'il a apportée à ce travail. Je le remercie pour sa confiance et pour la grande liberté qu'il m'a octroyé.

J'ai apprécié les contacts que j'ai pu avoir avec les équipes dans les différents secteurs du site lors de mes visites, dont les membres ont toujours été à l'écoute et sympathiques. Merci à toutes celles et ceux qui ont contribué à l'avancement de ce travail et notamment le laboratoire d'essai mécanique.

Je voudrais aussi remercier mes amis doctorants du LSEE avec qui j'ai passé plus de trois années dans une ambiance fort sympathique et dans la bonne humeur. Je remercie également l'ensemble du personnel de la FSA de Béthune pour sa gentillesse et pour la gaieté de l'ambiance qui y règne.

Et enfin, une énorme pensée à Joséphine sans qui je ne serais jamais arrivé là. Je la remercie de tout mon coeur pour son soutien et son amour durant ces années.

Sommaire

Table des matières

Introduction	9
1 Contexte du travail	13
1.1 Le rendement et les pertes dans les machines asynchrones	14
1.1.1 Le rendement des moteurs	14
1.1.2 Les différentes pertes Joule et pertes mécaniques dans les machines asynchrones	14
1.2 Les pertes fer	17
1.2.1 Courbe de première aimantation	17
1.2.2 Le cycle d'hystérésis	18
1.2.3 La séparation des pertes	18
1.2.4 Les pertes supplémentaires	22
1.3 Les techniques d'amélioration du rendement des machines asynchrones .	24
1.4 Les aciers magnétiques à grains orientés	25
1.4.1 L'élaboration des tôles à grains orientés	25
1.4.2 Caractéristiques cristallographiques des tôles à grains orientés . .	27
1.4.3 Les caractéristiques magnétiques des tôles à grains orientés	28
1.4.4 Les tôles à grains orientés dans les systèmes électrotechniques . .	30
1.4.5 Résultat obtenu grâce à la technique de décalage des tôles au niveau statorique pour des machines asynchrones	31
1.5 Le rotor à cage cuivre injecté sous pression	35
1.5.1 Principe de l'injection sous pression	35
1.5.2 La fabrication de la cage d'écureuil	35
1.6 Synthèse	39
2 Influence du choc thermique dû à l'injection du cuivre sous pression sur les caractéristiques magnétiques des tôles à grains orientés	41
2.1 L'impact de la température de recuit sur les aciers magnétiques classiques	42
2.1.1 Caractérisation des matériaux soumis à un recuit	42
2.2 L'étude des transferts thermiques entre le cuivre injecté et le circuit magnétique	48
2.2.1 L'échange de chaleur par conduction	48
2.2.2 L'échange de chaleur par convection	48
2.2.3 L'échange de chaleur par rayonnement	48
2.3 Simulation par la méthode des éléments finis	48
2.3.1 Les hypothèses du calcul	49
2.3.2 Résultats	51
2.4 Simulation par la méthode des volumes finis	53
2.4.1 Les paramètres de la simulation	53
2.4.2 Résultat	54

2.5	Synthèse des deux modèles	59
2.6	L'impact d'un choc thermique sur des bandes normalisées	59
2.6.1	Application d'un choc thermique	60
2.6.2	Caractérisation	61
2.7	Conclusion	65
3	Étude d'une structure à base de tôles à grains orientés en champ tournant	67
3.1	Description de la structure à décalage	68
3.2	Méthode d'analyse	70
3.2.1	Estimation de l'induction d'entrefer	70
3.2.2	Estimation des pertes fer	70
3.3	Applications de la structure à décalage	72
3.3.1	Exploitation des résultats	72
3.3.2	Synthèse	76
3.4	L'impact des ergots dans la comparaison des différentes nuances d'acier magnétiques	76
3.4.1	La méthode et les hypothèses des calculs	76
3.4.2	Exploitation des simulations	78
3.4.3	Synthèse des simulations et mesures des machines statiques à trois et six ergots	83
3.5	Nouvelle structure à base de tôles GO	83
3.5.1	Description du fonctionnement des deux structures par la méthode des éléments finis	85
3.5.2	Synthèse des simulations	98
3.6	Expérimentations sur les structures statiques segmentée et décalée	98
3.6.1	Description des maquettes	98
3.6.2	Méthode de mesure	99
3.6.3	Résultats	99
3.7	Conclusion	106
4	Validation avec des machines asynchrones	109
4.1	Présentation des machines étudiées	111
4.2	Comparaison à vide des machines	112
4.2.1	Dispositif d'alimentation des machines et de mesure des grandeurs électriques	112
4.2.2	Résultats des essais à vide avec le stator d'origine	113
4.2.3	Résultats des essais à vide avec le stator à tôles GO décalées	118
4.2.4	Comparaison des pertes fer entre les différentes configurations	120
4.2.5	Conclusion des essais à vide	121
4.3	Comparaison à rotor bloqué	123
4.4	Calcul du rendement selon la norme CEI	123
4.4.1	Dispositif expérimental	123
4.4.2	Pertes supplémentaires en charge	123
4.5	Conclusions sur les mesures	126
4.6	Procédure d'estimation expérimental des pertes fer rotorique	126
4.6.1	Présentation du banc d'essai	127
4.6.2	Résultats	128
4.6.3	Conclusion essai machine asynchrone à rotor bobiné	131
4.7	Synthèse	132

Conclusion générale et perspectives	133
Liste des figures et tableaux	137
Bibliographie	143
Annexe	153

Introduction générale

Les machines électriques sont très utilisées dans le milieu industriel pour différentes tâches des chaînes de production. Nous les retrouvons généralement dans tous les secteurs d'activités et également chez les particuliers. A titre d'exemple, il y a les applications domestiques (réfrigérateur, machine à laver,...), industrielles (ventilation, pompes, machine outils,...), transports (train, voiture,...) et dans la production d'énergie.

L'augmentation croissante des besoins énergétiques à l'échelle mondiale nous amène sans cesse à réduire la consommation de nos divers appareils. La consommation d'énergie électrique mondiale a progressé de 350 % entre 1973 et 2013 passant de 6129 TWh à 21 538 TWh [1]. Le nombre de moteurs électriques en service dans le monde est voisin de 300 millions en couplant ce constat à la nécessité de réduire la consommation d'énergie. A titre d'exemple, 30 % de l'énergie utilisée dans le secteur industriel est électrique et 70 % de celle-ci est utilisée par des moteurs électriques. Il devient alors évident qu'une amélioration, même faible, de l'efficacité de chaque machine apporterait une économie d'énergie très importante. Dans le contexte actuel, l'énergie liée aux hydrocarbures est appelée à se raréfier et devrait se reporter sur l'électricité ; comme le montre l'engouement actuel pour le développement des véhicules électriques. Pour compenser les sources d'énergies alternatives telles que l'énergie nucléaire et les énergies renouvelables seront à l'avenir primordiales.

Les performances des machines électriques sont étroitement liées aux caractéristiques des matériaux utilisés, à savoir : la qualité des tôles magnétiques qui impose l'induction maximale ; la nature des isolants qui définit la température de fonctionnement maximale ; les aciers pour la fabrication des roulements et les matériaux conducteurs pour la fabrication des cages d'écureuils dans le cas de la machine asynchrone. Ces différentes caractéristiques sont limitantes dans une démarche de conception. De plus, des choix sont nécessaires en fonction des objectifs assignés souvent au détriment du rendement. Ce qui mène à la conception de machines compactes, qui possèdent de ce fait une puissance massique plus importante, dans le but d'utiliser moins de matière première et de facto réaliser une économie.

Les pertes des machines électriques sont dues pour une large part aux pertes Joule et aux pertes fer dans le circuit magnétique. Dans la majorité des cas pour les machines de moyennes et petites puissances, les aciers magnétiques utilisés sont des tôles à grains non orientés. Les tôles à grains orientés, qui présentent des performances supérieures, sont largement répandues dans la fabrication de transformateurs et, de manière segmentée, dans les machines de forte puissance (plusieurs centaines de MW). En effet, les tôles à grains orientés ont des performances intéressantes uniquement quand le champ magnétique est dans une direction proche de la direction de laminage. Ces tôles sont donc très peu utilisées dans les machines de petites et de moyennes puissances car elles nécessiteraient des surcoûts induit par la découpe en segments et par la complexité de l'assemblage.

Dans le cadre de ce projet, la société FAVI a mis au point un procédé permettant de remplacer les cages d'écureuils injectées en aluminium par du cuivre pur à la fin des années 90. La majorité des machines asynchrones à cage d'écureuil sont réalisées par injection sous pression de l'aluminium en fusion. Cette technique induit des coûts de production réduits ce qui, dans un contexte économique, permet à cette solution d'être largement répandue dans l'industrie. Ce procédé permet naturellement d'augmenter le rendement des machines asynchrones en réduisant les pertes Joule rotoriques [2].

La seconde entreprise associée à ces travaux est l'aciériste ThyssenKrupp Electrical Steel à Isbergues, qui fabrique des tôles à grains orientés et qui a travaillé en collaboration avec le LSEE, notamment sur l'utilisation des tôles GO pour la fabrication de circuit magnétique statorique.

L'étude présentée dans ce mémoire concerne l'utilisation simultanée de deux technologies pour la fabrication de machines asynchrones à haut rendement. En effet, le marché potentiel de ce type de machine est et sera de plus en plus large car les niveaux de rendements deviennent de plus en plus exigeants.

Le chapitre 1 présente le contexte du projet avec dans un premier temps un rappel de législation européenne en termes de rendement. Nous présenterons également les différentes pertes des machines électriques avec les différents moyens d'améliorations. Nous détaillerons les particularités des tôles à grains orientés et l'amélioration du rendement obtenu sur des machines asynchrones. Ensuite, le processus d'injection du cuivre sera détaillé et un premier bilan sera réalisé pour estimer l'apport de cette technique par rapport à une cage d'écureuil fabriquée en aluminium.

Le contexte de cette étude ayant été établi, le chapitre 2 expose la problématique de l'injection du cuivre en fusion sur les performances magnétiques des aciers magnétiques. Dans un premier temps, nous rappellerons les différents problèmes de la température sur les divers aciers magnétiques à savoir les aciers à grains non orientés et les aciers à grains orientés. Dans un second temps, afin d'apprécier les températures ayant cours dans le circuit magnétique lors du processus de fabrication de la cage d'écureuil, un modèle élément finis 2D a été utilisé. Afin de prendre en compte le flux de métal en fusion, un modèle 3D a également été utilisé afin d'affiner les hypothèses émises. Une étude expérimentale est également menée sur un cadre d'Epstein afin d'étudier l'impact d'une élévation rapide de la température sur les performances des tôles à grains orientés.

Le chapitre 3 concerne l'amélioration des performances d'un circuit magnétique à base de tôles à grains orientés. Différentes structures de circuits magnétiques sont testées à base de tôles à grains non orientés et à grains orientés afin d'apprécier l'impact des tôles à grains orientés sur les performances comparativement à des tôles classiques. Afin d'apporter une amélioration pour l'utilisation des tôles à grains orientés soumises à champ tournant, une étude sur une structure comportant un faible nombre de segments avec un décalage est étudiée. Une modélisation par éléments finis 3D a été réalisée pour les deux structures afin de comprendre les principales différences. Une modélisation plus fine sur des parties du circuit magnétique des différentes structures a également été réalisée pour prendre en compte des cas de fortes saturations. Et enfin une comparaison expérimentale entre la structure décalée et la nouvelle structure a été réalisée.

Dans le dernier chapitre, des machines réelles ont été réalisées. Différentes configurations ont été testées afin d'apprécier l'apport de chaque technologie sur le rendement global. Pour chacune des configurations, des essais à vide, en court-circuit et en charge ont été réalisés conformément à la norme IEC. Il apparaît que les configurations utilisant le rotor avec un circuit magnétique à base de tôles à grains orientés décalées permet d'obtenir une diminution significative des pertes. Pour mettre en exergue les résultats obtenus sur nos machines, un protocole d'essai mettant en oeuvre une machine asynchrone à rotor bobiné a été réalisée afin de réaliser la séparation des pertes fer statoriques et des pertes fer rotoriques.

Chapitre 1

Contexte du travail

Ce chapitre a pour but de préciser le contexte de l'étude. Tout d'abord, une présentation des différentes normes internationales en vigueur pour classer les différents objectifs de rendement sur les machines électriques sera introduite. Ensuite, nous exposerons une classification des différentes pertes qui apparaissent au sein d'une machine asynchrone ainsi que les différentes méthodes connues permettant de réduire ces pertes. Nous proposerons de présenter les tôles à grains orientés en termes de fabrication, de caractéristiques et d'utilisation dans les machines électriques. Et enfin, nous détaillerons la méthode de fabrication d'un rotor à cage d'écurie en cuivre injectée sous pression réalisée au sein de la FAVI afin de mettre en exergue les avantages et les inconvénients d'une telle technique.

1.1 Le rendement et les pertes dans les machines asynchrones

1.1.1 Le rendement des moteurs

L'efficacité énergétique et la réduction des émissions de gaz à effet de serre sont actuellement au cœur de nombreuses préoccupations internationales [3]. L'Union Européenne, sous la supervision de la commission de régulation, a fixé un calendrier d'échéances concernant le rendement des machines électriques [4]. Le calendrier 1.1 montre l'importance pour les fabricants de machines électriques de développer des moteurs à haut rendement. Depuis le 16 juin 2011, dans les pays membres de l'Union Européenne, les moteurs doivent au minimum respecter la classe de rendement régit par la norme IEC 60034-30. En complément, depuis Janvier 2015, les moteurs doivent appartenir à la classe de rendement IE3 ou à la classe IE2 si associés à un variateur. Au vu de la diversité des normes dans les différents pays du monde et afin d'harmoniser la façon dont les machines sont classées, la Commission Électrotechnique International (CEI) a défini le classement suivant :

- IE1 pour un rendement standard ;
- IE2 pour un haut rendement ;
- IE3 dit "Premium" pour un très haut rendement ;
- IE4 et IE5 dites "Super Premium". (Celles-ci n'ont pas encore de date)

La figure 1.2 montre les différents niveaux de rendements à atteindre en fonction de la puissance utile.

Dans ce paragraphe, nous allons détailler quelles sont les pertes énergétiques inhérentes aux machines asynchrones actuelles, puis nous aborderons les diverses solutions qu'il est possible de mettre en place afin d'augmenter le rendement, et ainsi atteindre les exigences imposées par ces nouvelles normes. Afin de respecter ces nouvelles normes, nous allons détailler quelles sont les pertes dans les machines électriques et aborder les diverses solutions possibles afin d'augmenter le rendement des machines asynchrones.

1.1.2 Les différentes pertes Joule et pertes mécaniques dans les machines asynchrones

1.1.2.1 Les pertes Joule statorique et rotorique

La forme générale des pertes Joule est, pour un conducteur cylindrique homogène, donnée par unité de volume par la relation suivante :



FIGURE 1.1 – Calendrier correspondant à la mise en place des différentes classes de rendements [4]

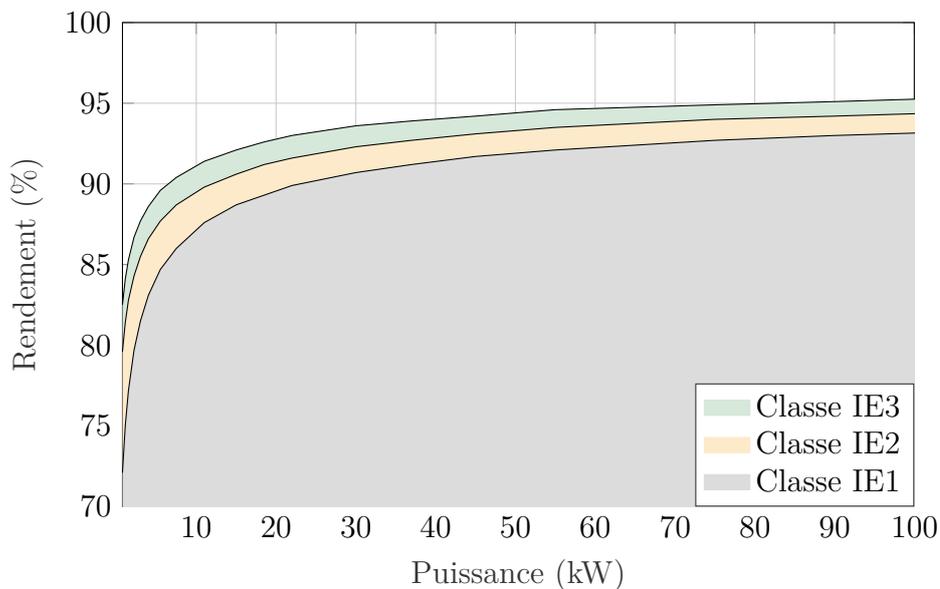


FIGURE 1.2 – Rendement en fonction de la gamme de puissances utiles pour des machines à 4 pôles selon la norme IEC60034-30 [4]

$$P_j = \int_V \vec{J} \cdot \vec{E} dV \quad (1.1)$$

où \vec{J} est la densité de courant, \vec{E} le champ électrique et V le volume du conducteur. Comme $\vec{E} = \frac{\vec{J}}{\sigma}$ l'équation précédente peut s'écrire :

$$P_j = \int_V \frac{1}{\sigma} \vec{J}^2 dV \quad (1.2)$$

où σ correspond à la conductivité électrique du matériau. Dans notre cas, la densité de courant a une seule composante. Cela permet d'écrire la puissance P_j dans la forme suivante :

$$P_j = \frac{J^2}{\sigma} \pi r^2 l \quad (1.3)$$

avec r le rayon du conducteur et l la longueur du conducteur. Avec $I = JS$ (I étant la valeur efficace) et $\rho = \frac{1}{\sigma}$ nous pouvons écrire les pertes Joule de la manière suivante :

$$P_j = \rho \frac{l}{S} I^2 \quad (1.4)$$

Afin de prendre en compte la température du conducteur dans la détermination des pertes Joule, nous pouvons définir la résistance d'un conducteur de la manière suivante :

$$R_{\theta_1} = \rho \frac{N_s l}{S} \quad (1.5)$$

où ρ correspond à la résistivité en $\Omega \cdot m$, l correspond à la longueur du conducteur en m, N_s est le nombre de spires en série et S est la surface du conducteur. La résistance est dépendante de la température, il est possible de prendre en compte cette variation de θ_1 à θ_2 selon [5] de la manière simplifiée suivante :

$$R_{\theta_2} = R_{\theta_1} \frac{\theta_2 + k_t}{\theta_1 + k_t} \quad (1.6)$$

où k_t est un coefficient dépendant du matériau conducteur. Ce coefficient prend la valeur 235 pour le cuivre et 225 pour l'aluminium. Dans le cas des courants sinusoïdaux basses fréquences et continus, les pertes par effet Joule tenant compte de la variation de température s'écrivent :

$$P_j = R_{\theta_2} I^2 \quad (1.7)$$

Plaçons-nous maintenant dans le cas des courants sinusoïdaux à fréquence élevée, la densité de courant n'est plus uniforme dans la section du conducteur (effet Kelvin). La résistance du conducteur se réduit alors à celle d'une couronne d'épaisseur δ , dite de peau, qui est définie par l'équation :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (1.8)$$

où f est la fréquence et μ la perméabilité du conducteur.

Dans le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil, les pertes Joule rotorique sont données par l'équation suivante :

$$P_{jr} = \sum_{k=1}^{k=N_r} I_k^2 R_b \quad (1.9)$$

où N_r est le nombre de barre rotorique, I_k est le courant efficace de la barre k et R_b est la résistance de la barre avec ces deux portions d'anneaux.

1.1.2.2 Les pertes mécaniques

Dans une machine électrique, les pertes mécaniques sont dues à deux phénomènes à savoir :

- les pertes par frottements secs et visqueux,
- les pertes par ventilations.

Dans le cas des machines asynchrones à cage d'écureuil, les pertes par frottement viennent principalement des roulements et, dans le cas plus général, nous pouvons ajouter les frottements secs dûs aux contacts bagues-balais. Il est également important d'aborder les pertes par ventilation qui peuvent intervenir dans de telles machines. Malheureusement, les perturbations engendrées par les écoulements des encoches et des têtes de bobines entraînent des mouvements tourbillonnaires [6] qui rendent difficile l'évaluation précise de ces pertes.

1.2 Les pertes fer

Au début du 20ème siècle, Pierre Weiss [7,8] a développé la première théorie du ferromagnétisme. Sa théorie décrit l'existence d'un état désaimanté et qu'un matériau ferromagnétique est subdivisé en plusieurs domaines, comme le montre la figure 1.3, appelés communément domaines de Weiss. A l'intérieur de ces domaines, l'aimantation est uniforme et alignée selon une même direction dans chaque domaine mais varie d'un domaine à un autre, ce qui signifie que l'aimantation globale est proche de zéro au niveau macroscopique en l'absence d'un champ magnétique d'excitation extérieur h . Ces domaines font apparaître des zones de transition, appelées parois de Bloch, entre les domaines voisins où l'orientation des moments magnétiques change progressivement. Ce changement permet de minimiser l'énergie de transition comparé à une transition brutale [9].

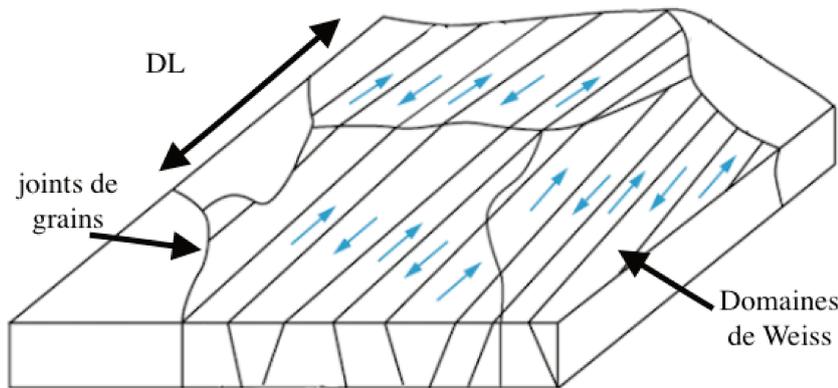


FIGURE 1.3 – Domaine de Weiss et paroi de Bloch d'une structure idéalisée

1.2.1 Courbe de première aimantation

Plaçons nous dans le cas d'un matériau ferromagnétique désaimanté. Les domaines de Weiss présentent des aimantations possédant des directions aléatoires. Cela implique une aimantation totale nulle. En pratique, pour obtenir cet état, il faut imposer un champ alternatif important afin de saturer le matériau puis de diminuer lentement ce champ jusqu'à l'annulation de celui-ci. La figure 1.4 représente un exemple de courbe de première aimantation ainsi que l'évolution des domaines. Lorsqu'un champ h est présent, l'arrangement des domaines est le résultat d'un équilibre des phénomènes internes, le champ h favorisant les domaines orientés dans sa direction. Quand h varie, les domaines doivent s'aligner selon sa direction. Cela signifie que les parois de Bloch vont se déplacer au sein du matériau afin de retrouver un équilibre tout en favorisant les domaines bien orientés (zone 1 et zone 2). Les domaines favorisés s'élargissent à la place des autres

domaines qui eux décroissent et finissent par disparaître quand le matériau est saturé (zone 3). Ajoutons que ce processus de rotation des domaines est réversible [10].

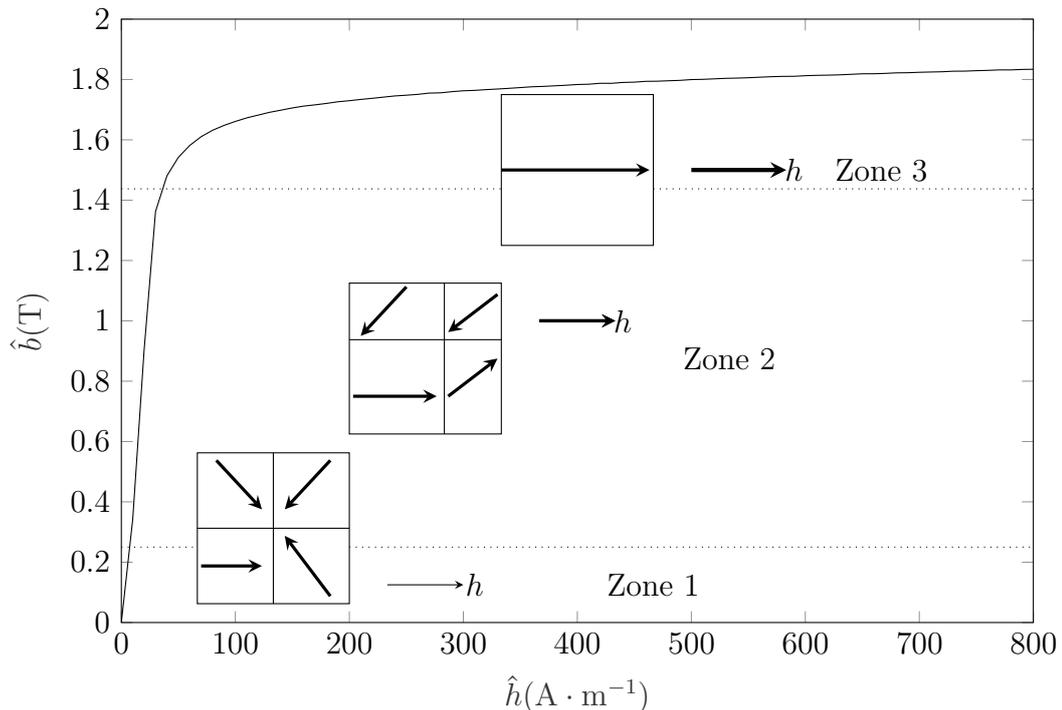


FIGURE 1.4 – Courbe de première aimantation

1.2.2 Le cycle d’hystérésis

Maintenant plaçons nous dans le cas d’un champ d’excitation h alternatif. La caractéristique $b(h)$ suit un parcours différent de celui de la première aimantation comme présenté à la figure 1.5. Ce parcours montre le retard de la réponse du matériau face à une sollicitation induite par le champ magnétique. Sur le cycle, nous pouvons observer également des points remarquables tels que :

- b_s qui correspond à l’induction à saturation ;
- b_r qui correspond à l’induction rémanente quand le champ h est nul ;
- h_c qui correspond au champ coercitif quand l’aimantation b s’annule.

Le cycle d’hystérésis est le reflet de la dissipation d’énergie liée au déplacement des parois de Bloch. Il est important de noter que dans le cas d’un matériau idéal, sans impureté et où les parois de Bloch se déplacent de manière réversible, le comportement magnétique peut être décrit par la courbe anhystérétique. Par conséquent, le phénomène d’hystérésis nécessite une attention particulière dû à sa forte non linéarité mais également à sa surface qui correspond à des pertes du matériau. Cette particularité rend difficile sa représentation avec un modèle simple. Dans la littérature, il existe de nombreux modèles qui ont été développés dans des contextes spécifiques [11–14]. Dans la suite, nous nous intéresserons uniquement à la méthode de séparation des pertes [11].

1.2.3 La séparation des pertes

En soumettant un matériau ferromagnétique à un champ variable dans le temps, celui-ci connaîtra une dissipation d’énergie. Ce phénomène est communément appelé pertes

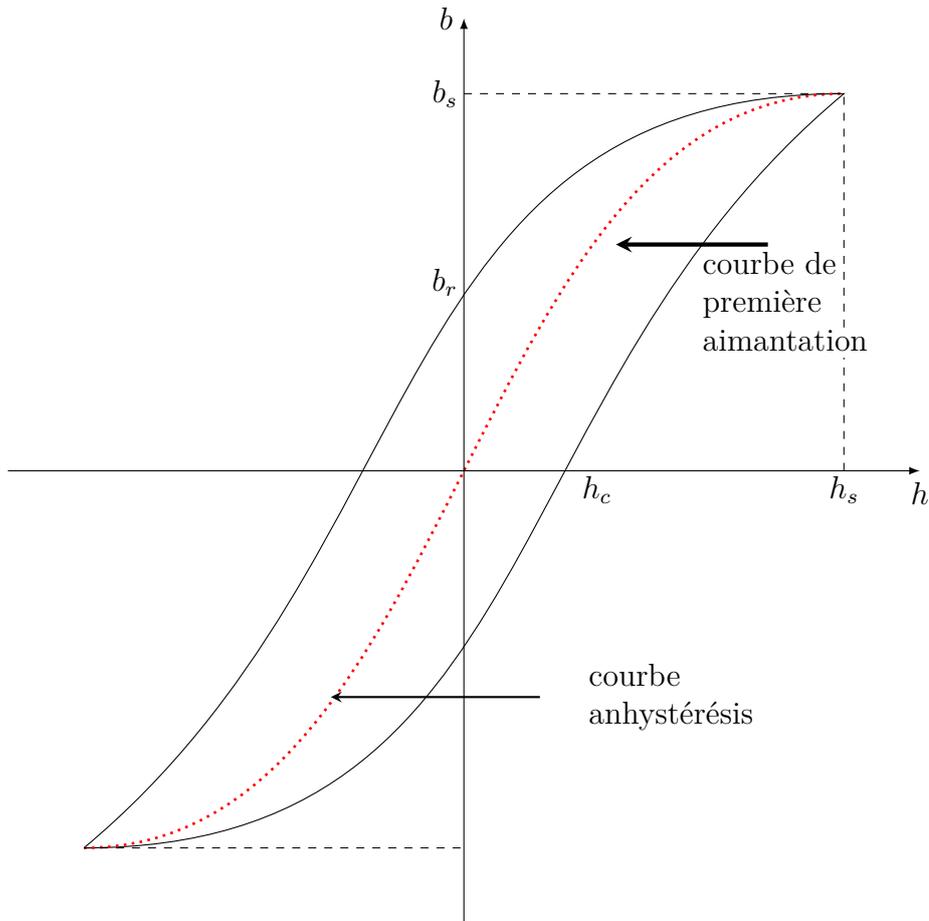


FIGURE 1.5 – Courbe d’hystérésis

fer. L’approche proposée dans [11] permet de séparer les pertes fer en trois catégories, à savoir :

- les pertes par hystérésis ;
- les pertes par courant de Foucault ;
- les pertes excédentaires ou par excès.

Ces trois composantes sont, en réalité, dues aux courants induits dans le matériau mais à des niveaux différents (microscopique ou macroscopique). Plaçons nous maintenant dans le cas de tôles d’acier magnétiques doux où la largeur et la longueur sont beaucoup plus grandes que l’épaisseur et dans des conditions où la fréquence d’excitation sont telles que l’épaisseur de peau reste grande devant l’épaisseur de l’échantillon. Nous pouvons donc en première approche considérer que le champ magnétique est homogène dans l’épaisseur et que l’induction est répartie uniformément.

1.2.3.1 Les pertes par hystérésis

Ce type de pertes est dû aux mouvements des parois de Bloch en régime dynamique à grande échelle. En effet, les déplacements des parois sont liés à un passage brusque d’un état d’aimantation stable à un autre. Ce passage est appelé saut de Barkhausen. Ce saut génère des courants induits au niveau microscopique (figure 1.6). Ces sauts sont associés à des variations locales du flux magnétique qui donnent naissance à ces courants au niveau des parois de Bloch.

L’énergie du cycle d’hystérésis complet s’écrit de façon générale de la manière suivante :

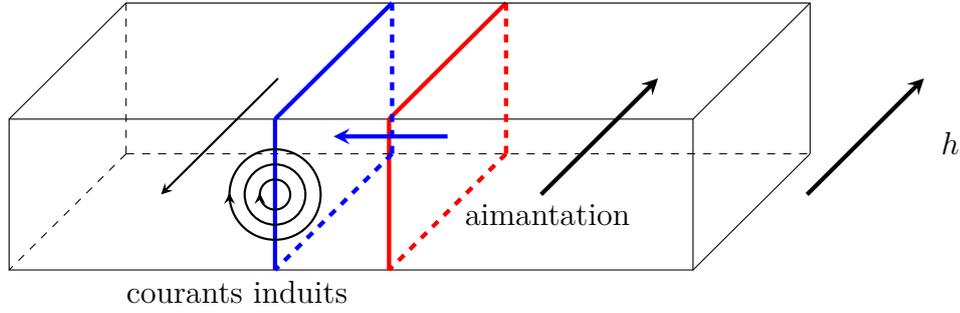


FIGURE 1.6 – Courants induits microscopiques lors d'un déplacement d'une paroi de Bloch à 180°

$$W_{hys} = \oint hdb \text{ [J} \cdot \text{m}^{-3}] \quad (1.10)$$

où h et b représentent respectivement le champ magnétique ($\text{A} \cdot \text{m}^{-1}$) et l'induction (T). Cette énergie est transformée en chaleur et représente les pertes par hystérésis, en prenant en compte la fréquence du champ d'excitation f en Hz, de la manière suivante :

$$P_{hys} = f \oint hdb \text{ [W} \cdot \text{m}^{-3}] \quad (1.11)$$

1.2.3.2 Les pertes par courants de Foucault

Les pertes liées au courant induit au niveau macroscopique en régime dynamique deviennent non négligeables. Celles-ci sont également liées à la conductivité σ du matériau. Sur la figure 1.7, nous pouvons observer les courants induits se développant dans l'épaisseur de la tôle. Le champ magnétique et l'induction sont orientés selon l'axe z , la densité de courant induit j et le champ électrique e suivent l'axe x . Supposons maintenant que la

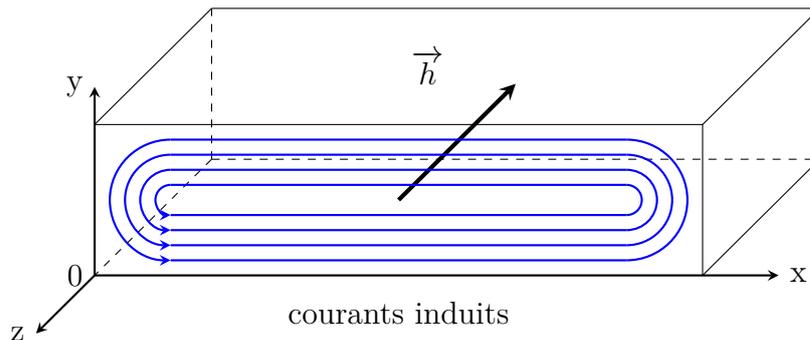


FIGURE 1.7 – Courants induits dans l'épaisseur d'une tôle

fréquence du champ h est suffisamment faible pour négliger les effets de peau et obtenir un champ homogène dans la tôle. L'expression des pertes volumiques instantanées par courants de Foucault est donnée selon [11] la manière suivante :

$$p_{ci} = \frac{1}{e} \int_0^e \frac{j^2(y, t)}{\sigma} dy = \frac{\sigma e^2}{12} \left(\frac{db}{dt} \right)^2 \quad (1.12)$$

Nous pouvons également noter la valeur moyenne sur une période de la façon suivante :

$$P_{ci} = \frac{\sigma e^2}{12} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{db}{dt} \right)^2 dt \quad (1.13)$$

Dans les expressions 1.12 et 1.13, e représente l'épaisseur de la tôle, σ la conductivité électrique de la tôle et T la période. Plaçons nous maintenant dans le cas où l'excitation se fait de manière sinusoïdal, l'équation 1.13 devient :

$$P_{ci} = 2\pi^2 \frac{\sigma e^2}{12} f^2 \hat{b}^2 \quad (1.14)$$

1.2.3.3 Les pertes par excès

L'origine de ces pertes se trouve dans les mouvements des parois de Bloch. En effet, les domaines de Weiss présentent une distribution aléatoire de l'induction entre les domaines conduisant à des courants induits localisés au voisinages des parois de Bloch. Ce phénomène dépend fortement de la fréquence du champ h et peut être considéré comme homogène sur l'ensemble du matériau [10]. On trouve dans la littérature des calculs approchés [15,16] dans le cas d'une excitation sinusoïdale suivant une loi proche de :

$$P_{ex} = k\sqrt{e}(\hat{b}f)^{\frac{3}{2}} \quad (1.15)$$

où k est un coefficient déterminé expérimentalement. Il est important de noter que la caractérisation des tôles d'acier magnétique concerne essentiellement des circuits magnétiques qui sont soumis à une excitation unidirectionnelle. Afin de s'affranchir des paramètres géométriques, les fabricants et utilisateurs de tôles magnétiques utilisent des systèmes de mesure standardisés afin de pouvoir comparer les différentes nuances d'acier. L'un des systèmes les plus utilisés est le cadre d'Epstein qui suit la norme [17]. Cependant cette méthode est critiquée car les performances sont souvent surestimées [18,19]. Dans le cadre des estimations des pertes fer dans les machines électriques, les pertes par excès sont souvent considérées comme faisant partie des pertes fer dites « dynamiques ».

1.2.3.4 Les pertes en champ rotationnel

Dans les machines électriques, les circuits magnétiques sont soumis à des champs magnétiques tournants. Dans la littérature [9], la définition d'une induction en champ tournant circulaire est donnée par :

$$\begin{cases} b_x = \hat{b}\cos\omega t \\ b_y = \hat{b}\sin\omega t \end{cases} \quad (1.16)$$

où \hat{b} est l'induction crête et ω est la vitesse angulaire. Les pertes rotationnelles peuvent, sur un cycle, être exprimées selon [20] de la façon suivante :

$$P_{rot} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{d\Theta}{dt} |h||b|\sin\alpha dt \quad (1.17)$$

où Θ correspond à l'angle entre $|b|$ et une direction donnée. α est l'angle entre h et b . Sur la figure 1.8 issue de [21], nous nous apercevons que les pertes fer évoluent différemment en champ unidirectionnel et en champ tournant. Le comportement complexe lors du mécanisme d'aimantation explique cette différence. En présence de champ unidirectionnel, l'induction varie continûment ce qui implique une modification continue des domaines et des parois de Bloch. Cependant, en présence de champs tournants circulaires l'amplitude de l'induction reste constante. Pour les tôles FeSi, en présence de champs faibles, les pertes sont fortement augmentées pouvant être doubles par rapport à celles en champ unidirectionnel [20,22]. A l'inverse pour des champs très importants qui impliquent une induction proche de la saturation, les pertes décroissent rapidement.

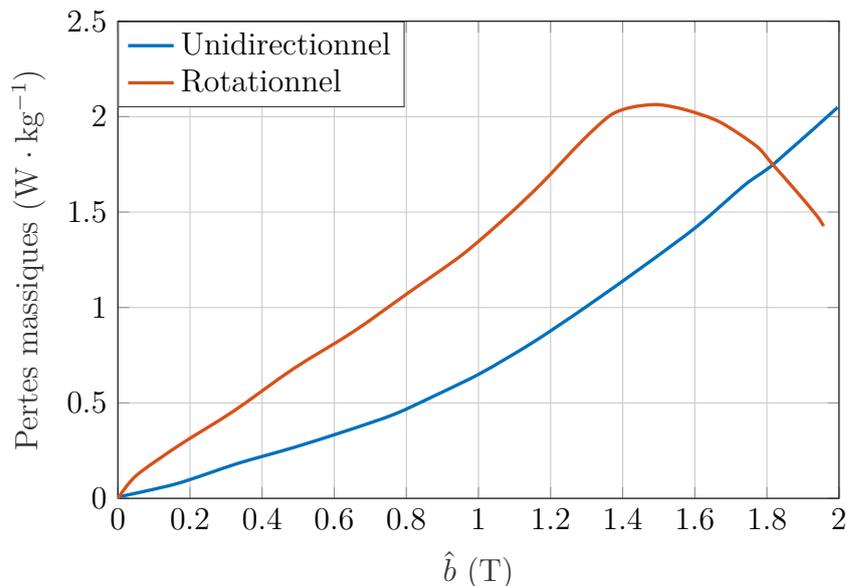


FIGURE 1.8 – Courbes des pertes fer en champ unidirectionnel et en champ rotationnel pour des tôles à grains non orientés

1.2.4 Les pertes supplémentaires

Afin de déterminer de façon précise le rendement des machines électriques, deux méthodes se sont imposées :

- la mesure de la puissance électrique d’entrée, couplée à la mesure de la puissance mécanique ;
- la mesure de la puissance d’entrée en enlevant les pertes conventionnelles.

La première méthode permet d’obtenir précisément le rendement à condition de pouvoir mesurer précisément le couple mécanique. La seconde méthode consiste à réaliser un bilan de puissance en séparant les pertes Joule, les pertes fer et les pertes mécaniques qui sont facilement déterminables. Cependant cette méthode sous-estime les pertes totales. La différence entre ces deux méthodes est associée aux pertes supplémentaires en charge [23].

1.2.4.1 Flux de fuite des encoches statoriques et rotoriques

Au début du 20^{ème} siècle, Field a observé que les flux de fuite au niveau des encoches coupent les conducteurs, créant des courants de Foucault à l’intérieur [24]. Dans ce cas, la densité de courant n’est plus uniforme mais varie en phase et en amplitude suivant la hauteur à laquelle on se place dans l’encoche. Cela provoque donc une augmentation apparente de la résistance du conducteur et des pertes Joule. D’après [25], il est possible de calculer les pertes dues aux flux de fuite d’encoche. Cette méthode consiste à additionner de manière itérative des courants de Foucault déterminés dans les conducteurs des encoches. L’auteur calcul un courant local induit par le flux de fuite d’encoche à partir d’une distribution uniforme du courant suivant la hauteur des conducteurs. Grâce aux calculs par éléments finis ce phénomène peut être modélisé facilement pour des conducteurs massifs. Les pertes liées à ce phénomène se retrouvent principalement dans les machines de fortes puissances qui possèdent des conducteurs de grande section. Cependant, il est possible de les réduire en subdivisant les conducteurs [26].

1.2.4.2 Flux de fuite des têtes de bobines

Les pertes dues aux flux de fuite des têtes de bobine sont également dues aux courants de Foucault qui se développent dans toutes les parties autour des têtes de bobines. Dans le cas où la machine est à vide, ces pertes sont négligeables puisque les courants qui circulent dans les conducteurs sont faibles par rapport à ceux en charge et sont prises en compte dans la mesure des pertes fer. Cependant, dans les machines de petites puissances le courant magnétisant peut représenter jusqu'à 40 % du courant nominal. En charge, les courants circulant dans les conducteurs statoriques et rotoriques sont plus importants. Les pertes générées peuvent devenir non négligeables. Il est possible d'utiliser des formules empiriques pour déterminer ces flux de fuites dans [27,28]. Dans la littérature, des études ont été réalisées afin de quantifier ces pertes avec des développements assez complexes [29–31]. Cependant ces méthodes développées ne sont pas très précises [26]. Pour plus de précision, il est possible d'utiliser les méthodes d'analyse par le calcul des champs magnétiques par éléments finis tridimensionnels [32,33] mais demandent un temps de calcul plus important.

1.2.4.3 Flux de fuite zig-zag

Dans les machines électriques, la répartition non sinusoïdale des conducteurs et l'irrégularité de l'entrefer génèrent des harmoniques. Ces harmoniques de perméance existent pour un fonctionnement à vide et génèrent des pertes. Les harmoniques de la force magnéto-motrice (fmm) sont fonction du courant de charge et causent des pertes supplémentaires. Les harmoniques les plus importants sont les harmoniques de perméance. Ils provoquent notamment des pertes Joule supplémentaires dans les conducteurs rotoriques et des pertes fer dans le stator et le rotor [34]. Le flux correspondant à ces harmoniques passe d'une dent statorique à une rotorique et vice-versa. Il a pour conséquence de saturer les têtes de certaines dents et ce phénomène augmente avec le glissement [35–37]. De plus, ces pertes sont diminuées dans le cas où les encoches sont droites car les conducteurs rotoriques ont des courants induits (loi de Lenz) qui s'opposent à ce flux. Il est possible de réduire ces pertes en utilisant des cales magnétiques d'encoches [26]

1.2.4.4 Flux de fuite d'inclinaison des encoches

L'inclinaison des encoches est préconisée pour réduire le bruit et les couples parasites dus aux variations de perméance d'entrefer. Cette méthode est utilisée uniquement dans les machines de faibles puissances [26]. Cette méthode permet de réduire les harmoniques de hautes fréquences des courants induits au rotor par les encoches statorique, ce qui mène donc à une diminution des pertes Joules rotoriques. En contrepartie les pertes fer rotorique augmentent. La cause de cette augmentation est due au déphasage spatial entre les fmm statoriques et rotoriques non compensées. La figure 1.9 schématise ce problème.

1.2.4.5 Les courant inter-barres

Nous avons vu précédemment l'impact d'une inclinaison des encoches sur les courants induits au rotor. Dans le cas des inclinaisons des encoches rotoriques et lors d'un fonctionnement en charge, il existe une différence de potentiel entre deux conducteurs adjacents. Dans le cas d'une cage d'écureuil l'isolation, en fonction de la méthode de fabrication, peut être imparfaite ce qui provoque la circulation de courant entre deux conducteurs adjacents. Dans la littérature, on trouve des études parlant des effets des courants inter-barres sur le couple et sur les pertes induits par ce phénomène [38,39]. Les travaux de [40] ont permis, en s'appuyant sur une modélisation par éléments finis, de

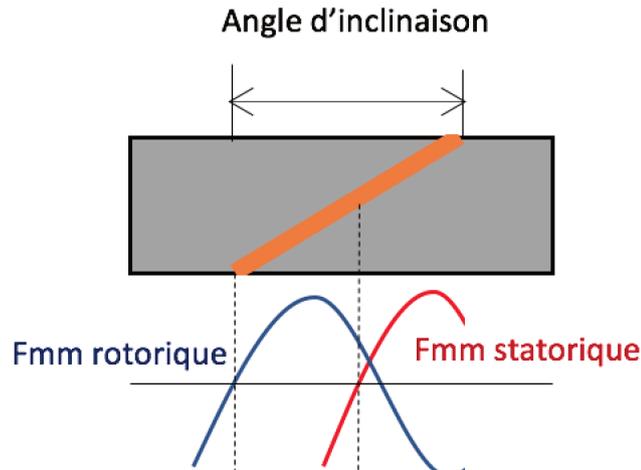


FIGURE 1.9 – Flux de fuite d'inclinaison

mettre en évidence que les courants inter-barres sont dépendants du nombre d'encoches statoriques et qu'ils se concentrent sur la surface du rotor à cause de l'effet de peau.

1.3 Les techniques d'amélioration du rendement des machines asynchrones

Dans la littérature, il existe quelques travaux concernant l'amélioration des machines asynchrones d'un point de vue énergétique. L'une des techniques les plus utilisées est l'augmentation de la longueur active de la machine [41–43]. Cette technique permet d'améliorer le rendement en jouant à la fois sur les pertes fer et les pertes Joule statoriques. La figure 1.10, issue des travaux de [41], représente un rotor avec des barres de cuivre dans les encoches rotoriques avant d'utiliser la technique d'injection de l'aluminium pour remplir l'encoche. Cette technique permet de diminuer la résistivité tout en gardant un couple de démarrage acceptable.

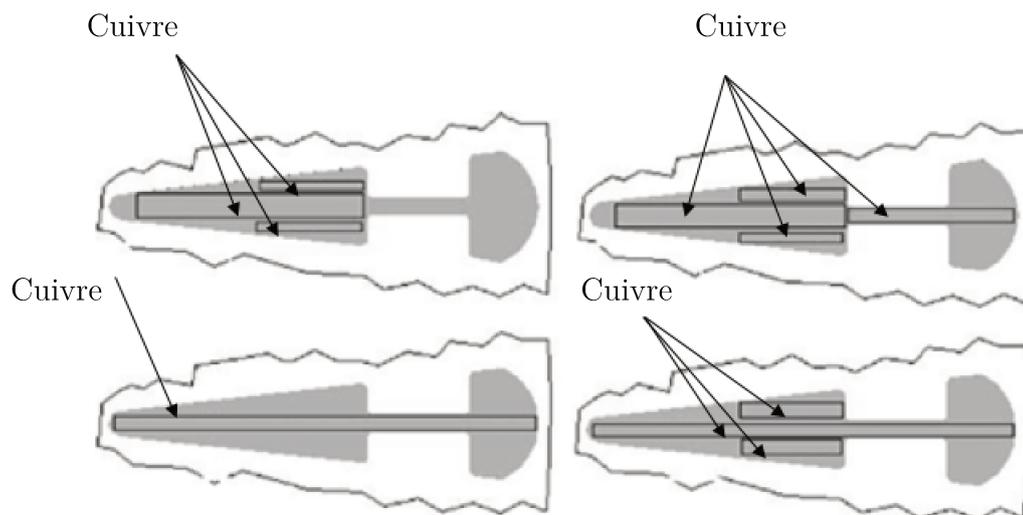


FIGURE 1.10 – Cage d'écoreuil avec des conducteurs en cuivre et des conducteurs en aluminium injecté issue de [41]

Les auteurs de [44] proposent de nombreux changements notamment de changer la

technique de bobinage pour réduire la longueur des conducteurs afin de réduire les pertes Joule statoriques. Ils utilisent des tôles de meilleure qualité afin de réduire les pertes de fer et de réduire l'inclinaison des barres pour limiter les pertes supplémentaires. Cela permet de réduire les pertes fer rotoriques et les pertes par courant inter-barres. Afin de diminuer le contact barre-tôle et par conséquent d'augmenter la résistivité entre le fer et le conducteur, ils effectuent un recuit sur les tôles rotoriques suivi d'un refroidissement rapide par limiter le contact barre-tôle. Afin de compenser les pertes Joule rotoriques supplémentaires dues à la faible inclinaison des barres, ils ont remplacé l'aluminium par le cuivre comme matériau conducteur, ce qui a permis d'augmenter le rendement global de sa machine passant de 81.7 % à 86 %. Certains auteurs [45,46] proposent d'améliorer l'isolation entre les conducteurs et le fer rotoriques afin de diminuer les courants inter-barres et donc les pertes supplémentaires pour les rotors injectés en aluminium. Le remplacement du matériau conducteur au niveau de la cage rotorique est également une voie d'amélioration pour les machines asynchrones. De nombreux travaux montrent l'avantage en terme de rendement de l'utilisation du cuivre par rapport à l'aluminium [47–55]. Cependant, l'utilisation d'une cage en cuivre en lieu et place de l'aluminium amène une diminution du couple de démarrage, ce qui implique souvent l'utilisation d'une double cage afin d'augmenter celui-ci [56]. La dernière voie d'amélioration est l'utilisation de tôle plus performante dans le but de réduire les pertes fer [57]. Les tôles à grains orientés peuvent être utilisées pour diminuer les pertes fer grâce à leurs bonnes caractéristiques dans la direction de laminage [58]. Les travaux au sein du laboratoire [59,60] ont également montré la possibilité d'utiliser cette technologie pour réduire les pertes fer.

Dans la suite, nous proposons de décrire la technologie des tôles à grains orientés et de présenter la technologie du rotor à cage cuivre injecté afin de les utiliser ensemble pour améliorer le rendement des machines asynchrones.

1.4 Les aciers magnétiques à grains orientés

Dans les années 30, aux Etats Unis, en travaillant sur les aciers type FeSi N. P. Goss a fortuitement découvert un procédé permettant d'obtenir grossièrement la texture $\{110\}\langle 001\rangle$. Cette découverte a permis d'orienter, suivant la direction de laminage, un des axes cristallographiques de chaque grain. Grâce à cela, il est devenu facile d'aimanter la tôle suivant sa direction de laminage. La tôle à grains orientés venait alors de naître. Les aciéristes ont depuis sans cesse diminué les pertes fer de ce type d'acier [61–63]. La figure 1.11 illustre les diverses progressions au cours du temps sur la réduction des pertes fer dans ce type de tôle.

1.4.1 L'élaboration des tôles à grains orientés

L'élaboration de l'acier magnétique commence par le traitement du minerai de fer qui contient également des impuretés telles que du soufre, du carbone, du phosphore, du silicium et du manganèse. La première étape consiste à enlever ou à ajouter certains éléments en fonction de l'utilisation finale. Le carbone est lui presque entièrement éliminé et l'ajout de certains éléments donne des caractéristiques spécifiques au produit fini [65,66]. La présence des différents éléments a plusieurs conséquences. Les figures 1.12a et 1.12b issues des travaux [67,68] présentent les lois d'évolution de la résistivité et de l'induction crête de quelques alliages de fer avec du Silicium (Si), de l'aluminium (Al), du Cobalt (Co), du manganèse (Mn) et du Nickel (Ni) en fonction du pourcentage massique. Ces courbes montrent l'impact de chaque additif sur les caractéristiques du produit en terme

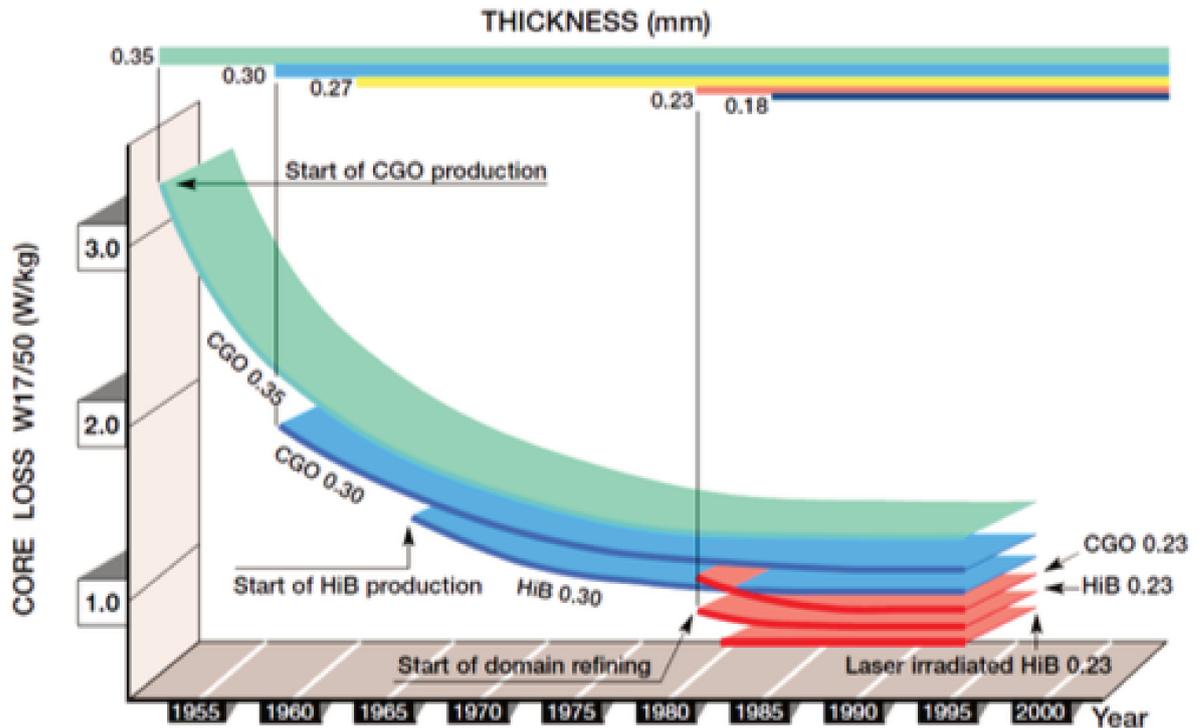


FIGURE 1.11 – Evolution des pertes fer des tôles à grain orienté au cours du temps [64]

de résistivité et d'induction à saturation. Par exemple, le silicium (Si) augmente la résistivité ρ des aciers magnétiques. Cela a pour conséquence de réduire les pertes par courants induits. Il a également pour conséquence de diminuer la polarisation crête à saturation et il augmente la dureté, ce qui le rend moins facile à travailler (la tôle devient fragile). L'aluminium (Al), quant à lui, favorise l'orientation des grains mais diminue fortement l'induction à saturation [69,70]. Une fois les différents éléments rajoutés, les brames d'acier sont obtenues en coulées continues avec une épaisseur d'environ 200 mm. Pour l'élaboration des tôles à grains orientés, il existe plusieurs méthodes de fabrication :

- le procédé à chaud ;
- le procédé à froid.

Dans le procédé à chaud, les brames d'acier sont réchauffées à haute température (environ 1400 °C) puis laminées à chaud afin d'obtenir une bande d'épaisseur allant de 2 mm à 4 mm. La suite consiste en plusieurs étapes de laminage à froid et de recuits pour obtenir l'épaisseur finale voulue avant d'être soumis à un recuit final à haute température. Le but métallurgique de ce processus de fabrication est d'arriver à produire des grains possédant l'orientation voulue. Dans l'article [71], les auteurs présentent les différentes étapes de la fabrication des tôles GO à partir du minerai de fer. Dans le procédé à froid, les brames sont directement laminées en plusieurs passes pour obtenir l'épaisseur voulue. Cependant ce procédé possède également plusieurs étapes de recuits identiques au procédé à chaud. Le recuit à haute température (1200 °C) en vase clos a pour but de faire apparaître la texture de Goss et de faire grossir les grains. Les problèmes de croissance anormale font encore l'objet de recherche dans le monde [72–76]. La taille des grains dans ce genre de tôle varie de quelques millimètres à quelques centimètres selon le procédé de fabrication. Un autre aspect important de la fabrication des tôles à grains orientés est la formation d'une mince couche isolante formée grâce à l'interaction du lait de magnésie (composé de MgO et d'autres additifs) et de la couche d'oxyde riche en silice formée lors du processus de décarburation lors d'un recuit à haute température (1200 °C). Cette couche est

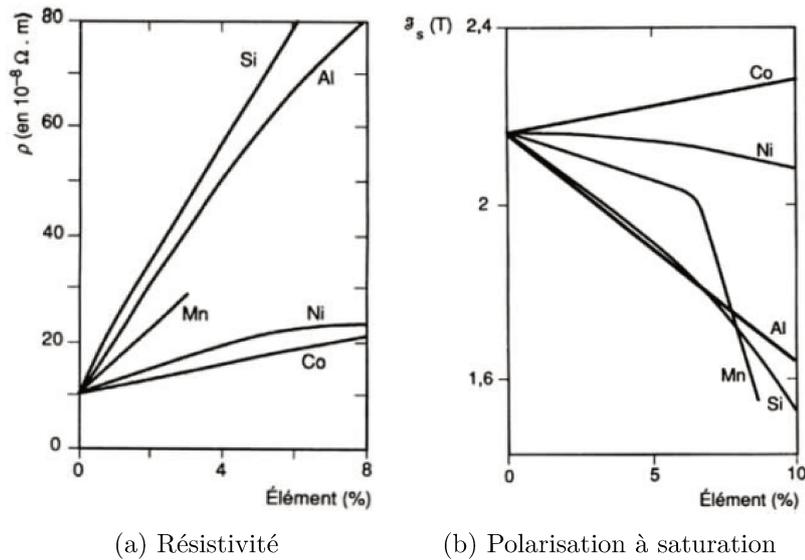


FIGURE 1.12 – Résistivité et polarisation en fonction des additifs présents dans le fer

essentiellement composée de forstérite Mg_2SiO_4 et est appelée « Glass film ». Il est donc important de noter que ce revêtement fait partie intégrante du produit final à l'inverse des tôles NO pour lesquelles l'isolant est appliqué sur le produit fini. Ces revêtements isolants sont classés selon la norme [77] (ASTM-A976 2003) en fonction de leur composition, de leur fonctionnalité et de leur pouvoir d'isolation. Dans le but d'améliorer les performances des tôles à grains orientés, il est également possible d'affiner les domaines magnétiques par l'irradiation laser afin de diminuer les pertes spécifiques [71,78]. L'irradiation peut également servir à réduire le bruit acoustique des transformateurs [79]. Grâce à la connaissance des aspects extrêmement complexes de la fabrication des tôles, nous pouvons conclure que les performances des aciers magnétiques dépendent de nombreux facteurs.

