



HAL
open science

Etude et réalisation d'une machine électrique à forte densité de couple et fort rapport de sur-couple pour des applications de traction automobile

Raouf Benlamine

► **To cite this version:**

Raouf Benlamine. Etude et réalisation d'une machine électrique à forte densité de couple et fort rapport de sur-couple pour des applications de traction automobile. Energie électrique. Université de Franche-Comté, 2015. Français. NNT : 2015BESA2014 . tel-01508637

HAL Id: tel-01508637

<https://theses.hal.science/tel-01508637>

Submitted on 14 Apr 2017

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

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

SPIM

Thèse de Doctorat

UFC

école doctorale sciences pour l'ingénieur et microtechniques
UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

Étude et réalisation d'une machine électrique à forte densité de couple et fort rapport de sur-couple pour des applications de traction automobile

■ RAOUF BENLAMINE

SPIM

Thèse de Doctorat



école doctorale sciences pour l'ingénieur et microtechniques
UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

Thèse préparée pour l'obtention du grade de

Docteur de l'Université de Franche-Comté

Spécialité : **Génie électrique**

Par Raouf BENLAMINE

M.Sc. de l'École Centrale de Paris,
Ing. de l'École Nationale Polytechnique d'Alger.

Étude et réalisation d'une machine électrique à forte densité de couple et fort rapport de surcouple pour des applications de traction automobile

Membres du jury de thèse :

- Daniel Matt, Université de Montpellier, Président du Jury ;
- Carole Henaux, Université de Toulouse, Rapporteur de Thèse ;
- Eric Semail, ENSAM ParisTech, Lille, Rapporteur de Thèse ;
- Philippe Viarouge, Université Laval, Québec (Canada), Examineur ;
- Christian Chillet, CNRS Grenoble, Examineur ;
- Christophe Espanet, Université de Franche-Comté, Directeur de Thèse ;
- Frédéric Dubas, Université de Franche-Comté, Co-encadrant de Thèse ;
- Sid-Ali Randi, Renault, Co-encadrant de Thèse.

Thèse CIFRE préparée sous la direction du Pr. Christophe Espanet, au département Énergie, Institut Femto-st à Belfort, en partenariat avec Renault (Technocentre) à Guyancourt.

Remerciements

J'ai essayé à travers ce manuscrit de synthétiser et de présenter, de la manière la plus explicite possible, les différents travaux réalisés et entrepris au cours de ma thèse de doctorat. J'ai été grandement encadré et orienté par Christophe, Sid-Ali, Frédéric et Dominique. Je les remercie pour leur engagement infaillible, leur soutien inconditionnel, leur encouragement continu et leurs compétences techniques et humaines singulières, qui souvent se complètent et convergent. Qu'ils trouvent à travers ces quelques mots toute ma grande reconnaissance et mes sincères remerciements.

Mes remerciements se dirigent ensuite aux rapporteurs et examinateurs de ma thèse, Madame Carole Henaux, Messieurs Eric Semail, Daniel Matt, Philippe Viarouge et Christian Chillet. C'est un immense honneur qu'ils me font en acceptant d'examiner ce travail, et cela malgré leurs agendas très remplis et leurs diverses obligations. Leurs critiques et leurs avis m'aideront à améliorer le contenu et la qualité de ce manuscrit.

La thèse est souvent une aventure humaine très riche en rencontres. Pour ma part, j'ai eu le privilège de travailler dans deux environnements différents, deux villes distinctes. Malgré les divers inconvénients qui pourraient être engendrés, cela m'a été énormément bénéfique. En effet, cela m'a permis de sortir de ma zone de confort et de m'adapter aux différentes situations. Comme je me le répétais souvent, en plus d'être une formation technique et scientifique, la thèse est aussi une formation humaine et sociale. Au terme de ces années de travail, j'en sors énormément grandi.

Voici donc venu le temps de libérer le grand bureau des machinistes, comme l'ont fait avant moi Mohand, Abdessamed, François et Sinan, et qui le feront sans doute bientôt Mohamed et Daoud. Mes remerciements et amitiés se dirigent vers eux ainsi qu'à toutes les personnes que j'ai pu côtoyer au Parc Technologique, à la Faculté Louis Néel et au FC Lab.

En dernier lieu, et non le moins important, je remercie les personnes, sans qui rien de tout cela n'aurait été possible ou envisageable : ma famille et mes proches. Les plus anciens disaient, souvent par pudeur, « Ce qui est dans le cœur, reste dans le cœur ». Que toutes les précieuses personnes qui s'y reconnaissent, trouvent ici ma profonde gratitude et mon entière reconnaissance.

Résumé

Le contexte sociétal et environnemental en France et en Europe durant ces dernières années est largement favorable à l'électrification des moyens de transports, principalement les véhicules, afin de réduire les émissions de CO₂. Les pouvoirs publics déploient d'importants efforts afin de rendre les véhicules électrifiés plus accessibles aux citoyens, en octroyant des primes conséquentes lors de l'achat de véhicules « propres ». De leur côté, les constructeurs automobiles cherchent à diminuer le coût des véhicules électriques et hybrides en proposant des solutions techniques pouvant réduire le coût de fabrication des organes, principalement les batteries, les moteurs thermiques et électriques, tout en assurant des performances élevés.

L'objectif principal de cette thèse est d'étudier et de réaliser une machine électrique répondant à un cahier des charges très contraignant en termes d'encombrement axial et de densité de couple pour une application comme moteur de traction d'un véhicule hybride. De plus, cette machine doit être innovante, robuste et dont le procédé de fabrication est automatisable et à faible coût. Ainsi, un état de l'art élargi sur les différentes machines électriques a été effectué. En fonction des exigences liées à notre application, une machine à flux axial à aimants permanents enterrés à bobinage concentrique a été choisie.

Initialement, un modèle analytique simplifié a été établi et couplé à un outil d'optimisation. Les paramètres géométriques et électriques obtenus ont été alors réajustés en utilisant un modèle numérique basé sur les éléments finis 3D. Différentes modifications ont été apportées à cette machine initiale en raison de l'évolution du cahier des charges des performances et des contraintes géométriques. Les grandeurs électromagnétiques telles que le couple et la puissance ont été analysées pour différents points de fonctionnement. Les pertes dans les aimants permanents ont été calculées en développant un modèle numérique hybride basé sur les différences finies 3D, réduisant ainsi le temps de calcul comparativement aux éléments finis 3D. Afin de valider les différents résultats obtenus, un prototype de la machine a été réalisé.

Cette machine a également été modélisée en utilisant les Circuits Équivalents Magnétiques quasi-3D. Ce modèle semi-analytique est générique par rapport aux dimensions géométriques et électriques, avec une discrétisation adaptative. De plus, les effets de denture et de saturation sont pris en compte. Les inductions magnétiques, les flux magnétiques et le couple électromagnétique ont pu être obtenus avec ce modèle, en assurant une bonne précision et un temps de calcul réduit comparativement aux éléments finis 3D.

Mots-clés : Aimants enterrés, circuits équivalents magnétiques, contrôle optimal, effet de saturation, flux axial, optimisation multicritère, pertes par courants de Foucault.

Table des matières

I. Introduction générale.....	2
<i>I.1. Contexte sociétal et environnemental.....</i>	<i>2</i>
<i>I.2. Contexte technologique.....</i>	<i>10</i>
<i>Références.....</i>	<i>13</i>
II. État de l’art et choix de la machine.....	15
<i>II.1. Introduction.....</i>	<i>15</i>
<i>II.2. État de l’art sur les machines électriques.....</i>	<i>15</i>
II.2.1. Machines candidates pour la traction automobile.....	15
II.2.2. Machines synchrones à APs à flux radial.....	18
II.2.3. Machines synchrones à APs à flux axial.....	25
II.2.4. Machines synchrones à APs à flux transverse (MFT).....	42
II.2.5. Machines synchrones à APs à bobinage concentrique.....	43
<i>II.3. Choix de la machine à étudier.....</i>	<i>44</i>
<i>II.4. Conclusion.....</i>	<i>46</i>
<i>Références.....</i>	<i>47</i>
III. Pré-dimensionnement, modélisation numérique et réalisation de la machine.....	51
<i>III.1. Introduction.....</i>	<i>51</i>
<i>III.2. Pré-dimensionnement de la machine.....</i>	<i>52</i>
III.2.1. Modèle analytique simplifié.....	52
III.2.2. Optimisation multi-objective par algorithmes génétiques.....	55
<i>III.3. Modélisation numérique de la machine.....</i>	<i>62</i>
III.3.1. Modélisation par éléments finis 3D (EF-3D).....	62
III.3.2. Calcul des pertes dans les APs.....	86
III.3.3. Calcul des pertes Joule dans le bobinage.....	95
<i>III.4. Réalisation de la machine.....</i>	<i>100</i>
III.4.1. Réalisation du stator.....	100
III.4.2. Réalisation du bobinage.....	103

III.4.3. Réalisation du rotor.....	104
III.4.4. Montage des APs	106
III.4.5. Réalisation du circuit de refroidissement.....	107
III.5. Conclusion	108
Références	109
IV. Modélisation semi-analytique de la machine avec les Circuits Équivalents Magnétiques	111
IV.1. Introduction	111
IV.2. État de l'art des modèles CEM appliqués aux machines à flux axial.....	111
IV.3. Description du modèle CEM quasi-3D adaptatif non-linéaire.....	114
IV.3.1. Introduction.....	114
IV.3.2. Hypothèses du modèle	114
IV.3.3. Discrétisation	115
IV.3.4. Système non-linéaire.....	121
IV.3.5. Grandeurs intégrales	131
IV.3.6. Résultats et comparaison avec les EF-2D/3D	136
IV.4. Conclusion	164
Références	165
V. Conclusion générale	167
A. Annexe I : Cahier des charges (CdC)	171
A.1. Cahier des charges n°01	171
A.1.1. Spécifications géométriques	171
A.1.2. Spécifications électriques.....	171
A.1.3. Spécifications des performances.....	172
A.2. Cahier des charges n°02	173
A.2.1. Spécifications géométriques	173
A.2.2. Spécifications électriques.....	173
A.2.3. Spécifications des performances.....	173
B. Annexe II : Contrôle optimal.....	174
B.1. Introduction.....	174

<i>B.2. Contraintes de fonctionnement</i>	175
<i>B.3. Modes de fonctionnement de la machine</i>	176
B.3.1. Mode 1	176
B.3.2. Mode 2	178
B.3.3. Mode 3	179
<i>B.4. Synthèse des résultats</i>	181
C. Annexe III : Bobinage en fils méplats	183
<i>C.1. Caractéristiques du fil choisi</i>	183
<i>C.2. Calcul du nombre de spires par encoche</i>	184
D. Annexe IV : Circuits Equivalents Magnétiques (CEM)	186
<i>D.1. Matrices de connexion des réductances</i>	186
D.1.2. Matrice de connexion des réductances de la zone statique	186
D.1.3. Matrice de connexion des réductances de la zone rotative	188
D.1.4. Matrice de connexion des réductances de la ligne de glissement	189
<i>D.2. Étude la machine AFIPM 24-encoches/16-pôles</i>	190
D.2.1. Description de la machine.....	190
D.2.2. Simulations à vide.....	193
D.2.3. Simulations en charge	194
D.2.4. Cartographie de rendement	197

I. Introduction générale

I. Introduction générale

I.1. Contexte sociétal et environnemental

Depuis plusieurs décennies, les pouvoirs publics déploient différents moyens afin de sensibiliser les citoyens sur la nécessité d'améliorer la qualité de l'air qui s'est nettement dégradée dans les villes. Le réchauffement climatique, causé par les émissions de gaz à effet de serre (GES) est également au centre des débats. La répartition des émissions de GES montre que le dioxyde carbone (CO_2) est le gaz le plus émis (74% en France, en 2008), comme le montre la Figure I.1. Les transports sont la principale source de CO_2 , aux côtés de l'industrie manufacturière, de l'énergie et la consommation résidentielle (voir la Figure I.2) [1].

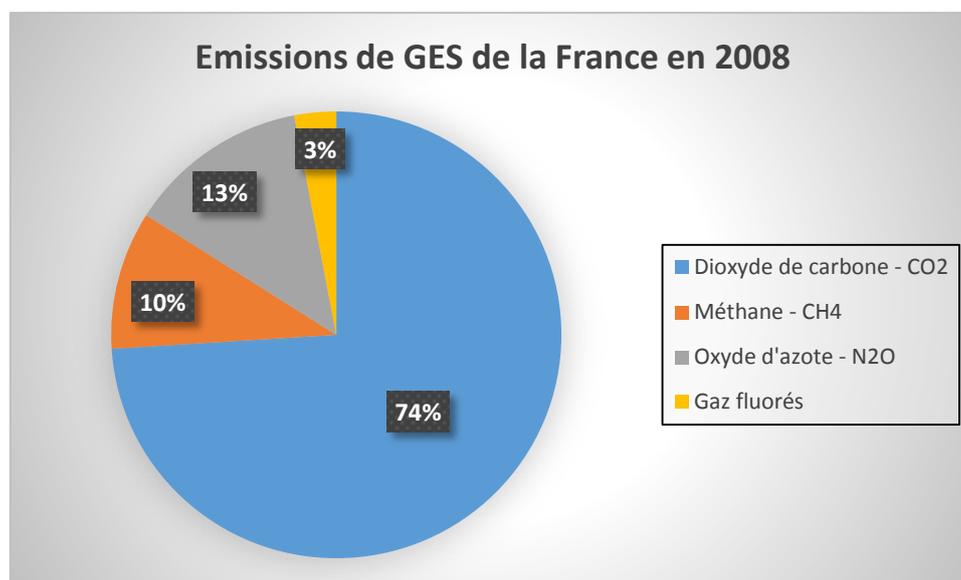


Figure I.1 : Répartition des émissions de GES de la France en 2008 par type de gaz [1].

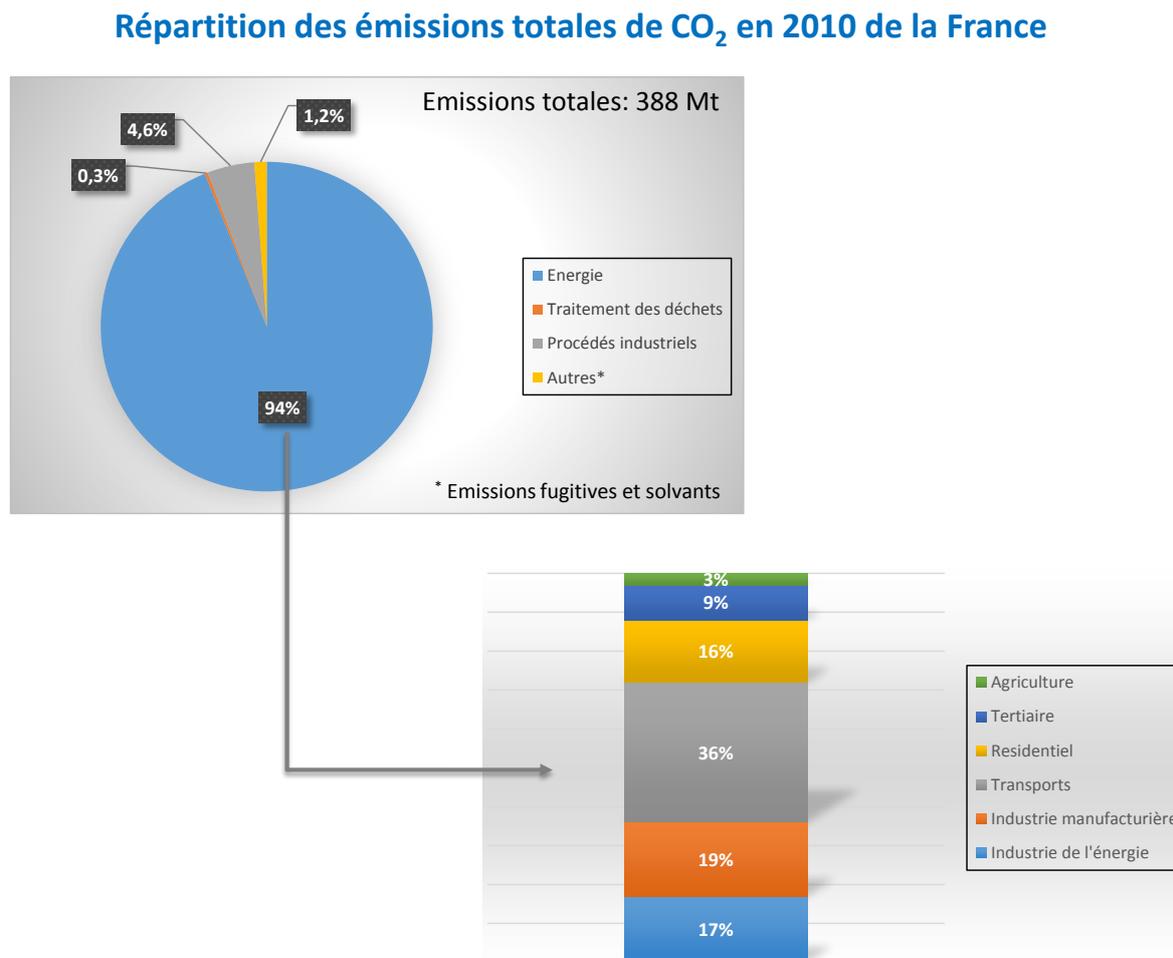


Figure I.2 : Répartition des émissions de GES de la France en 2010 par secteur [1].

En Europe, les limites d'émissions de CO₂ imposées par la Commission Européenne sont de plus en plus strictes. En 2014, les émissions moyennes par les véhicules particuliers ne doivent pas dépasser 160 g/km. Cette limitation est passée à 130 g/km en 2015, et sera à 95 g/km en 2020 (voir la Figure I.3). Concernant les véhicules ayant une masse supérieure à la moyenne (qui est d'environ 1370 kg), un dépassement de 4.57 g par 100 kg est admis. Ceci passera à 3.33 g par 100 kg à l'horizon 2020. La base de calcul est de 113 g/km pour un véhicule de 1 tonne. Ainsi, chaque compagnie possède ses propres objectifs à atteindre en termes d'émissions, en fonction de la masse moyenne de ses modèles commercialisés (voir la Figure I.4) [2].

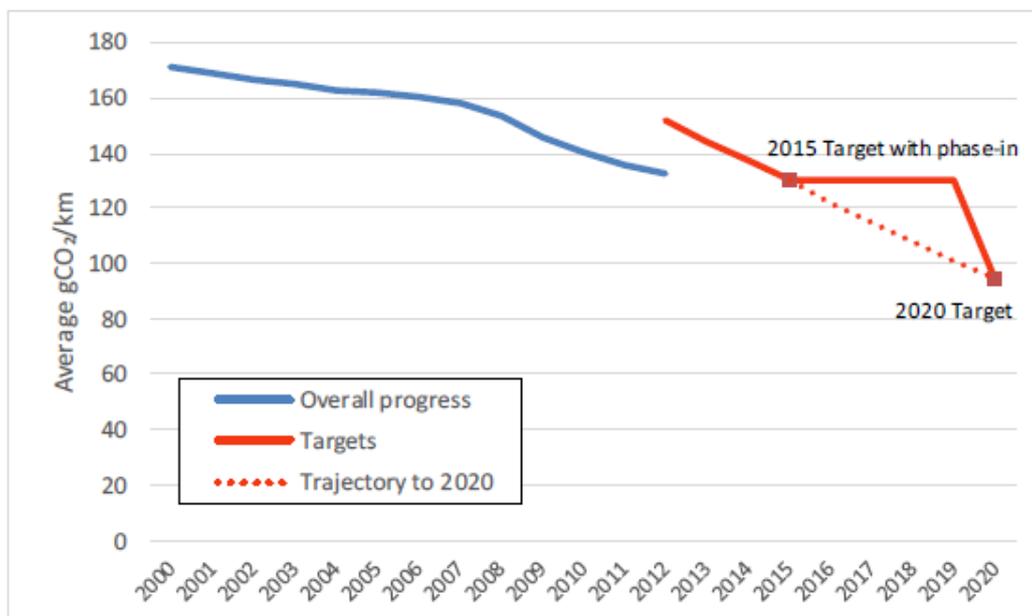


Figure I.3 : Évolution des émissions moyennes de CO₂ des véhicules neufs dans l'Union Européenne par rapport aux objectifs de régulation [2].

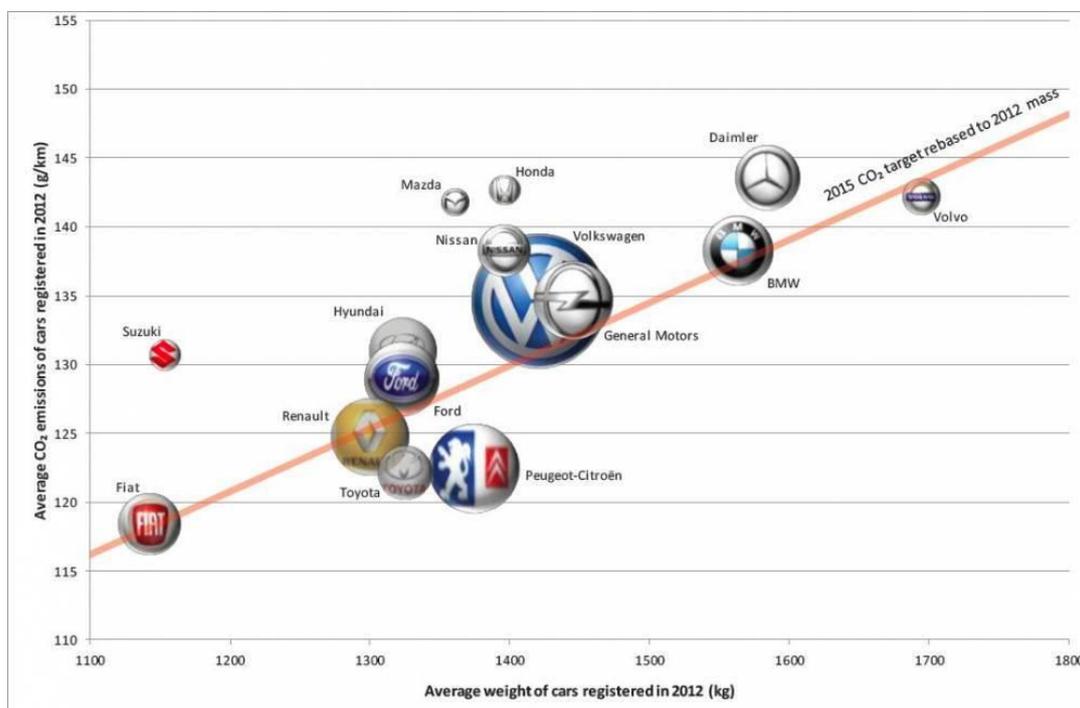


Figure I.4 : Émissions moyennes de CO₂ des véhicules neufs dans l'Union Européenne par constructeurs [2].

Les constructeurs automobiles sont dans l'obligation de se soumettre à cette régulation au risque de payer des pénalités qui peuvent vite être importantes, car proportionnelles au volume des ventes annuelles et aux dépassements de limite. En effet, pour chaque g/km de CO₂ dépassé en émission moyenne, ils devront s'acquitter d'une taxe de 95 € par véhicule vendu. Néanmoins, certaines exceptions et compromis peuvent être accordés aux constructeurs automobiles sous forme de :

- Crédit « éco-innovation » : un crédit pouvant aller jusqu'à 7 g/km de CO₂, appelé également crédit carbone. Il est accordé pour les véhicules présentant des technologies qui contribuent à la réduction des émissions de CO₂ en conditions réelles mais qui ne peut être quantifiée durant le cycle d'homologation ;
- Super-crédits : destinés aux véhicules « sobres » en carbone et qui présentent des émissions de CO₂ inférieures à 50 g/km et qui peuvent être comptabilisés plus d'une fois dans le calcul des émissions moyennes (multipliés par 2 jusqu'en 2020, par 1.63 en 2021 et par 1.33 en 2022) ;
- Assouplissement des pénalités : jusqu'en 2018, 5 € pour 1 g/km de CO₂, 15 € pour 2 g/km de CO₂ et 25 € pour 3 g/km de CO₂ au-dessus de l'objectif de la compagnie. Pour tout autre gramme de CO₂ supplémentaire, la pénalité passe à 95 €.

Il faut noter que la consommation des véhicules immatriculés en Europe est calculée sur un cycle de conduite normalisé (NEDC) et dépend essentiellement de la masse des véhicules [3].

La Commission Européenne a trouvé, à travers les contraintes financières liées aux dépassements des objectifs d'émission, un moyen astucieux pour inciter les constructeurs à réduire les émissions de leurs véhicules. Bien qu'elle soit coûteuse, ces derniers se sont tournés vers une électrification de plus en plus large de leurs modèles (véhicules électriques (VE), hybrides (VEH) et hybrides rechargeables).

Afin de réduire le frein financier que représente le coût de ces véhicules pour le consommateur, les pouvoirs publics apportent des aides sous différentes formes [4]-[5]:

- Bonus écologiques : instauré en 2007 suite au Grenelle de l'environnement et qui permet d'obtenir un bonus lors de l'achat d'un véhicule à taux d'émission de CO₂ réduit. Ce bonus écologique est financé par un malus écologique pénalisant les véhicules les plus polluants. Le barème des bonus écologiques destinés aux véhicules électrifiés est détaillé au Tableau I.1 ;
- Aides régionales et locales ;
- Exonération fiscale totale ou partielle de la carte grise ;
- Exonération fiscale de la taxe sur les véhicules de société (TVS).

Ces encouragements financiers et fiscaux ont influencé positivement les ventes des véhicules électrifiés. Ainsi, en 2013, les ventes de VE particuliers (VP) ont enregistré une augmentation de 44% par rapport à 2012, alors que les VE utilitaires légers (VUL) ont enregistré une augmentation de 50% par rapport à l'année 2012 (voir Figure I.5). Ces deux marchés sont dominés par Renault Zoe qui représente 63% des VP vendus (Figure I.6 et Figure I.7) et Renault Kangoo ZE avec 81% des VUL vendus (Figure I.8).

Tableau I.1 : Barème des bonus écologiques destinés aux véhicules électriques et hybrides.

Émission de CO ₂ [g/km]	Types de véhicules	Bonus écologique		
		2012	2013	2014
<20	VE	5000 €	7000 €	6300 €
>20 et <50	VEH rechargeables	5000 €	5000 €	4000 €
>50 et <60		3500 €	4500 €	4000 €
<110	VEH	2000 €	2000-4000 €	1650-3000 €

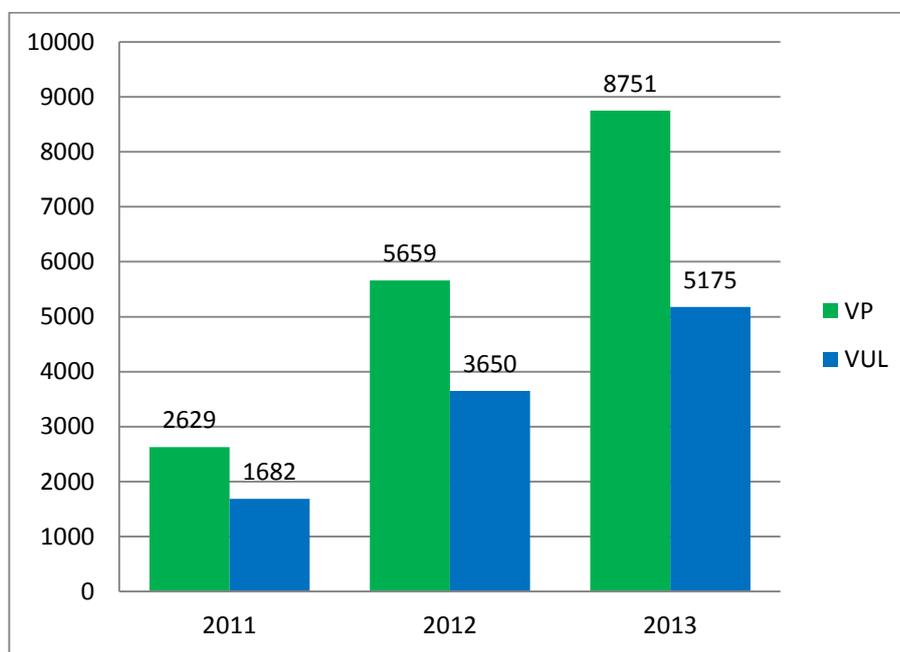


Figure I.5 : Évolution des ventes de VE (VP et VUL) entre 2011 et 2013 en France.

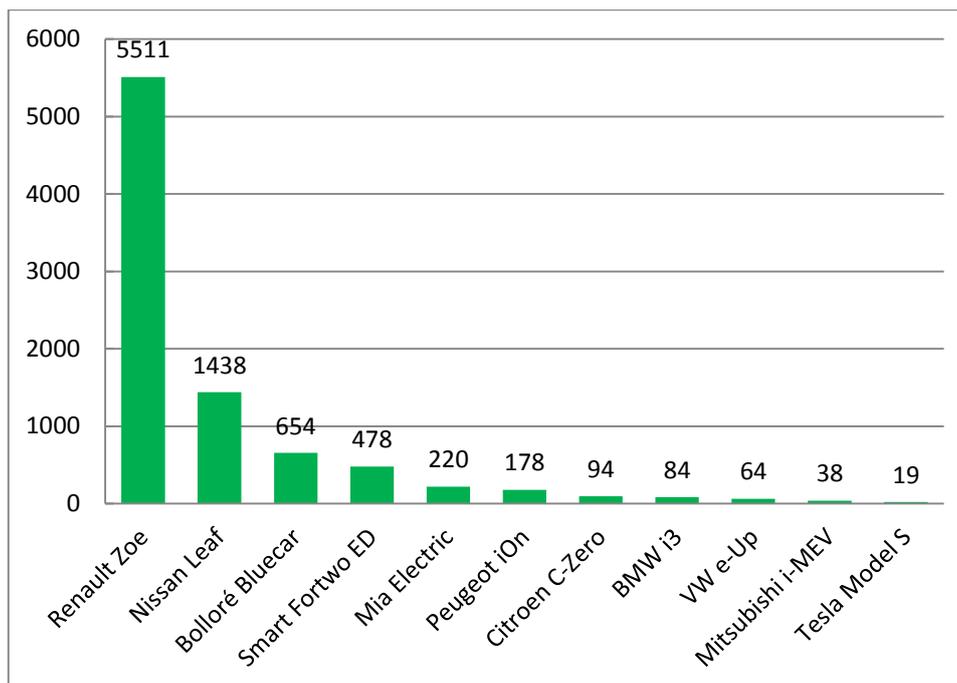


Figure I.6 : Représentation des ventes de VE particuliers (VP) en France en 2013.

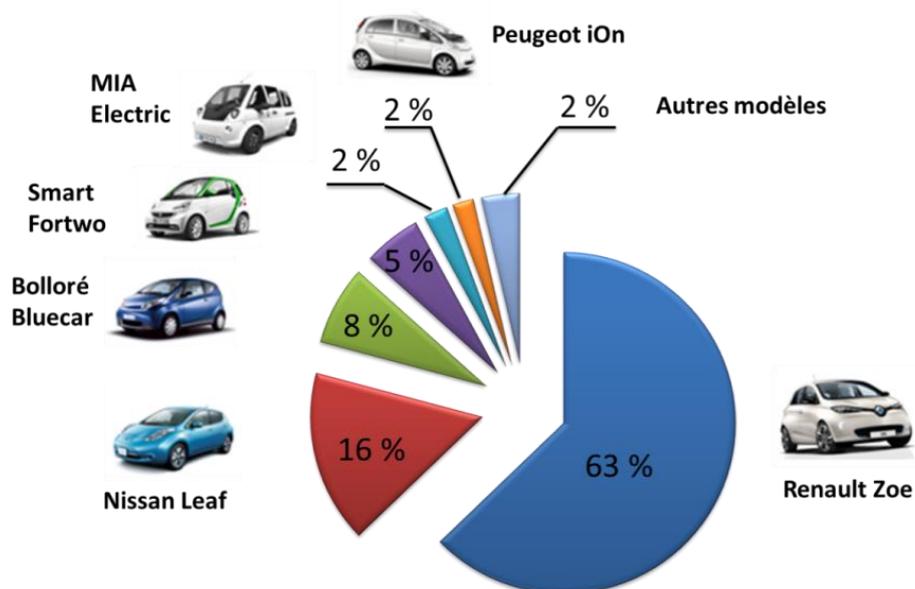


Figure I.7 : Représentation des ventes de VE particuliers (VP) en France en 2013.

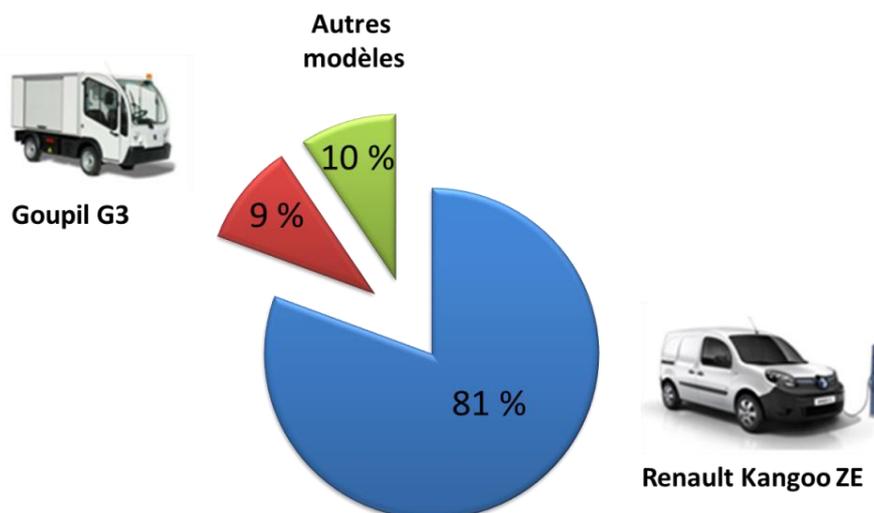


Figure I.8 : Représentation des ventes de VE utilitaires (VUL) en France en 2013.

Même si les ventes des VE ont enregistré de nettes progressions depuis 2011, grâce notamment aux bonus écologiques (+116% en 2012 puis 50% en 2013), le marché des véhicules hybrides reste le plus répandu. En effet, les ventes de VEH représentent plus du triple des ventes de VE (VP et VUL) (voir Figure I.9). Ce segment est largement dominé par le constructeur japonais Toyota avec trois modèles hybrides (Yaris, Auris et Prius) représentant 59% de part de marché, suivi de PSA représentant 29% des ventes avec ses modèles hybrides 3008, 508, 508 RXH et DS5. En 2013, Toyota représentait 59% des ventes contre 29% pour PSA.

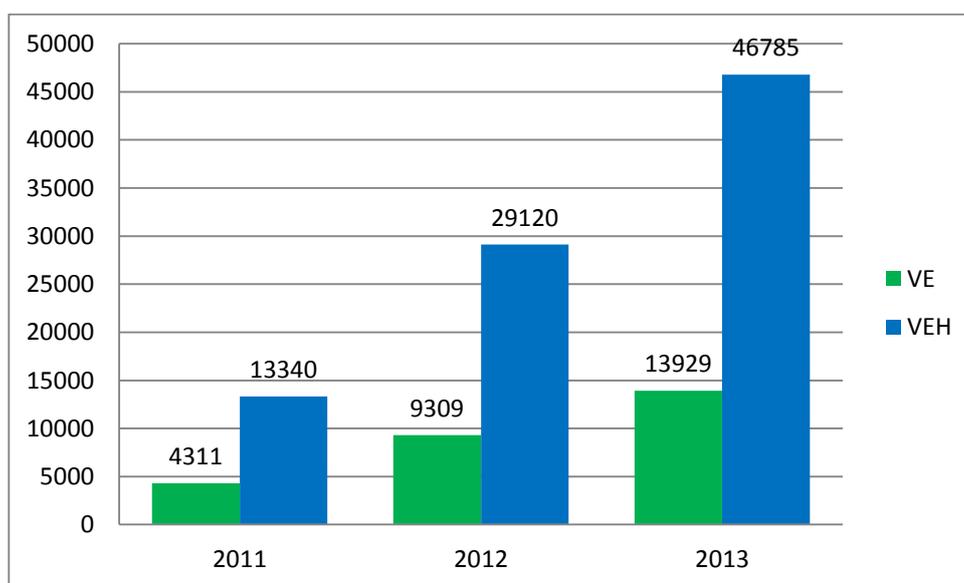


Figure I.9 : Évolution des ventes de VE et VEH en France entre 2011 et 2013.

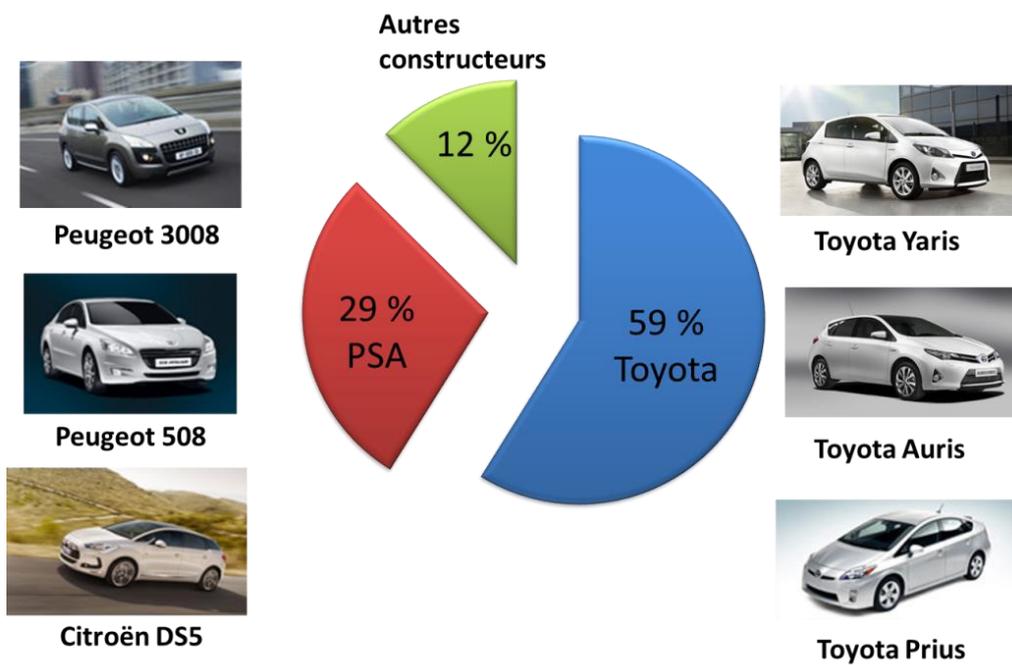


Figure I.10 : Représentations des parts de marché des VEHS en France en 2013.

I.2. Contexte technologique

La progression des ventes des VEs et VEHS a poussé les constructeurs automobiles à investir de plus en plus dans le domaine de la recherche et du développement (R&D) afin d'améliorer les performances des chaînes de traction/propulsion électriques et réduire leur coût. Ainsi, on peut distinguer trois domaines de recherche principaux :

- i. Les batteries : cette partie concerne le développement des convertisseurs de puissance, les systèmes de recharge ainsi que l'organe de stockage d'énergie, qui est en majeure partie la batterie mais peut également être les super-capacités ou le volant d'inertie ;
- ii. Les machines électriques : cet axe de recherche englobe le groupe motopropulseur ainsi que l'alternateur ;
- iii. Les systèmes de transmission : cette partie concerne la transmission de l'énergie mécanique entre les organes de traction/propulsion (moteur thermique et moteur électrique) et les roues. Elle est assurée par des systèmes d'accouplement mécaniques ou magnétiques. Il faut noter que les systèmes de transmission sont plus complexes dans le cas des VEHS faisant intervenir le moteur thermique et un ou plusieurs machines électriques.

Ainsi, le développement des VEs et VEHS nécessite des compétences pluridisciplinaires afin de pouvoir prendre en compte les différents composants de la chaîne de traction/propulsion dans le processus de dimensionnement et d'optimisation. Plusieurs travaux de dimensionnement et d'optimisation ont été menés dans cette direction [3], [7]-[10]. Durant cette thèse, nos travaux seront focalisés sur la motorisation électrique de ces véhicules. Les différentes contraintes, dont le degré de sévérité peut varier selon le type d'application (VE ou VEHS), peuvent être résumées comme suit :

- Contrainte d'encombrement : dans le cas des architectures de VEHS, cette contrainte est souvent très sévère à cause de l'espace réduit disponible pour loger le moteur électrique ;
- Contrainte de masse : la masse doit être minimisée afin de limiter la consommation du véhicule. Cette contrainte est plus importante pour le dimensionnement des VEs car influençant directement la taille de la batterie et l'autonomie du véhicule. Ainsi, une réduction de la consommation permettrait de prolonger l'autonomie du véhicule pour une même masse de batterie ;
- Contrainte de température : les machines électriques sont composées de matériaux sensibles à la température (aimants permanents, bobinage en cuivre,...) pouvant être altérés de manière irréversible (démagnétisation partielle ou totale des aimants, destruction de l'isolation électrique

des bobines,...), ce qui nécessite la prise en compte de la contrainte thermique pendant le dimensionnement ;

- Contraintes vibratoires et acoustiques : les machines électriques choisies pour la traction électrique doivent répondre à un cahier des charges très strict imposant de faibles niveaux sonores et vibratoires. De plus, dans le cas d'un VEH, en mode tout électrique, le bruit émis par le moteur électrique ne peut pas être couvert par celui du moteur thermique ;
- Contrainte de coût : les moteurs électriques doivent être les moins coûteux possible tout en respectant les différentes contraintes citées précédemment. Ceci peut être assuré grâce à une utilisation de matériaux moins coûteux, une simplicité de fabrication permettant une automatisation des procédés, ou bien en assurant une robustesse accrue et une tolérance aux défauts, réduisant ainsi les coûts d'entretien.

Ainsi, le choix des machines électriques pour une application VE ou VEH doit tenir compte de ces différentes contraintes multi-physiques, qui sont le plus souvent interdépendantes pendant le fonctionnement d'une machine électrique.

Au cours de ce travail, afin de choisir la machine électrique qui correspond le mieux à notre application, un chapitre a été dédié à l'étude de l'état de l'art sur les machines électriques existant dans la littérature, ainsi que dans les applications industrielles a été effectué. Les machines électriques les plus performantes ont été décrites. Par la suite, une comparaison a été effectuée en faisant ressortir les avantages et les inconvénients de chaque type de machine par rapport aux exigences de notre application. Ainsi, au terme de ce chapitre, la machine à flux axial à aimants permanents enterrés à double-stator/simple rotor, à bobinage concentrique a été choisie pour être étudiée et réalisée.

Dans le chapitre suivant, la machine électrique choisie a été modélisée en considérant des hypothèses simplificatrices. Le modèle analytique simplifié a été ensuite couplé à un outil d'optimisation basé sur les algorithmes génétiques. Les contraintes d'optimisation ont été imposées en respectant le cahier des charges fixé initialement. Une optimisation multicritères a été effectuée en considérant la densité de couple et la masse des aimants permanents comme fonctions objectives. Par la suite, les paramètres géométriques et électriques obtenus ont été utilisés pour la modélisation numérique avec les éléments finis 3D, en utilisant le logiciel Flux3D. Le but de cette étape est d'affiner ces paramètres et d'estimer correctement les performances de la machine. L'évolution du cahier des charges spécifiant les performances et les contraintes géométriques nous a conduits à modifier la machine initiale. Différentes modifications ont été apportées à la structure du stator (avec et sans becs de dents), du rotor (avec et sans encoches), ainsi que le bobinage des deux stators. Les différents cahiers des charges sont décrits en annexe. Les performances de chaque machine ont été analysées. Outre le couple et la puissance, un aspect important des performances de la machine a été étudié durant ce chapitre. Il s'agit des pertes par

courant de Foucault dans les aimants permanents, qui ont été analysées pour différents points de fonctionnement. Les calculs par éléments finis 3D étant très coûteux en temps, un modèle hybride utilisant les différences finies 3D a été développé, réduisant ainsi notablement le temps de calcul, tout en assurant une bonne précision. Afin d'estimer les pertes Joule supplémentaires dans les conducteurs méplats utilisés, qui augmentent avec la fréquence de rotation, une machine à flux radial équivalente a été modélisée avec les éléments finis 2D. Ainsi, les pertes Joule totales ont été analysées pour différents points de fonctionnement critiques de la machine. La modélisation numérique effectuée au cours de ce chapitre, ainsi que les différentes évolutions de la géométrie ont été basées sur les différents échanges menés avec les constructeurs de tôles et les spécialistes en mécanique. Les détails de construction des différentes parties de la machine sont décrits à la fin de ce chapitre.

Le chapitre suivant est dédié à la modélisation semi-analytique de la machine. En effet, les modifications apportées à la structure initiale en fonction des différentes contraintes électromagnétiques et mécaniques, ont confirmé la nécessité de mettre au point un modèle rapide, générique, prenant en compte l'effet de saturation dans les tôles ferromagnétique, et pouvant estimer avec précision les performances électromagnétiques de la machine. Ce modèle doit être paramétrable afin de pouvoir le coupler à un outil d'optimisation. Pour cela, un modèle quasi-3D basé sur les circuits équivalents magnétiques a été proposé. Ce modèle est générique par rapport aux dimensions géométriques de la machine, le nombre d'encoches et de pôles, ainsi que la structure du stator et du rotor. Ce modèle prend en compte l'effet de saturation dans les tôles en utilisant une fonction d'interpolation et en adoptant une résolution itérative. Pour ce modèle, une discrétisation adaptative a été proposée. Ainsi, le stator et le rotor peuvent être modélisés d'une façon indépendante et ensuite interconnectés grâce à une ligne de ré reluctances tangentielles, au niveau de l'entrefer. Les grandeurs locales, telles que les inductions magnétiques, ainsi que les grandeurs intégrales, telles que les flux magnétiques et le couple électromagnétique ont été calculées pour différents points de fonctionnement, et comparées aux résultats obtenus avec les éléments finis. Le temps de calcul a été nettement réduit tout en assurant une bonne précision. Des cartographies des pertes et de rendement de la machine sur sa plage de fonctionnement ont été également présentées au cours de ce chapitre. Une autre machine a été modélisée avec une topologie différente. Les résultats sont présentés en annexe.

Références

- [1] <http://www.citepa.org>
- [2] <http://www.transportenvironment.org> : “How clean are Europe’s cars? An analysis of carmaker progress towards EU CO2 targets in 2012”, September 2013.
- [3] F. Le Berr, A. Abdelli, and R. Benlamine, “Sensitivity Study on the Design Methodology of an Electric Vehicle”, *SAE Technical Paper*, no. 2012-01-0820, 2012.
- [4] <http://www.redressement-productif.gouv.fr>
- [5] <http://www.developpement-durable.gouv.fr>
- [6] <http://www.ccfa.org>
- [7] F. Le Berr, A. Abdelli, D.-M. Postariu and R. Benlamine “Design and Optimization of Future Hybrid and Electric Propulsion Systems: An Advanced Tool Integrated in a Complete Workflow to Study Electric Devices”, *Oil Gas Sci. Technol. – Rev. IFP Energies nouvelles*, 2012.
- [8] A. Abdelli, F. Le Berr, and R. Benlamine, “Efficient Design Methodology of an All-Electric Vehicle Powertrain using Multi-Objective Genetic Optimization Algorithm”, *SAE Technical Paper*, no. 2012-01-0820, 2013.
- [9] Z. Wu, “Conception optimale d’un entraînement électrique pour la chaîne de traction d’une véhicule hybride électrique”, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, Mars 2012.
- [10] D. Loukakou Bounzeki Mbemba, “Modélisation, conception et expérimentation d’un véhicule hybride léger pour usages urbains ”, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, Décembre 2012.

II. État de l'art et choix de la machine

II. État de l'art et choix de la machine

II.1. Introduction

Afin de pouvoir sélectionner la meilleure machine répondant aux besoins de notre application, un état de l'art sur les machines électriques destinées aux applications VE ou VEH est effectué dans ce chapitre. Les avantages et les inconvénients de chaque machine sont identifiés afin de pouvoir sélectionner la topologie la plus adéquate et répondant aux différentes exigences de notre application.

II.2. État de l'art sur les machines électriques

II.2.1. Machines candidates pour la traction automobile

La motorisation électrique des véhicules est devenue depuis plusieurs décennies, un axe de recherche à part entière. Ainsi, différents travaux ont été effectués afin de sélectionner des machines électriques pouvant répondre aux besoins spécifiques de la traction automobile. En effet, les moteurs électriques destinés au VE et VEH doivent répondre à de multiples exigences [11]-[12] :

- Densités de puissance et de couple élevées. À titre d'exemple, le moteur de la Toyota Prius a une densité de couple de 5.6 Nm/kg et une densité de puissance de 1.6 kW/kg ;
- Large plage de vitesse incluant une zone à couple constant et une zone à puissance constante. À partir des VEs et VEHs analysés, cette plage doit s'étendre sur des vitesses supérieures à 6000 rpm et peut atteindre 14000 rpm ;
- Réponse en couple rapide, ce qui implique une faible inertie ;
- Rendement élevé couvrant une large plage de vitesse et de couple ;
- Fiabilité et robustesse élevées pour les différents modes de fonctionnement du véhicule ;
- Faible coût de fabrication.

À travers un état de l'art sur les machines électriques, on peut constater qu'il existe des machines particulières qui répondent aux exigences de la traction automobile. Ainsi, en analysant [11]-[16] et leurs références, trois principales familles de machines électriques sont candidates aux applications de traction automobile : i) les machines synchrones à aimants permanents, ii) les machines asynchrones et iii) les machines à réluctances variables.

Les avantages et les inconvénients que présentent intrinsèquement chacune de ces trois familles sont présentés ci-après.

II.2.1.1. Machines synchrones à APs (MSAP) :

L'avantage principal des MSAPs est leur rendement élevé dû à l'absence de bobinage rotorique, et par conséquent, la réduction des pertes Joule de la machine. De plus, les APs présentent une forte densité d'énergie permettant à ce type de machines de fournir des couples et puissances élevés avec un volume et une masse des parties actives réduits. Ceci amène à de fortes densités massiques et volumiques de couple et de puissance.

Par ailleurs, l'inconvénient majeur de ce type de machines est lié aux APs. En effet, le flux d'excitation créé par les aimants reste relativement constant sur toute la plage de fonctionnement de la machine, ce qui implique une commande spéciale de l'onduleur afin de réduire ce flux lors du fonctionnement à haute vitesse. Ceci limite le fonctionnement à puissance constante sur une large plage de vitesse. Cette opération s'appelle « défluxage ». Elle sera abordée d'une manière détaillée par la suite.

Aussi, les APs à base de terres-rares, tels que les NdFeB, SmCo, qui sont utilisés pour les machines à hautes performances, sont sensibles à l'augmentation de température (diminution de l'induction rémanente) et peuvent se démagnétiser partiellement ou totalement si la température de Curie est atteinte. Ils sont le siège de pertes causées par la circulation des courants de Foucault (pertes par courant de Foucault), ce qui augmente leur température. Ce point sera abordé en détail dans les prochains chapitres.

On peut noter également que le coût des APs influence considérablement le coût total de la machine. Ainsi, on cherche à réduire la masse des aimants tout en assurant une densité de couple et de puissance élevés. Ce type de machines est largement utilisé dans l'industrie automobile [17]-[19].

II.2.1.2. Machines asynchrones (MAS) :

Cette machine est très largement étudiée et utilisée pour différentes applications et cela pour les avantages qu'elle présente. En effet, sa simplicité, son faible coût et sa large plage de vitesse font d'elle une candidate intéressante pour les applications de traction automobile. Néanmoins, elle présente des inconvénients rédhibitoires pour ce type d'application. En effet, son rendement et son facteur de puissance sont moins élevés que celui des MSAPs, induisant un surdimensionnement de la batterie et de l'onduleur. La densité de couple et de puissance sont également faibles. Toutefois, la machine asynchrone demeure la machine la plus utilisée aux côtés de la MSAP pour des applications de traction/propulsion automobile [17]-[19].

II.2.1.3. Machines à réluctance variable (MRV) :

Comme pour le cas des machines asynchrones, les MRVs présentent des avantages incontournables en termes de robustesse, de simplicité de fabrication, de coût et de fiabilité. En effet, le stator et le rotor sont réalisés par un simple empilement de tôles. Le rotor ne contient pas de bobinage ni d'APs, ce qui permet un fonctionnement à très hautes vitesses en toute fiabilité et en respectant les différentes contraintes de l'onduleur.

Néanmoins, cette machine présente un niveau élevé de bruit acoustique et un couple fortement ondulé, ce qui limite son application dans le domaine de la traction automobile. Selon [17]-[19], ce type de machine n'est pas utilisé en tant que moteur de traction/propulsion électrique. Cette machine demeure encore aujourd'hui au stade de recherche et développement.

Dans la suite de ce travail, nous allons nous intéresser aux MSAPs pour les nombreux avantages qu'elles présentent par rapport aux autres machines pour les applications de traction automobile.

Elles peuvent être réparties en trois catégories, selon la circulation du flux : i) MSAPs à flux radial, ii) MSAPs à flux axial et iii) MSAPs à flux transverse (Figure II.1).

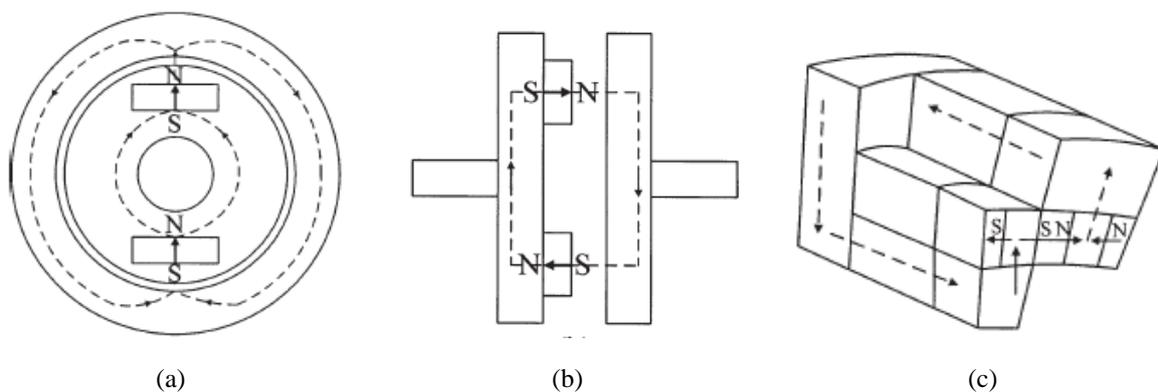


Figure II.1. Différentes classifications des MSAPs : (a) flux radial, (b) flux axial et (c) flux transverse [12].

II.2.2. Machines synchrones à APs à flux radial

Les MSAPs à flux radial sont les machines les plus répandues et les plus étudiées. Elles peuvent être classifiées selon la position des APs au rotor. Ainsi, nous retrouvons des MSAP à APs montés en surface, insérés ou enterrés (Figure II.2). Les avantages et les inconvénients de chaque type de MSAP sont présentés ci-après.

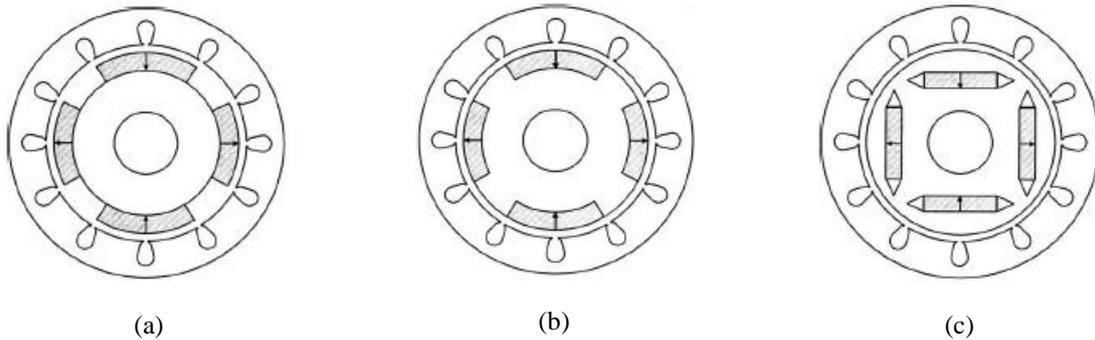


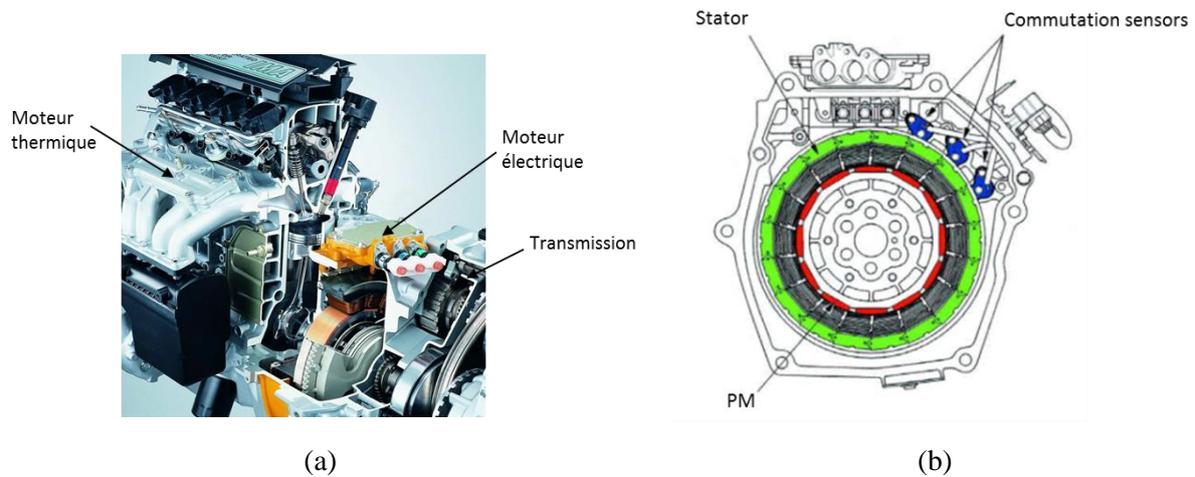
Figure II.2. Différents types de MSAP : (a) APs montés en surface, (b) APs insérés et (c) APs enterrés [12].

II.2.2.1. Machines synchrones à APs montés en surface (SPM) :

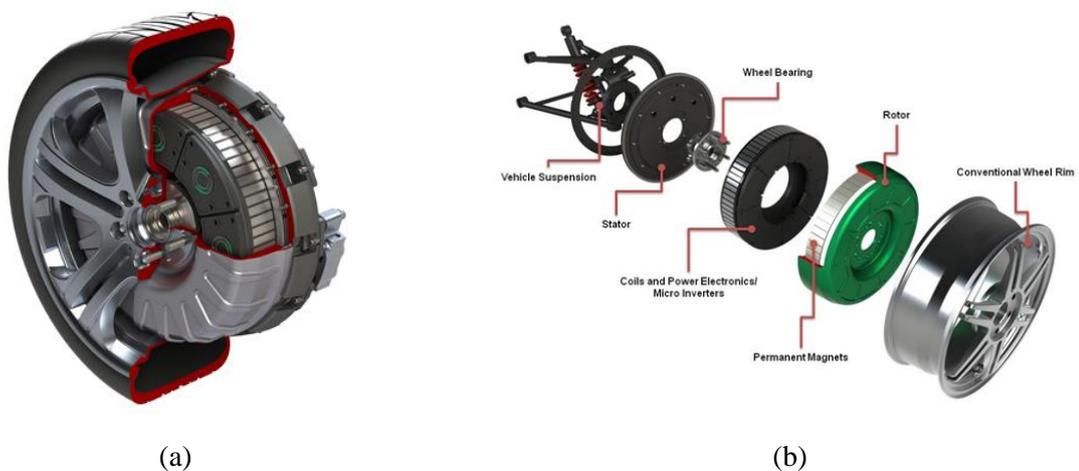
Ces machines présentent de bons rendements, la simplicité de la structure rotorique. Néanmoins, elles présentent certains inconvénients peuvent être résumés dans les points suivants :

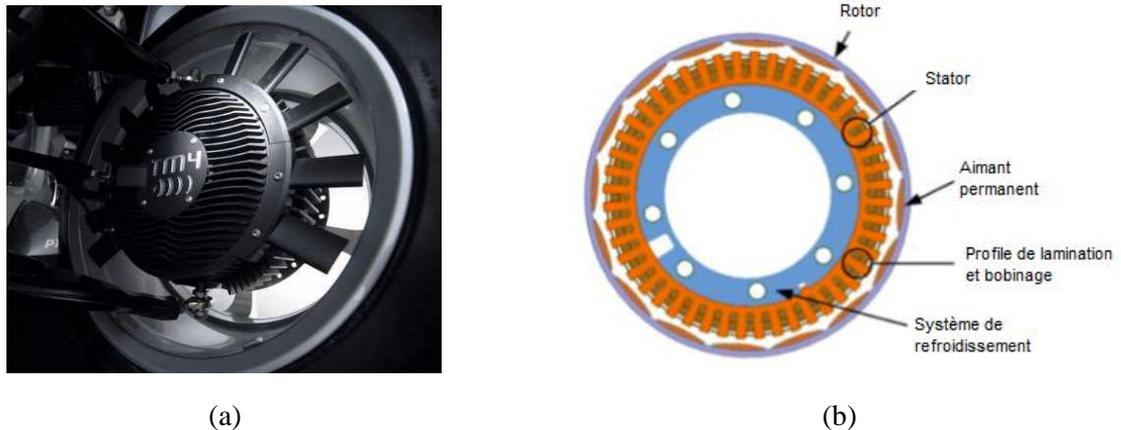
- Faible tenue mécanique des APs ce qui limite le fonctionnement à vitesses élevées. Pour y remédier, on a souvent recours aux frettes amagnétiques ;
- Risque de désaimantation des APs avec un champ magnétique inverse ;
- Augmentation des pertes par courants de Foucault car les APs sont directement soumis aux fluctuations du champ magnétique dans l'entrefer ;
- Plage de fonctionnement à puissance constante limitée.

Ces machines ont été utilisées comme moteurs de traction pour des VE ou VEH. Ainsi, une SPM à bobinage dentaire segmenté est utilisée pour la Honda Insight et Honda Civic pour leur système IMA (Integrated Motor Assist) (voir Figure II.3). Le couple dé



Les SPM peuvent être également à rotor extérieur ce qui permet de les utiliser comme « moteur-roue ». Différents prototypes ont été réalisés, par exemple avec les moteurs développés par Protean (Figure II.4) ou TM4 (Figure II.5). La structure à rotor intérieur permet d'augmenter le diamètre d'entrefer comparativement aux structures à rotor intérieur pour un encombrement donné. La machine développée par Protean peut fournir un couple de 500 Nm en régime nominal et 800 Nm en régime transitoire, et une puissance maximal de 54 kW et 80 kW en régime nominal et transitoire, respectivement. Les durées de fonctionnement pour les deux régimes ne sont pas indiquées. Le refroidissement se fait par air et l'électronique de puissance est intégrée à la machine, pour une masse totale de seulement 31 kg et un volume de 15.9 litres (diamètre de 420 mm et longueur axiale de 115 mm).





II.2.2.2. Machines synchrones à APs insérés :

Ce type de machines présente les mêmes inconvénients que les machines synchrones à APs montés en surface. Néanmoins, ces machines présentent des avantages spécifiques, hormis ceux génériques de toutes les MSAPs :

- Existence d'un couple de réluctance dû à la différence d'inductance d'axe direct (L_d) et celle d'axe quadratique (L_q). Dans ce cas L_d est inférieures à L_q ($L_d < L_q$) ;
- Plage de fonctionnement à puissance constante étendue grâce à l'augmentation de l'inductance synchrone due essentiellement à la réduction de l'entrefer ;
- Meilleure tenue des APs.

II.2.2.3. Machines synchrones à APs enterrés (IPM) :

Comme leur nom l'indique, les APs se trouvent à l'intérieur du fer rotorique ce qui confère à ce type de machine un certain nombre d'avantages :

- Meilleure tenue mécanique des APs ce qui permet le fonctionnement à hautes vitesses sans risque de décollement ou déplacement des aimants de leurs logements ;
- Diminution du risque de désaimantation des APs grâce à leur éloignement de l'entrefer et à la réduction des pertes par courants de Foucault dans les APs ;
- Existence d'un couple supplémentaire dû à la saillance (différence entre L_d et L_q) ;
- Large plage de vitesse de fonctionnement à puissance constante ;
- Possibilité d'améliorer les performances électromagnétiques avec la concentration de flux.

Pour ce dernier point, différentes possibilités peuvent être envisagées. Ainsi, nous retrouvons des machines en « I », en « V » ou en multi-couches d'APs (Figure II.6). Les avantages du recours à la concentration de flux sont :

- Possibilité d'utilisation d'APs avec une induction rémanente moins élevée, comme les ferrites, et qui sont peu coûteux ;
- Augmentation du rapport de saillance, ce qui permet d'obtenir un couple de saillance important, surtout lorsque combiné à un bobinage distribué.

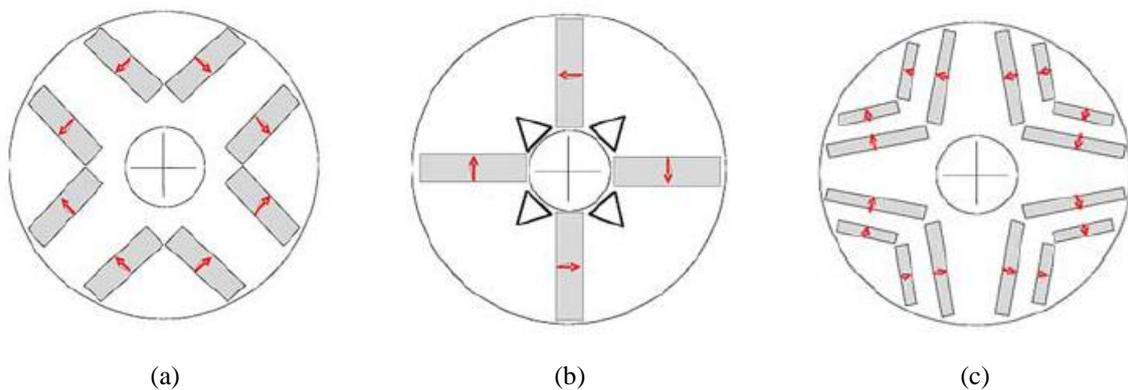


Figure II.6. Différents rotors de IPMs à concentration de flux : (a) APs en « V », (b) APs en « I » et (c) APs en « V » multi-couches [15].

Différents « benchmarks » et comparaisons des machines électriques utilisées dans la motorisation des VEs et VEHs ont été effectués et publiés durant la dernière décennie [16]-[19], [24]-[26]. Après avoir utilisé des SPMs pour leurs véhicules hybrides Insight et Civic (18-encoches/12-pôles), Honda a modifié, pour sa gamme hybride, la fabrication du rotor en insérant les APs dans le fer à la surface du rotor. Ainsi, la tenue mécanique se trouve améliorée et les pertes dans les APs diminuées. Le procédé de fabrication du stator n'a pas changé. Le stator avec des dents segmentées a été maintenu. La topologie choisie est 24-encoches/16-pôles (voir Figure II.7). Cette machine peut développer un couple de 135 Nm et une puissance de 12 kW (en pic). La masse totale de la machine est de 22.6 kg et un volume de 7.9 L. Ceci correspond à une densité de couple de 6 Nm/kg et 17 Nm/L [23].

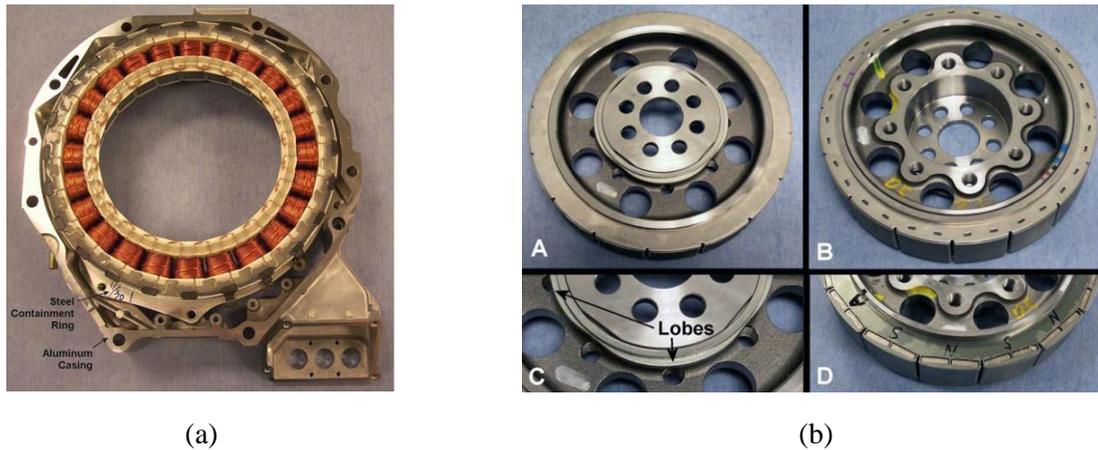


Figure II.7. Honda Accord 2005 : (a) stators à bobinage dentaire avec dents segmentées et (b) rotor à APs enterrés en surface [23].

Toyota et Lexus ont également adopté de machines IPM pour leurs gammes hybrides. Pour la Camry et Prius, des APs enterrés en « V » ont été choisis, alors que pour la Lexus LS 600h, des APs enterrés en triangle ont été adoptés (Figure II.8 et Figure II.9). Les stators sont à bobinage distribué pour augmenter le rapport de saillance et permettre ainsi d'augmenter le couple électromagnétique. Le couple développé par le moteur de la Toyota Camry est de 270 Nm pour une masse de 41.7 kg et un volume de 14.8 L, ce qui correspond à une densité de couple de 6.5 Nm/kg et 18 Nm/L. Le moteur de la Lexus LS 600h développe pour sa part un couple de 300 Nm pour une masse de 44.7 kg et un volume de 16.7 L, atteignant ainsi une densité de couple de 6.7 Nm/kg et 18 Nm/L. Le refroidissement des deux moteurs est liquide à l'huile. Ces couples sont transitoires et peuvent être appliqués pendant 18s.

Quant au moteur de la Toyota Prius, il peut développer un couple pic de 205 Nm pour une masse de 36.7 Nm ce qui correspond à une densité de couple de 5.6 Nm/kg. Le refroidissement est liquide à base d'huile.

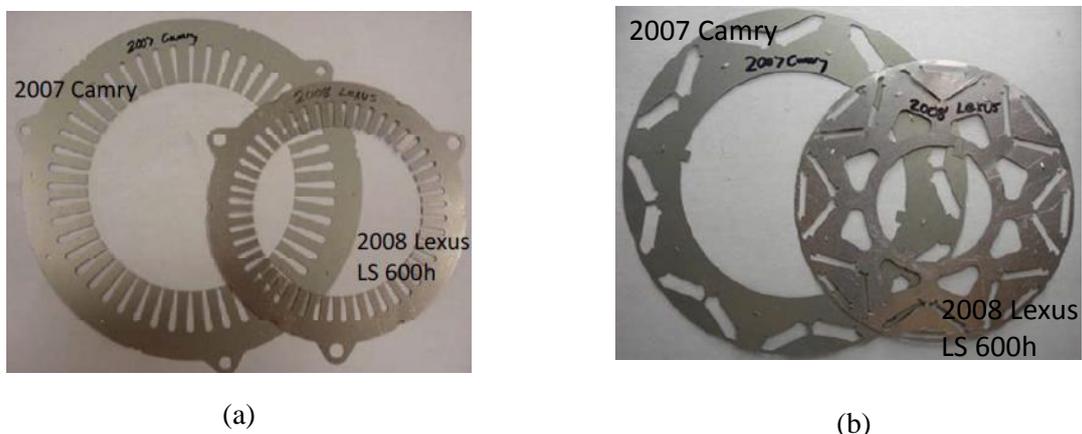


Figure II.8. Toyota Camry et Lexus LS 600h : (a) stators à bobinage distribué et (b) rotors [24].



Figure II.9. Toyota Prius 2010 : (a) stator à bobinage distribué et (b) rotor à APs enterrés en « V » [24].

Hyundai, pour la Sonata Hybride, a choisi un moteur similaire à celui utilisé pour la Honda Accord avec 24-encoches/16-pôles à APs insérés dans le fer à la surface du rotor (Figure II.10). Le couple développé est de 205 Nm pour une masse totale du moteur de 27.2 kg, correspondant ainsi à une densité de couple de 7.5 Nm/kg. Le système de refroidissement est liquide à l'huile.

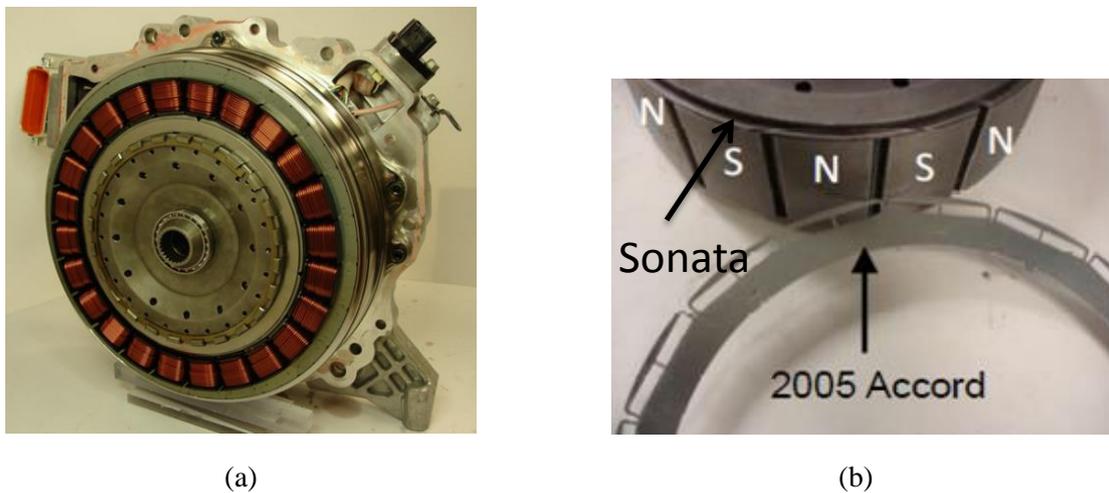


Figure II.10. Hyundai Sonata : (a) stator à bobinage dentaire et (b) rotor à APs enterrés en surface (stator et rotor similaires à Honda Accord) [25].

Nissan, pour sa voiture électrique Leaf, a choisi un moteur IPM à APs enterrés en triangle (similaire à celui utilisé pour le moteur de Lexus LS 600h), avec un stator à bobinage distribué (voir Figure II.11). La machine peut fournir un couple pic de 280 Nm pour une masse de 56 kg, ce qui correspond à une densité de couple de 5 Nm/kg. Le refroidissement est liquide avec un mélange eau/glycol.

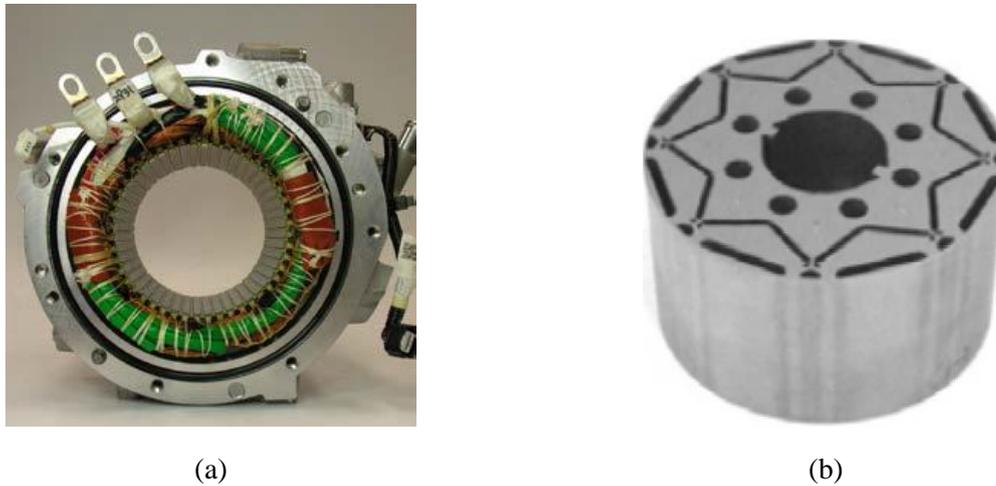


Figure II.11. Nissan Leaf : (a) stator à bobinage distribué et (b) rotor à APs enterrés en triangle [25]-[26].

BMW, pour sa voiture électrique i3, a choisi une IPM avec des APs en multi-couches (2 couches d'APs) avec des cavités d'air pour augmenter le rapport de saillance (Figure II.12). Le moteur électrique peut fournir un couple de 250 Nm avec un refroidissement liquide et une masse totale de 65 kg (incluant l'électronique), correspondant ainsi à une densité de couple de 3.85 Nm/kg.

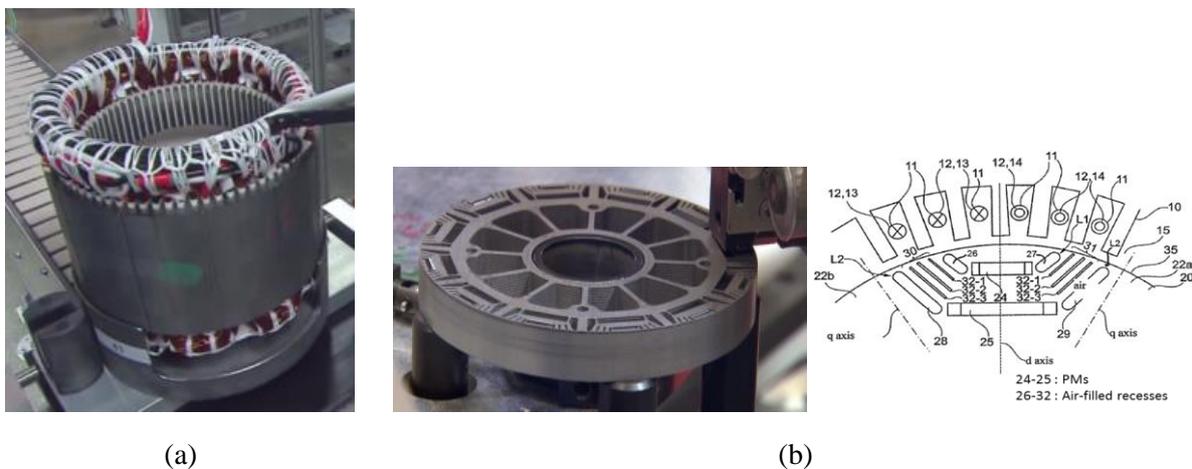


Figure II.12. BMW i3 : (a) stator à bobinage distribué et (b) rotor à APs enterrés [27]-[28].

II.2.3. Machines synchrones à APs à flux axial

Théoriquement, toutes les machines radiales présentées précédemment ont leur machine équivalente à flux axial [29]. Ainsi, nous pouvons distinguer des machines à flux axial à APs montés en surface, insérés ou enterrés.

La machine à flux axial a été initialement introduite par Campbell en 1974 [30] pour une application de traction électrique ou de moto-ventilateur. Depuis, et jusqu'à aujourd'hui, la machine à flux axial a connu un intérêt de plus en plus grandissant de la part des chercheurs et des industriels, surtout dans le domaine de la motorisation des VEs et VEHS. Ceci peut être justifié par les multiples avantages qu'elle présente par rapport aux autres machines conventionnelles [14], [29]-[33]. Ils peuvent être résumés comme suit :

- Densités massique et volumique de couple/puissance élevées ;
- Entrefers facilement ajustable sans modification de la structure du stator ou du rotor ;
- Faibles niveaux de bruits et de vibrations ;
- Meilleure performances thermiques ;
- Volume et masse réduits par rapport aux machines radiales équivalentes.

II.2.3.1. Machines synchrones à APs montés en surface (SPM)

Ce sont les machines les plus étudiées dans la littérature et cela pour leur simplicité, compacité, hautes performances en couple/puissance et densité de couple/puissance. Néanmoins, elles souffrent des mêmes inconvénients des SPM équivalentes à flux radial.

Elles peuvent être classées selon le nombre de stators et de rotors qui les composent. Nous pouvons alors distinguer : i) un seul entrefer, ii) double entrefer et iii) multi-entrefers.

II.2.3.1.1. SPM à flux axial à un seul entrefer

Ces machines sont très compactes et peuvent atteindre des couples massiques et volumiques importants. De plus, elles sont simples à fabriquer. Néanmoins, elles sont pénalisées par la présence d'une importante force axiale qui risque de désaligner le rotor. Ceci conduit à la nécessité d'utiliser des roulements supportant de fortes contraintes, et par conséquent l'augmentation du coût.

Ces machines peuvent avoir des stators sans encoches, comme celle étudiée par Campbell en 1974 [30] où le bobinage est encastré au stator. Ceci permet de réduire les ondulations de couple ainsi que les pertes par courants de Foucault dans les APs. Aussi, le stator peut aisément être fabriqué en enroulant une tôle magnétique ou en utilisant de la poudre de fer (SMC : Soft Magnetic Core).

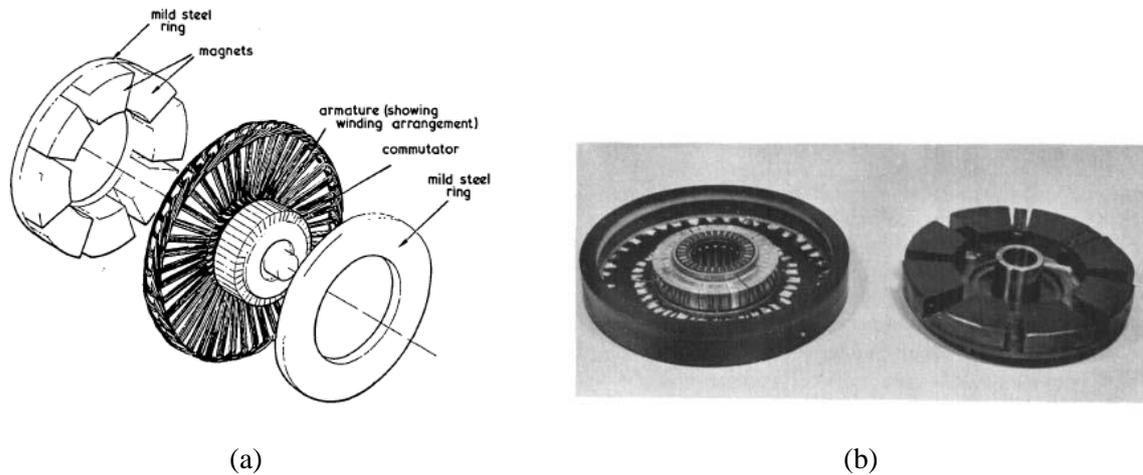


Figure II.13. SPM à flux axial à un seul entrefer à stator sans encoches : (a) schéma de la machine éclatée et (b) prototype de la machine [30].

II.2.3.1.2. SPM à flux axial à double entrefer

Afin de réduire la force axiale sur le rotor, les machines à flux axial peuvent être à double rotor et un seul stator ou bien à double stator et un seul rotor.

La SPM à flux axial à double rotor et un stator intérieur, appelée « TORUS », a été introduite par Spooner *et al.* en 1988 [34]. La machine est représentée à Figure II.14. Le bobinage est de type toroïdal, comprenant 18 bobines enroulées autour du stator. Le rotor est constitué de 6 pôles (APs montés en surface) et d'un disque magnétique permettant le rebouclage du champ magnétique (Figure II.15). La machine a été réalisée pour une application génératrice.

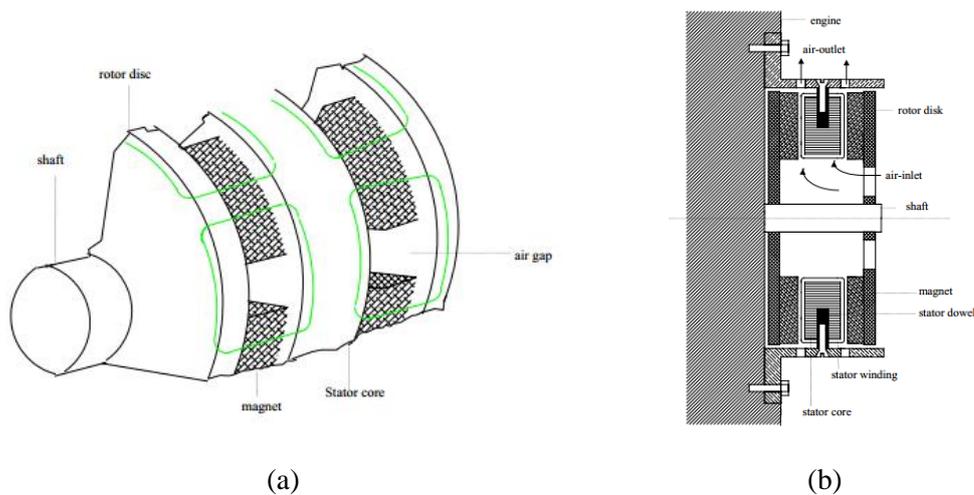


Figure II.14. TORUS à bobinage toroïdal : (a) représentation de la machine et (b) section de la machine [34].



Figure II.15. TORUS à bobinage toroïdal : (a) prototype de la machine (stator visible à 18 bobines) montée sur le moteur d'essai et (b) rotor de la machine (6 pôles) [34].

L'avantage principal des TORUS à bobinage toroïdal est la compacité de la machine et les faibles têtes de bobines. L'absence d'encoches au stator réduit notablement les ondulations de couple ainsi que les pertes par courant de Foucault. La fabrication du stator est plus facile qu'avec des encoches. Elle consiste simplement à enrouler une tôle. Néanmoins, le bobinage toroïdal induit un entrefer plus important, ce qui réduit l'inductance de la machine. Par conséquent, la plage de vitesse avec un fonctionnement à puissance constante est réduite. La TORUS à bobinage toroïdal est appelée également TORUS de type-NN (Figure II.16), et cela en raison de la position des APs de chaque rotor (APs de même polarité en face les uns des autres).

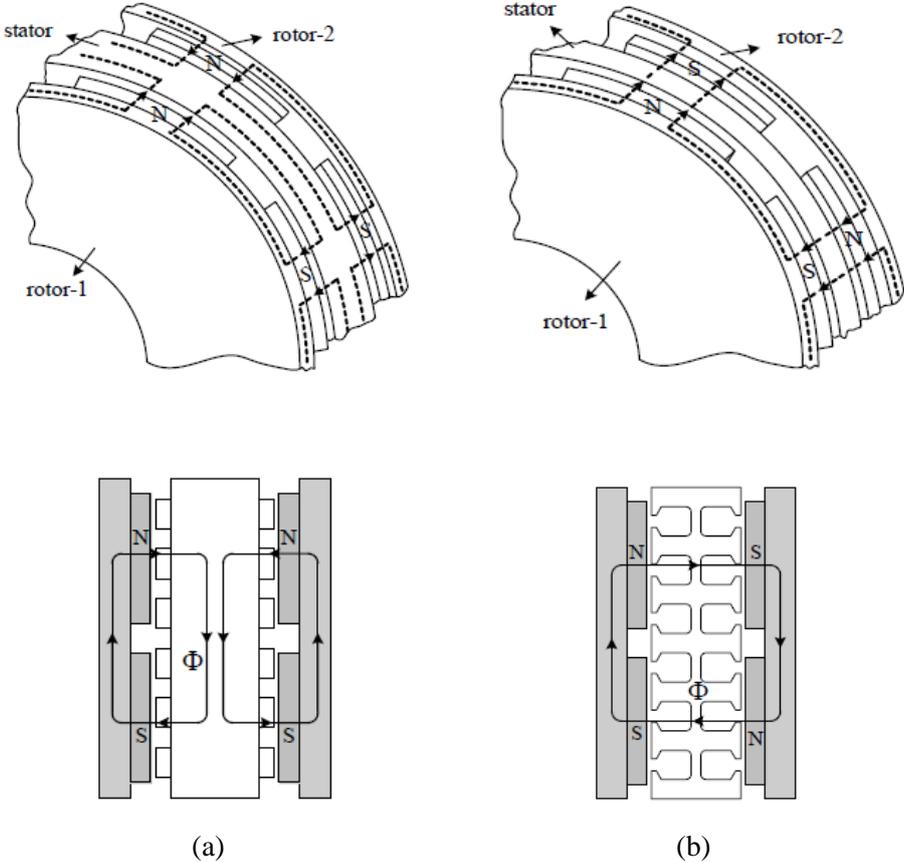


Figure II.16. Différents types de TORUS : (a) type-NN (b) type-NS [31].

En 1994, Caricchi *et al.* [35] ont utilisé la même topologie de machine pour la traction électrique (scooter électrique « Di-Electrica »). Le nombre de bobines est de 48 alors que le nombre de pôles est de 16 (Figure II.17).

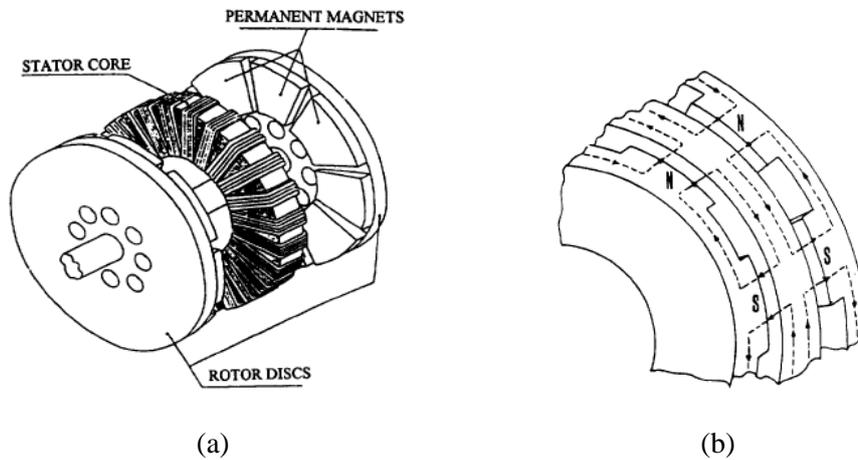


Figure II.17. TORUS à bobinage toroïdal : (a) machine éclatée et (b) chemin du flux dans la machine [35].

Le stator de la TORUS de type-NN peut être avec encoches, permettant ainsi de réduire l'entrefer et d'améliorer le fonctionnement à puissance constante. Ainsi, en 2006, Rahman *et al.* [36] ont étudié une TORUS avec 90 encoches et 30 pôles à bobinage toroïdal pour une application en moteur-roue d'un VEH à pile à combustible (Figure II.18). Des cales d'encoches magnétiques (en SMC) ont été utilisées, permettant d'augmenter l'inductance de la machine, et ainsi, améliorer ses performances en mode de défluxage. La machine peut fournir un couple pic de 500 Nm avec un refroidissement liquide.

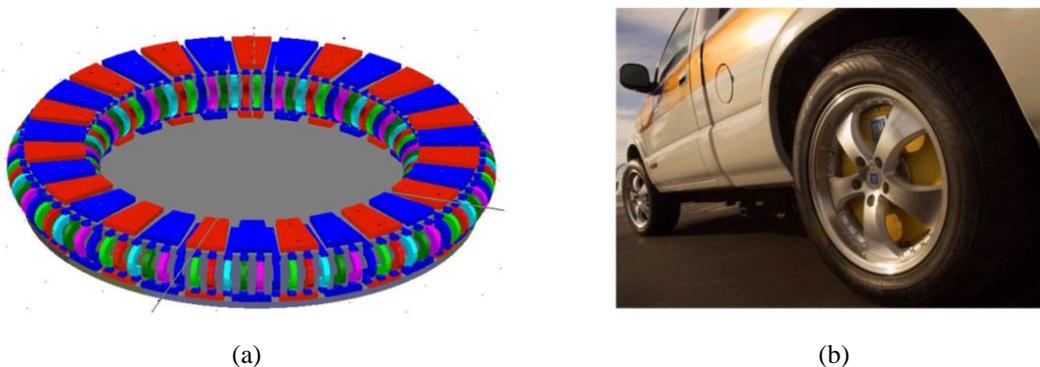


Figure II.18. TORUS avec encoches : (a) vue de la machine et (b) application en moteur-roue [36].

La machine à flux axial TORUS peut également être de type-NS (Figure II.16). L'avantage principal qu'elle présente est l'épaisseur réduite du fer statorique. En effet, le flux traverse axialement les dents statoriques, et ne circule pas tangentiellement dans le fer statorique. Ces machines présentent un faible entrefer, ce qui leur permet d'avoir une inductance élevée, et par conséquent, une large zone de fonctionnement à puissance constante. En outre, ces machines présentent, comparativement à celles avec un bobinage toroïdal, une meilleure robustesse.

Afin de simplifier la fabrication du stator avec encoches, l'utilisation des matériaux composites (SMC) s'avère une solution intéressante. Ainsi, en 2005, Chen *et al.* [37] proposent une machine avec un stator en SMC pour une génératrice d'éolienne (Figure II.19). L'inconvénient principal de ce type de machine est le faible niveau de saturation de ce type de matériaux, comparativement aux tôles ferromagnétiques. Néanmoins, cette solution permet de réaliser des structures complexes qui sont plus coûteuses à réaliser avec des tôles magnétiques feuilletées.

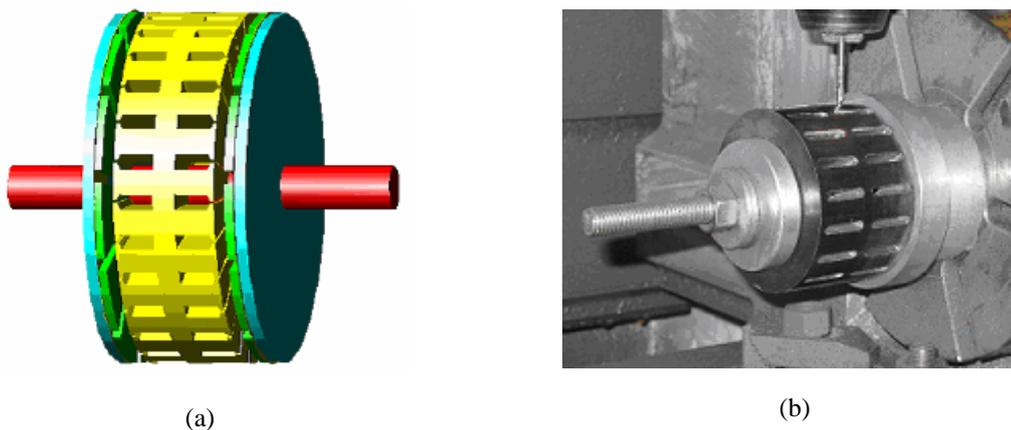


Figure II.19. TORUS avec stator en SMC : (a) vue de la machine et (b) fabrication du stator en SMC [37].

En raison du fait que le flux magnétique traverse axialement le stator dans les TORUS de type NS, Woolmer *et al.* [38] ont proposé en 2007 une machine avec un stator segmenté (YASA : Yokeless And Segmented Armature) pour une application dans une VEH à pile à combustible (LIFECar). Le stator est composé de dents en SMC segmentées et bobinées, ce qui facilite sa fabrication. Ceci permet également d'obtenir un taux de remplissage du cuivre élevé. Le couple maximal (pic) obtenu est de 300 Nm alors que la puissance pic est de 110 kW, ce qui correspond à des densités de couple et de puissance de 15 Nm/kg et 5.5 kW/kg. Le refroidissement adopté pour la YASA est de type liquide à l'huile.



Figure II.20. TORUS avec stator segmenté (YASA) : (a) vue de la machine et (b) chemin du flux [38].

Les dents peuvent être également réalisées avec un empilement de tôles afin de réduire les pertes fer statoriques, comme présenté par Vansompel *et al.* [39] en 2010. Ainsi, afin d'obtenir la forme originale de la dent (Figure II.22-a) qui est très coûteuse car nécessitant différentes formes de tôles, deux motifs de tôles peuvent être utilisés. Un empilement simple de chaque groupe de tôles avec un recouvrement total (Figure II.22-b) permet d'obtenir une forme approchée de la dent initiale. La solution proposée consiste alors à empiler alternativement chaque groupe de tôle avec un recouvrement partiel (Figure II.22-c) ce qui permet de se rapprocher considérablement de la forme souhaitée.

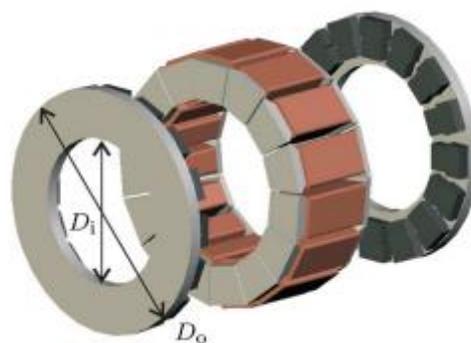


Figure II.21. TORUS avec stator segmenté (YASA) avec des tôles empilées [39].