1.4.2 Caractéristiques cristallographiques des tôles à grains orientés

Ce qui caractérise les tôles à grains orientés est leur structure particulière appelée structure de Goss. Dans celle-ci, les cristaux cubiques sont orientés selon une direction privilégiée. C'est à dire que le cube a une arête disposée dans le plan de la tôle et sensiblement parallèle à l'axe de laminage. Cette direction correspond à la notation $\{110\}\langle 001\rangle$ de Miller sur la figure 1.13. Dans ce cas précis, la direction de laminage correspond à l'axe de facile aimantation. Cette particularité rend ce type de tôle très intéressante pour la fabrication des transformateurs où l'instauration de flux se fait dans le sens de laminage et donc profite entièrement de la direction facile d'aimantation. Les autres directions sont plus ou moins difficiles à magnétiser. La figure 1.14, issue de [80], montre les courbes d'aimantation d'un monocristal de $FeSi_{3\%}$ en fonction du champ magnétique \hat{h} suivant les trois directions du plan cristallographique. La direction [111] correspondant à un décalage de 54.73° par rapport à l'arête du cube et, par conséquent, à la Direction de Laminage, notée DL.

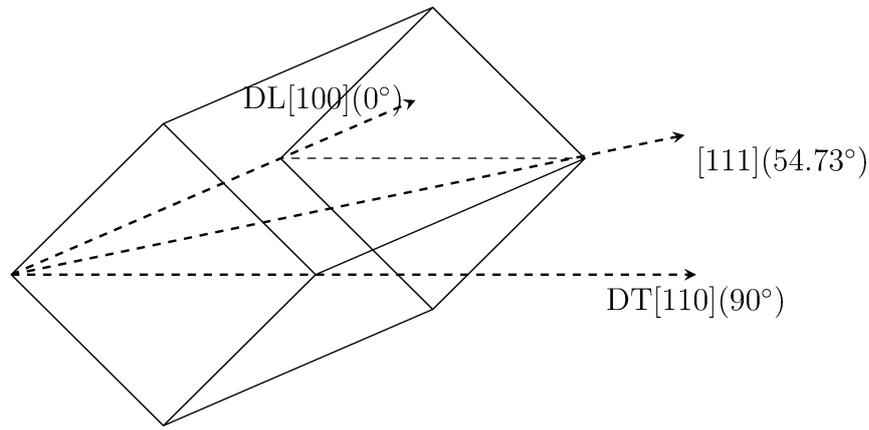


FIGURE 1.13 – Représentation de la structure cristallologique d'une tôle à grains orientés

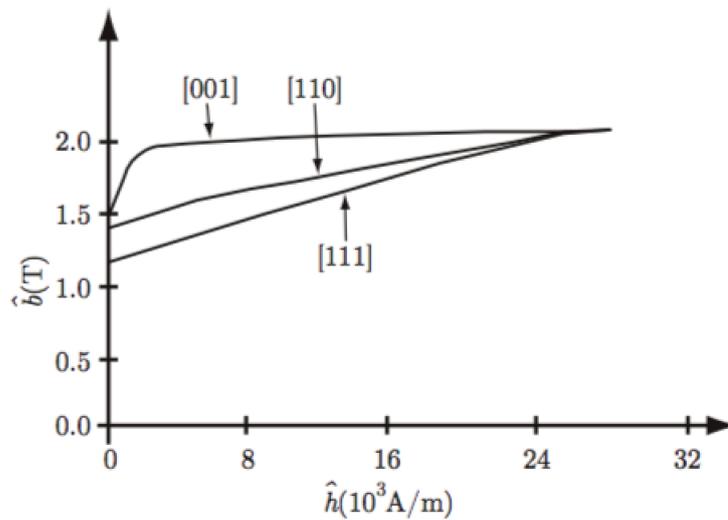


FIGURE 1.14 – Courbe d'aimantation d'un monocristallin FeSi par application d'un champ h selon les 3 axes principaux

1.4.3 Les caractéristiques magnétiques des tôles à grains orientés

Les aciers magnétiques à grains orientés possèdent de très bonnes caractéristiques magnétiques dans la direction de laminage grâce à la texture de Goss. Cependant, du fait de l'orientation privilégiée des grains, le matériau présente une forte anisotropie au contraire des aciers à grains non orientés qui présentent des caractéristiques proches dans toutes les directions. La figure 1.15 présente les résultats expérimentaux pour un acier de type M140-35S. La comparaison de l'anisotropie, entre un matériau de type haute perméabilité noté HGO et un matériau de type conventionnel noté CGO, est présentée dans [81]. Les auteurs montrent que les matériaux de type HGO présentent une plus forte anisotropie et de plus faibles pertes spécifiques, ce qui s'explique par une meilleure orientation cristalline dans le cas de la HGO. La désorientation moyenne est de 3° dans le cas de HGO et d'environ 7° dans le cas de la CGO. La figure présente les courbes des pertes spécifiques exprimées en $W \cdot kg^{-1}$ en fonction de l'induction b relevée à 50 Hz, qui est à son tour représentée à la figure 1.16 en fonction de l'excitation h , pour le GO35 à différentes valeurs de α qui sont suffisamment représentatives pour mettre en exergue la forte anisotropie de ce matériau.

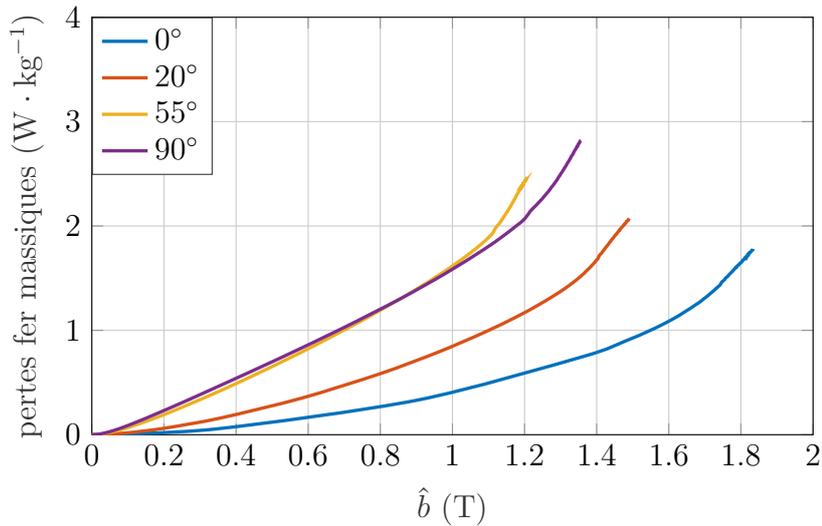


FIGURE 1.15 – Courbe de perte fer d’une tôle GO pour différents angles

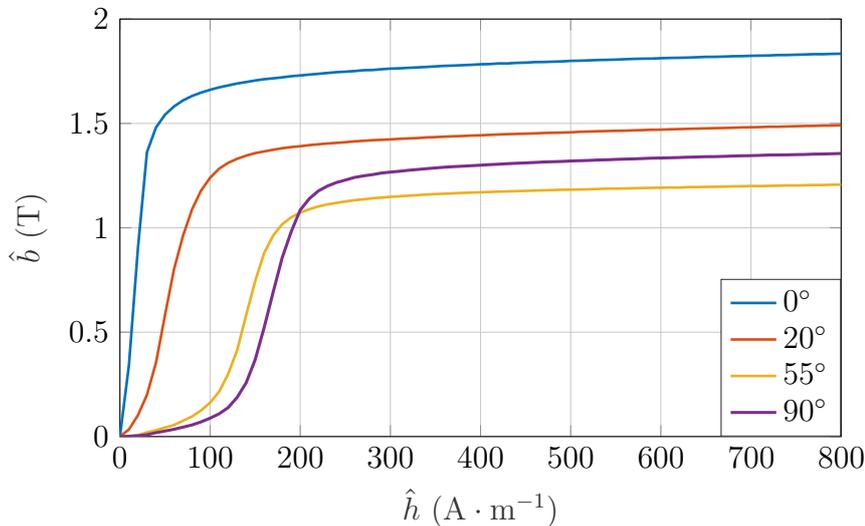


FIGURE 1.16 – Courbe d’aimantation d’une tôle GO pour différents angles

La forte anisotropie est la raison pour laquelle ce type d’acier n’est pas utilisé dans la fabrication de machines tournantes. En effet, une partie importante de la matière n’est pas utilisée dans la direction de laminage du fait que le champ magnétique est tournant et par conséquent les performances seraient fortement dégradées contrairement à l’utilisation des tôles NO ou l’anisotropie est beaucoup moins marquée. Les figures 1.17 et 1.18 montre les caractéristiques en termes de l’induction crête et les pertes fer massiques issues du matériaux ayant pour référence M400-50. Les angles choisis correspondent à la direction de difficile aimantation d’une structure cristallographique cubique, à la direction transverse et à la direction de laminage. La comparaison des performances, selon la direction de laminage, montre une grosse différence en termes d’induction au niveau du coude, pour une excitation de l’ordre de $200 \text{ A} \cdot \text{m}^{-1}$. En étudiant la perméabilité relative, la différence est également très grande dans leur partie linéaire. Il est donc important d’étudier le champ d’application des tôles GO dans leurs utilisations pour la fabrication des systèmes électrotechniques.

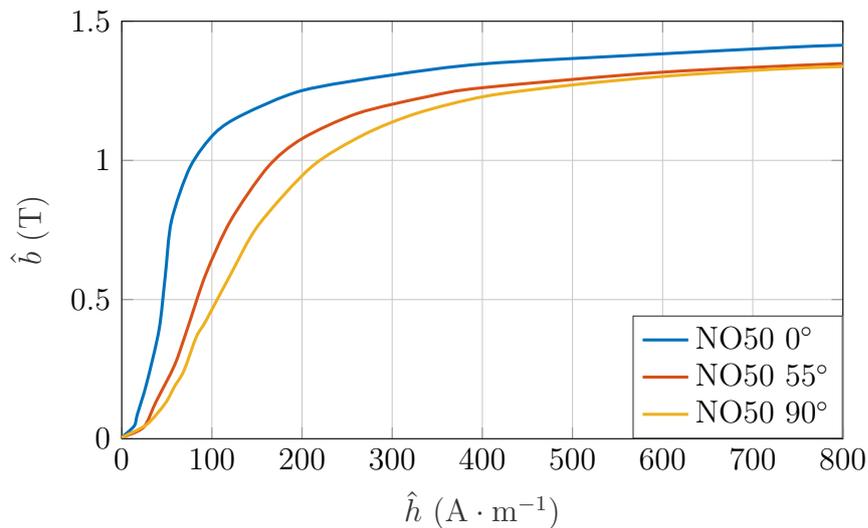


FIGURE 1.17 – Courbe d’aimantation de tôles NO pour différents angles

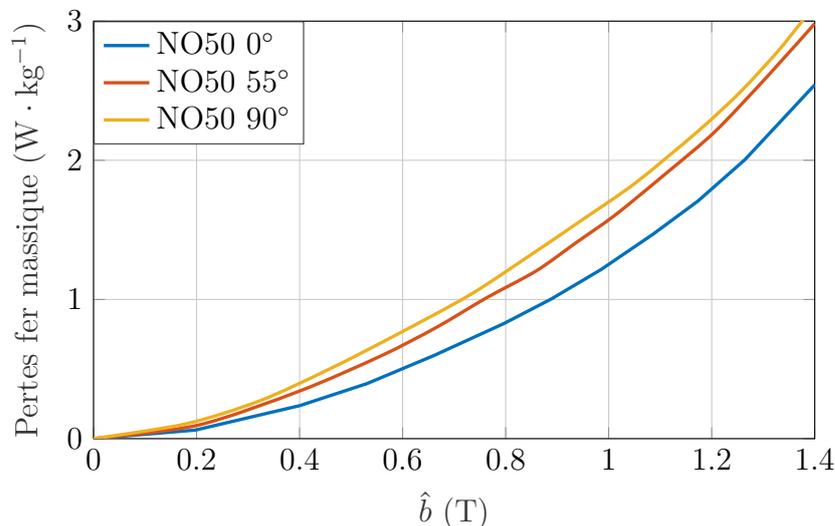


FIGURE 1.18 – Courbe des pertes fer de tôles NO pour différents angles

1.4.4 Les tôles à grains orientés dans les systèmes électrotechniques

A l’heure actuelle, les aciers à grains orientés sont principalement utilisés dans la fabrication des circuits magnétiques de transformateurs. Dans le cas des machines tournantes, l’acier à grains orientés a longtemps été cantonné à la fabrication de circuits magnétiques d’alternateur de forte puissance, où les motoristes sont obligés d’assembler le circuit magnétique avec plusieurs tôles découpées ; ce qui permet d’utiliser la direction facile d’aimantation. La figure 1.19 issue de [82], montre plusieurs applications possibles des tôles à grains orientés dans les machines. La figure 1.19a présente un circuit magnétique à base de tôle GO dans le but de réduire le couple de denture. La figure 1.19b, montre un circuit magnétique statorique où chaque portion est correctement orientée. La figure 1.19c présente une machine à réluctance variable où les tôles GO sont utilisées uniquement dans les dents, ce qui permet de tirer parti de la direction de facile aimantation. La figure 1.19d présente l’utilisation des tôles à grains orientés dont la direction de laminage est selon la direction des dents.

Pour les applications industrielles, l’utilisation des tôles à grains orientés dans la

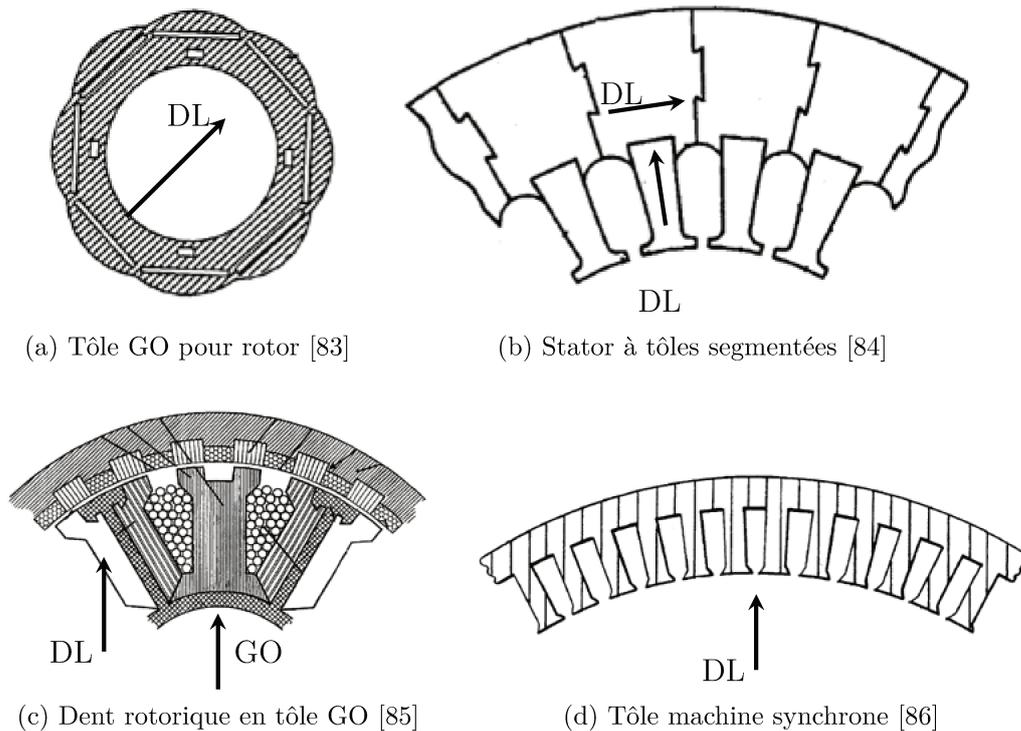


FIGURE 1.19 – Utilisation des tôles GO pour les machines tournantes

fabrication de machines de petite et moyenne puissance est devenue possible grâce aux travaux issues de [59] à partir du brevet de [87,88] grâce à la technique de décalage des tôles. Le principe consiste à décaler les tôles les unes par rapport aux autres d'un angle β_s lors de l'empilage, le long de l'axe Z. Cette méthode est présentée à la figure 1.20.

Grâce à ce principe, la direction DL de chaque tôle se retrouve à différent endroit dans le circuit magnétique. Ce qui permet aux champs de s'instaurer dans les différentes DL pour ainsi profiter de la bonne caractéristique de la tôle GO. Ce phénomène a été simulé dans [89]. Cette technique a été validée par des dispositifs expérimentaux en testant différentes nuances de tôle. Ces dispositifs sont testés avec des tôles à grains non orientés d'épaisseur 0.5mm et des tôles GO de type CGO et HGO et différents angles de décalage.

1.4.5 Résultat obtenu grâce à la technique de décalage des tôles au niveau statorique pour des machines asynchrones

La technique de décalage des tôles permettant l'utilisation de tôle à grains orientés a été validée au sein du LSEE. Cette technique a notamment été utilisée dans la conception d'une machine asynchrone à faible impact environnemental [90]. Les essais présentés dans [59] ont été effectués avec des machines de 10 kW, à partir des essais classiques sur les machines suivantes :

- le stator d'origine est en NO65 de type M700-65 ;
- un autre stator en NO50 en M400-50 ;
- et enfin un stator à tôle CGO35 décalé de 60°.

Les résultats présentés par la suite sont issus des tests réalisés sur ces machines. Le schéma monophasé équivalent permettant de déterminer le rendement est celui présenté à la figure 1.21, il correspond au schéma déterminé selon la norme [91]. Dans cette figure, r_s correspond à la résistance de phase, x_s et x'_r correspondent aux inductances de fuites du stator et du rotor ramené au stator, R_μ représente les pertes fer, X_μ représente

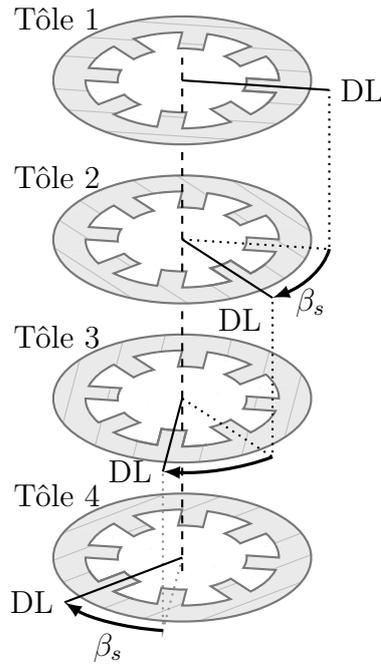


FIGURE 1.20 – Technique du décalage des tôles

l'inductance magnétisante, r'_r correspond à la résistance représentant les pertes Joule rotorique et g indique le glissement.

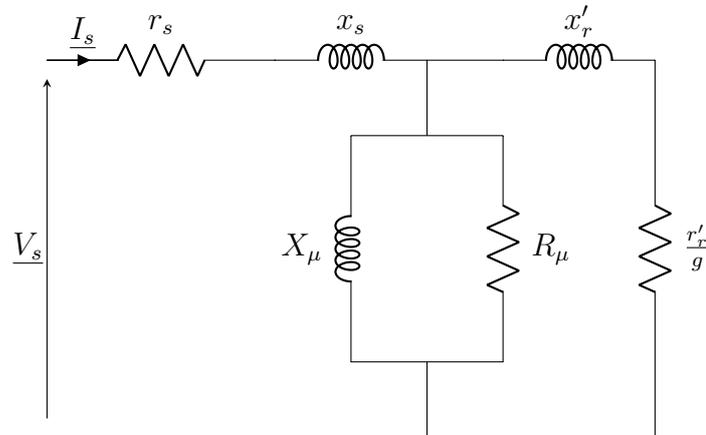


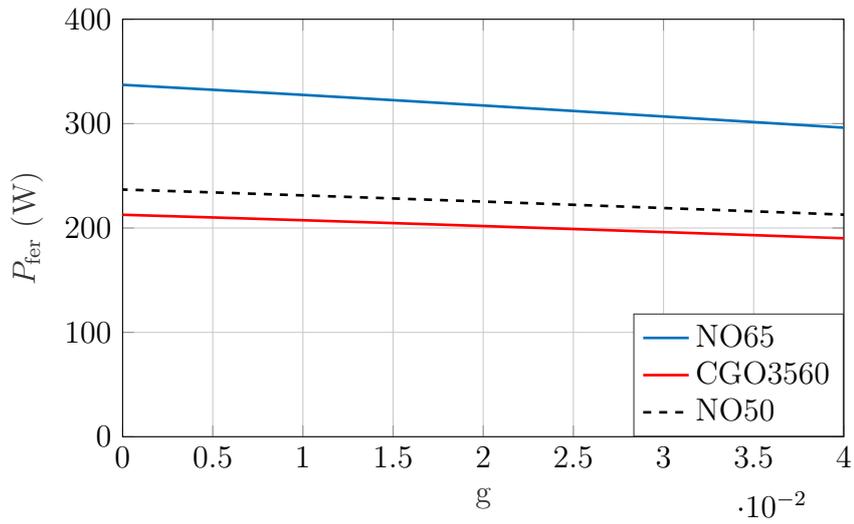
FIGURE 1.21 – Schéma monophasé équivalent

Les machines étant sur le même banc, cela permet de tester les machines en ayant des pertes mécaniques identiques soit $P_{mec} = 92.08 \text{ W}$. Les valeurs des paramètres du schéma monophasé équivalent de chaque machine sont données au tableau 1.1.

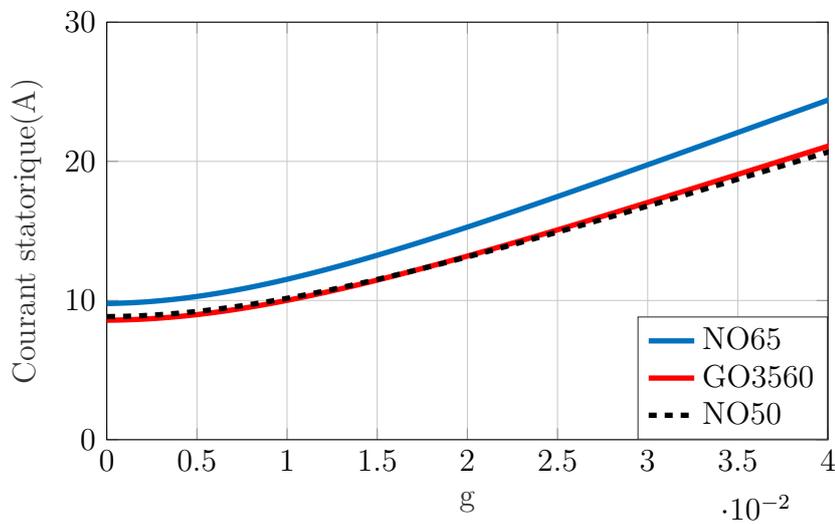
Configurations	P_{mec} (W)	r_s (Ω)	x_s (Ω)	X_μ (Ω)	R_μ (Ω)	x'_r (Ω)	r'_r (Ω)
NO65	92.08	0.555	0.95	22.65	435.8	0.8796	0.387
GO3560	92.08	0.578	1	25.88	695.57.1	0.94	0.452
NO50	92.08	0.558	1	25.11	623.46	0.936	0.468

TABLE 1.1 – Paramètres du schéma équivalent monophasé des machines issus de [59]

La figure 1.22b présentant le courant en fonction du glissement permet d'observer une diminution du courant de la machine à tôle GO comparativement à la machine d'origine.



(a) Pertes fer



(b) Courant absorbé

FIGURE 1.22 – (a) évolution des pertes fer (b) évolution du courant statorique

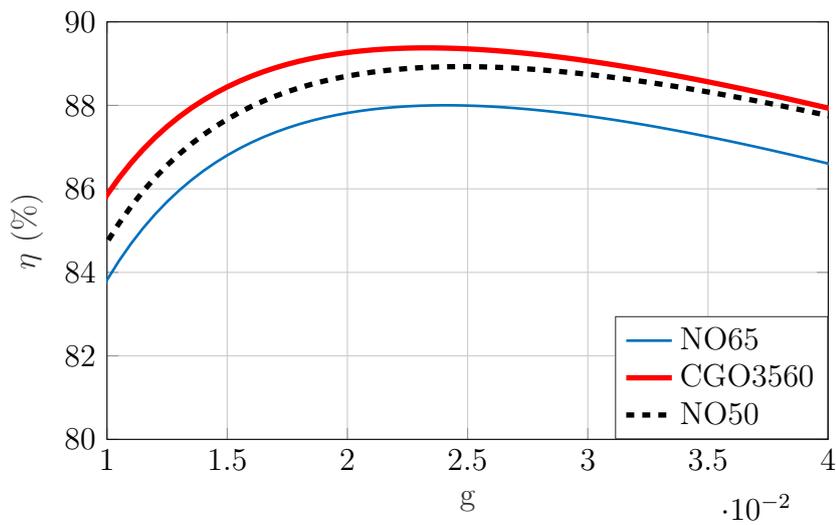


FIGURE 1.23 – Évolution du rendement en fonction du glissement

Cela peut s'expliquer par la diminution des pertes fer comme le montre la figure 1.22a. Cependant, le courant augmente légèrement par rapport à la machine composée de tôles NO d'épaisseur 50 μm . Concernant les pertes fer, nous observons un net gain par rapport à la machine d'origine et un gain par rapport à la machine ayant du NO50. Cela justifie donc les résultats de la figure 1.23. Le rendement gagné grâce à la technique de décalage montre un intérêt de l'utilisation des tôles GO dans la fabrication de circuits magnétiques de machines électriques.

L'étude [90] a montré une augmentation du rendement d'une machine asynchrone grâce à l'utilisation des tôles GO avec un décalage à 90° . Notamment une diminution des pertes fer d'environ 20.9 % pour une induction de 1 T dans l'entrefer et un de 43.2 % pour 0.8 T. Cette diminution est due à la réduction des pertes fer statiques. Les paramètres du schéma équivalent des machines présentées dans cette étude sont donnés au tableau 1.2.

Configurations	P_{mec} (W)	r_s (Ω)	x_s (Ω)	X_μ (Ω)	R_μ (Ω)	x_r' (Ω)	r_r' (Ω)
NO65	95	0.55	0.96	22.36	438.8	0.85	0.45
GO3590	72.8	0.54	1.008	23.61	556.1	0.9	0.45

TABLE 1.2 – Paramètres du schéma équivalent monophasé des travaux de [90]

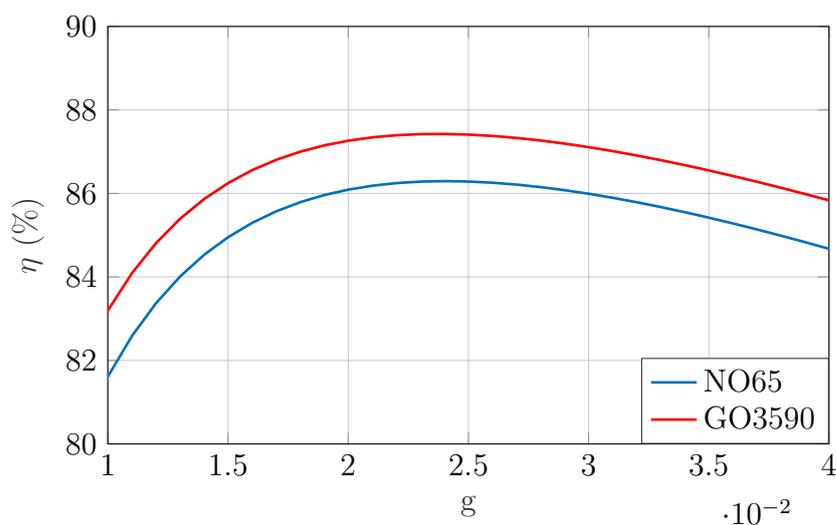


FIGURE 1.24 – Évolution du rendement en fonction du glissement pour les machines issues des travaux [90]

Les machines testées présentent un écart de rendement d'environ 1 point pour $g = 4\%$ et d'environ 2 points pour $g = 2\%$. Cela confirme la possibilité de l'utilisation de tôle à grains orientés dans la réalisation de machines à haut rendement. Dans la suite de notre étude, nous utiliserons le décalage de 90° car les deux études ont montré que le gain est légèrement supérieur pour ce décalage. Une structure simplifiée d'un circuit magnétique en champ tournant, qui a été étudiée dans les travaux [59], sera développée dans le chapitre 3.

1.5 Le rotor à cage cuivre injecté sous pression

1.5.1 Principe de l'injection sous pression

Le processus de fonderie sous pression se caractérise principalement par l'injection d'un métal en fusion dans un moule. La technique d'injection sous pression permet de réaliser des pièces de géométrie diverses et complexes. Cette technique met en œuvre une presse composée :

- d'un circuit hydraulique ;
- d'un multiplicateur de pression ;
- d'une partie fixe et une partie mobile ;
- chacune de ces parties contient une empreinte pour former la géométrie complète de la pièce ou des pièces ;
- d'un système de fermeture du moule.

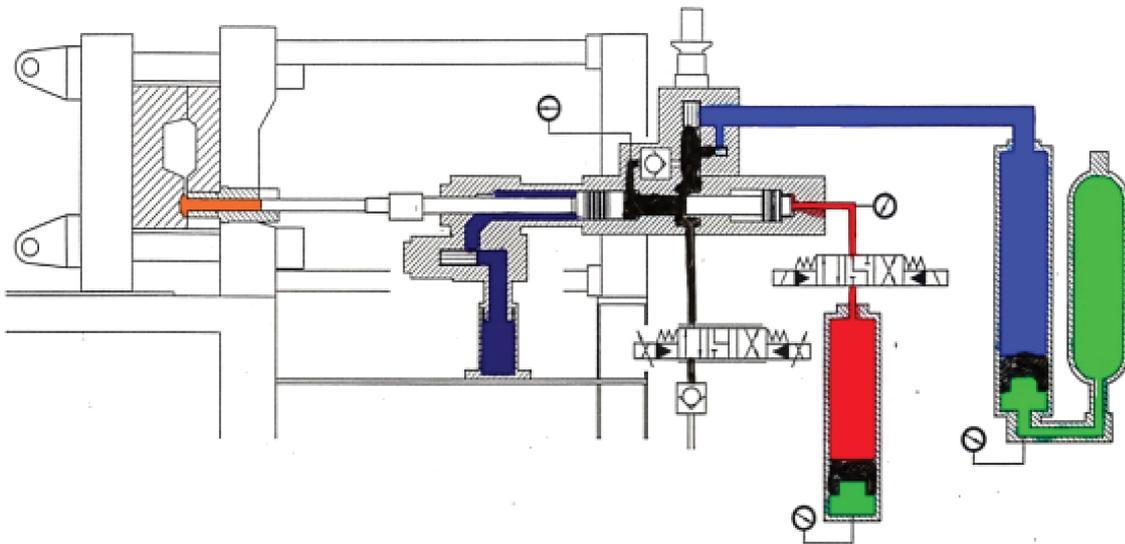


FIGURE 1.25 – Synoptique du processus d'injection sous pression

La figure 1.25 montre une presse à injecter à chambre froide horizontale avec ces différentes parties. Le processus d'injection d'un métal en fusion peut se décomposer en plusieurs phases :

- Phase de remplissage du conteneur. Le métal est prélevé dans le creuset et il est versé dans la chambre à l'aide d'une louche ;
- Phase 1 également appelée « injection lente ». Cette phase est également appelée phase de pré-remplissage. Le métal en fusion est poussé lentement jusqu'à l'entrée du moule. Cette phase est très importante pour la qualité de la pièce ;
- Phase 2 appelée « injection rapide ». Le métal remplit rapidement la pièce ;
- Phase 3 appelée « maintient » ou « phase de multiplication ». Le métal se trouvant dans un état pâteux est compacté afin de réduire le retrait et prévenir l'apparition de pores. Afin d'obtenir un compactage suffisant la pression de l'huile dans le vérin d'injection est augmentée grâce à un système de multiplicateur de pression.

1.5.2 La fabrication de la cage d'écureuil

Le rotor à cage est constitué d'un empilement de tôles ferromagnétiques dans lesquelles des encoches sont découpées afin de recevoir des conducteurs. Ces derniers sont

ensuite court-circuités par l'intermédiaire de deux anneaux de court-circuit. Actuellement, les cages en cuivre peuvent être réalisées par mécano-soudure, cependant la plupart des cages d'écureuils sont faites avec des conducteurs en aluminium injecté pour des raisons évidentes : d'économies et de maîtrise du processus d'injection sous pressions.

Cependant à partir des années 80, plusieurs travaux [92,93] ont été menés de manière indépendante. Puis d'autres ont été dirigés par l'association internationale du cuivre (International Copper Association) et l'association du développement du cuivre (Copper Development Association) dans le but de trouver des matériaux capables de supporter les injections du cuivre et de profiter de l'avantage économique qui est porté par la technique d'injection [94–96]. Au début des années 2000, la société FAVI a contribué à la fabrication des rotors à cage cuivre en utilisant son savoir faire en matière d'injection sous pression.

1.5.2.1 Technique de fabrication

Nous avons vu précédemment que pour obtenir une pièce injectée, un moule ayant une cavité à la forme de la pièce est nécessaire. Dans le cadre de la fabrication d'une cage d'écureuil, l'empilement de tôles magnétiques possède un double rôle. En effet, elles constituent à la fois une part du produit final et une partie du moule pour les barres conductrices. La partie fixe reçoit une chemise cylindrique en acier et une empreinte avec la forme de l'anneau de court-circuit. La partie mobile est équipée de l'empreinte de l'anneau opposé. Ce qui permet d'obtenir des formes d'encoches plus complexes qu'avec le procédé de mécano-soudure où les barres sont d'une forme « simplifiée ». De plus cette technique implique une légère augmentation de la résistance électrique et des flux de fuites supplémentaires [97]. Le processus de fabrication de la cage d'écureuil suit la démarche suivante :

- les tôles magnétiques sont empilées autour d'un faux axe avec le pas d'hélice souhaité ;
- cet ensemble est ensuite positionné dans la chemise cylindrique ;
- la fermeture du moule est effectuée avec une forte force de fermeture car elle permet de résister à la pression exercée par le métal liquide lors de la phase d'injection ;
- le cuivre en fusion est alors porté dans la chambre et il est injecté ; ce qui, après solidification, formera la cage d'écureuil ;
- s'en suit alors l'ouverture du moule permettant de sortir le rotor ;
- le faux axe est enlevé afin de permettre, après le refroidissement naturel, l'alésage et l'emmanchement de l'arbre.

Il est important de noter que le processus d'injection est extrêmement rapide car le cuivre utilisé est du cuivre primaire dit « électrolytique ». Celui-ci a une température de fusion de 1083 °C mais également une température de solidification très proche de cette température. Cette caractéristique implique d'ajuster précisément les paramètres d'injection, afin d'éviter une solidification prématurée avant la fin du remplissage de la pièce. Les paramètres importants sont donc :

- la pression et la vitesse d'injection ;
- la température du cuivre ;
- le préchauffage du moule (la température du moule).

Cela implique une forte contrainte thermomécanique sur les tôles. L'impact thermique sera détaillé dans le chapitre 2.

1.5.2.2 Comparaison des performances avec un rotor à cage en aluminium

Nous avons vu précédemment que le remplacement de l'aluminium par du cuivre est une possibilité pour augmenter le rendement de la machine asynchrone sans modifier la longueur active de la machine. A partir des résultats présentés dans la partie 1.4.5 pour des machines asynchrones à rotor injecté en aluminium et possédant un stator à tôle à grains orientés décalés à 90° (GO3590), nous pouvons estimer en première approximation le gain en remplaçant uniquement le matériau du conducteur rotorique. Pour se faire, rappelons que la résistivité de l'aluminium pur, notée ρ_{Al} , est de $2.83 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$ et que la résistivité du cuivre pur, notée ρ_{Cu} , est de $1.73 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$ à $20^\circ C$. Ce qui permet d'obtenir un gain de 39 % sur la résistance de la cage.

$$r'_{rCu} = r'_{rAl} \left(1 - \frac{\rho_{Cu}}{\rho_{Al}}\right) \quad (1.18)$$

Configurations	P_{mec} (W)	r_s (Ω)	x_s (Ω)	X_μ (Ω)	R_μ (Ω)	x'_r (Ω)	r'_r (Ω)
NO65	95	0.55	0.96	22.36	438.8	0.85	0.45
GO3590	72.8	0.54	1.008	23.61	556.1	0.9	0.45
GO3590Cu	72.8	0.54	1.008	23.61	556.1	0.9	0.194

TABLE 1.3 – Paramètres du schéma équivalent monophasé des travaux issue de [90] en supposant une cage cuivre à la place de celle en aluminium

En adaptant la résistance r'_r dans le cas où la cage rotorique aurait été injectée en cuivre. Les paramètres utilisés sont donnés au tableau 1.3. Les figures 1.26, 1.27 et 1.28 représentent respectivement la comparaison du couple électromagnétique, le rendement en fonction de la puissance utile, le rendement en fonction du glissement entre la machine avec un stator à base de tôle GO avec un rotor en aluminium et celle ayant un rotor à cage cuivre.

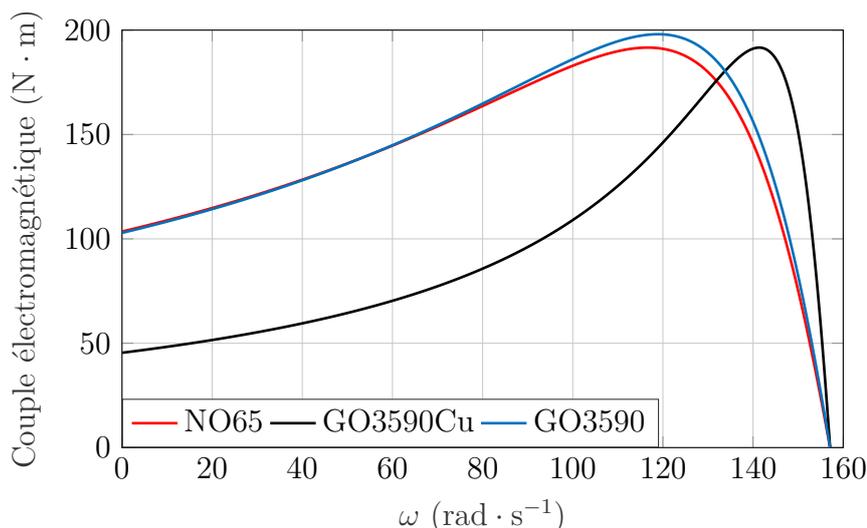


FIGURE 1.26 – Couple électromagnétique

En modifiant uniquement le matériau, nous retrouvons sur le rendement un gain de 2.4 points pour 10 kW par rapport à la configuration GO3590 à partir des données du tableau 1.3. Ce gain semble en accord avec les différents travaux issus de la littérature [44,50,98]. Il s'explique par un glissement plus faible pour le rotor à cage cuivre

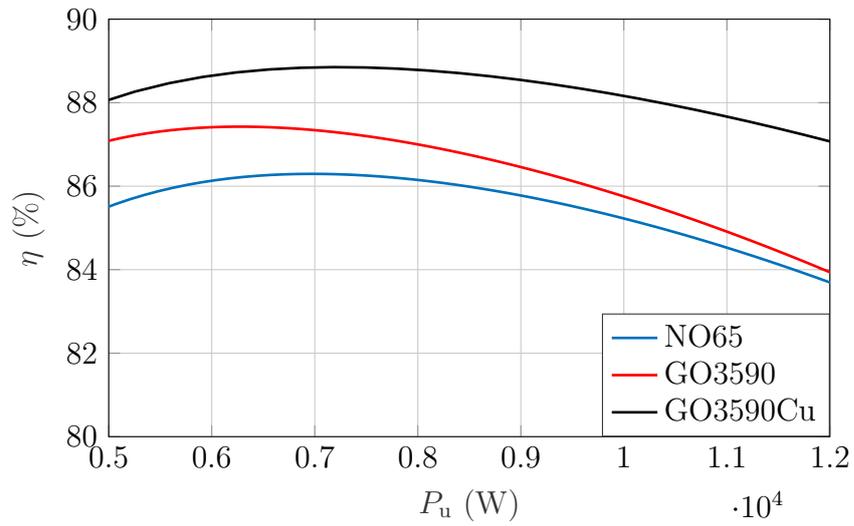


FIGURE 1.27 – Évolution du rendement en fonction de la puissance utile

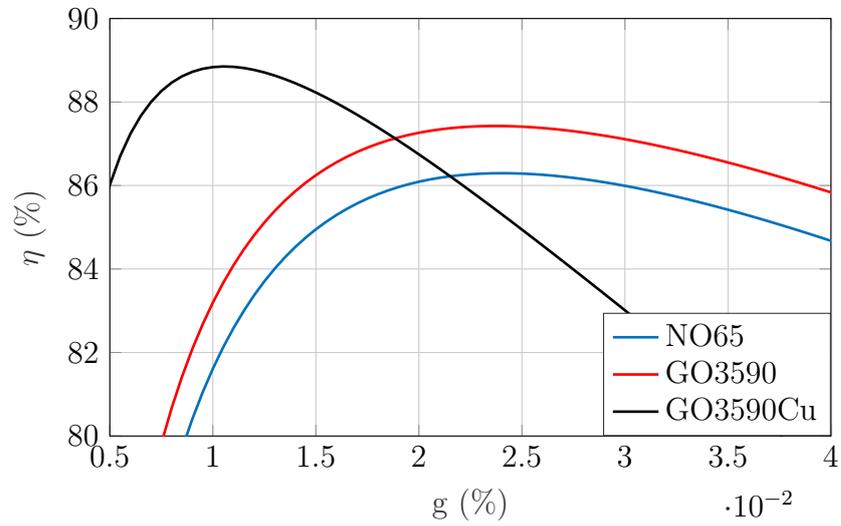


FIGURE 1.28 – Évolution du rendement en fonction du glissement

comme le montre les figures 1.28 et 1.26. On retrouve également une diminution du couple de démarrage, à la figure 1.26, qui est inhérent au matériau.

1.6 Synthèse

Dans ce chapitre, nous avons présenté les enjeux liés à l'amélioration des performances des machines électriques et plus précisément des machines asynchrones notamment à travers de nouvelles normes concernant les rendements. La suite est focalisée sur les différentes pertes des machines électriques comme les pertes Joule statoriques et rotoriques, les pertes fer, les pertes mécaniques et les pertes supplémentaires. Dans une deuxième partie, nous avons parlé des différentes techniques pour améliorer le rendement des machines, puis nous avons décidé de nous focaliser sur deux techniques permettant d'améliorer le rendement sans modification géométrique de la machine. Dans une troisième partie, nous avons détaillé la technologie des tôles à grains orientés en partant de la fabrication jusqu'aux résultats sur des machines asynchrones employant la technique des décalages des tôles à grains orientés appliquée à la machine asynchrone. Et enfin, nous nous sommes centrés sur la technique du cuivre injecté sous pression pour remplacer l'aluminium par du cuivre dans la fabrication des cages d'écureuil.

Chapitre 2

Influence du choc thermique dû à l'injection du cuivre sous pression sur les caractéristiques magnétiques des tôles à grains orientés

Lors du chapitre précédent, nous avons vu que, lors du processus d'injection, les tôles constituant le rotor servait de moule pour les barres de la cage d'écureuil. Par conséquent, les tôles sont soumises à un choc thermique à très haute température puisque la température du cuivre en fusion (1083 °C) se situe en effet au-delà du point de Curie de la majorité des matériaux magnétiques. Dans la première partie de ce chapitre, un rappel des différents travaux sur le comportement sous différentes conditions de traitement thermique des aciers électriques est présenté. Dans la deuxième partie de ce chapitre, une analyse du processus d'injection du cuivre est effectuée, à l'aide des logiciels FEMM et NOVACAST, afin de déterminer les températures atteintes par l'acier magnétique au cours d'une injection. La dernière partie de ce chapitre consiste à tester les caractéristiques des tôles à grains orientés suite à une exposition à un choc thermique à différentes températures.

2.1 L'impact de la température de recuit sur les aciers magnétiques classiques

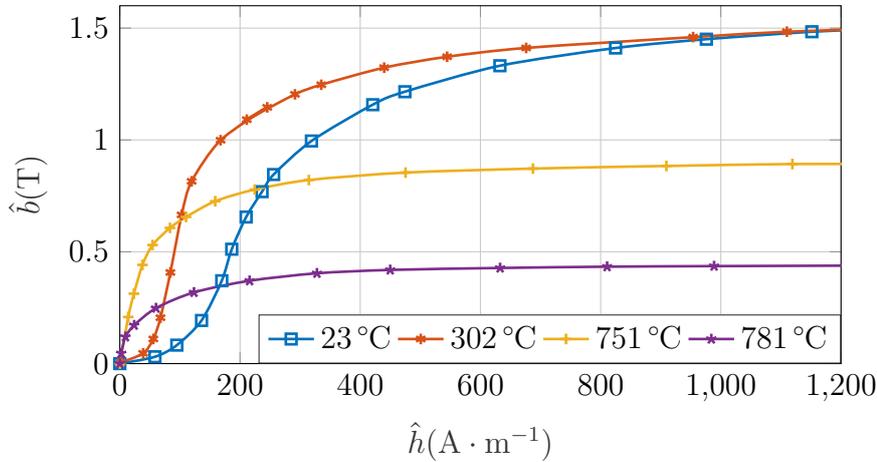
Dans cette première partie, nous proposons une étude bibliographique pour déterminer l'impact de la température sur les matériaux classiquement utilisés dans la fabrication de machines électriques à savoir les tôles à grains non orientés. Cette analyse permettra de mettre en évidence les problèmes liés aux recuits des alliages ferromagnétiques. Devant un traitement thermique donné, chaque matériau réagira de manière différente.

2.1.1 Caractérisation des matériaux soumis à un recuit

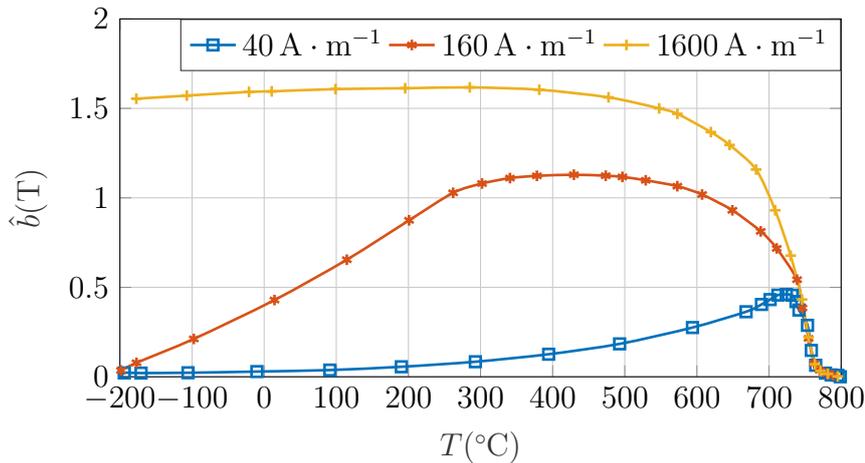
2.1.1.1 La température de Curie

Nous avons vu à la section 1.2 que les matériaux magnétiques doux sont caractérisés par une structure en domaines, dits « domaine de Weiss ». En présence de champ magnétique, ces domaines sont constitués de frontières, dites « paroi de Bloch », qui se déplacent et s'ordonnent afin de produire une aimantation mesurable. Les atomes composant la structure cristalline, suite à cet apport d'énergie, se mettent en mouvement. Ce phénomène, appelé agitation thermique, provoque une désorganisation des domaines. Lorsque l'élévation de température est trop importante, les domaines ne s'alignent plus et le matériau perd ses propriétés ferromagnétiques. La valeur critique de la température est la température de Curie ou encore point de Curie. Au-delà de cette température, les domaines sont dans un état désordonné et le matériau devient paramagnétique. Cela implique que l'aimantation spontanée du matériau ferromagnétique disparaît. La structure en domaines de Weiss n'existant plus, la polarisation magnétique à saturation est alors nulle. Cette transition de phase est réversible ; puisque le matériau retrouve ses propriétés ferromagnétiques quand la température du matériau redescend en dessous du point de Curie. Cette valeur critique de température dépend de la constitution de l'alliage du matériau magnétique et notamment de l'élément de base du matériau ferromagnétique qui peut être du fer (Fe), du nickel (Ni) ou du cobalt (Co). La température de Curie pour le fer pur est de 769 °C, celle du Nickel est de 358 °C et celle du cobalt, beaucoup plus élevée, de l'ordre de 1120 °C. Pour un matériau magnétique exclusivement composé de fer il a été montré qu'après une légère augmentation de l'aimantation à saturation du matériau, celle-ci diminue d'abord faiblement puis fortement à l'approche du point de Curie soit environ 150 °C en dessous de cette valeur. Ces évolutions issues de [99] sont représentées à la figure 2.1. La figure 2.1a, représente la caractéristique $\hat{b}(\hat{h})$ en fonc-

tion de la température après un recuit à 800 °C. La figure 2.1b, représente l'évolution de l'induction à saturation en fonction de la température.



(a) Courbe $\hat{b}(\hat{h})$ du fer [99]



(b) Courbe \hat{b} en fonction de la température pour du fer [99]

FIGURE 2.1

L'influence de la température sur les caractéristiques magnétiques apparaît principalement au niveau de l'induction à saturation. De plus dans le cas de matériau allié, l'influence des températures de changement de phase intervient également sur les propriétés magnétiques. Dans [99], nous trouvons des préconisations sur les températures pour les opérations de recuits. Celles-ci sont inférieures aux températures de changement de phase puisque lorsqu'un changement de phase intervient, le matériau ne recouvre pas forcément ses propriétés magnétiques initiales. Comme les matériaux classiquement utilisés pour la fabrication des machines électriques sont du fer allié entre 2 % et 4 % de silicium aussi bien pour les tôles à grains orientés que les tôles à grains non orientés, l'influence de la température n'est pas négligeable. La figure 2.2 issue de [100] présente le diagramme de phase binaire du FeSi avec l'évolution de la température de Curie en fonction du pourcentage de silicium dans le fer.

s'apparente à un choc thermique induit par le processus d'injection du cuivre. Les paramètres importants dépendent de la température de l'alliage injecté et de la vitesse de remplissage des encoches. Dans le cadre de notre étude, les paramètres influents sont donc la vitesse d'échauffement et la température maximale atteinte par les tôles magnétiques. La durée de maintien et la vitesse de refroidissement ne sont pas prises en compte étant donné que nous sommes face à un refroidissement naturel et que la durée du processus complet d'injection n'est que de quelques secondes. Dans la littérature, l'influence de la vitesse d'échauffement de différents matériaux magnétiques, qui n'ont pas eu leurs recuits finaux, a été étudiée [101–103]. Ce paramètre a une influence sur la taille des grains, sur la perméabilité initiale et l'induction crête maximale des tôles à grains non orientés. Les auteurs [103] sont parvenus à démontrer, en testant des échantillons de matériaux à grains non orientés n'ayant pas subi de recuit final, que seule une vitesse d'échauffement élevée permet d'obtenir simultanément une réduction des pertes fer totales du matériau et une augmentation de la perméabilité sous faible champ. Les paramètres des tests issus de ces travaux sont les suivants :

- les vitesses d'échauffement testées sont $30\text{ °C} \cdot \text{s}^{-1}$, $85\text{ °C} \cdot \text{s}^{-1}$, $300\text{ °C} \cdot \text{s}^{-1}$ et $850\text{ °C} \cdot \text{s}^{-1}$;
- les températures atteintes varient de 900 °C à 1100 °C ;
- les temps de maintien testés sont 0 s, 10 s et 30 s.

Cela permet de déduire que l'emploi de matériaux « semi-process » dans le cadre de la fabrication de cages d'écureuil par l'emploi de la technique de l'injection du cuivre sous pression ne détériore pas les caractéristiques des tôles. Cette technique permet même d'améliorer les propriétés magnétiques [98]. Les tests expérimentaux ont été réalisés sur des bandes d'Epstein avec différents temps de maintien afin d'obtenir la température voulue au sein des bandes. L'acier choisi pour ces tests est du FeV 1000-65 HD qui est un acier « semi-process ». Cela signifie que celui-ci n'a pas subi de recuit final et n'est pas revêtu d'un isolant. Dans la partie 1.3, nous avons vu l'importance de l'isolation des tôles entre elles pour limiter les courants inter-barres et améliorer le rendement. Ce qui rend les tôles semi-process difficilement utilisables pour améliorer le rendement des machines asynchrones à cage d'écureuil injectée en cuivre. Cependant, les résultats, issues des travaux de [98], obtenus sur les tôles ayant subi un choc thermique (figures 2.3, 2.4, 2.5 et 2.6), montrent les caractéristiques magnétiques de ce matériau pour différentes températures de choc thermique. Nous nous apercevons donc que le choc thermique subi par les bandes d'Epstein a tendance à améliorer les caractéristiques magnétiques de ce type de tôle jusqu'au point de Curie pour ensuite être détériorées. Cependant en ce qui concernent les pertes fer nous nous apercevons que, quelle que soit la température du choc thermique, elles restent inférieures à la caractéristique d'origine.

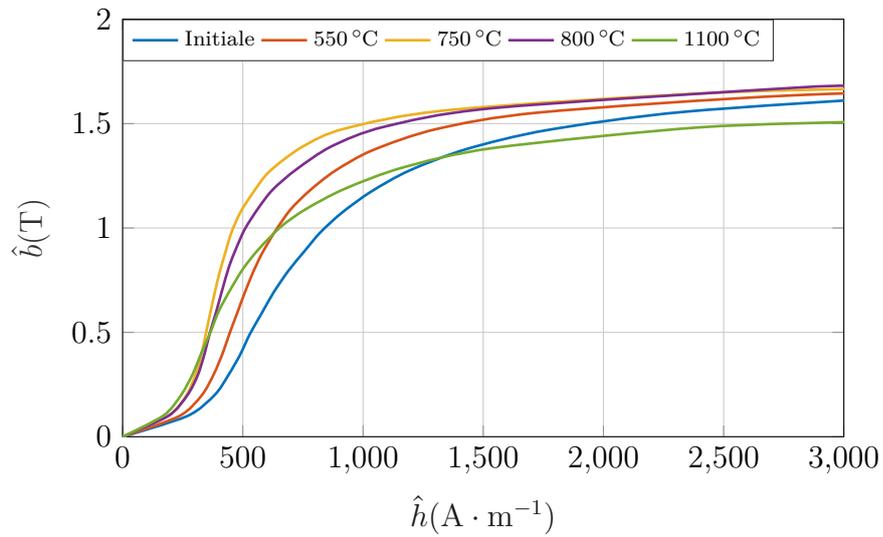


FIGURE 2.3 – Courbe $\hat{b}(\hat{h})$ pour le FeV 1000-65 HD [98]

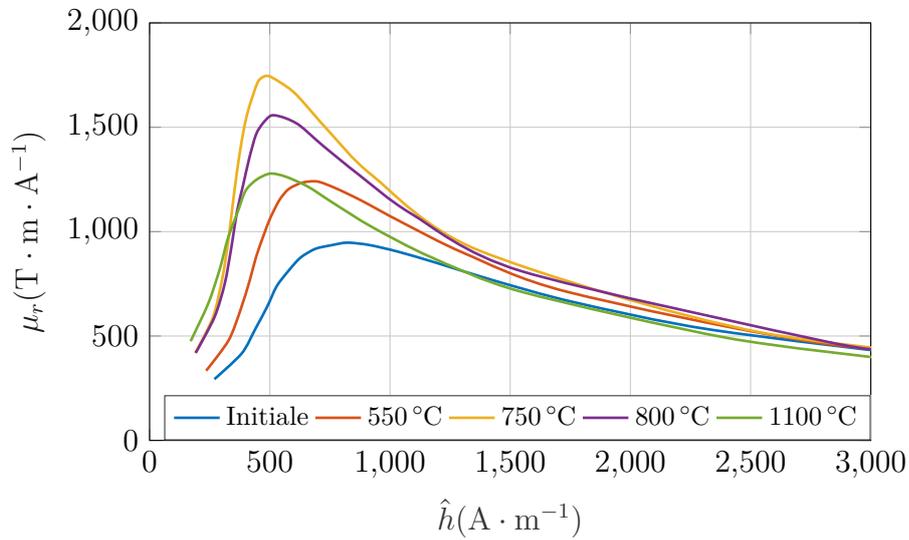


FIGURE 2.4 – Courbe $\mu_r(\hat{h})$ pour le FeV 1000-65 HD [98]

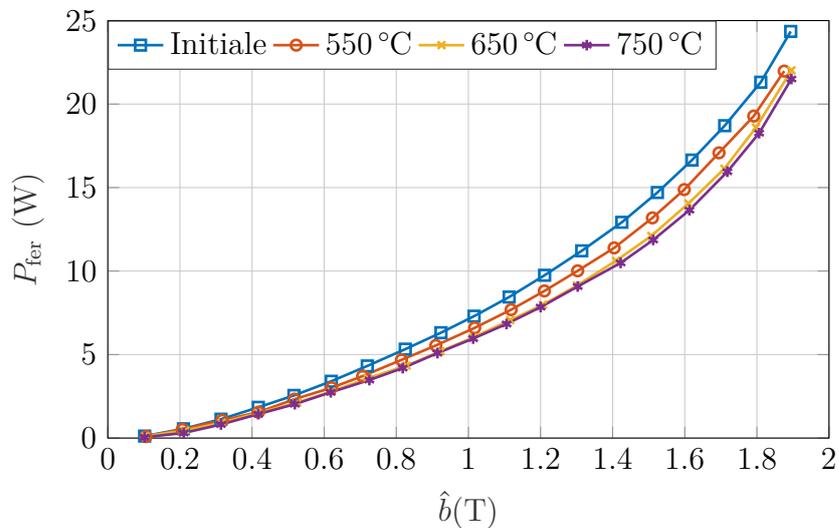


FIGURE 2.5 – Courbe $P_{fer}(\hat{b})$ du FeV 1000-65 HD avant la température de Curie [98]

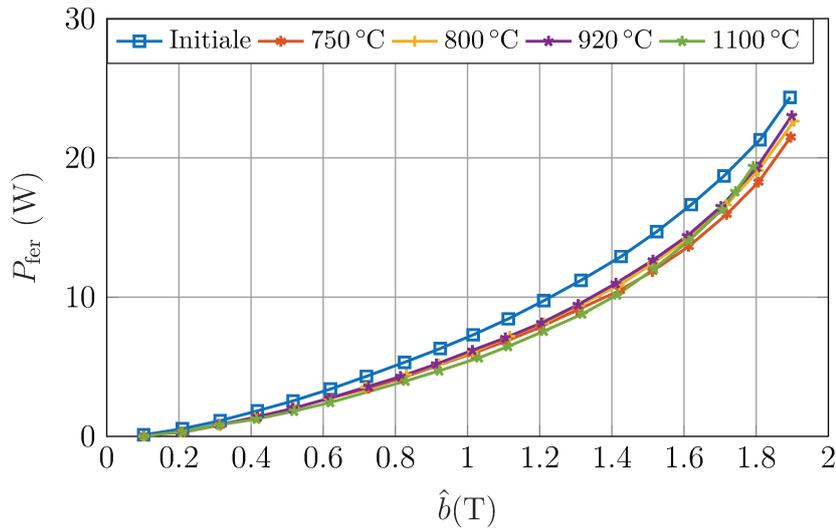


FIGURE 2.6 – Courbe $P_{fer}(\hat{b})$ du FeV 1000-65 HD après la température de Curie [98]

Dans les travaux de [104], une comparaison est réalisée entre des tôles « fully-process » et « semi-process » pour un échauffement très rapide de l'ordre de $1500\text{ °C} \cdot \text{s}^{-1}$ à $3000\text{ °C} \cdot \text{s}^{-1}$ avec des températures maximales différentes. Les figures 2.7a et 2.7b montrent l'impact de la température sur différents critères telles que la croissance des grains et l'évolution des pertes fer. Les matériaux semi-process montrent une évolution positive de toutes leurs caractéristiques pour des températures largement supérieures à la température de Curie pour ce type de matériau ; ce qui confirme les résultats issus de [98,103]. Concernant les matériaux fully-process, les caractéristiques en termes de perte fer diminuent avec l'augmentation de la température. Ces résultats permettent de déduire que le choc thermique n'est pas nécessairement néfaste pour les caractéristiques magnétiques mais qu'elles dépendent de la nature des tôles utilisées.

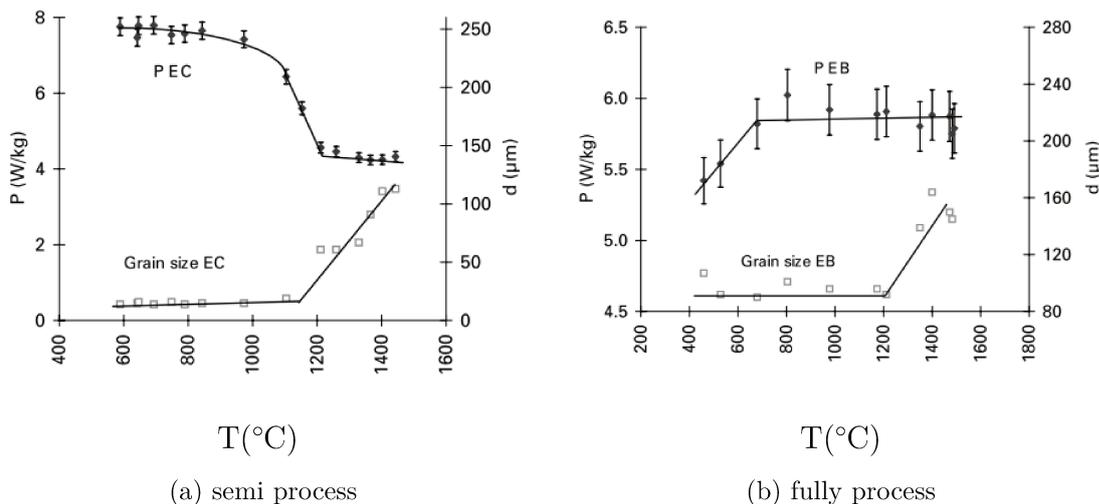


FIGURE 2.7 – Évolution des pertes massiques en fonction de la température [103]

Dans le cas des tôles à grains orientés, il est difficile de trouver des travaux concernant les températures de recuits et l'influence de la vitesse d'échauffement. L'étude de [105] montre l'impact d'un refroidissement lent sur les pertes spécifiques de tôles à grains orientés FeSi_{6,5%}. Cela permet dans notre cas de figure particulier de valider le refroidissement naturel qui a lieu après avoir effectué le processus d'injection du cuivre.

2.2 L'étude des transferts thermiques entre le cuivre injecté et le circuit magnétique

2.2.1 L'échange de chaleur par conduction

La conduction thermique est un échange de chaleur spontané entre un corps, solide ou liquide, chaud et un autre froid au repos. Pour un fluide, l'échange thermique est considéré comme un échange par conduction à condition que l'écoulement soit un écoulement laminaire. La conduction thermique repose sur la loi de Fourier :

$$\vec{\phi} = -\lambda S \overrightarrow{\text{grad}}(T) \quad (2.1)$$

Avec :

- ϕ étant le flux de chaleur transmis par conduction (W) ;
- λ étant la conductivité thermique du milieu ($\text{W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$) ;
- S étant la surface d'échange (m^2).

2.2.2 L'échange de chaleur par convection

Le phénomène de convection résulte du mouvement d'un fluide en écoulement turbulent qui produit un échange de chaleur. Dans le cas d'un fluide immobile ou en écoulement laminaire il est admis que l'échange de chaleur se fait par conduction. Maintenant considérons un fluide ayant pour température T_f en contact avec une surface S de température T_s tel que $T_f > T_s$. L'équation du flux de chaleur du fluide vers la surface peut s'écrire :

$$\phi = K_t(T)S(T_f - T_s) \quad (2.2)$$

où K_t correspond au coefficient d'échange par convection en $\text{W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$. Celui-ci dépend de nombreux paramètres tels que :

- la masse volumique ;
- la vitesse du fluide ;
- sa chaleur spécifique ;
- sa conductivité thermique ;
- la viscosité.

2.2.3 L'échange de chaleur par rayonnement

Le rayonnement thermique est un transfert de chaleur sans support matériel par rayonnement électromagnétique dont l'intensité dépend de la température du corps émetteur et de l'émissivité de ce dernier. La puissance rayonnée est donnée par l'équation de Stefan-Boltzmann :

$$P_{ray} = \epsilon \sigma S (T_1^4 - T_2^4) \quad (2.3)$$

où ϵ correspond à l'émissivité (allant de 0 à 1), σ est la constante de Stefan-Boltzmann, S la surface limite entre le corps chaud et le corps froid et T_1 et T_2 la température du corps chaud et celle du corps froid.

2.3 Simulation par la méthode des éléments finis

Notre simulation consiste à étudier, par la méthode des éléments finis, les échauffements qui apparaissent dans les tôles magnétiques au moment où le cuivre est injecté.

Le choix d'utiliser le logiciel FEMM est dû à la possibilité de paramétrer n'importe quel type de matériau pour cette étude. Le choix d'une modélisation 2D réside dans le fait que la chaleur se diffuse de manière radiale hormis au niveau des anneaux de court-circuit.

Lors de l'injection du cuivre en fusion, celui-ci parcourt les différentes cavités formant la cage d'écureuil :

- les encoches,
- les anneaux de court-circuit.

Le moule accueillant le circuit magnétique fait office de structure réfrigérante. Ces pertes d'énergie thermique nous imposent donc une température d'injection du métal en fusion supérieure à 1100 °C afin d'obtenir un bon remplissage avant solidification. En effet, le métal en fusion doit parcourir l'ensemble du moule et du circuit magnétique pour remplir l'anneau de court-circuit opposé à l'alimentation en cuivre. Les flèches noires schématisent les transferts de chaleur entre le cuivre, les tôles et la chemise sur la figure 2.8. Pour modéliser notre problème, nous avons décidé d'utiliser un modèle 2D représenté par

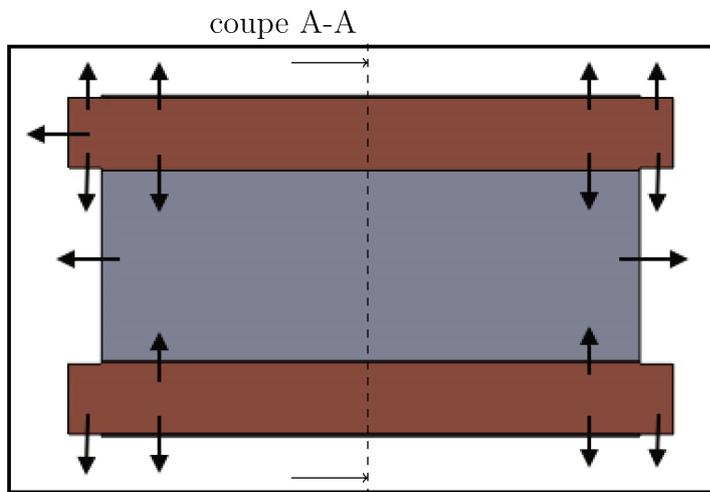


FIGURE 2.8 – Schéma représentant la diffusion de chaleur lors de l'injection

la coupe A-A sur le schéma 2.8. La géométrie de notre rotor est représentée à la figure 2.9, est composée des éléments suivants :

- les encoches dans les tôles magnétiques ;
- la chemise en acier permettant le guidage du rotor.

La chemise et le bâti ont été mis dans le même ensemble étant donné qu'ils ont une grande épaisseur par rapport au diamètre du rotor. De plus, en pratique, la chemise et le moule sont fabriqués à partir du même matériaux.

2.3.1 Les hypothèses du calcul

Pour utiliser le logiciel FEMM, nous avons dû poser certaines hypothèses données au tableau 2.1.

Le logiciel résout l'équation de la chaleur 2.4 en utilisant le schéma de discrétisation temporelle d'Euler.

$$\rho C_p \frac{dT}{dt} - \text{div}(-\lambda(T) \overrightarrow{\text{grad}}(T)) = \phi \quad (2.4)$$

$$\rho C_p \frac{T_n - T_{n-1}}{\Delta t} - \text{div}(-\lambda(T_n) \overrightarrow{\text{grad}}(T_n)) = \phi \quad (2.5)$$

Dans les équations 2.4 et 2.5 ; C_p correspond à la chaleur spécifique en $\text{J} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$, ρ correspond à la masse volumique du matériau considéré en $\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$ et λ correspond

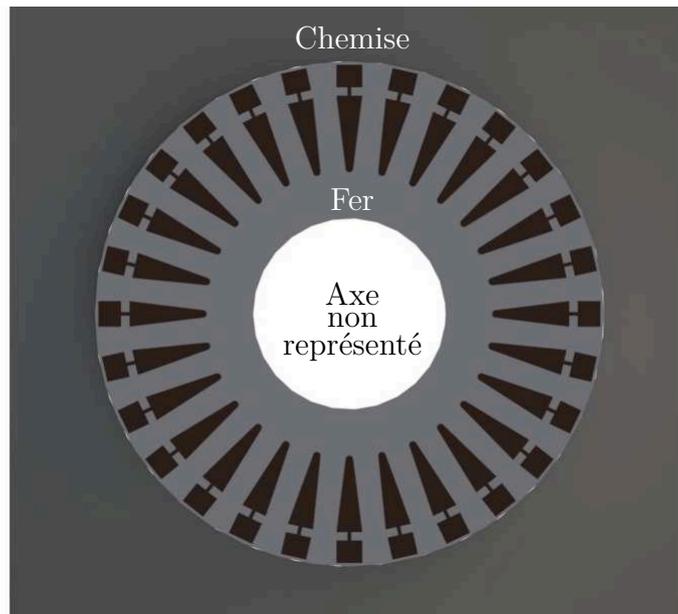


FIGURE 2.9 – Représentation du modèle implémenté dans FEMM

TABLE 2.1 – Hypothèse du modèle 2D

Catégorie	Ensemble	Hypothèse
Matériau	Modèle	Les matériaux sont isotropes.
	Tôle	Les différentes nuances d'acier magnétique jouent sur la composition mais celles-ci sont majoritairement composé de fer.
	Conducteur	Le cuivre pur est celui utilisé pour la fabrication des rotors à cages d'écureuil.
	Moule	L'acier utilisé possède de très bonnes caractéristiques en termes de conductivité thermique.
Écoulement	Conducteur	L'écoulement est supposé laminaire.
Température	Acier moule	La température moyenne du moule pendant la production est de 200 °C.
	Fer pur	Nous considérons que le fer est préchauffé à 200 °C.
	Cuivre pur	Le cuivre pur à l'état liquide est à 1100 °C.
Chaleur spécifique	Fer pur	La chaleur spécifique est considérée invariant en fonction de la température, la valeur est fixée à une température de 769 °C.

à la conductivité thermique $W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}$. Les lois d'évolutions de la chaleur spécifique et de la conductivité du fer pur et du cuivre sont présentées aux figures 2.10 et 2.11.

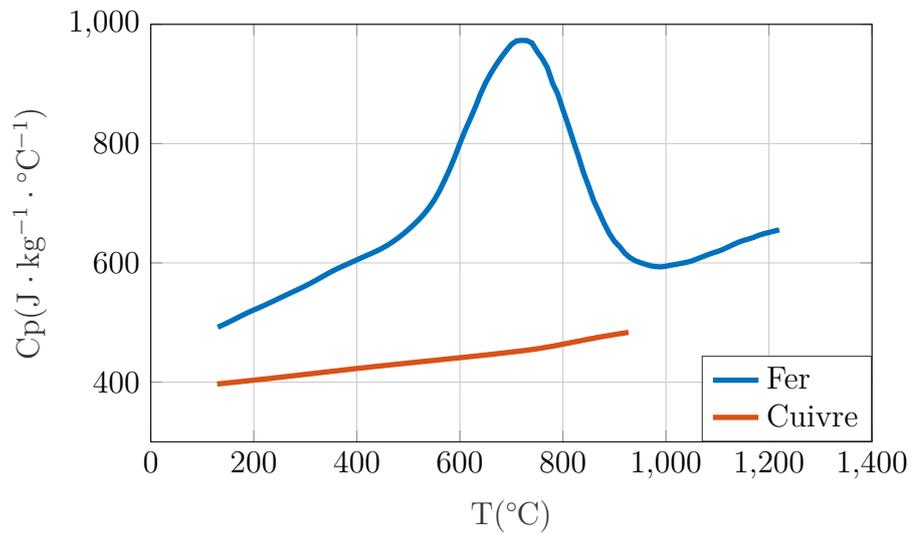


FIGURE 2.10 – Chaleur spécifique en fonction de la température [98]

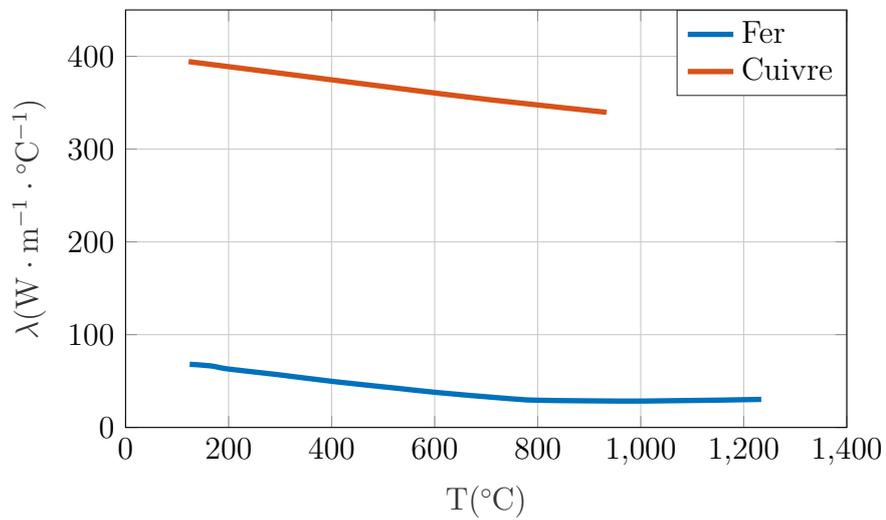


FIGURE 2.11 – Conductivité thermique en fonction de la température [98]

2.3.2 Résultats

Les résultats des calculs sont donnés dans la largeur de la dent rotorique au niveau de l'encoche inférieure comme sur la figure 2.12.

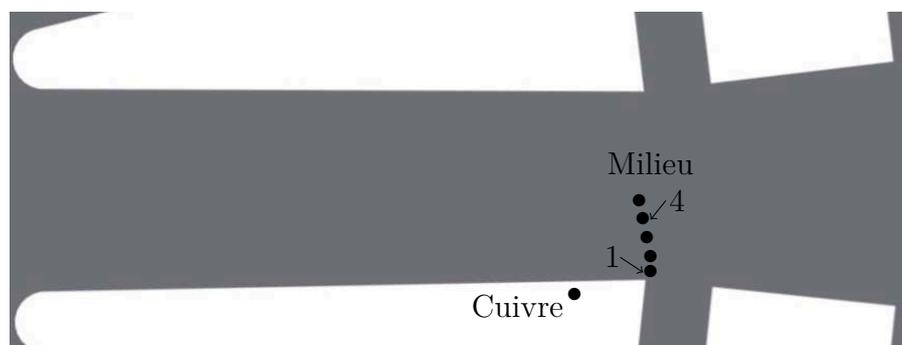


FIGURE 2.12 – Zone d'étude

La figure 2.13 représente l'évolution des températures en certains points en fonction

du temps. Au niveau de la dent, nous obtenons une température maximale de 986°C avec une vitesse d'échauffement de l'ordre $9860^{\circ}\text{C} \cdot \text{s}^{-1}$. Ce qui coïncide avec les résultats obtenus pour une autre géométrie de rotor par FAVI dans les travaux [98]. Nous pouvons également conclure que seul le fer à proximité direct de l'encoche dépasse la température de Curie comme le montre la figure 2.14. Lors du refroidissement, le milieu de la dent atteint une température d'environ 650°C comme le montre la figure 2.15.

Le calcul présenté dans cette section constitue une première étape dans la détermination des contraintes thermiques imposées par le contact des tôles avec du cuivre en fusion. Cependant dans ce calcul en 2D, nous ne prenons pas en compte le refroidissement du cuivre au cours de la phase d'injection et par conséquent ses changements de phase liquide-solide pourraient modifier la température atteinte par les tôles.

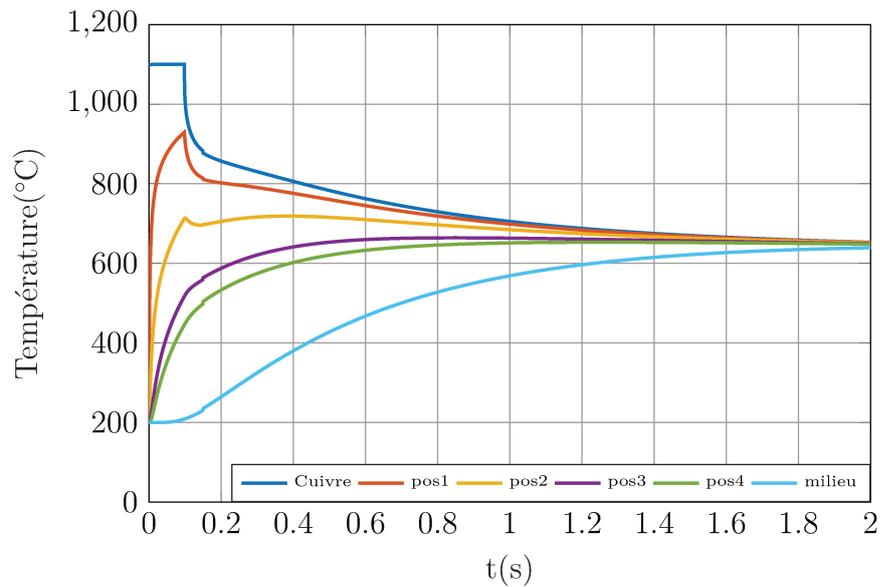


FIGURE 2.13 – Évolution de la température dans la dent en fonction du temps

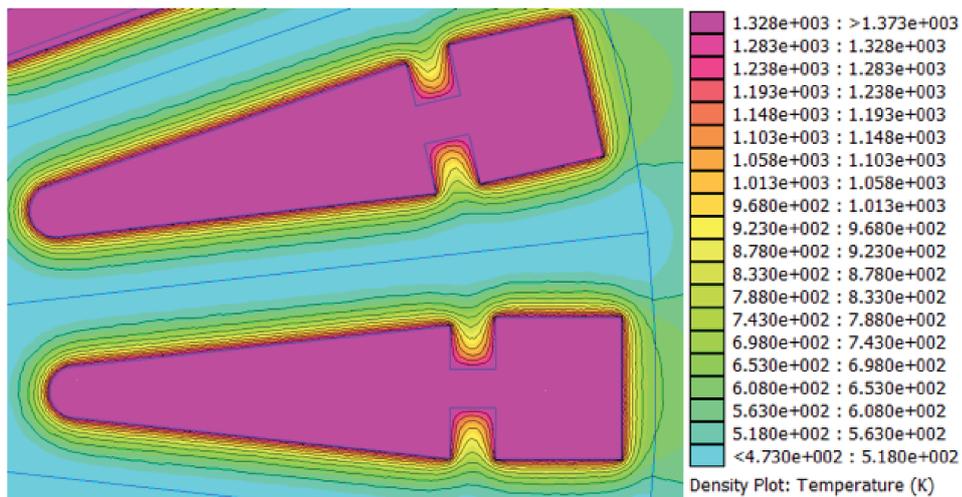


FIGURE 2.14 – Cartographie thermique du fer à $t = 0.1$ s



FIGURE 2.15 – Cartographie thermique du fer à $t = 2$ s

2.4 Simulation par la méthode des volumes finis

Dans la section précédente, nous avons supposé un remplissage uniforme de l'encoche par le cuivre en fusion avec une phase 100% liquide. Cependant il est important de prendre en compte les aspects suivants :

- les anneaux de court-circuits ;
- la position des busettes d'injection au niveau de l'empreinte d'un des anneaux de court-circuits ;
- le changement d'état du cuivre ;
- le refroidissement le long des encoches ;
- l'écoulement du cuivre dans les encoches et dans les anneaux de court-circuit ;
- et enfin les différents paramètres de fonderie.

La prise en compte de ces contraintes nécessite d'utiliser NOVACAST avec le module NOVAFLOW&SOLID, qui est un logiciel spécialisé pour la fabrication de pièce de fonderie. Cependant celui-ci ne nous permet pas de paramétrer nos propres matériaux, nous avons donc dû attendre la dernière année de thèse pour avoir accès au fer pour pouvoir l'utiliser. Nous avons donc utilisé celui-ci pour comparer et réduire le nombre d'hypothèse par rapport à notre calcul avec FEMM. Celui-ci utilise la méthode des volumes finis étant donné que nous sommes confrontés à un problème de mécanique des fluides. En plus de prendre en compte les aspects précédents, il permet également d'obtenir les porosités, les emprisonnements d'air, d'utiliser la géométrie du moule et de la chambre de remplissage. Dans notre étude, nous avons modélisé la géométrie complète du moule.

2.4.1 Les paramètres de la simulation

Afin de réaliser cette étude, nous avons défini plusieurs matériaux, à savoir :

- le matériau composant la chambre, les moules parties fixe et mobile pour les anneaux de court-circuit. Celui-ci possède de très bonnes caractéristiques en conduction thermique ;
- le cuivre est considéré comme pur ;
- le fer est considéré comme pur, la conductivité thermique et la chaleur spécifique sont présentées à la figure 2.11 et 2.10.

La température du cuivre T_{cuivre} est supérieure à 1200 °C au moment du remplissage de la chambre. Les paramètres de position, vitesse et de pression sont également des paramètres

d'entrées pour la réalisation de cette simulation, ils correspondent aux paramètres réels utilisés lors de l'injection, sur la presse à injecter.

Contrairement à la simulation 2D par éléments finis, grâce à ce logiciel nous pouvons limiter le nombre d'hypothèses. Les hypothèses restantes sont les suivantes :

- l'acier magnétique est du fer pur,
- le feuilletage des tôles n'est pas considéré,
- le pas d'hélice n'est pas pris en compte,
- le faux axe n'est pas représenté et nous le considérons comme du fer,
- la température de l'air enfermé dans l'empreinte est imposée à 50 °C,
- le mode de transfert thermique est la conduction,
- la température moyenne du moule est imposée à 220 °C.

La géométrie étudiée est représentée à la figure 2.16 et correspond à la géométrie réelle du rotor de notre machine sans le pas d'hélice.

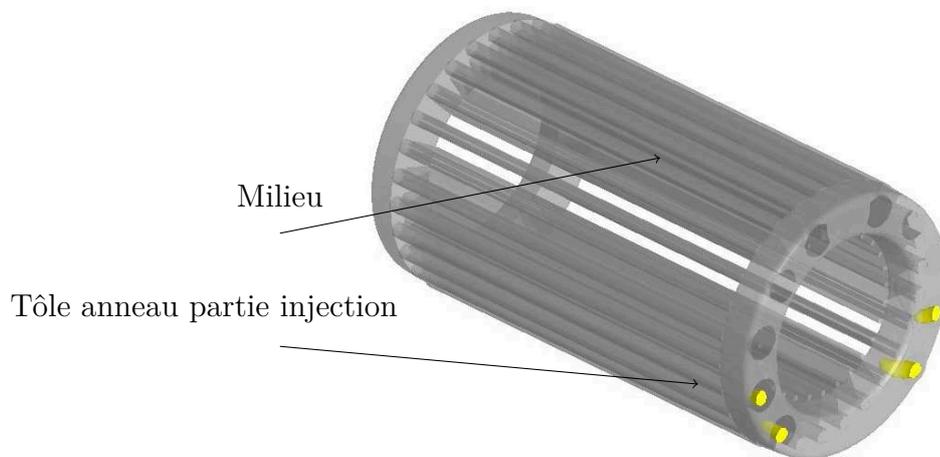


FIGURE 2.16 – Géométrie de la cavité sous NOVACAST

2.4.2 Résultat

Pour l'étude de la température, nous exploitons les résultats pour divers points dans la géométrie afin d'observer l'importance du choc thermique. Ces points sont positionnés, comme sur la figure 2.18, de la manière suivante :

- au niveau des dents,
- à 3mm de l'anneau de court-circuit partie fixe,
- et dans le milieu du paquet de tôle.

Les figures 2.17 et 2.18 représentent respectivement le pourcentage de phase liquide et la température dans la tôle située à 3mm de l'anneau de court-circuit. Nous constatons comme nous l'avions prévu que le remplissage n'est pas uniforme dans les encoches et que le cuivre est déjà en train de refroidir car celui-ci n'est pas 100 % liquide. Plus loin dans le processus d'injection, toutes les encoches commencent à être bien remplies comme le montre la figure 2.19. Nous observons que le cuivre continue de refroidir grâce à la diminution de la phase liquide. La figure 2.20 montre l'évolution de la température dans le fer. L'échauffement n'est pas uniforme dans la tôle ce qui s'explique aisément. En effet, le remplissage n'étant pas uniforme au sein des encoches la température ne l'est pas. Cependant une fois le remplissage terminé, et lors de la solidification complète, la température du fer devient uniforme.

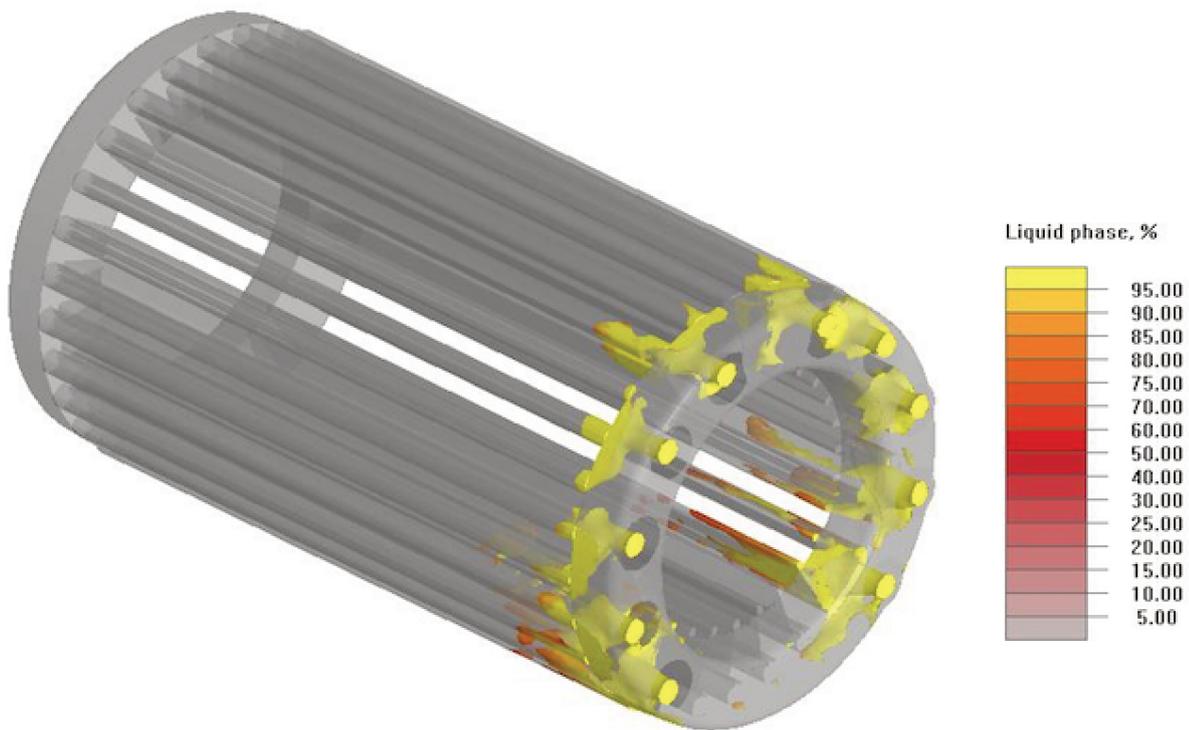


FIGURE 2.17 – Phase du cuivre à 2.98 s

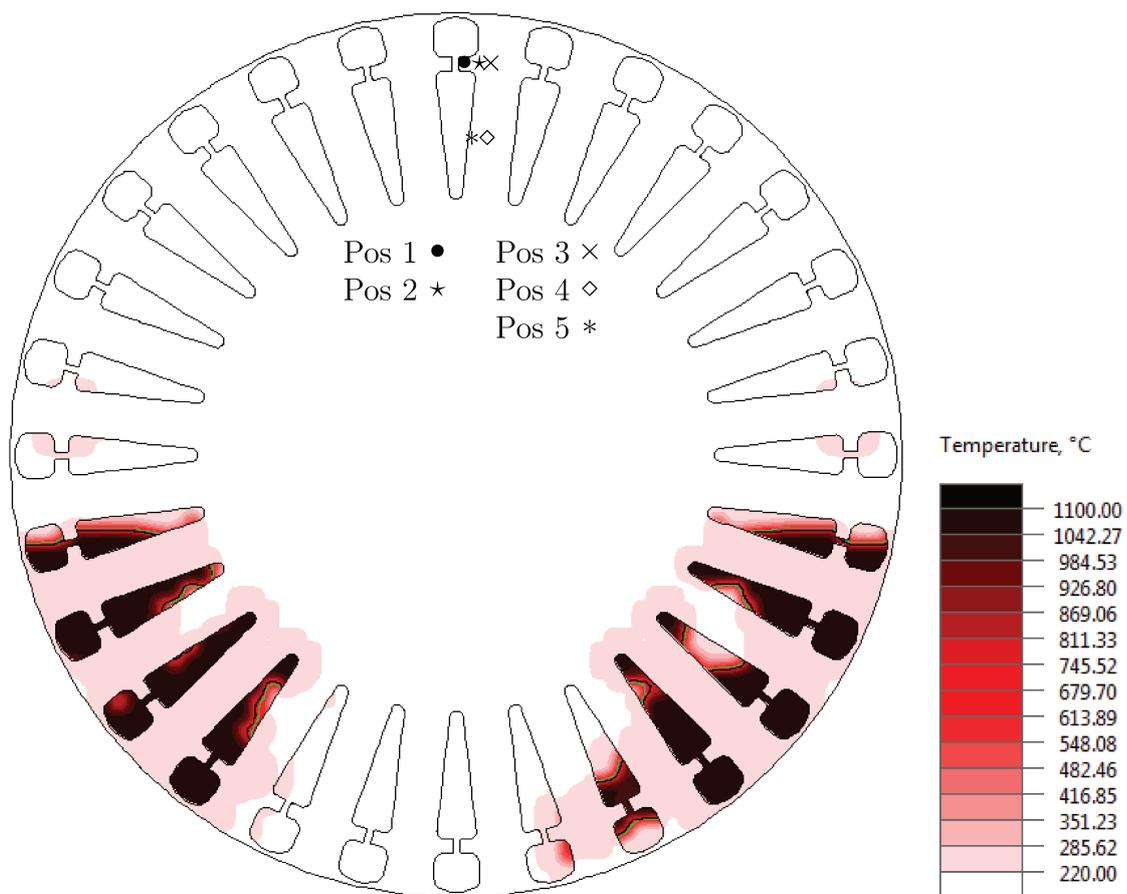


FIGURE 2.18 – Température à 2.98 s

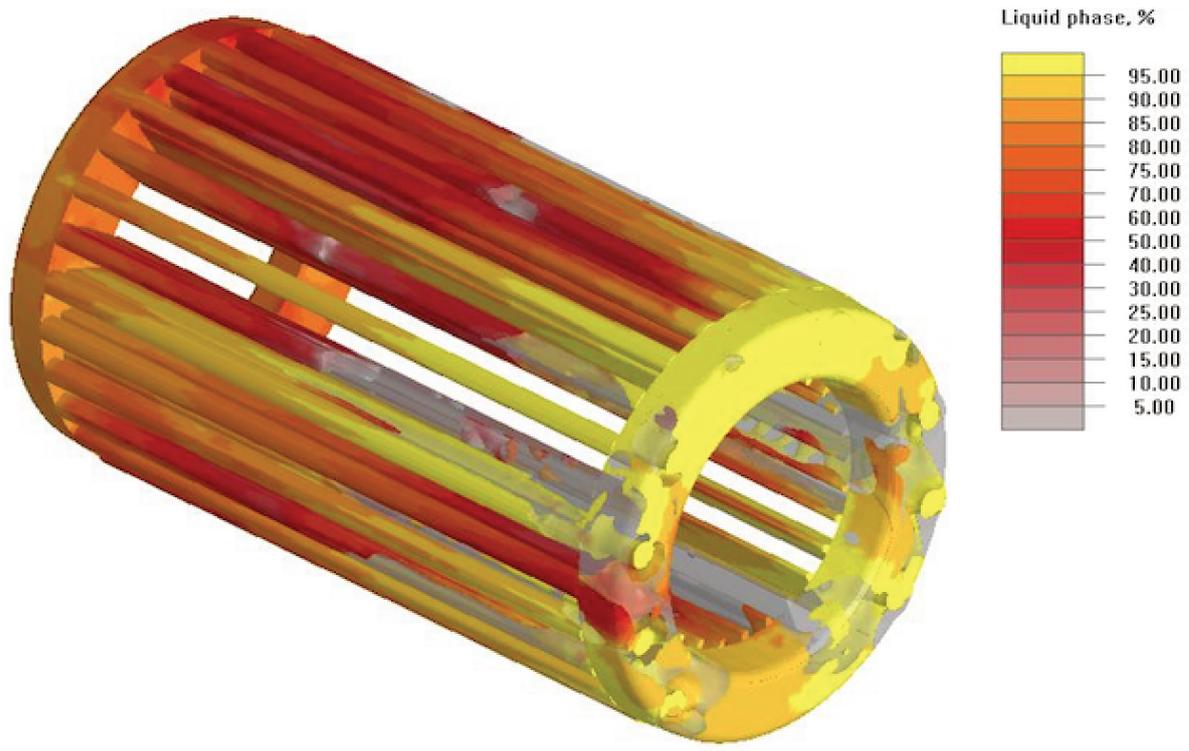


FIGURE 2.19 – Phase du cuivre à 3 s

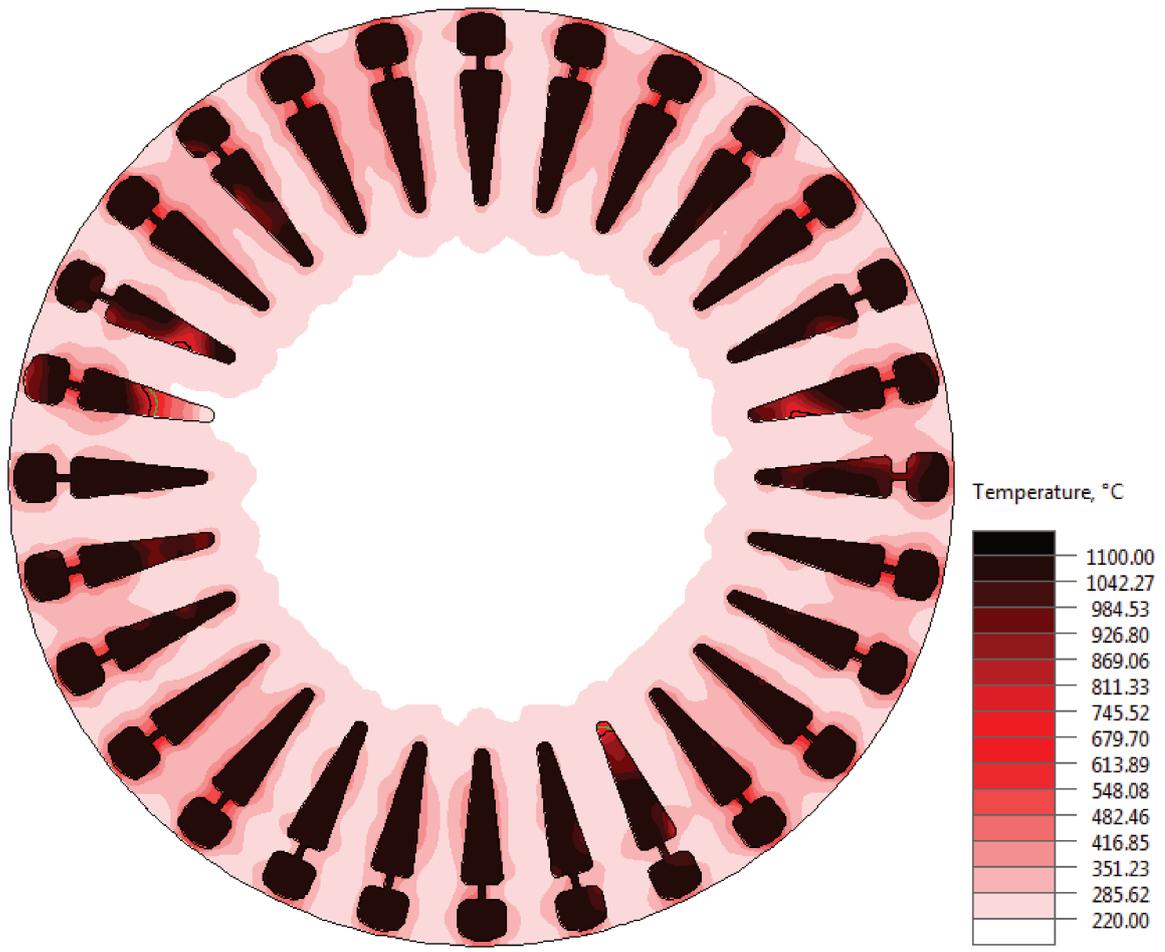


FIGURE 2.20 – Température à 3 s

La figure 2.21 montre l'évolution de la température au sein du fer. La température maximale atteinte dans cette zone est de 888 °C, celle-ci est en effet moins importante que la température maximale obtenue avec la simulation par éléments finis en 2D. Cette différence s'explique par le fait que dans ce calcul il y a une prise en compte du refroidissement et du changement de phase du cuivre.

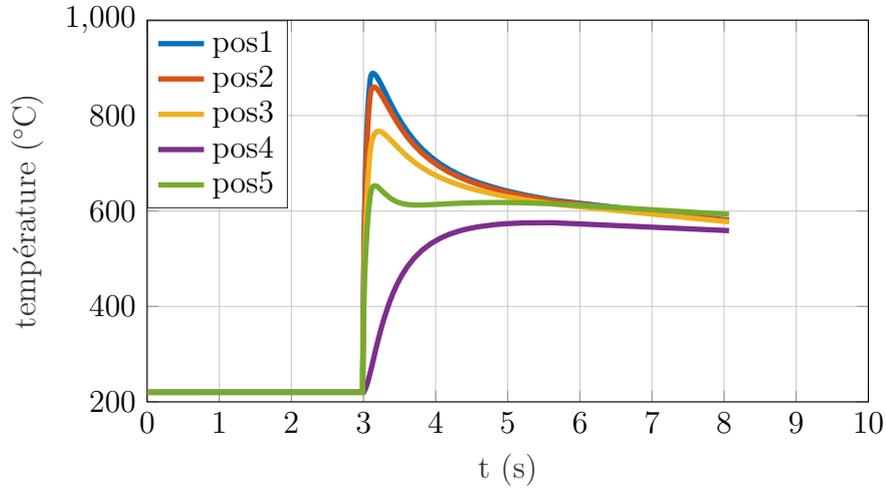


FIGURE 2.21 – Évolution de la température dans une dent située à 3 mm de l'anneau de court-circuit partie fixe

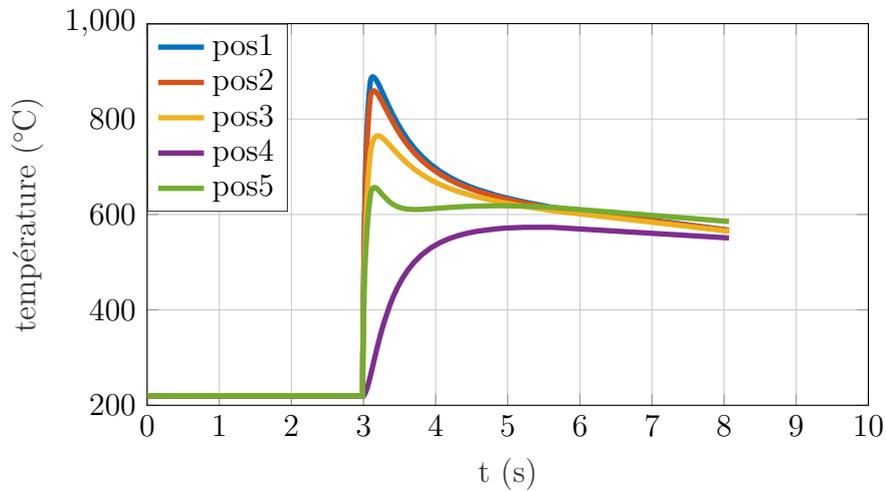


FIGURE 2.22 – Évolution de la température dans une dent située au milieu du paquet de tôle

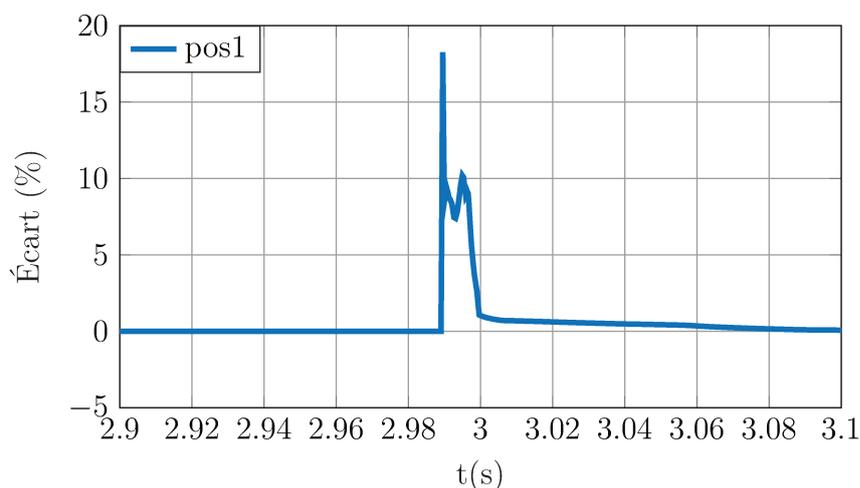


FIGURE 2.23 – Écart de température entre la tôle du milieu et la tôle proche d’un anneau de court-circuit

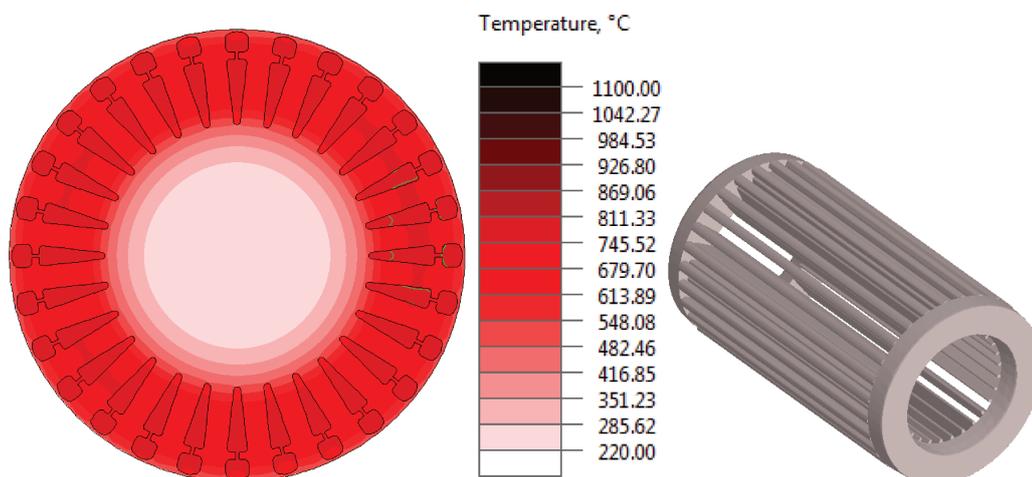


FIGURE 2.24 – Cartographie de la température dans le fer et de la solidification du cuivre à $T=8s$

Contrairement à la simulation par éléments finis, ce logiciel nous a permis d’observer le processus de refroidissement du procédé de fabrication. En effet, après solidification complète, la température se stabilise aux alentours des 590 °C. De plus, les figures 2.21 et 2.22 nous montrent que la température de Curie est dépassée à proximité directe de l’encoche que nous pouvons voir sur la figure 2.20. De plus, il est intéressant de noter que la différence de température entre le milieu et l’extrémité du circuit magnétique est limitée à 18.2 % pour la position 1 qui s’explique par le délai que met le cuivre à atteindre le milieu du paquet de tôle rotorique. De plus, l’écart moyen est compris entre 5 % et 10 % durant l’injection (figure 2.23). La figure 2.24 montre que la température est de l’ordre de 600 °C au milieu des dents au moment de l’ouverture du moule pour extraire le rotor. Cependant la température globale atteinte par le fer est largement suffisante pour détériorer les tôles à grains non orientés « fully process » ainsi que son isolation comme le montre la figure 2.7b.

2.5 Synthèse des deux modèles

Afin de déterminer la température atteinte par les tôles rotoriques lors du processus d'injection sous pression du cuivre, nous avons dans un premier temps utilisé une méthode de simulation en 2D à l'aide du logiciel FEMM. Celui-ci a été utilisé en première approche et les résultats, qui ont été déterminés, sont proches des résultats issus de [98] malgré un nombre important d'hypothèses. Dans un second temps, pour gagner en précision et compréhension des phénomènes en jeu, nous avons utilisé le logiciel NOVACAST qui est un logiciel spécialisé dans les processus de fonderie. Grâce à lui, nous avons pu observer que seules les zones très proches des encoches avaient un pic de température dépassant le point de Curie. Malgré le nombre important d'hypothèse de notre modèle 2D, nous avons obtenus des résultats très proches par rapport à un logiciel métier. Cela signifie que pour obtenir des résultats rapides et malgré nos hypothèses, nous pouvons utiliser un modèle 2D. Ces deux études nous ont alors permis de déterminer des valeurs importantes pour tester nos bandes d'Epstein.

2.6 L'impact d'un choc thermique sur des bandes normalisées

Afin de déterminer l'impact d'un choc thermique sur les caractéristiques magnétiques, nous avons utilisé un cadre d'Epstein. Celui-ci est en effet grandement utilisé par les industriels et est régi par la norme [106]. Ce système est constitué de quatre solénoïdes, placés comme sur la figure 2.25, dans lesquels des bandes de tôles sont insérées de manière à obtenir un circuit magnétique fermé. Chaque solénoïde possède 175 spires primaires et secondaires. Un troisième bobinage est présent pour compenser le flux se refermant dans l'air.

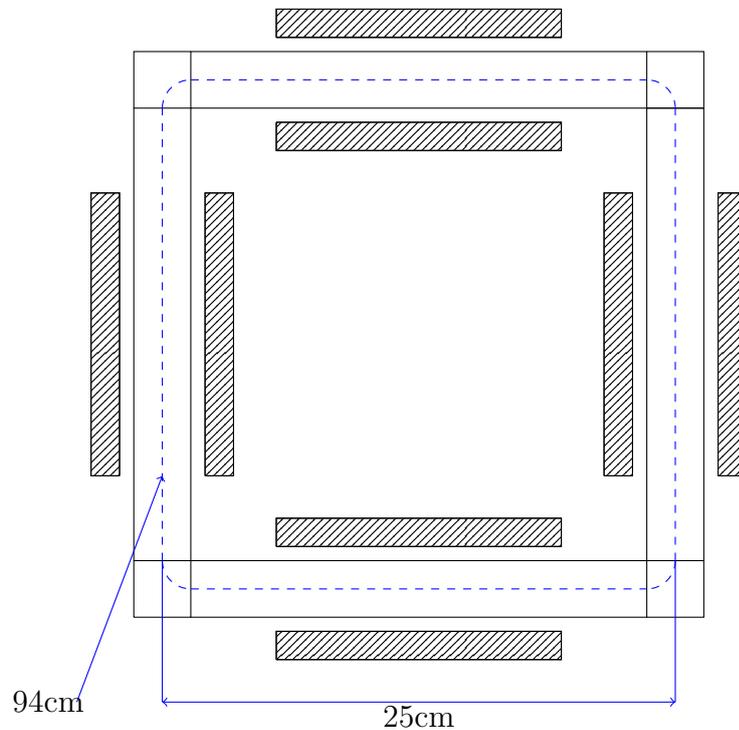


FIGURE 2.25 – Cadre d'Epstein [106]

2.6.1 Application d'un choc thermique

L'application d'un choc thermique avec des vitesses d'échauffement, observées dans les différentes simulations, similaires à celles ayant cours lors d'une injection est extrêmement compliqué à mettre en oeuvre. Il a donc été décidé d'étudier l'impact de la température finale en ayant une vitesse d'échauffement relativement important de l'ordre de $15\text{ °C} \cdot \text{s}^{-1}$ et d'utiliser une protection contre la corrosion et la déformation. Pour la réalisation de ces traitements thermiques, nous avons fait appel à une société partenaire (Traitement des métaux de Normandie) de FAVI spécialiste des traitements thermiques afin de réaliser ces chocs thermiques dans un four sous vide. Pour la réalisation des trois essais, les températures définies sont les suivantes :

- 1100 °C qui correspond à la température maximum au niveau du contact cuivre en fusion et de l'épaisseur de la tôle;
- 950 °C qui correspond à un niveau intermédiaire d'échauffement à proximité directe de l'encoche. Cette valeur est surestimée par rapport aux résultats issus de NOVACAST;
- 650 °C correspond à une température inférieure à la température de Curie des tôles qui est atteinte au milieu d'une dents lors du refroidissement. Cette valeur correspond à la température déterminée lors du refroidissement sur FEMM et elle est également très proche de celle déterminée sur NOVACAST.

Les lois d'évolutions des températures sont données aux figures 2.26, 2.27 et 2.28.

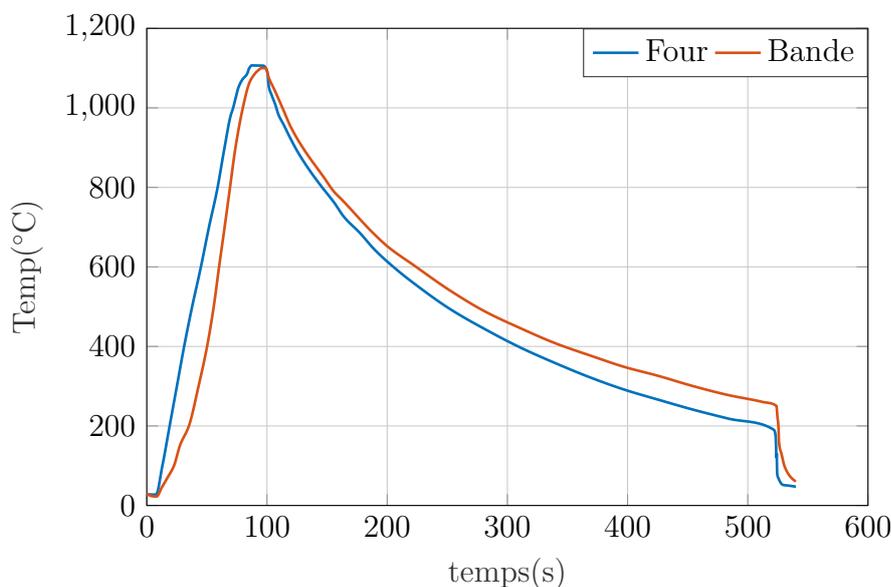


FIGURE 2.26 – Cycle thermique pour 1100 °C

La photographie 2.29 montre une bande d'Epstein qui a subi un choc thermique à 950 °C et une autre qui n'a pas subi de traitement thermique. Nous nous apercevons que le glass film est toujours présent. Cela signifie que la couche de l'isolant faisant partie de l'acier est très peu impactée par un choc thermique. Contrairement à l'isolation des tôles à grains non orientés « fully-process », un revêtement de type C5, suivant la norme [107], supporte au maximum 840 °C de manière ponctuelle. Grâce aux résultats de simulations, nous sommes capables de dire que l'isolation de type C5 sera dégradée sur les contours des encoches.

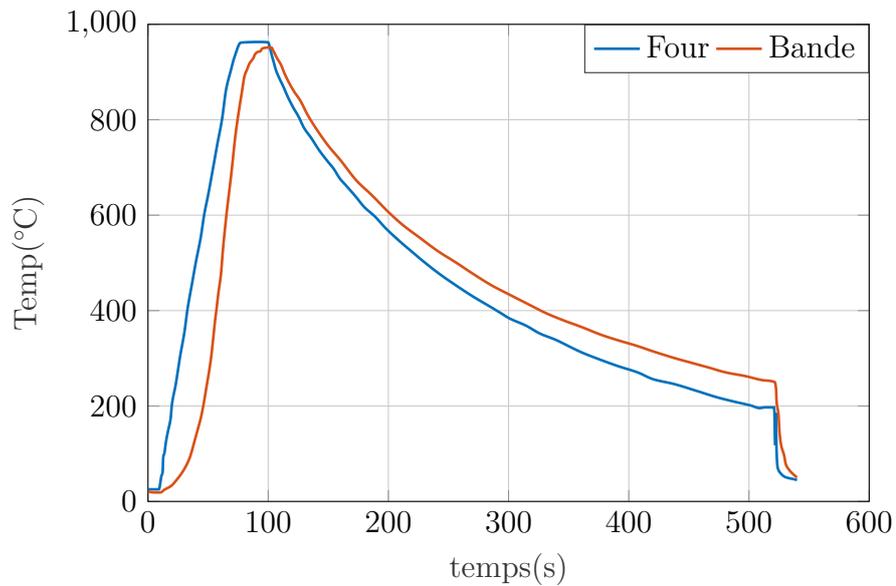


FIGURE 2.27 – Cycle thermique pour 950 °C

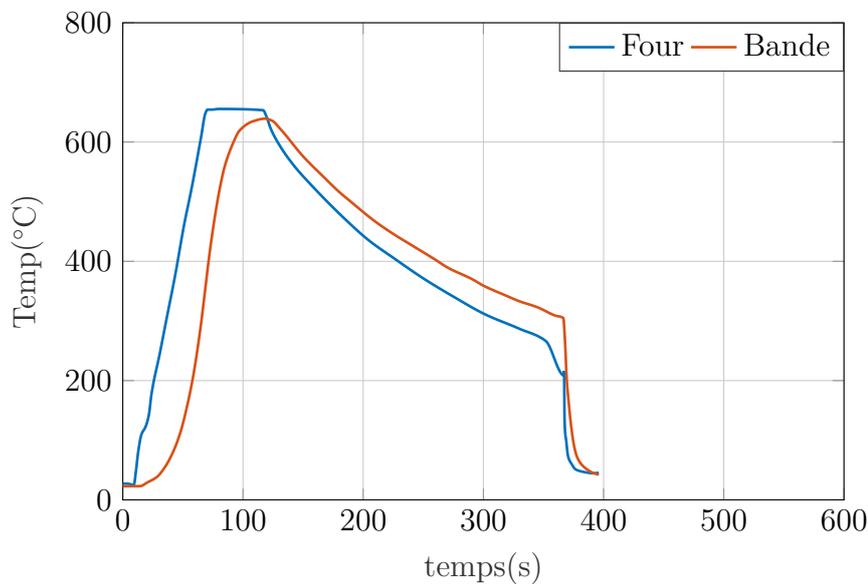


FIGURE 2.28 – Cycle thermique pour 650 °C

2.6.2 Caractérisation

2.6.2.1 L'obtention des caractéristiques magnétiques des tôles

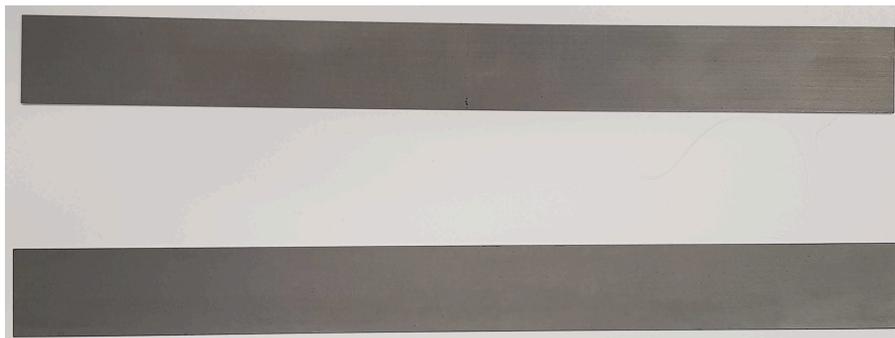
L'étude porte sur trois échantillons qui font partie de la gamme « PowerCore H » fournie par TKES. Les données des tôles sont présentées au tableau 2.2.