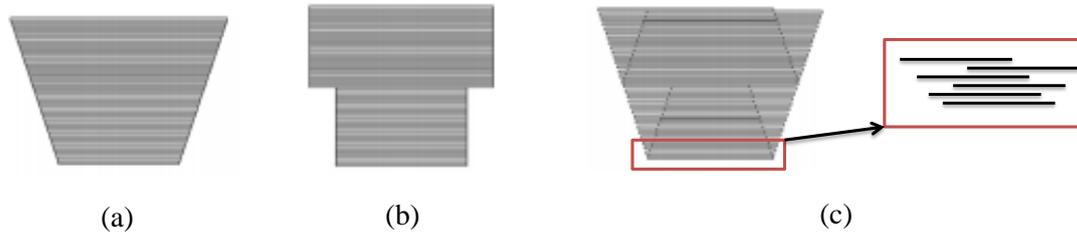


Figure II.22. Dents avec des tôles empilées : (a) forme souhaitée, (b) deux motifs de tôles avec recouvrement total et (c) deux motifs de tôles avec recouvrement partiel [39].

Le stator de la TORUS de type-NS peut être réalisé sans fer, car le flux magnétique traverse le stator axialement, comme celles étudiées dans [40]-[44]. L'avantage de ce type de machines est l'absence d'un couple de denture et la réduction des pertes par courant de Foucault dans les APs. En effet, les APs ne « subissent » pas les harmoniques d'espace générées par la variation d'entrefer. De plus, elles sont très compactes et légères, ce qui permet d'augmenter la densité de couple. L'inconvénient majeur est lié à sa faible inductance à cause de son large entrefer. Ceci limite le fonctionnement à puissance constante. De plus, les pertes par courant de Foucault dans les conducteurs sont importantes car ils sont directement exposés aux variations du champ magnétique. Une solution possible est l'utilisation d'un bobinage avec des fils de Litz (Figure II.24) permettant ainsi de réduire ces pertes [44].

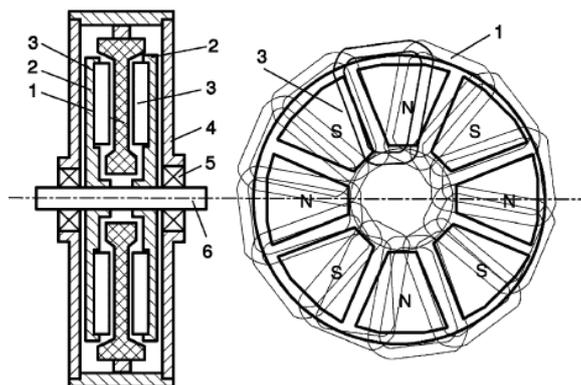


Figure II.23. TORUS sans fer statorique : (1) bobinage, (2) fer rotorique, (3) APs, (4) carter, (5) roulement, et (6) arbre [43].

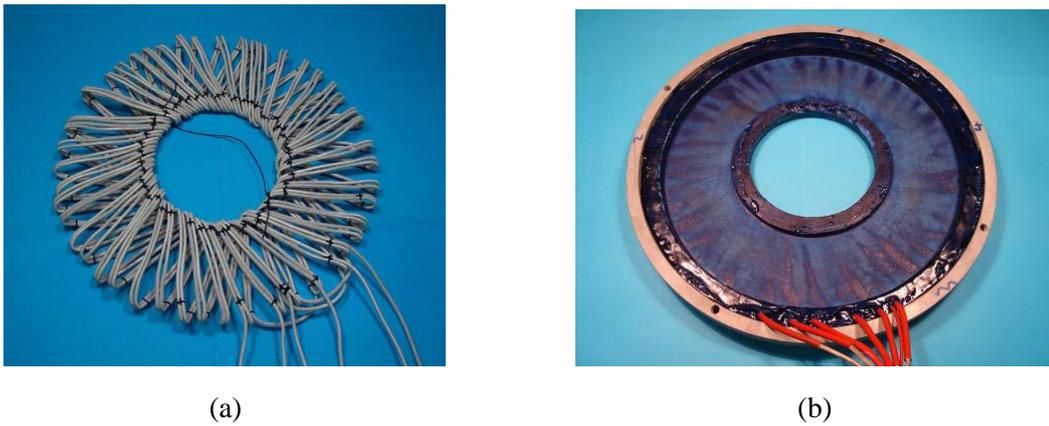


Figure II.24. Stator de la TORUS sans fer : (a) bobinage avec fils de Litz, et (b) stator après résinage [44].

Il existe également un autre type de SPM à flux axial à double entrefer, avec deux stators et un seul rotor intérieur. Ces machines sont appelées AFIR (Axial-Flux Interior Rotor) ou KAMAN. Comme les machines TORUS, elles peuvent être avec des stators sans encoches avec bobinage toroïdal, ou bien avec des stators avec encoches. Les avantages et les inconvénients de chaque type sont similaires à ceux de la TORUS.

II.2.3.1.3. SPM à flux axial multi-entrefer

Ces machines sont utilisées pour les applications nécessitant de fortes puissances et densités de puissance. Elles peuvent être une excellente alternative dans les applications où le diamètre est limité par rapport à la longueur. Elles sont réalisées en alternant (n) stators et (n+1) rotors pour le cas des TORUS, et (n) rotors et (n+1) stators dans le cas des KAMAN. Elles peuvent être utilisées pour la traction/propulsion automobile (Caricchi *et al.* [45] en 1996) ou la traction ferroviaire (Feudale *et al.* [46] en 2005, et Anpalahan *et al.* [47] en 2006). Ainsi, la machine d'EVO Electric ([47]-[48]) possédant 54 encoches et 12 pôles avec un bobinage distribué, avec un simple entrefer, peut développer un couple maximal de 220 Nm (400 Nm en pic pendant 60 s) et une puissance maximale de 80 kW (167 kW pendant 60 s), pour une masse totale de 40 kg. Ceci correspond à des densités de couple et de puissance de 10 Nm/kg et 4.1 kW/kg en performances pic pendant 60 s. Le refroidissement adopté est de type liquide à eau.glycol.

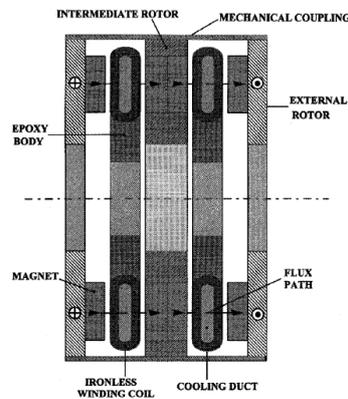
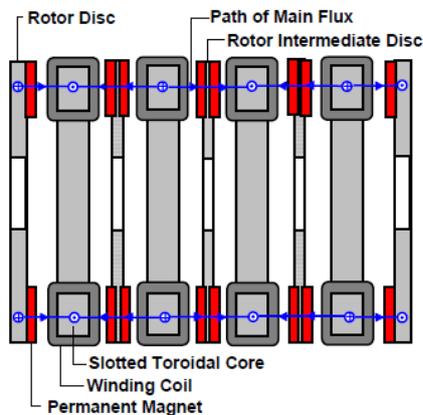


Figure II.25. Section d'une machine multi-entrefer (3 rotors et 2 stators sans fer) [45].



(a)



(b)

Figure II.26. SPM à flux axial à 5 rotors et 4 stators : (a) section de la machine, et (b) assemblage du prototype [46].

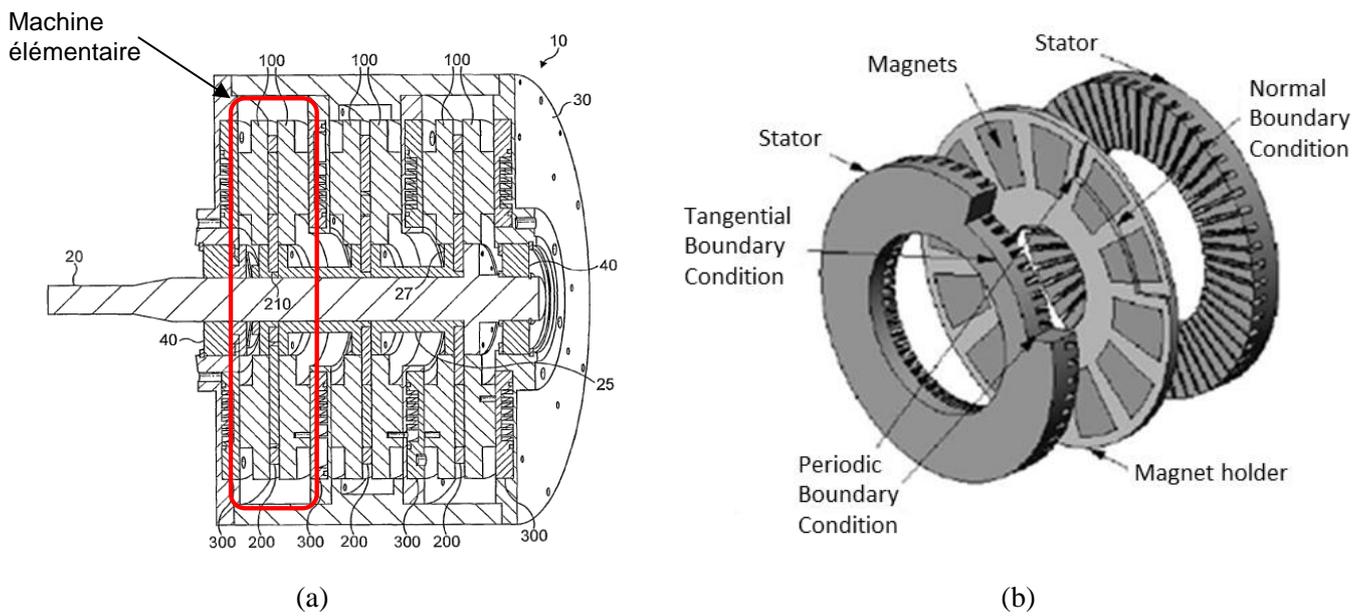


Figure II.27. SPM à flux axial avec assemblage de 3 machines AFIR : (a) machine totale, et (b) AFIR élémentaire [47]-[48].

II.2.3.2. Machines synchrones à APs insérés et enterrés (IPM)

En 1996, Zhang *et al.* [49] ont proposé une TORUS à APs insérés dans le fer rotorique permettant d'obtenir un rapport de saillance (L_q/L_d) supérieur à 2.5. Ceci permet d'augmenter le couple et d'améliorer le défluxage de la machine. L'aimantation des APs est circonférentielle ce qui permet d'augmenter l'induction dans l'entrefer grâce à la concentration de flux (Figure II.28).

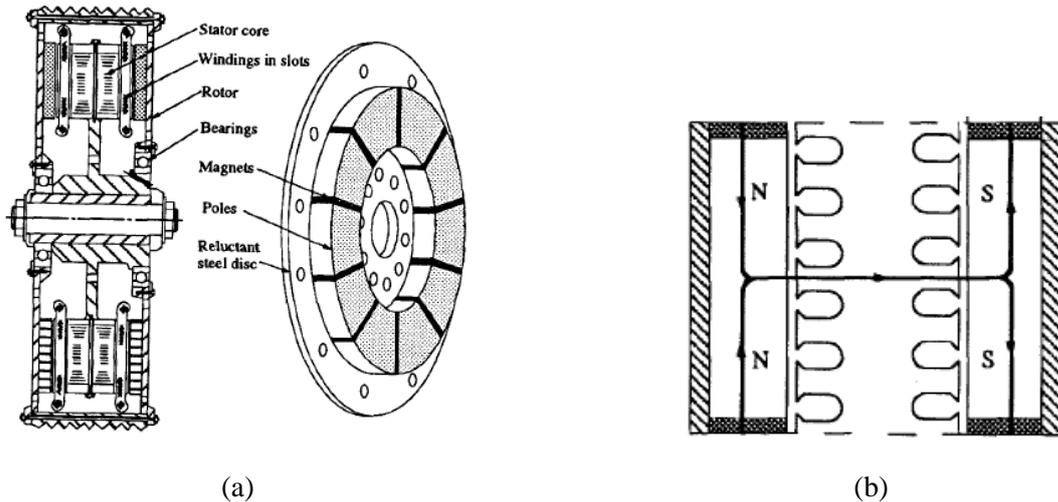


Figure II.28. IPM à flux axial TORUS : (a) section de la machine et vue du rotor, et (b) circulation du flux dans la machine [49].

En 1998, Profumo *et al.* [50] ont proposé une machine KAMAN à APs enterrés magnétisés axialement. Une pièce polaire en SMC a été ajoutée (Figure II.29.b) afin d'obtenir de la saillance et améliorer le maintien des APs.

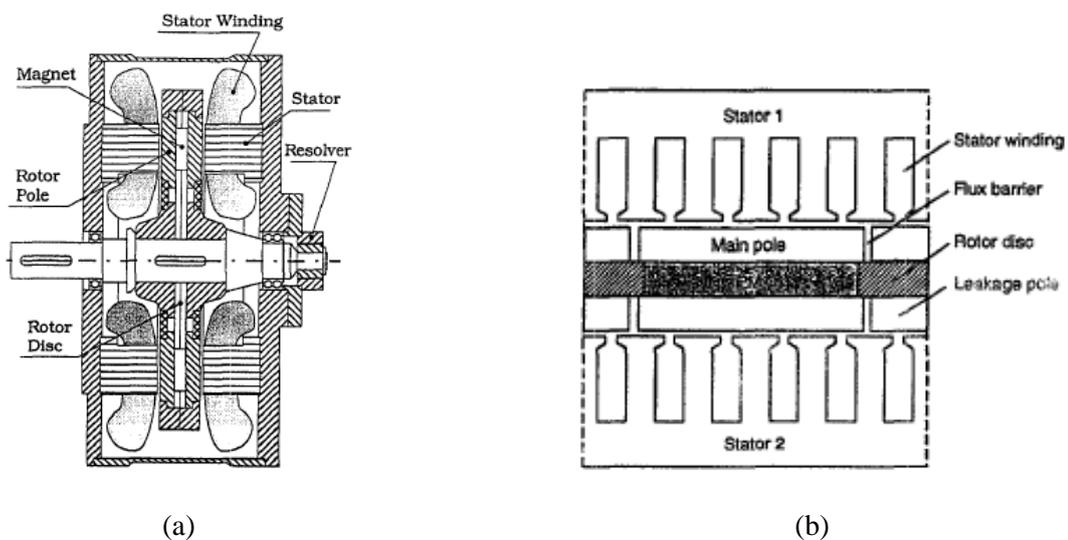


Figure II.29. IPM à flux axial KAMAN : (a) section de la machine et vue du rotor, et (b) circulation du flux dans la machine [50].

Une machine similaire a été étudiée par Arakawa *et al.* [51] en utilisant un bobinage dentaire. Les auteurs ont rajouté le SMC entre les aimants afin d'améliorer la saillance de la machine, et par conséquent augmenter le couple.

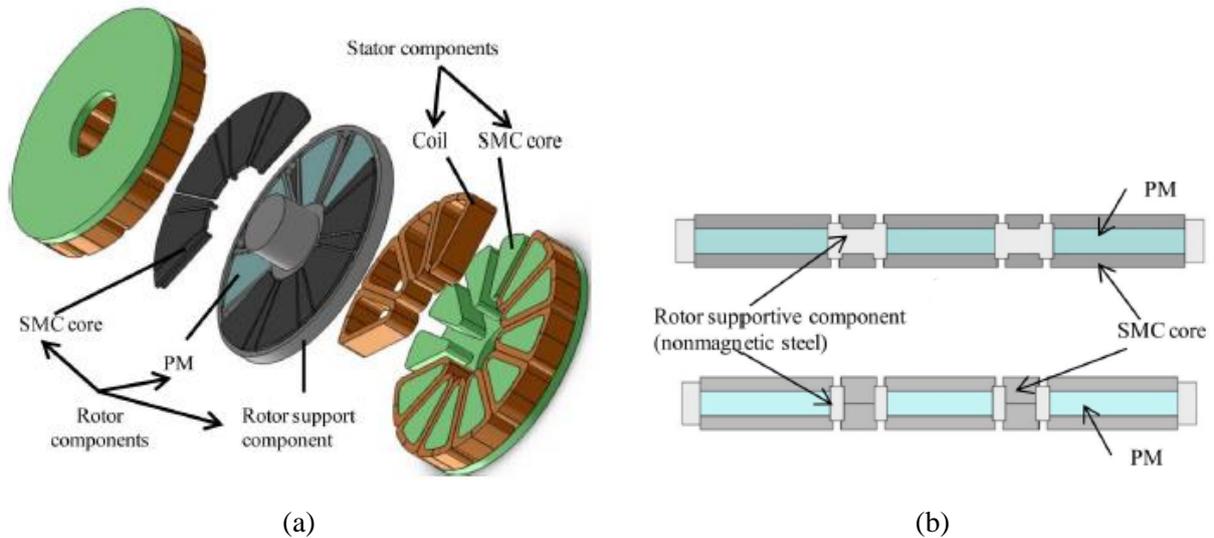


Figure II.30. IPM à flux axial KAMAN : (a) vue éclatée du rotor, et (b) vue linéaire du rotor [51].

Durant ses travaux de thèse, E. Bommé [52] a étudié et réalisé une machine de type TORUS avec des AP insérés dans le fer rotorique réalisé avec du SMC. Le stator de la machine est constitué de dents en SMC bobinés, comme montré à Figure II.31. Cette machine est destinée pour une application VEH. Cette machine a été présentée en 2004 dans le brevet de Saint-Michel *et al.* [53].

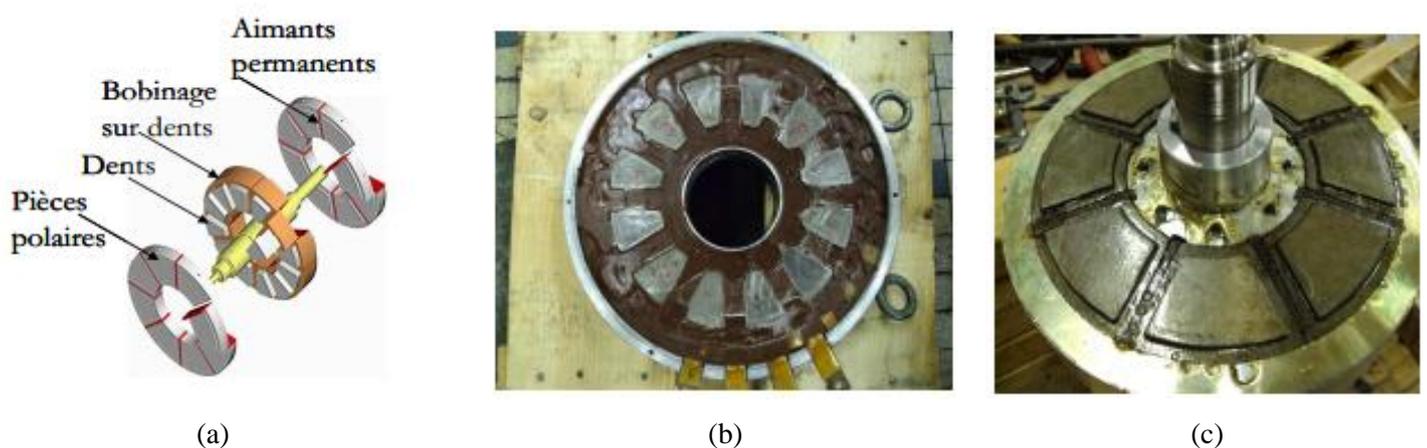


Figure II.31. IPM à flux axial TORUS : (a) section de la machine et vue du rotor, et (b) circulation du flux dans la machine [52].

Plusieurs structures à APs enterrés sont protégées par des brevets. Ainsi, en 2008, Minagawa [54] de la société Nissan a présenté différentes possibilités d'emplacement des APs à l'intérieur du fer rotorique. La machine étudiée est de type KAMAN à bobinage distribué. Certaines structures proposées paraissent difficiles à réaliser et peuvent présenter des flux de fuite conséquents dus aux rebouclages des lignes de flux des APs dans le fer rotorique. Nous simulerons quelques exemples proposés dans les brevets pour une meilleure analyse.

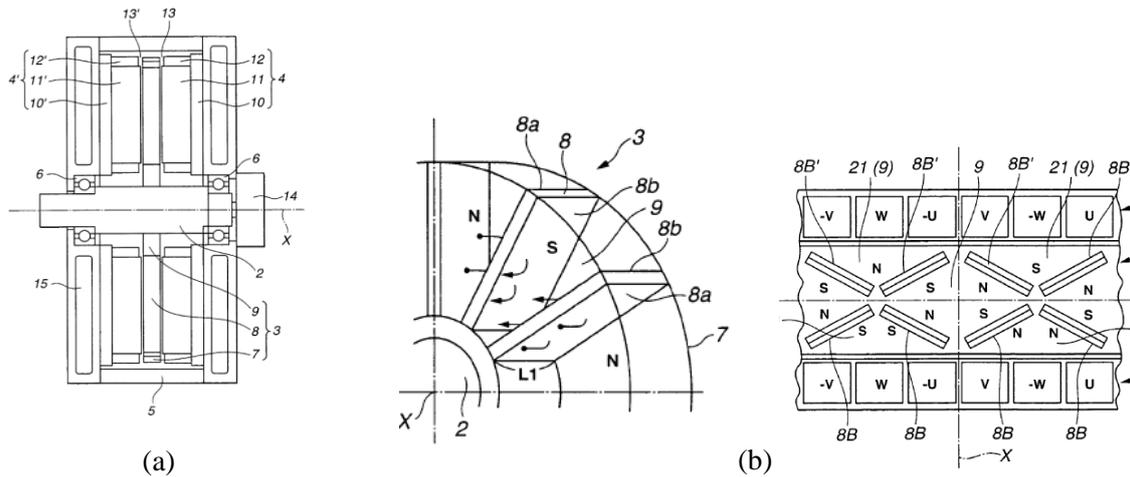


Figure II.32. IPM à flux axial KAMAN : (a) section de la machine, et (b) différentes dispositions des APs [54].

En 2009, Aydin *et al.* [55] de General Motors ont présenté une IPM à un seul entrefer. Le rotor de la machine est présenté à Figure II.33. Cette structure paraît également très complexe à réaliser avec une tôle magnétique enroulée. Cette difficulté s'accroît si les APs ne sont pas de forme parallélépipédique.

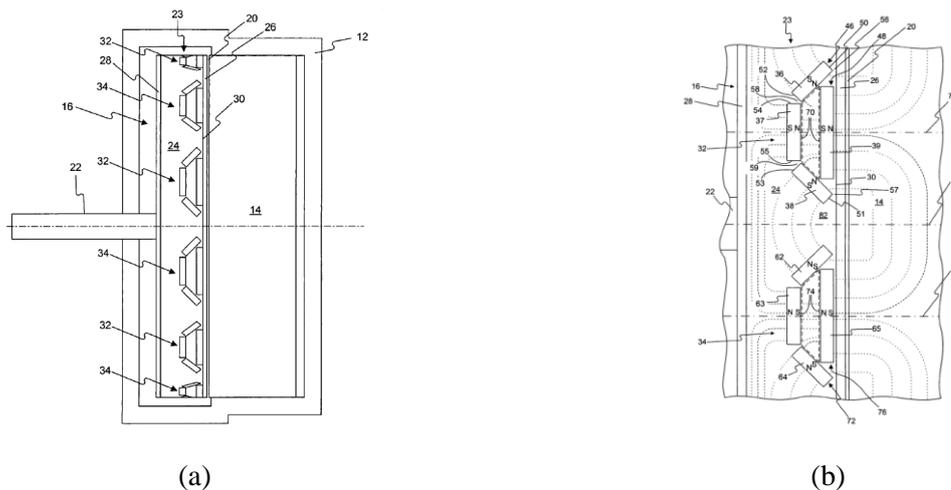


Figure II.33. IPM à flux axial TORUS : (a) section de la machine et vue du rotor, et (b) circulation du flux dans la machine [55].

En 2010, Atarashi *et al.* [56] de la société Honda Motors ont présenté différentes structures de rotor pour une machine à flux axial de type KAMAN. Les APs sont enterrés dans le fer rotorique afin d'améliorer les performances de la machine en termes de couple et de robustesse. Une des structures proposées est montrée à Figure II.34

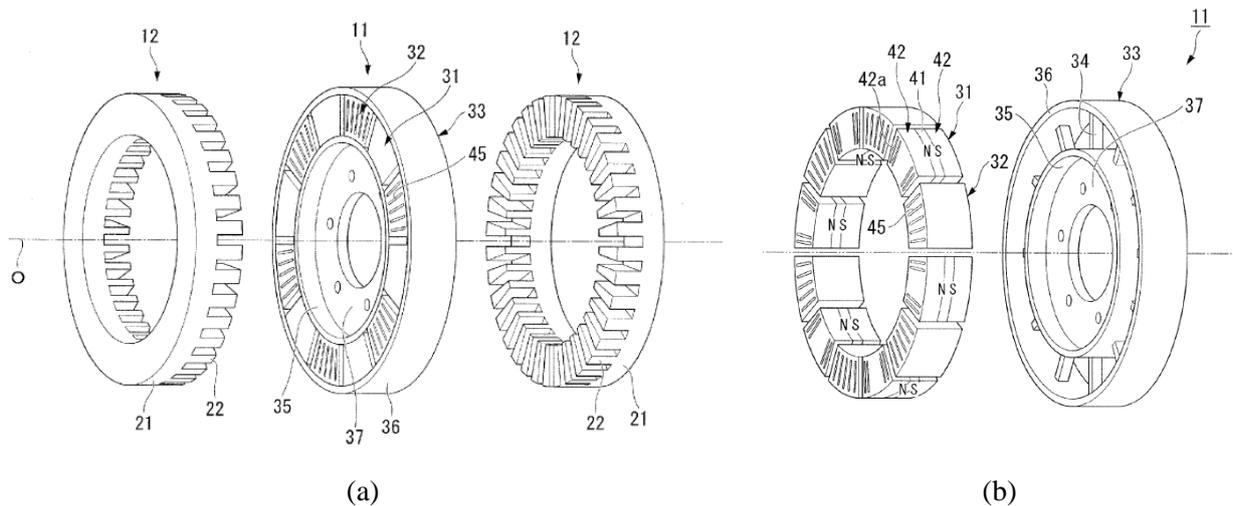


Figure II.34. IPM à flux axial TORUS : (a) section de la machine et vue du rotor, et (b) circulation du flux dans la machine [56].

En 2011, et suite à des travaux de thèse, Odvaka *et al.* [57] ont présenté une TORUS à APs enterrés dans un rotor réalisé avec des tôles magnétiques enroulées (Figure II.35). Le bobinage du stator est de type toroïdal.

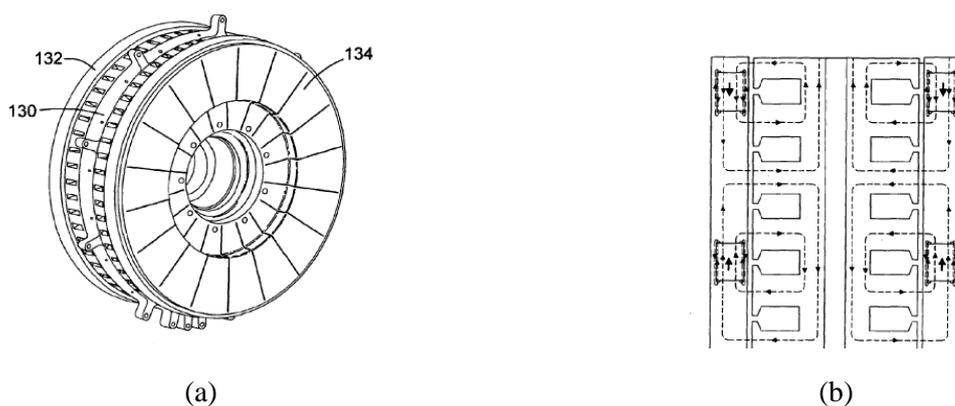
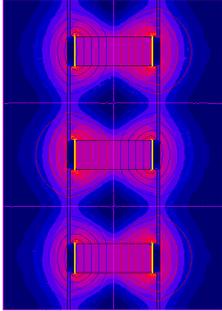
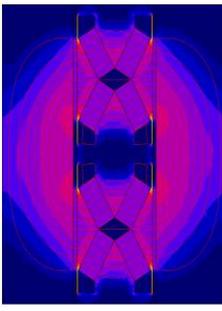
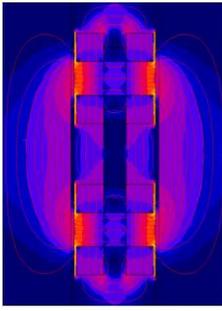
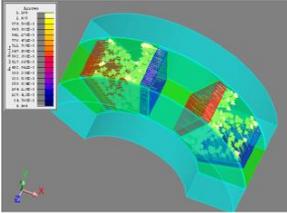
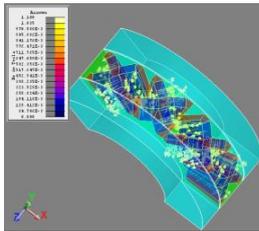
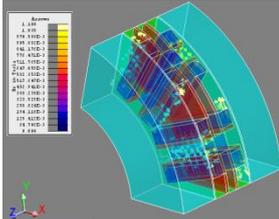
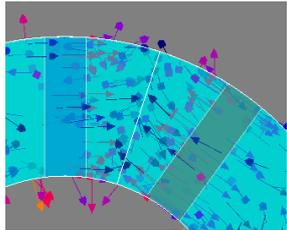
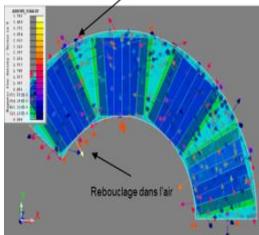
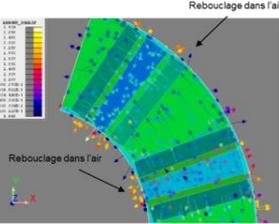


Figure II.35. IPM à flux axial TORUS : (a) section de la machine et vue du rotor, et (b) circulation du flux dans la machine [57].

II. État de l'art et choix de la machine

Afin de mieux analyser les différentes solutions à APs enterrés, nous avons effectué des simulations éléments finis (EF) 2D/3D. Le critère de comparaison est l'induction moyenne sous un pôle pour un même volume d'AP (voir Tableau I.1).

Tableau II.1 : Analyse de quelques solutions de machines IPM à flux axial.

Simulations EF 2D/3D	IPM en « I »	IPM en « X »	IPM en « H »
EF-2D			
Induction moyenne sous un pôle	0.54 T	0.56 T	0.46 T
EF-3D			
			
Induction moyenne sous un pôle	0.46 T	0.27 T	0.28 T

Il apparaît que la machine à APs enterrés parallélépipédiques à concentration de flux (i.e., IPM en « I ») permet d'obtenir l'induction moyenne sous un pôle la plus élevée par rapport aux deux autres. De plus, elle est simple à réaliser, comparativement aux IPM en « X » et en « H ». La différence entre les inductions moyennes avec EF-2D et EF-3D est due aux flux de fuite qui ne sont pas pris en compte avec EF-2D. En effet, la machine IPM en « I » présente le minimum de flux de fuite dans l'air au niveau du rayon inférieur et extérieur, ainsi que dans le fer rotorique entre les APs.

II.2.4. Machines synchrones à APs à flux transverse (MFT)

Ces machines sont caractérisées par un flux circulant dans les directions radiale, tangentielle et axiale (voir Figure II.36).

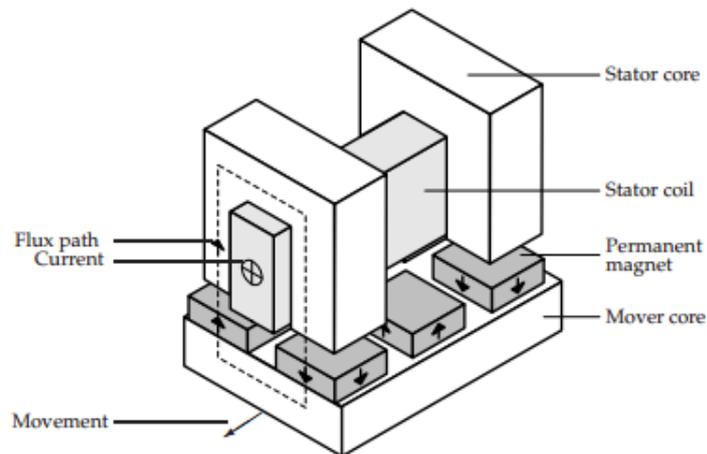


Figure II.36. Circulation du flux magnétique dans une phase de la machine.

L'avantage principal de cette machine est le fort couple qu'elle peut fournir à faible vitesse. La facilité de bobinage, ainsi que le fort taux de remplissage (jusqu'à 80%) permettent d'atteindre de bonnes performances en couple. De plus, la machine est très robuste. Néanmoins, elle présente un certain nombre d'inconvénients. Le faible facteur de puissance, dû aux flux de fuite importants, induit un surdimensionnement du convertisseur. Concernant la fabrication de la machine, son coût est élevé à cause de sa complexité. Généralement, la poudre de fer est utilisée pour la réalisation des culasses statorique et rotorique, et cela pour l'isotropie de ses propriétés. Néanmoins, le faible niveau de saturation peut réduire les performances de la machine [58]-[60].

II.2.5. Machines synchrones à APs à bobinage concentrique

Durant ces deux dernières décennies, un intérêt particulier a été porté au bobinage concentrique appliqué pour les MSAPs et cela pour les nombreux avantages qu'il présente par rapport au bobinage distribué [61]-[66] :

- Courtes têtes de bobines, ce qui implique une réduction des pertes par effet Joule, de la masse et le volume du bobinage ;
- Meilleure capacité de défluxage, surtout en choisissant un nombre d'encoches par pôle et par phase fractionnaire ;
- Taux de remplissage des encoches élevé, surtout lorsque des stators segmentés sont utilisés ;
- Faible couple de denture, grâce à un choix d'un nombre d'encoches par pôle et par phase fractionnaire ;
- Meilleure tolérance aux défauts par rapport à un bobinage distribué. En effet, les bobines peuvent être connectées en parallèle ce qui confère une certaine marge de manœuvre en cas de dysfonctionnement d'une bobine. La détection des défauts est également facilitée ;
- Procédé de fabrication facilement automatisable, ce qui constitue un avantage considérable pour la production automobile en grande série.

Néanmoins ce type de bobinage présente certains inconvénients. Ceux-ci ne sont pas spécifiques à l'application aux moteurs de traction électrique et des voies d'amélioration existent. Nous pouvons citer :

- Force magnéto-motrice (FMM) riche en harmoniques d'espace, comparativement à un bobinage distribué, ce qui induit des pertes supplémentaires, surtout des pertes par courants de Foucault dans les APs. La présence d'harmoniques d'ordre inférieur augmente ces pertes. L'impact de cet inconvénient peut être atténué en choisissant d'enterrer les APs dans le fer rotorique ;
- Faible couple de réluctance récupérable grâce à la saillance des machines IPM, comparativement aux machines IPM à bobinage distribué.

II.3. Choix de la machine à étudier

À travers l'étude bibliographique effectuée, un tableau résumant les avantages et les inconvénients de chaque type de machine peut être dressé. Les machines sont notées par rapport à différents critères liés aux applications VE et VEH :

- Densité de couple : Les machines à forte densité de couple permettent d'atteindre des couples élevés pour des volumes et masses réduits. Cette caractéristique est primordiale dans la traction électrique où un fort couple est requis au démarrage et l'espace alloué au moteur électrique est réduit, notamment pour les applications VEH (selon les architectures choisies) ;
- Défluxage : Les moteurs électriques destinés aux applications de traction automobile doivent pouvoir fonctionner sur une large plage de vitesse incluant une zone à couple maximal (phase de démarrage) et une zone à puissance maximale. La limitation de vitesse est souvent due à la limitation en tension de l'onduleur. Pour les machines à APs, le mode de défluxage consiste à injecter un courant d'axe direct (négatif) qui permet de ne pas dépasser la tension maximale. La capacité de défluxage est améliorée en augmentant l'inductance cyclique de la machine. Ainsi, comparativement aux IPMs, les SPMs qui possèdent un entrefer magnétique élevé (à cause des APs qui ont une perméabilité très faible et proche de celle de l'air), présentent des inductances cycliques plus faibles, et par conséquent une capacité de défluxage réduite.
- Tenue mécanique des APs : Afin de réduire les coûts d'entretien et de maintenance des machines, les APs doivent être « protégés » mécaniquement et magnétiquement, surtout pour des vitesses de fonctionnement élevées. Le maintien des APs devra être opéré avec des solutions efficaces et peu coûteuses. Les machines IPMs semblent être les solutions les plus intéressantes. Néanmoins, les SPMs peuvent recourir à des frettes amagnétiques qui maintiennent efficacement les APs à hautes vitesses. Cela amène, toutefois, à l'augmentation de leurs entrefers magnétiques, dégradant ainsi leurs capacités de défluxage.

Il est à noter que les différentes machines citées dans le tableau ci-dessous ne sont pas contraintes par un cahier de charges spécifique en terme d'encombrement, ce qui pourrait favoriser certaines machines par rapport à d'autres.

D'autres caractéristiques ont également été introduites dans la comparaison, telles que le rendement, le facteur de puissance, la simplicité et le coût. Bien qu'elles interviennent à différents niveaux d'importance, elles seront prises en compte pour le choix de la machine. Ainsi, nous privilégierons une machine avec un rendement élevé afin de ne pas affecter l'autonomie de la batterie, un facteur de puissance proche de l'unité afin de ne pas sur-dimensionner l'onduleur et la simplicité afin de permettre l'automatisation et la réduction du coût des procédés de fabrication.

Même si cette analyse comporte une part de subjectivité, elle permet ensuite d'orienter qualitativement le choix de la machine.

Tableau II.2. Avantages et inconvénients des machines électriques étudiées

	Densité de couple	Défluxage	Tenue mécanique des APs	Rendement	Facteur de puissance	Robustesse	Simplicité, coût
MRV	+	+++	/	++	+	+++	+++
MAS	+	+	/	-	+	++	++
RFSPM	++	+	-	+	+++	-	++
RFIPM	++	++	+++	+	++	++	+
AFSPM	+++	+	-	+++	+++	-	++
AFIPM	+++	++	+++	++	++	++	+
MFT	++	+	-	-	-	+++	---

MRV: Machine à réluctance variable, **MAS**: Machine asynchrone, **RFSPM**: SPM à flux radial, **RFIPM**: IPM à flux radial, **AFSPM**: SPM à flux axial, **AFIPM**: IPM à flux axial, **MFT**: Machine à flux transverse.

Ainsi, à partir du Tableau II.2, il ressort que la machine à flux axial à APs enterrés (AFIPM) est une machine candidate fortement intéressante pour les applications de traction/propulsion de VE et VEH. En effet, elle répond aux différentes exigences liées à ces applications, et qui sont :

- Densités de puissance et de couple élevées ;
- Large plage de vitesse incluant une zone à couple constant et une zone à puissance constante ;
- Meilleure tenue mécanique des aimants due à leur enterrement dans le fer rotorique ;

De plus, cette machine permet d'obtenir des rendements élevés couvrant une large plage de vitesse et de couple, nécessaires afin de ne pas dégrader l'autonomie de la batterie.

Outre ces exigences, cette machine répond parfaitement aux contraintes sévères liées aux applications VEH, notamment en termes de faible encombrement axial et de performances thermiques.

En ce qui concerne son bobinage, pour les nombreux avantages qu'il présente par rapport à un bobinage distribué, un bobinage concentrique à pas dentaire sera choisi.

II.4. Conclusion

Au cours de ce chapitre un état de l'art sur les machines potentiellement intéressantes pour notre application a été effectué. L'étude a été effectuée essentiellement pour les machines à APs qui permettent d'obtenir des densités de couple et de puissance élevées. Au terme de cette étude, les différentes machines ont été comparées selon des critères exigés pour notre application dans un véhicule hybride. Ainsi, une machine à flux axial à APs enterrés a été choisie. Pour ses nombreux avantages, un bobinage dentaire a été considéré. Le pré-dimensionnement de cette machine, qui est basé sur un processus d'optimisation par algorithmes génétiques, ainsi que la modélisation numérique par EF-3D seront présentés au chapitre suivant.

Références

- [11] Z. Rahman, M. Ehsani, and K.L Butler, "An Investigation of Electric Motor Drive Characteristics for EV and HEV Propulsion Systems", *SAE Future Transportation Technology Conference*, California, Aug. 2000.
- [12] K. T. Chau, C. C. Chan, and C. Liu, "Overview of Permanent Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles", *IEEE Trans. on Indus. Elect.*, vol. 55, no. 6, June 2008.
- [13] C. Chillet, "Les moteurs à aimants permanents dans la traction électrique", *Colloque Energie Electrique et Transports Terrestres*, Belfort, Mar. 2003.
- [14] M. Zeroualia, M. E. Benbouzid, and D. Diallo, "Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study", *IEEE Trans. on Vehicul. Tech.*, vol. 55, no. 6, Nov. 2006.
- [15] Z. Q. Zhu, D. Howe, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles", *Proc. IEEE*, vol. 95, no.4, 2007.
- [16] M. A. Rahman, and M. A. Masrur, "Advances on IPM technology for hybrid electric vehicles", *Proc. IEEE VPPC*, pp. 92 -97, 2009.
- [17] A. M. EL-Refai, "Motors/Generators for Traction/Propulsion Applications: A Review", *IEEE Int. Elec. Mach. and Driv. Conf. (IEMDC)*, pp 490- 497, May 2011.
- [18] J. Santiago, H. Bernhoff, B. Ekegard, S. Eriksson, S. Ferhatovic, R. Waters, and M. Leijon, "Electrical Motor Drivelines in Commercial All Electric Vehicles: a Review," *IEEE Veh. Tech. Soc.*, Feb. 2012.
- [19] A. M. Bazzi, "Electric Machines and Energy Storage Technologies in EVs and HEVs for Over a Century," *IEEE Int. Elec. Mach. and Driv. Conf. (IEMDC)*, May 2013.
- [20] <http://www.honda.com>
- [21] <http://www.proteanelectric.com>
- [22] <http://www.tm4.com>
- [23] R. H. Staunton, T. A. Burress, and L. D. Marlino, "Evaluation of 2005 Honda Accord Hybrid Electric Drive System", *ORNL report, ORNL/TM-2006/535*, Sep. 2006.
- [24] T.A. Burress, S.L. Campbell, C.L. Coomer, C.W. Ayers, A.A. Wereszczak, J.P. Cunningham, L.D. Marlino, L. E. Seiber, and H.T. Lin, "Evaluation of the 2010 Toyota Prius Hybrid Synergy Drive System," *ORNL report, ORNL/TM-2010/253*, Mar. 2011.
- [25] T.A. Burress, and S.L. Campbell, "Benchmarking EV and HEV Power Electronics and Electric Machines," *IEEE Transp. Elec. Conf. and Expo. (ITEC)*, Jun. 2013.
- [26] T. Kato, R. Mizutani, H. Matsumoto, and K. Yamamoto, "Advanced Technologies of traction motor for Automobile," *IEEE ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*, Jun. 2013.
- [27] J. Merwerth, J. Halbedel, and G. Schlangen, "Electrical Drive Motor for a Vehicle", U.S. Patent 2012/0267977 A1, Oct. 25, 2012.
- [28] BMW i3 Motor Manufacturing Landshut : <http://www.youtube.com/watch?v=2uz-Lv2qUA8>
- [29] C. C. Chan, "Axial-Field Electrical Machines: Design and Applications", *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. EC-2, no. 2, pp.294 -300, 1987.
- [30] P. Campbell, "Principles of a permanent-magnet axial-field d.c. machine", in *Proc. IEE*, vol. 121, no. 12, pp. 1489-1494, Dec. 1974.
- [31] M. Aydin, S. Huang, and T. A. Lipo, "Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: a Review". *Proc. of SPEEDAM* , pp. 61-71, Jun. 2004.
- [32] A.M. EL-Refai, "Fault-Tolerant PM Machines: A Review", *IET Electr. Power Appl.*, vol. 5, no. 1, pp. 59-74, Jan. 2011.
- [33] F. Giulii Capponi, G. De Donato, F. Caricchi, "Recent Advances in Axial-Flux Permanent-Magnet Machine Technology", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2190-2205, Nov./Dec. 2012.
- [34] E. Spooner, and B J. Chalmers, "Toroidally-wound, slotless, axial-flux, permanent-magnet, brushless-DC motors" in *Proc. ICEM*, Pisa, Italy, Sept. 12-14, 1988.

- [35] F. Caricchi, F. Crescimbin, E. Fedeli, and G. Noioa, "Design and Construction of a Wheel-Directly-Coupled Axial-Flux PM Motor Prototype for EVs", in *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, Denver, Colorado, USA, Oct. 02-06, 1994.
- [36] K.M. Rahman, N.R. Patel, T.G. Ward, J.M. Nagashima, F. Caricchi, and F. Crescimbin, "Application of direct-drive wheel motor for fuel cell electric and hybrid electric vehicle propulsion system", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1185-1192, Sept./Oct. 2006.
- [37] Y. Chen, and P. Pillay, "Axial-Flux PM Wind Generator with a Soft Magnetic Composite Core", *Conf. Rec. 40th IEEE IAS Annu. Meeting*, vol. 1, pp. 231-237, 2005.
- [38] J. Woolmer, and M.D. McCulloch, "Analysis of the Yokeless and Segmented Armature Machine", in *Proc. IEMDC*, Antalya, Turkey, May 03-05, 2007.
- [39] H. Vansompel, P. Sergent, and L. Dupré, "Optimized Design Considering the Mass Influence of an Axial Flux Permanent-Magnet Synchronous Generator With Concentrated Pole Windings", *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 46, no. 12, Dec. 2010.
- [40] F. Caricchi, F. Crescimbin, O. Honorati, G. Bianco, E. Santini, "Performance of coreless-winding axial-flux permanent-magnet generator with power output at 400 Hz, 3000 r/min", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 34, pp. 1263-1269, Nov.-Dec., 1998.
- [41] H.C. Lovatt, V.S. Ramsden, and B.C. Mecrow, "Design of an in-wheel motor for a solar-powered electric vehicle", *Proc. IEE-B*, vol. 145, no. 5, pp. 402-408, 1998.
- [42] N.F. Lombard, and M. J. Kamper, "Analysis and Performance of an Ironless Stator Axial Flux PM Machine", *IEEE Trans. on Energ. Conv.*, vol. 14, no. 4, Dec. 1999.
- [43] R.-J. Wang, M. J. Kamper, K. Van der Westhuizen, and J. F. Gieras, "Optimal design of a coreless stator axial flux permanent magnet generator", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 41, no. 1, pp. 55-64, January 2005.
- [44] L. D. Ferraro, F. G. Capponi, R. Terrigi, F. Caricchi, and O. Honorati, "Ironless axial flux PM machine with active mechanical flux weakening for automotive applications", *Proc. IEEE Industry Applications Conf.*, pp. 1-6, 2006.
- [45] F. Caricchi, F. Crescimbin, F. Mezzetti, and E. Santini, "Multistage Axial-Flux PM Machine for Wheel Direct Drive", *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 32, no. 4, Jul/Aug 1996.
- [46] F. Feudale, A. Odorico, M. Sica, F. Caricchi, F. G. Capponi, and F. Crescimbin, "Multi-stage Axial-Flux PM Machine for Direct-Drive Railway Traction Application", *Ship Propulsion and Railway Traction Systems Conference*, Bologna, Italy, Oct. 2005.
- [47] P. Anpalahan, and M. Lamperth, "Design of multi-stack axial flux permanent magnet generator for a hybrid electric vehicle", in *Proc. VPPC*, Windsor, UK, Sept. 06-08, 2006.
- [48] M. Lamperth, and P. Anpalahan, "Electrical Machine", U.S. Patent 8 022 593 B2, Sep. 20, 2011.
- [49] Z. Zhang, F. Profumo, and A. Tesconi, "Axial Flux Interior PM Synchronous Motor Torque Performance Analysis For Traction Drives", *IEE Japan*, vol. 116-D, no. 12, 1996.
- [50] F. Profumo, A. Tesconi, Z. Zhang, and A. Cavagnino, "Novel axial flux interior PM synchronous motor realized with powdered soft magnetic materials", in *Proc. IEEE IAS*, St. Louis, Missouri, Oct. 12-15, 1998.
- [51] T. Arakawa, M. Takemoto, S. Ogasawara, K. Inoue, O. Ozaki, H. Hojo, and H. Mitani, "Examination of an Interior Permanent Magnet Type Axial Gap Motor for the Hybrid Electric Vehicle", *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 3602-3605, Oct. 2011.
- [52] E. Bommé, "Modélisation et Optimisation des Machines Electriques Discoïdes à Double Entrefer", PhD Thesis, INP Grenoble, Dec. 2009.
- [53] J. Saint-Michiel, and A. Abou-Akar, "Discoid machine", U.S. Patent 6 833 647, Dec. 21, 2004.
- [54] Y. Minagawa, "Axial gap motor", U.S. Patent 7 315 102, Jan. 1, 2008.
- [55] M. Aydin, and M.K. Guven, "Axial-flux electric machine", U.S. Patent 7 557 482, Jul. 7, 2009.
- [56] H. Atarashi, H. Isegawa, S. Abe, K. Yamamoto, and S. Tajima, "Axial gap motor", U.S. Patent 2010/0141075, June 10, 2010.
- [57] E. Odvarka, P. Anpalahan, N.L. Brown, R.J. Gray, A. Hutchinson, A. Mebarki, G. Saini, and K. Wejrzanowski, "Rotating electrical machine", U.S. Patent 2011/0260566, Oct. 27, 2011.