TABLE 2.2 – Données constructeur et mesurées

Échantillon	Pertes fer massique mesurée (1.7 T)	Appellation
1	$1.273\text{W} \cdot \text{kg}^{-1}$	M125-35P
2	$1.264\text{W} \cdot \text{kg}^{-1}$	M125-35P
3	$1.253\text{W} \cdot \text{kg}^{-1}$	M125-35P

Pour déterminer les caractéristiques magnétiques des échantillons, nous pouvons les

Tôle sans choc thermique



Tôle avec choc thermique

FIGURE 2.29 – Bande ayant subit un choc thermique

obtenir à partir de la mesure du courant primaire et de la tension secondaire. Pour cela, nous utilisons un wattmètre de précision de type Yokogawa WT230. L'alimentation du système est réalisée à l'aide d'un amplificateur NF Precision Power Amplificateur 4505 commandé par un générateur de forme Sony/Tektronic AWG2005. L'ensemble permet de délivrer une tension sinusoïdale de fréquence variable avec une certaine facilité d'utilisation. Ces appareils sont reliés à un ordinateur et sont pilotés grâce à un programme réalisé sous Matlab. Les pertes fer sont donc déduites de la force électromotrice, mesurée sur le bobinage secondaire noté E_s , du courant primaire I_p et du déphasage courant-tension noté ϕ .

$$P_{fer} = E_s I_p \cos(\phi) \quad (2.6)$$

L'induction crête \hat{b} est déduite de la force électromotrice sinusoïdale selon l'équation suivante :

$$\hat{b} = \frac{\sqrt{2}E_s}{N_s l N_t e p 2\pi f} \quad (2.7)$$

ou N_s correspond au nombre de spires, N_t correspond au nombre de bande par bras, ep correspond à l'épaisseur d'une bande et f la fréquence d'alimentation.

2.6.2.2 Mesures

2.6.2.2.1 Erreur et répétabilité

Comme nous l'avons évoqué précédemment, le wattmètre utilisé est un Yokogawa WT230. Celui-ci a pour erreur relative les relations 2.8 et 2.9.

$$\textit{tension et courant} \pm 0.1\% \textit{ sur la lecture} + 0.1\% \textit{ sur le calibre à } 50 \text{ Hz} \quad (2.8)$$

$$\textit{pour la puissance} \pm 0.1\% \textit{ sur la lecture} + 0.1\% \textit{ sur le calibre à } 50 \text{ Hz} \quad (2.9)$$

La figure 2.30 montre l'erreur des pertes fer en fonction de l'induction. L'erreur maximale pour une induction de 0.4 T à 1.8 T est de $\pm 3.72\%$. Les erreurs sont calculées entre les pertes mesures et les imprécisions.

Des essais de répétabilité ont été réalisés avant recuit pour les échantillons ayant subit un choc thermique à 650 °C. Pour cela, nous avons effectué dix essais sur cet échantillon. Grâce aux interpolations des mesures, nous avons utilisé la relation suivante :

$$\overline{P_{fer}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P_{feri} \quad (2.10)$$

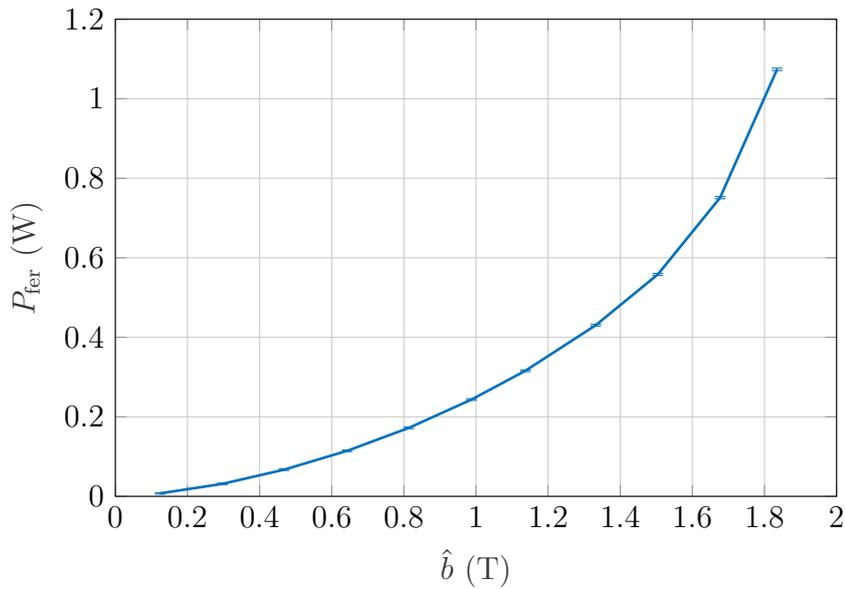


FIGURE 2.30 – Erreur de mesure sur les pertes fer

avec N le nombre d'essai. Ensuite, nous avons déterminé la valeur relative de chaque mesure par rapport $\overline{P_{\text{fer}}}$. Nous avons utilisé une estimation de l'écart type grâce à l'équation suivante :

$$s = \sqrt{\frac{\sum (P_{\text{fer}i} - \overline{P_{\text{fer}}})^2}{N - 1}} \quad (2.11)$$

En supposant une distribution normale de probabilité pour un niveau de confiance de 95 %, nous calculons :

$$P_{\text{fer}} = \overline{P_{\text{fer}}} \pm 1.96s \quad (2.12)$$

L'incertitude moyenne de mesure avec un indice de confiance de 95 % est de 1.38 % comme le montre la figure 2.31. Cela montre également que nous avons une bonne précision et que les mesures sont répétables.

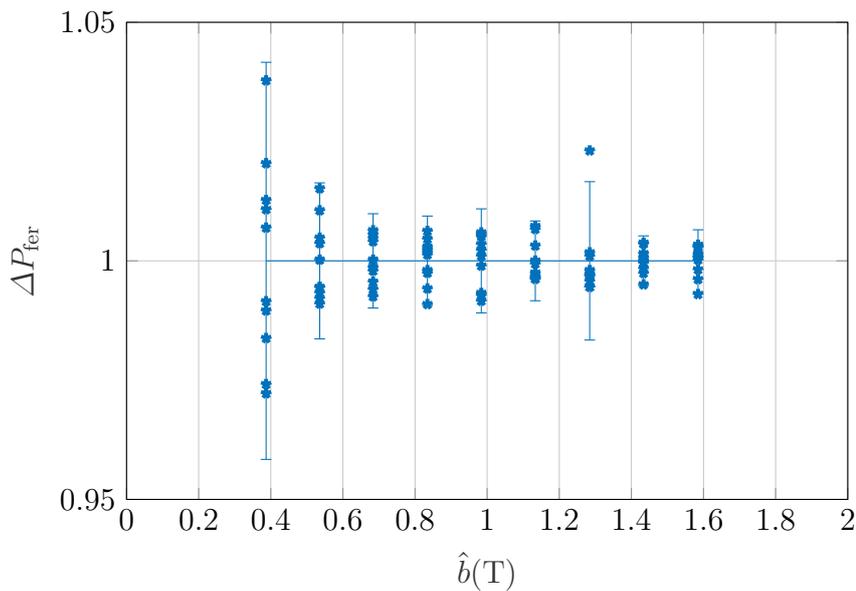


FIGURE 2.31 – Répétabilité de la mesure

2.6.2.2.2 Résultats

Les courbes représentant les résultats des tests sont montrées aux figures 2.32 et 2.33. Il apparaît très clairement, pour les matériaux magnétiques à grains orientés ayant subi un tel traitement thermique, que ses propriétés magnétiques ne subissent pas de modifications significatives quelle que soit la température finale atteinte par les échantillons. Cela signifie que l'utilisation de ce type de tôle pour la fabrication de rotors à cage d'écuréuil injectée en cuivre est tout à fait réalisable sans détérioration des caractéristiques.

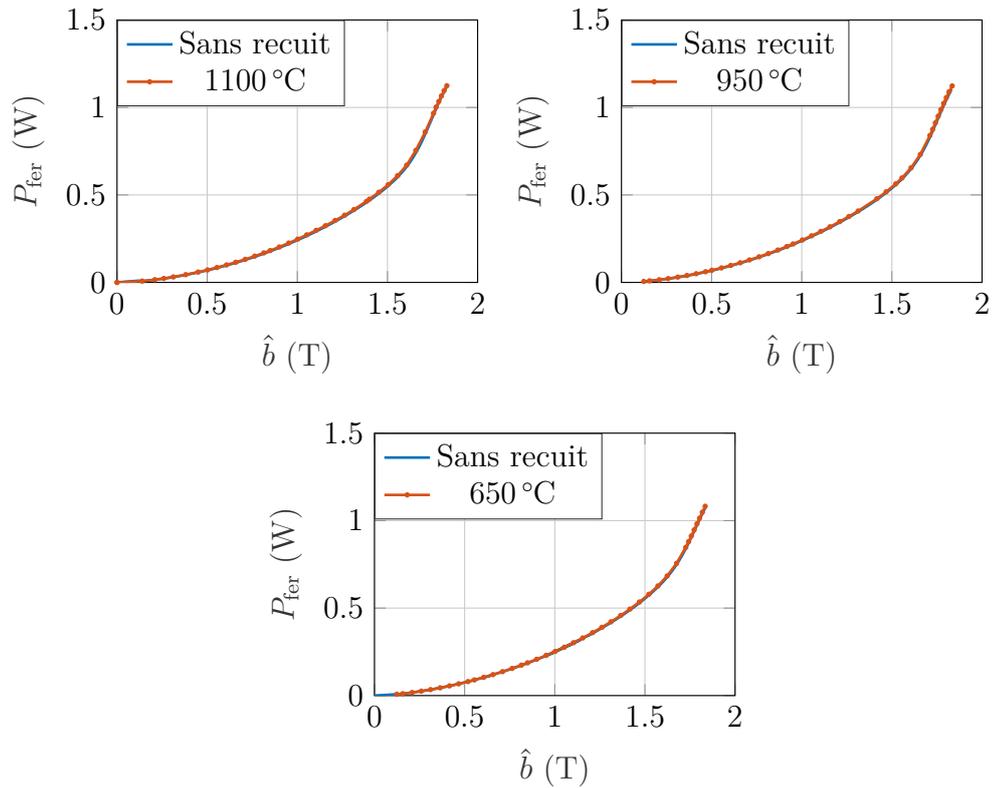


FIGURE 2.32 – Comparaison des courbes $P_{\text{fer}}(\hat{b})$ avant et après choc thermique

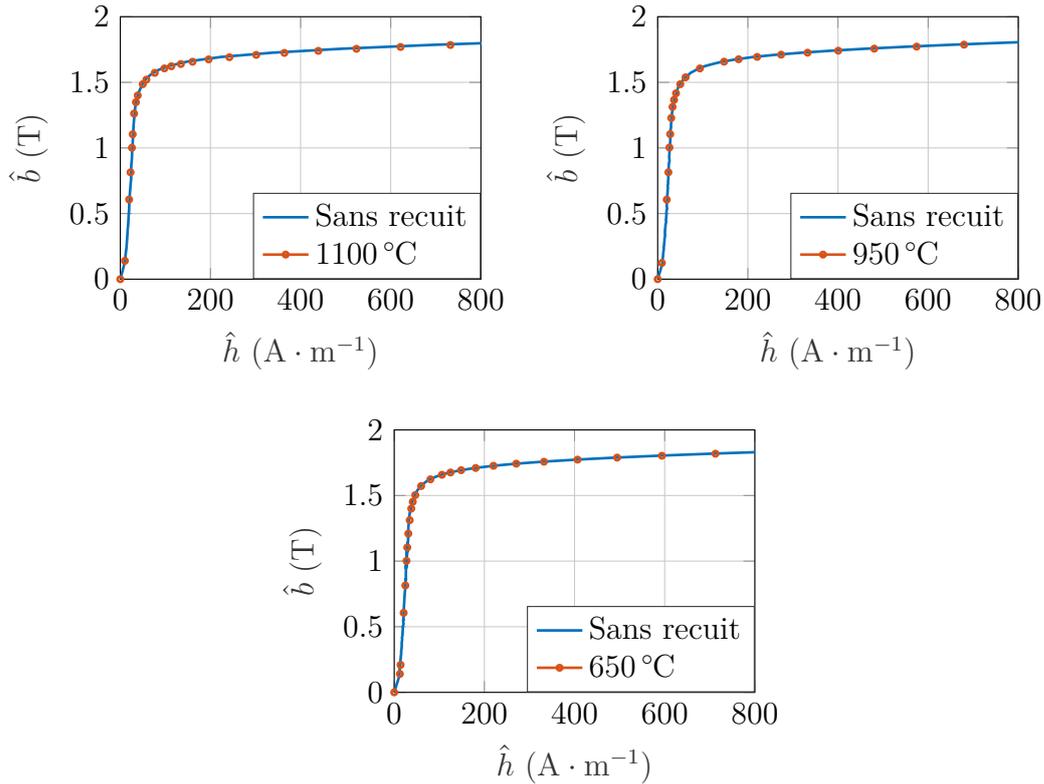


FIGURE 2.33 – Comparaison des courbes $\hat{b}(\hat{h})$ avant et après choc thermique

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, notre but consistait à déterminer l'échauffement subit par le circuit magnétique lors d'une injection de cuivre en fusion. Pour cela, nous avons utilisé en première approche un calcul par la méthode des éléments finis en 2D. Celui-ci a permis de déterminer les températures critiques qui ont cours pendant l'injection. Dans un deuxième temps, NOVACAST a été utilisé pour représenter en 3D la complexité de l'injection du cuivre à haute pression en prenant en compte les phases liquides/solides du cuivre. Celui-ci a permis de déterminer plus finement les températures ayant cours dans le fer rotorique durant l'injection pour différentes positions dans le rotor. Pour le côté expérimental, nous avons choisi d'utiliser des bandes d'Epstein, lesquelles ont subit des traitements thermiques à des températures en accord avec les résultats de la simulation en 2D. Les résultats ont permis de voir que les caractéristiques des matériaux recouvrent leurs propriétés après un tel traitement thermique. Cela est un résultat très intéressant car nous avons vu que les matériaux classiquement utilisés dans la fabrication des machines électriques réagissent de manière très différentes avec un échauffement au-delà de la température de Curie. L'utilisation des tôles à grains orientés pour la fabrication des cages d'écoreuils en cuivre est donc totalement envisageable pour l'amélioration performances énergétiques des machines asynchrones puisque un choc thermique particulièrement conséquent les affecte peu d'un point de vue performances magnétiques.

Chapitre 3

Étude d'une structure à base de tôles à grains orientés en champ tournant

Dans le chapitre 1, nous avons montré les résultats obtenus en termes de rendement grâce à la technique de décalage des tôles sur les machines asynchrones. Dans le chapitre précédent, nous avons montré que l'utilisation des tôles GO pour la fabrication de rotors à cage d'écureuil injectée en cuivre est intéressante étant donné que le choc thermique n'a que très peu d'impact sur les caractéristiques magnétiques. Dans une première partie de ce chapitre, nous avons étudié une structure expérimentale permettant d'évaluer sous un champ tournant à répartition spatiale sinusoïdale plusieurs nuances d'acier magnétiques. Dans une deuxième partie, la méthode d'analyse de ce type de structure, qualifiée de machine statique, est présentée. Ensuite, nous comparons les structures en termes de pertes fer. Afin de pousser l'analyse, l'influence de la liaison mécanique, de la structure a été étudiée par la méthode des éléments finis afin de développer une nouvelle structure. Et enfin, nous avons développé une nouvelle méthode d'assemblage mettant en oeuvre une combinaison de tôles à grains orientés décalée et segmentée.

3.1 Description de la structure à décalage

Comme nous l'avons déjà vu, l'utilisation de tôles à grains orientés dans les machines de petites et moyennes puissances permet d'avoir un gain optimal sur les pertes fer pour un décalage de 90° . Une structure simple a été développée afin d'étudier plusieurs nuances d'acier [59]. Cette structure est basée sur le design d'un stator de machine asynchrone triphasée ($q=3$) à quatre pôles ($p=2$) de 4kW alimentée sous 230 V/400 V-50 Hz. Pour faciliter la réalisation de ces machines au laboratoire, nous avons voulu nous affranchir des problèmes mécaniques engendrés par le guidage du rotor (flasques, paliers,...) de sorte que nous avons opté pour une structure sur laquelle le rotor était bloqué en rotation. D'autre part, afin d'assurer une épaisseur minimale d'entrefer constante, le rotor, non encoché, a été relié mécaniquement au stator à l'aide d'ergots. Pratiquement, pour ce faire, lors du découpage tôles au laser Yag, un élément de l'assemblage était constitué d'une tôle encochée statorique et d'une tôle non encochée rotorique ces deux éléments étant réunis par des ergots qui apparaissaient sur le plan de découpe. Ces ergots sont donc constitués du même matériau que les tôles comme le montre la figure 3.1a. Au cours des diverses études sur ces machines, le nombre de liaisons a évolué de trois ergots de 2 mm à six ergots de 1 mm pour augmenter la résistance mécanique et faciliter l'assemblage (figure 3.1b). L'assemblage complet est présenté à la figure 3.1c. Au niveau du stator, deux bobinages triphasés sont placés. L'un sert pour magnétiser la machine (il sera qualifié de bobinage primaire), l'autre correspond à un enroulement de mesure (il sera qualifié de bobinage secondaire).

L'assemblage des tôles a été fait suivant le principe de décalage, comme le montre la figure 3.2, avec la direction de laminage décalée d'un angle constant $\beta = 90^\circ$ d'une tôle à l'autre. Cette valeur particulière de β résulte des études antérieures qui ont montré que le gain de la structure en termes de performances énergétiques était optimisé pour cette quantité. Les prototypes ont chacun une longueur active de fer l_a de 8 cm, le rayon interne R_{int} est de 60 mm et l'épaisseur d'entrefer est de 0.5 mm. L'annexe ?? précise les différentes données géométriques issues de [59] et de travaux ultérieurs. Les tôles sont placées entre deux plaques en bois afin d'assurer une certaine solidité mécanique à l'ensemble. De plus, l'utilisation de tôles à grains orientés avec le principe de décalage induit des passages de flux à travers les entrefers interlaminaires [89]. Afin de mieux contrôler ce phénomène, une pression uniforme sur les tôles est assurée à l'aide d'une presse comme le montre la figure 3.3.

Concernant le stator, celui-ci possède 36 encoches ce qui représente 3 encoches par pôle et par phase. Le bobinage primaire est constitué de deux enroulements qui com-

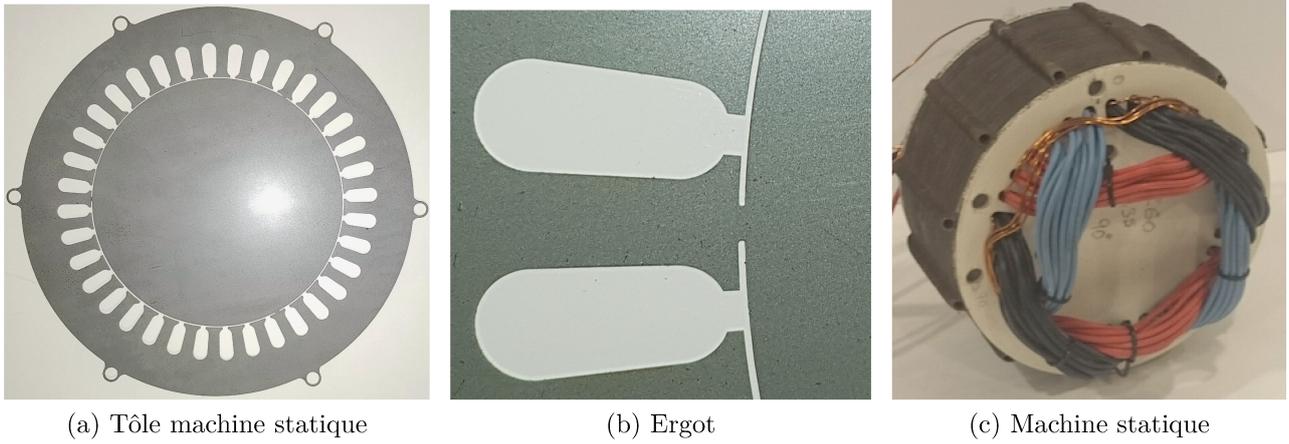


FIGURE 3.1

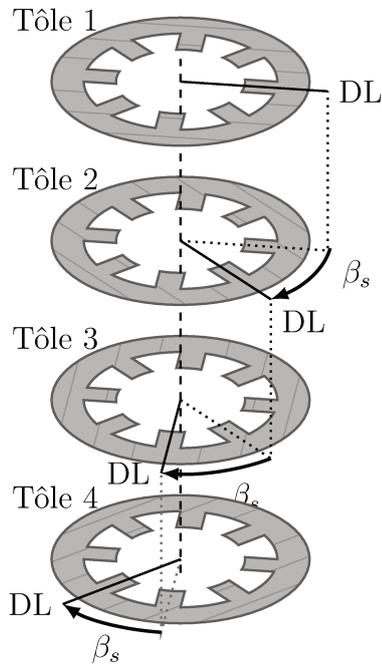


FIGURE 3.2 – Assemblage des tôles

prennent chacun par phase et par paire de pôles N_p tours répartis régulièrement dans les encoches qui lui sont dévolues (5 conducteurs par encoches). Concernant le bobinage secondaire, il est constitué de la même façon que l'enroulement primaire et son nombre de tours par phase et par paire de pôles, est noté N_s , réparties d'une façon identique aux bobinages primaires (1 conducteur par encoche). Les valeurs de N_p et N_s sont respectivement de 15 et 3 tours. Le bobinage secondaire permet de mesurer la force électromotrice induite en s'affranchissant de la chute de tension liée à la résistance du bobinage et de l'inductance de fuite. Les deux enroulements de chaque bobinage sont associés en série et couplés en étoile. En adoptant une densité de courant de $10 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$, le courant nominal en ligne est donc de l'ordre de 20 A.



FIGURE 3.3 – Assemblage expérimental de la machine statique

3.2 Méthode d'analyse

3.2.1 Estimation de l'induction d'entrefer

L'induction crête d'entrefer est un paramètre essentiel dans la conception des machines électriques. Sa valeur oscille entre 0.6 T et 1 T pour les machines industrielles. L'induction crête d'entrefer est utilisée, dans la suite, comme critère pour comparer les différentes nuances de tôles et les différentes méthodes assemblages. Le flux embrassé par la phase q du bobinage secondaire dans l'entrefer, en considérant l'induction d'entrefer de la forme $b_e = \hat{b}_e \cos(\omega t - p\theta_s)$, peut s'écrire :

$$\phi_q^s = pk_s N_s R_{\text{int}} l_a \hat{b}_e \int_{-\frac{\pi}{2p} + \frac{2\pi}{3p}(q-1)}^{\frac{\pi}{2p} + \frac{2\pi}{3p}(q-1)} \cos(\omega t - p\theta_s) d\theta_s \quad (3.1)$$

où R_{int} est le rayon interne du stator (60 mm), k_s est le coefficient de bobinage du secondaire (0.96), θ_s est l'angle polaire de référence par rapport à l'axe de la phase 1 dans le repère statorique et ω est la pulsation électrique. En choisissant une origine temporelle telle que le courant de la phase 1 soit maximum, nous pouvons, à partir de l'équation de la force électromotrice $e_s = -\frac{d\phi_q^s}{dt}$, déterminer l'induction crête d'entrefer de la manière suivante :

$$\hat{b}_{e(1)} = \frac{E_s \sqrt{2}}{2N_s k_s R_{\text{int}} l_a \omega} \quad (3.2)$$

où E_s correspond à la valeur efficace du fondamental de la force électromotrice induite dans le bobinage secondaire. L'équation 3.2 est utilisée pour l'étude de toutes les machines statiques.

3.2.2 Estimation des pertes fer

L'estimation des pertes fer repose sur la conception de notre maquette. En effet, celle-ci est constituée d'un bobinage primaire et d'un bobinage secondaire et l'alimentation est réalisée par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée. Cela nous permet donc d'utiliser le schéma monophasé équivalent d'un transformateur. Néanmoins, contrairement au fonctionnement classique de la machine asynchrone où les pertes fer

rotorique sont négligées eu égard à la fréquence très faible des signaux qui sont induits au rotor, ce n'est plus le cas pour les machines statiques. En négligeant le phénomène de réaction magnétique généré par les courants qui circulent dans le fer rotorique, il est possible de considérer les pertes fer correspondantes en les intégrant au niveau R_μ . Il faut donc garder en mémoire que les pertes fer déterminées sur ces machines statiques correspondent aux pertes fer statorique et rotorique, notamment si ces pertes sont comparées à celles mesurées sur les machines tournantes.

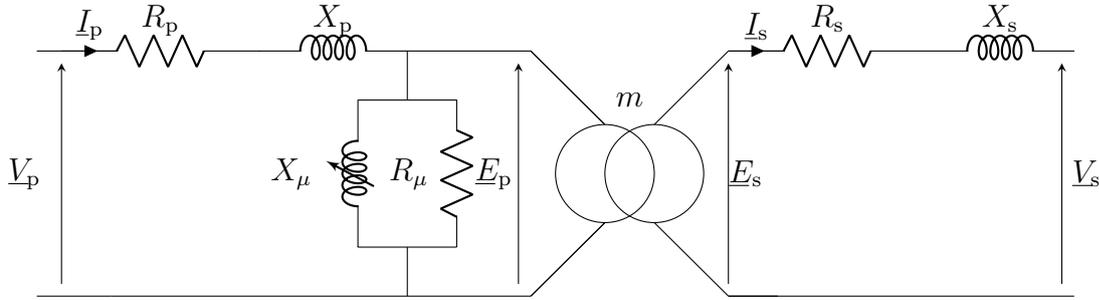


FIGURE 3.4 – Schéma équivalent monophasé d'une machine statique

Le schéma présenté à la figure 3.4 est utilisé. Dans lequel, nous retrouvons les éléments suivants :

- R_p correspond à la résistance d'une phase au primaire ;
- X_p correspond à la réactance de fuite d'une phase au primaire ;
- X_μ correspond à la réactance magnétisante ;
- R_μ correspond à la résistance modélisant les pertes fer ;
- R_s correspond à la résistance d'une phase au secondaire ;
- X_s correspond à la réactance de fuite d'une phase secondaire ;
- m correspond au rapport de transformation de la machine statique.

Les grandeurs physiques sont les suivantes :

- V_p correspond à la tension efficace d'une phase au primaire ;
- I_p correspond au courant efficace d'une phase au primaire ;
- E_p correspond à la force électromotrice efficace d'une phase primaire ;
- V_s correspond à la tension efficace d'une phase au secondaire ;
- I_s correspond au courant efficace d'une phase au secondaire ;
- E_s correspond à la force électromotrice efficace d'une phase secondaire.

En pratique, le bobinage secondaire étant ouvert, la machine statique fonctionne comme un transformateur à vide. Les composants R_s et X_s n'interviennent pas. Grâce à cela, nous pouvons déterminer facilement la force électromotrice e_s car, dans ce cas, la mesure de v_s nous donne directement e_s . Les pertes fer et la puissance magnétisante sont issues de la mesure de V_s et de I_p et peuvent s'écrire de façon suivante :

$$P_\mu = 3mE_sI_p \cos(\varphi_\mu) \quad (3.3)$$

$$Q_\mu = 3mE_sI_p \sin(\varphi_\mu) \quad (3.4)$$

où φ_μ est le déphasage entre la force électromotrice et le courant primaire. A partir de ces deux équations, la détermination des paramètres R_μ et X_μ du schéma 3.4 est possible et s'écrit :

$$R_\mu = \frac{3m^2E_s^2}{P_\mu} \quad (3.5)$$

$$X_\mu = \frac{3m^2 E_s^2}{Q_\mu} \quad (3.6)$$

Les puissances actives et réactives absorbées sont issues de la mesure de V_p et de I_p et peuvent s'écrire de façon suivante :

$$P_{\text{abs}} = 3V_p I_p \cos(\varphi) \quad (3.7)$$

$$Q_{\text{abs}} = 3V_p I_p \sin(\varphi) \quad (3.8)$$

où φ est le déphasage entre la tension primaire et le courant primaire. La résistance et la réactance de fuite du primaire se déterminent alors de la manière suivante :

$$R_p = \frac{P_{\text{abs}} - P_\mu}{3I_p^2} \quad (3.9)$$

$$X_p = \frac{Q_{\text{abs}} - Q_\mu}{3I_p^2} \quad (3.10)$$

3.3 Applications de la structure à décalage

Les pertes fer sont déterminées à partir de la mesure des courants primaires et des tensions secondaires effectuées avec un wattmètre YOKOGAWA WT230. La source d'alimentation utilisée est un amplificateur triphasé de puissance de type PACIFIC, qui permet de fournir un système triphasé équilibré sinusoïdal de tension et de fréquence 50 Hz. Les grandeurs mesurées sont les valeurs efficaces, les puissances actives et réactives.

3.3.1 Exploitation des résultats

Afin d'apprécier le gain en termes de pertes fer, pour les structures à base de tôles GO, nous avons réalisé des essais avec quatre nuances de tôles détaillées dans le tableau 3.1.

TABLE 3.1 – Données des deux configurations

Configurations	Type de tôle	Nombre d'ergots	Notation
1	Tôle à grains non orientés M400-50	3	NO50
2	Tôle à grains non orientés M235-35	6	NO35
3	Tôle à grains orientés de type conventionnel M165-35S	3	CGO3590
4	Tôle à grains orientés de type haute perméabilité M125-35P	3	HGO3590

Le choix du NO50 s'explique par le fait que les rotors fabriqués par FAVI utilisent ce type de tôle. Ce type de tôle est très peu anisotrope, l'orientation des tôles impacte très peu la caractéristique du circuit magnétique. Cela permet de simplifier le montage du circuit magnétique. La notation NO50 correspond donc à un circuit magnétique où la DL n'est pas orientée d'un angle β par rapport aux autres tôles. Pour le NO35, il est

important de valider les résultats issus de [59] dans lesquels les résultats du NO35 avaient seulement été estimés par correction des valeurs expérimentales obtenues pour le NO50. Le choix entre les tôles GO de type conventionnel, référencé avec la notation CGO, ou haute perméabilité, notée HGO, réside dans le fait que le HGO est plus performant, mais qu'il possède également une anisotropie plus marquée par rapport à la tôle CGO. Le choix des épaisseurs des tôles amène un nombre différent de tôles et un coefficient de foisonnement différent. L'évolution des pertes fer en fonction de l'induction crête d'entrefer de chaque machine statique est donnée à la figure 3.5. Il est intéressant de noter que notre technique utilisant des tôles à grains orientés permet d'avoir un gain non négligeable par rapport au NO50. La figure 3.6 montre ces différences par rapport à la machine NO50. Le gain en termes de pertes fer pour une induction crête d'entrefer de 0.8 T pour la structure HGO3590 est de 30.75 % par rapport au NO50 et de 11 % par rapport au NO35. Le CGO3590 présente un gain plus faible pour la même induction, celui-ci est de 25.95 % par rapport au NO50 et passe à 5 % par rapport au NO35. Cela confirme les premiers résultats issus de [82]. Le second résultat intéressant est le gain par rapport au NO35 alors que jusqu'à présent ce gain n'était que théorique. Les deux meilleures configurations sont donc à base de tôles à grains orientés décalés avec un avantage pour la configuration utilisant des tôles dites « HGO » qui malgré sa plus grande anisotropie montre de meilleures performances. Cela s'explique par de plus faibles pertes fer dans la DL.

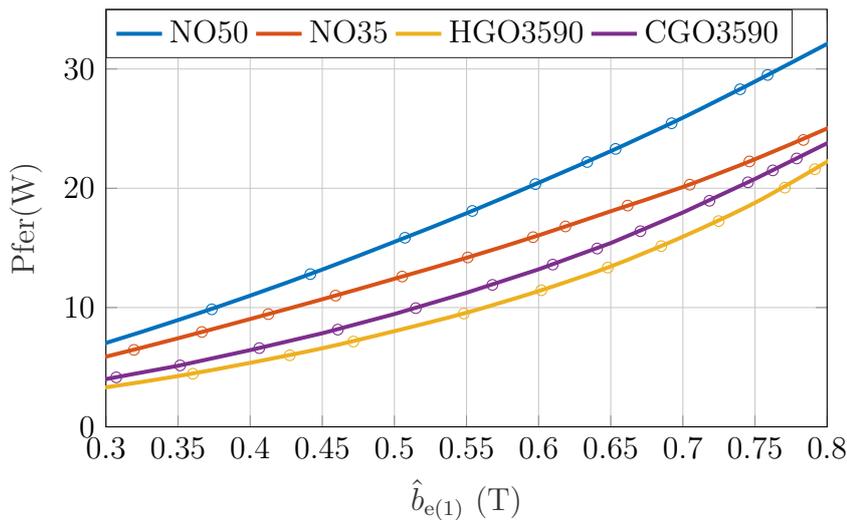


FIGURE 3.5 – P_{fer} en fonction de l'induction crête d'entrefer

L'évolution de X_μ en fonction de l'induction crête d'entrefer est présentée à la figure 3.7. La machine à base de NO35 n'apparaît pas sur cette figure étant donné que le nombre d'ergots et l'épaisseur d'entrefer sont différents ce qui rend la comparaison de cette grandeur impossible.

L'augmentation de l'inductance magnétisante des machines statiques à base de tôles GO est de l'ordre de 6 % pour la HGO3590 et de 3.3 % pour la CGO35590 par rapport à la NO50. Cette diminution est due à une meilleure perméabilité, selon la DL, des tôles GO qui permet une augmentation de X_μ . Concernant la machine statique à base NO35, les valeurs de X_μ sont plus importantes. Cependant, ce résultat est dû à la présence d'ergots supplémentaires dans l'entrefer et à une différence d'épaisseur d'entrefer. La mesure du diamètre externe du rotor entre les machines différentes machines statiques a donné les résultats suivants :

- un diamètre externe de 119 mm en moyenne pour les machines NO50, CGO3590

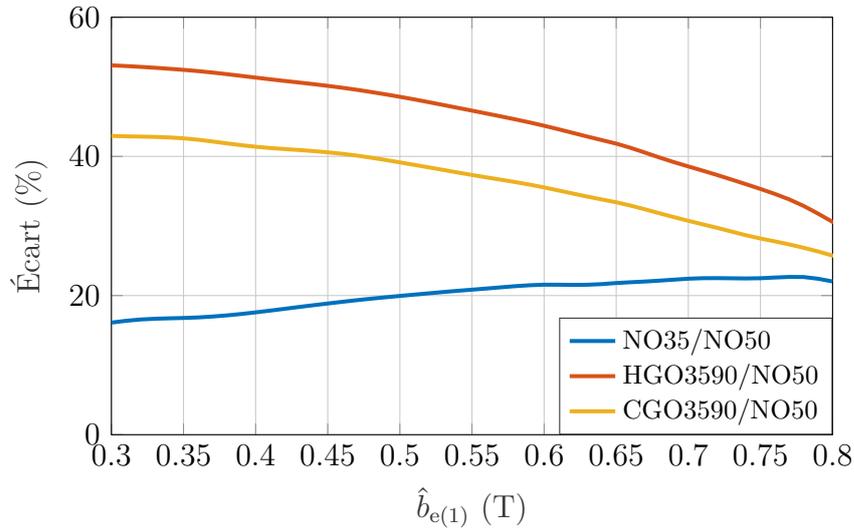


FIGURE 3.6 – Différence des pertes fer des machines statiques par rapport à la NO50

- et HGO3590 (correspondant à un entrefer de 0.5 mm) ;
- et un diamètre externe de 119.2 mm pour la NO35 (correspondant à un entrefer de 0.4 mm).

De manière analytique, en supposant une perméabilité du fer infinie et en considérant uniquement les fondamentaux, nous pouvons utiliser les équations pour déterminer la réactance magnétisante 3.6. L'équation 3.11 correspond l'inductance propre d'une phase statorique pour une machine à pôle lisse :

$$L_s = \frac{2\mu_0 D_{\text{int}} l_a k_p^2 N_p^2}{\pi e_c} \quad (3.11)$$

où μ_0 est la perméabilité du vide, D_{int} correspond au diamètre intérieur du stator soit 120 mm, $k_{p(1)}$ est le coefficient de bobinage pour le fondamental qui a pour valeur 0.96 et e_c est la valeur d'entrefer corrigé par le coefficient de carter. Les valeurs de e_c sont respectivement de 0.729 mm pour la NO50 et 0.603 mm pour la NO35. L'inductance mutuelle est déterminée par la relation 3.12.

$$M_s = -\frac{1}{2} L_s \quad (3.12)$$

En utilisant les relations 3.11 et 3.12, nous déterminons la réactance magnétisante théorique.

$$X_\mu^{\text{th}} = (L_s - M_s)\omega \quad (3.13)$$

Et enfin nous déterminons le courant magnétisant.

$$\Im I_p^{\text{th}} = \frac{E_p}{jX_\mu} \quad (3.14)$$

Le tableau 3.2 récapitule les résultats obtenus par théorie pour une induction faible qui permet d'éviter la saturation du circuit magnétique, nous obtenons un écart inférieur à 3.5 % entre le calcul théorique et l'application pratique pour les différentes grandeurs.

Ces deux résultats ont un impact sur le courant à vide, la figure 3.8 permet de montrer le gain en courant par rapport à la configuration NO50. Le gain est de 5.5 % pour le HGO3590 pour une induction crête d'entrefer de 0.8 T. Ce gain est dû à deux phénomènes :

TABLE 3.2 – Comparaison courant magnétisant et réactance magnétisante théorique avec la manipulation expérimentale pour $\hat{b}_e = 0.3$ T

Configuration	\hat{b}_e	E_p	X_μ^{th}	$\Im I_p^{\text{th}}$	X_μ^{mes}	$\Im I_p^{\text{mes}}$
NO50	0.3	9.21	1.372	6.7	1.392	6.589
NO35	0.3	9.21	1.66	5.54	1.716	5.36

- à la réduction des pertes fer ;
- et à la meilleure perméabilité du matériau, ce qui permet de réduire les ampères-tours consommés par le circuit magnétique.

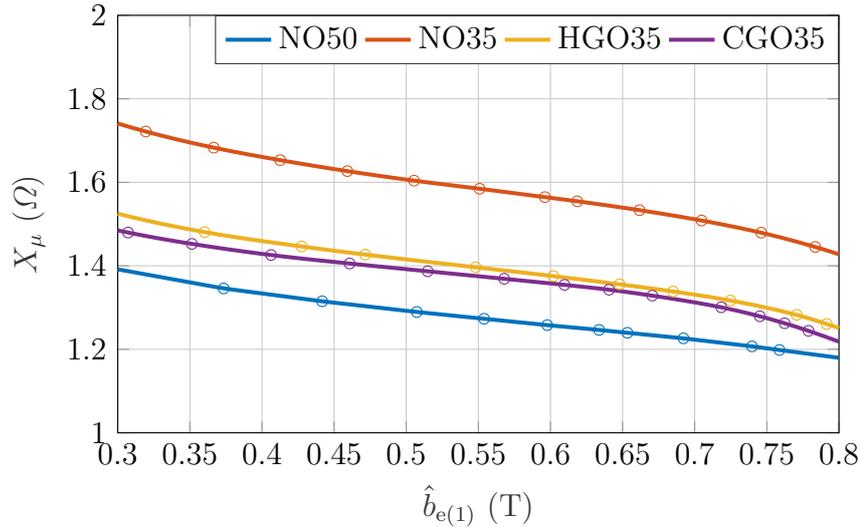


FIGURE 3.7 – X_μ en fonction de l'induction crête d'entrefer

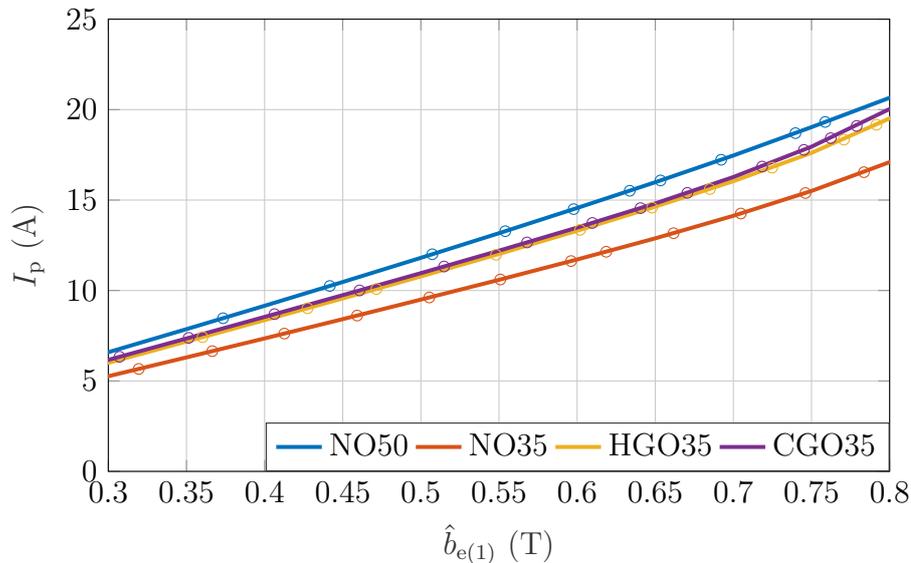


FIGURE 3.8 – I_p en fonction de l'induction crête d'entrefer

Le courant de ligne pour la configuration NO35 n'est pas exploitable étant donné que le nombre d'ergots est différent et l'épaisseur d'entrefer par rapport aux trois autres configurations. L'impact des ergots sur la force électromotrice est présenté à la figure 3.9. L'augmentation du nombre d'ergots modifie la forme de la force électromotrice. Ces pics

correspondent à des courts-circuits de flux au niveau de l'entrefer et modifient donc le besoin en courant. Il est important de noter que, pour une FEM imposée ($E_s = 2.42$ V), l'induction crête fondamentale théorique est de 0.27 T l'écart entre les deux configurations n'est que de 1.8 % sur cette grandeur pour la même valeur efficace de la FEM.

$$\hat{b}_{e(1)}^{3E} = 0.27 \text{ T}$$

$$\hat{b}_{e(1)}^{6E} = 0.265 \text{ T}$$

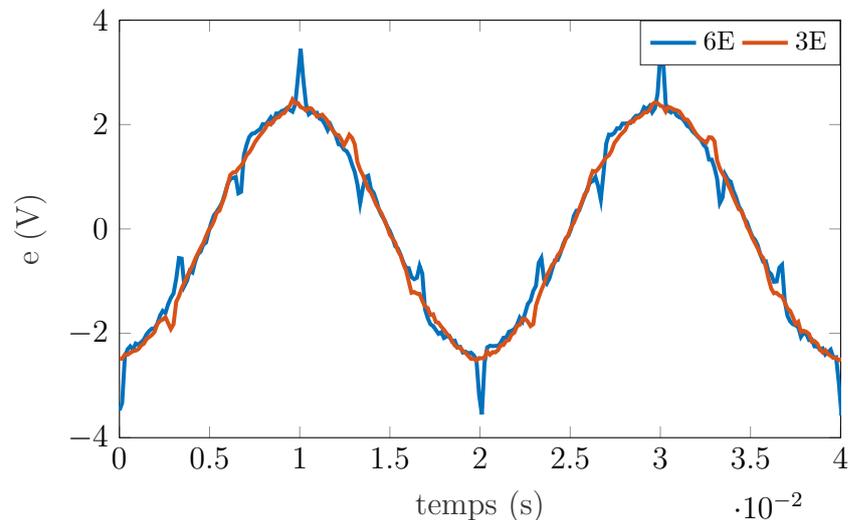


FIGURE 3.9 – Force électromotrice d'une machine six ergots et trois ergots pour $\hat{b}_{e(1)} = 0.27$ T

3.3.2 Synthèse

Dans cette première partie, nous avons utilisé les prototypes présents au sein du laboratoire afin de faire un comparatif en termes de pertes fer notamment la comparaison avec les structures à base de tôle GO avec une structure à base NO de même épaisseur. Cela a permis de montrer que la configuration à base de tôle HGO décalée à 90° est meilleure sur la totalité de la plage de mesure en termes de pertes fer. La comparaison des autres grandeurs importantes pour un circuit magnétique n'a pas été possible à cause de la différence d'épaisseur d'entrefer et la présence d'ergots supplémentaires pour la NO35.

3.4 L'impact des ergots dans la comparaison des différentes nuances d'acier magnétiques

3.4.1 La méthode et les hypothèses des calculs

La validation de la comparaison des machines statiques, possédant trois ou six ergots, repose sur une comparaison des cartes d'inductions obtenues pour ces deux configurations de machines. Pour cela, nous avons utilisé le logiciel de résolution par éléments finis GETDP pour cette étude en 2D. La figure 3.10 représente la géométrie utilisée pour modéliser notre problème. Le zoom 3.10b montre une partie de l'entrefer dans lequel l'un des ergots est considéré comme une tôle. La première hypothèse repose sur l'évaluation

en 2D, ce qui signifie que nous avons étudié l'influence des ergots en ne prenant pas en compte l'anisotropie des tôles afin de réduire le temps de calcul. Nous avons considéré un acier de type M400-50 car celui-ci est très peu anisotrope. La courbe utilisée est présentée à la figure 3.11. La seconde hypothèse repose sur la dimension des ergots. En effet afin de pouvoir comparer les cartes de champs, entre elles, il est nécessaire d'avoir le même maillage. Donc nous avons considéré dans cette simulation des ergots de 1 mm. Ce qui dans la pratique affectera uniquement la forme d'onde de la FEM comme le montre la figure 3.9. Et enfin pour simuler une alimentation en tension, nous avons utilisé un couplage circuit. Afin d'être dans la même situation que lors des expérimentations, le système triphasé de tension sinusoïdal est réalisé avec un neutre qui est différent du neutre de la machine. Ce qui permet, en négligeant la résistance des têtes de bobines d'obtenir la FEM au borne de l'enroulement. La résistance par phase dans notre cas est de 0.032Ω .

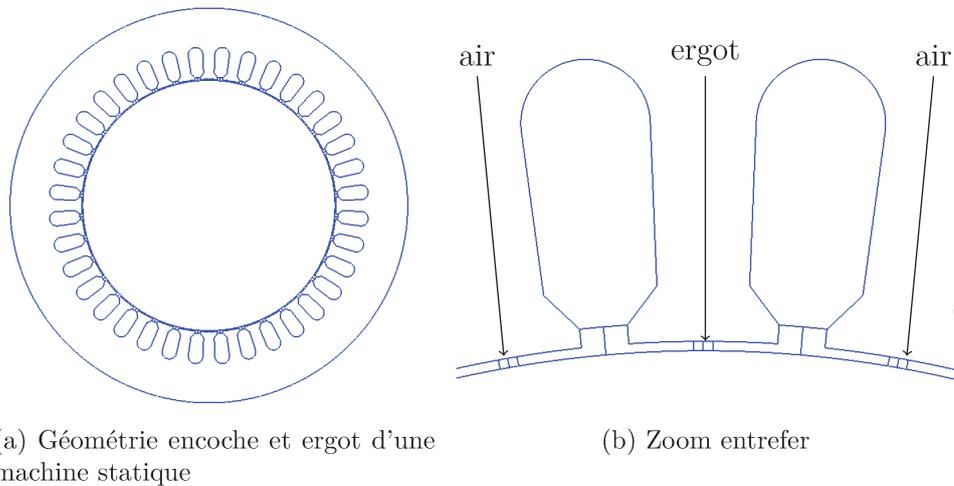


FIGURE 3.10

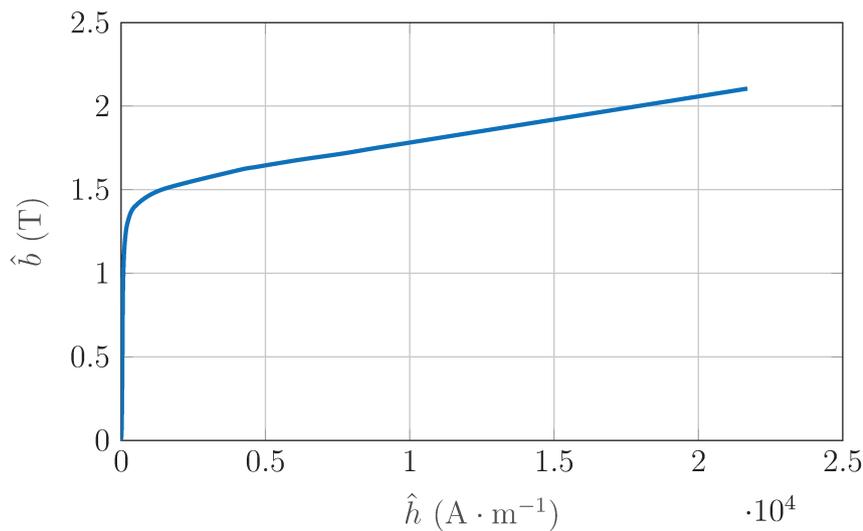


FIGURE 3.11 – Courbe $\hat{b}(\hat{h})$ du M400-50

3.4.2 Exploitation des simulations

Afin de valider les grandeurs obtenues, nous avons vérifié la cohérence entre les valeurs théoriques et les valeurs obtenues par le modèle éléments finis. Le tableau 3.3 est une comparaison entre la modélisation et l'application de la loi de conservation des flux pour notre modèle. Dans lequel, $\langle \hat{b}_d \rangle$ correspond à l'induction moyenne dans les dents déterminées par l'équation 3.15 et $\langle \hat{b}_c \rangle$ à l'induction moyenne dans la culasse déterminée par l'équation 3.16.

$$\langle \hat{b}_d \rangle \approx \hat{b}_{e(1)} \frac{R_{\text{int}} 2\pi}{Z_s l_d} \quad (3.15)$$

où Z_s est le nombre de dent statorique, l_d la longueur moyenne de la dent statorique.

$$\langle \hat{b}_c \rangle = \hat{b}_{e(1)} \frac{R_{\text{int}}}{p h_c^s} \quad (3.16)$$

où h_c^s est la hauteur de culasse statorique.

L'écart maximum constaté est de l'ordre de 10 % pour l'induction dans les dents. En effet, la valeur théorique tient compte de la largeur moyenne de la dent (5.47 mm) alors que la valeur obtenue par simulation est réalisée au niveau de la largeur minimale de la dent.

TABLE 3.3 – Comparaison méthode analytique et méthode des éléments finis pour la machine à 3 ergots

E_p	\hat{b}_e	\hat{b}_e 3 ergots	\hat{b}_d	\hat{b}_c	\hat{b}_d 3 ergots	\hat{b}_c 3 ergots
10	0.327	0.3354	0.626	0.545	0.678	0.5352
13	0.4261	0.443	0.815	0.71	0.899	0.6977

La simulation par éléments finis 2D nous sert à observer la répartition du flux dans la machine statique en fonction du nombre d'ergots présents dans l'entrefer. Les figures 3.12a et 3.13a montrent la répartition de l'induction dans les deux configurations. Dans la figure 3.12a, les trois zones entourées présentent une induction supérieure à cause de la présence des ergots. La figure 3.12b permet d'observer une légère augmentation de l'induction dans la dent possédant un ergot. Ce phénomène est logique, car la perméabilité de la tôle est supérieure à celle de l'air, ce qui cause un court-circuit de flux magnétique au niveau des ergots. La figure 3.13b est une zone où l'induction est différente de la version 3 ergots. Cela nous permet de montrer qu'il y a une partie du flux magnétique qui passe dans une dent ou il ne passerait pas dans le cas où il n'aurait pas d'ergot. Néanmoins, les écarts entre les deux versions restent à relativiser étant donné les niveaux d'inductions faibles. En effet, l'induction dans la dent de cette zone est limitée, car les valeurs oscillent de 0.05 T à 0.1 T pour la version six ergots à une induction quasi nulle pour la version trois ergots dans le cas où le flux n'est pas orienté selon cette dent. La présence des ergots dans l'entrefer se retrouve dans la force électromotrice présentée à la figure 3.9 avec la présence de pics.

La figure 3.14 montre une zone où le flux est orienté selon cette dent. La figure 3.14a représente la dent avec un ergot pour la configuration à 6 ergots et la figure 3.14b représente la dent sans ergot pour la configuration à 3 ergots. L'écart d'induction moyen est de 7 % dans la dent concernée et l'écart est inférieur à 2 % pour les dents adjacentes pour $E_p = 20$ V. La figure 3.15 montre l'évolution de l'induction moyenne dans la culasse en fonction du nombre d'ergots pour $E_p = 20$ V. L'écart entre les deux configurations varie en moyenne de 3.8 % à 0.1 % pour E_p variant de 10 V à 28 V comme le montre la

figure 3.16. Cette figure montre également que l'écart se réduit en montant en induction. Ce qui est parfaitement logique étant donné que les ergots saturent de plus en plus et se comporte alors, en première approximation, comme de l'air. L'analyse de la répartition de l'induction dans les deux configurations nous a permis de vérifier qu'il y a très peu d'écart que ce soit dans les dents ou la culasse. Ce qui permet de comparer ces deux configurations en termes de pertes fer. La figure 3.17 confirme la différence d'induction dans l'entrefer pour une tension d'alimentation donnée. La figure 3.18 présente l'induction crête dans l'entrefer pour chaque configuration. L'écart maximum constaté est de 5.5 % pour $E_p = 10\text{ V}$ et de 1.5 % pour $E_p = 32\text{ V}$.

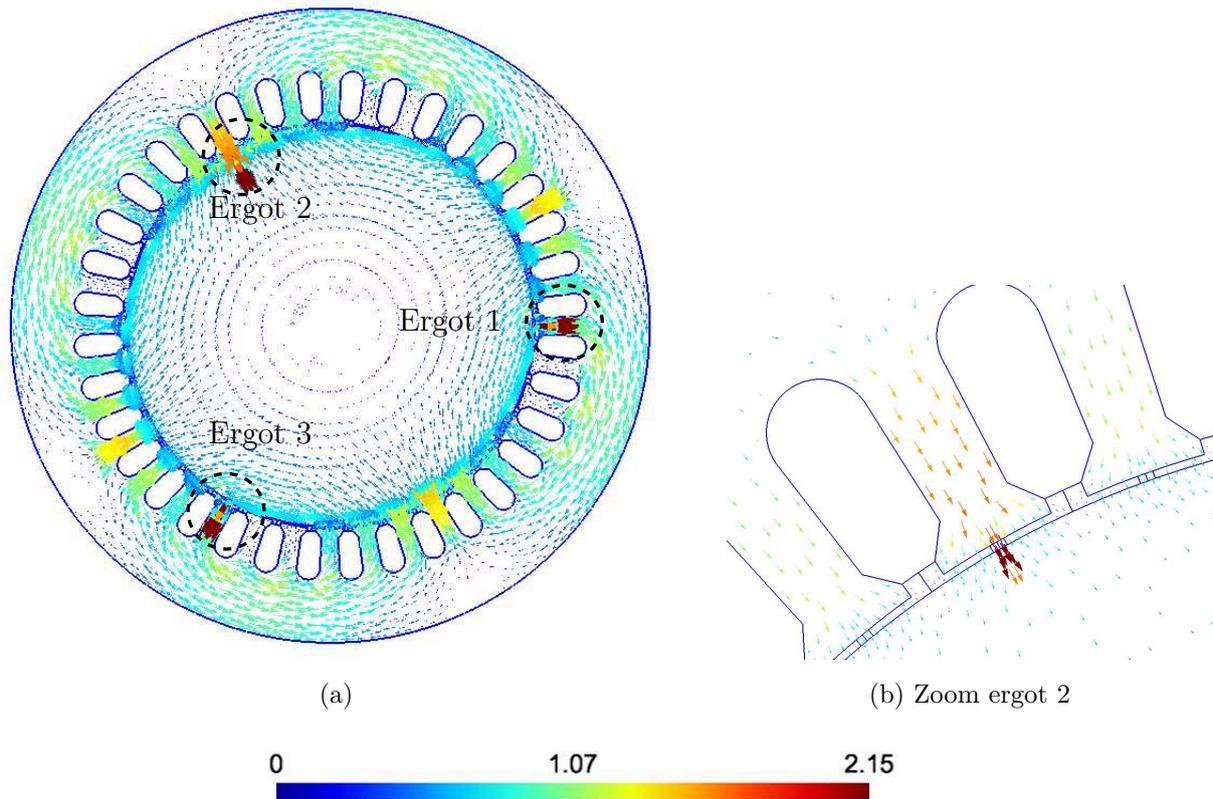


FIGURE 3.12 – Répartition induction pour la machine possédant 3 ergots

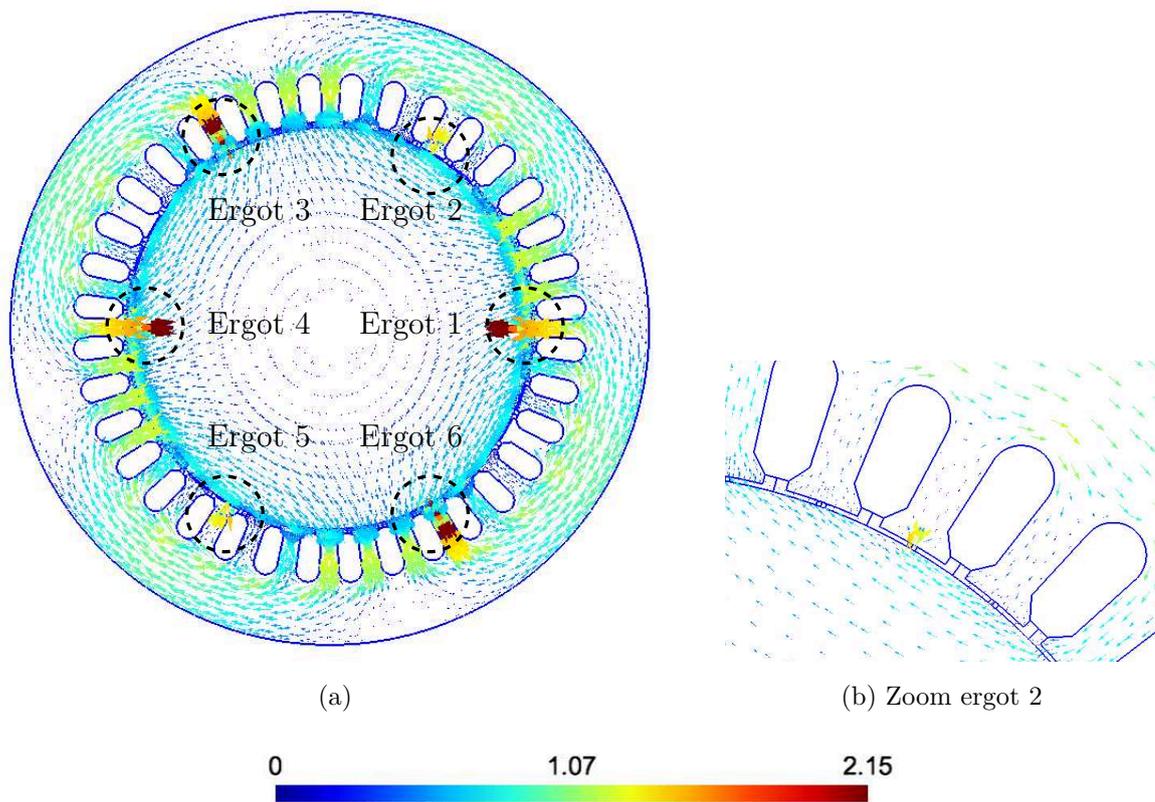


FIGURE 3.13 – Répartition induction pour la machine possédant 6 ergots

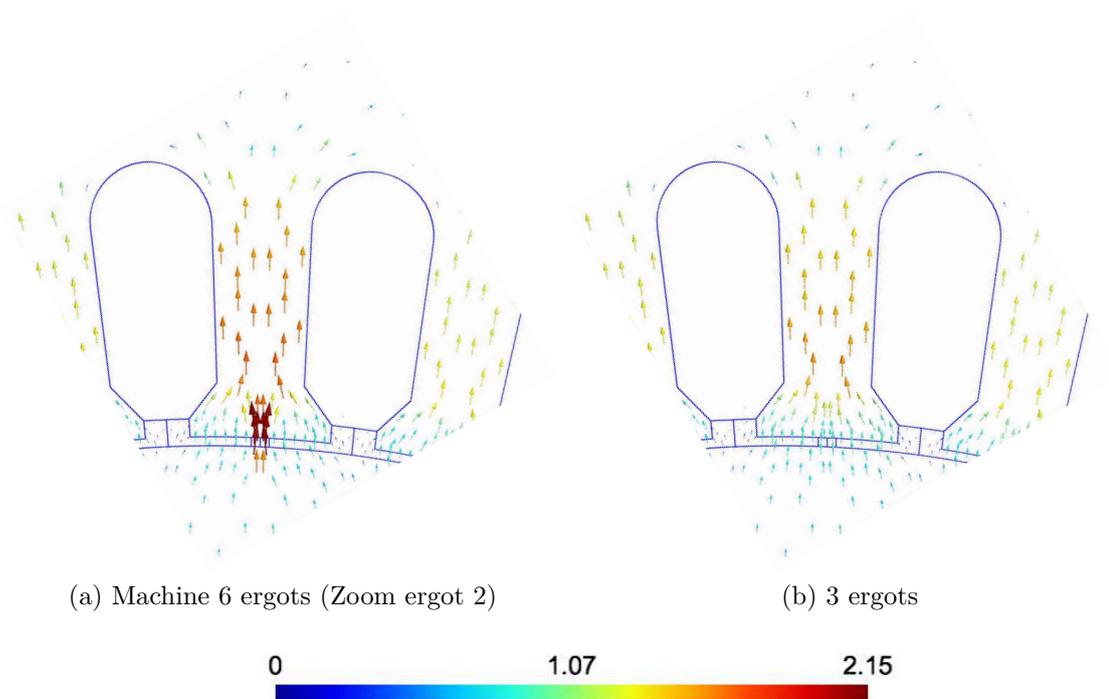


FIGURE 3.14 – Zoom sur une dent avec et sans ergot

L'étude des grandeurs mesurables est également importante dans notre cas, car nous voulons connaître l'impact des ergots sur le courant magnétisant. La loi d'évolution du courant en fonction de la force électromotrice est donnée à la figure 3.19. La comparaison

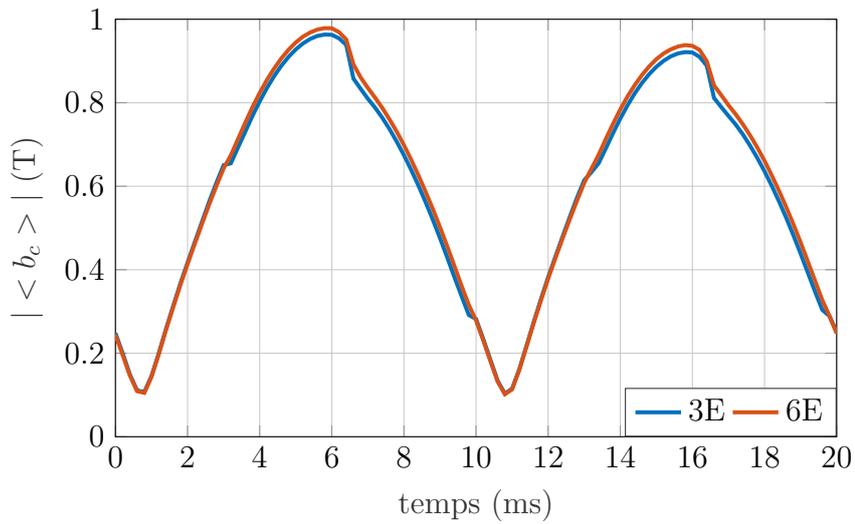


FIGURE 3.15 – Induction moyenne dans la culasse pour une force électromotrice de 20V

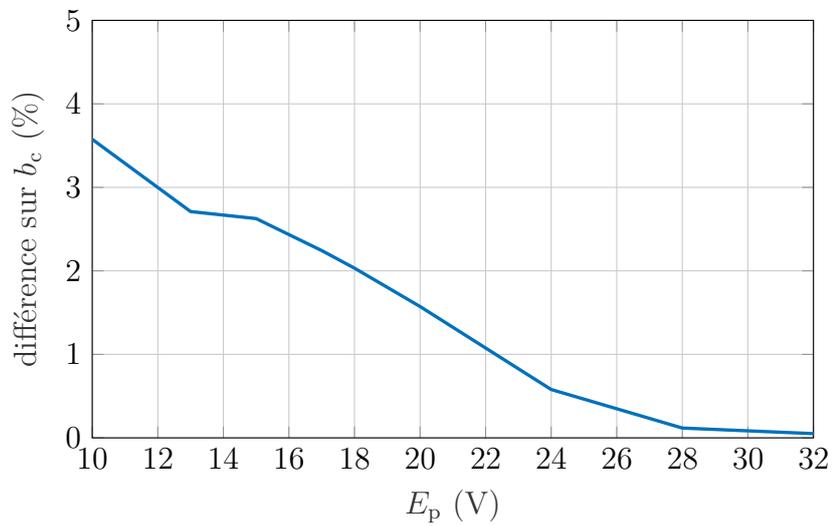


FIGURE 3.16 – Différence d'induction dans la culasse en fonction de E_p

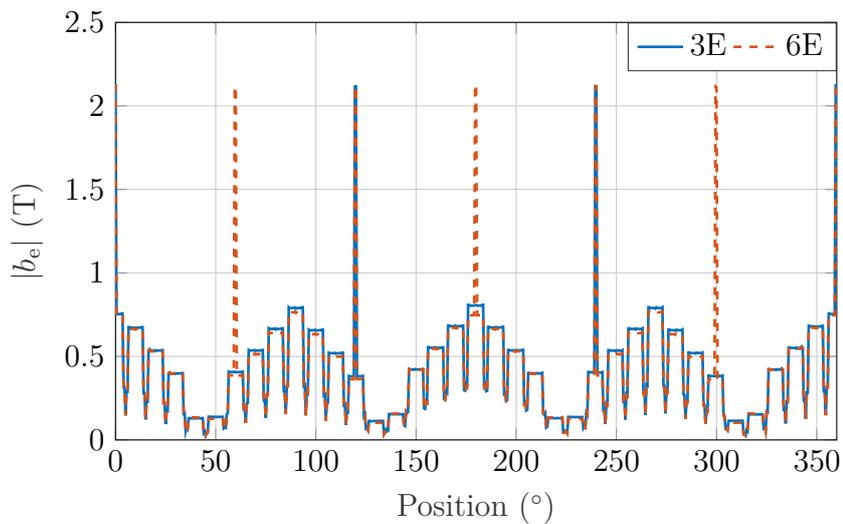


FIGURE 3.17 – Induction d'entrefer à un instant « t » pour $E_p = 20V$

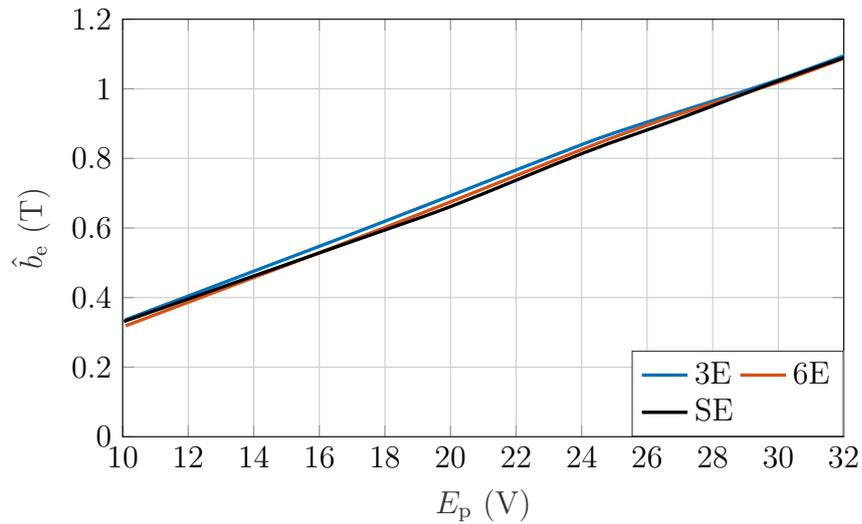


FIGURE 3.18 – Induction crête d’entrefer en fonction de E_p

entre le courant magnétisant, pour une force électromotrice donnée, obtenu par simulation et par la mesure montre une bonne concordance. De plus, la différence de courant entre la version 3 et 6 ergots s’explique par la légère différence d’induction dans l’entrefer pour une tension donnée (figure 3.18). Le courant magnétisant pour une machine statique sans ergot, noté SE, montre clairement que la présence des ergots implique une différence de courant magnétisant variant d’environ 12 % pour E_p de 10V à 4 % à 32V avec la machine possédant 6 ergots.

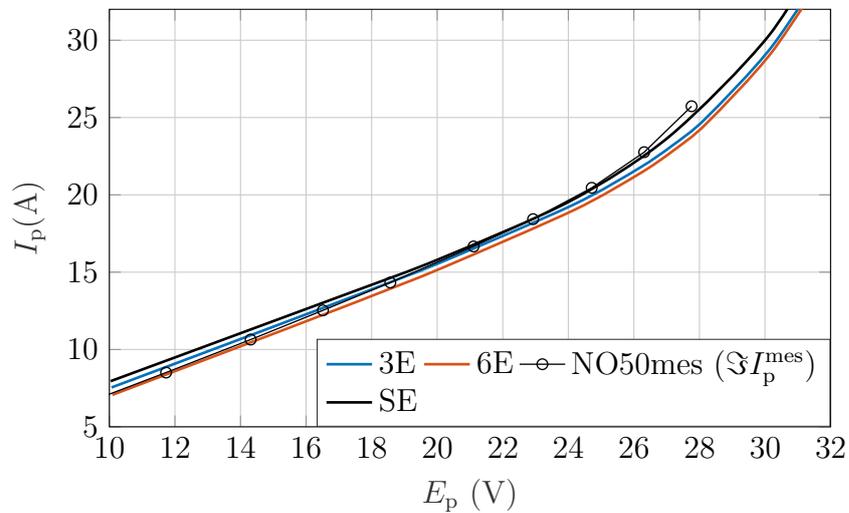


FIGURE 3.19 – $I_p(E_p)$

3.4.3 Synthèse des simulations et mesures des machines statiques à trois et six ergots

Afin de valider les mesures, nous avons simulé deux configurations, à savoir :

- une à trois ergots issue des travaux [82],
- une à six ergots issue de travaux plus récents.

Nous avons dû pour effectuer une comparaison garder le même maillage, en ne prenant pas en compte la légère différence de taille des ergots et la différence d'épaisseur d'entrefer. Cependant malgré cette hypothèse, nous avons démontré que le flux utile dans les dents et la culasse n'est que très légèrement impacté par le nombre d'ergots. L'augmentation du nombre d'ergots impacte légèrement le contenu harmonique des forces électromotrices. Cela permet de valider les mesures concernant les pertes fer de nos machines statiques et de montrer que dans une plage de fonctionnement de 0.3 T à 0.8 T le gain en termes de perte fer pour une alimentation en tension en régime sinusoïdal à 50 Hz est relativement important par rapport à des tôles NO d'épaisseur 0.35 mm et est très important par rapport à du NO 0.5 mm. Cela a permis de valider les performances de la méthode d'assemblage de circuit magnétique à tôles GO décalées.

3.5 Nouvelle structure à base de tôles GO

L'utilisation de tôles GO dans la fabrication de circuits magnétiques non segmentés à destination de machine à champ tournant a été validée en comparant des tôles d'épaisseurs identiques et a montré une diminution sensible des pertes fer. Cependant, l'utilisation des tôles GO n'est pas optimale étant donné que la direction de laminage, dans les dents et la culasse, est en grande majorité mal orientée. De plus, en comparant les caractéristiques $\hat{b}(\hat{h})$ de la figure 3.20 du HGO35 et du NO35. L'intérêt de segmenter les tôles GO est de mieux répartir la DL afin de minimiser l'énergie. En effet, [89] ont montré que le flux s'instaure exclusivement dans la DL. Le choix d'avoir des segments de 60° permet d'avoir dans le pire des cas les caractéristiques du NO35 (M235-35). Les auteurs de [108] ont proposé l'utilisation des tôles GO avec une segmentation comportant de nombreux éléments. Dans notre cas, nous avons choisi d'avoir seulement deux types de segments :

- un segment où les dents travaillent entre 0° et 30° par rapport à la DL,
- un segment où la culasse statorique travaille entre 0° et 15° par rapport à la DL.

La figure 3.21 montre trois segments statoriques de la machine statique avec les directions de laminage RD1 orientée suivant les dents. La seconde couche a la direction de laminage RD2 orientée selon la culasse. Le montage se fait en décalant d'un demi-segment les couches entre elles. Cela permet de répartir les entrefers inter-segments.

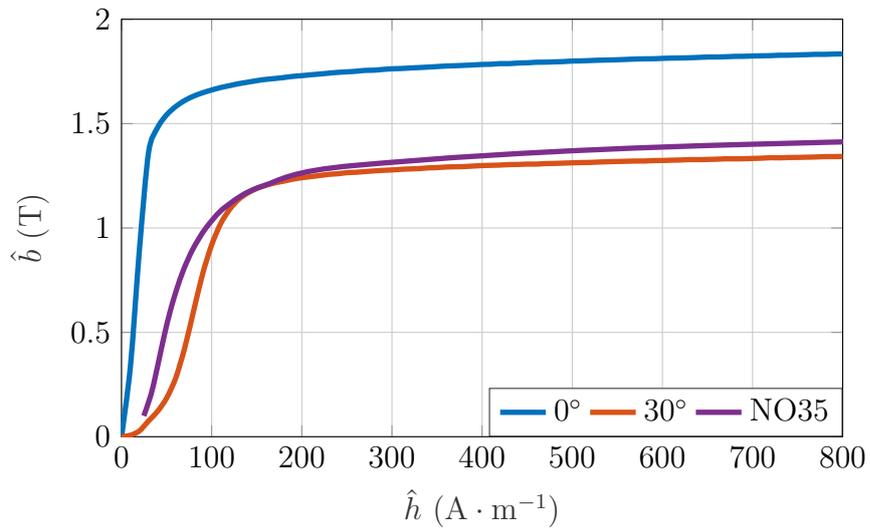


FIGURE 3.20 – Courbe $\hat{b}(\hat{h})$ du HGO35 et du NO35

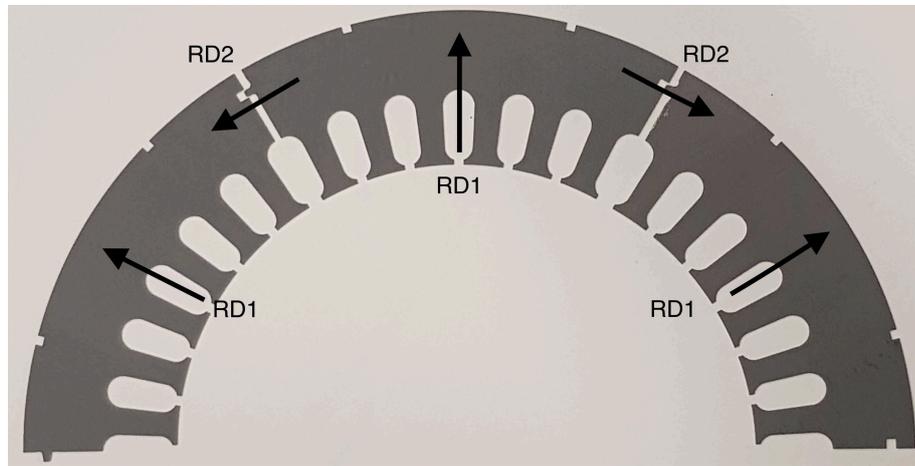


FIGURE 3.21 – Segments d'un stator de machine statique

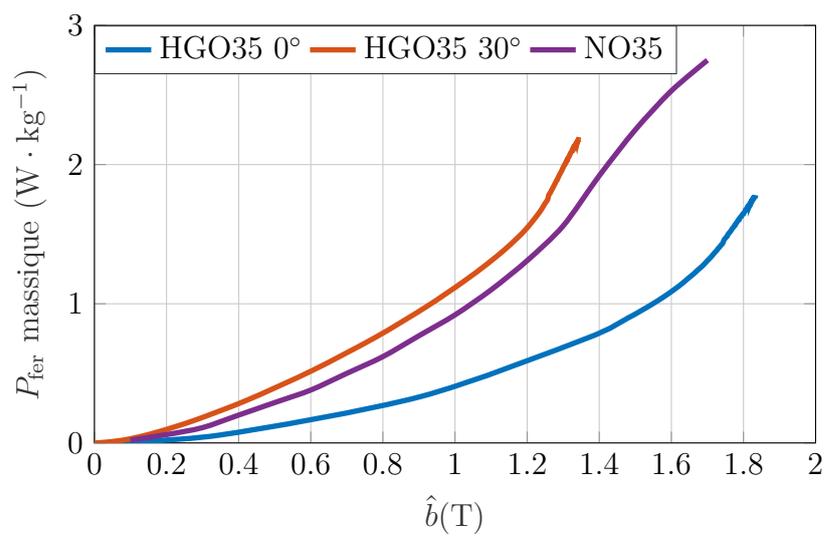


FIGURE 3.22 – Courbe $P_{\text{fer}}(\hat{b})$ du HGO35 et du NO35

Avant de présenter les résultats des mesures, nous proposons de modéliser le comportement de la machine statique à base de tôles HGO décalées à 90° et de la machine

statique avec les tôles HGO décalées à 90° et segmentées. Pour simplifier les écritures, nous caractériserons la structure à tôles uniquement décalées à 90° de machine statique décalée et la structure avec des tôles GO décalées à 90° et segmentées de machine statique segmentée.

3.5.1 Description du fonctionnement des deux structures par la méthode des éléments finis

3.5.1.1 Définition du modèle

Afin de modéliser les phénomènes qui nous intéressent à savoir comment se répartit le flux magnétique dans les deux structures étudiées. Nous avons simulé, en magnéto-statique, une petite partie de l'empilement de tôle. En effet, l'utilisation des tôles GO impose une modélisation 3D avec chaque tôle avec son isolant ce qui conduirait dans le cas d'une modélisation de la structure complète à des temps de calcul exorbitants. De plus, le décalage des tôles avec un angle de 90° produit des phénomènes se répétant toutes les deux tôles. Les modèles sont donc constitués de la façon suivante : demi-tôle ; entrefer interlaminaire ; tôle complète ; entrefer interlaminaire ; demi-tôle. Des conditions de symétrie sont appliquées sur les parties extérieures des demi-tôles afin de considérer un empilement de tôle infini. Cette méthode de modélisation a été validée dans [109].

Les entrefers inter-laminaires ont une épaisseur de 0.0175 mm pour des tôles de 0.35 mm. Il est évident que dans la réalité, l'épaisseur de l'entrefer inter-laminaire peut être différente, car une pression pour réduire cet entrefer est appliquée. Pour prendre en compte une pseudo anisotropie cristalline, nous proposons d'utiliser la formulation de l'anisotropie suivante :

$$\begin{bmatrix} b_{DL} \\ b_{DT} \\ b_{DN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_{DL}(\vec{h}) & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{DT}(\vec{h}) & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{DN} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} h_{DL} \\ h_{DT} \\ h_{DN} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Nous sommes conscients que la matrice 3.17 ne prend pas en compte toute la complexité des tôles GO. Il est cependant important de noter qu'à l'heure actuelle, il n'existe aucun modèle fiable pour prendre en compte ces effets, même s'il existe dans la littérature plusieurs modèles tentant de prendre en compte l'anisotropie des tôles GO ou NO [110–112]. Afin de prendre en compte la non-linéarité et l'anisotropie, nous avons utilisé les courbes présentées à la figure 3.23. Cette méthode de modélisation est même préconisée dans [113] suite à une comparaison de plusieurs méthodes de modélisation de l'anisotropie. La perméabilité dans la direction normale quant à elle peut être considérée linéaire avec $\mu_{DN} = 50$ selon [114].

Cette étude est cependant limitée à une induction crête d'entrefer de 0.6 T afin de converger. Pour une induction supérieure à 0.6 T nous avons été confrontés à des soucis de convergence systématique.

3.5.1.2 Modélisation de la structure décalée

Afin de modéliser la machine statique avec des tôles décalées à 90° , nous avons utilisé la matrice 3.17 pour une tôle ayant un angle de 0° et nous avons inversé la DL et DT pour celle ayant un angle de 90° . Le modèle est représenté à la figure 3.24 dans lequel le maillage de la partie rotorique n'apparaît pas. Une tôle est décomposée en quatre couches d'éléments et les entrefers interlaminaires par deux couches comme le montre la figure 3.25.

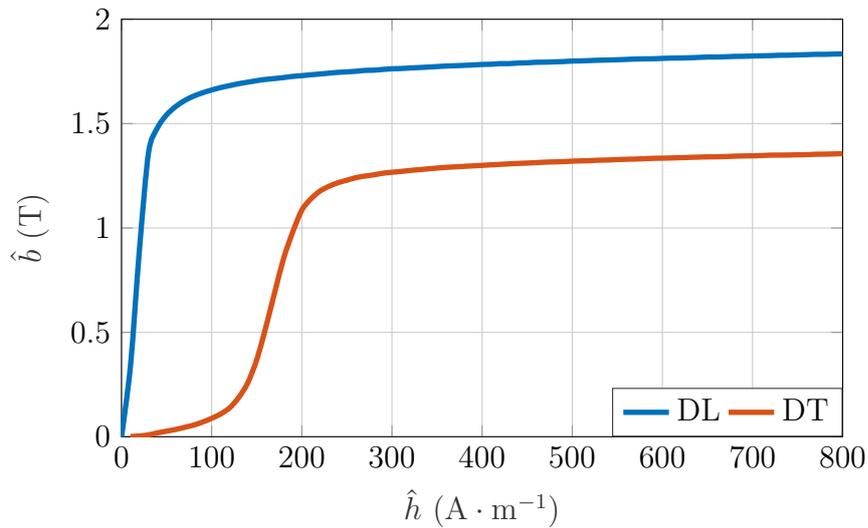


FIGURE 3.23 – Courbes $\hat{b}(\hat{h})$ utilisée pour la simulation

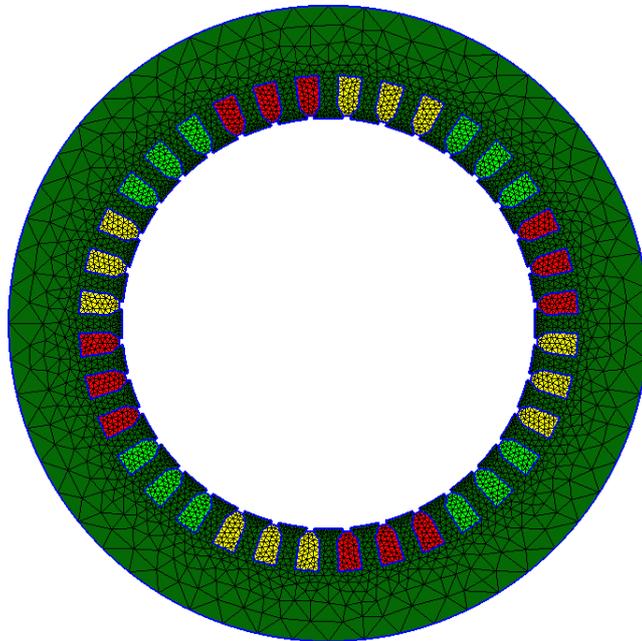


FIGURE 3.24 – Maillage du modèle EF 3D de la machine statique non segmentée

Les figures 3.26, 3.27 et 3.28 représentent respectivement les cartes d'inductions dans les tôles et dans un entrefer interlaminaire. Sur les figures 3.26 et 3.27, nous pouvons distinguer trois zones similaires dans chacune d'elles :

- les zones 1 concernent les dents où la DL est correctement orientée, l'induction dans ces zones augmente rapidement du fait d'une meilleure perméabilité ;
- les zones 2 montrent la répartition particulière de l'induction dans la culasse, le champ magnétique suit en effet le chemin qui minimise l'énergie qui implique des changements de tôles par l'intermédiaire de l'entrefer interlaminaire (zone 2 de la figure 3.28), ce phénomène est identique à celui présenté dans [5] ;
- les zones 3 correspondent aux dents où la DL n'est pas correctement orientée, les pieds des dents sont empruntés quelle que soit la position de la direction de laminage avant de s'instaurer dans la tôle la moins réluctante (zone 1 de la figure 3.28).

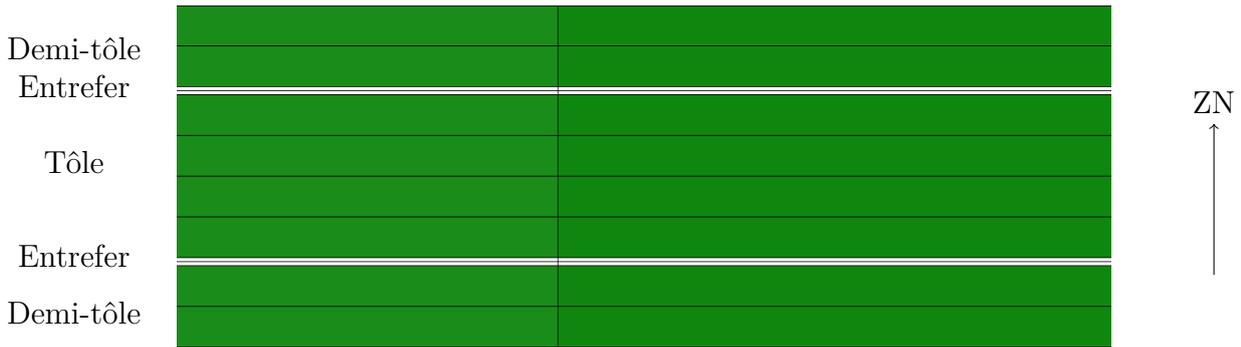


FIGURE 3.25 – Maillage de l'épaisseur du modèle EF 3D de la machine statique non segmentée

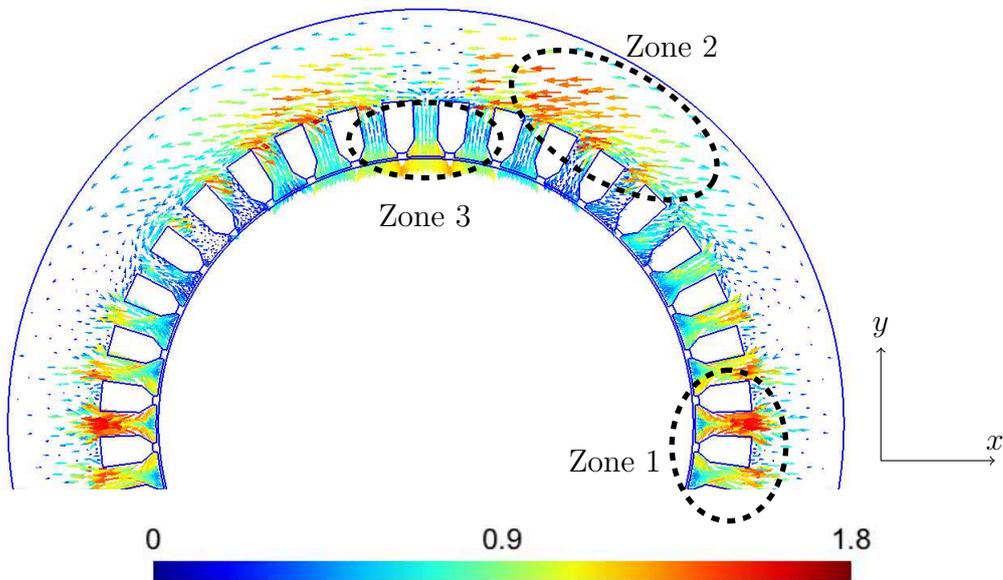


FIGURE 3.26 – Distribution de l'induction dans la tôle ou la DL est selon l'axe x

L'analyse de la répartition de l'induction dans les différentes tôles montre clairement que le champ magnétique suit le chemin de plus faible réluctance. Il s'établit de préférence dans la direction de laminage dans chacune des tôles. Au niveau de la culasse, nous pouvons distinguer deux sauts de flux magnétique. Le premier saut est réalisé dans le diamètre interne de la culasse au moment du changement de direction du flux magnétique. Le deuxième saut se situe à l'extrémité de la culasse. Celui-ci s'explique aisément, en effet le champ magnétique préfère rester le plus longtemps possible dans la tôle avant d'être forcé à passer dans l'entrefer interlaminaire. Au niveau de l'entrefer, le flux magnétique préfère s'instaurer dans les tôles bien que l'une d'elles est correctement orientée. Ce phénomène au niveau des pieds de dents peut causer des saturations locales importantes et entraîner une augmentation des pertes fer et une consommation du courant magnétisant supplémentaire par l'augmentation du flux magnétique dans les entrefers interlaminaires.

La figure 3.29 représente la carte d'induction dans l'entrefer interlaminaire quand le

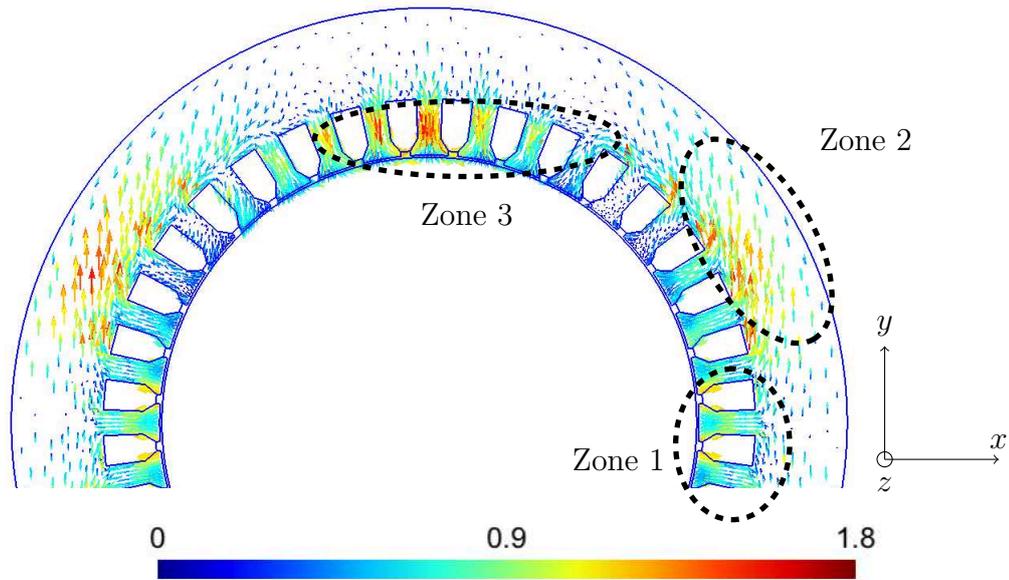


FIGURE 3.27 – Distribution de l'induction dans la tôle ou la DL est selon l'axe y

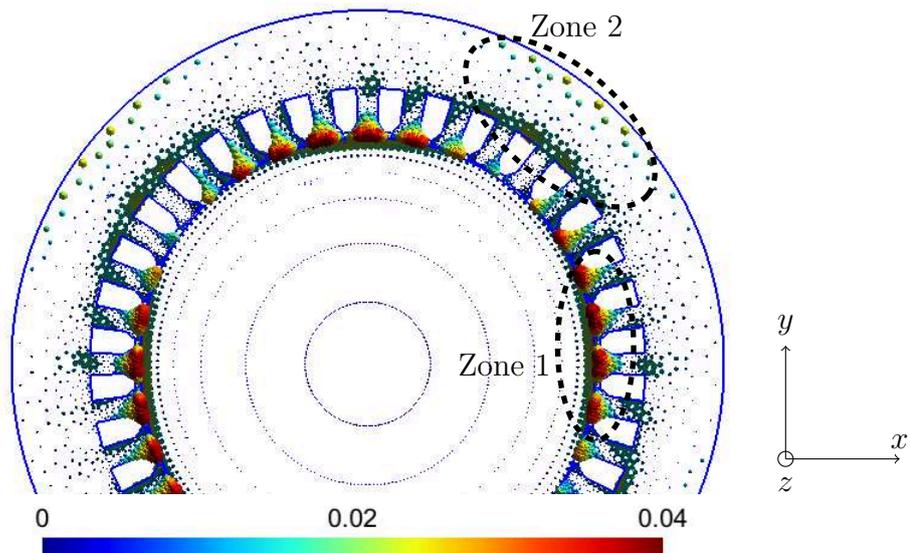


FIGURE 3.28 – Distribution de l'induction dans l'entrefer inter-laminaire

flux magnétique est orienté à 45° ce qui représente le cas critique de notre modélisation. Nous constatons, au niveau des dents, que le flux magnétique passe d'une direction de laminage à l'autre dans plusieurs dents. Cela permet encore une fois de valider le fait que le flux préfère s'instaurer dans la direction de laminage malgré les entrefers interlaminaires que de s'instaurer dans une mauvaise direction. Ce phénomène est gênant, car il limite les performances de notre structure. Ces différents phénomènes expliquent la diminution des performances en termes de pertes fer et de courant avec l'augmentation de l'induction d'entrefer par rapport à une configuration à base de tôle NO.

Cette technique d'assemblage des tôles permet d'utiliser la bonne caractéristique de la tôle GO, ce qui permet de réduire comme nous avons pu le constater de manière expérimentale les pertes fer. Cependant l'utilisation de la DL dans les dents où celle-ci n'est pas bien positionnée peut amener de forte saturation locale et de ce fait diminuer

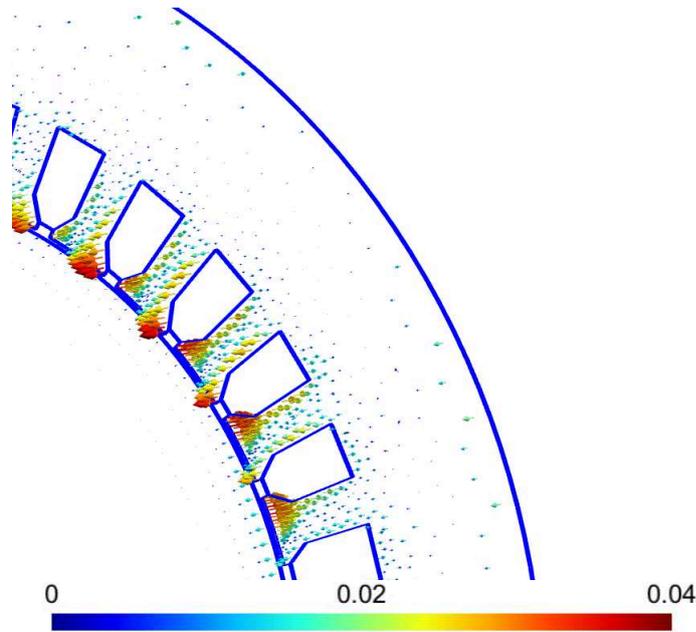


FIGURE 3.29 – Distribution de l'induction dans l'entrefer inter-laminaire pour le flux orienté à 45°

l'efficacité de cette structure.

3.5.1.3 Modélisation de la structure segmentée

Le modèle et le maillage utilisés pour les segments statoriques sont représentés à la figure 3.30. La principale difficulté dans cette modélisation réside dans le maillage des entrefers intersegments. Au niveau des entrefers intersegments, la taille d'une longueur caractéristique d'un élément est de 1 mm. À la différence du modèle précédent, nous avons dû utiliser une boîte d'air afin de modéliser les fuites induites par la présence des entrefers intersegments au niveau de la culasse statorique. Au niveau géométrique, les épaisseurs des entrefers interlaminaires sont de 0.0175 mm et l'épaisseur des entrefers intersegment de 0.1 mm.

Les figures 3.31 et 3.32 représentent respectivement la distribution de l'induction dans les segments dont la DL est orientée selon une dent et l'autre selon la culasse statorique. Nous remarquons que le champ magnétique se retrouve en très grande majorité dans la tôle étant correctement orientée (zone A et zone 1). La culasse statorique et les dents sont alors plus saturées en n'utilisant que la direction de laminage. De plus, nous pouvons constater que le flux s'instaure dans la totalité de la culasse comparativement à la structure décalée comme le montrent les figures 3.33a et 3.33b. Cependant, la présence des entrefers intersegments fait apparaître un changement brusque de l'induction d'une tôle à l'autre au niveau des zones B et C de la figure 3.31. En effet, le chemin le moins réticent est d'utiliser la tôle dont la DL est mal orientée. Cela s'explique aisément par la différence d'épaisseur des entrefers. Au niveau des pieds de dents, nous retrouvons le passage du flux magnétique d'une tôle à l'autre.

Cette modélisation nous a montré comment se répartit l'induction. L'utilisation des tôles apparaît meilleure grâce à l'utilisation de la DL dans chaque tôle et à une meilleure répartition du flux dans la culasse. Cependant pour ce niveau d'induction, il n'y a qu'une tôle sur deux qui est utilisée. En effet, la tôle bien orientée capte la majorité du flux ce qui amène une saturation prononcée de celle-ci et donc peut être suivi d'une augmentation des pertes fer.

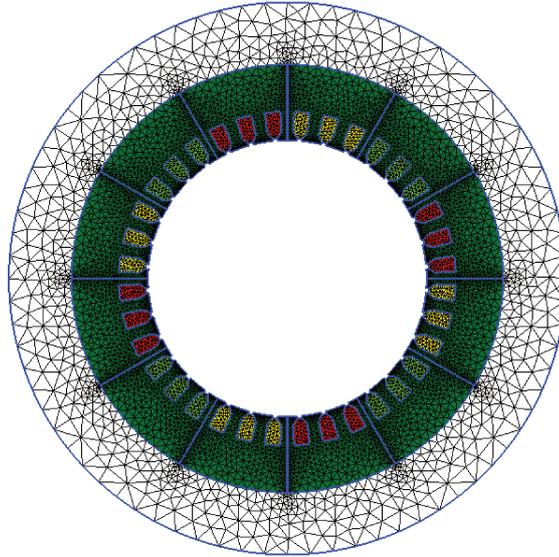


FIGURE 3.30 – Modèle 3D de la machine statique segmentée

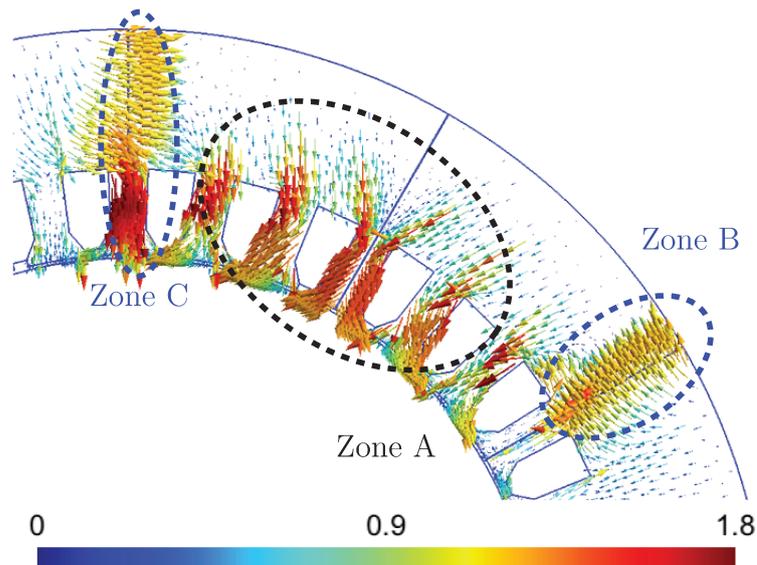


FIGURE 3.31 – Distribution de l'induction dans les segments dont la DL se trouve orientée selon les dents

3.5.1.4 Modélisation de l'entrefer inter-segment

Intéressons-nous maintenant à la zone contenant un entrefer intersegment car celle-ci fait apparaître un saut de flux magnétique relativement important. La distribution de l'induction dans cette zone est donc critique, car elle pourrait être à l'origine de pertes fer indésirables. Afin d'étudier précisément la distribution de l'induction, nous proposons de modéliser un cas plus simple afin de réduire considérablement les temps de calcul et d'affiner le maillage. Le modèle étudié contient deux demi-tôles, une tôle complète, les entrefers interlaminaires et les zones intersegments. Afin d'éviter de modéliser un inducteur, nous imposons directement un flux ce qui dans notre cas permet d'éviter le calcul du champ source de la formulation $h\varphi$. Les conditions de symétrie sur les surfaces ex-

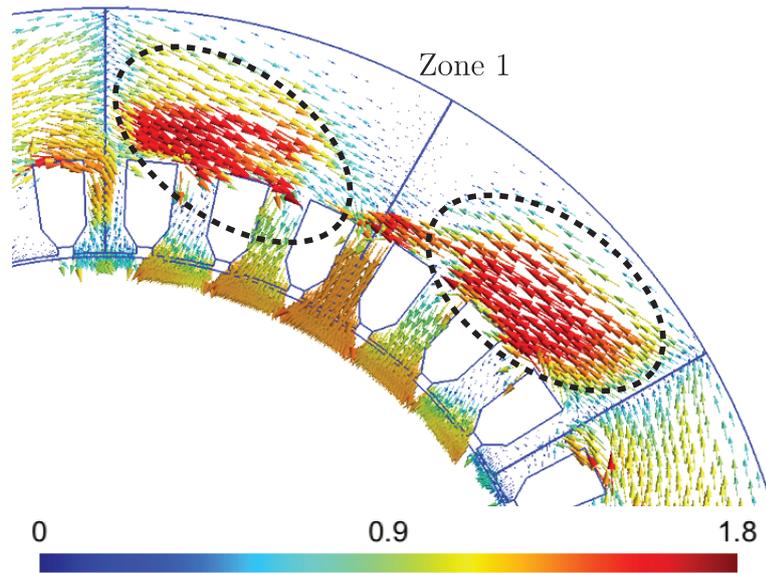


FIGURE 3.32 – Distribution de l’induction dans les segments dont la DL se trouve orientée selon la culasse

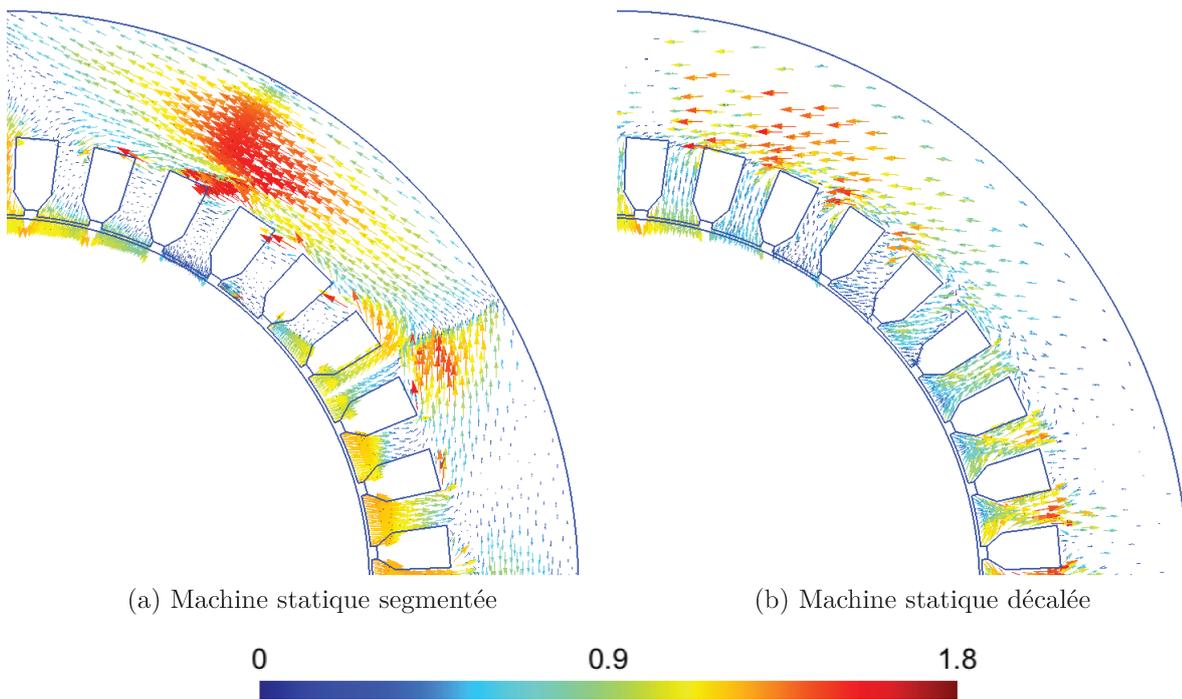


FIGURE 3.33 – Comparaison culasse statorique machine statique segmentée versus décalée

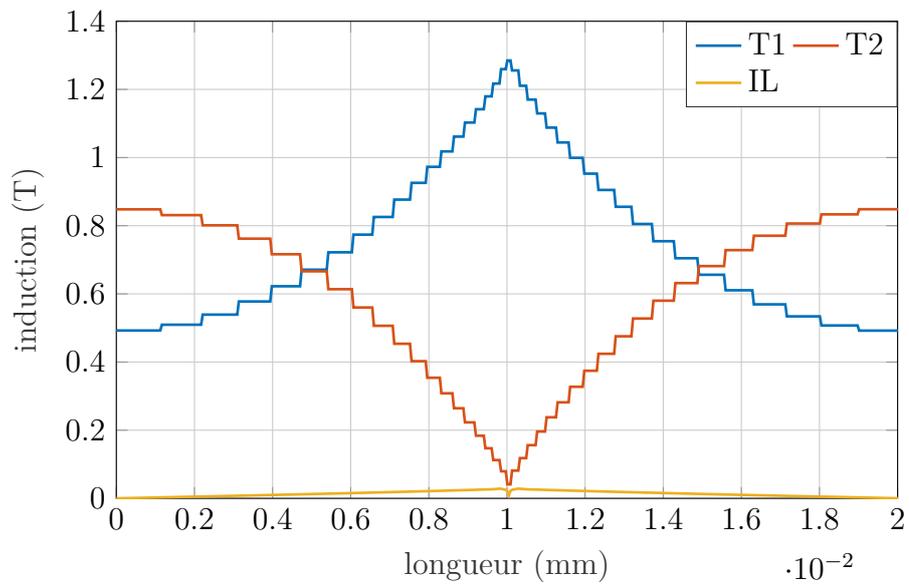
térieures des tôles sont identiques aux deux modèles précédents afin de considérer un empilement infini de tôle. Le flux magnétique imposé représente une induction de 0.65 T dans l’épaisseur.

Les figures 3.34b et 3.34c représentent respectivement la distribution de l’induction dans la tôle 1 et la tôle 2. La répartition de flux se fait de la manière suivante :

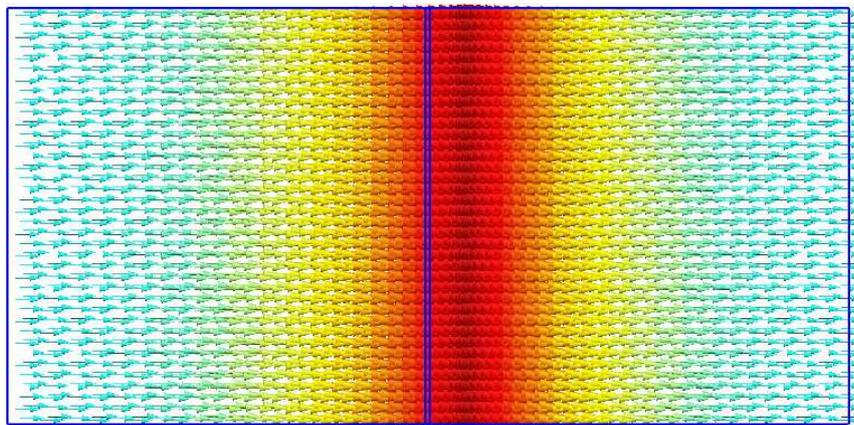
- la tôle où la DL est correctement orientée reçoit la grande majorité du champ magnétique ;

- à l'approche de l'entrefer intersegment, le champ magnétique passe à travers l'entrefer interlaminaire pour s'instaurer dans la tôle mal orientée ;
- une fois l'entrefer intersegment dépassé, le champ magnétique repasse l'entrefer interlaminaire pour retourner dans la tôle correctement orientée.

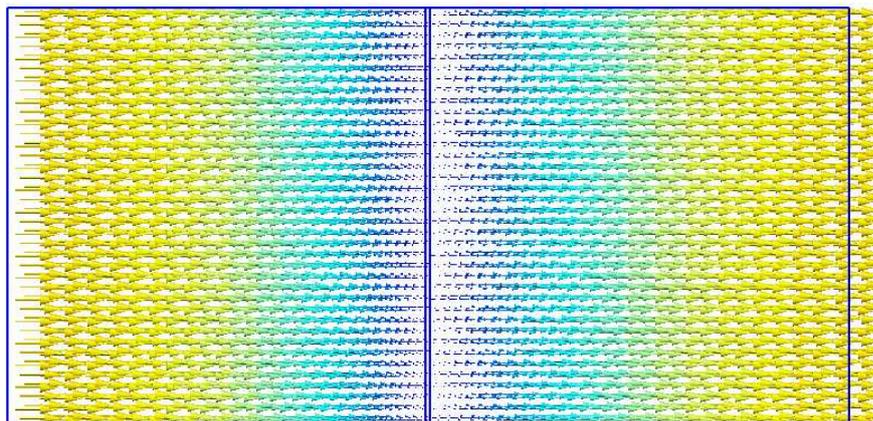
Ce phénomène est la source de pertes fer supplémentaires. En effet, la saturation locale de la DT amène une augmentation des pertes fer due à la mauvaise caractéristique des tôles GO. Le passage également du champ magnétique par l'entrefer interlaminaire, représenté à la figure 3.35, pourrait conduire à une génération de courants de Foucault dans le plan des tôles.



(a) Évolution de l'induction dans les tôles



(b) Tôle (T1) avec la direction de laminage selon l'axe y



(c) Tôle (T2) avec la direction de laminage selon l'axe x



FIGURE 3.34 – Modélisation de l'entrefer inter-segment

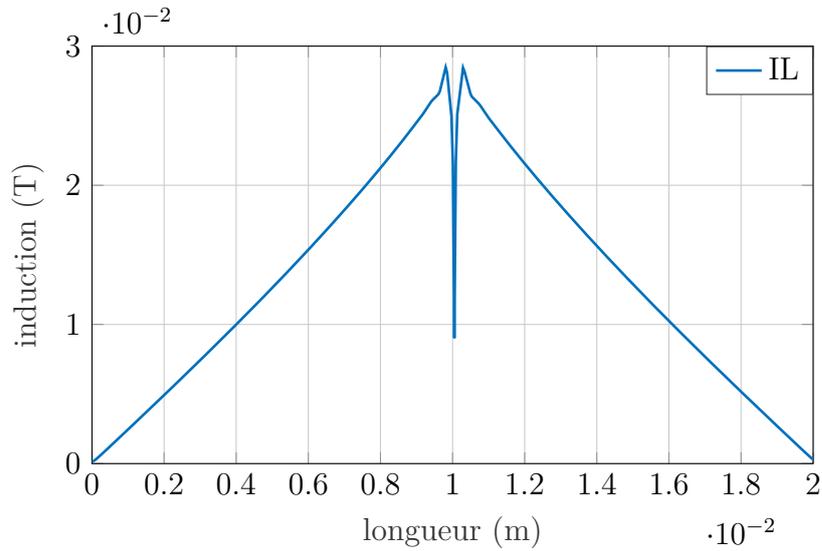


FIGURE 3.35 – Répartition induction entrefer inter-laminaire selon l’axe Z

3.5.1.5 Modélisation de la répartition de l’induction

À partir du modèle simple précédent et en supprimant l’entrefer intersegment, nous nous proposons d’observer la répartition de l’induction dans une structure où les DL sont décalées de 90° . Pour cela, nous allons travailler en imposant trois inductions moyennes, à savoir :

- 0.5 T pour avoir un niveau d’induction inférieur aux simulations réalisées sur les modèles complets ;
- 1 T pour avoir un niveau d’induction proche de celui de l’entrefer d’une machine électrique ;
- 1.5 T pour avoir un niveau d’induction permettant de saturer les deux tôles.

La figure 3.36 montre la répartition de l’induction pour une induction de 0.5 T. Dans ce cas, le flux s’instaure exclusivement dans la tôle possédant les bonnes caractéristiques. En effet, cette répartition s’explique par la présence d’un premier coude dans la caractéristique magnétique de la DT. Cela montre que la tôle ayant une mauvaise orientation de la DL ne recevra du flux qu’à partir du moment où la tôle bien orientée sera saturée. Ce phénomène est observable sur la figure 3.37, les deux demi-tôles mal orientées commencent à monter en induction. Pour 1.5 T, la DL est fortement saturée comme le montre la figure 3.38.

Plaçons-nous maintenant dans le cas où les tôles sont à 45° , nous retrouvons le même phénomène que pour la simulation de la partie 3.5.1.2. L’induction se répartit de manière similaire, comme le montre la figure 3.39, dans les deux tôles avec un changement lorsque le flux rencontre les limites du domaine. La distribution de l’induction dans l’entrefer inter-laminaire est présentée à la figure 3.40. Cette simulation permet de voir les limites de la structure à décalage simple. En effet, avec l’augmentation de la saturation il semblerait que cela amène une augmentation du courant magnétisant étant donné qu’il y a de plus en plus de flux qui traverse les entrefers interlaminaires.