- [58] S. Grehant, "Contribution à l'Etude de Moteurs à Flux Transverse", Ph.D. dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble, Déc. 2003.
- [59] A. Babazadeh, N. Parspour, A. Hanifi, "Transverse Flux Machine for Direct Drive Robots: Modeling and Analysis," IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics, Singapore, 2004.
- [60] Y. G. Guo, J. G. Zhu, P. A. Watterson and W. Wu "Development of a PM transverse flux motor with soft magnetic composite core", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 2, pp.426 -434, 2006.
- [61] J. Cros and P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 2, pp. 248–253, Jun. 2002.
- [62] N. Bianchi, and S. Bolognani "Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 38, no. 2, pp. 1259-1265, 2002.
- [63] F. Magnussen and C. Sadarangani, "Winding factors and Joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings," in *Proc. IEEE-IEMDC*, Madison, WI, Jun. 2003, vol. 1, pp. 333–339.
- [64] F. Libert and J. Soulard, "Investigation on pole-slot combinations for permanent-magnet machines with concentrated windings," in *Proc. ICEM*, 2004, pp. 530–535.
- [65] A.M. EL-Refaie, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, Jan. 2010
- [66] Z.Q. Zhu, "Fractional slot permanent magnet brushless machines and drives for electric and hybrid propulsion systems," *Int. Jour. for Comp. and Math. in Elec. and Elec. Eng.*, vol. 30, no. 1, pp.9 – 31, 2011.

III. Pré- dimensionnement, modélisation numérique et réalisation de la machine

III. Pré-dimensionnement, modélisation numérique et réalisation de la machine

III.1. Introduction

Au terme de l'étude bibliographique effectuée au chapitre précédent, notre choix s'est porté sur une machine synchrone à flux axial à APs enterrés à double stator et rotor intérieur (i.e., de type KAMAN). La machine est à pas fractionnaire (i.e., à nombre d'encoches fractionnaire par pôle et par phase) et à bobinage concentrique. Dans ce chapitre, un modèle analytique de pré-dimensionnement simplifié a été établi afin de l'intégrer dans un processus d'optimisation basé sur les algorithmes génétiques. Dans un second temps, les paramètres géométriques et électriques de la machine obtenue ont été affinés avec un modèle numérique plus élaboré. Le logiciel commercial Flux3D de modélisation par EF-3D a été utilisé pour cette étude. Les différentes évolutions du cahier des charges (CdC) et des contraintes liées à la fabrication de la machine nous ont amenés à apporter des modifications à la machine initiale. La seconde partie de ce chapitre porte sur l'étude de l'impact de ces différentes modifications sur les performances de la machine, les pertes par courant de Foucault dans les APs, ainsi que les pertes Joule du bobinage. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la réalisation de la machine. Les différentes difficultés rencontrées, ainsi que les solutions proposées y sont décrites.

III.2. Pré-dimensionnement de la machine

Nomenclature

Symboles	Description
μ_0	la perméabilité magnétique de l'air
μ_r	la perméabilité magnétique de l'aimant
B_r	l'induction magnétique rémanente de l'aimant
B_m	l'induction magnétique dans l'aimant
B_g	l'induction magnétique dans l'entrefer
H_m	le champ magnétique dans l'aimant ;
H_g	le champ magnétique dans l'entrefer
e_g	la hauteur d'entrefer
e_{pm}	la hauteur de l'aimant dans la direction de magnétisation
L_{pm}	la largeur des aimants dans la direction axiale ;
R_m	le rayon moyen de la machine ;
N_{sl}	le nombre d'encoches de la machine
p	le nombre de paires de pôles
S_g	la surface du pôle au niveau de l'entrefer
D_{int}	le diamètre intérieur de la machine
D_{ext}	le diamètre extérieur de la machine
A_s	la densité linéique de courant
χ_ϕ	le coefficient de concentration de flux
T_{nom}	le couple électromagnétique nominal

III.2.1. Modèle analytique simplifié

L'objectif de cette étape est d'établir une expression analytique du couple électromagnétique moyen en considérant un circuit magnétique simplifié de la machine à flux axial à APs enterrés (voir Figure III.1-a). L'induction magnétique B_m dans les APs peut être exprimée comme suit :

$$B_m = B_r + \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H_m \quad (\text{III.1})$$

En appliquant le théorème d'Ampère sur le circuit magnétique élémentaire, nous pouvons écrire :

$$H_m \cdot e_{pm} + 2 \cdot H_g \cdot e_g = -\frac{2\pi \cdot R_m \cdot A_s}{N_{sl}} \quad (\text{III.2})$$

En considérant la conservation du flux magnétique dans le circuit magnétique, on obtient cette relation :

$$B_m \cdot \frac{L_{pm}}{2} \cdot \frac{D_{ext} - D_{int}}{2} = B_g \cdot \frac{S_g}{2} \quad (III.3)$$

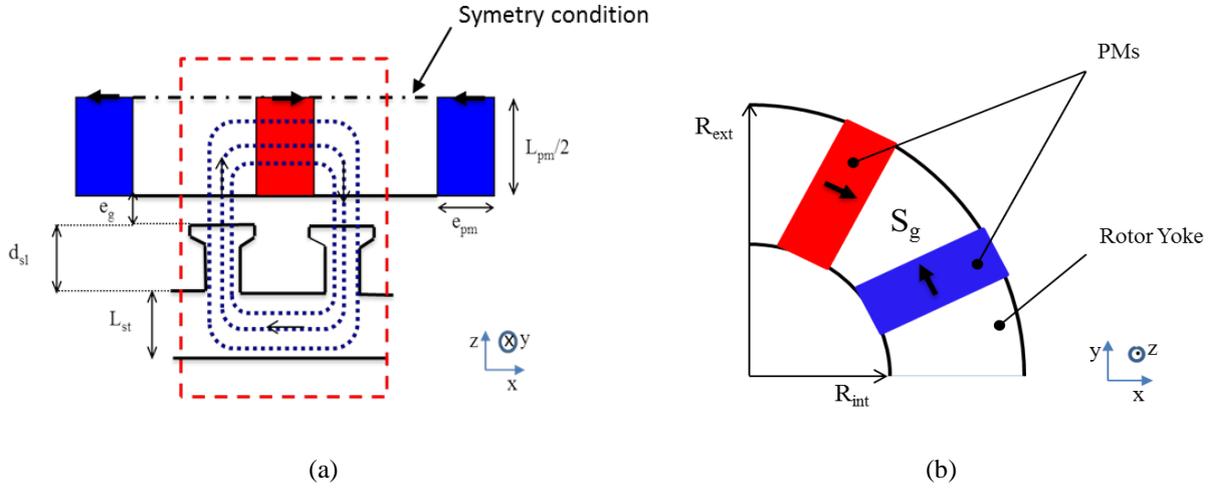


Figure III.1 : Machine à flux axial à APs enterrés : (a) représentation du chemin du flux magnétique, (b) vue axiale du rotor.

En utilisant (III.1), l'expression du champ magnétique dans l'AP peut être écrite comme suit :

$$H_m = \frac{B_m - B_r}{\mu_0 \cdot \mu_r} \quad (III.4)$$

À partir de (III.1), (III.2), (III.3) et (III.4), les expressions des inductions magnétiques B_m et B_g dans l'AP et l'entrefer, respectivement, peuvent être écrites comme suit :

$$B_m = \frac{\frac{B_r}{\mu_0 \mu_r} \cdot e_{pm} - \frac{2\pi \cdot R_m \cdot A_s}{N_{sl}}}{\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \cdot e_{pm} + 2 \cdot e_g \cdot \frac{L_{pm} \cdot \frac{D_{ext} - D_{int}}{2}}{S_g}} \quad (III.5)$$

$$B_g = \frac{\frac{B_r}{\mu_0 \mu_r} \cdot e_{pm} - \frac{2\pi \cdot R_m \cdot A_s}{N_{sl}}}{\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \cdot e_{pm} + 2 \cdot e_g \cdot \frac{L_{pm} \cdot \frac{D_{ext} - D_{int}}{2}}{S_g}} \cdot \frac{L_{pm} \cdot \frac{D_{ext} - D_{int}}{2}}{S_g} \quad (III.6)$$

La surface du pôle S_g correspondant à la surface d'entrefer entre deux APs de même polarité (voir Figure III.1-b) peut être calculée comme suit :

$$S_g = \left(\frac{D_{ext} - D_{int}}{2} \right) \left[\frac{\pi \cdot (D_{ext} + D_{int})}{4p} - e_{pm} \right] \quad (III.7)$$

Le ratio entre la surface des APs et la surface du pôle, appelé « coefficient de concentration de flux magnétique », est donné par :

$$\chi_\phi = \frac{L_{pm}}{\frac{\pi \cdot (D_{ext} + D_{int})}{4p} - e_{pm}} \quad (III.8)$$

L'équation (III.6) peut alors s'écrire comme suit :

$$B_g = \chi_\phi \cdot \frac{\frac{B_r}{\mu_0 \mu_r} \cdot e_{pm} - \frac{2\pi \cdot R_m \cdot A_s}{N_{sl}}}{\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \cdot e_{pm} + 2 \cdot \chi_\phi \cdot e_g} \quad (III.9)$$

Ainsi, il apparaît clairement que l'induction dans l'entrefer est quasi-proportionnelle au coefficient de concentration de flux magnétique χ_ϕ . Pour obtenir de meilleures performances et profiter de la concentration de flux, χ_ϕ doit être supérieur à l'unité ($\chi_\phi > 1$).

Le couple électromagnétique moyen est donnée par :

$$T_{nom} = \alpha \cdot B_g \cdot A_s \cdot \left(\frac{D_{ext} + D_{int}}{2} \right)^2 \cdot (D_{ext} - D_{int}) \quad (III.10)$$

où : α , facteur dépendant de la distribution du bobinage statorique.

III.2.2. Optimisation multi-objective par algorithmes génétiques

Durant cette étape, un algorithme génétique (AG) développé au cours de précédentes études est appliqué au dimensionnement optimal de la machine [67]-[68]. Le problème d'optimisation est d'abord décrit. Les étapes, les variables, ainsi que les contraintes de l'optimisation sont alors présentées. Les résultats obtenus sont ensuite analysés.

Bien que le modèle analytique ne soit pas complexe et peut être couplé à un algorithme d'optimisation plus simple et rapide, cette démarche ne constitue qu'une étape préliminaire. Le modèle couplé à l'AG sera plus complexe et à nombre de variables plus importants (eg. modèle basé sur les circuits équivalents magnétiques).

III.2.2.1. Formulation du problème d'optimisation

L'AG utilisé est de type NSGA-II (Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II). Il est décrit par Deb *et al.* [69]. Les différentes étapes de l'optimisation sont expliquées à la Figure III.2.

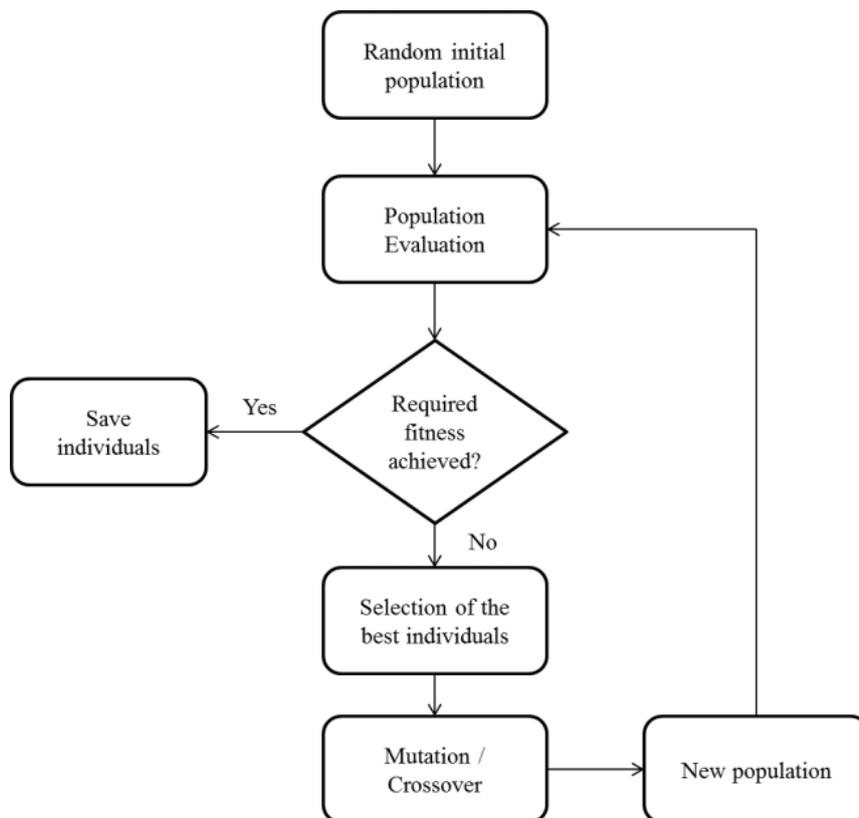


Figure III.2 : Représentation des différentes étapes de l'optimisation par AG [70].

- Étape 1 : Une population initiale est générée d'une manière aléatoire selon les variables d'optimisation et leurs domaines de variation ;
- Étape 2 : Les fonctions objectives sont évaluées pour chaque individu de la population. Les meilleurs individus sont sauvegardés, alors que ceux qui n'ont pas entièrement satisfaits les conditions sur les fonctions objectives seront sélectionnés pour être modifiés ;
- Étape 3 : Ces individus subiront des mutations et des recombinaisons de leurs « chromosomes » avec ceux des individus présentant de meilleures qualités, pour former une population, qui sera soumise aux mêmes étapes citées précédemment.

L'évaluation des individus et la formation de nouvelles populations sont effectuées jusqu'à ce que les qualités requises des individus soient satisfaites ou bien le nombre maximal de génération soit atteint. Les chromosomes des individus représentent les paramètres de dimensionnement de la machine. Dans cette étude, les paramètres qui formeront les chromosomes des individus sont : le diamètre intérieur, le diamètre extérieur, l'épaisseur de la culasse statorique, l'épaisseur des APs, la longueur axiale des APs, le nombre d'encoches et la profondeur d'encoche. Les plages de variation de ces paramètres sont reportées au Tableau III.1. Le bobinage choisi est de type concentrique à pas fractionnaire. Le nombre de pôles ($2.p$) est relié au nombre d'encoches (N_{sl}) par la relation suivante : $N_{sl} = 2.p \pm 2$, qui permet d'obtenir de meilleurs facteurs de bobinages, améliorant ainsi le flux magnétique, et également de minimiser le déséquilibre de la répartition des forces axiales [71].

Tableau III.1 : Domaine de variation des paramètres d'optimisation.

Paramètres de conception	Symboles	Unités	Type	Domaine de variation
Diamètre intérieur	D_{in}	[mm]	Continu	[120, 160]
Diamètre extérieur	D_{out}	[mm]	Continu	[180, 230]
Epaisseur de la culasse statorique	L_{st}	[mm]	Continu	[10, 30]
Epaisseur des APs	e_{pm}	[mm]	Continu	[1, 50]
Longueur axiale des APs	L_{pm}	[mm]	Continu	[1, 50]
Ratio $\frac{N_{sl}}{2.m}$, (m : nombre de phases)	n	-	Discret	1, 2, 3, 4, 5
Profondeur d'encoche	d_{sl}	[mm]	Continu	[5,50]

Les contraintes d'optimisation sont appliquées aux inductions magnétiques dans l'entrefer, la culasse statorique et les dents. Elles concernent également la masse des APs, la longueur axiale du moteur, le couple nominal et le champ magnétique dans les APs afin de se prémunir de leur désaimantation. Ces différentes contraintes sont reportées au Tableau III.2. Il faut noter que les différentes contraintes d'optimisation doivent correspondre aux différentes contraintes du CdC de la machine (voir Annexe I, CdC n°1).

Tableau III.2 : Contraintes d'optimisation électromagnétiques et géométriques.

Contraintes d'optimisation	Symboles	Unités	Valeur minimale	Valeur maximale
Induction dans l'entrefer	B_g	[T]	0.6	0.9
Induction dans la culasse statorique	B_{st}	[T]	0.7	1.7
Induction dans les dents	B_t	[T]	0.7	1.8
Masse des APs	M_{pm}	[kg]	0.8	1.3
Longueur axiale du moteur	L_{mot}	[mm]	-	102
Couple électromagnétique nominal	T_{nom}	[N.m]	55	-
Champ magnétique dans les APs	H_{pm}	[A/m]	H_{ej}	-

Les paramètres de l'AG (voir Tableau III.3), modifiables par l'utilisateur selon le problème d'optimisation, sont :

- le nombre des individus de chaque population ;
- le nombre de générations ;
- les paramètres de conception (chromosomes) ;
- les différentes contraintes d'optimisation ;
- et les fonctions objectives (i.e., les critères d'optimisation).

Tableau III.3 : Paramètres de l'outil d'optimisation.

Paramètres	Valeurs
Nombre d'individus	100
Nombre de générations	100
Nombre de chromosomes des individus	7
Nombre de contraintes	7
Nombre de critères	2

Un compromis doit être effectué entre le temps de calcul, dépendant essentiellement du nombre d'évaluation des individus (nombre d'individus et nombre de générations), et la finesse des solutions obtenues sur le front de Pareto. Dans notre étude, les critères d'optimisations sont :

- La densité massique du couple (le rapport du couple nominal sur la masse du moteur) ;
- La masse des APs.

Le but est de maximiser la densité de couple, tout en minimisant la masse des APs.

III.2.2.2. Résultats de l'optimisation

L'AG a été programmé en langage C. Le problème d'optimisation a été implémenté et compilé avec Matlab. Le temps de calcul pour les paramètres choisis est de 425 secondes.

L'évolution des critères d'optimisation (la densité de couple en fonction de la masse des APs) est représentée à Figure III.3.

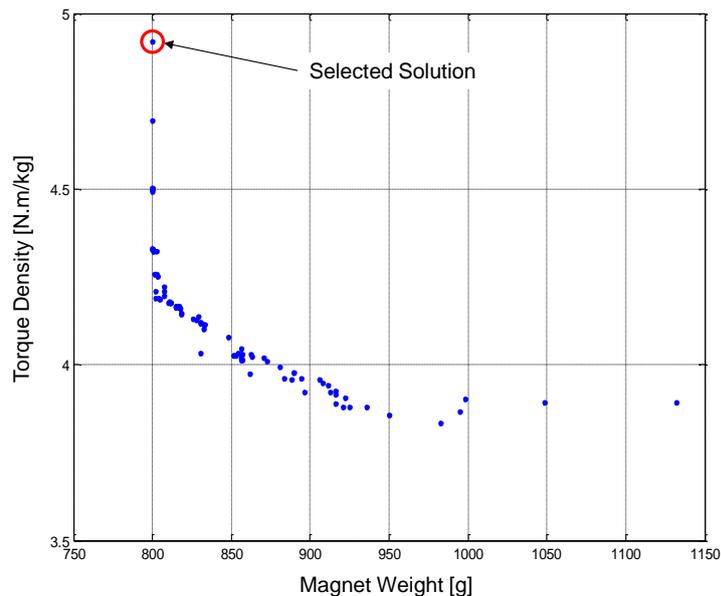


Figure III.3 : Evolution des critères d'optimisation.

On remarque que la maximisation du couple massique se fait en minimisant la masse des APs, ce qui n'est pas nécessairement évident à prévoir. En effet, les contraintes sur la longueur axiale de la machine, ainsi que sur le couple nominal impliquent différentes dimensions des APs. Comme présenté à Figure III.4, si la longueur axiale des APs diminue, leur épaisseur doit augmenter afin de satisfaire la contrainte sur le couple nominal. On peut observer que le diamètre extérieur ne varie pas énormément, alors que le diamètre intérieur diminue (Figure III.5), ce qui augmente la masse de la machine et diminue la densité massique du couple.

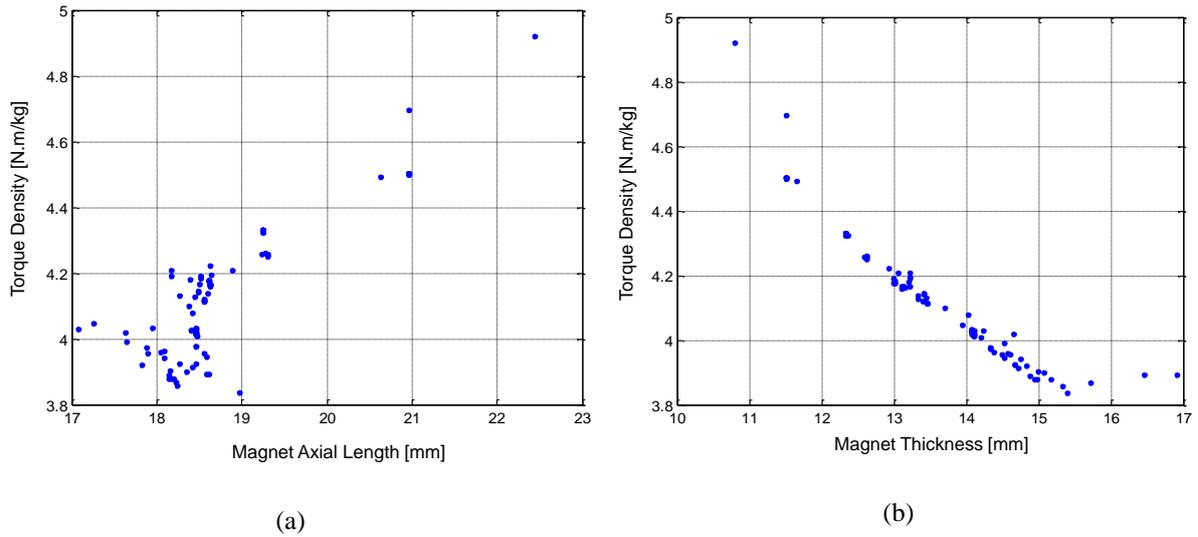


Figure III.4 : Évolution des dimensions des APs : (a) longueur axiale, et (b) épaisseur, en fonction de la densité de couple.

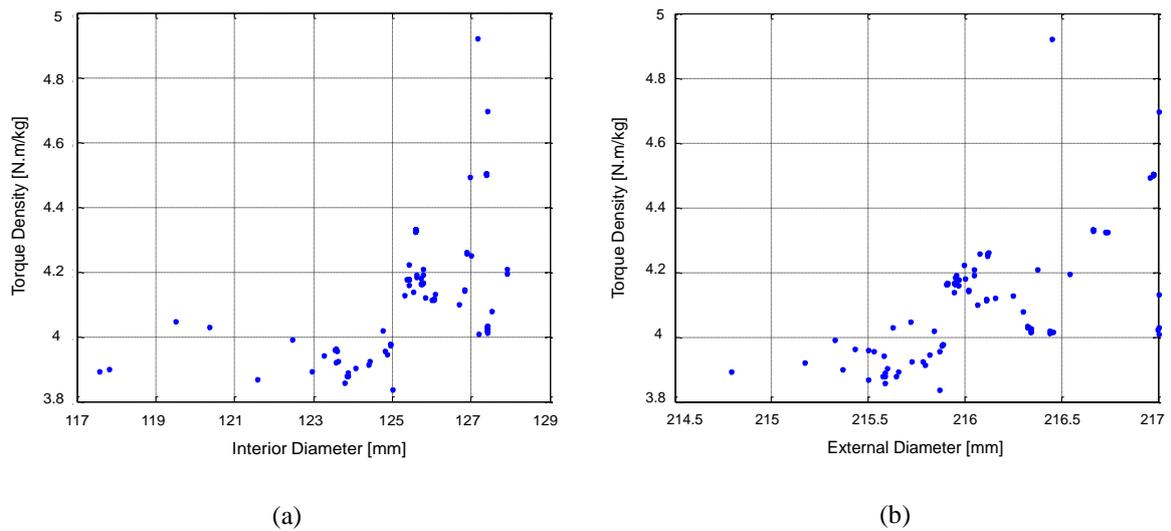


Figure III.5 : Évolution des diamètres (a) intérieur, et (b) extérieur, en fonction de la densité de couple.

Les données caractéristiques de la machine sélectionnée sont reportées au Tableau III.4.

Cette machine sera modélisée numériquement dans la section suivante. Les paramètres géométriques et électriques seront affinés et d'autres grandeurs électromagnétiques seront analysées.

Tableau III.4 : Données caractéristiques de la machine sélectionnée.

Paramètres	Symboles	Valeurs	Unités
Nombre d'encoches	N_{sl}	18	–
Nombre de paires de pôles	p	8	–
Diamètre intérieur	D_{in}	127.2	[mm]
Diamètre extérieur	D_{out}	216.4	[mm]
Épaisseur de la culasse statorique	L_{st}	6	[mm]
Épaisseur des APs	e_{pm}	10.8	[mm]
Longueur axiale des APs	L_{pm}	22.5	[mm]
Profondeur d'encoche	d_{sl}	14	[mm]
Nombre de spires en série par phase	n_{ssp}	54	–
Nombre de spires par bobine	n_s	18	–
Nombre de voies en parallèle par stator	n_p	2	–
Nombre de bobines en séries par phase	n_{sc}	3	–

III.3. Modélisation numérique de la machine

Dans cette partie, la machine est modélisée et étudiée numériquement avec un logiciel d'éléments finis 3D (EF-3D). L'évolution du CdC ainsi que les différentes contraintes liées à la fabrication de la machine nous ont amenés à étudier 4 machines (AFIPM 1.0, AFIPM 1.1, AFIPM 2.0 et AFIPM 2.1). La machine finale (AFIPM 2.1) a été étudiée de façon plus approfondie, notamment en analysant finement les pertes par courants de Foucault dans les APs, ainsi que les pertes Joule (normales et supplémentaires) dans le bobinage.

III.3.1. Modélisation par éléments finis 3D (EF-3D)

III.3.1.1. Stators avec becs d'encoches, CdC n°1 (machine AFIPM 1.0)

Cette machine a été initialement dimensionnée pour satisfaire le CdC n°1. Les dents statoriques ont été dimensionnées avec des becs d'encoches afin de réduire l'impact de la variation de réductance, et réduire ainsi les pertes par courant de Foucault au niveau du rotor. Les paramètres géométriques et électriques sont détaillés au Tableau III.5. La machine modélisée sous Flux3D est présentée en Figure III.6. Les conditions limites pour simplifier la structure à étudier sont expliquées en Figure III.7.

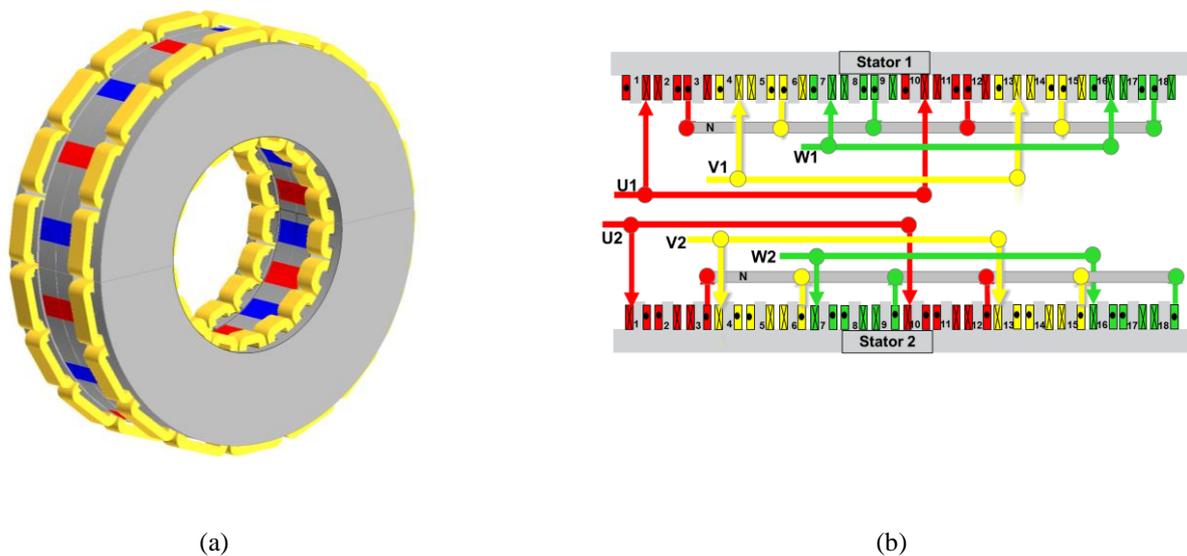


Figure III.6 : (a) Description de la machine et (b) description du bobinage des deux stators.

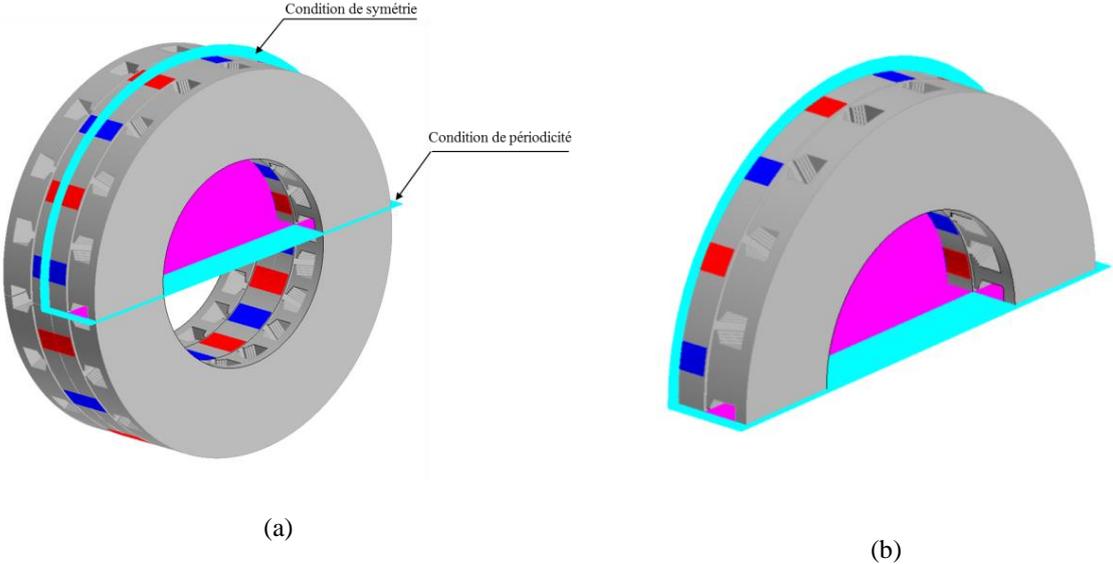


Figure III.7 : Conditions de symétrie et de périodicité appliquées à la machine :
(a) machine entière, (b) machine réduite.

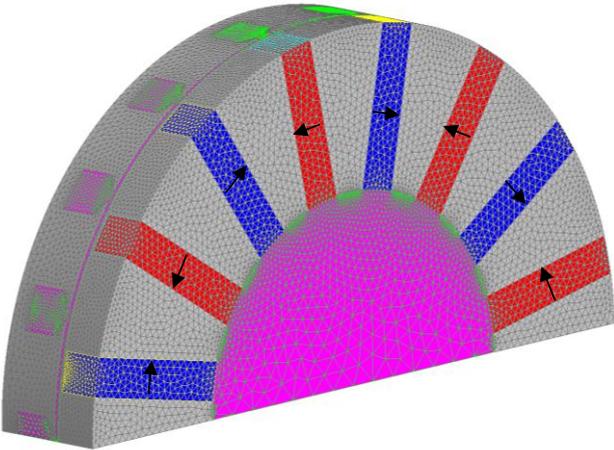


Figure III.8 : Maillage de la machine AFIPM 1.0.

Tableau III.5 : Paramètres géométriques et électriques de la machine AFIPM 1.0.

Paramètres de la machine	Symbole	Valeur	Unité
Nombre d'encoches	N_{sl}	18	–
Nombre de paires de pôles	p	8	–
Diamètre intérieur	D_{in}	117	[mm]
Diamètre extérieur	D_{out}	217	[mm]
Épaisseur de la culasse statorique	L_{st}	6	[mm]
Épaisseur des APs	e_{pm}	12	[mm]
Longueur axiale des APs	L_{pm}	26	[mm]
Profondeur d'encoche	d_{sl}	13.8	[mm]
Ouverture d'encoche	w_{sl}	13.8	[mm]
Longueur d'entrefer	g	1.2	[mm]
Longueur axiale des becs	L_t	3	[mm]
Longueur axiale du moteur	L_{mot}	76	[mm]
Nombre de spires par bobine	n_s	12	–
Nombre de spires en série par phase	n_{ssp}	72	–
Nombre de voies en parallèle par stator	n_{ps}	2	–
Courant efficace maximal	I_{eff_max}	240	[A _{rms}]
Tension batterie maximale	V_{batt}	340	[V]

III.3.1.1.1. Simulation à vide

Pour cette simulation, la position initiale du rotor par rapport au stator est choisie de sorte que le flux magnétique de la phase 1 soit maximal. Le flux est alors en phase avec une fonction « cosinus », tandis que la force magnétomotrice (FEM) est en phase avec une fonction « sinus » (voir Figure III.9- Figure III.10). Avec ce choix, les FEMs seront en phase avec les courants qu'on imposera par la suite. Cet angle θ_{rs0} est égal à : $\theta_{rs0} = -14.8 \text{ deg}$.

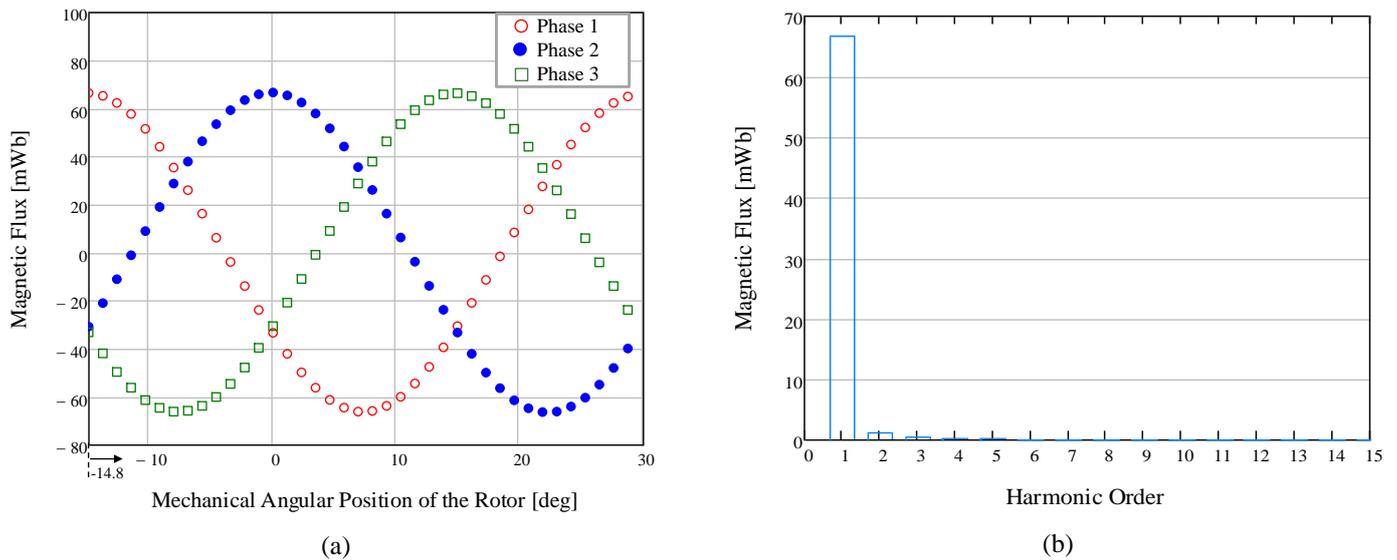


Figure III.9 : (a) Flux magnétiques de phase à vide, et (b) contenu harmonique du flux magnétique.

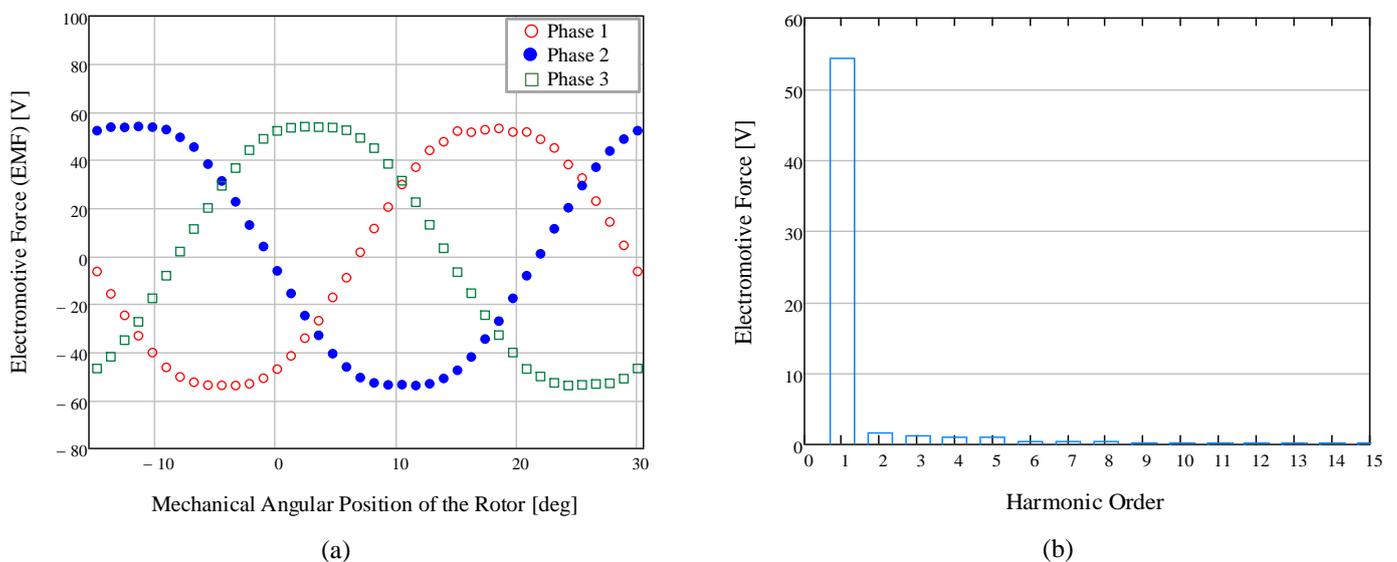


Figure III.10 : (a) Forces électromotrices, et (b) contenu harmonique.

III.3.1.1.2. Simulation à rotor bloqué

Le but principal de cette simulation est de déterminer la position $\theta_{rs,max}$ du rotor par rapport au stator permettant d'obtenir le couple maximal. Il faut rappeler que cet angle est égal à θ_{rs0} dans le cas des machines à APs montés en surface, en raison de l'absence d'un couple de réluctance. Cet angle peut être déterminé analytiquement. Cet aspect est abordé plus explicitement ultérieurement dans ce chapitre. Les courants imposés sont de formes sinusoïdales, comme suit :

$$I_1(t) = -\sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \quad (III.11)$$

$$I_2(t) = -\sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \quad (III.12)$$

$$I_3(t) = -\sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \quad (III.13)$$

Pour cet essai, $I_{eff} = 240 A_{rms}$, $\Omega_r = 0 rpm$ et $\varphi = 0 deg$. La courbe du couple électromagnétique est alors tracée en Figure III.11. Le couple maximal (232 N.m) est obtenu pour la position du rotor : $\theta_{rs,max} = -16.9 deg$.

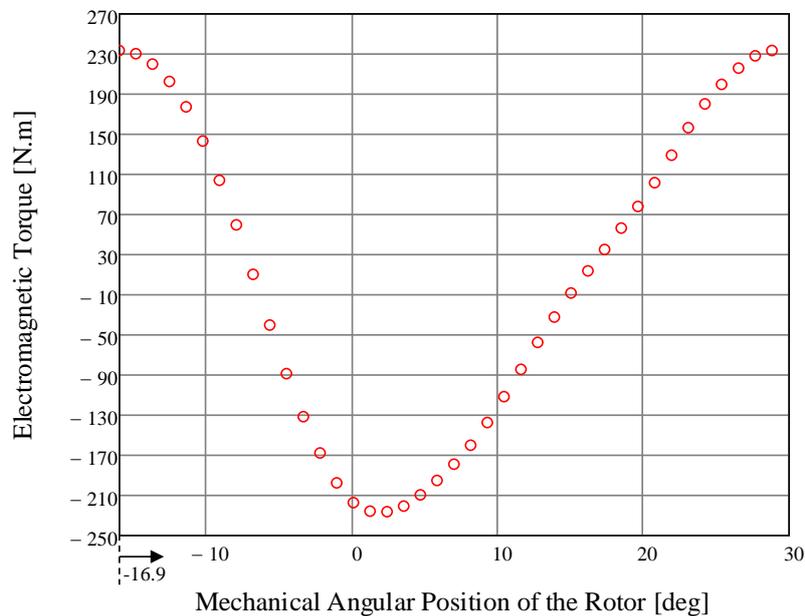


Figure III.11 : Couple électromagnétique à rotor bloqué avec $I_{eff} = 240 A_{rms}$ ($\theta_{rs,max} = -16.9 deg$).

III.3.1.1.3. Simulation en charge

Afin d'obtenir le couple électromagnétique maximal, la position du rotor par rapport au stator, déduite de la simulation à rotor bloqué, est $\theta_{rs_max} = -16.9 \text{ deg}$. Deux simulations sont effectuées, la première avec un courant efficace $I_{eff} = 55 A_{rms}$ @ 5000 rpm (point de fonctionnement en régime nominal utilisé pour l'optimisation) et la seconde avec un courant efficace $I_{eff} = 240 A_{rms}$ @ 2000 rpm (point de fonctionnement en régime transitoire).

- **Courant $I_{eff} = 55 A_{rms}$:**

Le couple électromagnétique moyen est égal à 60 N.m, ce qui valide le résultat de l'optimisation (couple nominal considéré de 55 N.m). Le taux d'ondulation est défini par la relation suivante :

$$\tau_{T_{em}} = \frac{T_{em_{max}} - T_{em_{min}}}{T_{em_{moy}}} \quad (\text{III.14})$$

Pour ce point de fonctionnement, $\tau_{T_{em}} = 5.2\%$ (voir Figure III.12).

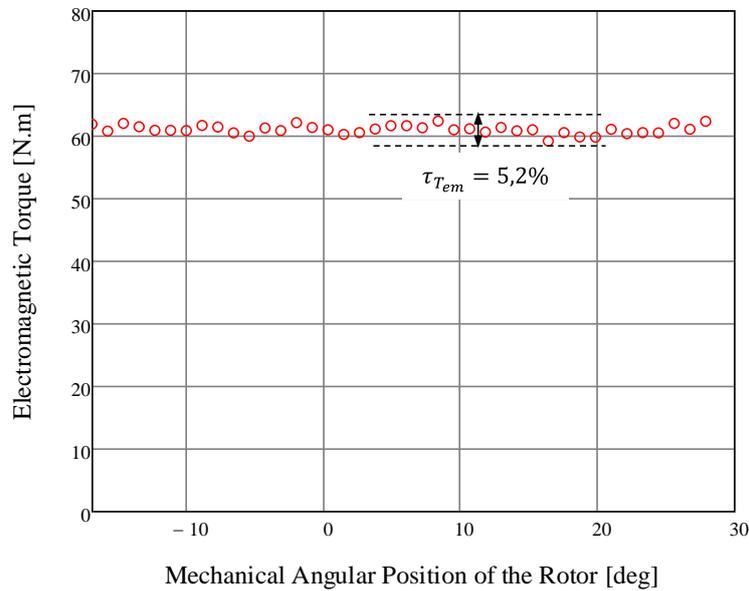


Figure III.12 : Couple électromagnétique pour $I_{eff} = 55 A_{rms}$ ($\theta_{rs_max} = -16.9 \text{ deg}$)

- **Courant $I_{eff} = 240 A_{rms}$:**

Le couple moyen obtenu est $T_{em}=230.7 N.m$, ce qui respecte le CdC n°1 (Annexe I) en terme de couple maximal. Pour ce point de fonctionnement, le taux d'ondulation est égal à 4% (voir Figure III.13).

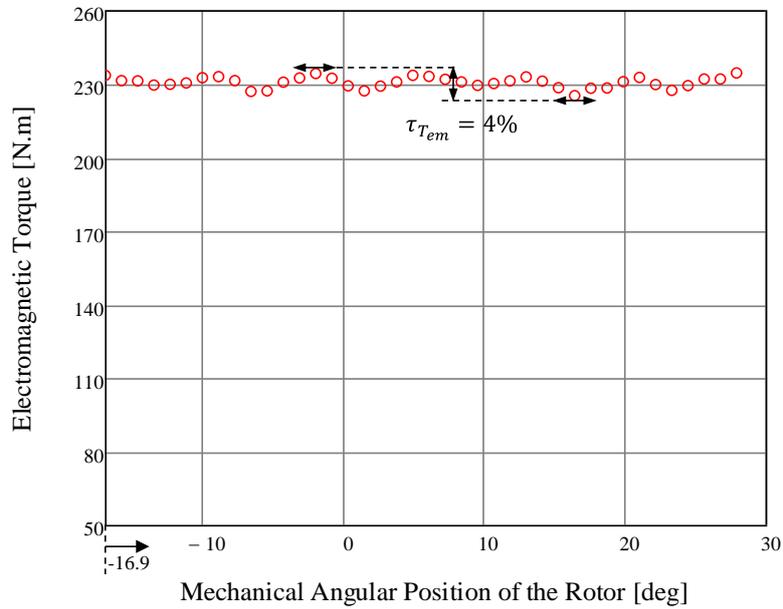


Figure III.13 : Couple électromagnétique pour $I_{eff} = 240 A_{rms}$ ($\theta_{rs_max} = -16.9 deg$).

III.3.1.2. Stators avec becs d'encoches, CdC n°2 (machine AFIPM 1.1)

Le CdC des spécifications s'est vu modifié au cours de la thèse. Ainsi un nouveau CdC n°2 est considéré pour le reste des travaux (voir Annexe I). Des modifications sur les dimensions géométriques et électriques de la machine ont été opérées afin de satisfaire les différentes contraintes de performances (voir Tableau III.6), mais la structure de la machine AFIPM 1.1 est similaire à celle de la machine AFIPM 1.0 (voir Figure III.7).

Tableau III.6 : Modifications géométriques effectuées pour la machine AFIPM 1.1.

Paramètres de la machine	Symboles	Valeurs	Unités
Diamètre intérieur	D_{in}	120	[mm]
Diamètre extérieur	D_{out}	238	[mm]
Épaisseur de la culasse statorique	L_{st}	10	[mm]

III.3.1.2.1. Simulation à vide

La machine AFIPM 1.1 a été simulée à vide à la vitesse 2000 rpm. Les flux magnétiques de phase, présentés à Figure III.14, sont de forme sinusoïdale de valeur crête $\hat{\Phi}_v = 81.3 \text{ mWb}$ (voir Figure III.14).