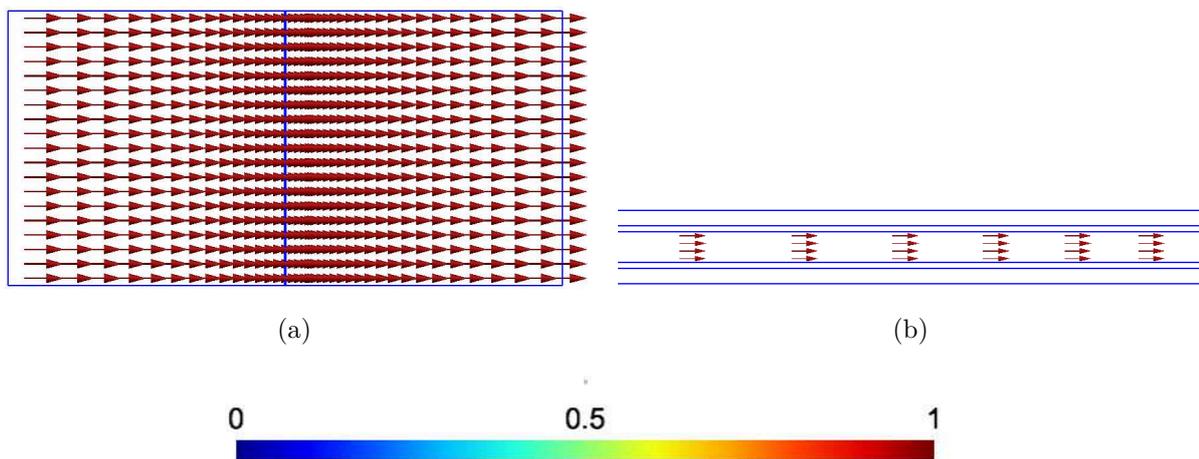


FIGURE 3.36 – Distribution de l'induction pour une induction de 0.5 T

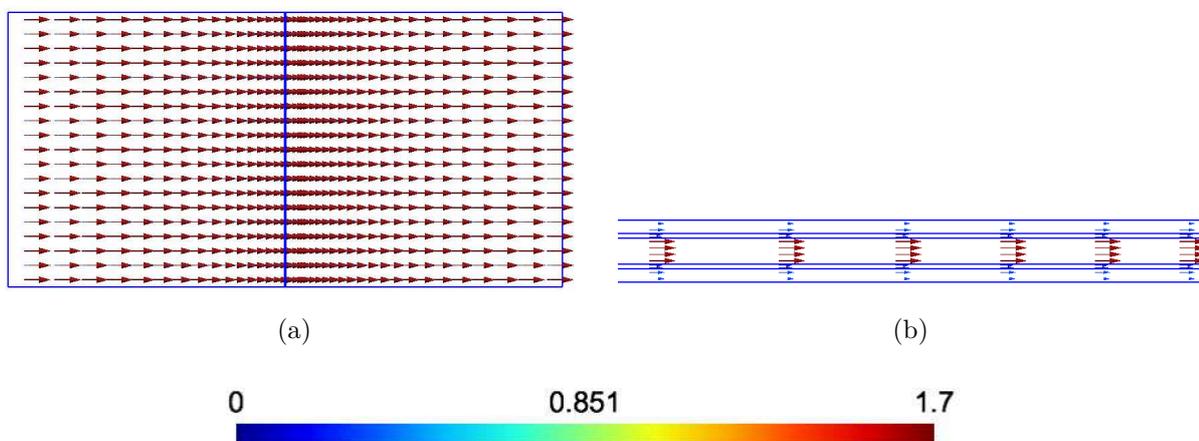


FIGURE 3.37 – Distribution de l'induction pour une induction de 1 T

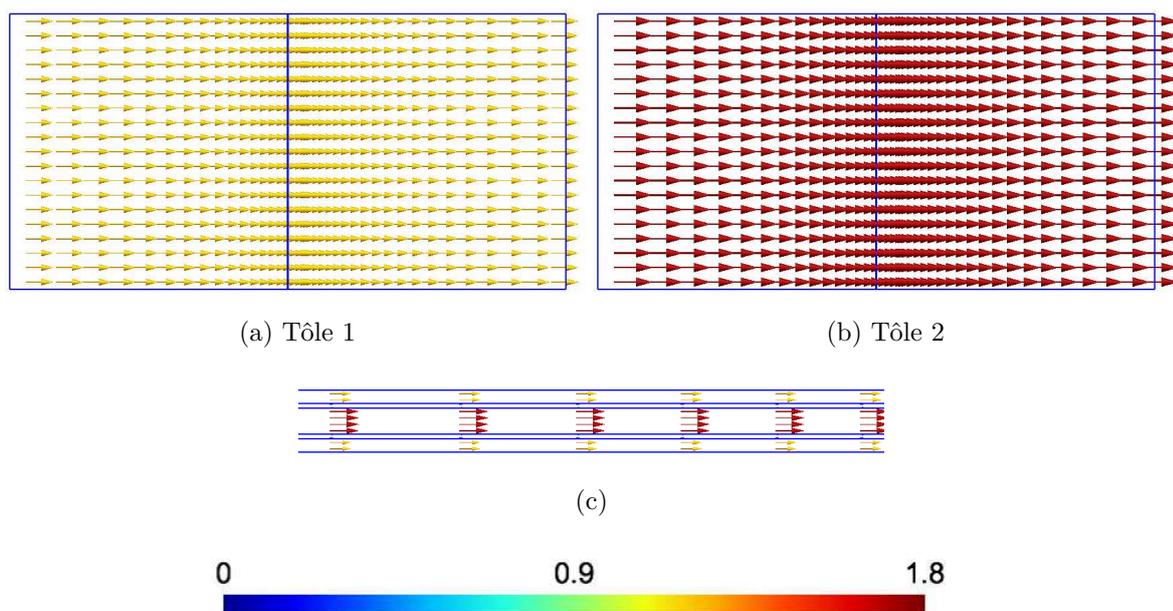


FIGURE 3.38 – Distribution de l'induction pour une induction de 1.5 T

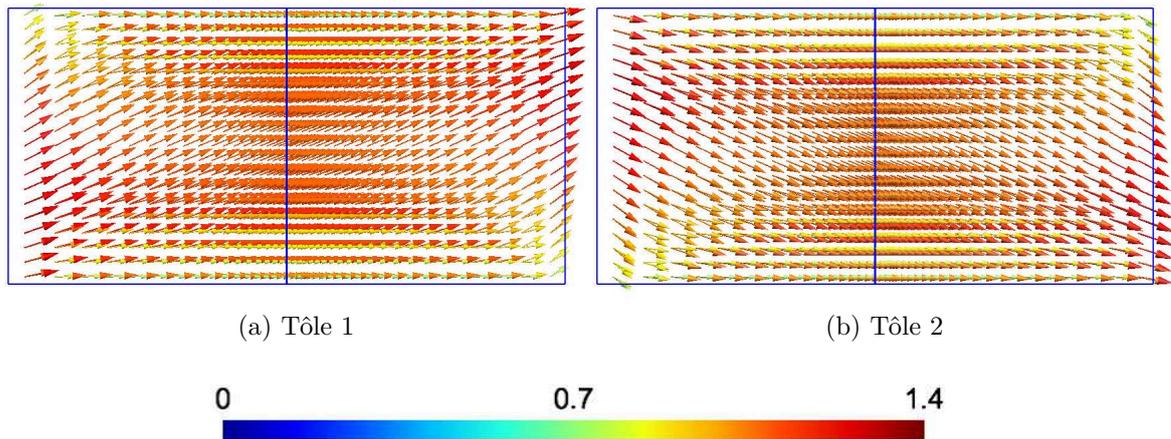


FIGURE 3.39 – Distribution de l'induction pour une induction de 0.5 T quand les tôles sont orientées à 45°

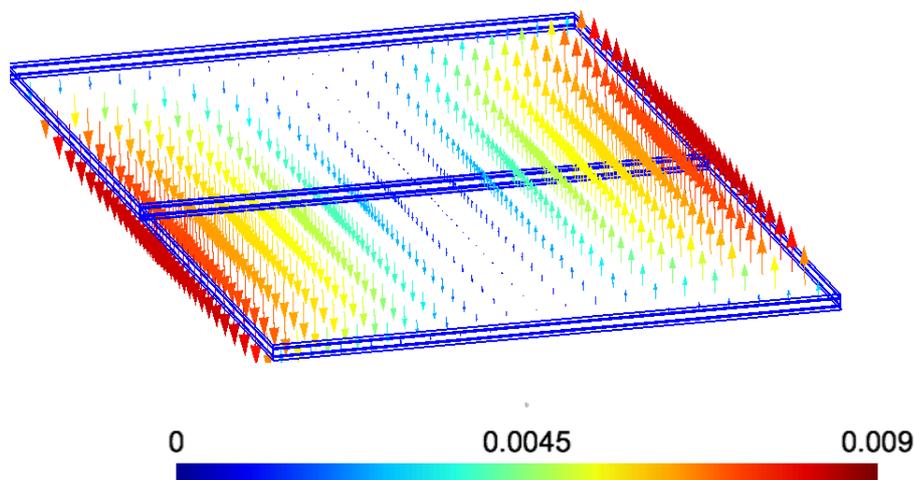


FIGURE 3.40 – Distribution de l'induction dans un entrefer interlaminaire pour une induction de 0.5 T quand les tôles sont orientées à 45°

3.5.1.6 Modèle anisotrope en L

Nous proposons d'étudier un modèle en L pour les mêmes niveaux d'induction afin de comprendre comment réagit le circuit magnétique qui peut s'assimiler à une dent avec une culasse. Pour cela, la composition du modèle est identique au modèle précédent. Les figures 3.41, 3.42 et 3.43 représentent respectivement la répartition de l'induction dans le circuit pour les trois niveaux d'induction. Pour une induction de 0.5 T, nous remarquons que seule une tôle sur deux travaille comme nous l'avons vu dans l'étude des modèles complets. Pour une induction de 1 T, nous remarquons que la DL commence à être vraiment saturée. Cette saturation fait apparaître une induction très faible dans la zone mal orientée. À partir de cette observation, l'induction dans la mauvaise tôle ne fait qu'augmenter. Ce phénomène a également été constaté dans la partie 3.5.1.5.

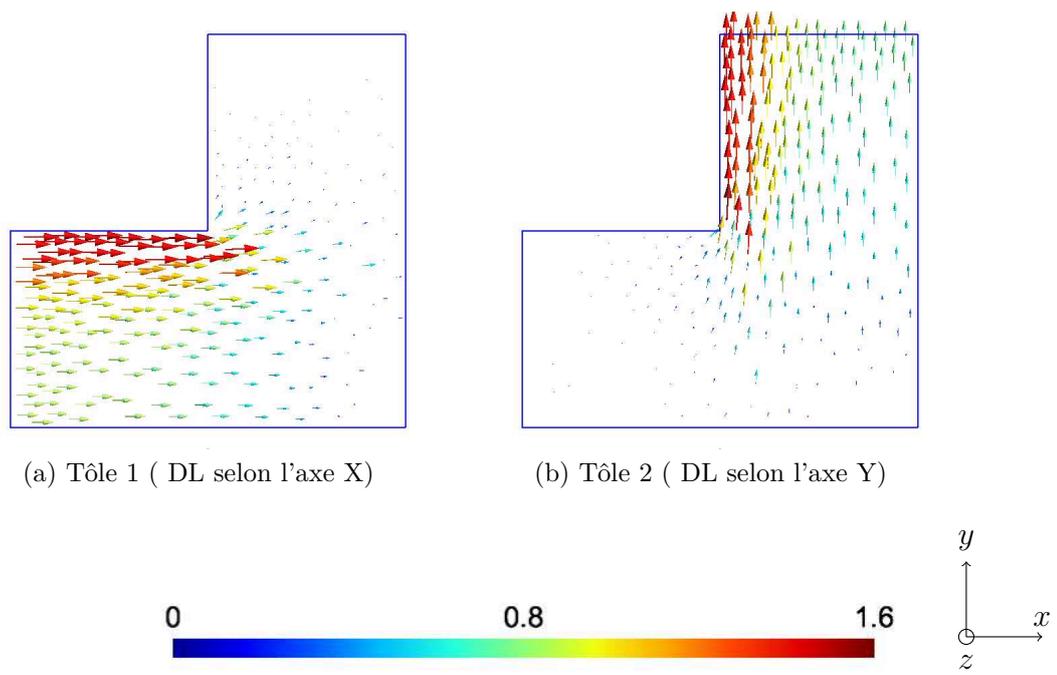


FIGURE 3.41 – Distribution de l'induction pour une induction de 0.5 T

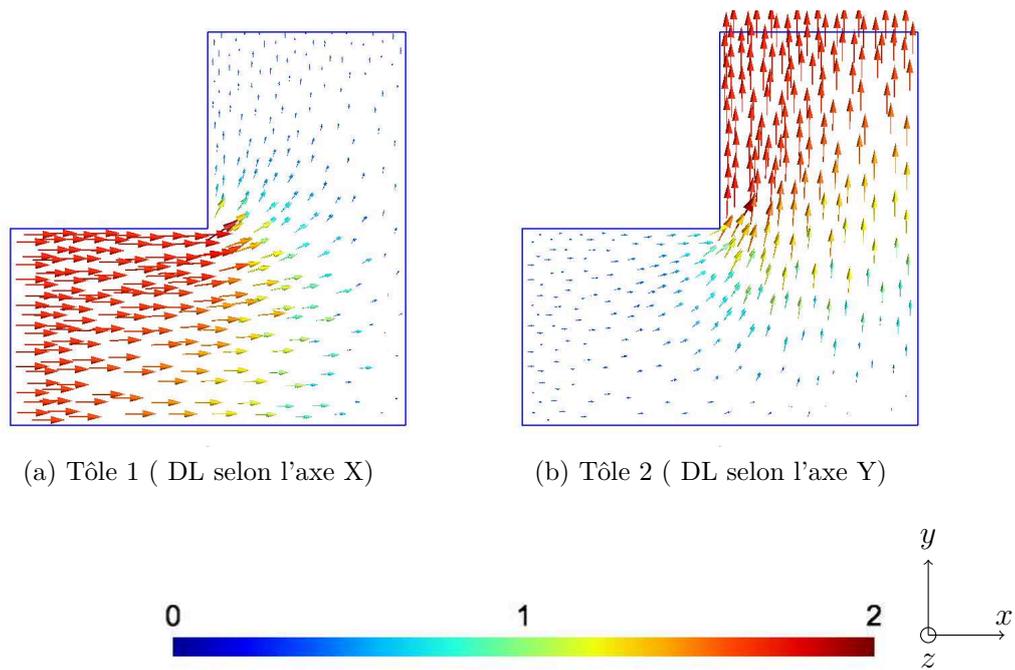


FIGURE 3.42 – Distribution de l'induction pour une induction de 1 T

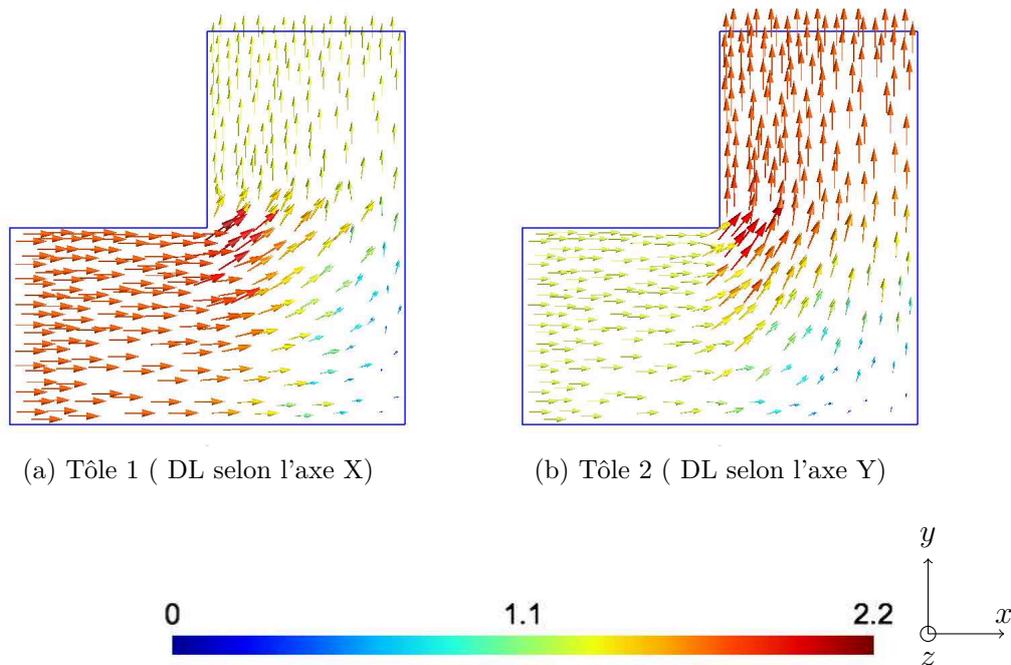


FIGURE 3.43 – Distribution de l'induction pour une induction de 1.5 T

3.5.2 Synthèse des simulations

Les différentes simulations nous ont permis d'observer la distribution de l'induction afin de comparer les deux structures de machines statiques. La principale différence apparaît au niveau de l'utilisation des tôles. La structure segmentée fait apparaître une meilleure utilisation des tôles grâce à la présence d'une tôle forcément bien orientée. Cependant, il faut une forte saturation pour utiliser la totalité du circuit magnétique. Contrairement à la structure simplement décalée, le flux s'instaure dans la DL quelle que soit la situation. Néanmoins, à cause de la présence des entrefers intersegments, le flux magnétique doit s'instaurer dans les tôles mal orientées. Dans le cas de la machine à tôles segmentées, grâce à la connaissance des niveaux d'inductions dans les dents et la culasse des modélisations 2D (section 3.4), nous pouvons dire que le flux magnétique utilise que la moitié du circuit magnétique. A contrario, la modélisation de la machine avec les tôles décalées montre que les tôles sont plus utilisées notamment quand aucune des tôles n'est bien orientée. Néanmoins, l'utilisation de la totalité des tôles au niveau des dents nécessite de nombreux passages de flux, dans les entrefers interlaminaires, ce qui pourrait provoquer l'augmentation du courant magnétisant par rapport à la structure à tôles segmentées.

3.6 Expérimentations sur les structures statiques segmentée et décalée

3.6.1 Description des maquettes

Dans les essais qui vont suivre, nous avons fabriqué des nouveaux prototypes de machines statiques. Contrairement aux maquettes précédentes, nous avons supprimé les ergots de maintien entre le rotor et le stator afin de pouvoir comparer les courants magnétisants et les pertes fer. La géométrie générale des machines est identique à la

NO35. Les figures 3.44a et 3.44b montrent les deux maquettes. Afin de comparer uniquement les circuits magnétiques statoriques composés de 100 tôles chacun, les circuits magnétiques rotoriques sont également constitués d'un empilement de 100 tôles de types HGO décalée à 90° . Afin de maintenir et de conserver une épaisseur d'entrefer constante, nous avons utilisé trois cales de matériau amagnétique.

Les entrefers des machines sont respectivement de 0.4 mm pour la machine à stator segmentée et 0.35 mm pour la machine à stator décalée. Cette différence d'entrefer est due à la précision de découpe.

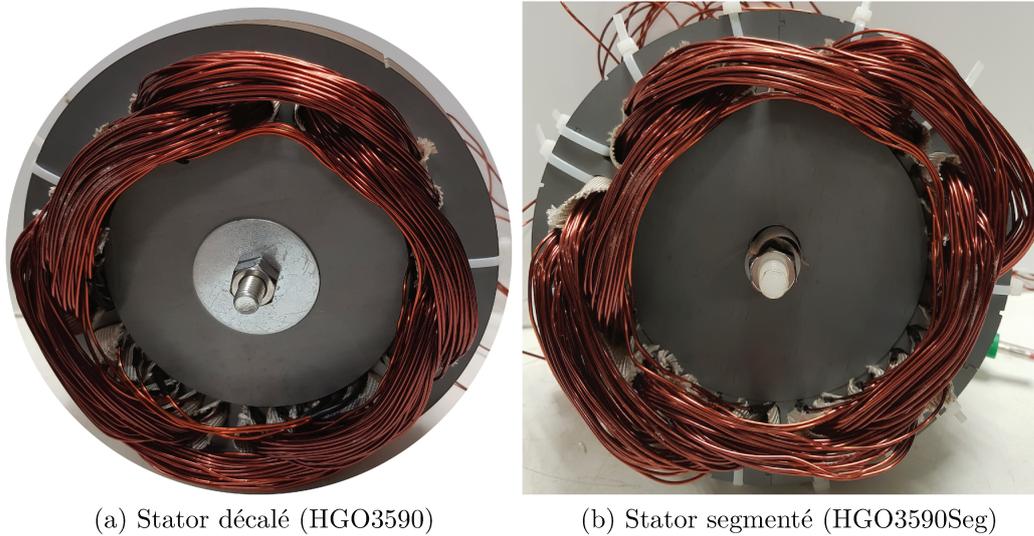


FIGURE 3.44 – Machine statique

3.6.2 Méthode de mesure

Contrairement aux manipulations précédentes, nous cherchons à mesurer toutes les puissances mises en jeu, à savoir :

- la puissance active absorbée et la puissance réactive absorbée (au primaire) ;
- les pertes fer et la puissance magnétisante (avec l'utilisation du bobinage secondaire).

Pour cela, nous utilisons deux wattmètres de précision ; un YOKOGAWA WT230 pour la mesure au primaire et un YOKOGAWA WT3000 pour la mesure au secondaire. Le premier sert à mesurer les courants primaires, les tensions primaires et les puissances actives et réactives absorbées. Le second sert à mesurer les courants primaires, les tensions secondaires, les pertes fer et la puissance magnétisante. L'alimentation en tension est réalisée également avec l'amplificateur de puissance triphasé de type PACIFIC. Cette procédure expérimentale, nous permet de déterminer les différents paramètres du schéma monophasé équivalent de la figure 3.4 en supposant que les grandeurs sont portées uniquement par le fondamental.

3.6.3 Résultats

3.6.3.1 Puissances et courant magnétisant

Afin d'apprécier le domaine de validité des prochains résultats, il est donc important de connaître la différence moyenne entre les résistances par phase statoriques des deux machines testées. Des mesures ont donc été réalisées en continu à 20° et la résistance

moyenne des trois phases de chaque machine est donnée au tableau 3.4. L'écart constaté est de l'ordre de 0.6%. Ce faible écart permet de valider le fait que le bobinage est quasiment identique pour les deux machines.

TABLE 3.4 – Résistance moyenne des machines statiques

Configurations	HGO3590	HGO35Seg
R_{dc} (Ω)	0.51	0.507

La figure 3.45 présente les pertes fer des deux structures en fonction de l'induction dans l'entrefer, déterminée selon l'équation 3.2. Sur cette figure, nous distinguons deux zones :

- pour une induction d'entrefer allant jusqu'à 0.8 T, les pertes fer des deux machines sont confondues ;
- pour les inductions supérieures les pertes fer, de la structure segmentée, augmentent alors qu'elles croissent plus lentement pour la machine à structure décalée.

Pour les inductions crêtes d'entrefer inférieures à 0.8 T, l'induction moyenne dans les dents ne dépasse pas 1.5 T selon l'équation 3.15. Concernant l'induction moyenne dans la culasse, celle-ci ne dépasse pas 1.4 T. Cela signifie que les dents et la culasse statorique travaillent dans la partie linéaire de la courbe $\hat{b}\hat{h}$ de la DL. Pour ces niveaux d'induction, le flux magnétique s'instaure uniquement dans la DL comme nous l'avons montré à l'aide des simulations, il est logique de retrouver des pertes fer équivalentes pour les deux structures.

Pour les inductions crêtes d'entrefer supérieures à 0.8 T ; le résultat peut apparaître étonnant. Cependant, dans le cas de la machine segmentée, nous avons montré à l'aide des simulations que le flux magnétique n'utilise qu'une tôle sur deux étant entendu qu'il faut un flux important pour utiliser les tôles mal orientées. Les directions de laminages dans les segments étant naturellement mieux orientées, l'induction dans ceux-ci est également plus élevée, car le flux magnétique est mieux canalisé. La meilleure répartition du flux magnétique dans la culasse, comme le montre la figure 3.33a, peut être une des causes de l'augmentation des pertes fer, car le volume de fer utilisé devient plus important par rapport à la structure décalée.

De plus, la présence des entrefers intersegments implique une forte saturation dans les tôles mal orientées et une augmentation des courants de Foucault dans le plan de la tôle. Ces observations expliquent que les pertes fer sont équivalentes pour les deux configurations en dessous de 0.8 T. Au-delà de 0.8 T, les tôles de la machine HGO3590Seg continuent de voir un flux unidirectionnel dans chaque segment. Contrairement à la machine où les tôles sont simplement décalées, le flux magnétique s'instaure dans l'ensemble des tôles et devient rotationnel comme nous l'avons observé sur le modèle élément fini en forme de L dans la partie 3.5.1.6 pour une induction moyenne de 1.5 T. Cela explique que les pertes fer continuent d'augmenter pour la machine HGO3590Seg et qu'elles stagnent pour la machine HGO3590. La diminution des pertes fer en champ rotationnel est présentée dans [115].

Intéressons-nous maintenant à l'impact de la structure à tôles segmentées sur le courant à vide. La figure 3.46 présente le courant à vide des deux structures en fonction de l'induction d'entrefer. Le courant à vide est clairement moins important pour la machine segmentée. Le gain constaté est de 16.8% pour une induction crête d'entrefer de 1 T et de 31.8% pour 0.8 T. Les tôles étant mieux orientées, dans le cas de la structure HGO3590Seg, le champ magnétique utilise « exclusivement » les meilleures directions

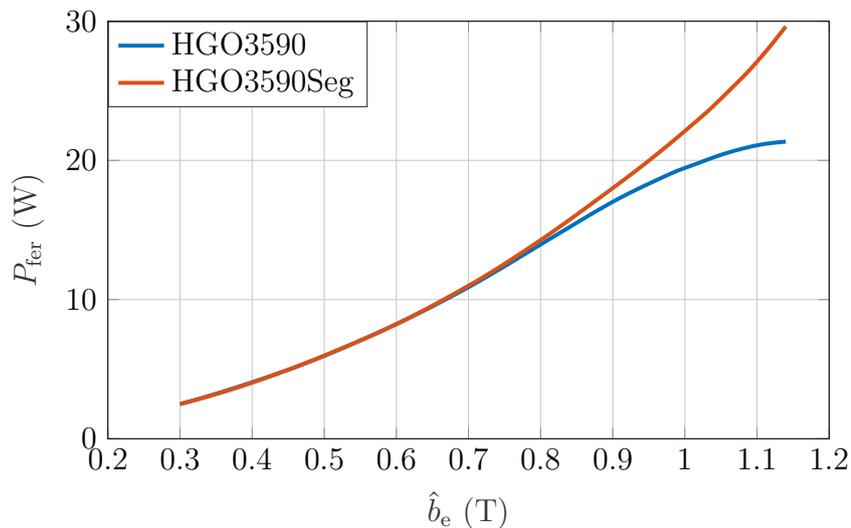


FIGURE 3.45 – Pertes fer en fonction de l'induction

contrairement à la structure HGO3590 où la plupart des dents sont mal orientées. Sur les résultats de la simulation par éléments finis où nous avons mis la direction de laminage à 45° par rapport au flux, nous avons observé des sauts de flux à travers les entrefers interlaminaires. Cela explique également une augmentation de la consommation d'ampère-tours pour la machine à tôles décalées. Cela implique donc une augmentation du courant magnétisant car la structure décalée implique de magnétiser de nombreux entrefer interlaminaire.

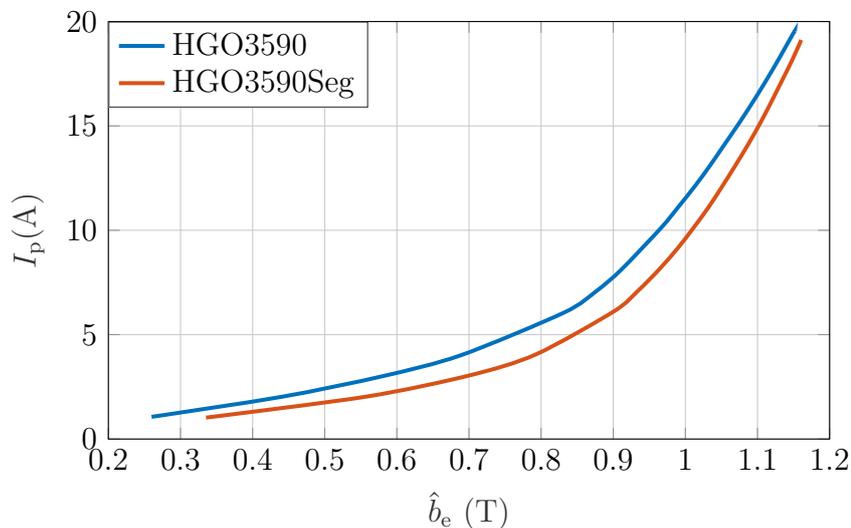


FIGURE 3.46 – Courant à vide en fonction de l'induction

La réduction importante du courant magnétisant de la machine segmentée conduit à une réduction de la puissance active absorbée. La figure 3.47 montre l'évolution de la puissance active absorbée en fonction de l'induction crête d'entrefier. Nous pouvons noter que le gain se fait par une réduction significative des pertes Joule qui compense l'augmentation modeste des pertes fer. Nous pouvons noter une différence de 48 % sur la puissance absorbée pour une induction de 1 T. La différence est seulement de 16 % pour une induction de 0.8 T. Ce résultat peut paraître surprenant, mais il convient de mettre en lien la différence de puissance absorbée avec le courant et les pertes fer. En effet, la différence de puissance absorbée est minime jusqu'à 0.8 T. Après ce niveau d'induction

crête d'entrefer, la saturation apparaît de manière plus prononcée sur la machine à tôles décalées. Ce qui occasionne une augmentation du flux passant les entrefers inter-laminaires et une augmentation de l'induction dans les zones moins bien orientées. Par conséquent, le courant magnétisant nécessaire pour magnétiser le circuit magnétique augmente.

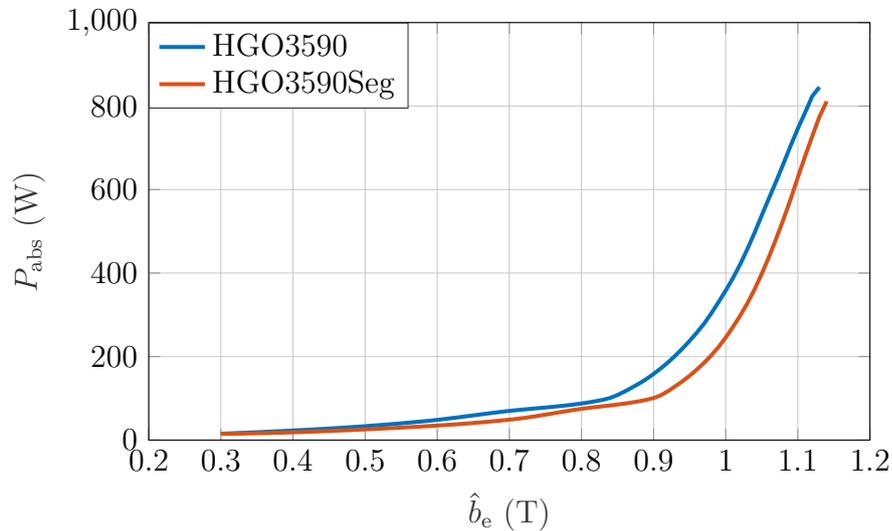


FIGURE 3.47 – Puissance absorbée en fonction de l'induction

3.6.3.2 Détermination des paramètres du schéma équivalent

À partir des mesures des différentes grandeurs physiques, nous pouvons estimer les paramètres du schéma équivalent 3.4. La figure 3.48 montre l'évolution de X_μ obtenu grâce à la relation 3.6. L'augmentation de celle-ci pour la machine à structure segmentée est due à une meilleure utilisation des dents, contrairement à la machine décalée où les dents sont moins bien orientées. Les nombreux passages du flux magnétique d'une tôle à l'autre rendent la machine à structure décalée plus réticente, car ce phénomène augmente la saturation locale notamment dans les dents et entraîne une légère augmentation de la puissance réactive. La différence en faveur de la machine statique segmentée est de 20% et de 32.9% pour une induction crête d'entrefer de 1 T et 0.8 T. Ce qui permet d'obtenir un gain non négligeable sur le courant magnétisant et qui permet une diminution significative des pertes Joule statorique. Les figures 3.49, 3.50 et, 3.51 représentent respectivement les évolutions de R_μ , R_p et X_p en fonction de l'induction crête d'entrefer. Ces paramètres sont déduits respectivement grâce aux relations 3.5, 3.9 et 3.10. La détermination des paramètres R_p et X_p est dépendante des erreurs de mesures cumulées des puissances mesurées par les deux wattmètres. Les faibles valeurs des puissances mesurées peuvent provoquer des erreurs importantes sur l'estimation de ces paramètres. Néanmoins, nous observons qu'à partir de 0.8 T les valeurs de R_p et X_p se stabilisent car les niveaux de puissances deviennent plus importantes. Nous notons des différences entre les valeurs des résistances mesurées à température ambiante en continu et celles déterminées par l'utilisation des deux wattmètres. Cette différence est due principalement à l'élévation de température pendant les essais.

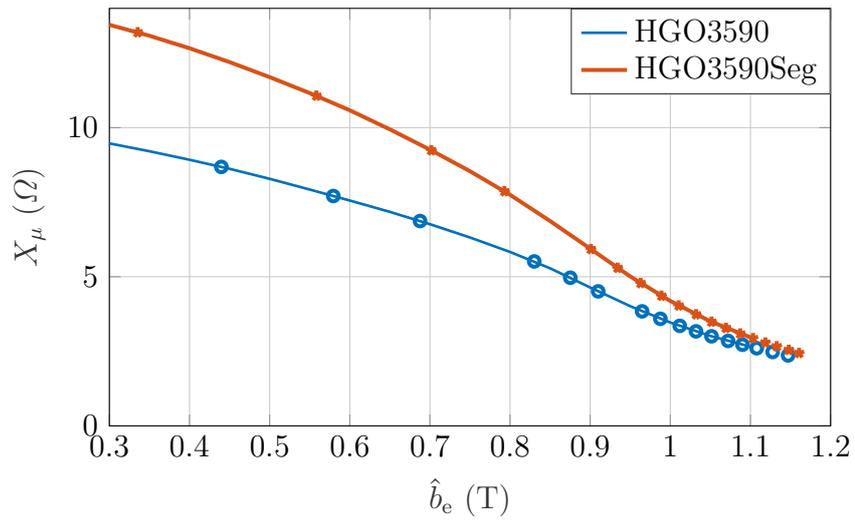


FIGURE 3.48 – Loi d'évolution $X_\mu(\hat{b}_e)$

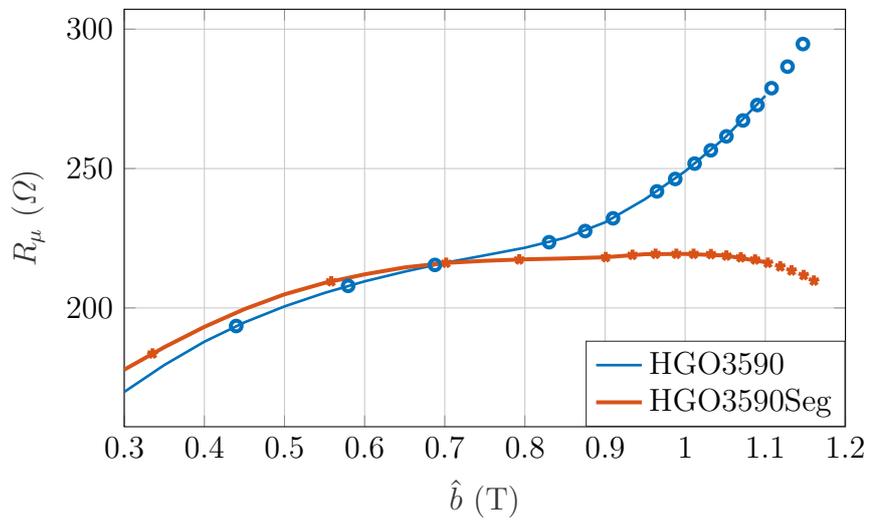


FIGURE 3.49 – Loi d'évolution de $R_\mu(\hat{b}_e)$

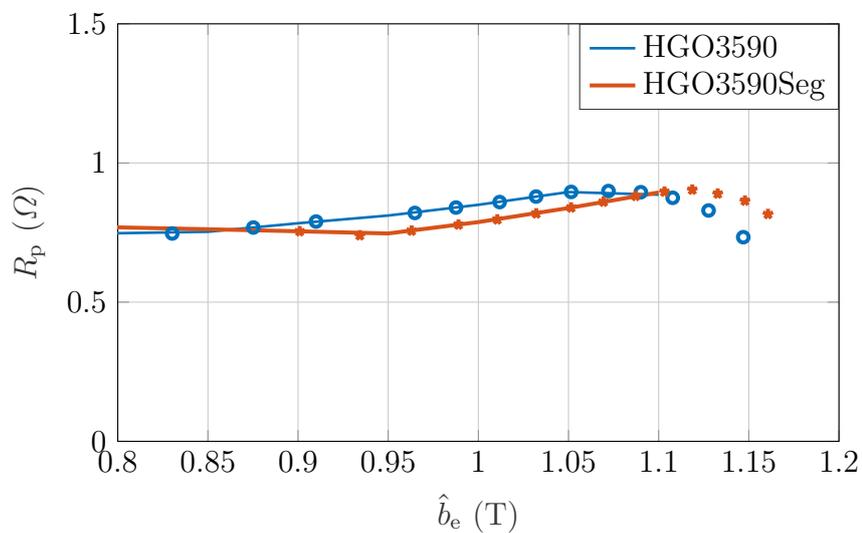


FIGURE 3.50 – Loi d'évolution de $R_p(\hat{b}_e)$

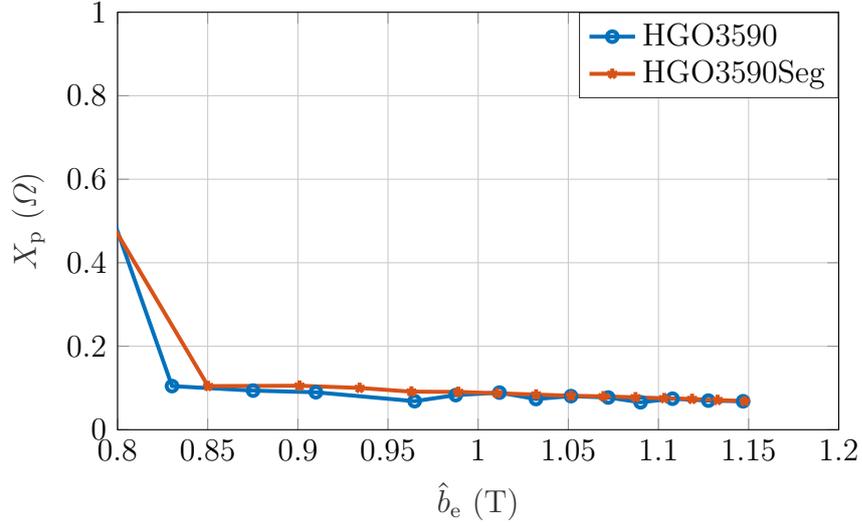


FIGURE 3.51 – Loi d'évolution de $X_p(\hat{b}_e)$

3.6.3.3 Correction de l'épaisseur d'entrefer

Afin d'estimer de manière précise la différence entre les deux configurations, nous avons noté une différence d'épaisseur d'entrefer lors du montage. L'écart constaté est de 12.5% , en prenant en compte la valeur d'entrefer corrigée, en défaveur de la machine statique segmentée. En effet, la machine segmentée présente un entrefer de 0.4mm au lieu de 0.35mm pour la machine simplement décalée. Afin de prendre en compte cet élément, nous pouvons dire qu'il impacte uniquement la partie réactive du courant de ligne. Comme nous avons déterminé la réactance magnétisante précédemment et en ne prenant pas en compte l'augmentation de l'inductance de fuite, nous pouvons utiliser, pour corriger la valeur du courant magnétisant, les formules suivantes :

$$\Im(I_p) = \frac{E_p}{jX_\mu} \quad (3.18)$$

$$\Im(I_{pcor}) = \frac{e_{HGO3590}}{e_{HGO3590Seg}} \Im(I_p) \quad (3.19)$$

Où $e_{HGO3590}$ et $e_{HGO3590Seg}$ correspondent respectivement à l'épaisseur d'entrefer de la machine décalée et de la machine segmentée. Avec les nouvelles valeurs de la partie imaginaire du courant et de la valeur initiale de la partie réelle du courant à vide, nous pouvons calculer la nouvelle valeur efficace du courant corrigé de la manière suivante :

$$I_{pcor} = \sqrt{\Re(I_p^2) + \Im(I_{pcor}^2)} \quad (3.20)$$

Et enfin, nous pouvons déterminer la nouvelle valeur de la réactance magnétisante en suivant les équations suivantes :

$$S_{pcor} = 3I_{pcor}E_p \quad (3.21)$$

$$Q_{\mu cor} = \sqrt{S_{pcor}^2 - P_{fer}^2} \quad (3.22)$$

$$X_{\mu cor} = \frac{3E_p^2}{Q_{\mu cor}} \quad (3.23)$$

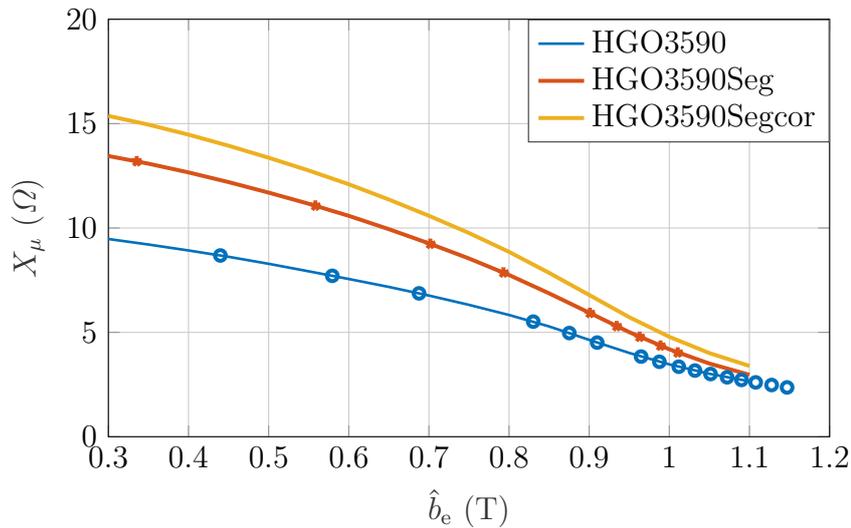


FIGURE 3.52 – Loi d'évolution de la réactance magnétisante corrigé

La figure 3.52 montre les valeurs de X_μ mesurées des deux configurations et les valeurs corrigées de la HGO3590Seg.

Cette méthode de correction a été validée avec le modèle éléments finis 2D avec le couplage circuit présenté à la section 3.4 en remplaçant les ergots par de l'air et en modifiant l'épaisseur d'entrefer. Cette simulation nous a permis de valider que l'écart moyen est de 12.58 % sur le courant pour une induction comprise entre 0.3T et 1T comme le montre la figure 3.53. Au-dessus, la différence se réduit à cause de la forte saturation dans les dents. L'augmentation de la réactance magnétisante pour des machines ayant la même épaisseur d'entrefer serait alors de 51 % pour 0.8 T et de 37 % pour 1 T.

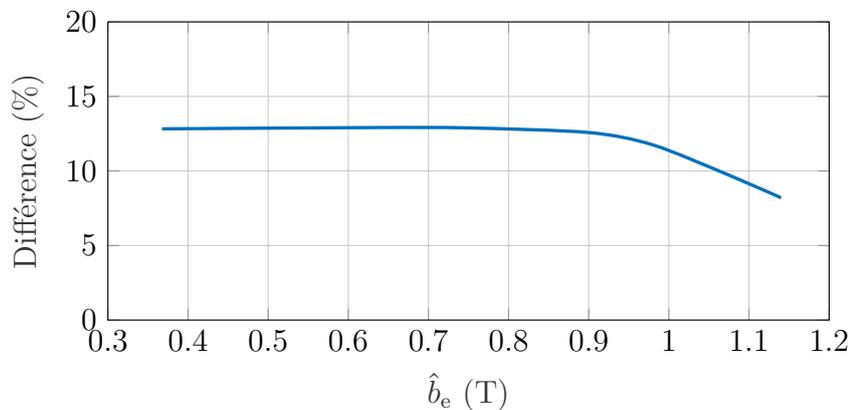


FIGURE 3.53 – Différence de courant magnétisant en fonction de l'induction crête d'entrefer

3.6.3.4 Synthèse

L'aspect expérimental a montré une nette amélioration en termes de performances de l'utilisation des tôles à grains orientées dans un champ tournant grâce à notre structure segmentée. Le gain est réalisé grâce à la diminution du courant magnétisant, induit par l'augmentation de l'inductance magnétisante, qui permet une diminution des pertes Joule statorique. Le gain obtenu expérimentalement sur le courant magnétisant, malgré la différence d'épaisseur de l'entrefer, est de l'ordre 16.8 % pour une induction de 1 T.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, notre premier but consistait à étudier les performances d'une structure de circuit magnétique à base de tôles à grains orientés dans un champ tournant. Pour cela, nous avons utilisé les machines statiques existantes au sein du laboratoire permettant de ce fait de comparer les performances des structures à base de GO par rapport à un acier magnétique à grains non orientés de même épaisseur malgré un nombre d'ergots différents. Pour valider ces résultats, nous avons utilisé une modélisation par éléments finis 2D en ne prenant pas en compte l'anisotropie. Le deuxième but consistait à améliorer la technique d'assemblage des circuits magnétiques à base de tôles à grains orientés. Pour cela, nous avons utilisé la technique de segmentation avec la technique de décalage des tôles afin de limiter les découpes et la complexité de montage du circuit magnétique. Afin de comprendre les différences, en termes de trajet de flux magnétique, nous avons proposé d'utiliser un modèle éléments finis 3D avec une prise en compte de l'anisotropie et la non-linéarité pour observer les trajets du flux. Cependant, cette modélisation a vite montré ces limites à cause de nombreux problèmes de convergences et de temps de calcul. Pour étudier le comportement particulier de ces structures nous avons utilisé des modèles simplifiés qui nous ont permis d'expliquer les différences en termes courants magnétisants et de pertes fer des différentes structures. La dernière partie de ce chapitre a consisté à étudier notre nouvelle structure afin d'apprécier le gain en termes de pertes fer et de courant magnétisant. La structure dite « segmentée », a montré des performances identiques en termes de pertes fer pour une induction d'entrefer crête inférieure à 0.8 T. D'un autre côté, nous avons obtenu une réduction très importante du courant magnétisant grâce à l'augmentation significative de la réactance magnétisante. Cela permet une réduction significative des pertes fer et des pertes Joule statorique par rapport à un circuit magnétique classique composé des tôles NO. Cette technique appliquée à une machine asynchrone réelle devrait permettre un gain en termes de pertes fer et de pertes Joule au stator par rapport à une machine composée d'un circuit magnétique classique à base de NO.

Chapitre 4

Validation avec des machines asynchrones

Dans le chapitre 2, nous avons pu mettre en lumière l'impact de la température sur les différents types de tôles NO. Nous avons également réalisé un recuit rapide sur des tôles à grains orientés afin d'observer le comportement du matériau en fonction de la température. Les résultats ont montré que ce type de recuit n'affectait pas les propriétés magnétiques des tôles GO. Cela nous a permis de valider la faisabilité d'utiliser des tôles GO pour la fabrication de rotors à cage d'écureuil injecté en cuivre.

Dans le chapitre 3, nous avons comparé en champ tournant plusieurs nuances d'aciers magnétiques. Les résultats montrent que l'utilisation des tôles GO permet de réduire les pertes fer et le courant magnétisant si l'on compare un circuit à tôle GO décalé à 90° par rapport à une structure classique à base de tôle NO50 et NO35.

Cependant, nous avons vu qu'une machine asynchrone présente plusieurs types de pertes (section 1.1.2). A priori, il est difficile d'estimer, avec précision, l'apport d'un circuit magnétique rotorique à base de tôles GO sur le rendement d'une machine asynchrone. De plus, ce circuit subit un traitement thermique induit par le processus de fabrication de la cage d'écureuil en cuivre.

Le moyen le plus efficace pour connaître l'influence du GO au rotor était alors d'en fabriquer un et de comparer ses performances par rapport à celui fabriqué en série. Pour cela, nous avons réalisé, au sein de l'entreprise, un prototype suivant le même processus de fabrication. Une campagne d'essais a donc été réalisée en remplaçant uniquement le rotor dans la machine d'origine afin d'apprécier uniquement l'impact du circuit magnétique rotorique sur le rendement. Afin d'améliorer le rendement globale de la machine, nous avons également réalisé une machine asynchrone en modifiant également le circuit magnétique statorique en appliquant la technique de décalage des tôles. Les rendements des différentes configurations ont été déterminés en charge en suivant la norme IEC 60034-2. Afin de valider et de quantifier les pertes apparaissant au rotor, l'utilisation d'une machine asynchrone à rotor bobiné a été nécessaire afin d'éliminer certaines pertes apparaissant uniquement sur les rotors à cages d'écureuils injectés.

4.1 Présentation des machines étudiées

Nous avons fait réaliser différents types de machines, la machine dite de référence possède les caractéristiques données dans le tableau 4.1. Notre étude est délicate, car elle nécessite :

- d’avoir deux machines ;
- de faire découper des tôles géométriquement identiques au rotor et au stator d’origine ;
- de démonter le bobinage d’origine afin d’en refaire un identique en modifiant le circuit magnétique suivant nos recommandations ;
- de réaliser un arbre identique ;
- d’avoir des roulements de qualités identiques.

Pour réaliser cela, nous nous sommes basés sur les résultats obtenus dans la première partie du chapitre 3. Nous avons donc utilisé les combinaisons de machines asynchrones suivantes :

- une machine avec le stator d’origine utilisant le rotor d’origine avec une double cage injectée en cuivre, notée MNO ;
- une machine utilisant le stator d’origine et le rotor à tôles HGO décalées à 90° avec une double cage injectée en cuivre, notée SNORGO35 ;
- une machine avec le stator à base de tôle HGO utilisant le rotor d’origine, notée SGORNO50 ;
- une machine utilisant le stator et le rotor à tôles HGO décalées à 90°, notée SGORGO35.

TABLE 4.1 – Données des plaques signalétiques

Machine asynchrone d’origine	
Puissance utile (kW)	11
Tension (V)	380-420/660-720
Courant (A)	22/12,9
Facteur de puissance	0,81
Vitesse tr/min	1475

Pour la machine d’origine, la nuance de tôle est du M400-50 de type « fully processed ». Cela signifie que l’acier utilisé, pour fabriquer le rotor d’origine avec une double cage d’écureuil injectée en cuivre, est vraisemblablement détérioré. Pour les tôles GO, nous avons utilisé des tôles dites à haute perméabilité de type M125-35P identiques à celles utilisées dans les chapitres 2 et 3. Il est important de noter que la machine d’origine à des tôles découpées par poinçonnage. Ce qui implique une différence avec notre stator et rotor prototype en tôle HGO en termes de processus de fabrication. La découpe de nos circuits magnétiques prototypes a été réalisée par un découpage laser. Ce type de découpe provoque une dégradation des performances des tôles CGO et HGO [116,117].

Les données correspondantes aux machines sont présentées au tableau 4.2. Les données géométriques concernant les tôles statoriques et rotoriques sont présentées à l’annexe 4.7. Nous avons observé un écart de poids entre le stator en NO et le stator en HGO. Cette différence est imputable à un manque de compression des tôles HGO, ce qui amène un manque d’acier pour la même longueur active. Cela amène une différence d’induction dans les tôles et donc une différence en termes de pertes fer. En supposant que la différence de poids est uniquement due à une différence de compression des tôles, nous pouvons estimer le nombre de tôles manquant dans le stator en HGO, noté SGO. La masse volumique des tôles HGO est de $7650 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$ et de $7700 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$ pour les

tôles NO. A volume d'acier identique la différence de poids théorique des paquets de tôles devrait être de 162 g. A partir de la différence de poids théorique, l'écart constaté entre les deux stators est de 1.158 kg. Une tôle statorique pèse en moyenne 41 g cela nous amène à une différence de 28 tôles ce qui représente un écart de 4.6 % entre le stator SNO et SGO.

TABLE 4.2 – Données des deux configurations

Configurations	MNO	SGORGO35
Nombre encoche stator et rotor	36/28	36/28
Longueur active(m)	0.21	0.21
Diamètre interne moyen stator (mm)	134.07	133.968
Diamètre externe moyen rotor (mm)	133.353	133.317
Inclinaison barre rotorique (°)	12.85	12.85
Stator	SNO	SGO
Poids stator avec la culasse (kg)	50.1	48.78

Pour le circuit magnétique rotorique, celui-ci a été effectué dans les conditions de fabrication série. Les circuits magnétiques sont pesés pour assurer l'étanchéité de l'ensemble lors du processus d'injection du cuivre. Les deux rotors pèsent approximativement 14.3 kg pour le NO et 14.2 kg pour le GO. L'écart de poids étant minime, nous pouvons considérer, d'un point de vue dimensions magnétiques, que les rotors sont identiques.

4.2 Comparaison à vide des machines

4.2.1 Dispositif d'alimentation des machines et de mesure des grandeurs électriques

Le banc d'essai utilisé est celui présent dans le laboratoire de l'entreprise. Les machines, couplées en triangle, sont alimentées par un autotransformateur afin d'avoir un système de tension triphasée variable. La mesure est effectuée avec un wattmètre de précision de type NORMA D5000 possèdent une précision de $\pm 1.57\%$, $\pm 0.94\%$, $\pm 0.74\%$ et $\pm 0.65\%$ sur la puissance active pour une charge présentant un $\cos \varphi$ de 0.03, 0.1, 0.3 et 1. L'autotransformateur et le wattmètre sont contrôlés par un programme Labview dans lequel nous avons développé un mode de mesure automatique qui permet de suivre précisément les recommandations de la norme IEC 60034-2-1 et un mode manuel qui permet d'acquérir plus de points de mesure.

Deux bobines exploratrices constituées d'une spire sur une distance polaire opposée ont été placées dans les isthmes deux stators afin de mesurer et de comparer, entre les rotors, l'induction de travail. L'acquisition des signaux est nécessaire afin d'effectuer une FFT pour prendre en compte uniquement le fondamental de la force électromotrice. La figure 4.1 permet d'observer les effets de dentures et les effets de la saturation. Avec ces mesures, nous sommes capable de déterminer l'induction crête d'entrefer, il suffit d'intégrer sur un pas polaire l'expression $b_e = \hat{b}_e \cos(\omega t - p\theta_s)$:

$$\phi^e = N_{\text{ex}} R_{\text{ale}} l_a \hat{b}_e \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \cos(\omega t - p\theta_s) d\theta_s \quad (4.1)$$

où N_{ex} correspond au nombre de spire de la bobine exploratrice, R_{ale} correspond au rayon d'alésage et l_a correspond à la longueur active de la machine. L'induction crête d'entrefer s'identifie alors à :

$$\hat{b}_{e(1)} = \frac{pE_1^s\sqrt{2}}{2R_{ale}l_a\omega} \quad (4.2)$$

où E_1^s correspond au fondamental de la force électromotrice mesurée et ω correspond à la pulsation électrique. La mesure de ces deux forces électromotrices permet d'observer les excentricités et les éventuelles écarts entre les deux rotors.

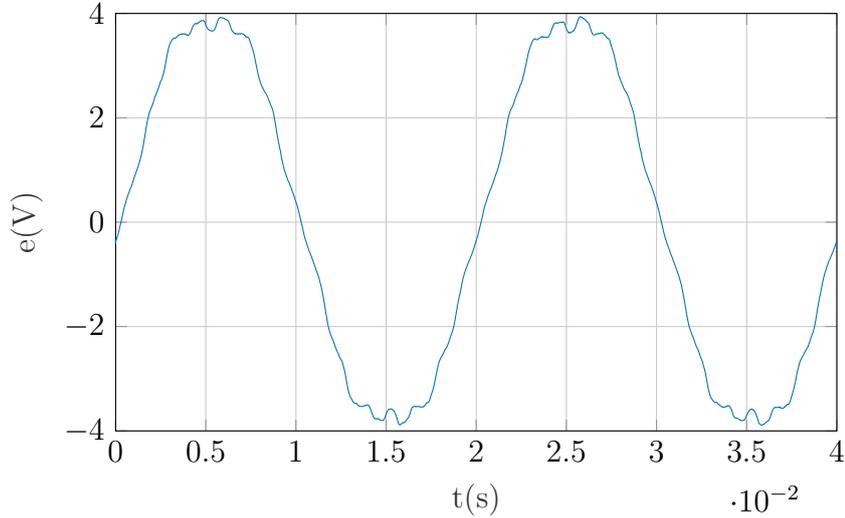


FIGURE 4.1 – Évolution temporelle de la fem pour la machine d'origine (MNO)

4.2.2 Résultats des essais à vide avec le stator d'origine

4.2.2.1 Induction de travail

Dans cette partie, il est important d'évaluer les inductions de travail sur les deux rotors afin de valider l'influence du circuit magnétique à induction équivalente. La figure 4.2 montre l'évolution de l'induction crête d'entrefer fondamentale en fonction de la tension simple pour les configurations MNO et SNORGO35. Ces évolutions montrent que l'induction de travail est quasiment identique malgré l'utilisation de rotors différents.

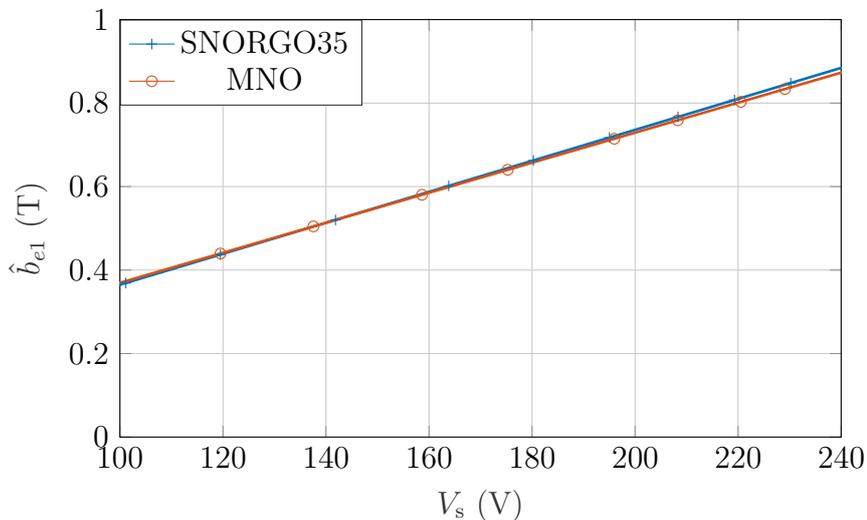


FIGURE 4.2 – Évolution $\hat{b}_{e1}(V_s)$ avec le stator d'origine

Les inductions crêtes d'entrefer mesurées par les bobines exploratrices sont données au tableau 4.3. Les valeurs minimales de l'épaisseur d'entrefer tiennent compte des différences de géométrie induite par la découpe (tableau 4.4).

TABLE 4.3 – Induction crête d'entrefer

Configurations	U (V)	\hat{b}_e^1 (T)	\hat{b}_e^2 (T)
MNO	400	0.8468	0.8379
MNO	380	0.8117	0.803
SNORGO35	400	0.8529	0.8449
SNORGO35	380	0.8111	0.803

TABLE 4.4 – Épaisseur moyenne d'entrefer mesurée pour les configurations utilisant le stator d'origine (SNO)

Configurations	SNO
RGO35	0.3765 mm
RNO50	0.3585 mm

Afin de valider les résultats obtenus expérimentalement, nous avons utilisé le calcul théorique pour déterminer l'induction dans l'entrefer. Dans la suite, nous négligerons la chute de tension dans la résistance et l'inductance de fuite statorique et nous supposons que tous les A · tr se retrouvent aux bornes de l'entrefer. Cela implique que la tension d'alimentation s'identifie à la fem interne. L'équation définissant la fem efficace par phase s'écrit :

$$E_\mu = \frac{U}{\sqrt{3}} = k^a \langle \phi_e \rangle f N \gamma \quad (4.3)$$

Le flux moyen d'entrefer sous un pôle s'écrit alors :

$$\langle \phi_e \rangle = \frac{U}{\sqrt{3} k^a \langle \phi_e \rangle f N \gamma} \quad (4.4)$$

avec $U = 380$ V, $N = 29 * 3 * 2$ correspond au nombre de conducteurs actifs par phase, $f = 50$ Hz la fréquence d'alimentation et γ le coefficient d'Hopkinson dont la valeur est fixée à 1.03. Le coefficient de Kapp est défini par :

$$k^a = \frac{k^a \pi}{\sqrt{2}} = 2.1326 \quad (4.5)$$

avec le coefficient de bobinage $k^a = 0.96$. L'induction crête d'entrefer s'écrit :

$$\hat{b}_e = \frac{\langle \phi_e \rangle \pi}{2S_p} = 0.8199 \text{ T} \quad (4.6)$$

où S_p correspond à la surface polaire. Le calcul présenté confirme les mesures des bobines exploratrices.

Pour une tension de 380 V, l'induction dans les dents statoriques est d'environ 1.3 T, ce qui signifie que celles-ci sont dimensionnées pour travailler dans le coude de saturation du matériau du type M400-50. L'induction dans les dents rotoriques est d'environ 1.5 T, celles-ci sont donc saturées.

4.2.2.2 Détermination des différentes pertes à vide

Résistances des enroulements statoriques

Nous pouvons maintenant comparer le fonctionnement à vide de ces deux configurations. La mesure de la résistance statorique est effectuée, entre deux phases, selon la méthode volt-ampèremétrique à température ambiante avec la méthode des quatre pointes afin de ne pas être perturbée par la chute de tension sur les câbles d'alimentation. La norme précise qu'il faut corriger la valeur de la résistance en fonction de la température selon la formule suivante :

$$R_s = \frac{235 + T}{235 + T_{amb}} R_{s0} \quad (4.7)$$

où R_{s0} correspond à la valeur de la résistance à température ambiante du schéma monophasé équivalent, T est la température mesurée dans une encoche au cours de l'essai et T_{amb} est la température ambiante mesurée. La valeur de la résistance moyenne sur les trois phases est de 0.326Ω pour une température de 20°C .