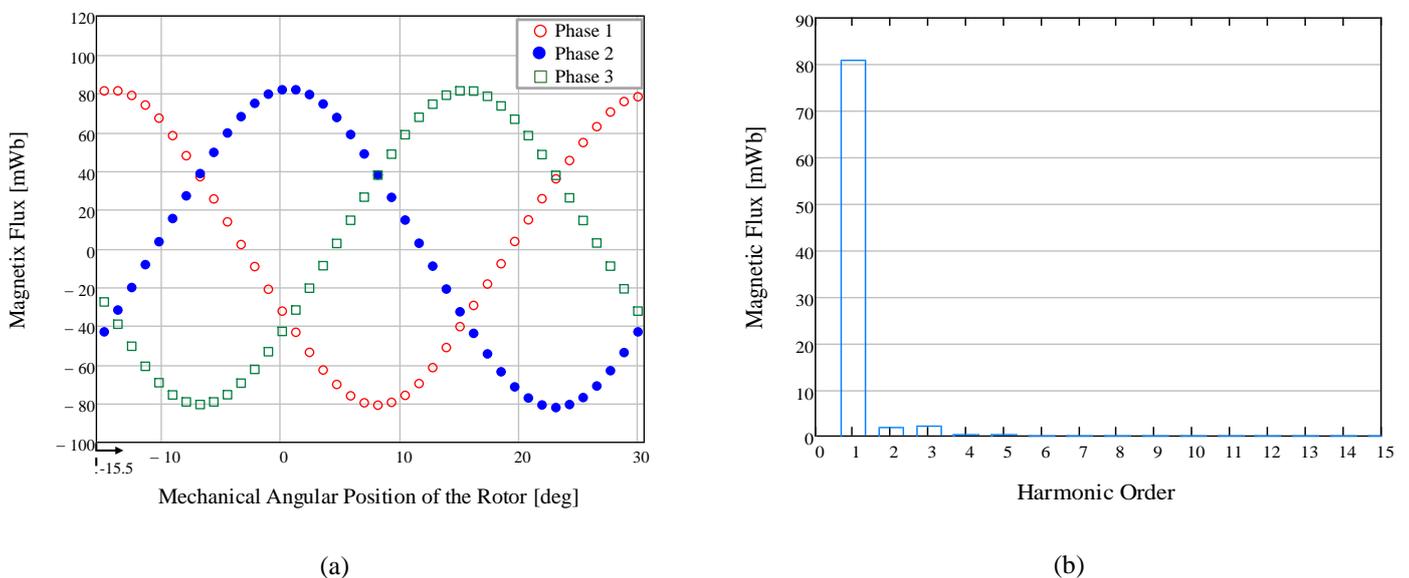


Figure III.14 : (a) Flux magnétiques à vide dans les trois phases de la machine ($\theta_{r,s0} = -15.5 \text{ deg}$), (b) contenu harmonique du flux magnétique de la phase 1.

III.3.1.2.2. Simulation en charge

Des simulations numériques pour différents points de fonctionnement ont été effectuées afin d'estimer les performances de la machine et de vérifier qu'elle respecte les différentes contraintes du CdC. Pour estimer le couple électromagnétique moyen, le modèle de Park est utilisé, en supposant que les courants et les FEMs sont de formes sinusoïdales (hypothèse vérifiée plus haut) et que les pertes sont négligées. En utilisant le diagramme de Fresnel (voir Figure III.15), le couple électromagnétique peut être obtenu à partir de l'expression (III.15) et les tensions V_d et V_q sont données par les expressions (III.15)-(III.16). En faisant intervenir le courant efficace I_{eff} et l'angle de défluxage ψ (voir Figure III.15), le couple électromagnétique est donné par l'expression (III.18).

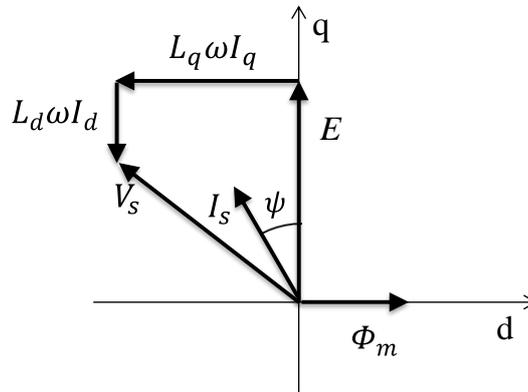


Figure III.15 : Diagramme de Fresnel.

$$C_{em}(I_d, I_q) = \frac{3}{2}p \cdot \frac{V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q}{\omega} \quad (\text{III.15})$$

$$V_d(I_d, I_q) = -L_q \cdot \omega \cdot I_q \quad (\text{III.16})$$

$$V_q(I_d, I_q) = E + L_d \cdot \omega \cdot I_d \quad (\text{III.17})$$

avec :

$$E = \omega \cdot \Phi_m$$

$$I_d = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\psi)$$

$$I_q = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \cos(\psi)$$

$$C_{em}(\psi, I_{eff}) = \frac{3}{2}p \cdot \sqrt{2} I_{eff} [\Phi_m + (L_d - L_q) \sqrt{2} I_{eff} \cdot \sin(\psi)] \cdot \cos(\psi) \quad (\text{III.18})$$

Les inductances d'axe d et q, L_d et L_q , sont déterminées à partir des flux Φ_d et Φ_q obtenus à partir de la transformée de Park des flux de phase :

$$L_d = \frac{\Phi_d - \Phi_m}{\sqrt{2}I_{eff} \cdot \sin(\psi)} \quad (\text{III.19})$$

$$L_q = \frac{\Phi_q}{\sqrt{2}I_{eff} \cdot \cos(\psi)} \quad (\text{III.20})$$

En négligeant la résistance de phase (négligeable devant la réactance). Pour les basses vitesses (inférieures à 1000 rpm), cette hypothèse n'est plus valable, mais ceci ne s'avère pas problématique car la tension maximale n'est pas atteinte. La tension de phase peut être obtenue à partir de l'expression suivante :

$$V_s(\psi, I_{eff}) = \sqrt{[\omega \cdot \Phi_m + L_d \omega \cdot \sqrt{2}I_{eff} \cdot \sin(\psi)]^2 + [L_q \omega \cdot \sqrt{2}I_{eff} \cdot \cos(\psi)]^2} \quad (\text{III.21})$$

Les différents résultats sont reportés au Tableau III.7. Les angles de défluxage ψ sont calculés de manière optimale (voir Annexe II) permettant ainsi de maximiser le couple électromagnétique, tout en respectant les contraintes de courant et de tension. La comparaison des résultats de simulation avec le calcul théorique est présentée en Figure III.16. On peut facilement constater que les trois points critiques du CdC n°2 des performances (voir Annexe I) sont respectés.

Tableau III.7 : Contrôle optimal de la machine pour maximiser le couple électromagnétique.

Paramètres d'entrée			Calcul théorique			Calcul EF-3D			
Vitesse (rpm)	Ψ (deg)	I_{eff} (A _{rm})	V_s (V)	T_{em} (N.m)	P_{em} (kW)	T_{em} (N.m)	P_{em} (kW)	L_d (mH)	L_q (mH)
500	-7	240	57	332	17.4	330	17.3	0.32	0.35
1000	-7	240	113.9	332	34.8	330	34.6	0.32	0.35
1800	-20.8	240	179	322	60.7	328	61.8	0.32	0.35
2000	-29.5	240	179	305	63.9	308	64.5	0.32	0.35
3300	-55	210	179	180	62.2	177	61.2	0.35	0.39
4000	-59.5	191	179	144	60.3	–	–	–	–
5000	-64	180	179	116	60.7	–	–	–	–
6600	-68	177	179	88	60.8	86	59.4	0.35	0.36

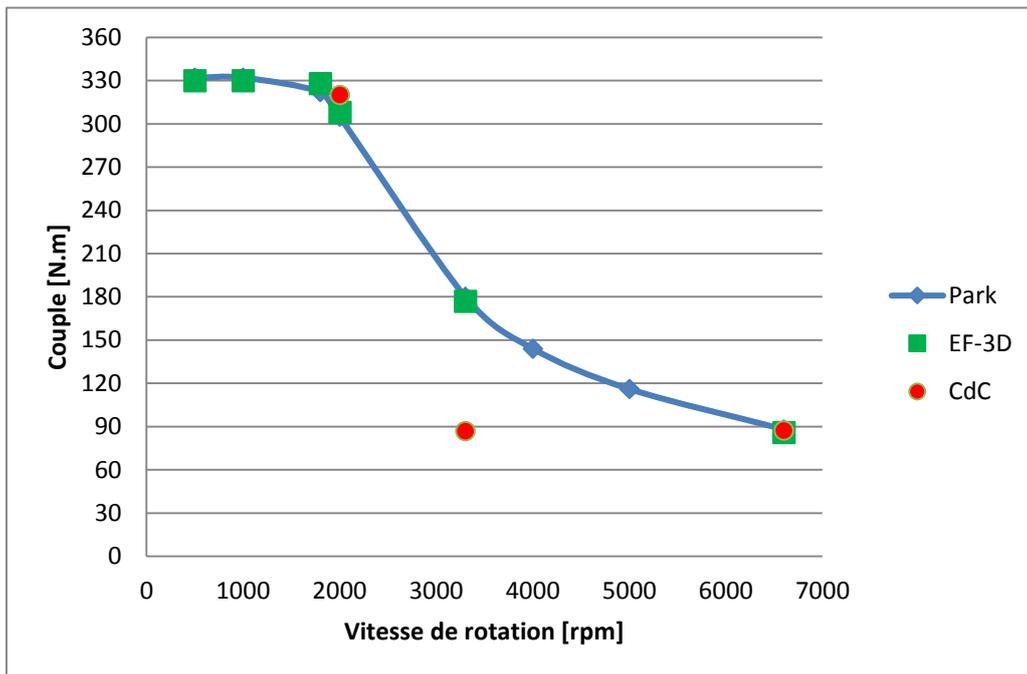


Figure III.16 : Comparaison des résultats de simulation et de calcul théorique.

III.3.1.3. Stators avec becs d'encoches, rotor avec encoches, CdC n°2 (machine AFIPM 2.0)

Une machine SPM à flux axial a déjà réalisée au cours d'un précédent projet. Ainsi, Renault et le constructeur de tôles, R. Bourgeois [72], possèdent un savoir-faire pour la fabrication du stator avec un enroulement de tôle. La nouveauté pour cette machine est la fabrication du rotor, et plus précisément, les encoches de logement des APs, où l'épaisseur du « bridge » doit être minimisée.

Lors des échanges avec le constructeur de tôles R. Bourgeois et les électromécaniciens de Renault, il s'est avéré que l'épaisseur de 1 mm imposée pour le bridge pourrait ne pas être suffisante pour la tenue mécanique des tôles. En effet, en poinçonnant la tôle pour obtenir les encoches de logements des APs, la tôle risque de se déformer au niveau des bridges. L'épaisseur du bridge doit donc passer à 2 mm. Ceci va nécessairement dégrader les performances de la machine car le flux de fuite dû au rebouclage des lignes de champ des APs dans le fer rotorique au niveau du bridge sera doublé. Afin de réduire ces fuites, on propose d'usiner la face d'entrefer au niveau des APs, après enroulage total de la tôle. De la matière sera enlevée sur une profondeur de 1.5 mm, ce qui nous amènera à une épaisseur de bridge de 0.5 mm localement sur la largeur de l'AP (voir Figure III.17). La largeur des encoches devra être inférieure à celle des APs pour, éventuellement, rajouter des cordons de soudure tout au long de la surface d'entrefer (dans le sens radial) afin d'améliorer la tenue mécanique et le maintien de l'enroulement de tôles rotorique. Ces cordons de soudure ne doivent pas être réalisés sur la surface du pôle (surface comprise entre les APs) car cela induirait des pertes plus importantes (du fait des courants de Foucault induits dans le cordon). Une étude de sensibilité aux dimensions des encoches rotoriques a été effectuée afin de choisir la solution qui permet de minimiser la dégradation des performances de la machine.

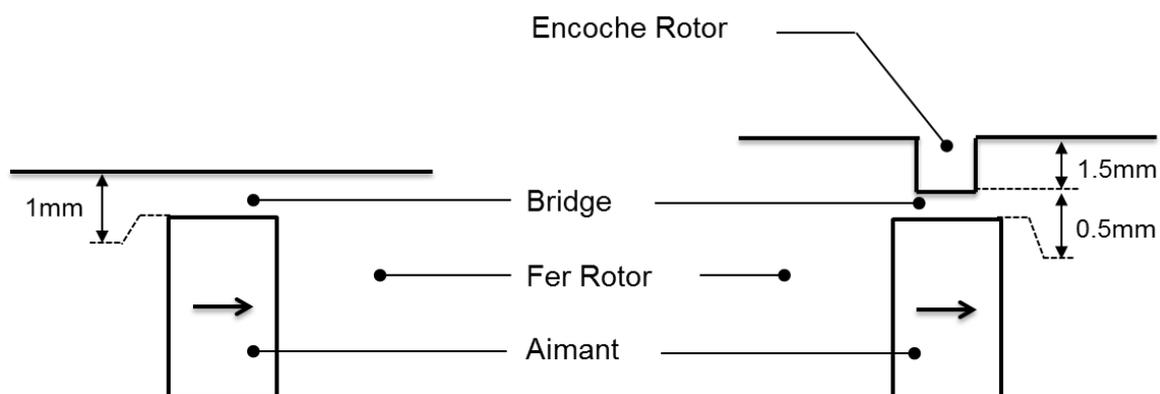


Figure III.17 : Solution proposée pour améliorer la tenue mécanique du bridge (demi-rotor présenté).

III.3.1.3.1. Influence des encoches rotoriques

Afin de choisir la largeur d'encoche qui nous permet de ne pas dégrader les performances de la machine à cause des nouvelles modifications effectuées sur le rotor, une étude de sensibilité a été réalisée pour trois dimensions d'encoches. Les résultats sont reportés au Tableau III.8. On peut clairement conclure que l'encoche $7\text{mm} \times 1.5\text{mm}$ permet d'obtenir les meilleures performances. En effet, le flux à vide est similaire à celui de la machine sans encoches, par contre le couple maximal a été diminué de 1.8%, contre 4% et 7% avec des encoches $5\text{mm} \times 1.5\text{mm}$ et $3\text{mm} \times 1.5\text{mm}$, respectivement. Il faut préciser que l'épaisseur de la culasse statorique a été diminuée de 1 mm pour compenser l'augmentation de la longueur axiale du rotor. Ainsi, la culasse statorique est plus saturée ce qui limite le couple maximal. Pour l'encoche $7\text{mm} \times 1.5\text{mm}$, le couple maximal est de 322 N.m pour une épaisseur de culasse de 9 mm, et de 326 N.m avec une épaisseur de 10 mm.

Tableau III.8 : Influence des encoches rotoriques sur les performances de la machine.

Performances	Dimensions des encoches rotoriques			
	$3\text{mm} \times 1.5\text{mm}$	$5\text{mm} \times 1.5\text{mm}$	$7\text{mm} \times 1.5\text{mm}$	Sans encoches
$\hat{\Phi}_v$ [mWb]	76	78.8	81.3	81.3
T_{em} [N.m] (240 Arms @ 1800 rpm)	305	315	322	328

III.3.1.3.2. Influence de la réduction du volume d'AP

La segmentation des APs, ainsi que des différentes marges considérées afin de se prémunir des éventuelles imperfections des surfaces du rotor, causent la diminution du volume initial des APs (Figure III.18 et Tableau III.9). En choisissant une segmentation radiale de 10, le volume total d'un pôle constitué de 10 segments sera de 16.2 cm^3 au lieu de 18.4 cm^3 initialement, ce qui correspond à une diminution de 11.95% du volume total des APs. Cette diminution se répercute directement sur les performances de la machine (voir Tableau III.10).

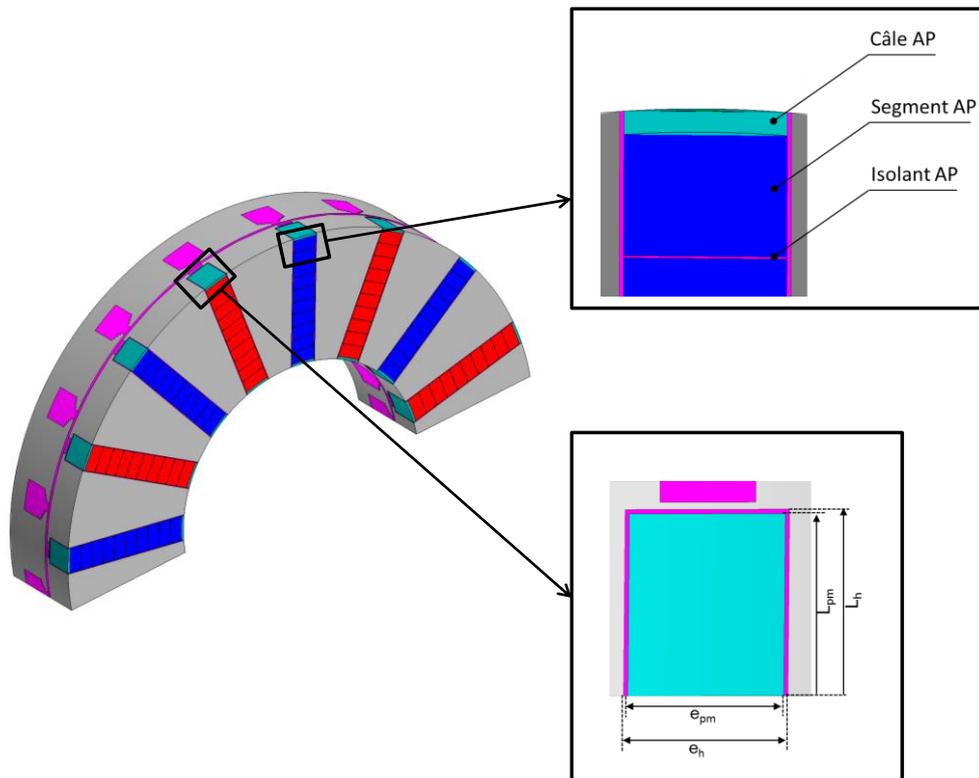


Figure III.18 : Réduction de volume initial des APs

Tableau III.9 : Dimensions des APs et leurs logements.

Paramètres	Symboles	Valeurs [mm]
Longueur axiale du logement d'AP	L_h	26
Largeur du logement d'AP	e_h	12
Longueur axiale des APs	L_{pm}	25.4
Largeur des APs	e_{pm}	11.4
Epaisseur des câbles des APs	–	1
Epaisseur de l'isolant d'AP (colle)	–	0.1

Tableau III.10 : Impact de la diminution du volume des APs sur les performances de la machine.

Performances	AP initial (18.4 cm ³)	AP segmenté (16.2 cm ³)
$\hat{\Phi}_v$ [mWb]	81.3	74
T_{em} [N.m] (240 Arms @ 1800 rpm)	322	302

III.3.1.3.3. Influence des becs d'encoches

Pour remédier à la diminution du couple, les Ampère-tours statoriques doivent être augmentés. Le courant étant limité par l'onduleur ($I_{eff} = 240 A_{rms}$), on doit alors augmenter le nombre de spires par phase. Le recours au fil méplat (voir Annexe III) permet d'augmenter le taux de remplissage de l'encoche. Une étude sur l'influence des becs d'encoches (Tableau III.11) a permis de choisir des encoches ouvertes.

Tableau III.11 : Étude de l'influence des ouvertures d'isthmes sur les performances de la machine.

Ratio ouverture d'isthme sur ouverture d'encoche	$\hat{\Phi}_v$ [mWb]	T_{em} [N.m]
0.29	81.3	322
0.6	80.3	335
1	75.8	330

Même si le flux à vide diminue avec l'augmentation de l'ouverture d'isthme, l'état de saturation avec un courant maximal est inférieur, ce qui permet d'atteindre le couple souhaité. La suppression des becs permet d'augmenter le volume d'encoche allouable au cuivre, ce qui permet, à nombre égal de spires en série par phase, de choisir une section de fil plus grande, réduisant ainsi la densité de courant. La réalisation du bobinage concentrique avec du fil méplat est également facilitée. Néanmoins, l'impact sur les pertes dans les APs ainsi que les pertes Joule dans le bobinage à fréquences élevées à cause de l'effet de peau devra être étudié. Ceci sera présenté d'une manière détaillée dans les prochaines sections. Pour le fil méplat choisi, le nombre de spires en série par phase devient 90 spires (30 spires par dent, 3 dents connectées en série, 2 voies en parallèle par stator et les deux stators connectés en parallèle). Les détails des calculs sont présentés en Annexe III.

Les résultats de simulation EF-3D pour les modifications apportées sont présentés dans la section suivante.

III.3.1.4. Stators sans becs d'encoches, rotor avec encoches, CdC n°2 (machine AFIPM 2.1)

Au terme de l'étude menée dans la section précédente, la machine à réaliser est décrite à la Figure III.19. Les différents paramètres géométriques et électriques sont reportés au Tableau III.12.

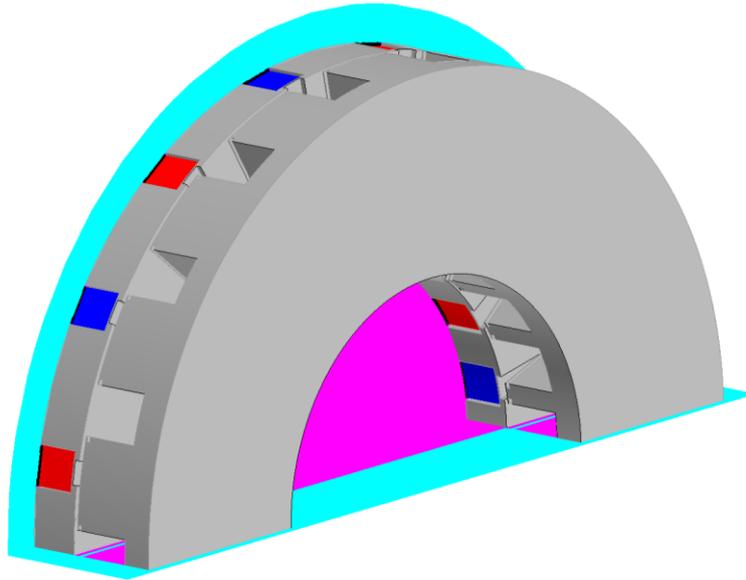


Figure III.19 : Conditions limites appliquées à la machine AFIPM 2.1.

Tableau III.12 : Paramètres géométriques et électriques de AFIPM 2.1.

Paramètres de la machine	Symboles	Valeurs	Unités
Nombre d'encoches	N_{sl}	18	–
Nombre de paires de pôles	p	8	–
Diamètre intérieur	D_{in}	120	[mm]
Diamètre extérieur	D_{out}	238	[mm]
Épaisseur de la culasse statorique	L_{st}	9	[mm]
Longueur axiale du logement des APs	L_h	26	[mm]
Largeur du logement des APs	e_h	12	[mm]
Longueur axiale des APs	L_{pm}	25.4	[mm]
Épaisseur des APs	e_{pm}	11.4	[mm]
Profondeur d'encoche	d_{sl}	17.8	[mm]
Ouverture d'encoche	w_{sl}	14.8	[mm]
Longueur d'entrefer	g	1.2	[mm]
Longueur axiale des becs	L_t	3	[mm]
Longueur axiale du moteur	L_{mot}	86	[mm]
Nombre de spires par bobine	n_s	30	–
Nombre de spires en série par phase	n_{ssp}	90	–
Section de fil	S_{coil}	2.145	[mm ²]
Nombre de voies en parallèle par stator (2 stators connectés en parallèle)	n_{ps}	2	–
Courant efficace maximal	I_{eff_max}	240	[A _{rms}]
Tension batterie maximale	V_{batt}	345	[V]

III.3.1.4.1. Simulation à vide

Pour cet essai, le rotor a été positionné par rapport au stator de telle manière à ce que la FEM induite à vide dans la phase 1 soit en phase avec le courant imposé dans cette même phase. Cet angle θ_{rs0} est égal à : $\theta_{rs0} = -15.5 \text{ deg}$. La valeur maximale du flux à vide est $\hat{\Phi}_v = 85 \text{ mWb}$ et l'amplitude de l'harmonique fondamentale vaut $\Phi_m = 88.5 \text{ mWb}$

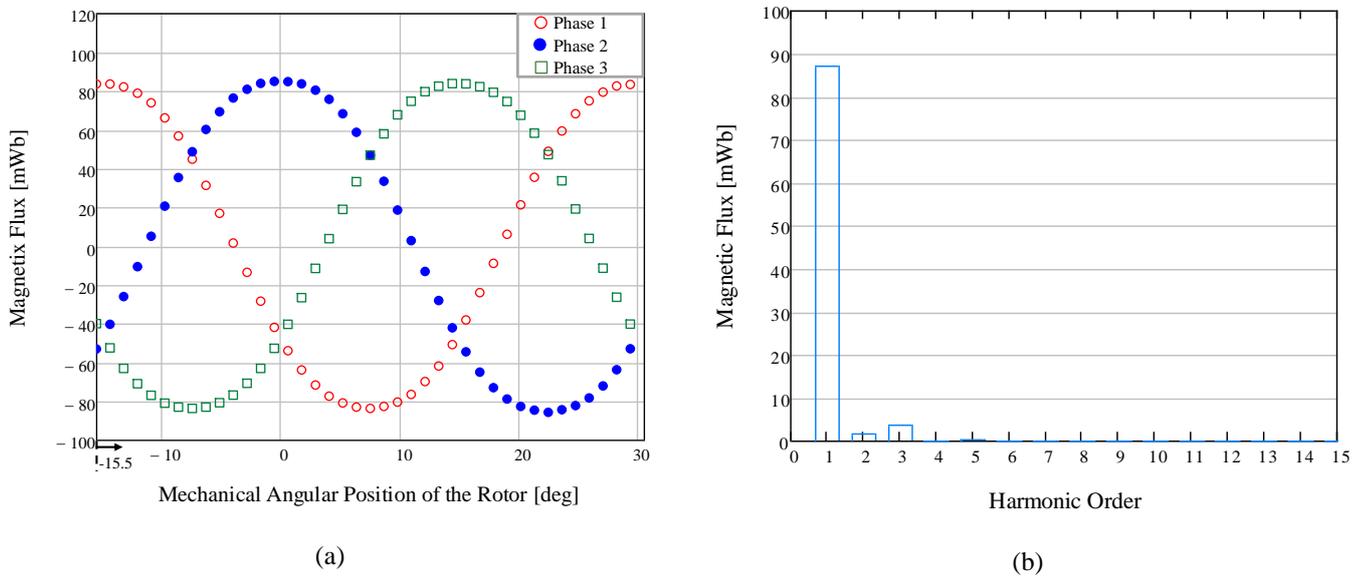


Figure III.20 : Flux magnétiques à vide : (a) flux de phase, (b) Spectre des harmoniques.

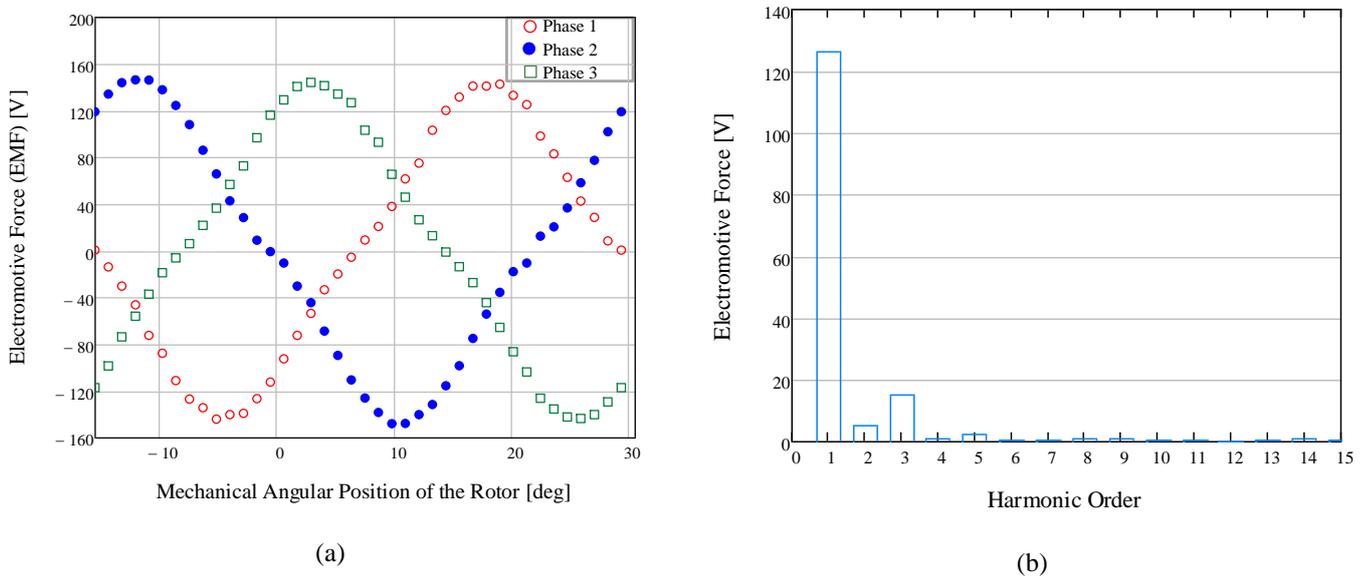


Figure III.21 : Force électromotrice (FEM) : (a) FEM de phase, (b) Spectre des harmoniques.

III.3.1.4.2. Simulation en charge

Afin de maximiser le couple électromagnétique en respectant les contraintes de courant et de tension, un contrôle optimal de la machine a été effectué, comme expliqué dans l'Annexe II. Les courbes de l'évolution du couple et de la puissance électromagnétiques en fonction de la vitesse sont présentées à Figure III.22. Les différents résultats des angles de défluxage ainsi que les couples et puissances obtenus pour les principaux points de fonctionnement sont résumés au Tableau III.13. Il faut noter que les inductances L_d et L_q ont été considérées comme constantes en fonction du courant ($L_d = 0.39 \text{ mH}$ et $L_q = 0.46 \text{ mH}$).

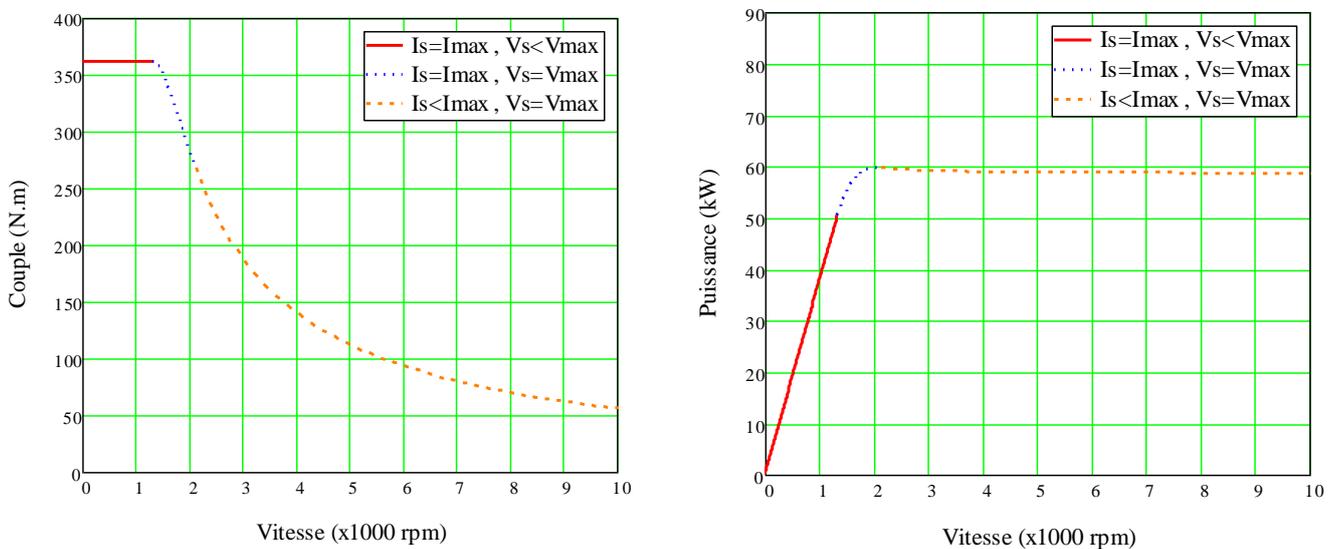


Figure III.22 : Contrôle optimal de la machine : (a) couple-vitesse, (b) puissance-vitesse

Tableau III.13 : Contrôle optimal de la machine AFIPM 2.1.

Paramètres d'entrée			Calcul théorique			Calcul EF-3D	
Ω_r (rpm)	Ψ (deg)	I_{eff} (A _{rm})	V_s (V)	T_{em} (N.m)	P_{em} (kW)	T_{em} (N.m)	P_{em} (kW)
500	-15	240	67	358	18.7	363	19.0
1000	-15	240	134	358	37.5	363	38.0
1800	-40	240	179	311	58.6	314	59.2
2000	-47	240	179	285	59.7	290	60.7
3300	-59	195	179	170	58.7	175	60.5
4000	-63.3	182,6	179	140	58.6	–	–
5000	-67.7	173	179	112	58.6	–	–
6600	-72	165	179	85	58.7	87	60.1

La caractéristique couple-vitesse pour les différents points de fonctionnement est représentée sur Figure III.23. On peut remarquer que tous les points du CdC n°2 sont satisfaits sauf le point (320 N.m @ 2000 rpm) pour lequel le couple obtenu est inférieur de 9 % au couple souhaité dans le CdC, du fait de la limitation en tension.

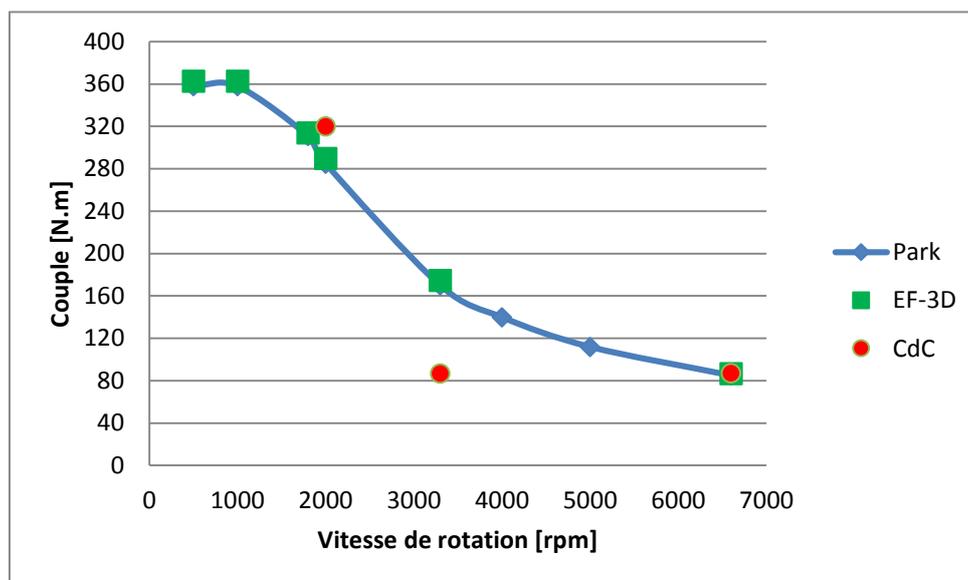


Figure III.23 : Caractéristique couple-vitesse de la machine simulée avec EF-3D

Concernant le point de fonctionnement nominal obtenu pour $\Omega_r = 3300 \text{ rpm}$, les résultats sont reportés au Tableau III.14.

Tableau III.14 : Fonctionnement nominal @ 3300 rpm

Paramètres d'entrée			Calcul théorique			Calcul EF-3D	
Ω_r (rpm)	Ψ (deg)	I_{eff} (A _{rm})	V_s (V)	T_{em} (N.m)	P_{em} (kW)	T_{em} (N.m)	P_{em} (kW)
3300	-45.4	80	179	86.5	29.9	88	30.4

L'influence de la tension batterie sur le fonctionnement de la machine a été analysée. Différentes tensions de batterie ont été considérées et les courbes enveloppes maximales ont été tracées (voir Figure III.24 et Figure III.25).

Tableau III.15 : Contrôle optimal de la machine pour différentes tensions de batterie

Paramètres d'entrée				Calcul théorique		
Ω_r (rpm)	U_{batt} [V]	Ψ (deg)	I_{eff} (A _{rm})	V_s (V)	T_{em} (N.m)	P_{em} (kW)
1800	360	-37	240	187	321	60.6
	380	-33.4	240	197.5	333.5	62.9
	400	-29.2	240	207.8	343.4	64.7
2000	360	-44.5	240	187	295	61.8
	380	-41	240	197.5	309	64.8
	400	-37	240	207.8	321	67.3
3300	360	-58	197.7	187	178	61.6
	380	-57.4	202	197.5	188.3	65
	400	-56	206.5	207.8	198.4	68.5
4000	360	-62.5	185	187	147	61.5
	380	-61.4	188.1	197.5	155	64.9
	400	-60.3	191.4	207.8	163.2	68.3
5000	360	-67	174.5	187	117	61.3
	380	-65.9	176.6	197.5	123.7	64.8
	400	-64.9	178.9	207.8	130.3	68.2
6600	360	-71.8	166	187	88.6	61.3
	380	-70.9	167.4	197.5	93.6	64.7
	400	-70	168.8	207.8	98.5	68.1

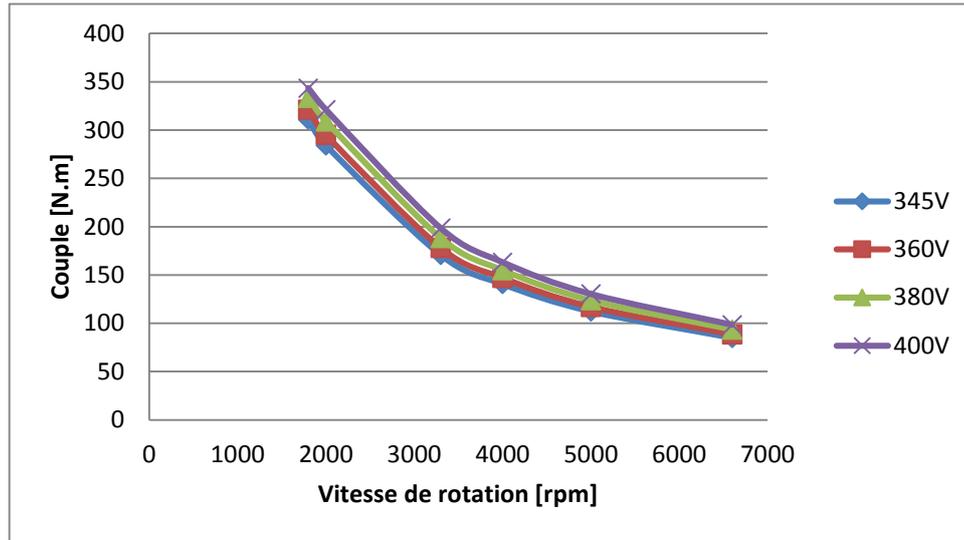


Figure III.24 : Caractéristique couple-vitesse de la machine AFIPM 2.1 pour différentes tensions de batterie.

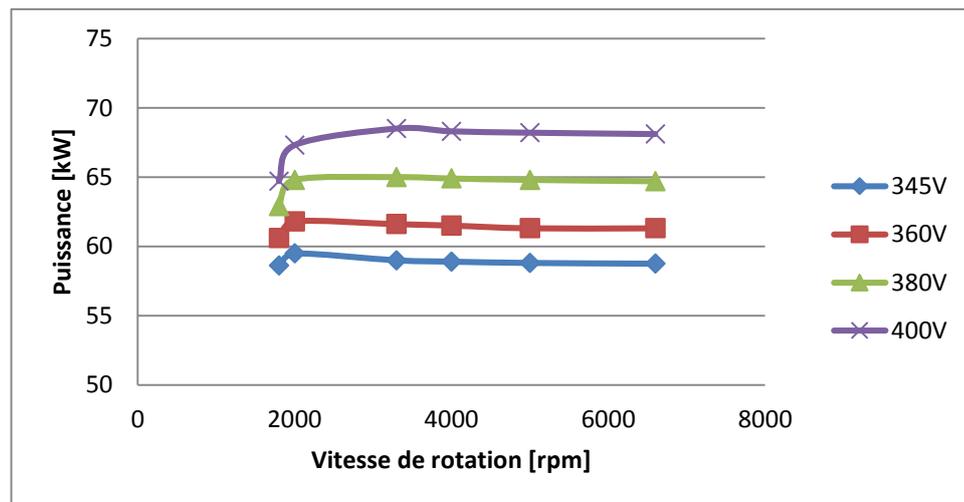


Figure III.25 : Puissance de la machine AFIPM 2.1 pour différentes tensions de batterie.

Ainsi, le Tableau III.15 et la Figure III.25 montrent que l'augmentation de la tension de batterie permet d'améliorer le fonctionnement à puissance maximale. Le passage à une tension de 400 V permet d'atteindre une puissance maximale supérieure de 13.3 %.

III.3.2. Calcul des pertes dans les APs

Afin de réduire le temps de calcul conséquent des pertes dans les APs lorsque l'on réalise une simulation par EF-3D en régime transitoire, une méthode de calcul rapide a été développée.

Dans cette section, un état de l'art sur les modèles analytiques est présenté. La méthode de calcul développée est ensuite décrite, avec les différentes hypothèses considérées. Plusieurs points de fonctionnement sont considérés et les résultats sont comparés avec ceux obtenus avec les EF-3D transitoires. Une étude de la segmentation radiale des APs a également été effectuée afin de réduire les pertes dans les APs

III.3.2.1. Modèle de calcul rapide des pertes par courant de Foucault (CF) dans les APs

Différents travaux de modélisation et d'estimation de ces pertes peuvent être rencontrés dans la littérature. Dans [73]-[78], les auteurs proposent un modèle analytique 2D basé sur la résolution analytique en considérant l'effet sur les APs eux-mêmes du champ de réaction d'induit créé par les courants induits circulant dans les APs [73]-[75] (i.e., résolution de l'équation de diffusion dans les APs) ou à résistance limitée [76]-[78] pour des machines synchrones à aimants montés en surface. Dans [79], les auteurs proposent un modèle basé sur la résolution de l'équation de diffusion, en utilisant la méthode des sous-domaines, pour des machines synchrones à aimants insérés. D'autres modèles simplifiés ont été développés [80]-[84]. Ils sont basés sur le calcul du flux créé par la variation de l'induction dans les APs, en décomposant les APs en spires concentriques et en supposant que les CF se développent dans ces spires.

III.3.2.1.1. Description de la méthode

La méthode de calcul rapide des pertes dans les APs développée repose sur certaines hypothèses :

- Conductivité électrique dans les APs négligée pour le calcul EF-3D de l'induction magnétique dans les APs (i.e., modèle à résistance limitée). Cette hypothèse est valable pour de faibles fréquences de fonctionnement où l'effet de peau est négligé ;
- Prise en compte uniquement de la composante de l'induction dans la direction de l'aimantation (voir Figure III.26, selon l'axe \vec{u}_z dans le repère local lié aux APs) ;
- Équations exprimées dans repère cartésien à cause de la forme des APs (parallélépipédique).

La donnée d'entrée de notre modèle est l'induction calculée par EF-3D en des points de l'AP qui forment la grille pour le calcul par DF. L'induction est calculée numériquement avec EF-3D en négligeant la réaction du champ magnétique d'induit sur les APs (i.e., à résistance limitée), ce qui permet de limiter fortement le temps de calcul par EF-3D (en comparaison avec une résolution en régime transitoire),

mais suppose en contrepartie que la fréquence de variation de l'induction soit limitée (pas d'effet de peau dans les APs).

Les pertes par CF dans les APs sont données par :

$$P_{pm} = \iiint \rho_{pm} \cdot J^2 \cdot dV \quad (\text{III.22})$$

Le calcul de la densité de courant se fait à partir de l'équation suivante :

$$\vec{j} = \sigma_{pm} \cdot \vec{E} \quad (\text{III.23})$$

En utilisant les deux équations suivantes :

$$\text{div}(\vec{E}) = 0 \quad (\text{III.24})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E}) = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.25})$$

et en négligeant les composantes B_x & B_y (exprimées dans le repère local lié aux APs) de l'induction dans les APs, les composantes E_x & E_y du champ électrique dans les APs peuvent être exprimées comme suit :

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} = - \frac{\partial E_y}{\partial y} \quad (\text{III.26})$$

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_y}{\partial y^2} = - \frac{\partial^2 B_z(x, y, t)}{\partial x \partial t} \quad (\text{III.27})$$

L'équation aux dérivées partielles (III.27) est résolue avec les différences finies 3D (DF-3D). Pour cela, une grille 3D dans l'AP est utilisée (voir Figure III.26).

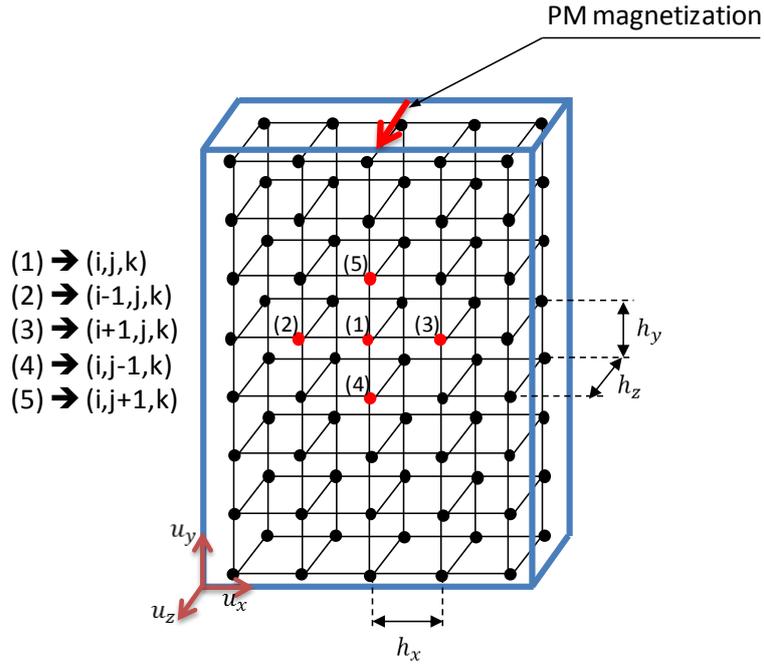


Figure III.26 : Grille 3D dans l'AP utilisée pour le calcul DF-3D [85].

Pour chaque point de la grille, les termes de (III.27) sont exprimés comme suit :

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} = \frac{E_{y_{i+1,j,k}}^t - 2E_{y_{i,j,k}}^t + E_{y_{i-1,j,k}}^t}{h_x^2} \quad (\text{III.28})$$

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial y^2} = \frac{E_{y_{i,j+1,k}}^t - 2E_{y_{i,j,k}}^t + E_{y_{i,j-1,k}}^t}{h_y^2} \quad (\text{III.29})$$

$$\frac{\partial^2 B_z}{\partial x \partial t} = \frac{\left(B_{z_{i+1,j,k}}^{t+\Delta t} - B_{z_{i,j,k}}^{t+\Delta t} \right) - \left(B_{z_{i+1,j,k}}^t - B_{z_{i,j,k}}^t \right)}{h_x \Delta t} \quad (\text{III.30})$$

L'équation (III.26) peut s'écrire comme suit :

$$e \cdot \left(E_{x_{i,j,k}}^t - E_{x_{i+1,j,k}}^t \right) = f \cdot \left(E_{y_{i,j,k}}^t - E_{y_{i,j+1,k}}^t \right) \quad (\text{III.31})$$

et l'équation (III.27) peut s'écrire ainsi :

$$a. E_{y_{i,j,k}}^t + b. (E_{y_{i,j+1,k}}^t + E_{y_{i,j-1,k}}^t) + c. (E_{y_{i+1,j,k}}^t + E_{y_{i-1,j,k}}^t) = d. (B_{z_{i,j,k}}^{t+\Delta t} - B_{z_{i,j,k}}^t) + e. (B_{z_{i+1,j,k}}^{t+\Delta t} - B_{z_{i+1,j,k}}^t) \quad (\text{III.32})$$

avec :

$$a = -2 \cdot (b + c) \text{ with } b = e^2 \text{ and } c = f^2 \quad (\text{III.32})$$

$$d = -e/\Delta t \quad (\text{III.32})$$

$$e = -1/h_x \quad (\text{III.32})$$

$$f = 1/h_y \quad (\text{III.32})$$

Le champ électrique E_y , pour chaque couche k et à chaque temps t , avec les DF-3D, peut être déterminé en résolvant le système matriciel suivant :

$$[E_y^t] = [A]^{-1} \cdot [B] \cdot \{[B_z^{t+\Delta t}] - [B_z^t]\} \quad (\text{III.33})$$

avec :

$$[E_y^t] = \begin{bmatrix} E_{y_{1,1,k}}^t \\ \vdots \\ E_{y_{1,m,k}}^t \\ E_{y_{2,1,k}}^t \\ \vdots \\ E_{y_{2,m,k}}^t \\ \vdots \\ \vdots \\ E_{y_{n,1,k}}^t \\ \vdots \\ E_{y_{n,m,k}}^t \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

$$[B_z^t] = \begin{bmatrix} B_{z1,1,k}^t \\ \vdots \\ B_{z1,m,k}^t \\ B_{z2,1,k}^t \\ \vdots \\ B_{z2,m,k}^t \\ \vdots \\ B_{zn,1,k}^t \\ \vdots \\ B_{zn,m,k}^t \end{bmatrix} \text{ and } [B_z^{t+\Delta t}] = \begin{bmatrix} B_{z1,1,k}^{t+\Delta t} \\ \vdots \\ B_{z1,m,k}^{t+\Delta t} \\ B_{z2,1,k}^{t+\Delta t} \\ \vdots \\ B_{z2,m,k}^{t+\Delta t} \\ \vdots \\ B_{zn,1,k}^{t+\Delta t} \\ \vdots \\ B_{zn,m,k}^{t+\Delta t} \end{bmatrix} \quad (\text{III.35})$$

$$[\mathbf{A}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & \dots & n \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} [\alpha]_{m,m} & [\beta]_{m,m} & & 0 \\ [\beta]_{m,m} & \ddots & \ddots & \\ & \ddots & \ddots & [\beta]_{m,m} \\ 0 & & [\beta]_{m,m} & [\alpha]_{m,m} \end{bmatrix} & \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ n \end{matrix} \end{matrix} \quad (\text{III.36})$$

$$[\mathbf{B}] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & \dots & n \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} [\gamma^+]_{m,m} & [\gamma^-]_{m,m} & & 0 \\ & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & [\gamma^-]_{m,m} \\ 0 & & & [\gamma^+]_{m,m} \end{bmatrix} & \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ n \end{matrix} \end{matrix} \quad (\text{III.37})$$

où :

$$[\alpha]_{m,m} = \begin{bmatrix} a & c & & 0 \\ c & \ddots & \ddots & \\ & \ddots & \ddots & c \\ 0 & & c & a \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

$$[\beta]_{m,m} = b \cdot [I]_{m,m} \quad (\text{III.39})$$

$$[\gamma^\pm]_{m,m} = \pm d \cdot [I]_{m,m} \quad (\text{III.40})$$

avec $[I]_{*,*}$ est la matrice identité de taille $* \times *$, et $[n \times m \times l]$ représente la discrétisation de la grille 3D.