Détermination des pertes mécaniques

Dans le cadre de ce type d'essai, nous avons utilisé deux rotors différents qui peuvent donc présenter des pertes mécaniques différentes à cause du montage-démontage du moteur. Les roulements utilisés sur les deux rotors sont identiques. Pour la détermination de ces pertes, ils peuvent être obtenus par l'extrapolation linéaire des pertes en fonction de la tension au carré. Ces dernières sont calculées en soustrayant les pertes Joule des enroulements statoriques à vide. Le tableau 4.5 donne les valeurs des pertes mécaniques pour les deux rotors. L'écart constaté est de 10.7 W , ce qui, dans notre cas, est satisfaisant étant donné le type d'essai réalisé. La figure 4.3 présente les extrapolations linéaires des deux configurations.

TABLE 4.5 – Pertes mécaniques

Configurations	P_{mec} (W)
MNO	157.9
SNORGO35	147.2

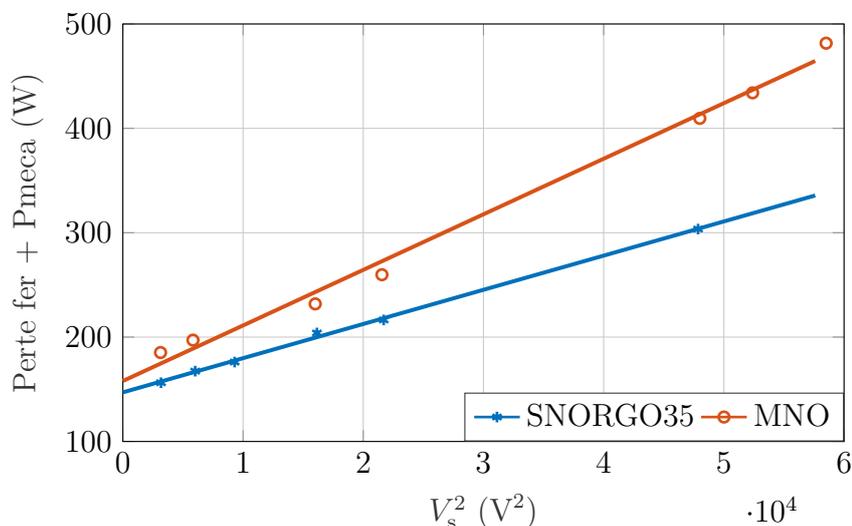


FIGURE 4.3 – Extrapolation linéaire pour les configurations MNO et SNORGO35

Puissance absorbée, pertes fer, pertes supplémentaires à vide et courant magnétisant

Avec la mesure à vide, il est impossible de séparer les pertes fer statorique, rotorique et les pertes supplémentaires à vide. Pour cela nous considérons les pertes fer statorique, rotorique et les pertes supplémentaires à vide comme une seule et même quantité. Nous considérons également que les deux configurations tournent à la vitesse de synchronisme. La figure 4.4 présente l'évolution des pertes fer en fonction de la tension d'alimentation. Nous constatons que l'utilisation des tôles GO décalées à 90° au rotor amène une grosse réduction de ces pertes. Ce résultat est grandement dû aux caractéristiques magnétiques de la DL et à une meilleure résistance de la tôle GO et de son isolant au choc thermique subi lors de l'injection du cuivre comme nous l'avons démontré au chapitre 2. De plus, la mesure sur les deux bobines exploratrices a permis mettre en avant que l'induction dans l'entrefer est similaire dans les deux essais pour des tensions d'alimentations données. La figure 4.5 montre l'évolution de la puissance à vide. La différence apportée par le rotor à tôle GO montre un gain en termes de consommation totale moins important que sur les pertes fer. Cela s'explique par l'augmentation du courant à vide comme le montre la figure 4.6. Cette augmentation est due à la légère différence d'épaisseur de l'entrefer de l'ordre de 5%. En calculant la partie réel du courant pour une tension de 220V, nous obtenons 0.38 A pour la configuration MNO et 0.267 A pour la configuration SNORGO35. Le gain obtenu à 220V, en termes de pertes fer, ne permet pas une grosse diminution du courant de ligne à vide car la partie réelle du courant à vide ne représente que 2.67% pour la SNORGO35 et 4.08% pour la MNO. En estimant les réactances magnétisantes, de manière analogue à la partie 3.3.1, nous obtenons, pour une tension de 220V, les valeurs suivantes :

Configurations	X_μ^{th} (Ω)	X_μ^{mes} (Ω)
SGORNO50	22.33	22.052
MNO	23.11	23.675

La différence est d'environ 3.4% par le calcul analytique et est de 6.8% par la méthode expérimentale. Cette différence d'entrefer ne nous permet pas d'observer la différence que nous avons observée sur les machines statiques sur la consommation des $A \cdot \text{tr}$ dans les tôles (chapitre 3).

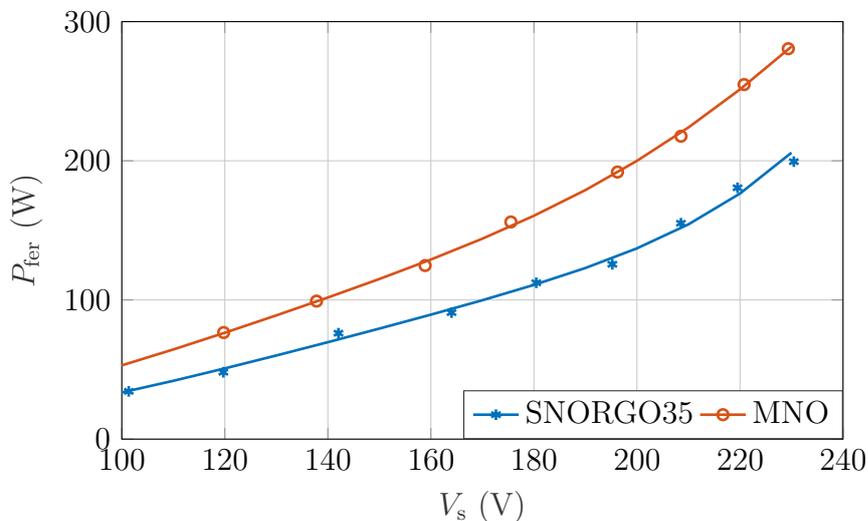


FIGURE 4.4 – Évolution des pertes pour les configurations MNO et SNORGO35

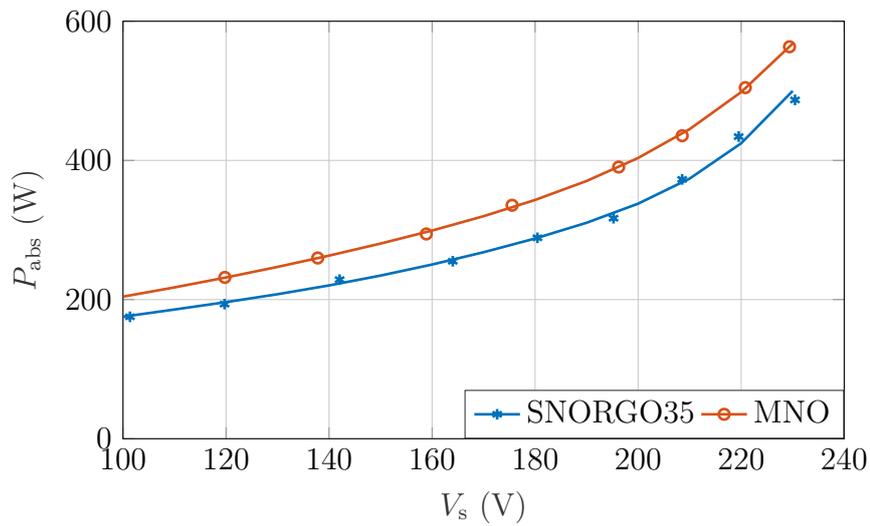


FIGURE 4.5 – Évolution des pertes totales pour les configurations MNO et SNORGO35

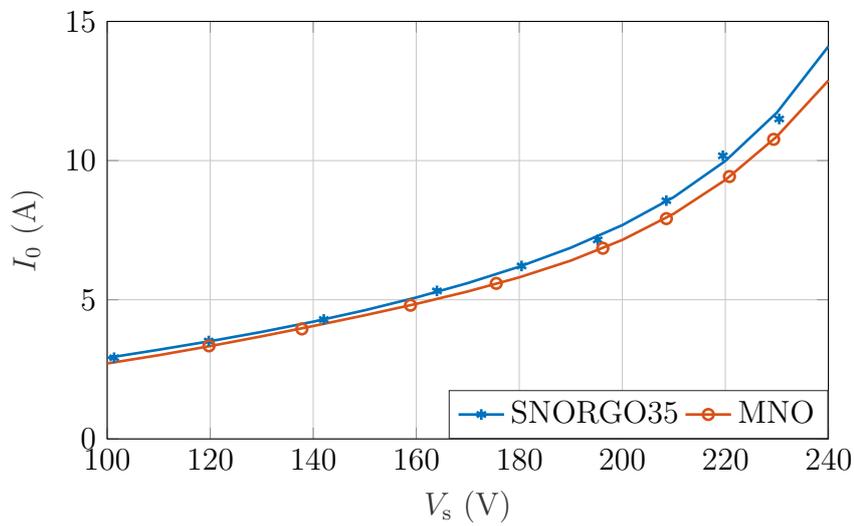


FIGURE 4.6 – Courant à vide pour les configurations MNO et SNORGO35

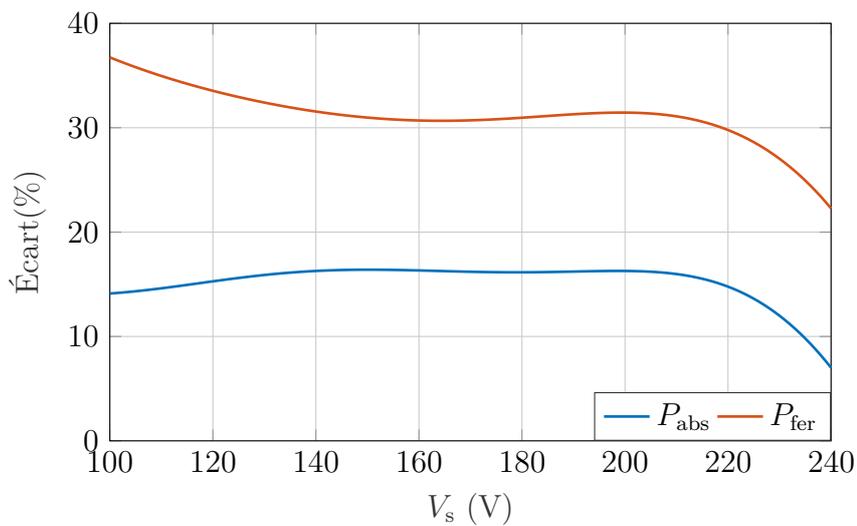


FIGURE 4.7 – Écart P_{abs} et P_{fer} entre les configurations MNO et SNORGO35

Grâce à ces essais, nous nous sommes affranchis d’une éventuelle différence de fabrication au stator. Ce qui a permis de comparer uniquement le circuit magnétique rotorique. La différence de puissance absorbée à vide est présentée à la figure 4.7 et montre un gain de 14.7 % pour une tension composée de 380 V malgré l’augmentation de pertes Joule. Cette augmentation est due à la différence d’entrefer entre les deux configurations. La différence de perte fer est de 29.7 % pour une tension composée de 380 V.

4.2.3 Résultats des essais à vide avec le stator à tôles GO décalées

4.2.3.1 Induction de travail

La vérification de l’induction de travail a été faite de manière identique à la section 4.2.2.1. Les valeurs d’inductions crêtes d’entrefer sont données au tableau 4.6. Ces valeurs minimales de l’épaisseur d’entrefer tiennent compte des différences de géométrie induite par la découpe (tableau 4.7).

TABLE 4.6 – Induction crête d’entrefer

Configurations	U (V)	\hat{b}_e (T)
SGORNO50	400	0.8345
SGORNO50	380	0.7977
SGORGO35	400	0.8379
SGORGO35	380	0.8009

TABLE 4.7 – Épaisseur moyenne d’entrefer mesurée pour les configurations utilisant le stator à base de HGO décalées (SGO)

Configurations	SGO
RGO35	0.3255 mm
RNO50	0.3075 mm

4.2.3.2 Détermination des différentes pertes à vide

Résistances des enroulements statoriques

La détermination des résistances est effectuée avec la méthode présentée pour la machine à stator NO (SNO). La résistance moyenne des enroulements est de 0.332Ω pour une température de 20°C . La différence de la résistance statorique est de 1.84 % entre le stator à base de tôle NO (SNO) et celui à base de tôle GO décalée (SGO).

Détermination des pertes mécaniques

Pour ces essais, les roulements ont été remplacés à l’identique. La figure 4.8 montre les courbes extrapolées pour les deux configurations. Les valeurs des pertes mécaniques sont données dans le tableau 4.8. L’écart est de 31.3 W ce qui représente une augmentation de 22 % par rapport à la configuration avec le rotor d’origine (SGORNO50).

Puissance absorbée, pertes fer, pertes supplémentaires à vide et courant magnétisant

Pour tester ces deux configurations, nous considérons également les pertes fer statorique, rotorique et les pertes supplémentaires à vide comme une seule quantité. La figure 4.9 représente l’évolution des pertes fer pour les deux configurations. Nous constatons de

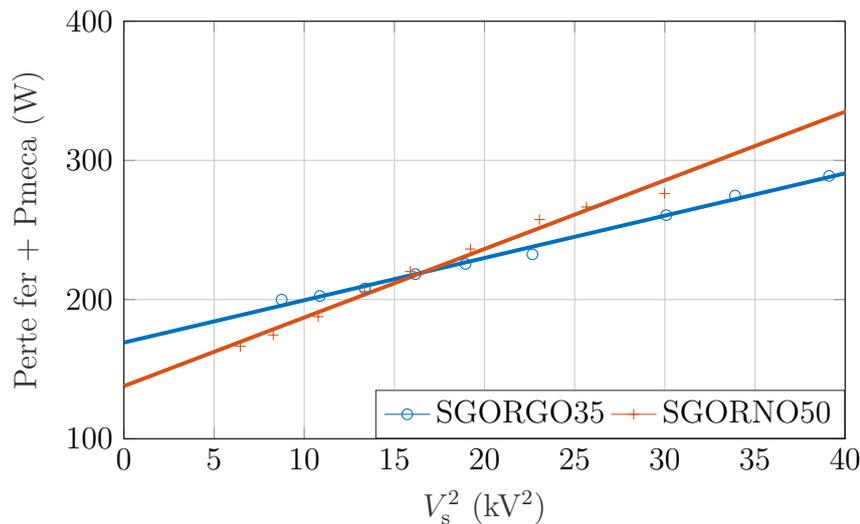


FIGURE 4.8 – Extrapolation linéaire pour les configurations SGORNO50 et SGORGO35

TABLE 4.8 – Pertes mécaniques

Configurations	P_{mec} (W)
SGORGO35	169.1
SGORNO50	137.8

manière similaire, à la figure 4.4, que la machine possédant un rotor à tôles GO décalées à 90° présente moins de pertes fer. La différence entre les deux configurations est de 31.1 % pour une tension composée de 380 V. La réduction est donc équivalente aux tests avec le stator composé de tôles NO, ce qui confirme l’apport des tôles GO au rotor. La figure 4.10 montre l’évolution des puissances absorbées des deux configurations. La puissance absorbée à vide est diminuée, ce qui corrobore les résultats obtenus précédemment. Le gain est dans ce cas réduit, car nous avons une différence importante en termes de pertes mécaniques. La réduction de l’écart se joue également au niveau du courant magnétisant. La figure 4.11 montre l’évolution du courant magnétisant pour les deux configurations. Notons que la machine ayant uniquement des tôles GO consomme plus de courant magnétisant à cause de l’écart sur l’épaisseur d’entrefer qui est de 5.5 %. En calculant la partie réelle du courant pour une tension de 220V, nous obtenons 0.41 A pour la configuration SGORNO50 et 0.28 A pour la configuration SGORGO35. Le gain obtenu à 220V, en termes de pertes fer, ne permet pas une grosse diminution du courant de ligne à vide car la partie réelle du courant à vide ne représente que 4.1 % pour la SGORNO50 et 2.7 % pour la SGORGO35. En estimant les réactances magnétisantes, de manière analogue à la partie 3.3.1, nous obtenons, pour une tension de 220V, les valeurs suivantes :

Configurations	X_μ^{th} (Ω)	X_μ^{mes} (Ω)
SGORNO50	24.61	23.29
SGORGO35	23.63	22.01

La différence est d’environ 4 % par l’estimation théorique et est de 5.5 % par la méthode expérimentale. Cette différence d’entrefer ne nous permet pas d’observer la différence que nous avons observée sur les machines statiques sur la consommation des A · tr dans les tôles (chapitre 3).

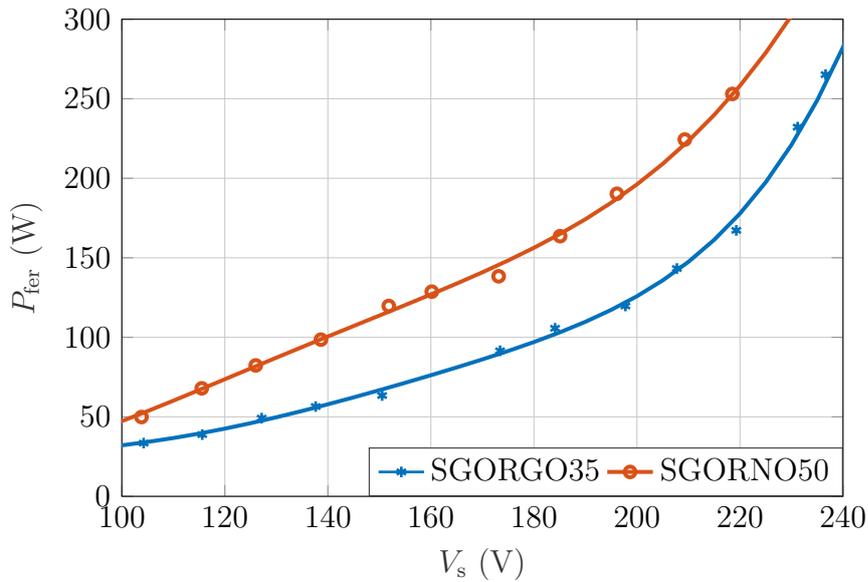


FIGURE 4.9 – Pertes fer pour les configurations SGORNO50 et SGORGO35

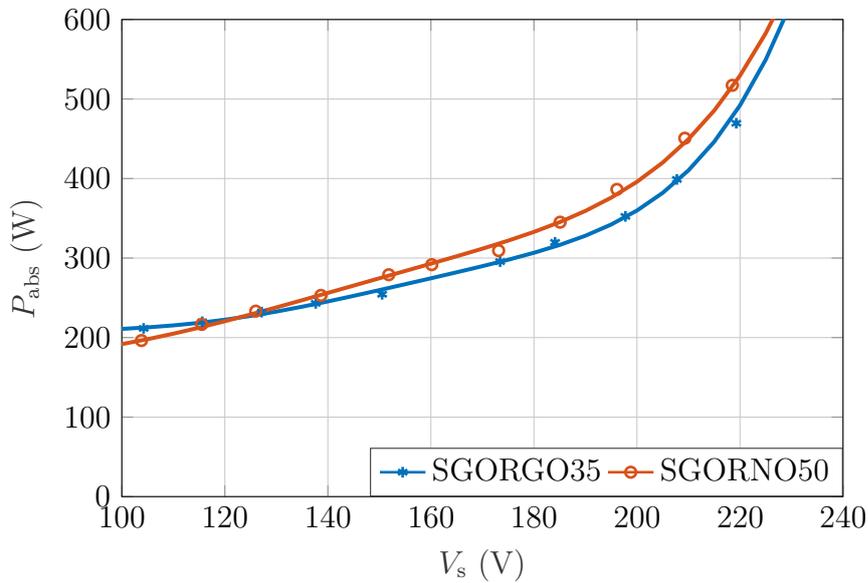


FIGURE 4.10 – Puissance absorbée à vide pour les configurations SGORNO50 et SGORGO35

4.2.4 Comparaison des pertes fer entre les différentes configurations

Les écarts géométriques constatés sur les entrefers ne permettent pas de comparer les courants magnétisants. Grâce à la présence des spires de contrôle dans l'entrefer, ils nous ont permis de déterminer les inductions crêtes d'entrefer pour chacune des configurations. Nous pouvons donc comparer les machines en termes de pertes fer. Les figures 4.12 et 4.13 montrent respectivement les pertes fer de chaque machine et les écarts entre la machine d'origine et les différentes configurations en fonction de l'induction crête d'entrefer mesurée à l'aide des bobines exploratrices. La différence entre le stator d'origine et le stator à tôles GO décalées montre qu'il n'y a quasiment aucune différence à ceci près que le manque de tôle dans le cas du stator prototype augmente les pertes fer à cause d'une augmentation de l'induction. En effet, la diminution de la longueur réelle d'acier magné-

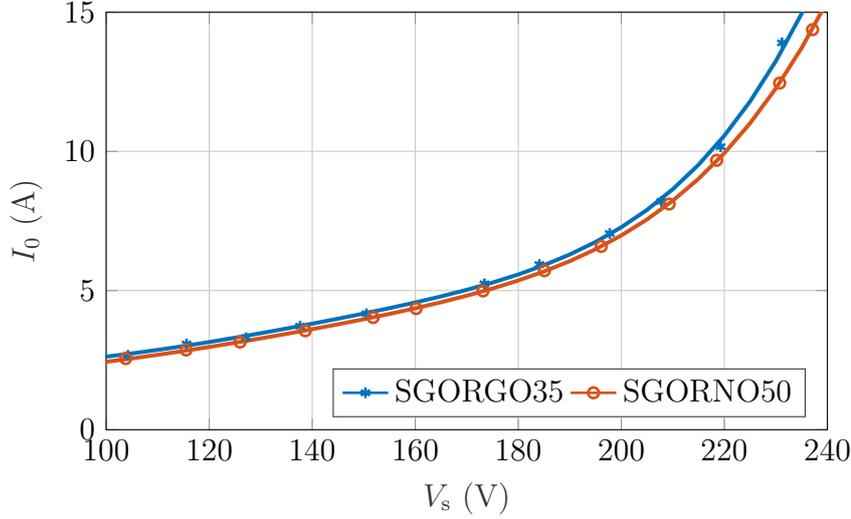


FIGURE 4.11 – Courant à vide pour les configurations SGORNO50 et SGORGO35

tique induit par le manque de matière cause une augmentation de l'induction de 4.6 %. En supposant une induction crête d'entrefer de 0.5 T, nous obtenons une induction moyenne dans une dent, de 0.97 T pour le SNO et de 1.02 T le SGO, en faisant apparaître la différence entre la longueur apparente et la longueur réelle dans l'équation 4.8.

$$\langle b_{ds} \rangle = 0.5 \frac{\pi D_{\text{int}}^s l_a}{Z_d l_d l_r} \quad (4.8)$$

$$l_r = (1 - 0.046)l_a$$

où l_r est la longueur active réelle en mm, l_d est la largeur d'une dent soit 6 mm, D_{int}^s est le diamètre interne moyen du stator donné en mm et l_a est la longueur apparente mesurée. En utilisant la formule 1.14, l'écart des pertes fer dû au courant de Foucault est en fonction b_{ds}^2 ce qui représente une différence de 8.98 %. Cette différence n'étant pas pris en compte dans l'estimation des pertes, le SGO donnerait donc des pertes moins importantes.

Les configurations avec le rotor à tôles GO montrent une réduction importante des pertes fer sur la totalité de la plage d'étude. Le gain pour la machine complète faite en GO montre une réduction des pertes fer d'environ 40 % de 0.5 T à 0.65 T et une réduction de 16.35 % pour une induction de 0.85 T (correspondant à une tension composée de 400 V). Cette diminution du gain est également attribuée aux manques de tôles dans le stator GO. La diminution à partir de 0.75 T correspond à une forte saturation dans les tôles. Le gain concernant le stator d'origine avec le rotor GO est d'environ 30 % de 0.5 T à 0.85 T.

4.2.5 Conclusion des essais à vide

Lors des essais à vide, nous avons montré l'impact du circuit magnétique rotorique. Le rotor composé de tôle GO a un impact non négligeable sur les pertes fer et donc sur la puissance totale absorbée. La diminution de ces pertes est due aux caractéristiques magnétiques dans la DL et à la meilleure tenue en température des tôles GO comparativement aux tôles NO. Cette caractéristique entraîne une diminution des pertes fer rotorique. Les performances des stators équipés du rotor d'origine montrent des performances similaires en termes de pertes fer. Cependant, le manque de matière dans le cas

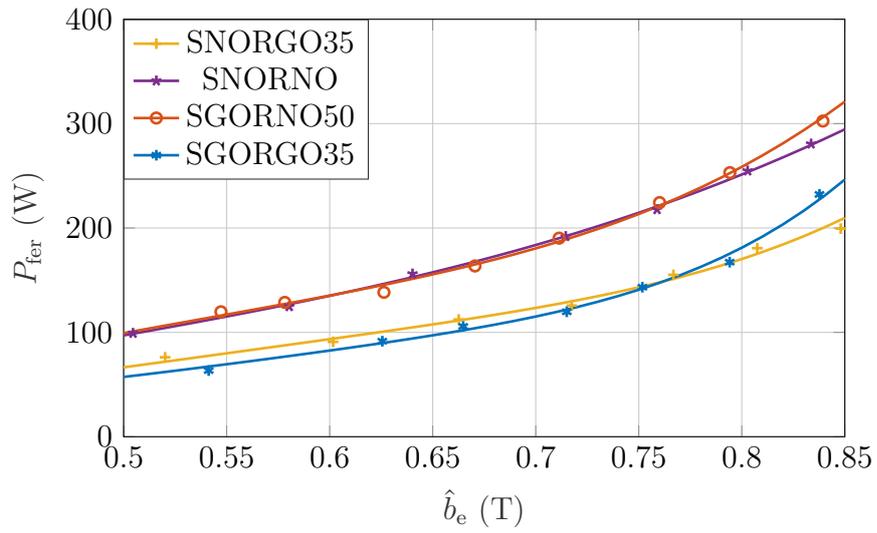


FIGURE 4.12 – Pertes fer en fonction de l'induction crête d'entrefer

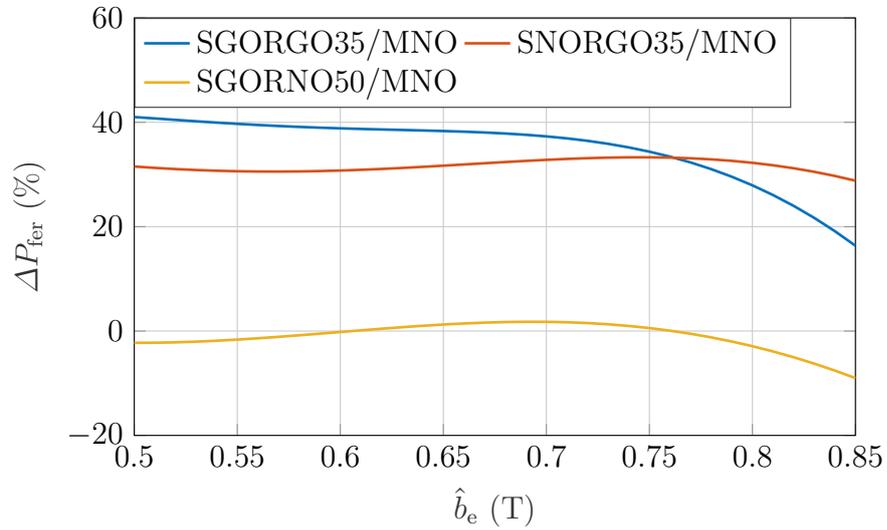


FIGURE 4.13 – Différence des pertes fer en fonction de l'induction

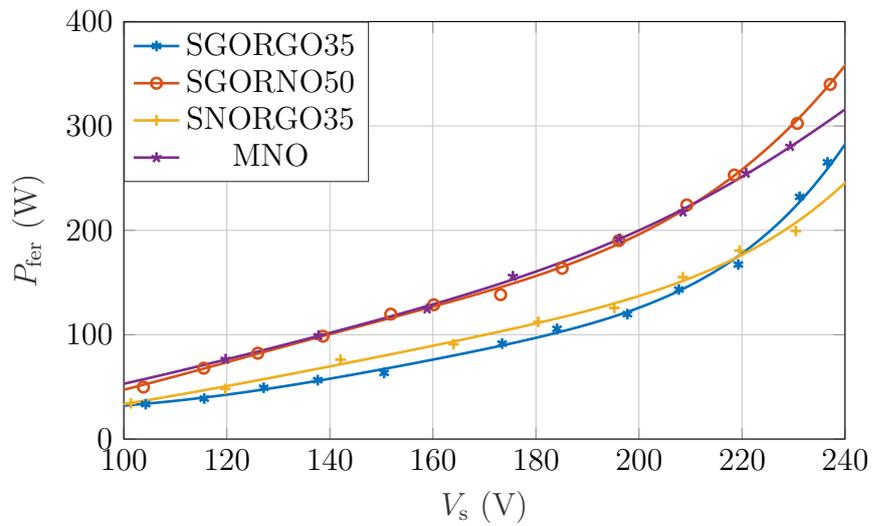


FIGURE 4.14 – Pertes fer en fonction de la tension d'alimentation

du stator à tôles GO décalées accroît l'induction dans les tôles et cause une augmentation des pertes fer. Cela signifie donc que le stator composé de tôle GO à volume de fer équivalent présenterait un gain en termes de pertes fer.

4.3 Comparaison à rotor bloqué

Les essais à rotor bloqué sont, dans notre cas, réalisés afin de déterminer les éventuelles différences entre les différentes configurations. En effet, l'essai à rotor bloqué permet de déterminer les paramètres de la cage supérieure de chaque configuration servant au démarrage. Le tableau 4.9 est un récapitulatif des paramètres obtenus pour un courant de ligne de 20 A.

TABLE 4.9 – Paramètres déterminés à partir des essais à rotor bloqué

Configurations	V_{cc} (V)	I_{cc} (A)	P_{cc} (W)	$R'r$ (Ω)	$N\omega$ (Ω)
MNO	44.404	19.91	880.77	0.414	2.103
SNORGO35	42.90	19.9574	878.35	0.409	2.02
SGORNO50	46.237	19.955	882.25	0.406	2.196
SGORGO35	44.05	20.089	911.94	0.421	2.059

L'écart maximum constaté sur l'estimation de $R'r$ et $N\omega$ sont respectivement de 3.56 % et de 8.7 %. Le faible écart concernant la résistance ramenée au primaire permet de valider que la résistivité de la cage est identique sur les deux rotors.

4.4 Calcul du rendement selon la norme CEI

4.4.1 Dispositif expérimental

Les essais en charge ont été effectués sur le banc présent au laboratoire de l'entreprise. Une machine à courant continu de 75 kW sert de charge. Celle-ci est pilotée pour obtenir la puissance utile voulue grâce à la présence d'un couplemètre et d'un codeur absolu. Le couplemètre a une erreur de $\pm 0.2 \text{ N} \cdot \text{m}$ ce qui représente une erreur allant de $\pm 1.42 \%$ pour une puissance de 2 kW à $\pm 0.3 \%$ pour une puissance de 11 kW. Le wattmètre, le système d'acquisition et le système d'alimentation sont identiques à celui des essais précédents. Les essais en charge sont effectués avec une tension composée 380 V.

4.4.2 Pertes supplémentaires en charge

La norme [5] propose une méthode de détermination des pertes supplémentaires en charge (P_{LL}) avec une mesure du couple. Pour pouvoir déterminer précisément ce type de perte, il nous faut connaître les pertes résiduelles (P_{LR}). Celles-ci sont obtenues grâce à la connaissance de la puissance absorbée (P_{abs}), la puissance utile (P_u), les pertes Joule statorique et rotorique (P_{js} et P_{jr}), les pertes mécaniques (P_{mec}) et les pertes fer (P_{fer}).

$$P_{app} = P_{abs} - P_u \quad (4.9)$$

$$P_{LR} = P_{app} - (P_{fer} + P_{mec} + P_{js} + P_{jr}) \quad (4.10)$$

Dans l'équation 4.10, les pertes fer sont en fonction de la tension d'alimentation en soustrayant la chute de tension de l'enroulement statorique conformément à la norme [5].

Les valeurs des pertes fer pour les différents points de charge de chaque configuration sont alors issues de la figure 4.14 L'équation de cette tension est :

$$E_{\mu} = \frac{\sqrt{(P_{\text{abs}} - P_{\text{js}})^2 + Q_{\text{abs}}^2}}{3I_{\text{p}}} \quad (4.11)$$

où Q_{abs} est la puissance réactive absorbée par la machine et I le courant absorbé. Nous sommes conscients que cette formule néglige la chute de tension de l'inductance de fuite statorique. Dans l'équation 4.10, les pertes Joule rotorique sont déterminées à partir de la puissance électromagnétique.

$$P_{\text{el}} = P_{\text{app}} - P_{\text{fer}} - P_{\text{js}} \quad (4.12)$$

$$P_{\text{jr}} = gP_{\text{el}} \quad (4.13)$$

où g est le glissement.

Les pertes supplémentaires sont déduites en utilisant une analyse de régression linéaire en fonction du carré du couple (T^2).

$$P_{LR} = AT^2 + B \quad (4.14)$$

$$P_{LL} = AT^2 \quad (4.15)$$

La figure 4.15 montre l'application de l'équation 4.14 des pertes résiduelles pour nos quatre configurations. Les coefficients de détermination et les pentes (A) ont été calculés pour les quatre configurations (tableau 4.10). La configuration SNORGO35 présente clairement moins de pertes supplémentaires que la configuration d'origine. Le gain sur les pertes supplémentaires pour un couple identique est de 28 %. La réduction de ce type de perte est due en grande partie à la diminution des pertes totales à vide. Cependant, une partie de cette réduction est due à la meilleure isolation de la tôle GO comparativement à la NO « fully processed » comme nous l'avons vu dans le chapitre 1. Grâce à cela, nous pouvons également dire que le contact barre-tôle est plus faible ce qui limiterait l'apparition des courants inter-barres [45,46,118,119]. La machine SGORNO50 a une nette hausse de ses pertes supplémentaires comparativement à la machine d'origine, car le manque de tôle amène une moins bonne canalisation du flux. Cela montre l'avantage du rotor GO à cage injectée en cuivre par rapport au rotor NO à cage injectée.

TABLE 4.10 – Donnée de la régression linéaire

Configurations	R^2	A
MNO	0.9952	0.0601
SNORGO35	0.9977	0.0475
SGORGO35	0.9967	0.0575
SGORNO50	0.9986	0.0766

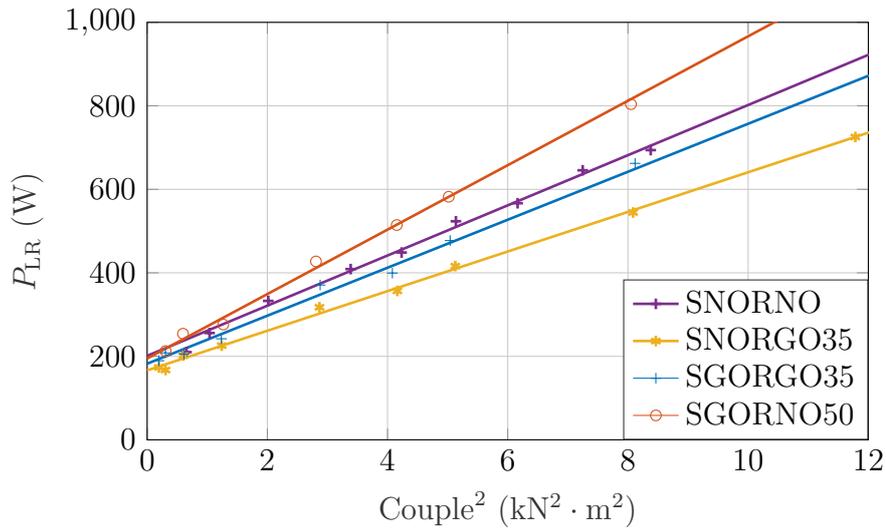


FIGURE 4.15 – Régression linéaire des pertes résiduelles pour les différentes configurations

4.4.2.1 Résultats obtenus

Les essais à vide et la détermination du coefficient des pertes supplémentaires en charge nous permettent de déterminer de façon précise les différentes pertes et par conséquent les rendements de nos deux configurations. Le rendement est déterminé grâce à :

$$\eta = \frac{P_u}{P_{abs}} 100 \quad (4.16)$$

avec $P_u = P_{abs} - (P_{js} + P_{fer} + P_{jr} + P_{LL} + P_{méca})$

La figure 4.16 montre les rendements obtenus pour chaque configuration. Évidemment, les différences des pertes mécaniques et le manque de tôles dans le stator GO ne permettent pas de comparer les configurations entre elles. Cependant, l'utilisation de tôles GO au rotor avec le stator d'origine montre une augmentation du rendement de 1.4 points en moyenne pour une puissance utile variant de 8 kW à 12 kW. Le tableau 4.11 synthétise les résultats obtenus sur les différentes machines pour une puissance mécanique de 11 kW.

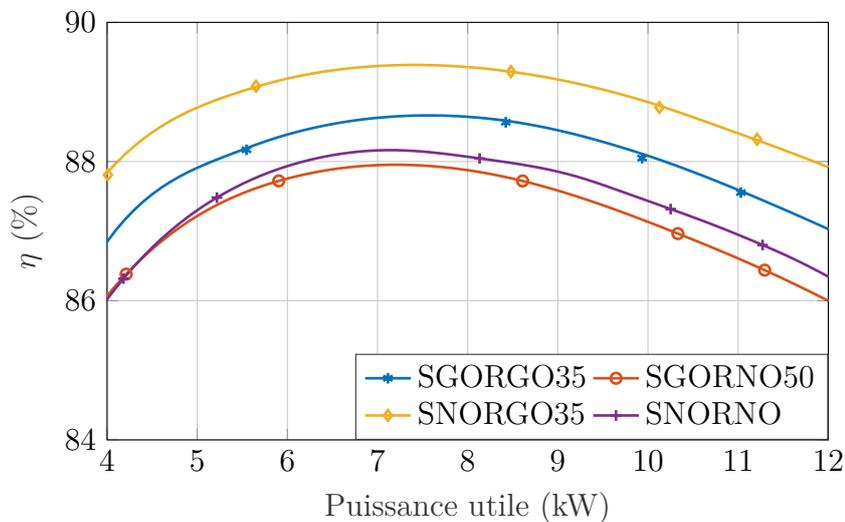


FIGURE 4.16 – Rendement pour les différentes configurations

TABLE 4.11 – Séparation des pertes pour une puissance utile de 11 kW

Configurations	SNORGO35	MNO	SGORGO35	SGORNO50
Couple (N · m)	71,33	71,28	71,40	71,38
Vitesse (tr · min ⁻¹)	1472,64	1473,59	1471,24	1471,52
Température (°C)	90.4	117.7	90.9	101.8
R_s (Ω)	0.4161	0.4509	0.4243	0.4386
P_{abs} (W)	12451,07	12651,90	12553,91	12724,32
V_p (V)	219,58	219,31	218,47	219,80
I_p (A)	23,56	23,66	23,77	23,78
P_{js} (W)	693,13	757,38	718,4	744,03
P_{fer} (W)	157,90	225,85	148,58	228,02
P_{jr} (W)	211,40	205,47	224,89	222,65
P_{LL} (W)	241,44	305,30	292,92	391,82
$P_{\text{méca}}$ (W)	147,20	157,90	169,12	137,80
η	0,8835	0,8694	0,876	0,8645

4.5 Conclusions sur les mesures

Les essais des différentes configurations ont montré l'intérêt d'utiliser la configuration des tôles à grains orientés décalées à 90° pour le circuit rotorique. En effet, les essais à vide ont permis de montrer une nette diminution des pertes fer comparativement à un rotor fabriqué à partir de tôles à grains non orientés. Le gain est de 30 % par rapport à la machine de référence est quasiment constant sur notre plage de mesure. Celui-ci provient de la meilleure isolation des tôles, de leur capacité à conservé leurs propriétés magnétiques en termes de pertes fer et de perméabilité, et de la diminution des pertes fer grâce à la technique de décalage permettant l'utilisation des tôles GO. L'utilisation simultanée des tôles GO au rotor et au stator ont permis d'obtenir un gain en termes de pertes fer jusqu'à une induction de 0.75 T. Cependant, le défaut de compression des tôles lors de la fabrication du circuit magnétique statorique cause une augmentation de l'induction dans les tôles ce qui pénalise le stator (SGO) par rapport au stator (SNO). Malgré ce défaut, les deux stators possèdent des performances similaires. Ces résultats ont soulevé des interrogations sur les pertes fer dynamique régissant au rotor et les pertes supplémentaires à vide. En charge, les configurations possédant le rotor à tôle GO à cage d'écureuil injectée en cuivre ont montré une diminution notable des pertes supplémentaires de l'ordre de 60W par rapport à la machine d'origine. La configuration SNORGO35 affiche également une diminution des pertes Joule statorique grâce à la diminution de température de fonctionnement par rapport à la machine d'origine. L'utilisation de tôle GO pour la fabrication de rotor subissant un choc thermique lors de l'injection du cuivre a permis d'obtenir un gain de 1.4 points de rendement grâce à la réduction des pertes fer, des pertes supplémentaires et des pertes Joule statorique. L'utilisation de tôle GO au stator et au rotor permet d'obtenir un gain de 0.62 points de rendements par rapport à la machine d'origine.

4.6 Procédure d'estimation expérimental des pertes fer rotorique

Les résultats obtenus avec le rotor à tôle GO à cage d'écureuil injectée en cuivre par rapport à un rotor avec des tôles NO a soulevé plusieurs interrogations. Notamment

comment pouvons-nous estimer les pertes fer rotorique. Pour cela, nous allons présenter une approche permettant l'estimation de cette quantité.

4.6.1 Présentation du banc d'essai

4.6.1.1 Les machines utilisées

Pour cet essai, nous avons décidé d'étudier une machine asynchrone à rotor bobiné (MAS). Ce type de machine a un avantage notamment l'absence de courant inter-barre grâce à une isolation parfaite entre les conducteurs rotoriques et les tôles. Cela nous permet d'exclure les pertes supplémentaires induites par ces courants présents dans les machines à cage d'écureuil injectée en cuivre ou en aluminium. L'autre aspect important est de pouvoir laisser le circuit rotorique ouvert afin d'éliminer les courants induits dans les conducteurs rotoriques par les effets de dentures.

Afin d'éviter les problèmes liés au faible glissement et dans le cas où le circuit rotorique est ouvert, la vitesse de synchronisme est imposée par une machine à courant continu à excitation séparé (MCC). Les caractéristiques des différentes machines sont données au tableau 4.12.

TABLE 4.12 – Données des machines

	MAS	MCC
Puissance utile (kW)	3	2
Tension (V)	230/400	220
Courant (A)	11.7/6.8	12
Vitesse ($\text{tr} \cdot \text{min}^{-1}$)	1475	1500
Courant induit (A)	–	0.35

4.6.1.2 Dispositif de mesure et d'alimentation

Les mesures de puissances des machines sont effectuées à l'aide du wattmètre YOKOGAWA WT3000 qui possède quatre voies. Cela permet d'obtenir simultanément la puissance absorbée sur chaque machine. L'alimentation de la machine asynchrone est réalisée à l'aide d'un amplificateur triphasé de type PACIFIC afin d'avoir un système de tension équilibrée et sinusoïdale. L'alimentation de la machine à courant est réalisée par une alimentation continue variable.

4.6.1.3 Procédure d'essai

La machine à courant continu entraîne le rotor de la machine asynchrone à la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone avec le circuit rotorique ouvert est ensuite alimentée de façon à créer un champ tournant identique à la rotation imposée par la MCC. Cela permet de dire que la composante fondamentale de l'induction ne crée pas de couple dans ces conditions. Et donc qu'il n'y a aucun échange de puissance entre le stator et le rotor. Cela nous permet d'écrire la puissance absorbée de la machine asynchrone de la manière suivante :

$$P_0^s = P_{js} + P_{fer}^s \quad (4.17)$$

$$P_0^s = P_{js} + P_{fer}^s + P_{jr} \quad (4.18)$$

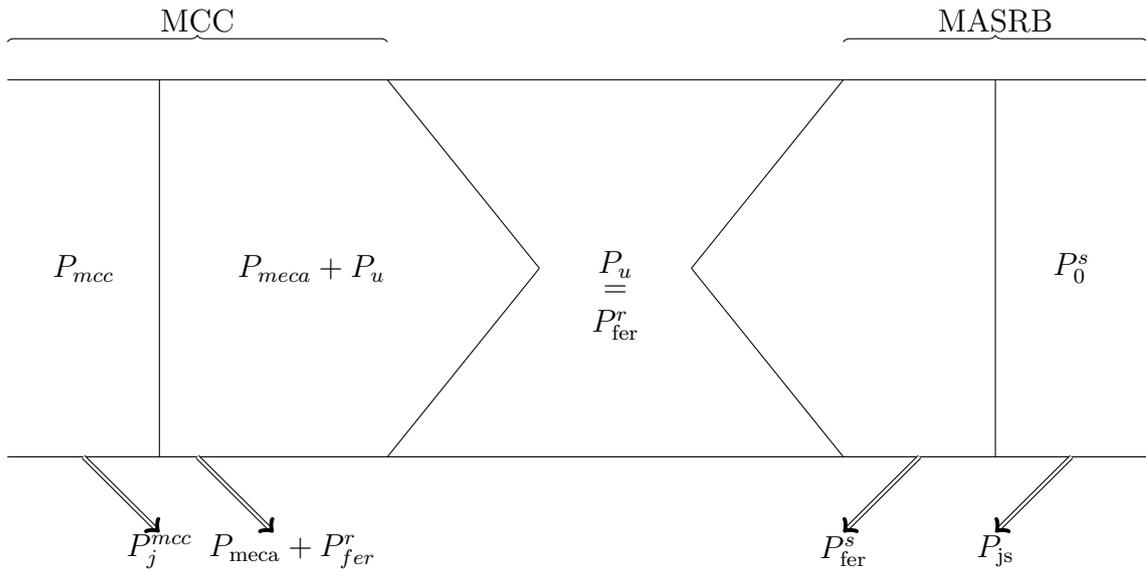


FIGURE 4.17 – Bilan de puissance du banc complet

Cependant, les harmoniques d'induction dues à la saturation et à la denture génèrent quant à elle des couples parasites. Ce qui permet d'écrire le bilan de puissance de la machine à courant continu de la manière suivante :

$$P_{mcc} = P_j^{mcc} + P_{meca} + P_{fer}^r \quad (4.19)$$

où P_{mcc} est la puissance absorbée, P_j^{mcc} correspond aux pertes Joule dans l'inducteur, P_{meca} les pertes mécaniques du banc complet avec les pertes fer de la machine à courant continu et P_{fer}^r correspond aux couples parasites générés par les courants de Foucault dans le circuit magnétique rotorique. Le schéma 4.17 représente le bilan de puissance du banc complet.

4.6.2 Résultats

L'estimation des pertes mécaniques du banc d'essai et des pertes fer de la machine à courant continu à la vitesse de $1500 \text{ tr} \cdot \text{min}^{-1}$ sont de 278.98 W . La résistance d'induit est de 1.88Ω . Concernant la machine asynchrone, la résistance statorique moyenne est de 1.77Ω . Les essais ont été réalisés en laissant le circuit rotorique ouvert dans un premier temps puis en court-circuitant celui-ci. Un essai à vide de la machine asynchrone désaccouplée a également été réalisé. Ce dernier servira de point de comparaison.

4.6.2.1 Caractérisation de la machine asynchrone par la méthode classique

Estimation des pertes fer

L'essai est réalisé selon la méthode définie dans la partie 4.2.2.2. L'extrapolation sur la figure 4.18 montre que les pertes mécaniques de la machine seule sont de 138 W . Il est important de noter que la vitesse de rotation au cours de l'essai varie de $1498 \text{ tr} \cdot \text{min}^{-1}$ à $1490 \text{ tr} \cdot \text{min}^{-1}$. La figure 4.19 montre l'évolution des pertes fer de la machine. Cette quantité peut se décomposer par :

$$P_{fer}^{av} = P_{fer}^s + P_{fer}^r + P_{sup}^{av} \quad (4.20)$$

où P_{sup}^{av} correspond aux pertes supplémentaires à vide.

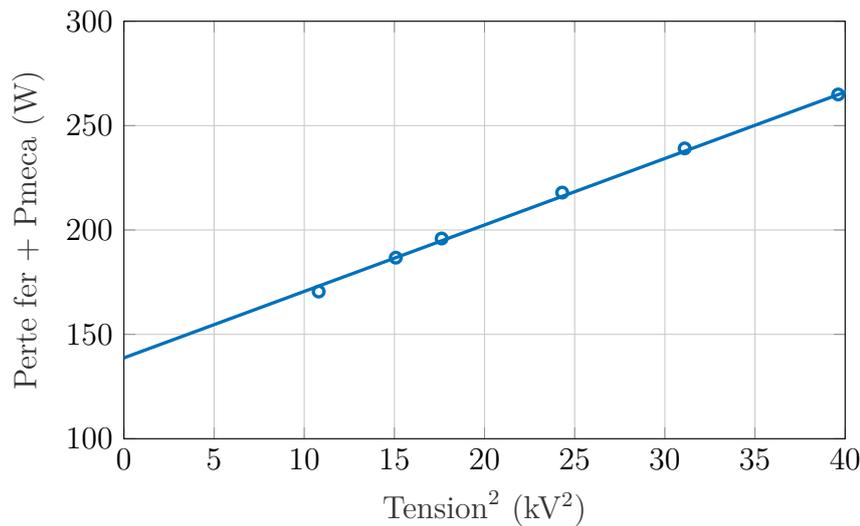


FIGURE 4.18 – Extrapolation pour la détermination des pertes mécaniques

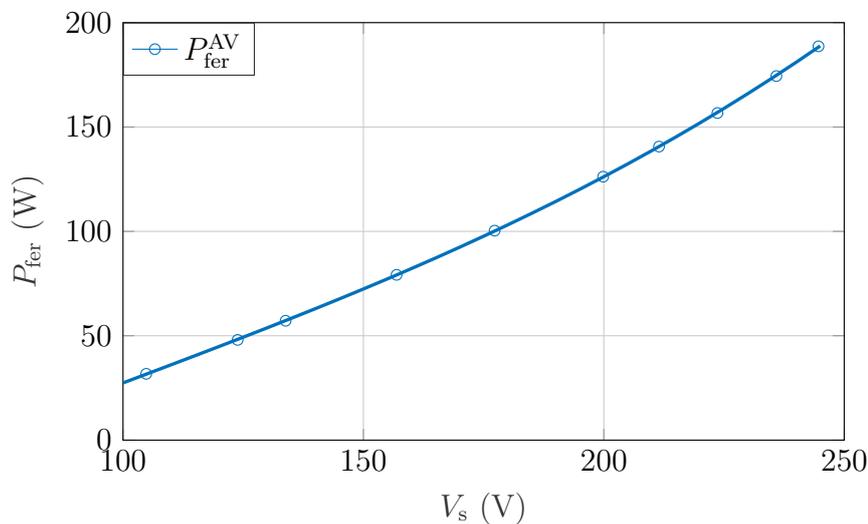


FIGURE 4.19 – Pertes fer

4.6.2.2 Essai avec le rotor en circuit ouvert

Les résultats de cet essai sont donnés au tableau 4.13. Les lois d'évolutions des pertes fer statorique et rotorique sont illustrées à la figure 4.20. Les différents points de mesures montrent que les pertes fer rotorique ne sont pas négligeables et qu'elles représentent jusqu'à 48 % des pertes fer à vide total pour des tensions d'alimentation proche de la tension nominale. De plus, l'écart entre l'essai à vide classique (circuit rotorique en court-circuit) et notre essai au synchronisme se réduit en augmentant la tension (figure 4.21). Cela s'explique par la diminution des pertes Joule rotorique.

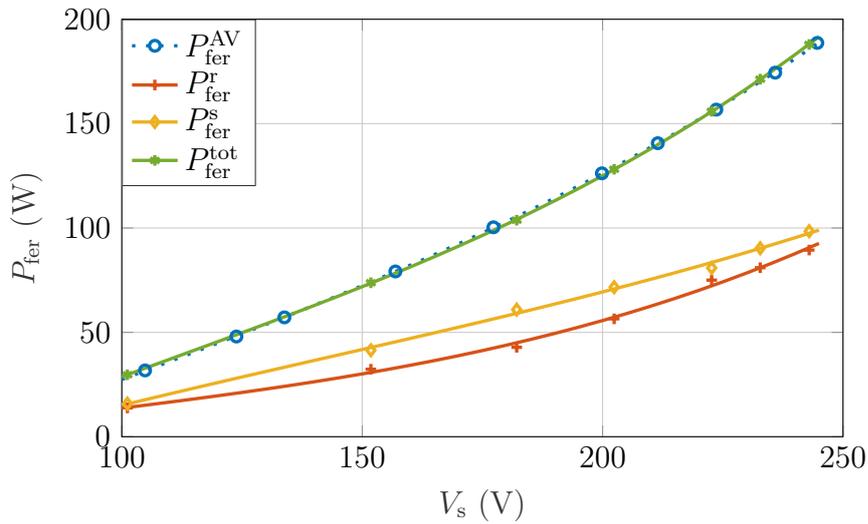


FIGURE 4.20 – Pertes fer statorique et rotorique

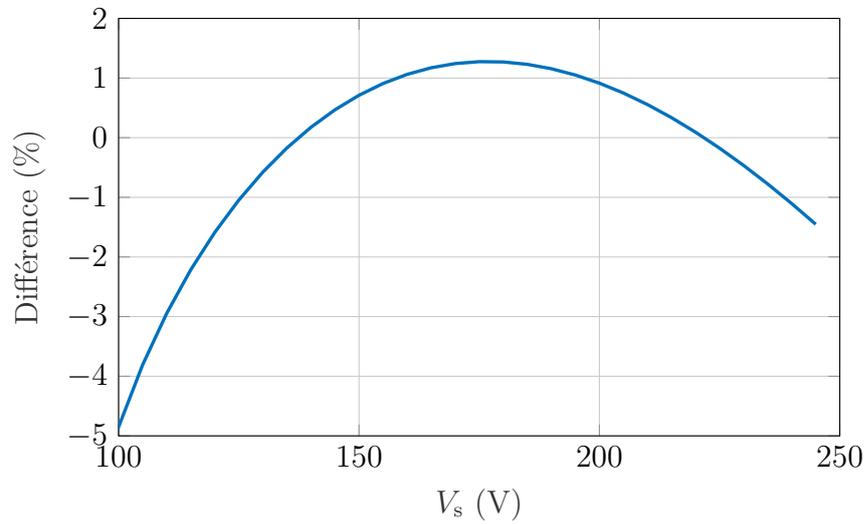


FIGURE 4.21 – Différence d'estimation des pertes fer totale entre l'essai à vide classique et notre procédure

TABLE 4.13 – Séparation des pertes fer

BILAN				
V_{ac}	$P_{\text{fer}}^{\text{s}}$	$P_{\text{fer}}^{\text{r}}$	P_{fer}	$\frac{P_{\text{fer}}^{\text{r}}}{P_{\text{fer}}}$
242.97	98.47	89.44	187.91	0.476
232.78	90.31	80.97	171.28	0.473
222.68	80.87	75.02	155.90	0.481
202.40	71.65	56.48	128.13	0.441
182.13	60.89	42.84	103.72	0.413
151.80	41.43	32.33	73.76	0.438
101.16	15.87	13.81	29.68	0.465

4.6.2.3 Essai avec le rotor en circuit fermé

Afin d'évaluer l'influence du circuit rotorique, nous proposons de comparer les résultats obtenus précédemment pour des tensions proches du nominal entre 220 V et 240 V.

Le tableau 4.14 montre les résultats obtenus. Nous constatons que le circuit rotorique n'a pas d'impact sur la valeur efficace du courant. Quand les bobinages rotoriques sont en court-circuits, il y a une augmentation des pertes fer statorique avec une différence minimum de 14 % cela s'explique par l'augmentation des pertes fer harmonique statorique qui viennent des effets de la fmm rotorique et par les pertes Joule rotorique. Nous pouvons noter une diminution des pertes fer rotorique pour chaque tension. Cependant, celle-ci reste importante, car ces pertes représentent encore 40 % des pertes fer totale.

TABLE 4.14 – Comparaison des pertes fer pour la machine 3 kW

BILAN						
Configurations	V_{ac}	I_{ac}	P_{fer}^s	P_{fer}^r	P_{fer}	$\frac{P_{fer}^r}{P_{fer}}$
NC	242.971	5.075	98.467	89.438	187.906	0.475
CC	242.967	5.073	115.449	83.27	198.72	0.419
NC	232.78	4.53	90.314	80.968	171.282	0.472
CC	232.797	4.519	107.006	69.786	176.792	0.394
NC	222.676	4.080	80.873	75.023	155.897	0.481
CC	222.616	4.079	101.241	66.489	167.73	0.396

4.6.3 Conclusion essai machine asynchrone à rotor bobiné

La méthode d'essai proposée nous a permis de distinguer les pertes fer statorique et rotorique de manière précise. La machine asynchrone étudiée a été choisie pour éliminer les effets indésirables liés à l'isolation barre tôle et de voir l'influence du circuit rotorique. Cela a permis de démontrer que les pertes fer rotorique sont loin d'être négligeable, car elles ont le même ordre de grandeur que les pertes fer statorique.

4.7 Synthèse

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la méthode d'assemblage d'un circuit magnétique à base de tôle GO. Cette méthode a été appliquée au circuit rotorique afin de compenser les problèmes liés à la fabrication des cages d'écureuils en cuivre injecté. Nous avons pour cela suivi le protocole de fabrication série afin de comparer uniquement le circuit magnétique. La comparaison a dans un premier été réalisée à vide. La modification unique du circuit magnétique rotorique a amené une réduction importante des pertes fer. La modification du circuit magnétique statorique a également été étudiée avec un gain notable grâce à l'utilisation combinée du circuit rotorique et statorique à base de tôle GO. Afin de valider le gain obtenu à vide, des essais en charge ont été réalisés. Les configurations utilisant le rotor GO ont montré un gain en rendement de 0.6 et 1.4 points. Le rotor à base de tôle GO a permis de diminuer les pertes supplémentaires. Au final, le changement de tôle au rotor nous a permis de gagner sur la majorité des pertes grâce à la diminution de la température de fonctionnement. Les résultats obtenus, dans cette partie, ont soulevé plusieurs interrogations sur la quantité de perte fer rotorique. Dans la seconde partie, nous avons développé un protocole d'essai pour estimer uniquement les pertes fer rotorique par l'utilisation d'une machine asynchrone à rotor bobiné. Les résultats obtenus ont montré que les pertes fer rotorique au synchronisme sont loin d'être négligeable, car l'ordre de grandeur de ces pertes est équivalent à celle des pertes fer statorique. Ce résultat est très important, car il a permis de confirmer les résultats obtenus sur le rotor à tôle GO et notamment l'importance d'avoir un circuit magnétique de bonne qualité au stator comme au rotor avec des contraintes supplémentaires induit par le processus de fabrication de la cage d'écureuil.

Conclusion générale et perspectives

Ce travail de thèse avait pour objectif de créer une machine asynchrone à haut rendement en s'appuyant sur une approche simple : utiliser de meilleurs matériaux que ceux habituellement utilisés dans la conception de machines électriques, à la fois pour le circuit magnétique et pour la cage d'écoreuil du rotor. Pour ce qui concerne le circuit magnétique, notre choix s'est porté sur des tôles à grains orientés. Ces dernières offrent de bien meilleures performances que les tôles à grains non orientés notamment en terme de pertes, mais présentent un comportement anisotrope fort prononcé. Pour ce qui concerne la cage d'écoreuil, le choix s'est naturellement porté vers l'utilisation de cuivre en lieu et place du traditionnel aluminium.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'importance de l'efficacité énergétique des machines électriques notamment en présentant les classes de rendements déjà en place et les nouvelles classes pour les années à venir. Nous avons présenté les différents types de pertes au sein des machines électriques ; en particulier les pertes fer et les pertes supplémentaires. Ensuite, les différentes techniques d'augmentation du rendement des machines asynchrones ont également été présentées.

Enfin, nous avons présenté les principales différences entre les aciers magnétiques à grains non orientés et à grains orientés. Les résultats obtenus au cours des différents travaux menés au sein du laboratoire ont été présentés. L'augmentation du rendement est induit par la diminution des pertes fer. Ce qui permet de montrer l'intérêt de réaliser un circuit magnétique à base de tôles à grains orientés. La technologie du rotor à cage en cuivre injecté sous pression a été présentée en faisant apparaître les difficultés liées à la température du cuivre en fusion. Nous avons également réalisé un comparatif des machines du laboratoire possédant un rotor à cage en aluminium en supposant une cage identique en cuivre. Ce comparatif a eu pour but de montrer l'intérêt de remplacer l'aluminium par du cuivre. Ce premier chapitre, nous a permis de mettre en évidence l'impact de chaque technologie sur le rendement des machines asynchrones et à confirmer l'intérêt de mettre en application ces deux technologies ensemble.

Dans la première partie du chapitre 2, une étude bibliographique sur l'impact des recuits thermiques des aciers magnétiques a été réalisée. Des résultats issus de différents travaux, notamment sur les aciers magnétiques à grains non orientés semi-process et fully-process, ont été présentés. Ces résultats nous ont permis de voir que ce type d'acier magnétique est impacté pour les recuits avec des températures au-dessus du point de Curie.

Dans la deuxième partie du chapitre 2, une étude thermique, par éléments finis et par volumes finis, du processus de l'injection du cuivre sous pression a été réalisée afin de déterminer les températures atteintes par le circuit magnétique rotorique. Cette étude, nous a permis de mettre en évidence que la température, au sein du circuit magnétique, dépasse de manière locale la température de Curie sur le pourtour des encoches.

Dans la dernière partie du chapitre 2, des essais de recuit rapide à différentes températures ont été réalisés sur des bandes d'Epstein afin d'évaluer l'impact du processus d'injection du cuivre sous pression sur des tôles à grains orientés. Les résultats obtenus ont été très encourageants, car aucune modification des performances magnétiques des tôles n'a été constatée. Grâce à cela, nous avons démontré la faisabilité d'utiliser des tôles à grains orientés pour la fabrication de rotor à cage cuivre injecté.

Dans la première partie du chapitre 3, une étude comparative entre diverses configurations de circuit magnétique a été réalisée grâce à une structure proche d'une machine asynchrone. L'excitation en champ tournant nous a permis de valider les performances

de notre technique d'assemblage des tôles GO par rapport à des structures utilisant des tôles NO. Afin d'étudier le fonctionnement de nos maquettes, un modèle éléments finis 2D a été réalisé afin de valider les résultats obtenus.

Dans la deuxième partie du chapitre 3, une nouvelle structure à base de tôle GO a été développée afin d'utiliser au maximum les directions de facile aimantation. Cette structure est composée d'un nombre de segments limités afin de faciliter le montage. Afin de comprendre les différences avec la structure à décalage, une modélisation éléments finis 3D des deux structures a été réalisée en prenant en compte un modèle anisotrope simplifié des tôles GO. La durée de calcul et des problèmes de convergence nous ont obligés à modéliser des zones simplifiées de nos deux structures afin de connaître l'impact de la saturation sur nos structures. En présence d'une forte saturation, la direction de difficile aimantation est utilisée ce qui constitue une limite de nos structures en tôles GO.

Dans la dernière partie du chapitre 3, afin de valider expérimentalement notre nouvelle structure, deux maquettes ont été réalisées afin de comparer la nouvelle et l'ancienne structure à base de tôles GO. La structure segmentée a présenté des performances en terme de pertes fer équivalentes à la structure décalée pour des inductions d'entrefer proches des valeurs des machines industrielles. Le point important de cette structure est la présence accrue de la direction de facile aimantation par rapport à la structure à tôle décalée. Cette différence permet d'avoir un gain non négligeable sur le courant magnétisant de l'ordre de 17 %. Cela a permis une réduction des pertes Joule statoriques sur notre prototype.

Dans la première partie du chapitre 4, afin de valider les résultats obtenus dans le chapitre 2 et le chapitre 3, plusieurs prototypes de machines asynchrones ont été réalisés. Cela a permis de comparer les performances des rotors et des stators entre eux. Le rotor à tôle GO comparativement au rotor d'origine a permis d'obtenir un gain non négligeable sur les pertes fer. L'augmentation du rendement de 1.4 point, grâce à la modification du circuit magnétique rotorique, est due à une réduction considérable des pertes fer (environ 30 %) et à une diminution des autres pertes induites par la diminution de la température de fonctionnement. L'augmentation du rendement au point nominal est de 1.4 points de rendement. La combinaison stator et rotor GO a présenté une réduction plus importante des pertes fer jusqu'à 0.75 T et a montré une réduction des pertes fer de l'ordre de 35 % au point de fonctionnement nominal.

La dernière partie a consisté à déterminer les pertes fer rotoriques dans les machines asynchrones. L'utilisation d'une machine à rotor bobiné nous a permis d'utiliser le rotor en circuit ouvert afin de séparer les pertes fer statoriques et rotoriques. Cet essai a permis de valider le fait que les pertes fer rotoriques sont loin d'être négligeables, car elles représentent environ 40 % des pertes fer totales. Cela a permis d'affirmer que le gain obtenu sur nos prototypes est bien dû à la diminution des pertes fer rotoriques.

Dans les perspectives, à court et à moyen terme, il serait intéressant de valider la structure à tôles GO segmentées et décalées sur une machine asynchrone réelle. Il serait également intéressant de coupler les différentes techniques utilisées dans cette étude et d'augmenter la taille des machines afin de réduire l'induction crête d'entrefer. Cela aura pour effet de maximiser l'apport du circuit magnétique à tôle GO.

L'utilisation combinée des tôles GO et du rotor à cage cuivre pourrait également entrer dans la conception de machine à haute température. Cette voie pourrait s'inscrire dans les travaux menés actuellement au sein du laboratoire.

Pour la conception et l'optimisation des machines asynchrones à cage cuivre, il serait intéressant de coupler le modèle thermique avec un modèle électromagnétique pour prendre

en compte l'impact de la température lié au processus d'injection sous pression du cuivre sur les propriétés magnétiques des tôles NO pour le dimensionnement de machines asynchrones utilisant un rotor à cage d'écureuil en cuivre injecté.

L'optimisation du circuit magnétique à tôle GO nécessiterait également d'avoir une modélisation numérique capable de prendre en compte l'anisotropie complexe des tôles GO. Et enfin, l'étude des courants interbarre pourrait être une voie d'amélioration pour les rotors à cage cuivre induit par l'absence d'isolation barre tôle.

Liste des figures et tableaux

Table des figures

1.1	Calendrier correspondant à la mise en place des différentes classes de rendements [4]	15
1.2	Rendement en fonction de la gamme de puissances utiles pour des machines à 4 pôles selon la norme IEC60034-30 [4]	15
1.3	Domaine de Weiss et paroi de Bloch d'une structure idéalisée	17
1.4	Courbe de première aimantation	18
1.5	Courbe d'hystérésis	19
1.6	Courants induits microscopiques lors d'un déplacement d'une paroi de Bloch à 180°	20
1.7	Courants induits dans l'épaisseur d'une tôle	20
1.8	Courbes des pertes fer en champ unidirectionnel et en champ rotationnel pour des tôles à grains non orientés	22
1.9	Flux de fuite d'inclinaison	24
1.10	Cage d'écureuil avec des conducteurs en cuivre et des conducteurs en aluminium injecté issue de [41]	24
1.11	Evolution des pertes fer des tôles à grain orienté au cours du temps [64] .	26
1.12	Résistivité et polarisation en fonction des additifs présents dans le fer . .	27
1.13	Représentation de la structure cristallographique d'une tôle à grains orientés	28
1.14	Courbe d'aimantation d'un mono cristallin FeSi par application d'un champ h selon les 3 axes principaux	28
1.15	Courbe de perte fer d'une tôle GO pour différents angles	29
1.16	Courbe d'aimantation d'une tôle GO pour différents angles	29
1.17	Courbe d'aimantation de tôles NO pour différents angles	30
1.18	Courbe des pertes fer de tôles NO pour différents angles	30
1.19	Utilisation des tôles GO pour les machines tournantes	31
1.20	Technique du décalage des tôles	32
1.21	Schéma monophasé équivalent	32
1.22	(a) évolution des pertes fer (b) évolution du courant statorique	33
1.23	Évolution du rendement en fonction du glissement	33
1.24	Évolution du rendement en fonction du glissement pour les machines issues des travaux [90]	34
1.25	Synoptique du processus d'injection sous pression	35
1.26	Couple électromagnétique	37
1.27	Évolution du rendement en fonction de la puissance utile	38
1.28	Évolution du rendement en fonction du glissement	38
2.1	43
2.2	Diagramme de phase FeSi [100]	44
2.3	Courbe $\hat{b}(\hat{h})$ pour le FeV 1000-65 HD [98]	46
2.4	Courbe $\mu_r(\hat{h})$ pour le FeV 1000-65 HD [98]	46
2.5	Courbe $P_{fer}(\hat{b})$ du FeV 1000-65 HD avant la température de Curie [98] .	46

2.6	Courbe $P_{fer}(\hat{b})$ du FeV 1000-65 HD après la température de Curie [98] . . .	47
2.7	Évolution des pertes massiques en fonction de la température [103] . . .	47
2.8	Schéma représentant la diffusion de chaleur lors de l'injection	49
2.9	Représentation du modèle implémenté dans FEMM	50
2.10	Chaleur spécifique en fonction de la température [98]	51
2.11	Conductivité thermique en fonction de la température [98]	51
2.12	Zone d'étude	51
2.13	Évolution de la température dans la dent en fonction du temps	52
2.14	Cartographie thermique du fer à $t = 0.1$ s	52
2.15	Cartographie thermique du fer à $t = 2$ s	53
2.16	Géométrie de la cavité sous NOVACAST	54
2.17	Phase du cuivre à 2.98s	55
2.18	Température à 2.98s	55
2.19	Phase du cuivre à 3s	56
2.20	Température à 3s	56
2.21	Évolution de la température dans une dent située à 3 mm de l'anneau de court-circuit partie fixe	57
2.22	Évolution de la température dans une dent située au milieu du paquet de tôle	57
2.23	Écart de température entre la tôle du milieu et la tôle proche d'un anneau de court-circuit	58
2.24	Cartographie de la température dans le fer et de la solidication du cuivre à $T=8$ s	58
2.25	Cadre d'Epstein [106]	59
2.26	Cycle thermique pour 1100 °C	60
2.27	Cycle thermique pour 950 °C	61
2.28	Cycle thermique pour 650 °C	61
2.29	Bande ayant subit un choc thermique	62
2.30	Erreur de mesure sur les pertes fer	63
2.31	Répétabilité de la mesure	63
2.32	Comparaison des courbes $P_{fer}(\hat{b})$ avant et après choc thermique	64
2.33	Comparaison des courbes $\hat{b}(\hat{h})$ avant et après choc thermique	65
3.1	69
3.2	Assemblage des tôles	69
3.3	Assemblage expérimental de la machine statique	70
3.4	Schéma équivalent monophasé d'une machine statique	71
3.5	P_{fer} en fonction de l'induction crête d'entrefer	73
3.6	Différence des pertes fer des machines statiques par rapport à la NO50	74
3.7	X_{μ} en fonction de l'induction crête d'entrefer	75
3.8	I_p en fonction de l'induction crête d'entrefer	75
3.9	Force électromotrice d'une machine six ergots et trois ergots pour $\hat{b}_{e(1)} = 0.27$ T	76
3.10	77
3.11	Courbe $\hat{b}(\hat{h})$ du M400-50	77
3.12	Répartition induction pour la machine possédant 3 ergots	79
3.13	Répartition induction pour la machine possédant 6 ergots	80
3.14	Zoom sur une dent avec et sans ergot	80
3.15	Induction moyenne dans la culasse pour une force électromotrice de 20V	81
3.16	Différence d'induction dans la culasse en fonction de E_p	81
3.17	Induction d'entrefer à un instant « t » pour $E_p = 20$ V	81

3.18	Induction crête d'entrefer en fonction de E_p	82
3.19	$I_p(E_p)$	82
3.20	Courbe $\hat{b}(\hat{h})$ du HGO35 et du NO35	84
3.21	Segments d'un stator de machine statique	84
3.22	Courbe $P_{\text{fer}}(\hat{b})$ du HGO35 et du NO35	84
3.23	Courbes $\hat{b}(\hat{h})$ utilisée pour la simulation	86
3.24	Maillage du modèle EF 3D de la machine statique non segmentée	86
3.25	Maillage de l'épaisseur du modèle EF 3D de la machine statique non segmentée	87
3.26	Distribution de l'induction dans la tôle ou la DL est selon l'axe x	87
3.27	Distribution de l'induction dans la tôle ou la DL est selon l'axe y	88
3.28	Distribution de l'induction dans l'entrefer inter-laminaire	88
3.29	Distribution de l'induction dans l'entrefer inter-laminaire pour le flux orienté à 45°	89
3.30	Modèle 3D de la machine statique segmentée	90
3.31	Distribution de l'induction dans les segments dont la DL se trouve orientée selon les dents	90
3.32	Distribution de l'induction dans les segments dont la DL se trouve orientée selon la culasse	91
3.33	Comparaison culasse statorique machine statique segmentée versus décalée	91
3.34	Modélisation de l'entrefer inter-segment	93
3.35	Répartition induction entrefer inter-laminaire selon l'axe Z	94
3.36	Distribution de l'induction pour une induction de 0.5 T	95
3.37	Distribution de l'induction pour une induction de 1 T	95
3.38	Distribution de l'induction pour une induction de 1.5 T	95
3.39	Distribution de l'induction pour une induction de 0.5 T quand les tôles sont orientées à 45°	96
3.40	Distribution de l'induction dans un entrefer interlaminaire pour une induction de 0.5 T quand les tôles sont orientées à 45°	96
3.41	Distribution de l'induction pour une induction de 0.5 T	97
3.42	Distribution de l'induction pour une induction de 1 T	97
3.43	Distribution de l'induction pour une induction de 1.5 T	98
3.44	Machine statique	99
3.45	Pertes fer en fonction de l'induction	101
3.46	Courant à vide en fonction de l'induction	101
3.47	Puissance absorbée en fonction de l'induction	102
3.48	Loi d'évolution $X_\mu(\hat{b}_e)$	103
3.49	Loi d'évolution de $R_\mu(\hat{b}_e)$	103
3.50	Loi d'évolution de $R_p(\hat{b}_e)$	103
3.51	Loi d'évolution de $X_p(\hat{b}_e)$	104
3.52	Loi d'évolution de la réactance magnétisante corrigé	105
3.53	Différence de courant magnétisant en fonction de l'induction crête d'entrefer	105
4.1	Évolution temporelle de la fem pour la machine d'origine (MNO)	113
4.2	Évolution $\hat{b}_{e1}(V_s)$ avec le stator d'origine	113
4.3	Extrapolation linéaire pour les configurations MNO et SNORGO35	115
4.4	Évolution des pertes pour les configurations MNO et SNORGO35	116
4.5	Évolution des pertes totales pour les configurations MNO et SNORGO35	117
4.6	Courant à vide pour les configurations MNO et SNORGO35	117
4.7	Écart P_{abs} et P_{fer} entre les configurations MNO et SNORGO35	117

4.8	Extrapolation linéaire pour les configurations SGORNO50 et SGORGO35	119
4.9	Pertes fer pour les configurations SGORNO50 et SGORGO35	120
4.10	Puissance absorbée à vide pour les configurations SGORNO50 et SGORGO35	120
4.11	Courant à vide pour les configurations SGORNO50 et SGORGO35	121
4.12	Pertes fer en fonction de l'induction crête d'entrefer	122
4.13	Différence des pertes fer en fonction de l'induction	122
4.14	Pertes fer en fonction de la tension d'alimentation	122
4.15	Régression linéaire des pertes résiduelles pour les différentes configurations	125
4.16	Rendement pour les différentes configurations	125
4.17	Bilan de puissance du banc complet	128
4.18	Extrapolation pour la détermination des pertes mécaniques	129
4.19	Pertes fer	129
4.20	Pertes fer statorique et rotorique	130
4.21	Différence d'estimation des pertes fer totale entre l'essai à vide classique et notre procédure	130
4.22	Plan tôle statorique moteur 11kW	154
4.23	Plan tôle statorique moteur 11kW	154
4.24	Plan tôle rotorique moteur 11kW	155
4.25	Plan tôle machine statique version sans ergots	156
4.26	Segment machine statique	156

Liste des tableaux

1.1	Paramètres du schéma équivalent monophasé des machines issus de [59] .	32
1.2	Paramètres du schéma équivalent monophasé des travaux de [90]	34
1.3	Paramètres du schéma équivalent monophasé des travaux issue de [90] en supposant une cage cuivre à la place de celle en aluminium	37
2.1	Hypothèse du modèle 2D	50
2.2	Données constructeur et mesurées	61
3.1	Données des deux configurations	72
3.2	Comparaison courant magnétisant et réactance magnétisante théorique avec la manipulation expérimentale pour $\hat{b}_e = 0.3 \text{ T}$	75
3.3	Comparaison méthode analytique et méthode des éléments finis pour la machine à 3 ergots	78
3.4	Résistance moyenne des machines statiques	100
4.1	Données des plaques signalétiques	111
4.2	Données des deux configurations	112
4.3	Induction crête d'entrefer	114
4.4	Épaisseur moyenne d'entrefer mesurée pour les configurations utilisant le stator d'origine (SNO)	114
4.5	Pertes mécaniques	115
4.6	Induction crête d'entrefer	118
4.7	Épaisseur moyenne d'entrefer mesurée pour les configurations utilisant le stator à base de HGO décalées (SGO)	118
4.8	Pertes mécaniques	119
4.9	Paramètres déterminés à partir des essais à rotor bloqué	123
4.10	Donnée de la régression linéaire	124
4.11	Séparation des pertes pour une puissance utile de 11 kW	126
4.12	Données des machines	127
4.13	Séparation des pertes fer	130
4.14	Comparaison des pertes fer pour la machine 3 kW	131

Bibliographie

Bibliographie

- [1] La consommation d'électricité en chiffres. [Online]. Available : <https://www.edf.fr/groupe-edf/espaces-dedies/l-energie-de-a-a-z/tout-sur-l-energie/le-developpement-durable/la-consommation-d-electricite-en-chiffres>
- [2] M. Thieman, R. Kamm, and J. Jorstad, "Copper motor rotors : Energy saving efficiency, now also economic feasibility," in *2007 Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo*, Oct 2007, pp. 328–333.
- [3] R. Prud'homme, "Bilan de la cop21," *Commentaire*, no. 2, pp. 396a–397, 2016.
- [4] The Commission of the European Communities, "Commission Regulation (EC) No 640/2009 of," p. L 191/26, 2009.
- [5] "Rotating electrical machines – Part 2-1 : Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles), IEC60034-2-1," 2014.
- [6] K. Dabala, "Analysis of mechanical losses in three-phase squirrel-cage induction motors," in *Electrical Machines and Systems, 2001. ICEMS 2001. Proceedings of the Fifth International Conference on*, vol. 1, 2001, pp. 39–42 vol.1.
- [7] P. Weiss, "La variation du ferromagnétisme avec la température," *Comptes Rendus*, vol. 143, p. 1136, 1906.
- [8] —, "L'hypothèse du champ moléculaire et la propriété ferromagnétique," *J. phys. theor. appl.*, vol. 6, no. 1, pp. 661–690, 1907.
- [9] P. Brissonneau, *Magnétisme et matériaux magnétiques : pour l'électrotechnique*. Hermes, 1997.
- [10] G. Bertotti, *Hysteresis in magnetism : for physicists, materials scientists, and engineers*. Academic press, 1998.
- [11] —, "General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials." *IEEE Trans. Magn.*, vol. 24, no. 1, pp. 621–630, 1987.
- [12] M. Popescu and D. M. Ionel, "A best-fit model of power losses in cold rolled-motor lamination steel operating in a wide range of frequency and magnetization," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 4, pp. 1753–1756, 2007.
- [13] Z. Gmyrek, A. Boglietti, and A. Cavagnino, "Iron loss prediction with PWM supply using low-and high-frequency measurements : Analysis and results comparison," *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 55, no. 4, pp. 1722–1728, 2008.
- [14] C. P. Steinmetz, "On the Law of Hysteresis," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. IX, no. 1, pp. 1–64, jan 1892.
- [15] G. Bertotti and M. Pasquale, "Physical interpretation of induction and frequency dependence of power losses in soft magnetic materials," *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 28, no. 5, pp. 2787–2789, Sept 1992.

- [16] F. Fiorillo and A. Novikov, "An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, no. 5, pp. 2904–2910, Sep 1990.
- [17] "Methods of measurement of the magnetic properties of electrical steels sheet and strip by means of an Epstein frame," 2008.
- [18] A. Moses and S. Hamadeh, "Comparison of the epstein-square and a single-strip tester for measuring the power loss of nonoriented electrical steels," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 19, no. 6, pp. 2705–2710, Nov 1983.
- [19] P. Marketos, S. Zurek, and A. J. Moses, "A method for defining the mean path length of the epstein frame," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 6, pp. 2755–2757, June 2007.
- [20] A. J. Moses, "Importance of rotational losses in rotating machines and transformers," *Journal of Materials Engineering and Performance*, vol. 1, no. 2, pp. 235–244, Mar 1992.
- [21] M. Fratila, "Contribution à la prise en compte des pertes fer dans la modélisation des machines électriques par éléments finis," Ph.D. dissertation, Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I, 2012.
- [22] M. Enokizono, T. Suzuki, J. Sievert, and J. Xu, "Rotational power loss of silicon steel sheet," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 26, no. 5, pp. 2562–2564, Sep 1990.
- [23] A. A. Jimoh, R. D. Findlay, and M. Poloujadoff, "Stray losses in induction machines : Part i, definition, origin and measurement," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-104, no. 6, pp. 1500–1505, June 1985.
- [24] A. B. Field, "Eddy currents in large slot-wound conductors," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. XXIV, pp. 761–788, Jan 1905.
- [25] H. W. Taylor, "Eddy currents in stator windings," *Electrical Engineers, Journal of the Institution of*, vol. 58, no. 290, pp. 279–298, April 1920.
- [26] G. GRELLET, "Pertes dans les machines tournantes," *T*, vol. 53, no. D3450, pp. 12–22, 1989.
- [27] P. L. Alger, *Induction machines : their behavior and uses*. Gordon and Breach, 1970.
- [28] I. Boldea and S. A. Nasar, *The induction machine handbook*. CRC press, 2010.
- [29] J. A. Tegopoulos, "Determination of the magnetic field in the end zone of turbine generators," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 82, no. 67, pp. 562–572, Aug 1963.
- [30] V. B. Honsinger, "Theory of end-winding leakage reactance," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III : Power Apparatus and Systems*, vol. 78, no. 3, pp. 417–424, April 1959.
- [31] A. B. J. Reece and A. Pramanik, "Calculation of the end-region field of a.c. machines," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 112, no. 7, pp. 1355–1368, July 1965.
- [32] R. Lin and A. Arkkio, "A 3-d magnetostatic analysis and calculation of parameters in end region of an induction machine," in *2008 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, April 2008, pp. 1–6.
- [33] J. Cheaytani, A. Benabou, A. Tounzi, M. Dessoude, L. Chevallier, and T. Henneon, "End-region leakage fluxes and losses analysis of cage induction motors using

- 3-d finite-element method,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 3, pp. 1–4, March 2015.
- [34] J. Brudny and R. Romary, “Analysis of the slotting effect on the induction machine dynamic iron losses,” *Computer Fields Models of Electromagnetic Devices*, vol. 34, pp. 27–73, 2010.
- [35] A. R. Hagen, A. Binder, M. Aoulkadi, T. Knopik, and K. Bradley, “Comparison of measured and analytically calculated stray load losses in standard cage induction machines,” in *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, Sept 2008, pp. 1–6.
- [36] R. Hagen, T. Knopik, and A. Binder, “Comparison of numerical and analytical simulation of saturated zig-zag flux in induction machines,” in *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, May 2009, pp. 1113–1118.
- [37] J. Cheaytani, A. Benabou, A. Tounzi, and M. Dessoude, “Finite-element investigation on zig-zag flux in squirrel cage induction machines,” in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Sept 2014, pp. 162–168.
- [38] A. Stening, “Analysis and reduction of parasitic effects in induction motors with die-cast rotors,” Ph.D. dissertation, KTH Royal Institute of Technology, 2013.
- [39] S. C. Englebretson, “Induction machine stray loss from inter-bar currents,” Ph.D. dissertation, Massachusetts Institute of Technology, 2009.
- [40] K. Yamazaki and Y. Watanabe, “Stray load loss analysis of cage induction motors considering inter-bar currents using 3-d finite element method,” in *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005.*, May 2005, pp. 585–590.
- [41] A. Boglietti, A. Cavagnino, L. Ferraris, M. Lazzari, and G. Luparia, “No tooling cost process for induction motors energy efficiency improvements,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 3, pp. 808–816, May 2005.
- [42] L. Alberti, N. Bianchi, A. Boglietti, and A. Cavagnino, “Core axial lengthening as effective solution to improve the induction motor efficiency classes,” in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sept 2011, pp. 3391–3398.
- [43] E. B. Agamloh, A. Boglietti, and A. Cavagnino, “The incremental design efficiency improvement of commercially manufactured induction motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2496–2504, Nov 2013.
- [44] I. Peter, G. Scutaru, and C. G. Nistor, “Manufacturing of asynchronous motors with squirrel cage rotor, included in the premium efficiency category ie3, at sc electroprecizia electrical-motors srl săcele,” in *2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, May 2014, pp. 421–425.
- [45] Y. N. Feng, J. Apsley, S. Williamson, A. C. Smith, and D. M. Ionel, “Reduced losses in die-cast machines with insulated rotors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 3, pp. 928–936, May 2010.
- [46] F. A. Fujita, N. Sadowski, and P. Kuo-Peng, “Use of nontraditional temperatures on aluminum caged centrifuged rotors annealing; assessment of the viability and effectiveness in reducing interbar losses,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7404–7412, Dec 2016.
- [47] W. R. Finley and M. M. Hodowanec, “Selection of copper versus aluminum rotors for induction motors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 6, pp. 1563–1573, 2001.
- [48] J. Cowie and D. Brender, “Die-cast copper rotors for improved motor performance,” *Conf. Rec. 2003 Annu. Pulp Pap. Ind. Tech. Conf. 2003.*, pp. 42–49, 2003.

- [49] J. Malinowski, J. McCormick, and K. Dunn, "Advances in construction techniques of AC induction motors : Preparation for super-premium efficiency levels," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 6, pp. 1665–1670, 2004.
- [50] J. L. Kirtley, J. G. Cowie, E. F. Brush, D. T. Peters, and R. Kimmich, "Improving induction motor efficiency with die-cast copper rotor cages," *2007 IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meet. PES*, pp. 1–6, 2007.
- [51] D. T. Peters, E. F. Brush, and J. L. Kirtley, "Die-cast copper rotors as strategy for improving induction motor efficiency," in *2007 Electr. Insul. Conf. Electr. Manuf. Expo*, oct 2007, pp. 322–327.
- [52] C. S. C. do Nascimento and A. F. F. Filho, "Design of an induction generator with copper squirrel cage rotor and asymmetric slots," in *2014 International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA)*, Oct 2014, pp. 544–549.
- [53] M. Poloujadoff, J. C. Mipo, and M. Nurdin, "Some economical comparisons between aluminium and copper squirrel cages," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 10, no. 3, pp. 415–418, Sep 1995.
- [54] D. Ashwin, S. Ashok, M. Dixit, and V. Chavan, "Design optimization of 15 kW , 2-pole induction motor to achieve IE4 efficiency level with copper die-casting," *Adv. Power Energy (TAP Energy), 2015 Int. Conf.*, pp. 98–102, 2015.
- [55] E. Chiricozzi, F. Parasiliti, and M. Villani, "New materials and innovative technologies to improve the efficiency of three-phase induction motors. a case study," in *16 th International Conference on Electrical Machines ICEM*, 2004, pp. 5–8.
- [56] K. Park, K. K. K. Kim, S.-h. L. S.-h. Lee, D.-H. K. D.-H. Koo, K.-C. K. K.-C. Ko, and J. L. J. Lee, "Optimal design of rotor slot of three phase induction motor with die-cast copper rotor cage," *2008 Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 61–63, 2008.
- [57] A. Krings, A. Boglietti, A. Cavagnino, and S. Sprague, "Soft magnetic material status and trends in electric machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 3, pp. 2405–2414, March 2017.
- [58] K. Fujisaki and K. Fujitani, "Design of stator core shape of 'magnetic anisotropic motor'," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, Sept 2012, pp. 183–189.
- [59] S. Lopez, B. Cassoret, J. F. Brudny, L. Lefebvre, and J. N. Vincent, "Grain oriented steel assembly characterization for the development of high efficiency AC rotating electrical machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 10, pp. 4161–4164, 2009.
- [60] B. Cassoret, S. Lopez, J.-F. Brudny, and T. Belgrand, "Non-Segmented Grain Oriented Steel in Induction Machines," *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 47, pp. 1–10, 2014. [Online]. Available : <http://www.jpier.org/PIERC/pier.php?paper=13112007>
- [61] Y. Ushigami, M. Mizokami, M. Fujikura, T. Kubota, H. Fujii, and K. Murakami, "Recent development of low-loss grain-oriented silicon steel," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 254-255, pp. 307–314, 2003.
- [62] Z. Xia, Y. Kang, and Q. Wang, "Developments in the production of grain-oriented electrical steel," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 320, no. 23, pp. 3229–3233, 2008.
- [63] T. TAKAMIYA, K. HANAZAWA, and T. SUZUKI, "Recent development of grain-oriented electrical steel in jfe steel," 2016.
- [64] Pauwels, "Distribution transformers," 2002.
- [65] R. M. Bozorth, *Ferromagnetism*, Aug. 1993.

- [66] P. Beckley, *Electrical steels for rotating machines*. IET, 2002, no. 37.
- [67] R. C. Hall, “Single-crystal magnetic anisotropy and magnetostriction studies in iron-base alloys,” *Journal of Applied Physics*, vol. 31, no. 6, pp. 1037–1038, 1960.
- [68] R. H. Pry, “Development of metallurgical structures and magnetic properties in iron silicon alloys,” *Journal of Applied Physics*, vol. 30, no. 4, pp. S189–S193, 1959.
- [69] J. Barros, T. Ros-Yañez, L. Vandenbossche, L. Dupré, J. Melkebeek, and Y. Houbaert, “The effect of si and al concentration gradients on the mechanical and magnetic properties of electrical steel,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 290, pp. 1457 – 1460, 2005, proceedings of the Joint European Magnetic Symposia (JEMS’ 04).
- [70] J. Barros, J. Schneider, and Y. Houbaert, “Assessment of si and al diffusion for the production of high si and high si–al electrical steel,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 320, no. 14, pp. e389 – e392, 2008.
- [71] R. Lemaître and T. Belgrand, “Matériaux magnétiques doux cristallins . Acier électrique à grains orientés,” *Tech. l’ingénieur*, 2014.
- [72] N. Maazi, “Introduction of preferential interaction particle- Grain boundary in grain growth simulation - Application to the abnormal Goss grain growth in the Fe-3%Si magnetic alloys,” *Comput. Mater. Sci.*, vol. 79, pp. 303–308, 2013.
- [73] S. Nakashima, K. Takashima, and J. Harase, “Effect of Cold Rolling Reduction on Secondary Recrystallization in Grain-oriented Electrical Steel Produced by Single-stage Rolling Process.” *ISIJ Int.*, vol. 31, no. 9, pp. 1013–1019, 1991.
- [74] Y. Feng, Y. Li, J. Guo, J. Li, and T. Du, “Journal of Magnetism and Magnetic Materials Effect of slab reheating temperature on recrystallization microstructure , texture and magnetic properties of Nb-containing grain-oriented silicon steel,” *J. Magn. Mater.*, vol. 439, pp. 135–143, 2017.
- [75] F. yao Yang, C. xu He, L. Meng, G. Ma, X. Chen, and W. min Mao, “Effect of annealing atmosphere on secondary recrystallization in thin-gauge grain-oriented silicon steel : evolution of inhibitors,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 439, pp. 403 – 410, 2017.
- [76] C. xu He, F. yao Yang, L. Meng, G. Ma, X. Chen, P. fei Hou, and W. kang Zhang, “Effect of annealing atmospheres on secondary recrystallization in thin-gauge grain-oriented silicon steel : Microstructures and textures,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 439, pp. 397 – 402, 2017.
- [77] “Standard classification of insulating coatings by composition, relative insulating ability and application,” 2003.
- [78] P. Rauscher, J. Hauptmann, and E. Beyer, “Laser scribing of grain oriented electrical steel under the aspect of industrial utilization using high power laser beam sources,” in *Phys. Procedia*, vol. 41. Elsevier Srl, 2013, pp. 312–318.
- [79] L. Lahn, C. Wang, A. Allwardt, T. Belgrand, and J. Blaszkowski, “Improved transformer noise behavior by optimized laser domain refinement at thyssenkrupp electrical steel,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 4, pp. 1453–1456, April 2012.
- [80] J. VERDUN and J.-C. BAVAY, “Alliages fer-silicium,” 1991.
- [81] G. H. Shirkoohi and M. A. M. Arikat, “Anisotropic properties of high permeability grain-oriented 3.25% si-fe electrical steel,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 30, no. 2, pp. 928–930, Mar 1994.

- [82] S. Lopez, “Définition de nouvelles structures de circuits magnétiques de machines ac utilisant des tôles à grains orientés,” Ph.D. dissertation, Artois, 2011.
- [83] T. Yamamoto and T. Maeda, “Moteur électrique et dispositif pour sa fabrication,” Mar. 4 2009, eP Patent 1,686,674.
- [84] L. Moteurs, “Tôle de machine tournante électrique à grains orientés,” May 17 2001, wO Patent App. PCT/FR2000/003,161.
- [85] W. Hill, “Electric machine with soft magnetic teeth,” Nov. 1 2005, uS Patent 6,960,862.
- [86] N. Kessens, D. Bowen, J. Ceule, and M. Rice, “Lightweight high power electromotive device and method for making same,” Sep. 10 1996, uS Patent 5,554,902.
- [87] J.-F. Brudny, B. Cassoret, R. Lemaître, and J.-N. Vincent, “Magnetic core and use of magnetic core for electrical machines,” WO Patent Application WO 2009/030 779 A1, Mar. 12, 2009.
- [88] —, “Magnetic core and use of magnetic core for electrical machines,” US Patent Application US 2011/0 260 574 A1, Oct. 27, 2011.
- [89] G. Parent, R. Penin, J. P. Lecointe, J. F. Brudny, and T. Belgrand, “Analysis of the magnetic flux distribution in a new shifted non-segmented grain oriented ac motor magnetic circuit,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 5, pp. 1977–1980, May 2013.
- [90] W. Boughanmi, “éco-conception des motorisations électriques : application à la machine asynchrone,” Ph.D. dissertation, Artois, 2012.
- [91] I. E. Commission, “Rotating electrical machines—part 2-1 : Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles),” IEC 60034-2-1, Tech. Rep., 2014.
- [92] R. Sangiorgi, M. Muolo, and A. Bellosi, “Wettability of hot-pressed silicon nitride materials by liquid copper,” *Materials Science and Engineering : A*, vol. 103, no. 2, pp. 277 – 283, 1988, a Structural Materials : Properties, Microstructure and Processing.
- [93] E. A. Herman, J. F. WALLACE, and A. Machonis, “Copper alloy pressure die casting,” *BOOKS*, 1975.
- [94] D. Peters and J. Cowie, “Pressure die casting trials on mold material candidates for the copper motor rotor structure,” in *International Workshop on Permanent Mold Casting of Copper-Base Alloys*, 1998, pp. 75–87.
- [95] D. T. Peters, J. G. Cowie, and E. F. Brush, “Die casting copper motor rotors : Mold materials and processing for cost-effective manufacturing,” in *Energy Efficiency Improvements in Electronic Motors and Drives*. Springer, 2000, pp. 39–51.
- [96] D. T. Peters, J. G. Cowie, E. F. Brush, and S. P. Midson, *Die-Cast Copper Motor Rotors : Die Materials and Process Considerations for Economical Copper Rotor Production*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2003, pp. 128–135.
- [97] R.-P. Bouchard and G. Olivier, *Conception de moteurs asynchrones triphasés*. Presses inter Polytechnique, 1997.
- [98] A. Ansel, “Influence de la coulee sous pression d’une cage d’écureuil en cuivre sur le comportement magnetique d’une machine asynchrone triphasee,” Ph.D. dissertation, Université d’Artois, 2001.
- [99] R. M. Bozorth, “Ferromagnetism,” *Ferromagnetism, by Richard M. Bozorth, pp. 992. ISBN 0-7803-1032-2. Wiley-VCH, August 1993.*, p. 992, 1993.

- [100] J. Hertz, “Diagrammes d’équilibre. alliages binaires,” *Techniques de l’ingénieur. Matériaux métalliques*, no. M70, 1999.
- [101] J. Wang, J. Li, X. Wang, X. Mi, and S. Zhang, “Rapid heating effects on grain-size, texture and magnetic properties of 3% si non-oriented electrical steel,” *Bulletin of Materials Science*, vol. 34, no. 7, pp. 1477–1482, Dec 2011.
- [102] L. Battistini, R. Benasciutti, and A. Tassi, “Effects of heat treatment on crystallographic and magnetic properties of magnetic steels,” *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 133, no. 1-3, pp. 603–606, may 1994.
- [103] X. Duan, H. Huneus, T. Kochmann, K. Leuridan, R. Kaczmarek, and F. Protat, “Effect of annealing temperature and heating rate on the magnetic and mechanical properties of electrical steel,” *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 160, pp. 133–135, jul 1996.
- [104] P. Baudouin, A. Belhadj, and Y. Houbaert, “Effect of the rapid heating on the magnetic properties of non-oriented electrical steels,” *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 238, no. 2–3, pp. 221 – 225, 2002.
- [105] H. Jung and J. Kim, “Influence of cooling rate on iron loss behavior in 6.5wt% grain-oriented silicon steel,” *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 353, pp. 76–81, 2014.
- [106] I. E. Commission, “Methods of measurement of the magnetic properties of electrical steels sheet and strip by means of an epstein frame,” IEC 60404-2 Part 2, Tech. Rep., 2008.
- [107] A. International, “Standard classification of insulating coatings for electrical steels by composition, relative insulating ability and application,” Tech. Rep., 2013.
- [108] S. Cicalé, L. Albini, F. Parasiliti, and M. Villani, “Design of a permanent magnet synchronous motor with grain oriented electrical steel for direct-drive elevators,” in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, Sept 2012, pp. 1256–1263.
- [109] R. Penin, “Evaluation à priori des performances environnementales d’un noyau magnétique de transformateur triphasé sur la base de tests simplifiés.” Ph.D. dissertation, Artois, 2014.
- [110] M. Enokizono and N. Soda, “Magnetic field analysis by finite element method using effective anisotropic field,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31, no. 3, pp. 1793–1796, May 1995.
- [111] K. Fujiwara, T. Adachi, and N. Takahashi, “A proposal of finite-element analysis considering two-dimensional magnetic properties,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 2, pp. 889–892, Mar 2002.
- [112] T. Nakata, K. Fujiwara, N. Takahashi, M. Nakano, and N. Okamoto, “An improved numerical analysis of flux distributions in anisotropic materials,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 30, no. 5, pp. 3395–3398, Sept 1994.
- [113] T. Tamaki, K. Fujisaki, K. Wajima, and K. Fujiwara, “Comparison of magnetic field analysis methods considering magnetic anisotropy,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 2, pp. 187–190, Feb 2010.
- [114] N. Hihat, “Modèles quasi 3d pour l’analyse de structures présentant une anisotropie 3d,” Ph.D. dissertation, Artois, 2010.
- [115] L. R. Dupré, F. Fiorillo, C. Appino, A. M. Rietto, and J. Melkebeek, “Rotational loss separation in grain-oriented fe-si,” *Journal of Applied Physics*, vol. 87, no. 9, pp. 6511–6513, 2000.

- [116] P. K. Klimczyk, P. Anderson, A. Moses, and M. Davies, "Influence of cutting techniques on magnetostriction under stress of grain oriented electrical steel," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 4, pp. 1417–1420, April 2012.
- [117] G. Paltanea, V. M. Paltanea, I. V. Nemoianu, H. Gavrilă, and P. C. Andrei, "Influence of cutting technologies on the magnetic anisotropy of grain oriented electrical steel," in *2017 Electric Vehicles International Conference (EV)*, Oct 2017, pp. 1–4.
- [118] A. Nakahara, S. Kikuchi, K. Nishihama, T. Miyoshi, and K. Kaihatsu, "Interbar current losses in cage induction motors due to harmonic flux," *Proceedings of the 2013 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2013*, pp. 1364–1368, 2013.
- [119] —, "High-frequency interbar current losses in cage induction motors under no-load condition," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 698–705, Sept 2014.

Annexe

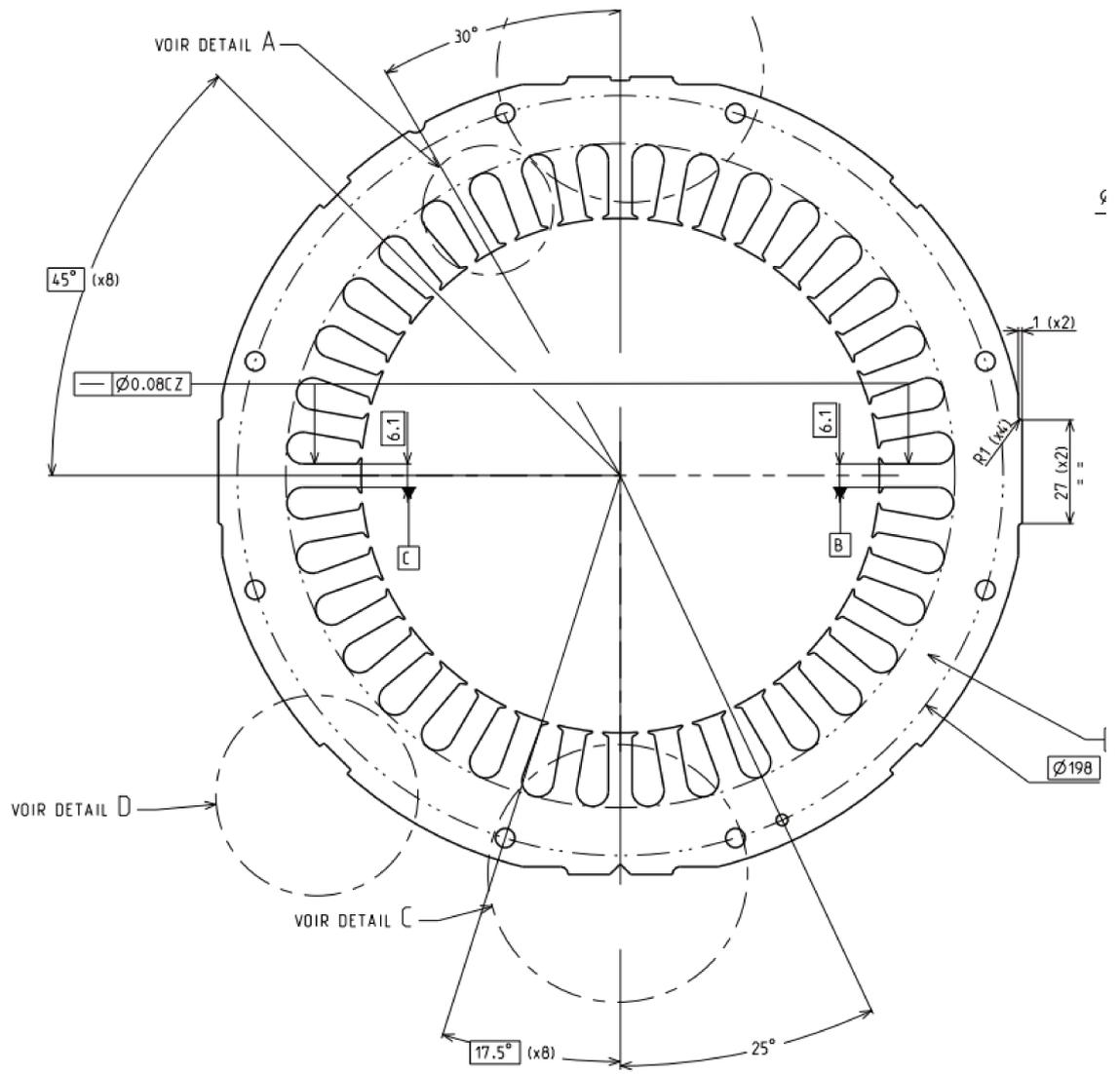


FIGURE 4.22 – Plan tôle statorique moteur 11kW

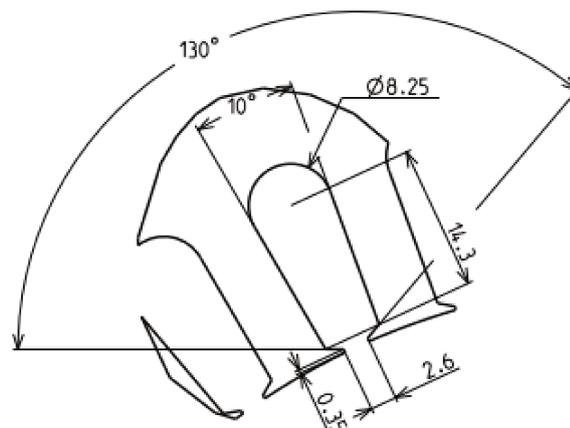


FIGURE 4.23 – Plan tôle statorique moteur 11kW

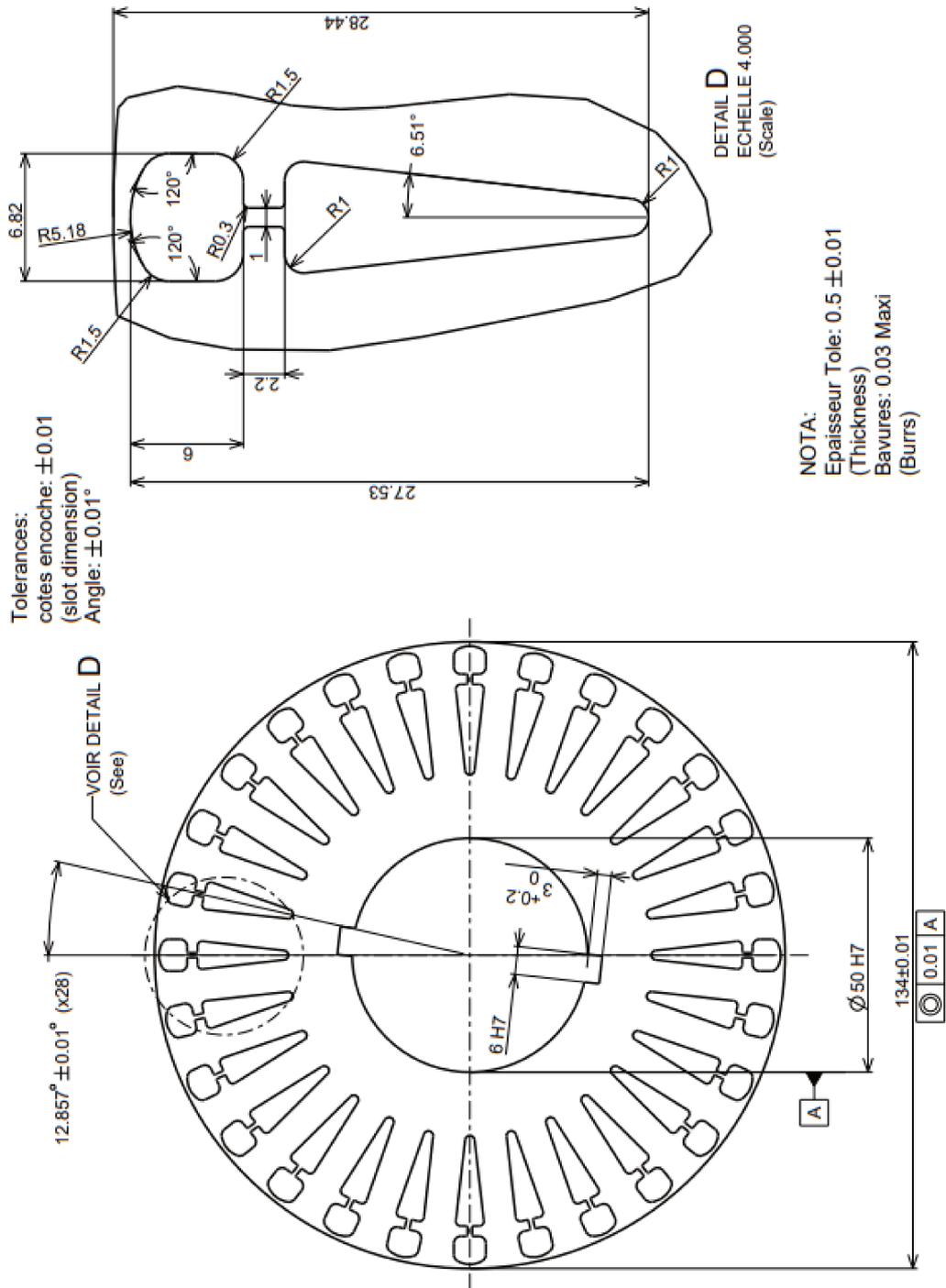


FIGURE 4.24 – Plan tôle rotorique moteur 11kW

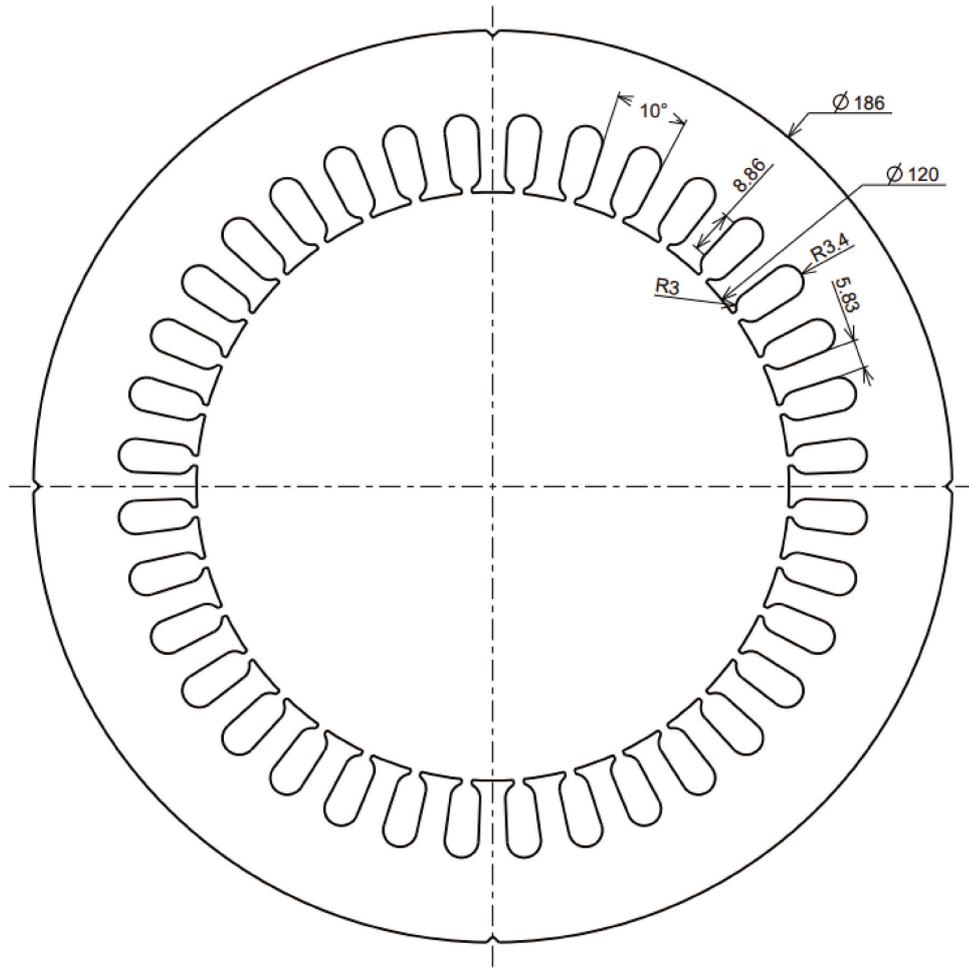


FIGURE 4.25 – Plan tôle machine statique version sans ergots

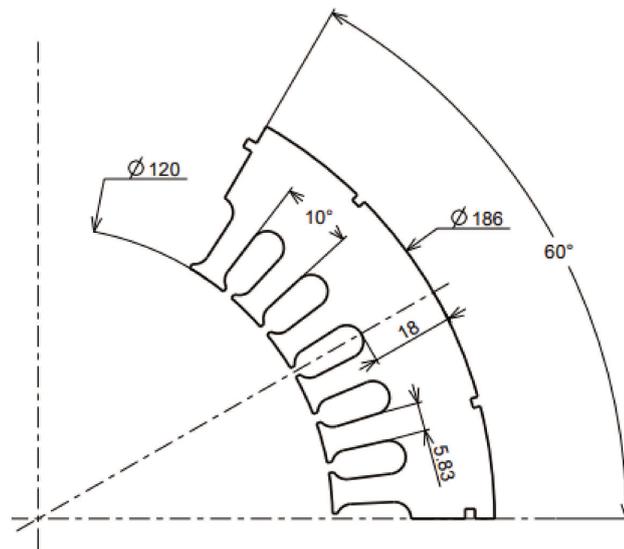


FIGURE 4.26 – Segment machine statique

Résumé

L'amélioration énergétique des machines électriques est un sujet de plus en plus important, avec dans la décennie à venir, l'utilisation massive de machines électriques pour les transports. Au niveau des industries, les moteurs électriques sont responsables d'environ 67% de la consommation de l'énergie électrique. Ce travail de thèse s'inscrit dans l'optique de l'amélioration énergétique des machines asynchrones qui sont prépondérantes dans le milieu industriel. Le travail présenté porte sur l'utilisation de deux technologies pour augmenter le rendement avec l'utilisation combiné d'un circuit magnétique à base de tôles grains orientés (GO) et de la technologie d'une cage d'écureuil en cuivre injecté sous pression. En effet, l'utilisation d'un acier plus performant comparativement aux aciers classiquement utilisés permet une réduction des pertes fer. Le remplacement de l'aluminium injecté, qui est classiquement utilisé dans la fabrication des cages d'écureuils, par du cuivre permet une réduction importante des pertes Joule au rotor. Dans un premier temps, l'impact du processus de l'injection du cuivre en fusion sur les propriétés magnétiques des tôles GO a été déterminé. Le processus a tout d'abord été étudié par des simulations numériques 2D et 3D afin de déterminer les températures au niveau de l'acier magnétique. Ces températures ont été appliquées sur des bandes d'Epstein pour déterminer l'influence de celles-ci sur les propriétés magnétiques. Dans un second temps, l'utilisation des tôles GO en champ tournant a été étudiée par une méthode expérimentale et par une modélisation numérique afin de comprendre la complexité du trajet du flux magnétique dans une telle structure de circuit magnétique. L'utilisation de cette technologie a permis d'obtenir un gain non négligeable en termes de pertes notamment sur les pertes fer. Dans la dernière partie, différents prototypes de machines asynchrones ont été testés afin d'apprécier l'apport de ces deux technologies permettant d'apprécier un gain important en termes d'efficacité énergétique grâce à une procédure expérimentale.

Mot clés : Machine asynchrone, Efficacité énergétique, Acier magnétique , Perte fer, Cage d'écureuil cuivre

Abstract

Definition of high efficiency induction machine using die casting copper squirrel cage and grain oriented steel laminations Nowadays, increasing the efficiency of electrical motors has become a priority in order to reduce electricity consumption. This thesis deals with the study of an induction machine composed of a copper squirrel cage realized by high pressure die casting and a magnetic circuit made of grain oriented electrical steel (GO) in order to decrease Joule losses and core losses. In the first part, the impact of thermal shock induced by the die casting copper process on the GO electrical steel was studied in order to validate the use of GO in rotor magnetic circuit. The temperature occurs during this kind of process has been modeled by 2D and 3D models. An experimental process was realized on the standardize samples in order to make a comparison with and without annealing in terms of magnetic properties. In the second part, the new assembly method of magnetic circuit with GO electrical steel has been studied in order to increase the benefits of use of GO steel in AC machines. The last part, a comparison between several configurations of magnetic circuit in induction machine was realized in order to confirm the gain of die casting copper rotor with GO electrical steel and GO stator magnetic circuit.

Keywords : Induction machine, energy-efficiency, iron losses, die casting copper