III.3.2.1.2. Calcul des pertes par CF dans les APs

Les simulations EF-3D en magnétodynamique (avec prise en compte de la conductivité des APs) montrent bien que les CFs circulent dans les APs en forme de boucles (voir Figure III.27), et ont pour normale, la direction de la magnétisation. Ainsi, l'hypothèse de ne considérer que les deux composantes E_x & E_y du champ électrique dans les APs est vérifiée.

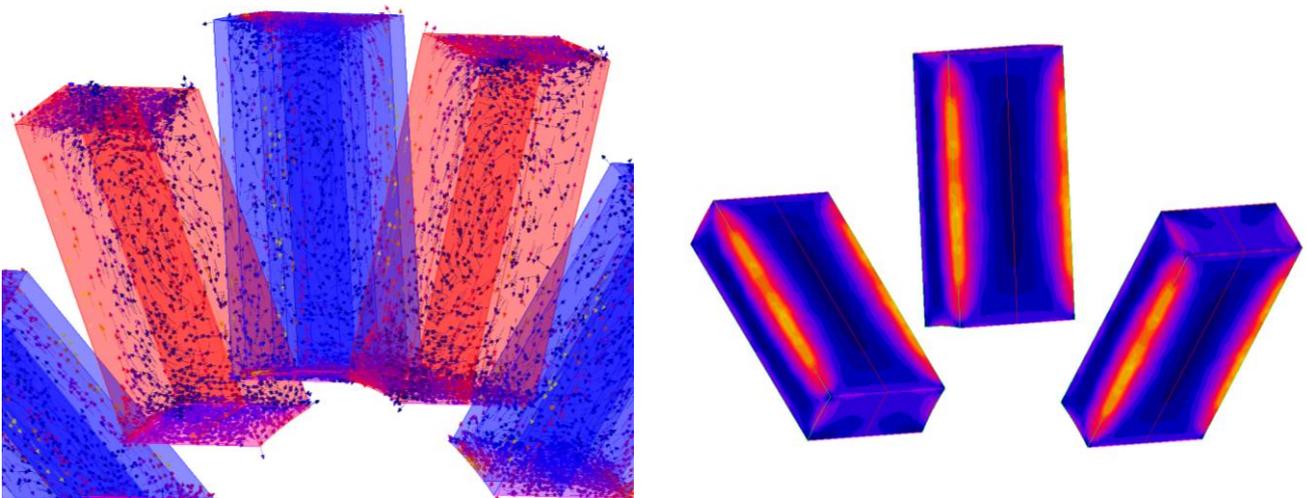


Figure III.27 : Densités des courants de Foucault dans les APs

La comparaison des résultats des pertes par CF dans les APs obtenus avec DF-3D et EF-3D est présentée à Figure III.27. La vitesse de fonctionnement est de 1800 rpm et la valeur efficace du sinusoïdal imposé est $I_{eff} = 240 A_{rms}$. La discrétisation de la grille 3D est $[2 \times 8 \times 2]$. Le gain en temps de calcul réalisé avec cette méthode est décrit au Tableau III.16.

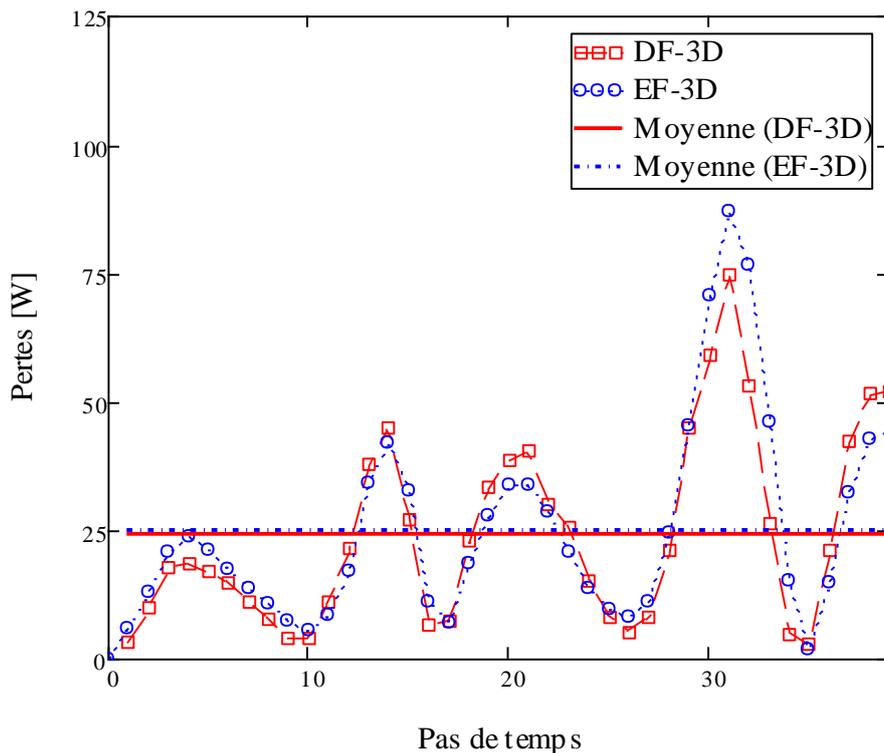


Figure III.28 : Comparaison des pertes par CF dans un AP.

Tableau III.16 : Comparaison des résultats et des temps de calcul.

Caractéristique de la machine de calcul	EF-3D			Méthode proposée		Écart
	Nombre de nœuds	Temps de calcul	Pertes [W]	Temps de calcul	Pertes [W]	
HP Z800 Intel(R) Xeon(R) CPU @ 2.40 GHz (2 processeurs) RAM 16 Go 64 bits	1668190	10 jours	800	4 heures	780	2.5%

III.3.2.2. Étude de la segmentation radiale des APs

La segmentation des APs permet de réduire les pertes par CF. Dans cette étude, seulement la segmentation radiale est considérée. Deux segmentations ont été choisies (5 et 10) et trois points de fonctionnement ont été considérés. Les résultats des pertes obtenus par DF-3D sont reportés au

Tableau III.17 et en Figure III.29. La discrétisation considérée pour chaque segment d'AP est égale à $[2 \times 2 \times 2]$ (8 points par segment d'AP)

Tableau III.17 : Etude de la segmentation des APs.

Points de fonctionnement	Nombre de segments	Pertes dans les APs
240 A_{rms} @ 1800 rpm	1	780
	5	186
	10	77
195 A_{rms} @ 3300 rpm	1	2110
	5	420
	10	166
165 A_{rms} @ 6600 rpm	1	5805
	5	1186
	10	475

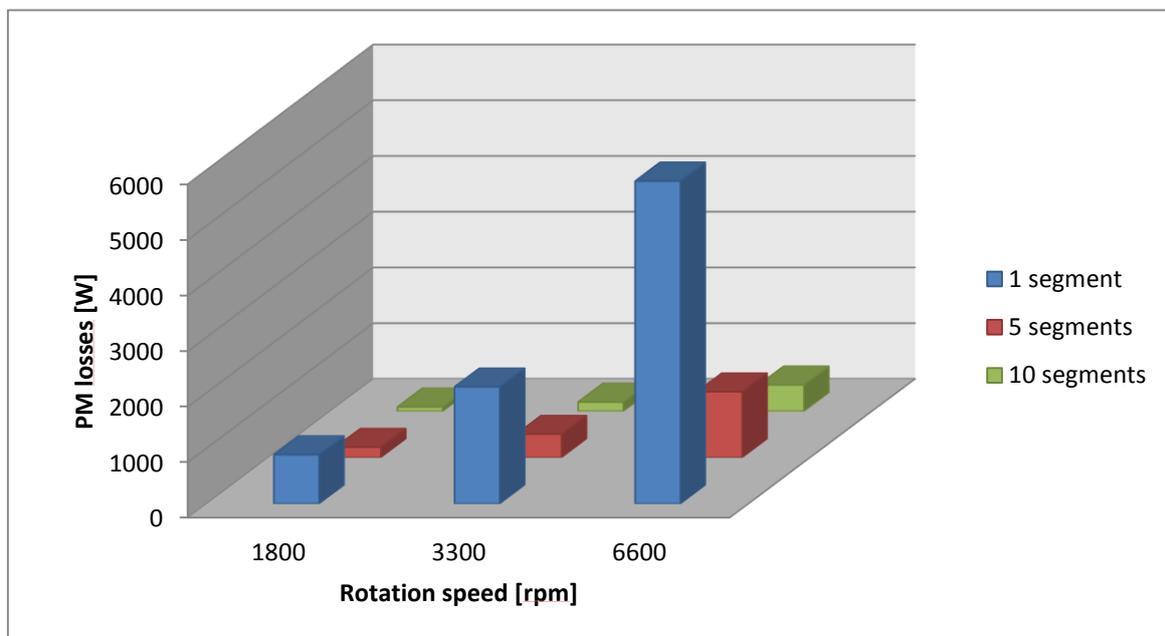


Figure III.29 : Influence de la segmentation sur les pertes dans les APs.

A travers cette étude, nous avons choisi de segmenter les APs en 5, et cela afin de réduire les pertes dans les APs, tout en assurant un coût raisonnable. La segmentation axiale peut également réduire les pertes par CF, mais elle n'a pas été étudiée pour cette machine.

III.3.3. Calcul des pertes Joule dans le bobinage

Nous étudions dans cette section les pertes par effet Joule et leur augmentation due à l'effet Field et à l'effet de proximité. Ces pertes supplémentaires sont communément appelées « pertes AC ». Pour ce faire, un modèle de la machine à flux radial équivalente a été établi sur Flux2D sur le diamètre moyen de la machine à flux axial. Des simulations ont été effectuées pour différents points de fonctionnement. La machine à flux radial équivalente (Figure III.30) a été modélisée à partir de la machine AFIPM 2.1 développée au diamètre moyen. Un seul stator et la moitié d'un rotor sont pris en compte. Ainsi, toutes les performances de cette machine sont multipliées par 2 pour retrouver celles de la machine à double stator. Les conditions de la transformation 3D vers 2D équivalente sont :

- Rayon extérieur du rotor : $R_{r_out} = (D_{out} + D_{in})/4$;
- Longueur du fer : $L_{iron} = (D_{out} - D_{in})/4$;
- Même volume d'APs ;
- Même volume de cuivre.

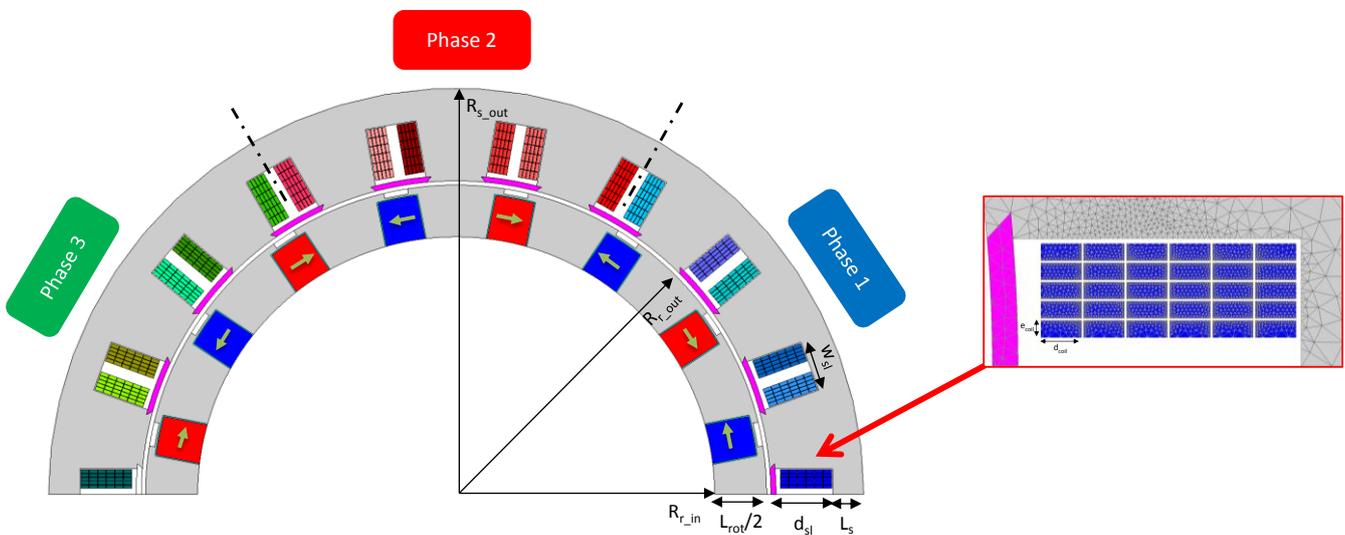


Figure III.30 : Machine à flux radial équivalente à la machine AFIPM 2.1.

Chaque spire a été modélisée par deux conducteurs massifs (aller-retour). Ainsi, 180 conducteurs sont nécessaires pour l'étude de chaque phase (90 spires en série par phase) (voir Figure III.31). Les fils utilisés sont de type « méplat » de dimension $1\text{mm} \times 2.36\text{mm}$ pour une section de 2.145mm^2

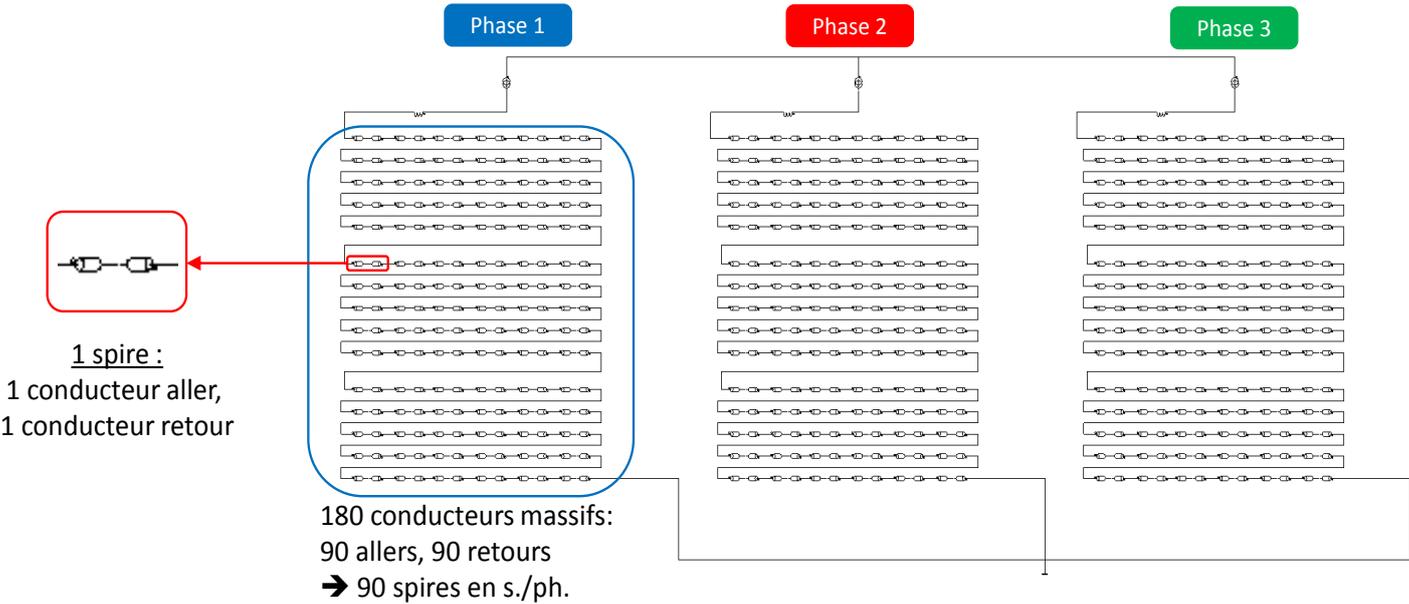


Figure III.31 : Circuit électrique de la machine à flux radial équivalente.

La densité de courant dans les conducteurs est représentée en Figure III.32. On remarque que les conducteurs à proximité de l'entrefer ont des densités supérieures à ceux du fond de l'encoche. L'effet de peau est également accentué ce qui explique les fortes densités de courant sur les bords des conducteurs.

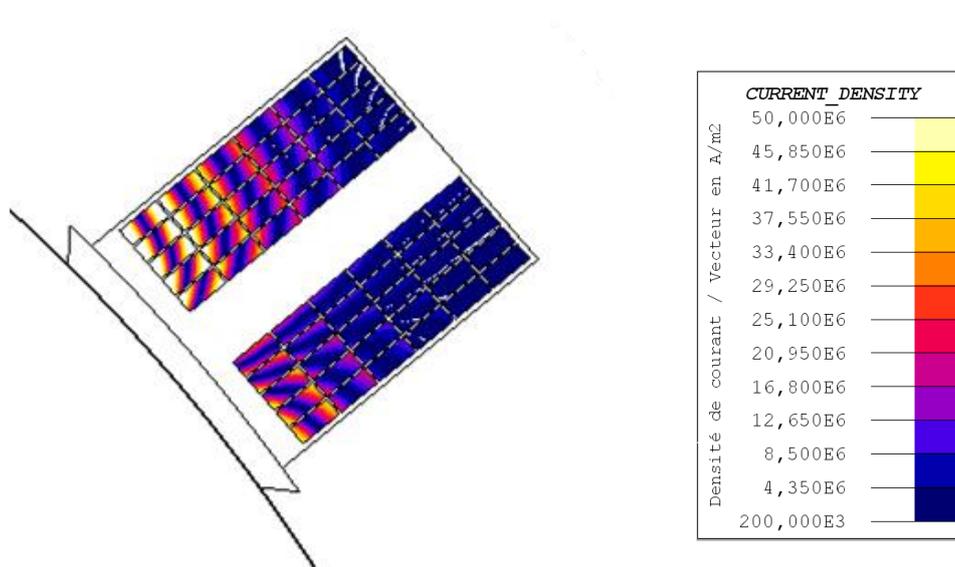


Figure III.32 : Densités de courant dans les conducteurs (40 kW @ 6000 rpm).

Les pertes Joule calculées par Flux2D ont été corrigées en ajoutant les pertes Joule dues aux têtes de bobines. Les pertes DC sont les pertes Joule calculées à basses fréquences. Les résultats obtenus pour différents points de fonctionnement sont reportés au Tableau III.18. Les simulations ont été effectuées en supposant une température de 100°C. La résistance de phase totale de la machine équivalente à double stator est alors de $R_{ph} = 41.2 \text{ m}\Omega$.

On peut remarquer aisément qu'aux faibles vitesses, les pertes Joule totales sont quasiment égales aux pertes Joule calculées avec la section réelle du conducteur (pertes DC). En effet, les courants se répartissent dans toute la section du conducteur. Par contre, aux vitesses élevées, cette section diminue à cause de l'effet de peau, ce qui augmente la résistance et par conséquent les pertes Joule totales. D'autres pertes dues aux courants de Foucault et l'effet de proximité viennent augmenter ces pertes.

Tableau III.18 : Pertes Joule dans le bobinage.

Points de fonctionnement	P_{em} [kW]	Pertes Joule DC [W]	Pertes Joule totales [W]
240 A_{rms} @ 1800 rpm	59.2	7120	7580
80 A_{rms} @ 3300 rpm	30.4	791	1091
195 A_{rms} @ 3300 rpm	60.5	4700	5432
165 A_{rms} @ 6600 rpm	60.1	3365	6831

Pour le point de fonctionnement 165 A_{rms} @ 6600 rpm, l'effet de peau est prononcé. En effet, l'épaisseur de peau, qui est calculée par la formule (III.41) devient inférieure aux dimensions du fil pour les harmoniques d'ordre 8 et 10 qui sont les plus importantes pour la force magnétomotrice (FMM) de notre machine, comme montré à la Figure III.33. Ceci explique en grande partie l'augmentation des pertes Joule en fonctionnement à haute vitesse.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_{cu} \cdot \sigma_{cu}}} \quad (III.41)$$

Tableau III.19 : Épaisseur de peau pour différents ordres d'harmoniques.

Ω_r [rpm]	1000	1800	3300	6600
δ [mm] (harmonique 1)	5.65	4.20	3.10	2.20
δ [mm] (harmonique 8)	1.99	1.49	1.10	0.78
δ [mm] (harmonique 10)	1.80	1.33	0.98	0.69

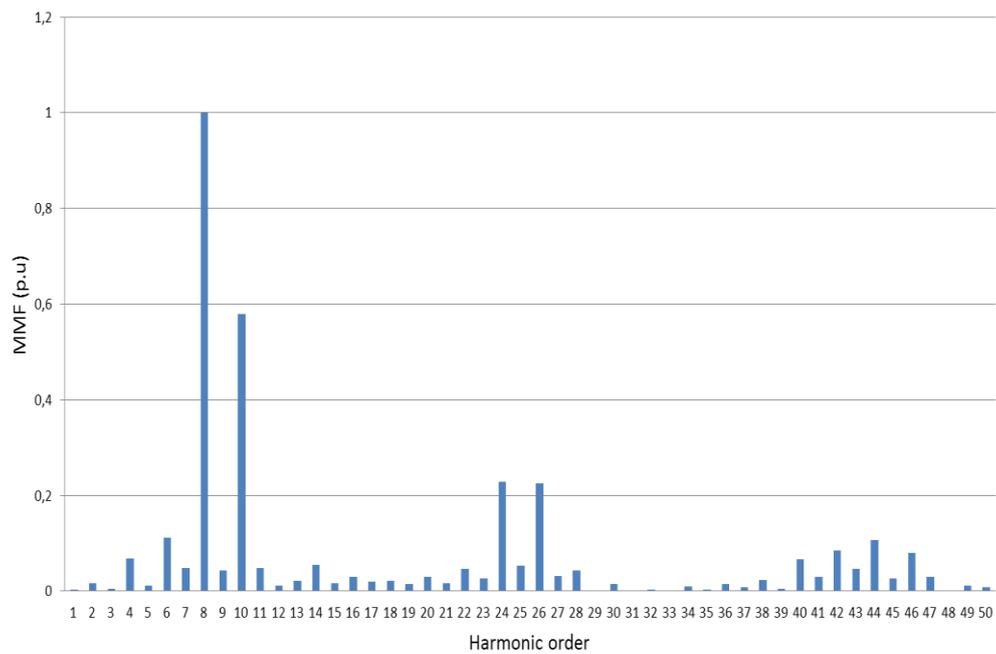


Figure III.33 : Force magnétomotrice (FMM) de la machine AFIPM 2.1.

Le calcul des pertes Joule totales ainsi que les pertes dans les APs est nécessaire pour évaluer le comportement thermique de la machine. Ceci n'a pas été traité au cours de cette thèse.

III.4. Réalisation de la machine

Dans cette partie, les différentes étapes de réalisation de la machine sont décrites. D’abord, les réflexions menées conjointement avec le constructeur de tôles magnétique R. Bourgeois sont présentées. Ces discussions ont porté sur la faisabilité, la tenue mécanique et l’automatisation de la fabrication de la machine. Ensuite, le processus de fabrication et d’assemblage des différentes parties de la machine est décrit.

III.4.1. Réalisation du stator

La réalisation du stator est moins compliquée que celle du rotor, qui sera discutée par la suite. Néanmoins certaines difficultés ont été rencontrées quant à la possibilité d’automatiser le procédé de fabrication. Des solutions ont été proposées et peuvent être améliorées à la suite de ce travail.

III.4.1.1. Difficultés de fabrication et solutions apportées

Les différentes difficultés rencontrées lors de la fabrication des stators ainsi que les solutions apportées sont synthétisées dans le Tableau ci-après.

Tableau III.20 : Difficultés de réalisation du stator et solutions proposées.

Difficultés rencontrées	Solutions proposées
Réduction des pertes fer	Utiliser des tôles feuilletées enroulées (voir Figure III.34)
Tenue mécanique des tôles enroulées	Soudage au dos du stator en face des dents (6 soudures par stator, voir Figure III.35)
Bobinage	Adopter des encoches ouvertes pour faciliter le bobinage (voir Figure III.37)
Tenue mécanique du bobinage	Cales d’encoches en matériau amagnétique (voir Figure III.37)

III.4.1.2. Réalisation du circuit magnétique statorique

Les tôles magnétiques utilisées pour la réalisation du stator et du rotor sont de type Arcelor Mittal M235-35A. Afin d’obtenir la forme souhaitée, une tôle magnétique suffisamment longue est poinçonnée avec le même motif de poinçon (i.e., surface des encoches constante en fonction du rayon) facilitant ainsi la réalisation de la tôle. Le pas de poinçonnage est constant pour un même rayon et augmente avec le rayon. Ainsi, le procédé de fabrication des tôles enroulées pour les machines à flux axial est plus coûteux que celui des tôles destinées aux machines à flux radial conventionnelles.

Une fois la tôle enroulée, le dos du stator est soudé au niveau du milieu des dents dans le sens radial (voir Figure III.35). Ceci permet d'améliorer la tenue mécanique de l'enroulement de tôle. Le risque d'augmentation des pertes par courant de Foucault à cause des soudures est à priori faible car les zones de soudures sont souvent « neutres » d'un point de vue magnétique (i.e., les lignes de champs circulent peu dans ces zones, comme le montre Figure III.36).

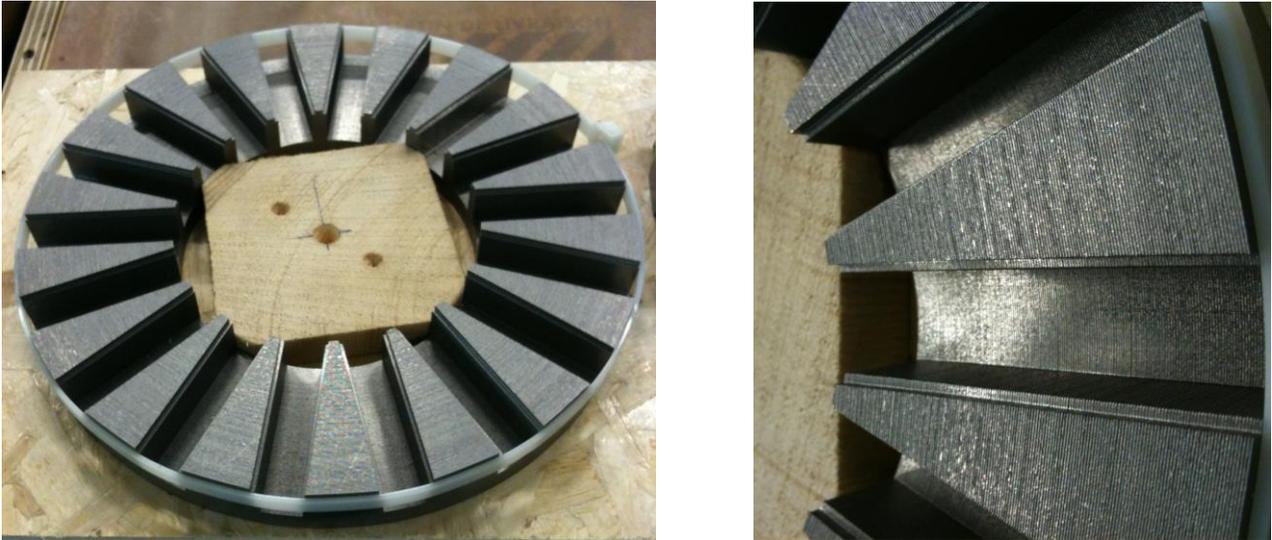


Figure III.34 : Réalisation du circuit magnétique statorique.

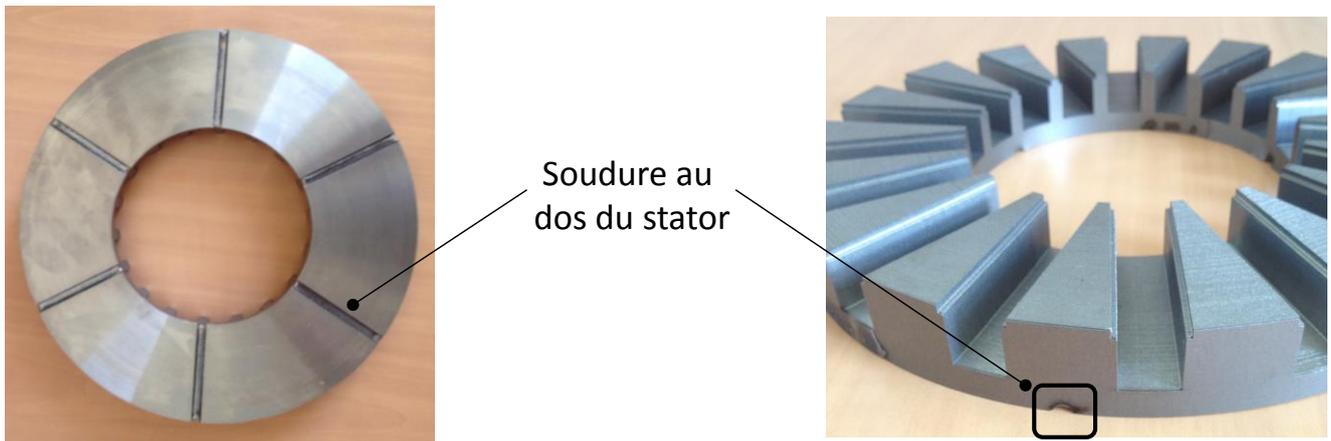


Figure III.35 : Soudures au dos des stators.

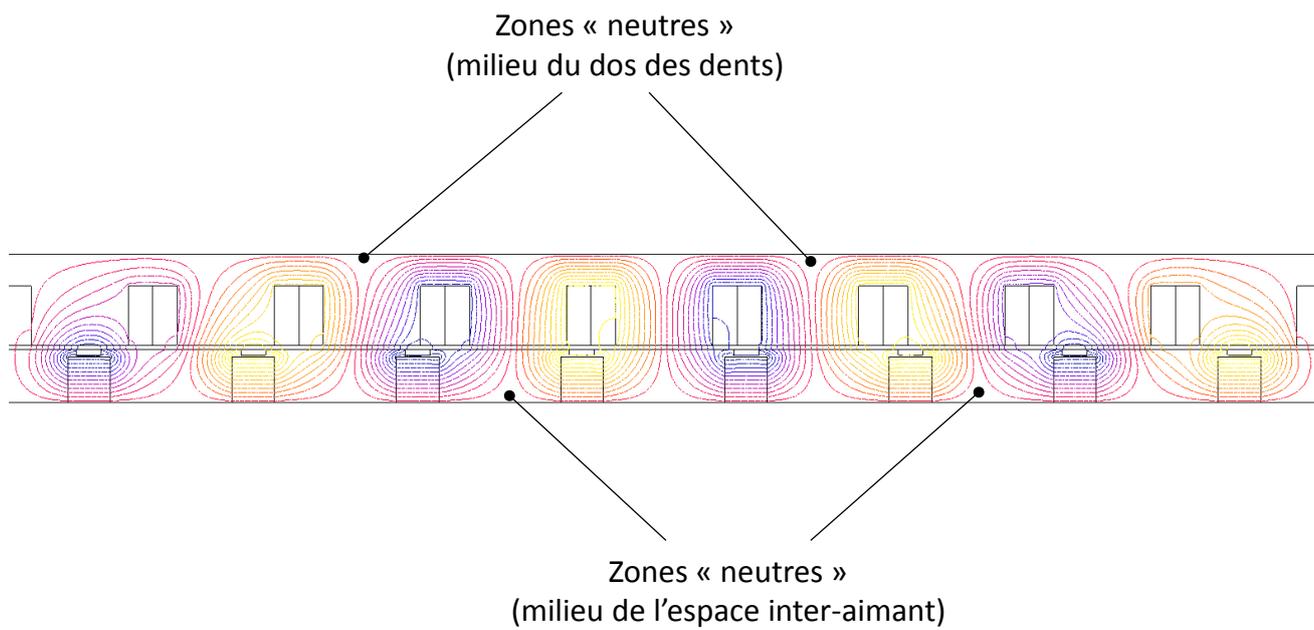


Figure III.36 : Zones magnétiquement « neutres » de la machine.

III.4.2. Réalisation du bobinage

En adoptant des encoches ouvertes, le procédé de bobinage utilisant du fil méplat est simplifié. Le bobinage peut être réalisé en bobinant directement autour des dents (manuellement ou avec une machine à bobiner). Une autre solution consiste à pré-bobiner des bobines qui seront insérées dans les dents puis connectées entre elles. Cette solution est adaptée pour la production en grande série, nécessaire dans le domaine de l'automobile. Une fois disposées dans les encoches statoriques, des cales d'encoches seront insérées au sommet de l'encoche (au voisinage de l'entrefer) afin de maintenir le bobinage dans les encoches. Ces cales sont en matériau amagnétique non conducteur électriquement, mais des cales magnétiques peuvent également être utilisées. Ceci serait une solution pour réduire l'effet de variation de réluctance d'entrefer dû à l'encochage, ce qui permettrait de minimiser les pertes supplémentaires dans le bobinage (i.e., pertes AC par effet Field) et les pertes dans les APs liées aux variations du flux provoquées par l'effet de réluctance.



Figure III.37 : Réalisation du bobinage concentrique.

III.4.3. Réalisation du rotor

Durant la réalisation du rotor certaines difficultés ont été rencontrées. Toutefois, comme pour le stator, des solutions ont été proposées et peuvent être améliorées par la suite.

III.4.3.1. Difficultés de fabrication et solutions apportées

Les différentes difficultés rencontrées lors de la fabrication du rotor ainsi que les solutions proposées sont synthétisées dans le Tableau ci-après.

Tableau III.21 : Difficultés de réalisation du rotor et solutions proposées.

Difficultés rencontrées	Solutions proposées
Réduction des pertes fer	Utiliser des tôles feuilletées enroulées
Tenue mécanique des tôles	<ul style="list-style-type: none"> • Utiliser des piges en matériau amagnétique, localisées au niveau du volume inter-aimant très peu actif magnétiquement (voir Figure III.36). • Réaliser des soudures dans le sens radial au niveau des bridges de part et d'autres du rotor. Chaque surface du rotor possède 4 soudures. Afin de réduire les pertes fer, chaque soudure sur une face du rotor doit être décalée d'un angle de 45° mécanique par rapport à celle sur l'autre face (voir Figure III.38).
Tenue mécanique des bridges	Initialement dimensionnés pour une épaisseur de 1 mm, les bridges ont été redimensionnés pour tenir mécaniquement. La solution proposée est de réaliser des bridges de 2 mm d'épaisseur, ce qui permet de garantir un bon enroulement des tôles. Une fois le rotor enroulé, un usinage est effectué pour réaliser des encoches au niveau de la largeur des APs sur une largeur de 7 mm et une profondeur de 1.5 mm, ce qui revient à réduire l'épaisseur du bridge à 0.5 mm sur une largeur de 7mm. Au cours de la réalisation, on a dû réduire la profondeur des encoches rotoriques à 1 mm afin d'éviter tout défaut de fabrication (voir Figure III.39).
Tenue mécanique des APs	Afin de contrer la force centrifuge exercée sur les APs en rotation, une couronne en inox (faible conductivité électrique et rigidité mécanique élevée) est montée au niveau du diamètre extérieur du rotor, après insertion des APs dans leurs logements. Elle est fixée ensuite grâce aux piges de maintien. Des vis de serrage sont prévues pour le maintien des APs (voir Figure III.40).

III.4.3.2. Réalisation du circuit magnétique rotorique

Comme pour les stators, le rotor est réalisé en enroulant une tôle magnétique. La difficulté réside dans la différence des motifs de perçage (i.e., rectangulaire pour le logement des APs et circulaire pour le logement des pîges de maintien). Malgré cette difficulté, les essais métrologiques effectués sur le rotor ont été satisfaisants en termes de précisions et de régularité des surfaces. Le rotor final (sans les APs) est présenté en Figure III.38 et Figure III.39.

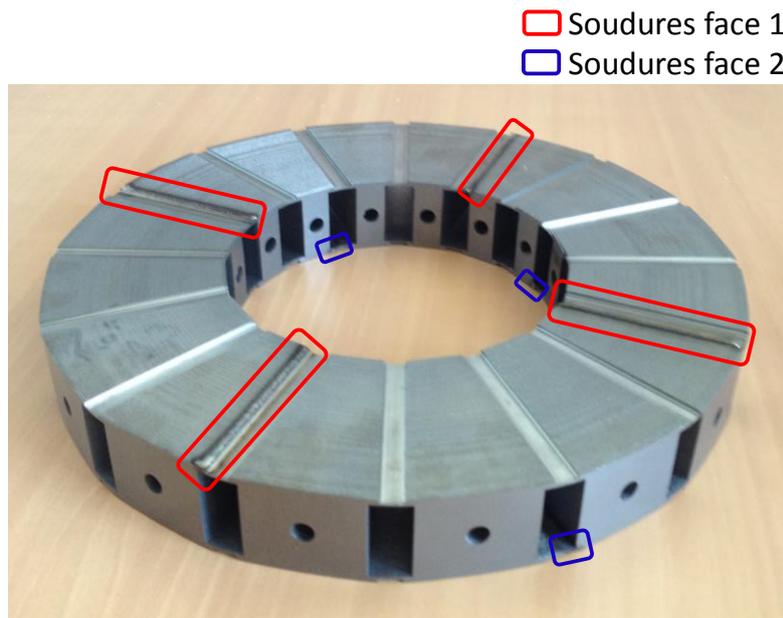
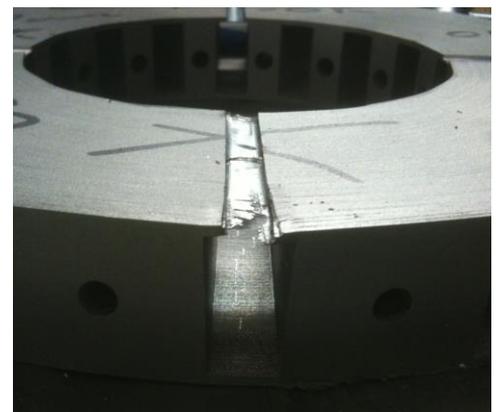


Figure III.38 : Soudures sur les faces du rotor.



(a)



(b)

Figure III.39 : (a) Bridge sans défaut (1mm d'épaisseur), (b) Bridge avec défaut (0.5mm d'épaisseur).

III.4.4. Montage des APs

Le montage des APs doit être effectué avec précaution car les APs sont aimantés. Les étapes permettant de faciliter leur montage et insertion dans leurs logements sont décrites en Figure III.40. En effet, l'ordre d'insertion des APs a été choisi afin de minimiser les forces d'attraction et de répulsion entre les APs.

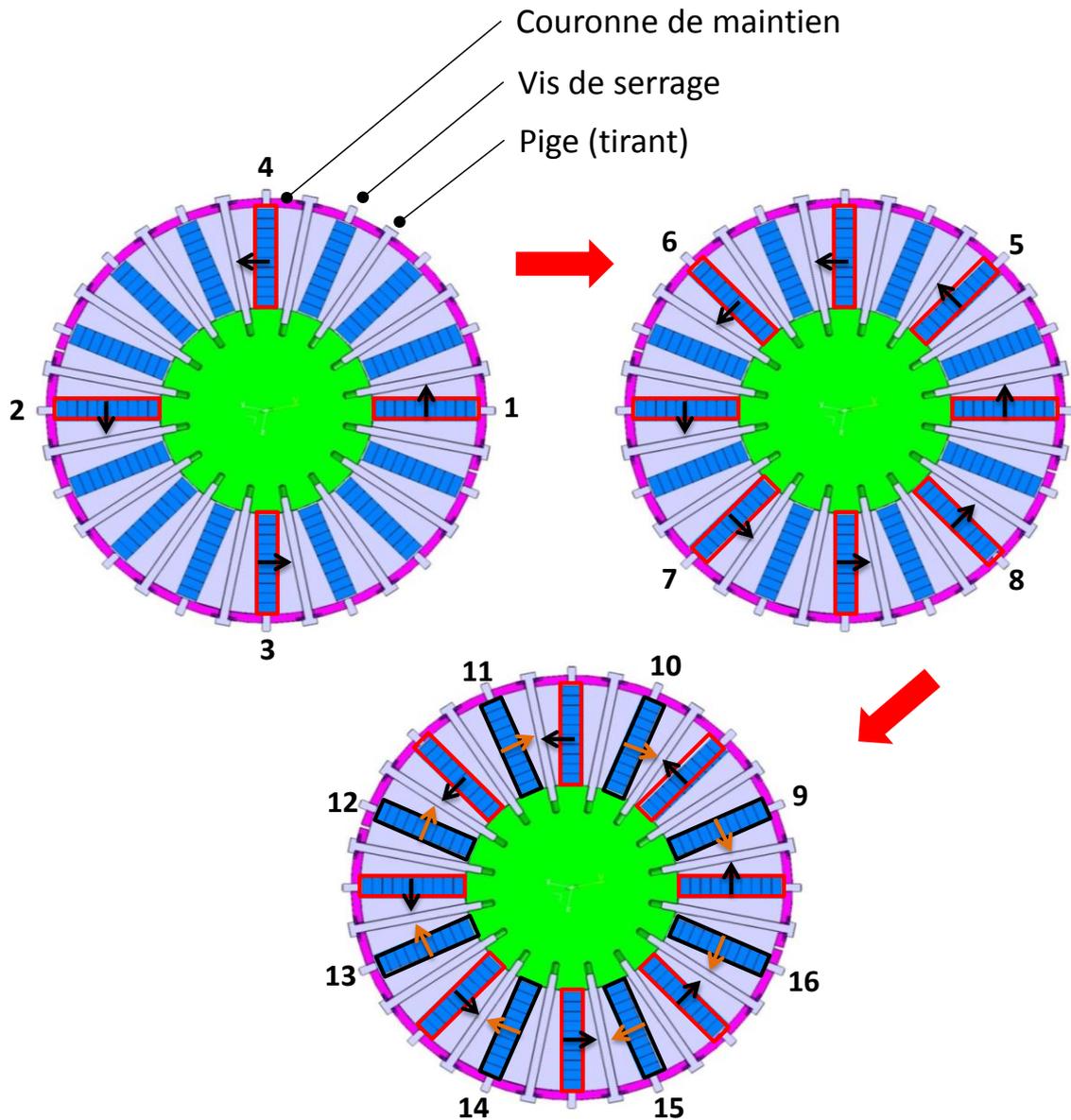


Figure III.40 : Ordre de montage des APs aimantés dans leurs logements au rotor.

III.4.5. Réalisation du circuit de refroidissement

Un refroidissement liquide à base d'eau/glycol a été choisi afin de d'évacuer efficacement les quantités de chaleur générées par les différentes pertes de la machine. Celles-ci sont localisées d'une manière plus importante au stator (pertes fer et pertes Joule). Ainsi, une chemise d'eau a été montée au dos de chaque stator, maximisant ainsi la surface d'échange. Le circuit de refroidissement ainsi que le carter de la machine sont présentés à Figure III.41.



Figure III.41 : Circuit de refroidissement de la machine.

III.5. Conclusion

Au cours de ce chapitre, un pré-dimensionnement a été effectué en utilisant un modèle simplifié de la machine. Ce modèle a été intégré dans un processus d'optimisation basé sur les algorithmes génétiques afin de satisfaire les contraintes du CdC. La machine initiale obtenue a été modifiée au fil des évolutions apportées au CdC. Ainsi, en prenant en compte les différentes contraintes électromagnétiques et mécaniques, nous avons abouti à une machine finale dont les performances ont été analysées numériquement. Une méthode de calcul hybride a été développée pour le calcul des pertes par courant de Foucault dans les APs, afin de réduire le temps de calcul. L'augmentation des pertes Joule dans le bobinage à cause de l'effet Field a également été analysée en utilisant une machine à flux radial équivalente. Enfin, les différentes étapes de réalisation de la machine, les difficultés rencontrées ainsi que les solutions proposées ont été décrites. Au moment de la rédaction de ce manuscrit, toutes les parties actives de la machine ont été réalisées. La masse totale des parties actives (i.e., stator, rotor et bobinage) est de 20 kg, et celle du prototype est de 30 kg, pour un volume de 6 L. Ainsi, la machine possède une densité de couple de 12 Nm/kg et 60 Nm/L, largement supérieure aux densités de couple des machines électriques conventionnelles [86]. Il est à noter que ce couple est appliqué pendant 20-30 s pendant les fonctionnements transitoires du véhicule à basse vitesse (phases de démarrage). Le montage du prototype sur le banc d'essai n'étant pas encore finalisé, les résultats expérimentaux n'ont pu être obtenus. Une étude du comportement thermique de la machine sera réalisée afin de vérifier les modes de fonctionnement transitoires.

Le prochain chapitre sera consacré à la modélisation de la machine avec la méthode des Circuits Équivalents Magnétiques afin de réduire le temps de simulation, qui constitue le grand handicap de la méthode des EF-3D, que ce soit en régime multi-statique ou, pire encore, en régime transitoire.

Références

- [67] S.A. Randi, "Conception systémique de chaînes de traction synchrones pour véhicule électrique à large gamme de vitesse", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [68] B. Sareni, and L. Krahenbuhl, "Fitness Sharing and Niching Methods Revisited", *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 2, no. 3, September 1998.
- [69] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, and T. Meyarivan, "A Fast and Elitist Multiobjective Genetic Algorithm: NSGA-II", *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol.6, no.2, April 2002.
- [70] R. Benlamine, F. Dubas, S-A. Randi, D. Lhotellier, and C. Espanet, "Design by Optimization of an Axial-Flux Permanent Magnet Synchronous Motor Using Genetic Algorithms," *Proc. Int. Conf. on Elec. Mach. and Syst. (ICEMS'13)*, Oct. 2013.
- [71] Z. Q. Zhu, "Fractional Slot Permanent Magnet Brushless Machines and Drives for Electric and Hybrid Propulsion Systems", *Int. Conf. on Ecologic Vehicles and Renewable Energies (EVER'09)*, Mar. 2009.
- [72] <http://www.rbourgeois.com>
- [73] F. Deng, "Commutation-Caused Eddy-Current Losses in Permanent-Magnet Brushless DC Motors", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol.33, no. 5, Sept. 1997.
- [74] Z. Q. Zhu, K. N. Schofield, and D. Howe, "Improved Analytical Modeling of Rotor Eddy-Current Loss in Brushless Machines Equipped with Surface-Mounted Permanent Magnets", in *Proc. Instr. Elect. Eng. Elect. Power Appl.*, vol. 151, no. 6, pp. 641-650, 2004.
- [75] F. Dubas, C. Espanet, and A. Miraoui, "Field Diffusion Equation in High-Speed Surface Mounted Permanent Magnet Motors, Parasitic Eddy-Current Losses", in *Proc. ELECTROMOTION*, Sep. 2005.
- [76] D. Ishak, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Eddy-Current Loss in the Rotor Magnets of Permanent-Magnet Brushless Machines Having a Fractional Number of Slots Per Pole", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol.41, no. 9, Sept. 2005.
- [77] F. Dubas, and C. Espanet, "Semi-analytical Solution of 2-D rotor Eddy-Current Losses due to the Slotting Effect in SMPMM", in *Proc. COMPUMAG*, Nov. 2009.
- [78] J. Wang, K. Atallah, R. Chin, W. M. Arshad, and H. Lendenmann, "Rotor Eddy-Current Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol.46, no. 7, Jul. 2010.
- [79] F. Dubas, and A. Rahideh, "2-D Analytical PM Eddy-Current Loss Calculations in Slotless PMSM Equipped with Surface-Inset Magnets", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 50, no. 3, 6300320, March 2014.
- [80] H. Polinder, and M. J. Hoeijmakers, "Eddy-current losses in the permanent magnets of a PM machine", in *Proc. Int. Conf. of Elect. Mach. And Driv. (IEMDC)*, Sep. 1997.
- [81] W-Y. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek, and J-C. Vannier, "Optimization of Magnet Segmentation for Reduction of Eddy-Current Losses in Permanent Magnet Synchronous Machine", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol.25, no. 2, Jun. 2010.
- [82] A. Tariq, C. E. Nino-Baron, and E. G. Strangas, "Iron and Magnet Losses and Torque Calculation of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Using Magnetic Equivalent Circuit", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol.46, no. 12, Dec. 2010.
- [83] P. Zhang, G. Y. Sizov, Jiangbiao He, D. M. Ionel, and N. Dernerdash, "Calculation of Magnet Losses In Concentrated-Winding Permanent Magnet Synchronous Machines Using a Computationally Efficient - Finite Element Method », *IEEE*, in *Proc. Energ. Conv. Cong. Expos. ECCE*, Sept. 2012.
- [84] B. Aslan, E. Semail, and J. Legranger, "Analytical Model of Magnet Eddy-Current Volume Losses in Multi-phase PM Machines with Concentrated Winding", *IEEE*, in *Proc. Energ. Conv. Cong. Expos. ECCE*, Sept. 2012.
- [85] R. Benlamine, F. Dubas, S-A. Randi, D. Lhotellier, and C. Espanet, "3-D Numerical Hybrid Method for PM Eddy-current Losses Calculation: Application to Axial-Flux PMSMs", *IEEE Trans. on Magn.*, DOI: 10.1109/TMAG.2015.2405053, in press.
- [86] R. Benlamine, S-A. Randi, D. Lhotellier, F. Dubas, and C. Espanet, "Design of an Axial-Flux Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor for Automotive Application: Performance Comparison with Electric Motors used in EVs and HEVs", in *Proc. VPPC*, Coimbra, Portugal, Oct. 27-30, 2014.

IV. Modélisation semi-analytique de la machine avec les Circuits Équivalents Magnétiques

IV. Modélisation semi-analytique de la machine avec les Circuits Équivalents Magnétiques

IV.1. Introduction

Afin de pouvoir estimer les performances électromagnétiques de la machine, le logiciel de calcul par EF-3D (i.e., le logiciel Cedrat Flux 2D/3D) a été utilisé. Il permet de prendre en compte les différentes caractéristiques de la machine et simuler les phénomènes électromagnétiques d'une manière précise. Toutefois, le temps de calcul reste conséquent, ce qui nous a amené à développer un modèle semi-analytique basé sur les Circuits Équivalents Magnétiques quasi-3D (CEM quasi-3D). Ce modèle est adaptatif (i.e., les paramètres géométriques et électriques sont modifiables) et non-linéaire (i.e., il prend en compte la non-linéarité de la caractéristique $B(H)$ de la tôle magnétique).

Un état de l'art des différents modèles CEM développés pour les machines à flux axial a été effectué. Au terme de cette étude, le modèle CEM quasi-3D développé pour la machine AFIPM est décrit. Les différents résultats et comparaisons avec les EF-2D/3D sont présentés. Enfin, l'étude de la sensibilité des résultats obtenus avec le CEM quasi-3D par rapport à la discrétisation a été effectuée.

IV.2. État de l'art des modèles CEM appliqués aux machines à flux axial

Outre les méthodes numériques, la modélisation des machines électriques peut être effectuée analytiquement ou semi-analytiquement en utilisant la méthode des CEMs. Concernant les machines à APs enterrés dans le fer rotorique, il n'existe pas de modèles analytiques de calcul du champ magnétique basés sur la résolution formelle des équations de Maxwell. En effet, ces modèles considèrent une perméabilité infinie du fer. Le recours à la méthode des CEMs permet de modéliser les différentes parties de la machine en considérant des tubes de flux magnétiques (voir Figure IV.1). De plus, la non-linéarité des matériaux peut être prise en compte, ce qui rend cette méthode fort intéressante.

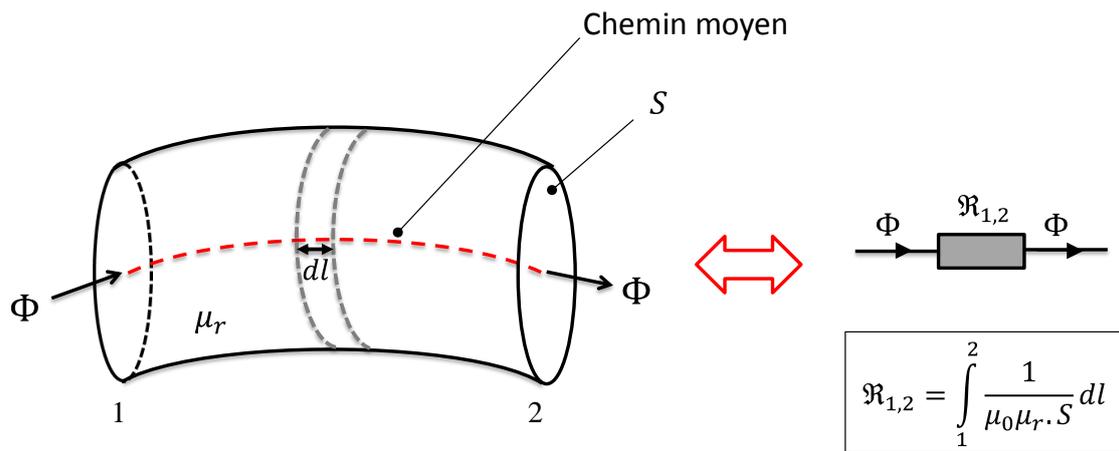


Figure IV.1 : Tube de flux et circuit équivalent magnétique.

Durant l'état de l'art effectué, nous nous sommes intéressés aux modèles de machines à flux axial utilisant la méthode des CEMs. Ainsi, différents types de machines à flux axial à APs ont été modélisés en utilisant des CEMs :

- APs montés en surface [87]-[90] ;
- APs insérés/enterrés à concentration de flux [91]-[93].

Les MECs (définis par des réluctances ou des perméances) peuvent être :

- 2D [87], [90], [92]-[93] ;
- quasi-3D [91] ;
- 3D [88], [89].

La principale difficulté rencontrée au cours de la modélisation des machines tournantes (ou linéaires) avec des CEMs réside dans la modélisation de l'entrefer qui constitue la connexion entre la partie statique (i.e., le stator) et la partie rotative (ou glissante) (i.e., le rotor). Ainsi, différentes solutions ont été proposées :

- Modélisation par CEM avec des réluctances axiales [87]-[89], [91] ;
- Modélisation par CEM avec des réluctances axiales et tangentielles [90], [92], [93].

La modélisation par CEM peut être avec ou sans prise en compte de la non-linéarité des matériaux ferromagnétiques. Ainsi on retrouve :

- CEMs « linéaires » sans prise en compte de la saturation [87], [91] ;
- CEMs « non-linéaires » avec prise en compte de la saturation [88]-[90], [92], [93].

Les principaux travaux rencontrés dans la littérature sont résumés dans le Tableau IV.1.

Tableau IV.1 : Etat de l'art des modèles CEM développés pour les machines à flux axial.

Références	Machines à flux axial étudiées	Dimension	Réductances dans l'entrefer	Prise en compte de la saturation	Descriptions
[87], 2003 Yang <i>et al.</i>	APs déposés en surface	2-D	Axiales	Non	Modèle 2D linéaire d'une machine à 4 phases à double-stator et rotor intérieur. La machine possède 24 encoches et 18 pôles, avec des APs montés en surface. Elle a été étudiée pour une application moteur-roue. Le modèle a été utilisé pour maximiser le couple, la densité de couple et le rendement de la machine.
[88], 2007 Kano <i>et al.</i>	APs déposés en surface	3-D	Axiales	Oui	Le modèle CEM-3D a été développé pour une machine 12-encoches/8-pôles à simple entrefer, à APs montés en surface. Le modèle comporte des perméances saturables au niveau des bords d'encoches, dont la perméabilité est calculée analytiquement. Les perméances radiales (connexion entre les différentes couches) sont situées au niveau des culasses statorique et rotorique.
[89], 2010 Kano <i>et al.</i>	APs déposés en surface	3-D	Axiales	Oui	Le modèle développé dans [88] a été amélioré en introduisant la segmentation des APs. Les résultats concordent avec EF-3D et le temps de calcul a été divisé par 21.
[90], 2010 Saied <i>et al.</i>	APs déposés en surface	2-D	Axiales et tangentielles	Oui	Un modèle CEM-2D a été développé pour une machine à flux axial 15-encoches/4-pôles à simple stator et double rotor afin d'étudier le couple de denture et la saillance du stator. La réduction de l'ordre du réseau et sa simplification constitue l'apport principal de ce travail. Les résultats ont été comparés aux EF-2D et aux résultats expérimentaux afin de valider le modèle. Le temps de calcul a été divisé par 14.
[91], 2010 Maloberti <i>et al.</i>	APs insérés	Quasi 3-D	Axiales	Non	Un modèle quasi-3D a été développé pour une machine à flux axial à concentration de flux, 12-encoches/8-pôles à double rotor et stator intérieur, étudiée au rayon moyen. Le CEM a été couplé avec un circuit électrique équivalent (CEE) ainsi qu'avec un circuit thermique équivalent (CTE). Les résultats obtenus ont été comparés avec EF-2D/3D et aux résultats expérimentaux.
[92]-[93], 2013 Hassan <i>et al.</i>	APs insérés	2-D	Axiales et tangentielles	Oui	Un modèle CEM-2D non-linéaire a été développé pour une machine à flux axial à concentration de flux, à double rotor et stator intérieur. Le système non-linéaire est résolu en utilisant l'algorithme de Newton-Raphson. L'entrefer est modélisé par deux couches de réductances axiales et une couche centrale de réductance tangentielle dont le nombre est fixé par le pas de rotation.

IV.3. Description du modèle CEM quasi-3D adaptatif non-linéaire

IV.3.1. Introduction

La machine a été modélisée en utilisant un modèle basé sur les CEM quasi-3D. Les différentes hypothèses considérées sont présentées. La discrétisation de la machine est décrite ainsi que les différentes étapes de résolution du système non-linéaire. Par ailleurs, le calcul des grandeurs locales et globales avec le modèle CEM quasi-3D est expliqué. Finalement, la comparaison des résultats avec ceux obtenus avec EF-3D est effectuée afin de valider le modèle.

IV.3.2. Hypothèses du modèle

Dans le modèle CEM quasi-3D développé, les hypothèses suivantes ont été considérées :

- la conductivité électrique des APs, du bobinage et du fer a été négligée ;
- les matériaux magnétiques sont considérés comme isotropes ;
- les effets d'hystérésis sont négligés ;
- la courbe de désaimantation des APs est linéaire ;
- les effets d'extrémité sont négligés.
- le modèle multi-couches quasi-3D est développé au diamètre moyen de chaque couche ;
- le modèle est non-linéaire (i.e., la saturation des réluctances dans le fer est prise en compte) ;
- les deux stators sont identiques et équilibrés (i.e., les FEMs et les courants d'alimentation des deux stators sont identiques). Ainsi, notre machine peut être assimilée à deux machines à simple entrefer, composées d'un stator et d'un demi-rotor, magnétiquement indépendantes et séparées par un plan de symétrie au niveau de la moitié du rotor, comme présenté au chapitre précédent. Le champ magnétique au niveau de ce plan de symétrie est strictement tangentiel.

Par ailleurs, il est important de noter que le modèle proposé est générique par rapport à :

- la structure de la machine (i.e., le nombre d'encoches, le nombre de pôles et les dimensions géométriques) ;
- la structure du stator et du rotor (i.e., un stator avec ou sans becs, un rotor avec ou sans encoches/bridges) ;
- le type de bobinage et d'alimentation (i.e., bobinage distribué ou concentrique avec un courant sinusoïdal ou contenant des harmoniques temporelles).

IV.3.3. Discrétisation

Dans le modèle CEM, deux principales régions peuvent être distinguées : i) une région statique et ii) une région rotative. Néanmoins, il est difficile de connecter les réseaux de ces deux régions. C'est pourquoi, une nouvelle technique a été développée [94]. Elle est comparable à celle utilisée en éléments finis, considérant une bande de roulement et des flux magnétiques circulants. En raison de la symétrie par rapport au plan transversal à la moitié du rotor, la machine a été étudiée sur un seul stator et un demi-rotor.

IV.3.3.1. Discrétisation générique de la machine

Les machines électriques à flux axial sont constituées principalement par un stator et un rotor séparés par un entrefer nécessaire pour la rotation. Ainsi, nous pouvons supposer qu'une machine est composée de zones : i) une zone statique, et ii) une zone rotative. Chaque zone peut être modélisée séparément d'une manière indépendante, puis les deux zones peuvent être interconnectées en utilisant la méthode originale élaborée au cours de cette thèse et appelée : « Technique de la Ligne de Glissement Tangentielle (LGT) ». Ceci nous permet de modéliser différents types de structures, comme souligné précédemment. La discrétisation générique des machines électriques est représentée à Figure IV.2.

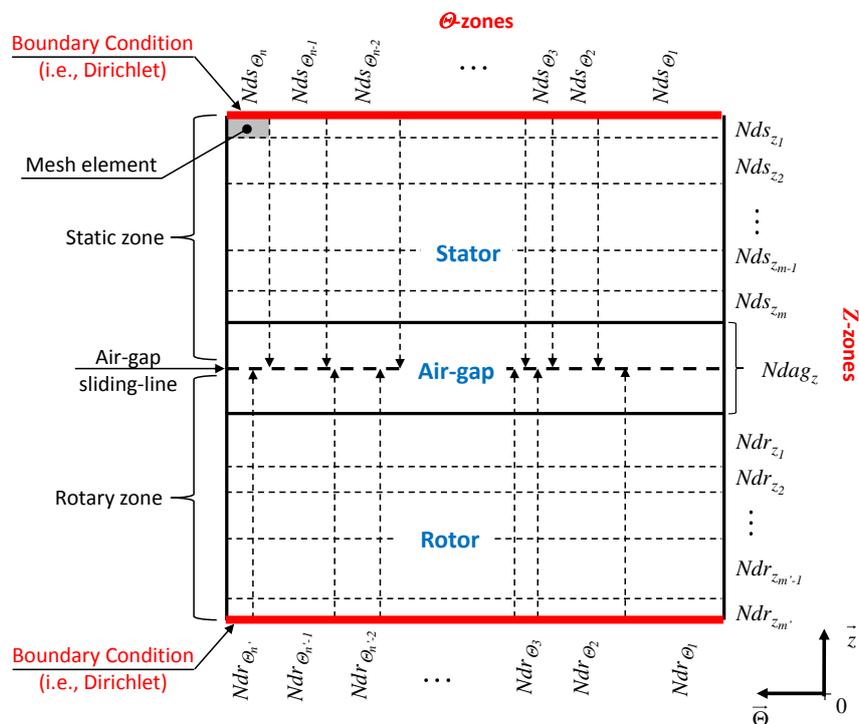


Figure IV.2 : Discrétisation générique de la machine [94].

En fonction de sa structure, dans le repère $(\vec{\theta}, \vec{z})$, pour chaque couche radiale de la machine, le stator (**rotor**) peut être divisé en n (n') zones selon la direction tangentielle $\vec{\theta}$ et m (m') zones selon la direction axiale \vec{z} . L'entrefer est divisé en une seule zone selon la direction axiale \vec{z} . L'intersection entre les différentes zones au stator et au rotor, selon les deux axes, forme des éléments de maillage ayant la même perméabilité magnétique (i.e., le même matériau). Les zones du stator (**rotor**) peuvent être discrétisées en Nds_{θ} (Ndr_{θ}) et Nds_z (Ndr_z) fois selon les deux directions tangentielle et axiale (voir Figure IV.2). L'unique zone de l'entrefer doit être discrétisée en un nombre impair $Ndag_z$. En effet, ceci permet de toujours obtenir une zone de réluctances tangentielles dans l'entrefer distincte des zones statique et rotative. Ainsi, la discrétisation des éléments de maillage est définie, comme décrit en Figure IV.3.

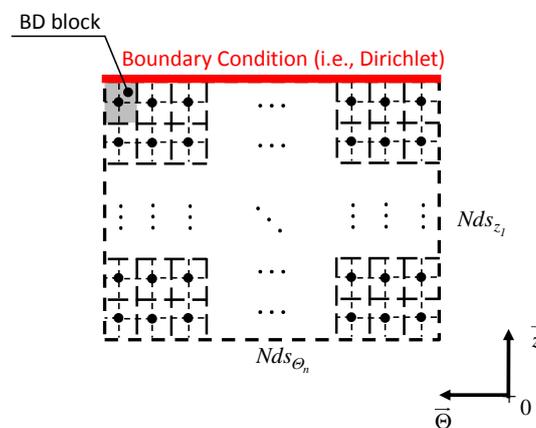


Figure IV.3 : Discretisation générique de la machine [94].

La Figure IV.3 décrit la discrétisation générique de l'élément de maillage $\{n, l\}$ du stator. Des blocs bidirectionnels (BD) sont ainsi générés. Dans Figure IV.4 un exemple de discrétisation de l'élément de maillage $\{n, l\}$ est présenté avec $Nds_{\theta} = 2$ et $Nds_z = 3$. Le nombre de blocs bidirectionnels est ainsi égal à 6. Chaque bloc permet de considérer des flux magnétiques circulant dans les deux directions tangentielle et axiale. Il est décrit par un point-milieu relié à :

- quatre FMMs (i.e., deux FMMs tangentielles et deux FMMs axiales) ;
- quatre réluctances (i.e., deux réluctances tangentielles et deux réluctances axiales), traversées par des flux magnétiques de branche.

Afin de prendre en considération les conditions limites, le nombre de réluctances peut être réduit. Ainsi, pour considérer la condition de Dirichlet appliquée sur la culasse statorique, les réluctances axiales au-dessus du point-milieu ont été supprimées (voir Figure IV.4). La même condition est imposée au niveau

du rotor où les réluctances axiales au-dessous du point-milieu ont été supprimées. Les différents blocs sont connectés entre eux grâce à une matrice d'incidence qu'on décrira par la suite.

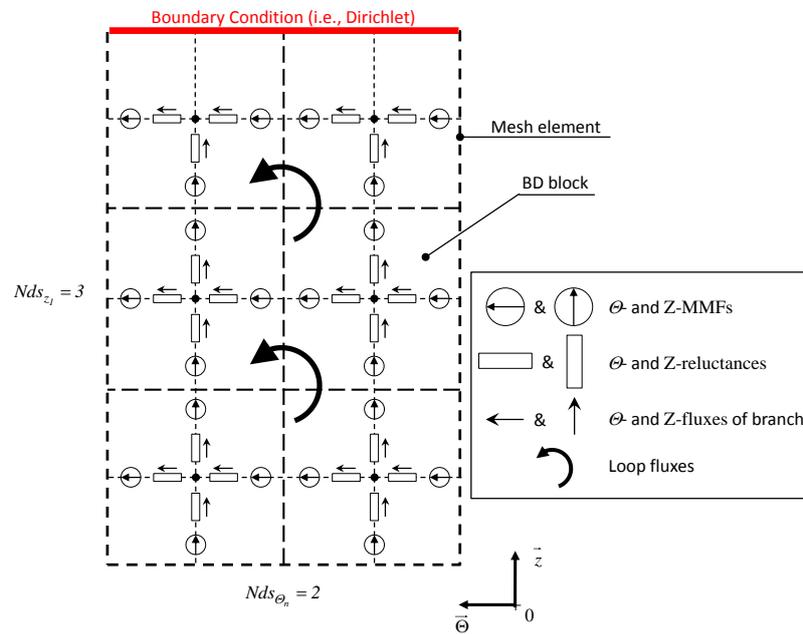


Figure IV.4 : Exemple de discrétisation de l'élément de maillage $\{n, l\}$ du stator [94].

IV.3.3.2. Application de la discrétisation générique pour la machine AFIPM

La discrétisation générique a été appliquée à notre machine AFIPM. La discrétisation élémentaire d'un pas dentaire statorique et d'un pas polaire rotorique est décrite à Figure IV.5 comme suit :

- Pas dentaire statorique : cinq zones tangentielles et trois zones axiales ;
- Pas polaire rotorique : cinq zones tangentielles et trois zones axiales.

L'entrefer est composé d'une unique zone axiale qui peut être divisée en un nombre impair $Ndag_z$ de fois dans la direction axiale. Comme décrit précédemment, chaque zone du stator et du rotor peut être discrétisée en fonction du besoin et de la précision souhaitée.

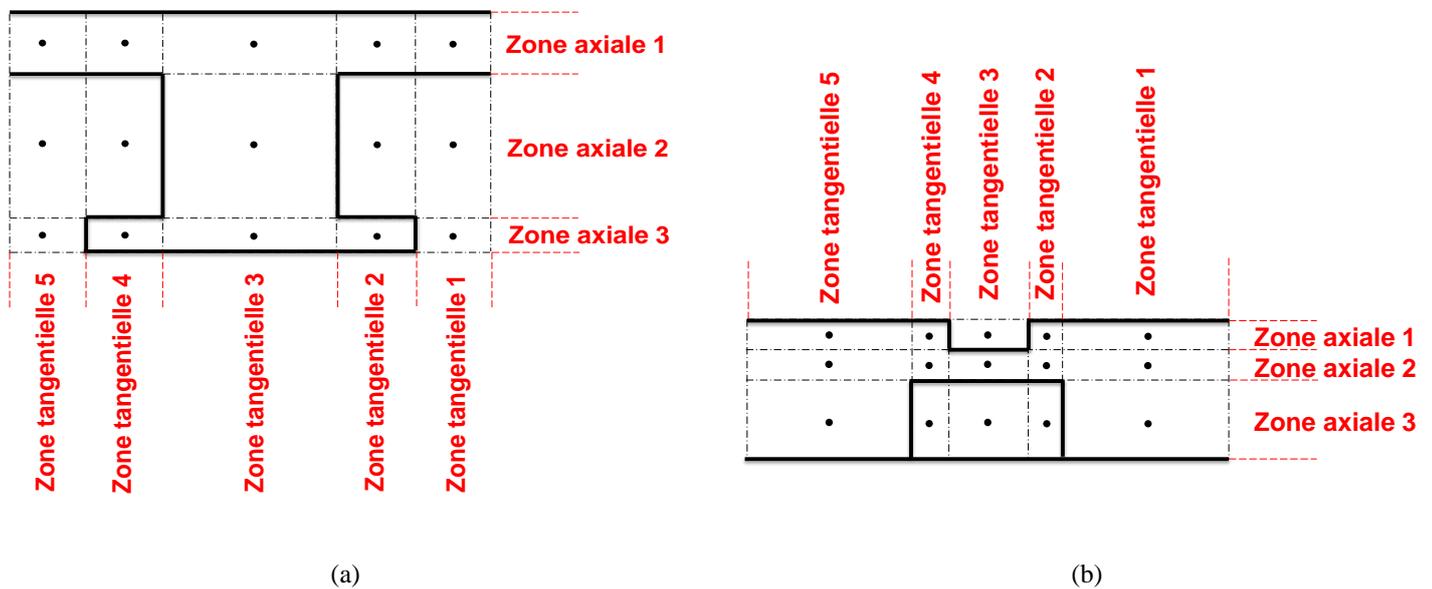


Figure IV.5 : Discretisation des parties de la machines : (a) statique, et (b) rotative.

IV.3.3.3. Technique de la Ligne de Glissement Tangentielle

Les deux régions statique et rotative de la machine peuvent être discrétisées et modélisées d'une manière indépendante. L'interconnexion entre les deux réseaux se fait grâce à des réluctances tangentielles dans l'entrefer que nous avons appelé : Technique de la **LGT**. Ces réluctances tangentielles sont déduites des positions respectives des réluctances axiales des zones statique et rotative. Ceci permet de prendre en compte le mouvement du rotor avec un pas de rotation indépendant des valeurs des angles des réluctances tangentielles des zones statique et rotative. Ainsi, le mouvement du rotor par rapport au stator est indépendant de la discrétisation de ces derniers. Ceci permet notamment de considérer des pas de rotation très petits, nécessaire pour bien modéliser le couple de denture ayant une période plus faible que la période électrique de la machine.

La discrétisation de l'entrefer est présentée en Figure IV.6. Le nombre de discrétisations axiales de la région d'entrefer est égal à 3. En effet, N_{dag_z} doit être un nombre impair, comme expliqué précédemment. Ainsi, nous obtenons une ligne de réluctances tangentielles d'entrefer appartenant à la zone statique et une ligne de réluctances tangentielles d'entrefer appartenant à la zone rotative. Les valeurs de ces réluctances sont constantes et indépendantes du mouvement. L'interconnexion entre les deux zones est assurée par la ligne de réluctances tangentielles d'entrefer variables en fonction de la position du rotor (les réluctances en noir traversées par une flèche sur Figure IV.6). Deux rangées de réluctances axiales d'entrefer appartenant aux zones statique (au-dessus) et rotative (au-dessous) sont reliées respectivement à cette ligne. Les positions respectives des réluctances axiales appartenant à la zone d'entrefer statique et celles appartenant à la zone d'entrefer rotatif permettent de déduire les angles d'ouverture des réluctances de la LGT. Ainsi, au cours de la rotation du rotor, seules les positions respectives des réluctances axiales de la zone rotative varient, modifiant ainsi les valeurs des réluctances de la LGT.

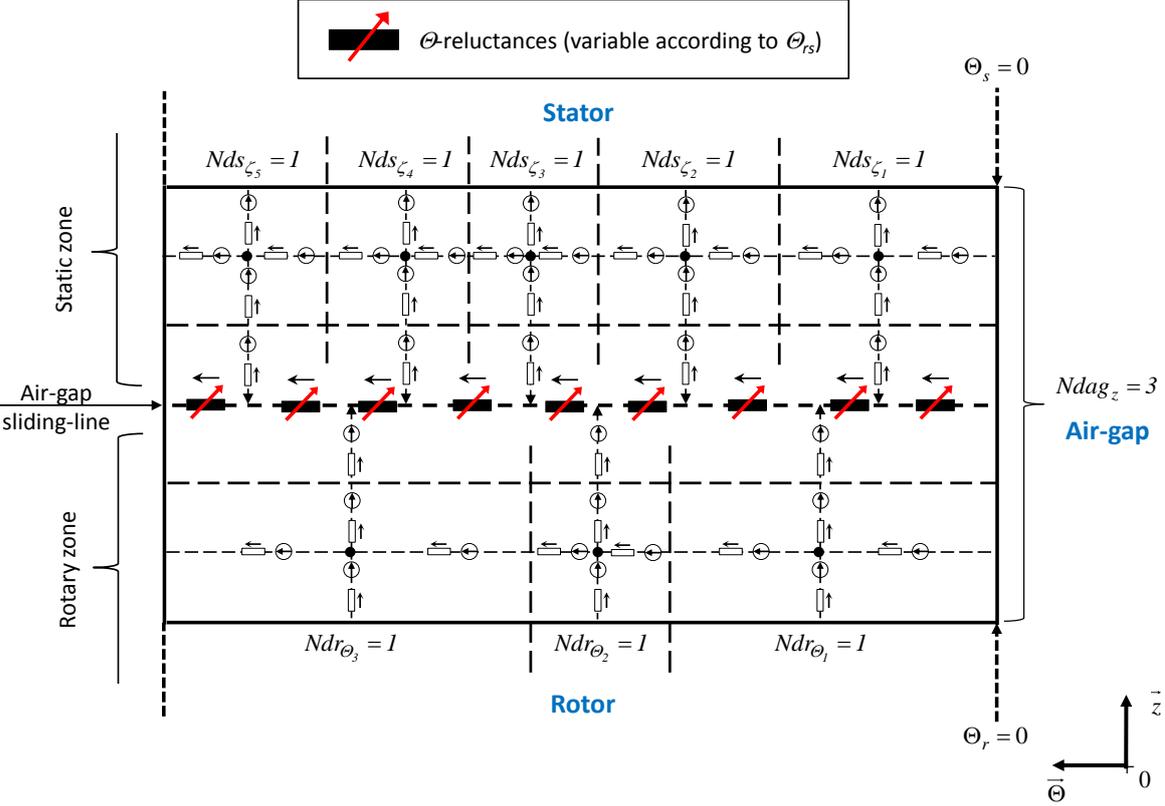


Figure IV.6 : Discrétisation de l'entrefer.

IV.3.4. Système non-linéaire

IV.3.4.1. Prise en compte de la saturation

Afin de prendre en considération l'effet de la saturation, la fonction de Marrocco est utilisée [94], [96]-[97]. Les coefficients d'interpolation $k_1 - k_4$, pour la tôle utilisée (Arcelor M235-35A) sont calculés avec la méthode des moindres carrés permettant de minimiser l'erreur avec la courbe $B(H)$ fournie par le constructeur (voir Figure IV.7). Les valeurs de ces coefficients sont reportées au Tableau IV.2. Ainsi, à partir de l'induction magnétique dans les tôles, la perméabilité relative peut être obtenue à partir des deux relation (IV.1)–(IV.2)

$$H_s(B_s) = \frac{B_s}{\mu_0} \left[\frac{b_s^{2k_1} \cdot (k_4 - k_1)}{b_s^{2k_1} + k_3} + k_2 \right] \quad (\text{IV.1})$$

$$\mu_r(B_s) = \frac{B_s}{\mu_0 \cdot H_s(B_s)} \quad (\text{IV.2})$$

où B_s , l'induction magnétique dans les réluctances du fer ;

b_s , l'induction magnétique dans les réluctances du fer rapportée à IT ;

$\mu_r(B_s)$, la perméabilité relative des réluctances du fer ;

$H_s(B_s)$, le champ magnétique dans les réluctances du fer ;

Tableau IV.2 : Coefficients d'interpolation de la tôle M235-35A.

Coefficients	Valeurs
k_1	6.21
k_2	1.06×10^{-4}
k_3	5.31×10^4
k_4	6.57

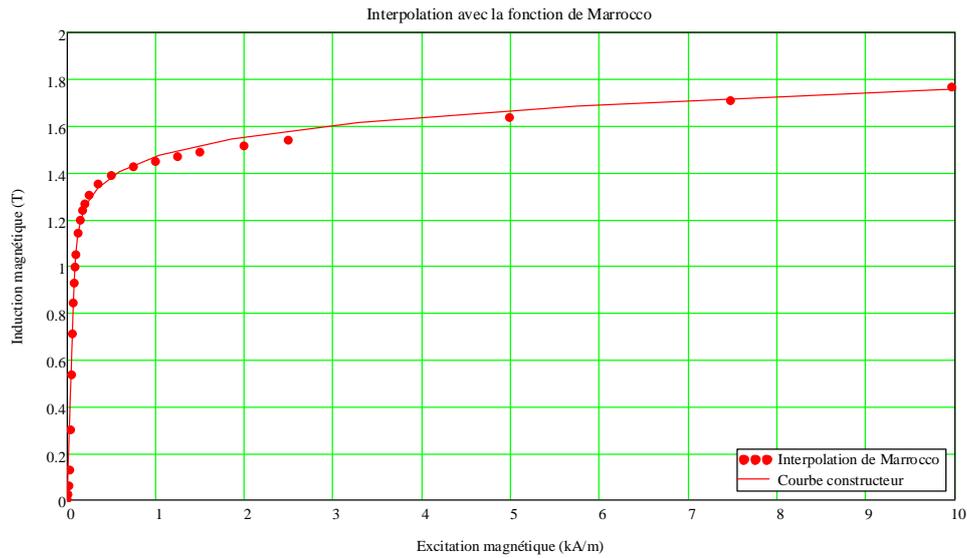


Figure IV.7 : Interpolation de la courbe caractéristique B(H) avec la fonction de Marrocco.

IV.3.4.2. Formules des réluctances

Dans notre modèle CEM quasi-3D, seules les réluctances axiales et tangentielles de chaque couche sont considérées (voir Figure IV.8).

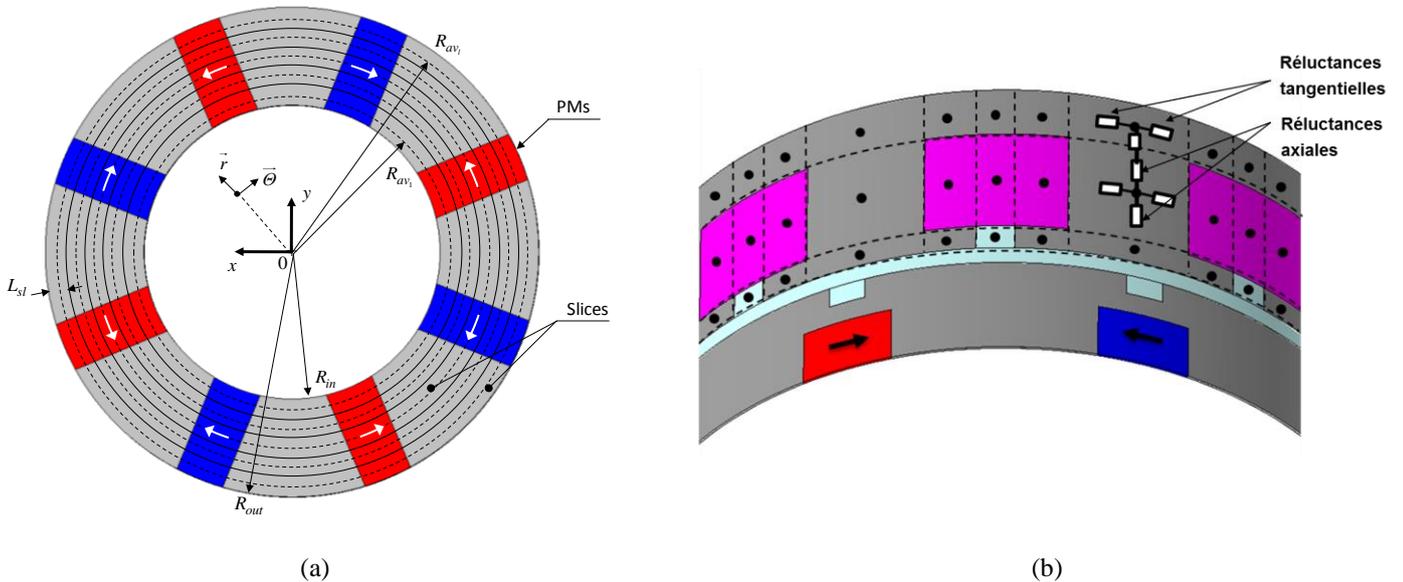


Figure IV.8 : Représentation de la machine : (a) différentes couches, (b) réluctances axiales et tangentielles pour une couche.

Pour chaque couche radiale (l), les expressions des réluctances axiales ($\mathfrak{R}_{z_i}^l$) et tangentielles ($\mathfrak{R}_{\theta_i}^l$) pour chaque couche l sont données par (IV.3)–(IV.4).

$$\mathfrak{R}_{z_i}^l = \frac{1}{\mu_0 \mu_{r_i}} \left[\frac{l_i}{R_{av_l} \cdot \theta_i \cdot L_{sl}} \right] \quad (IV.3)$$

$$\mathfrak{R}_{\theta_i}^l = \frac{1}{\mu_0 \mu_{r_i}} \left[\frac{\theta_i}{L_{z_i} \cdot \log \left(\frac{R_{out_l}}{R_{in_l}} \right)} \right] \quad (IV.4)$$

où l_i , longueurs des réluctances axiales ;

R_{in_l} , rayon intérieur de la couche radiale l ;

R_{out_l} , rayon extérieur de la couche radiale l ;

L_{z_i} , épaisseur des réluctances tangentielles ;

θ_i , angles des réluctances axiales et tangentielles ;

R_{av_l} , rayon moyen de la couche radiale l défini par : $R_{av}^l = R_{in} + \frac{L_{sl}}{2} \cdot (2l - 1)$ avec :

L_{sl} , épaisseur des couches radiales, définie par : $L_{sl} = \frac{(R_{out} - R_{in})}{N_{sl}}$;

R_{in} , rayon intérieur de la machine ;

R_{out} , rayon extérieur de la machine ;

N_{sl} , nombre de couches radiales considérées.

La construction des matrices des réluctances de la machine est décrite dans la sous-section suivante.

IV.3.4.3. Matrices des réductances

Pour chaque couche radiale (l), la matrice de réductances totale $[\mathfrak{R}^l]$ est composée d'une matrice diagonale de réductances axiales $[\mathfrak{R}_z^l]$ et d'une matrice diagonale de réductances tangentielles $[\mathfrak{R}_\theta^l]$, comme exprimé par (IV.5).

$$[\mathfrak{R}^l] = \begin{bmatrix} [\mathfrak{R}_z^l] & 0 \\ 0 & [\mathfrak{R}_\theta^l] \end{bmatrix} \quad (\text{IV.5})$$

La matrice de réductances axiales $[\mathfrak{R}_z^l]$ contient les réductances axiales statiques $[\mathfrak{R}_{s_z^l}]$ et rotatives $[\mathfrak{R}_{r_z^l}]$, comme décrit par (IV.6). La matrice de réductances tangentielles $[\mathfrak{R}_\theta^l]$ comporte des réductances tangentielles statiques $[\mathfrak{R}_{s_\theta^l}]$, rotatives $[\mathfrak{R}_{r_\theta^l}]$ et celles de la ligne de glissement $[\mathfrak{R}_{sl_\theta^l}]$, comme décrit par (IV.7). Il est à noter que seulement la matrice $[\mathfrak{R}_{sl_\theta^l}]$ est variable en fonction du mouvement du rotor par rapport au stator pour chaque couche.

$$[\mathfrak{R}_z^l] = \begin{bmatrix} [\mathfrak{R}_{s_z^l}] & 0 \\ 0 & [\mathfrak{R}_{r_z^l}] \end{bmatrix}. \quad (\text{IV.6})$$

$$[\mathfrak{R}_\theta^l] = \begin{bmatrix} [\mathfrak{R}_{s_\theta^l}] & 0 & 0 \\ 0 & [\mathfrak{R}_{sl_\theta^l}] & 0 \\ 0 & 0 & [\mathfrak{R}_{r_\theta^l}] \end{bmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

IV.3.4.4. Matrices de connexion

La matrice qui permet de relier les différentes réductances avec les différents flux de mailles et de branches, en appliquant la loi des mailles (comme dans le cas d'un circuit électrique) est appelée « Matrice de Connexion » totale $[\chi^l]$ ou « Matrice d'Incidence » [98]. Les éléments $[\chi^l]_{i,j}$ de cette matrice peuvent valoir :

- 0, si le flux de branche j n'est pas inclus dans le flux de maille i ;
- 1, si le flux de branche j est inclus dans le flux de maille i dans la même direction ;
- -1, si le flux de branche j est inclus dans le flux de maille i dans la direction opposée.

Les conventions de signe pour les flux de mailles et de branches sont présentées sur Figure IV.4.

La matrice de connexion totale est composée d'une matrice de connexion des réductances axiales $[\chi_z]$ et d'une matrice de connexion des réductances tangentielles $[\chi_\theta^l]$ dépendant de la couche radiale de la machine. Chaque matrice de connexion contient des matrices de connexions liées aux zones statiques ($[\chi_{ssz}]$ et $[\chi_{ss\theta}]$) et celles liées aux zones rotatives ($[\chi_{rrz}]$ et $[\chi_{rr\theta}]$). De plus, la matrice de connexion des réductances tangentielles $[\chi_\theta^l]$ contient les matrices de connexion des réductances tangentielles de la ligne de glissement statique $[\chi_{ssl\theta}^l]$ et rotative $[\chi_{slr\theta}^l]$ qui dépendent de la position du rotor par rapport au stator (i.e. la rotation) et de la couche radiale de la machine. Il est à noter qu'hormis les deux matrices $[\chi_{ssl\theta}^l]$ et $[\chi_{slr\theta}^l]$, les différentes matrices de connexions sont indépendantes des couches radiales identifiées par l'indice l , ainsi que de la position du rotor par rapport au stator (i.e., le mouvement du rotor). Les matrices de connexions sont décrites ci-après :

$$[\chi^l] = \begin{bmatrix} [\chi_z] & [\chi_\theta^l] \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

$$[\chi_z] = \begin{bmatrix} [\chi_{ssz}] & 0 \\ 0 & [\chi_{rrz}] \end{bmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

$$[\chi'_{\theta}] = \begin{bmatrix} [\chi_{ss_{\theta}}] & [\chi'_{ssl_{\theta}}] & 0 \\ 0 & [\chi'_{slr_{\theta}}] & [\chi_{rr_{\theta}}] \end{bmatrix} \quad (\text{IV.10})$$

$$[\chi'_{ssl_{\theta}}] = \begin{bmatrix} 0 \\ [Cs'] \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

$$[\chi'_{slr_{\theta}}] = \begin{bmatrix} [Cr'] \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

Les détails de construction des différentes matrices élémentaires sont donnés en Annexe 4.

IV.3.4.5. Sources magnétiques et électriques

Le vecteur des sources $[F]$ est composé des forces magnétomotrices (FMM) reliées à chaque réductance (voir Figure IV.4). Les seules FMMs non-nulles sont celles des APs (MMF_{pm}) (IV.13) et des courants statoriques (MMF_I).

$$MMF_{pm} = \frac{B_{rm}}{\mu_0 \cdot \mu_r} e_{pm} \quad (IV.13)$$

Le vecteur MMF_{pm} ne contient que les FMMs liées aux réductances tangentiels des APs, alors que le vecteur MMF_I ne contient que les FMMs liées aux réductances axiales localisées au niveau des dents et encoches statoriques. Ainsi, les valeurs de MMF_{pm} dépendent de la discrétisation tangentielle du rotor et les couches radiales, alors que celles de MMF_I dépendent de la discrétisation axiale du stator.

Le bobinage est alimenté par des courants sinusoïdaux, donnés par :

$$i_g(\Theta_{\Omega_s}) = I_{smax} \cdot \sin \left[p \cdot \Theta_{\Omega_s} - (g-1) \cdot \frac{2\pi}{3} - \varphi \right] \quad (IV.14)$$

où I_{smax} est l'amplitude du courant sinusoïdal, g est l'indice des phases de la machine (i.e., $g = 1, 2, 3$), $\Theta_{\Omega_s} = \Omega_s \cdot t$ est la position angulaire mécanique des courants, avec Ω_s est la vitesse mécanique de synchronisme et φ est le déphasage électrique entre le courant et la force électromotrice (FEM). Les FMMs induites par les courants statoriques sont purement axiales et peuvent être données par :

$$\begin{cases} MMF_z(\Theta_{\Omega_s}) = N_{sts} \cdot M_t \cdot M_w \cdot \begin{bmatrix} i_1(\Theta_{\Omega_s}) \\ i_2(\Theta_{\Omega_s}) \\ i_3(\Theta_{\Omega_s}) \end{bmatrix} \\ MMF_\theta = 0 \end{cases} \quad (IV.15)$$

avec $N_{s_{ts}}$, le nombre de spires en série autour d'une dent, M_t , la matrice décrivant la distributions des FMMs induites par les courants statoriques, et M_w , la matrice définissant le bobinage concentrique et indiquant le direction de circulation des FMMs à chaque pas dentaire, données par :

$$M_t = \begin{cases} \frac{1}{2N_{s_{t_2}}} , & \text{dans les dents} \\ \frac{1}{4N_{s_{t_2}}} , & \text{dans les encoches} \\ 0 , & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

$$M_w = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.17})$$

avec $N_{s_{t_2}}$, la discrétisation axiale de la seconde zone axiale statique.

IV.3.4.6. Résolution du système

Les étapes de résolution du système non-linéaire sont décrites sur Figure IV.9. Afin de prendre en compte la caractéristique non-linéaire des tôles ferromagnétiques utilisées, la fonction d'interpolation de Marrocco a été utilisée. Pour chaque itération le système de Cramer décrit par (IV.18) est résolu.

$$\left[\chi^l \right] \cdot \left[\mathfrak{R}^l \right] \cdot \left[\chi^l \right]^T \cdot \left[\psi^l \right] - \left[F^l \right] = 0 \quad (\text{IV.18})$$

avec $\left[F^l \right]$ est le vecteur des sources (dues aux APs et aux courants) donné par :

$$\left[F^l \right] = \left[\chi^l \right] \cdot \left[MMF^l \right] \quad (\text{IV.19})$$

Le vecteur des flux des mailles $\left[\psi^l \right]$ est ainsi obtenu, et le vecteur des flux des branches $\left[\phi^l \right]$ déduit en utilisant la transposée de la matrice de connexion $\left[\chi^l \right]^T$, comme décrit par (IV.20).

$$\left[\phi^l \right] = \left[\chi^l \right]^T \cdot \left[\psi^l \right] \quad (\text{IV.20})$$

Le vecteur des inductions magnétiques $\left[B^l \right]$ est obtenu en divisant chaque élément du vecteur des flux magnétiques de branches $\left[\phi^l \right]$ par chaque élément du vecteur des surfaces intervenant dans les expressions des réluctances. Ce vecteur $\left[B^l \right]$ est utilisé pour calculer les nouvelles valeurs des perméabilités, en utilisant la fonction de Marrocco, qui seront utilisées lors de l'itération suivante. Le nombre d'itérations choisi doit être suffisant pour la convergence du modèle. Dans notre modèle CEM, le nombre d'itérations choisi est N=20.

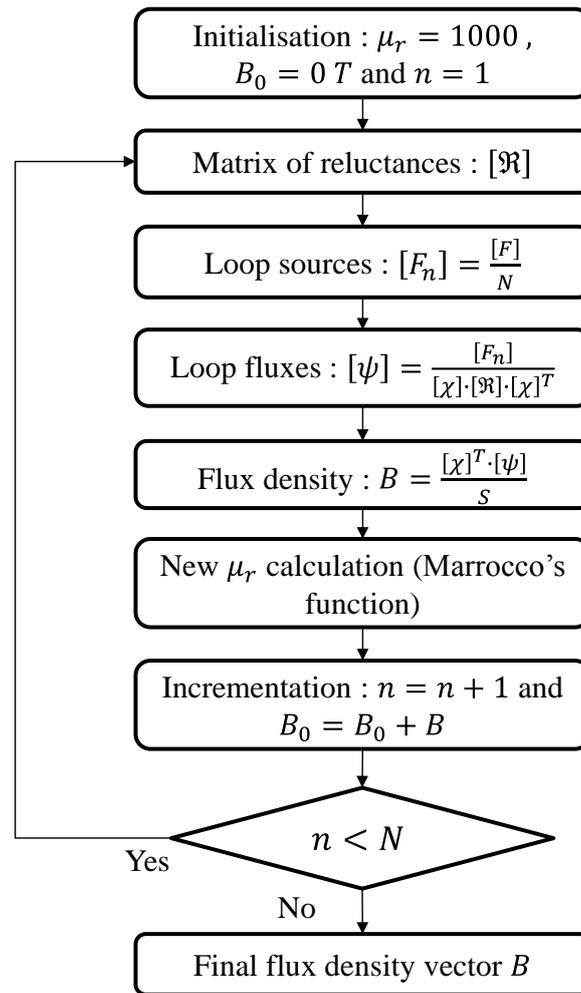


Figure IV.9 : Étapes de résolution du système non-linéaire.

IV.3.5. Grandeurs intégrales

Les grandeurs intégrales pouvant être calculées avec notre modèle CEM quasi-3D sont les flux magnétiques de phase, la FEM, le couple électromagnétique et les pertes magnétiques (i.e. les pertes dans les APs et les pertes fer). En ce qui concerne le couple de denture, il est difficile de l'estimer de manière correcte avec les EF-3D et le modèle CEM quasi-3D à cause de sa période relativement petite (2.5° mécanique) sur laquelle une discrétisation fine doit être réalisée. Pour cela, son étude n'a pas été intégrée dans ce manuscrit.

IV.3.5.1. Flux magnétique de phase et FEM

Après le calcul des inductions magnétiques et les flux de branches dans chaque réluctance, le flux de phase peut être déduit en utilisant les matrices décrivant la distribution des FMMs et le bobinage, comme suit :

$$Flux_g(\Theta_{rs}) = \sum_l M_{W_g} \cdot M_t \cdot N_{sts} \cdot [\phi^l] \quad (IV.21)$$

où $\Theta_{rs} = \Omega_r \cdot t + \Theta_{rs0}$ représente la position angulaire mécanique du rotor, avec Ω_r , la vitesse mécanique du rotor ($\Omega_r = \Omega_s$ à cause du synchronisme) et Θ_{rs0} , la position angulaire mécanique initiale du rotor. La position $\Theta_{rs0} = 0$ correspond à la moitié de l'espace inter-aimant en face de la moitié de l'encoche.

La FEM de phase est obtenue en dérivant le flux magnétique de phase :

$$V_g(\Theta_{rs}) = \Omega_r \cdot \frac{\Delta Flux_g(\Theta_{rs})}{\Delta \Theta_{rs}} \quad (IV.22)$$

IV.3.5.2. Couple électromagnétique

Pour le calcul du couple électromagnétique de la machine, le tenseur de Maxwell est utilisé [99]-[100]. Ceci est possible car les composantes axiale et tangentielle de l'induction magnétique dans l'entrefer sont calculées avec notre modèle. L'expression du couple total est alors donnée par :

$$T_{em} = n_{st} \cdot \sum_l \left[\frac{1}{\mu_0} (R_{out_l} - R_{in_l}) \cdot \left(\frac{R_{out_l} + R_{in_l}}{2} \right)^2 \cdot \int_0^{2\pi} B_{agz}^l(\theta) \cdot B_{ag\theta}^l(\theta) d\theta \right] \quad (IV.23)$$

avec $B_{agz}^l(\theta)$ et $B_{ag\theta}^l(\theta)$ les inductions magnétiques axiale et tangentielle dans l'entrefer pour chaque couches radiale l , n_{st} étant le nombre de stators de la machine. Dans le cas de notre machine, $n_{st} = 2$. L'intégrale sur le domaine correspond dans le cas de notre modèle à une somme sur les différents angles des réluctances tangentielles d'entrefer.

IV.3.5.3. Pertes magnétiques

Les pertes magnétiques de la machine, qui peuvent être estimées avec le modèle CEM quasi-3D, sont les pertes dans les APs et les pertes fer statoriques et rotoriques.

IV.3.5.3.1. Pertes dans les APs

Les pertes existant dans les APs sont essentiellement dues aux courants de Foucault. Ceci s'explique par le mode de fonctionnement intrinsèque des APs. En effet, il n'existe pas de cycle d'hystérésis ni de cycles mineurs, ce qui rend les pertes par hystérésis négligeables.

Le détail du calcul des pertes par CF dans les APs a déjà été décrit au chapitre précédent. Le même modèle basé sur les DF-3D est utilisé. L'induction magnétique dans les APs (i.e. les données d'entrée du modèle) est calculée avec le modèle CEM quasi-3D. Chaque point de la grille 3D correspond à un point-milieu dans l'AP.

Afin que les pas de calcul spatiaux soient homogènes pour chaque direction, la discrétisation tangentielle de l'encoche rotorique (n_1) et celle des zones comprises entre l'encoche rotorique et le pôle (n_2) (voir Figure IV.10) sont reliées par la relation (IV.24).

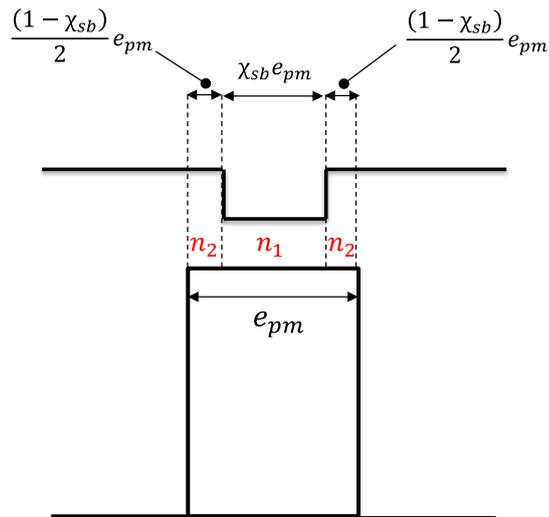


Figure IV.10 : Discretisation tangentielle de l'AP pour le calcul DF-3D.

$$n_1 = \text{partie_entiere} \left(2 \cdot n_2 \cdot \frac{\chi_{sb}}{1 - \chi_{sb}} \right) \quad (\text{IV.24})$$

La fonction « round » qui considère la partie entière inférieure ou supérieure la plus proche est utilisée dans le programme Matlab (i.e., $n_1 = \text{round} \left(2 \cdot n_2 \cdot \frac{\chi_{sb}}{1 - \chi_{sb}} \right)$).

IV.3.5.3.2. Pertes fer

Les pertes fer dans une machine électrique peuvent être décomposées en pertes par hystérésis et pertes par courants de Foucault. Différents modèles peuvent être rencontrés dans la littérature, avec des complexités variables [101]-[104]. Pour notre machine, un modèle de Bertotti est considéré. On suppose que les pertes fer sont produites par des pertes par hystérésis et des pertes par courants de Foucault, données par (IV.26)-(IV.27). Le calcul des différents coefficients utilisés dans ce modèle est détaillé dans (IV.28)-(IV.29).

$$dP_{fer} = dP_{Hyst} + dP_{Fouc} \quad (IV.25)$$

$$dP_{Hyst} = k_H \cdot \omega \cdot B_m^2 \cdot mv_{fer} \cdot dV \quad (IV.26)$$

$$dP_{Fouc} = k_F \cdot \omega^2 \cdot B_m^2 \cdot mv_{fer} \cdot dV \quad (IV.27)$$

$$k_F = \frac{\sigma_t \cdot e_t^2}{24 \cdot mv_{fer}} \quad (IV.28)$$

$$k_H = \frac{dP_{fer0} - k_F \cdot \omega_0^2 \cdot B_{m0}^2}{\omega_0 \cdot B_{m0}^2} \quad (IV.29)$$

avec :

- B_m , l'induction maximale dans le fer ;
- B_{m0} , l'amplitude de l'induction sinusoïdale ($B_{m0} = 1.5 T$) appliquée à la tôle par le constructeur pour l'estimation des pertes spécifiques ;
- ω , la pulsation électrique de l'induction (on suppose qu'elle est égale à la pulsation électrique de la machine) ;
- ω_0 , la pulsation électrique de l'induction appliquée par le constructeur ($\omega_0 = 314 rad/s$) ;
- dP_{fer0} , les pertes spécifiques de la tôle (abaque fournie par le constructeur) ;
- σ_t , la conductivité électrique des tôles ;
- e_t , l'épaisseur des tôles.
- mv_{fer} , la densité volumique des tôles.

Un autre modèle de calcul des pertes par courant de Foucault a été utilisé (voir l'expression (IV.30)). Dans notre modèle, la dérivée numérique a été utilisée.

$$dP_{Fouc} = k_F \cdot \left(\frac{dB_s(t)}{dt} \right)^2 \cdot mv_{fer} \cdot dV \quad (IV.30)$$

L'intégrale volumique décrite par la relation (IV.31) se calcule en effectuant la somme des pertes fer sur tout le volume des parties ferromagnétiques de la machine.

$$P_{fer} = \iiint dP_{fer} \quad (IV.31)$$

IV.3.6. Résultats et comparaison avec les EF-2D/3D

IV.3.6.1. Simulations EF-2D/3D

Pour la simulation EF-3D, la machine doit être maillée assez finement, comme présenté en Figure IV.11, et cela afin de réduire les bruits (pics) d'origine numérique qui peuvent apparaître lors du calcul des grandeurs locales, telles que les inductions magnétiques. Ceci n'est pas le cas pour le calcul des grandeurs globales, telles que le couple électromagnétique et les flux magnétiques, où les pics d'origine numérique dépendant de la finesse du maillage disparaissent. Le nombre de nœuds du second ordre du maillage présenté à Figure IV.11 est de 2 800 650.

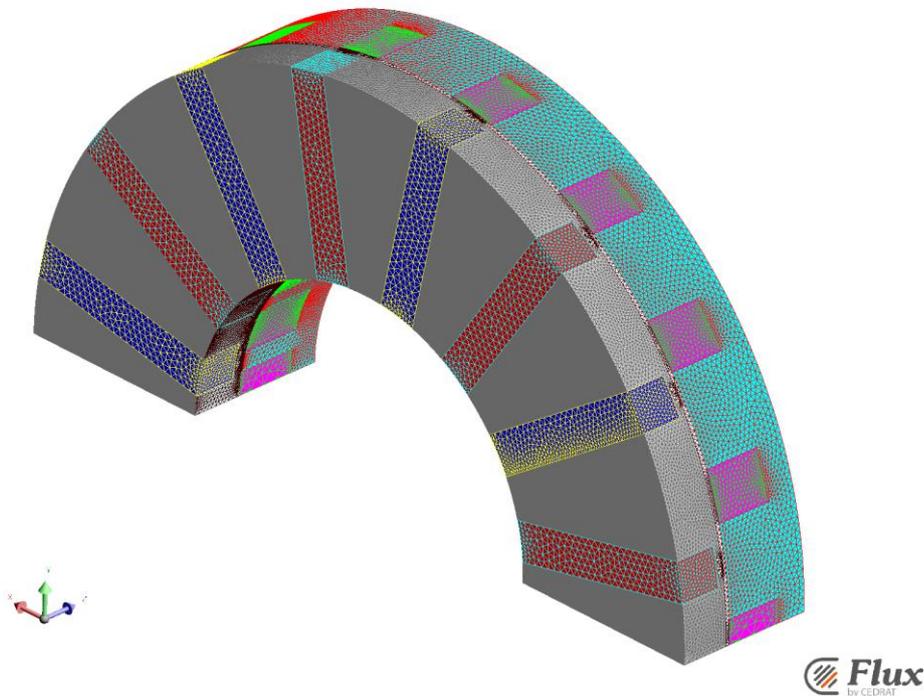


Figure IV.11 : Maillage de la machine utilisé pour la validation du modèle CEM quasi-3D

La machine a également été modélisée avec EF-2D (voir Figure IV.12) en considérant les dimensions de la machine au diamètre moyen. Les arcs de cercle sont alors transformés en segments linéaires.

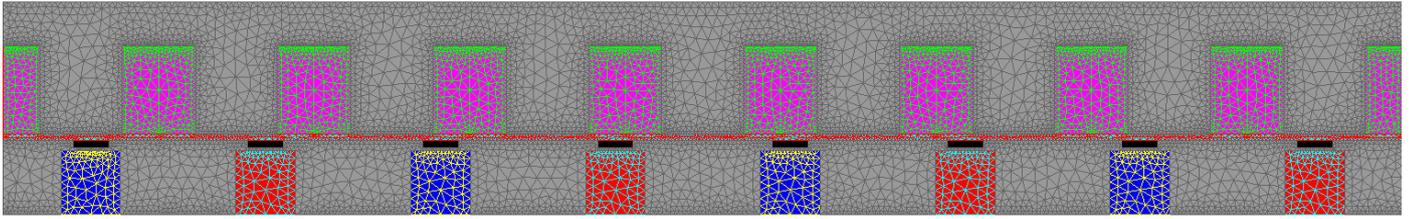


Figure IV.12 : Modèle EF-2D de la machine au diamètre moyen.

IV.3.6.2. Chemins de validation des inductions magnétiques

Afin de valider les grandeurs locales obtenues avec le CEM quasi-3D (les inductions magnétiques), des chemins sont tracés au diamètre moyen de la machine (voir Figure IV.13 et Figure IV.14).

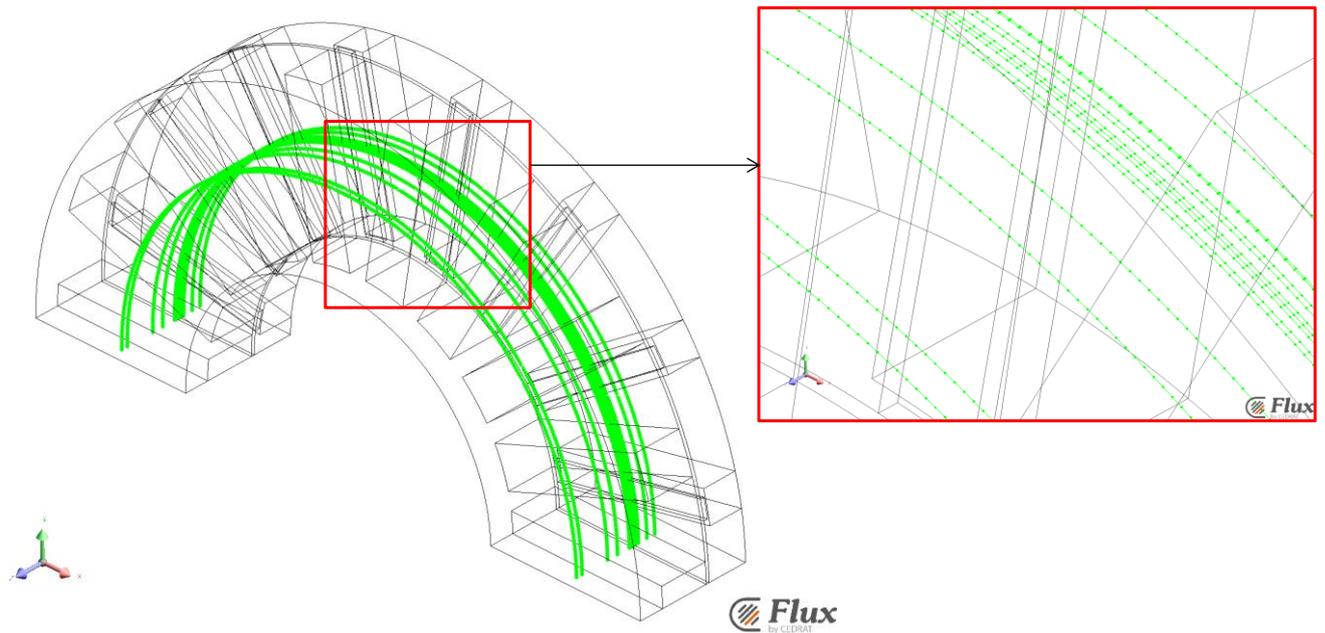


Figure IV.13 : Chemins de validation dans les différentes zones sur le diamètre moyen avec les EF-3D.

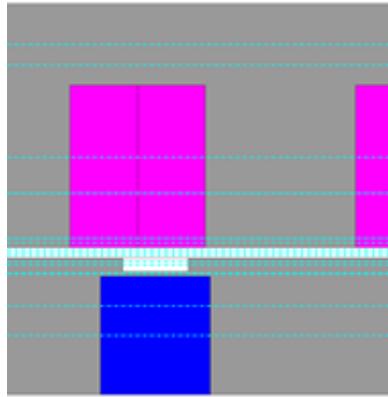


Figure IV.14 : Chemins de validation dans les différentes zones sur le diamètre moyen avec les EF-2D.

Les différents chemins sont définis au rayon moyen de la machine pour différentes hauteurs axiales, comme détaillé au Tableau IV.3.

Tableau IV.3 : Description des chemins de validation.

Hauteur axiale [mm]	Description du chemin	Composante de B
6.5	APs/fer rotorique	Tangentielle
9.75	APs/fer rotorique	Axiale
13.25	Ponts magnétiques/fer rotorique	Tangentielle
13.375	Ponts magnétiques/fer rotorique	Axiale
14.25	Encoches/fer rotoriques	Tangentielle
14.625	Encoches/fer rotoriques	Axiale
15.2	Entrefer rotatif	Tangentielle
15.3	Entrefer rotatif	Axiale
15.9	Entrefer statique	Axiale
16	Entrefer statique	Tangentielle
16.7	Bas des dents/isthmes	Axiale
17.2	Bas de dents/isthmes	Tangentielle
22.15	Dents/encoches	Axiale
26.1	Dents/encoches	Tangentielle
36.25	Culasse statorique	Axiale
38.5	Culasse statorique	Tangentielle

IV.3.6.3. Simulations à vide

IV.3.6.3.1. Grandeurs locales

Durant cette partie, les inductions magnétiques seront validées pour une discrétisation du CEM-3D comme suit :

- Discrétisation tangentielle des zones statiques : [2 3 11 3 2] ;
- Discrétisation axiale des zones statiques : [1 1 1] ;
- Discrétisation tangentielle des zones rotatives : [9 1 1 1 9] ;
- Discrétisation axiale des zones rotatives : [1 1 1] ;
- Discrétisation axiale de l'entrefer : 3.

Le temps de calcul pour une seule position est de 2 minutes. La taille de la matrice réluctances totale est de $[6070 \times 6070]$, et celle de la matrice de connexion totale est de $[1428 \times 6070]$.

Les comparaisons des inductions magnétiques sur les différents chemins de validation sont représentées sur les figures suivantes :

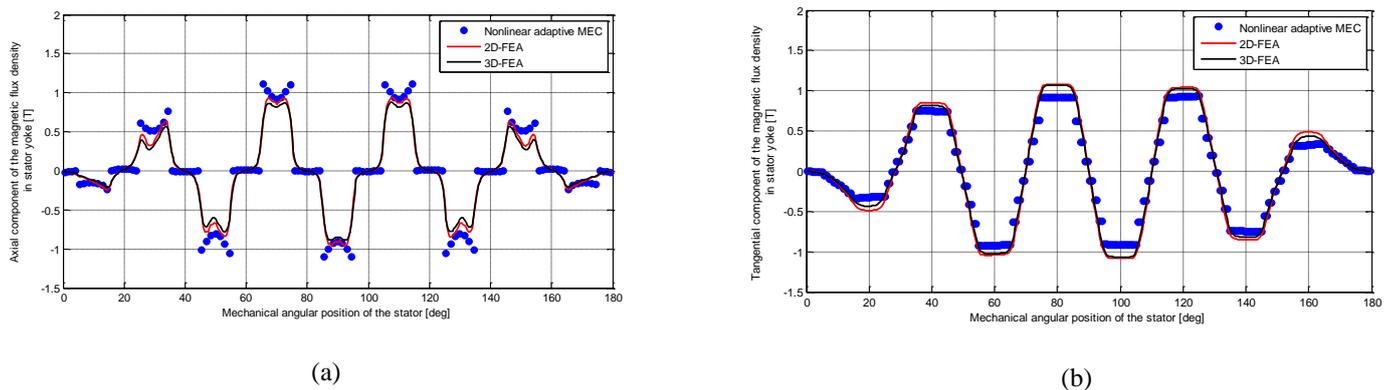


Figure IV.15 : Induction magnétique dans la culasse statorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

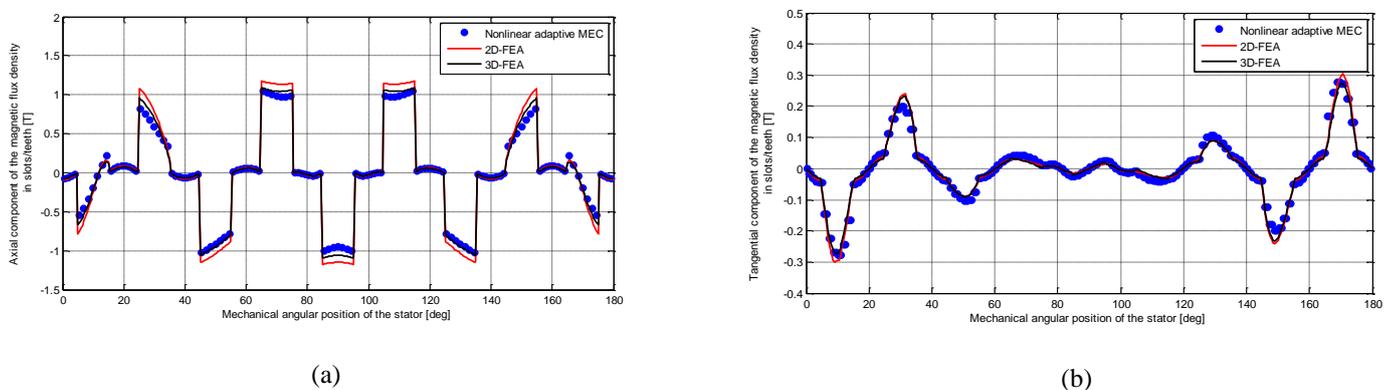
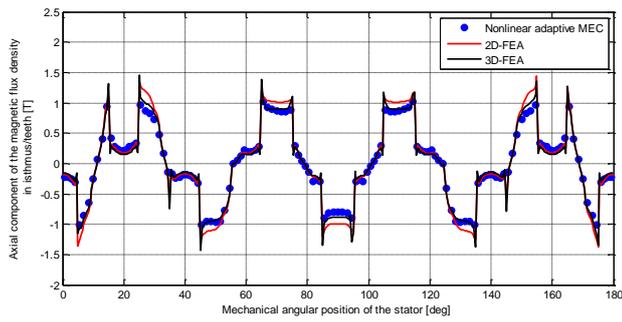
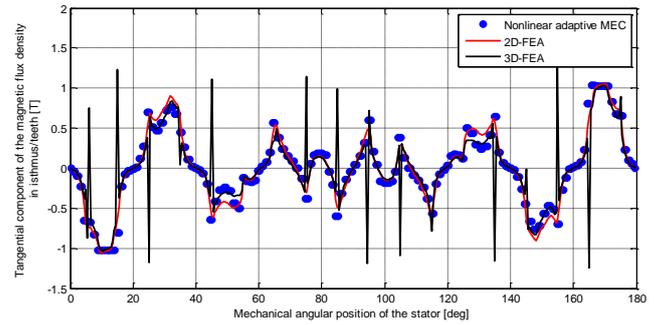


Figure IV.16 : Induction magnétique dans la zone encoches/dents : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

IV. Modélisation semi-analytique de la machine avec les Circuits Équivalents Magnétiques

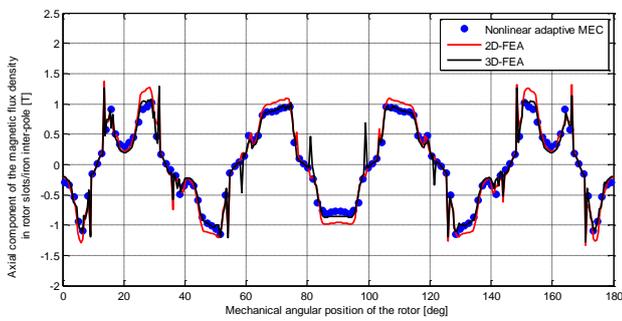


(a)

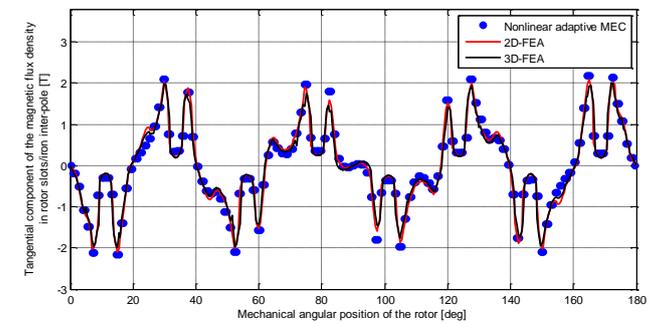


(b)

Figure IV.17 : Induction magnétique dans la zone isthmes/dents : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

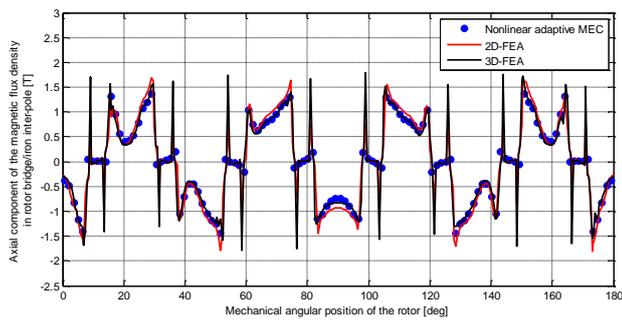


(a)

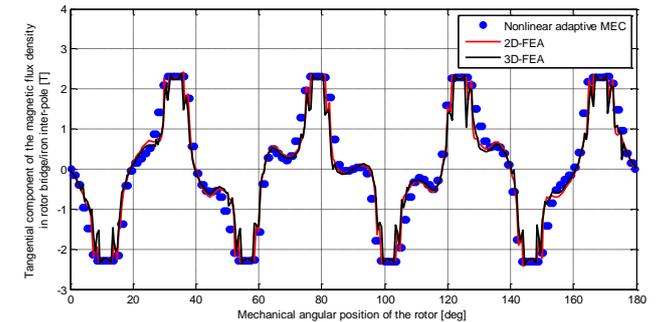


(b)

Figure IV.18 : Induction magnétique dans la zone encoches /fer rotorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.



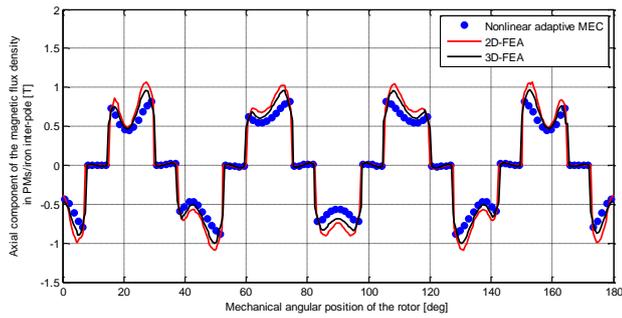
(a)



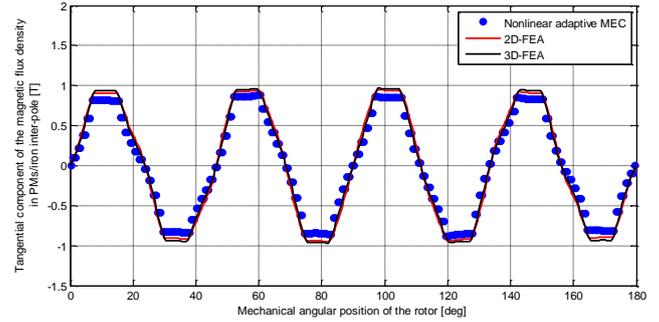
(b)

Figure IV.19 : Induction magnétique dans la zone bridges /fer rotorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

IV. Modélisation semi-analytique de la machine avec les Circuits Équivalents Magnétiques

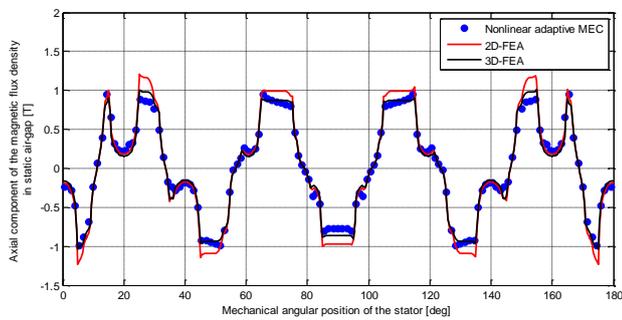


(a)

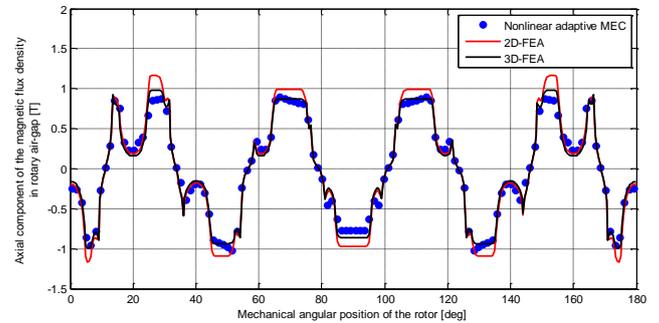


(b)

Figure IV.20 : Induction magnétique dans la zone APs /fer rotorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

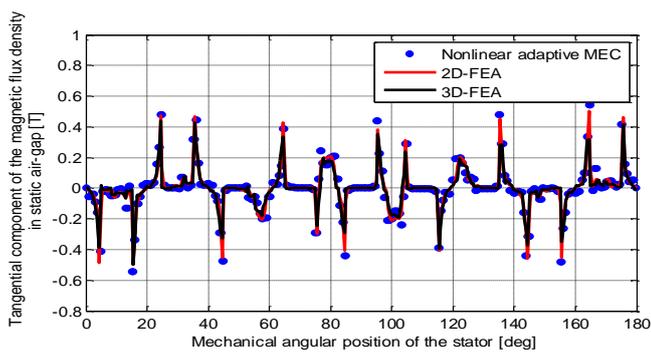


(a)

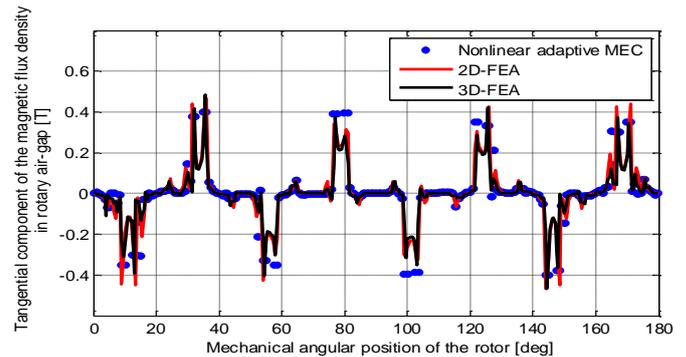


(b)

Figure IV.21 : Composante axiale de l'induction magnétique dans l'entrefer : (a) Statique, et (b) Rotatif.



(a)



(b)

Figure IV.22 : Composante tangentielle de l'induction magnétique dans l'entrefer : (a) Statique, et (b) Rotatif.

On remarque que les inductions magnétiques obtenues avec le CEM-3D correspondent aux EF-3D. Néanmoins, sur les résultats EF-3D, des pics d'origines numériques apparaissent.

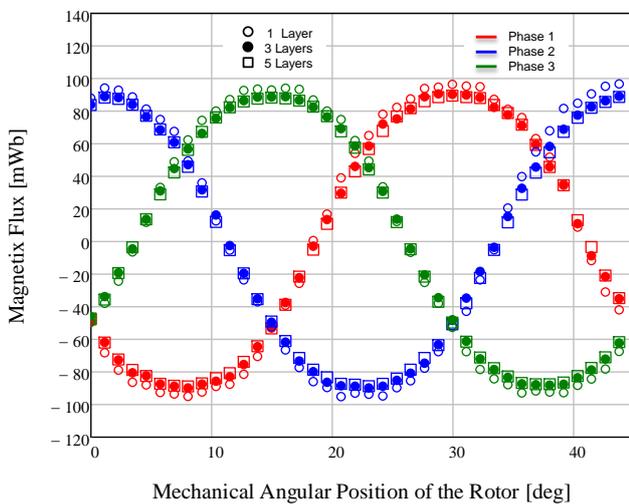
Il est à noter également qu'il existe des différences avec EF-2D, qui ne tient pas compte de la saturation dans le sens de la profondeur de la machine (axe-Z en EF-2D, sens radial en EF-3D).

Tableau IV.4 : Comparaison des temps de calcul pour la validation des inductions.

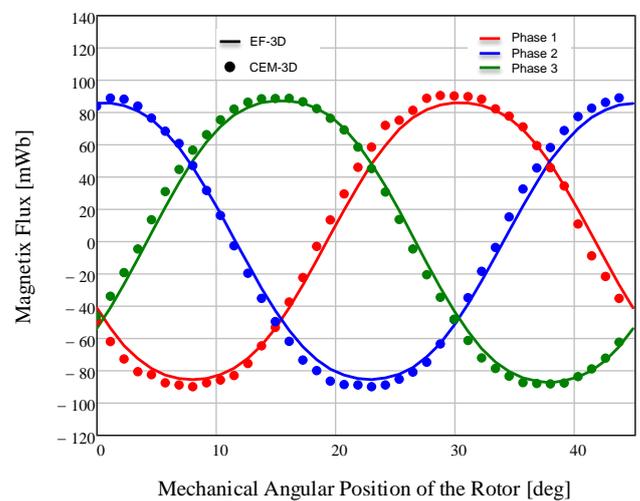
Caractéristique de la machine de calcul	EF-3D		CEM quasi-3D	
	Nombre de nœuds	Temps de calcul (1 pas)	Nombre de réductances	Temps de calcul (1 pas)
HP Z800 Intel(R) Xeon(R) CPU @ 2.40 GHz (2 processeurs) RAM 16 Go 64 bits	2 800 650	2 h 20 min	6070	2 min

IV.3.6.3.2. Grandeurs intégrales

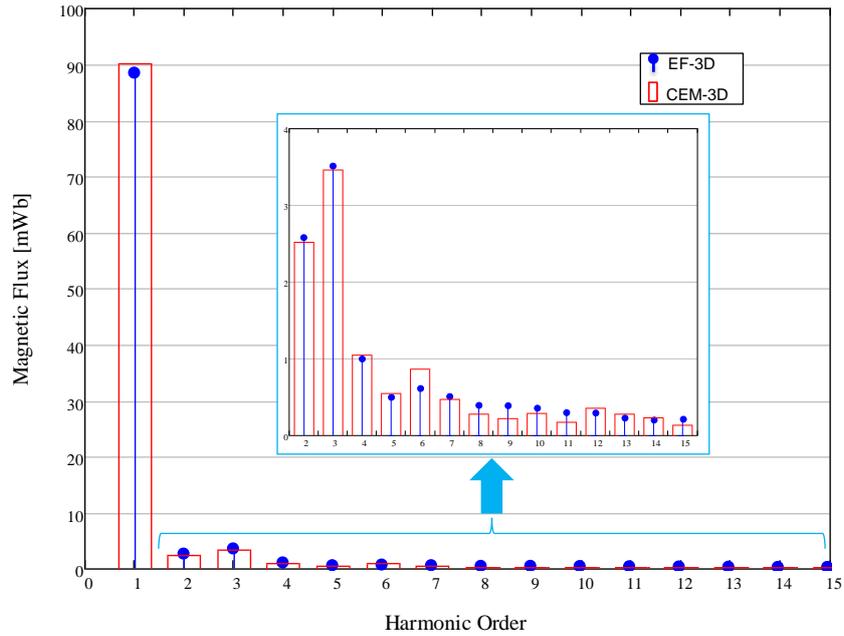
L'étude de l'influence du nombre de couches radiales a été effectuée (voir Figure IV.23-a). Le choix de trois couches radiales constitue un bon compromis entre le temps de calcul et la précision. Les résultats de comparaison sont présentés à Figure IV.23 et Tableau IV.5.



(a)



(b)



(c)

Figure IV.23 : Flux magnétiques de phase : (a) influence des couches radiales, (b) comparaison des flux de phase et (c) comparaison des fondamentales du flux de phase.

Tableau IV.5 : Comparaison des temps de calcul et des résultats.

Caractéristique de l'ordinateur de calcul	EF-3D		CEM quasi-3D (3 couches)		
	Temps de calcul (1 période)	Valeur du fondamental	Temps de calcul (1 période)	Valeur du fondamental	Erreur au fondamental
HP Z800 Intel(R) Xeon(R) CPU @ 2.40 GHz (2 processeurs) RAM 16 Go 64 bits	4 jours	88.5 mWb	4.5h	90.1 mWb	2 %

IV.3.6.4. Simulations en charge

IV.3.6.4.1. Grandeurs locales

Le courant imposé est égal à 240 A_{rms}. L'état de saturation de la machine (au niveau du stator essentiellement) pour cette valeur de courant appliquée est présenté à la Figure IV.24. Ainsi, nous pouvons nous apercevoir que pour quasiment 50% du stator (dents et culasse), l'induction magnétique est supérieure à 1.8 T. Ainsi, une augmentation du courant ne permettrait pas d'augmenter d'une manière significative le couple électromagnétique de la machine.

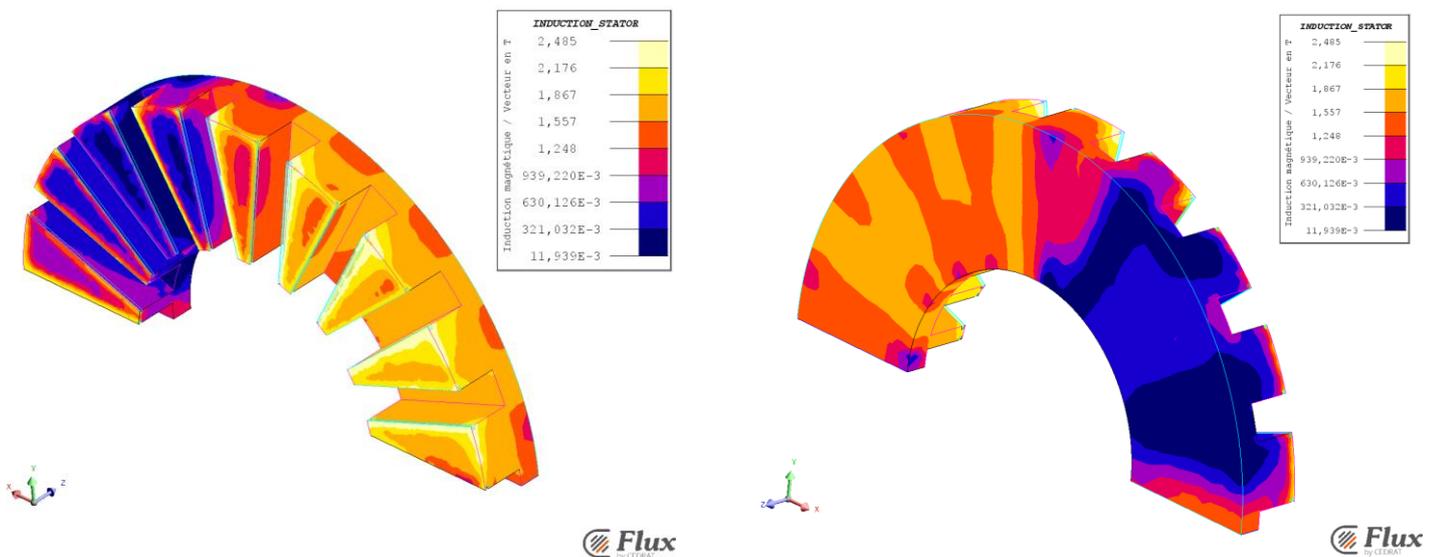
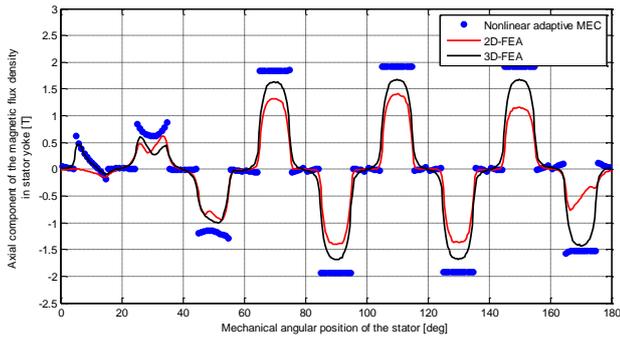


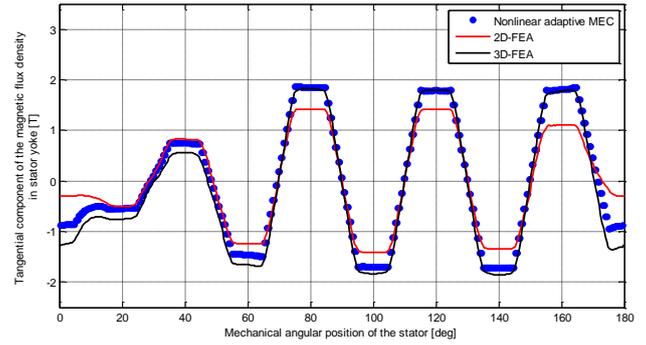
Figure IV.24 : Etat de saturation du stator pour un courant de 240 A_{rms}.

Les comparaisons des inductions magnétiques sur les différents chemins de validation sont représentées sur les figures suivantes :

IV. Modélisation semi-analytique de la machine avec les Circuits Équivalents Magnétiques

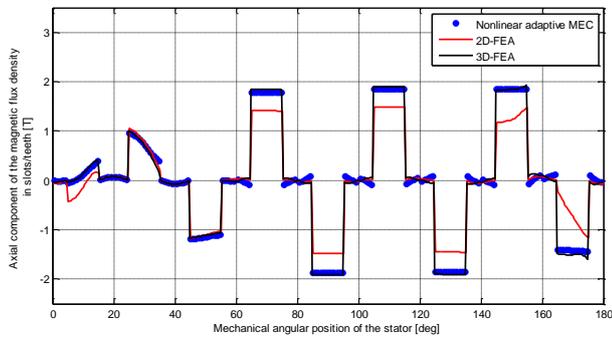


(a)

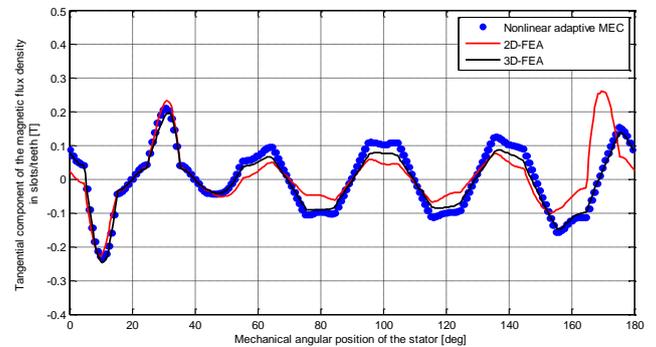


(b)

Figure IV.25 : Induction magnétique dans la culasse statorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

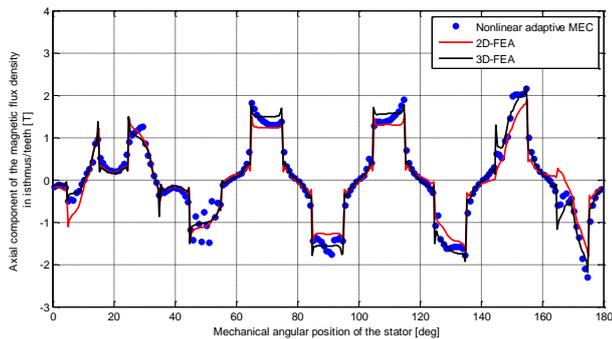


(a)

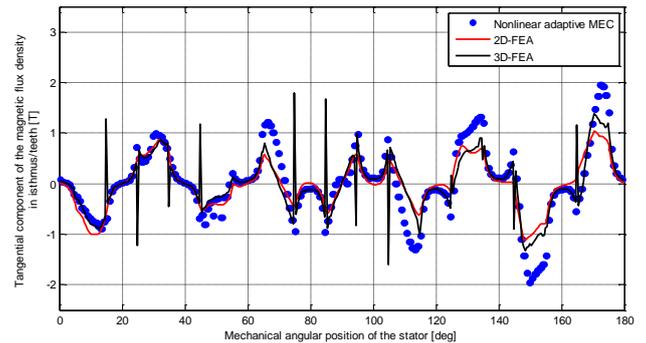


(b)

Figure IV.26 : Induction magnétique dans la zone encoches/dents : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

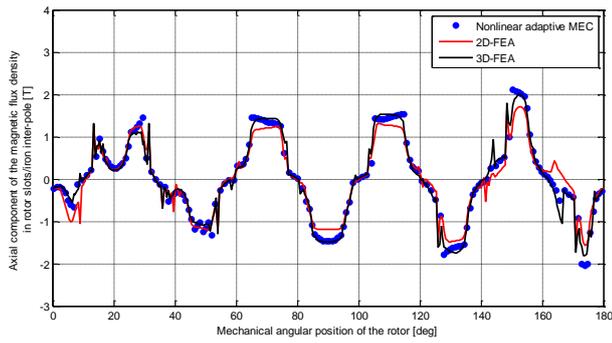


(a)

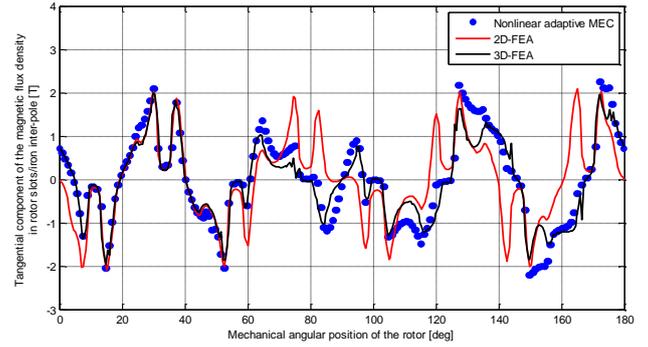


(b)

Figure IV.27 : Induction magnétique dans la zone isthmes/dents : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

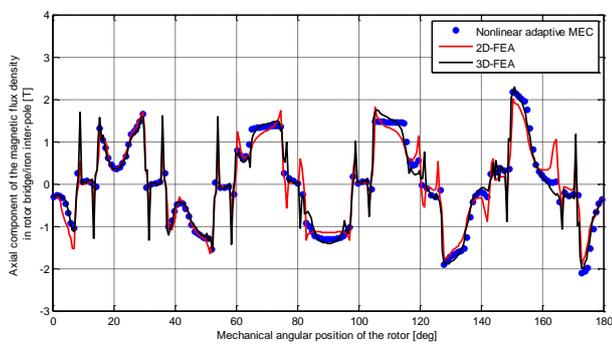


(a)

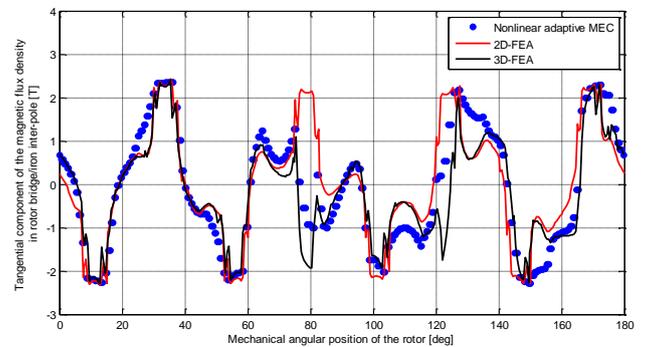


(b)

Figure IV.28 : Induction magnétique dans la zone encoches /fer rotorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

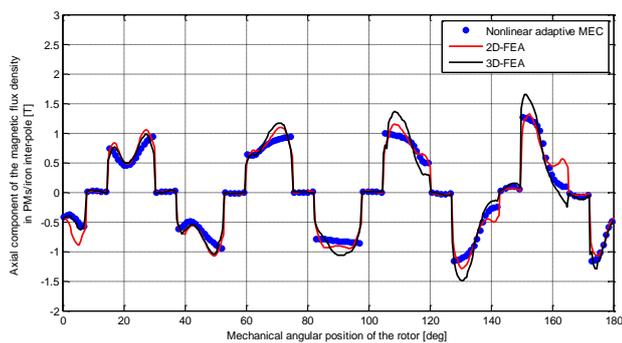


(a)

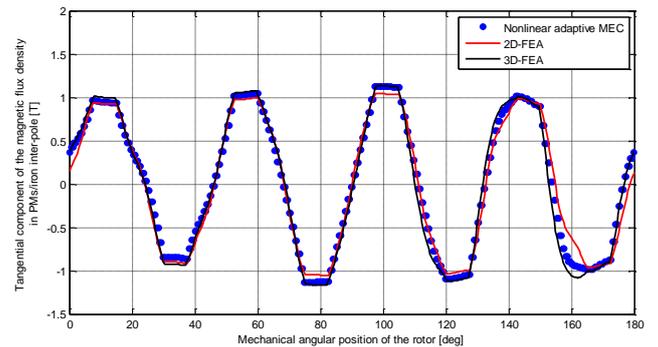


(b)

Figure IV.29 : Induction magnétique dans la zone bridges /fer rotorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

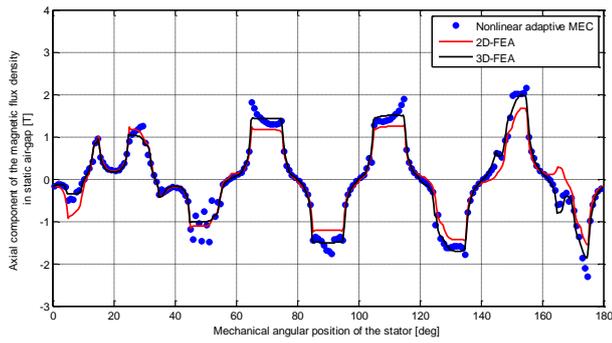


(a)

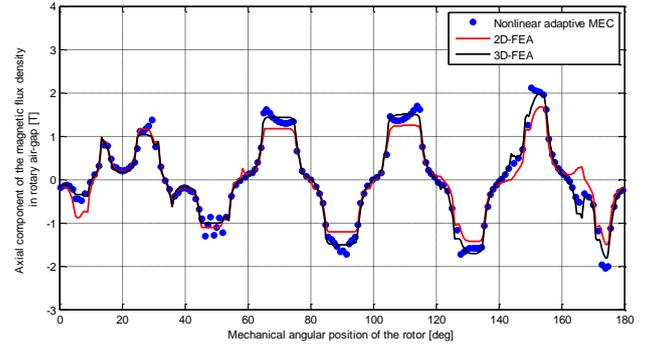


(b)

Figure IV.30 : Induction magnétique dans la zone APs /fer rotorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

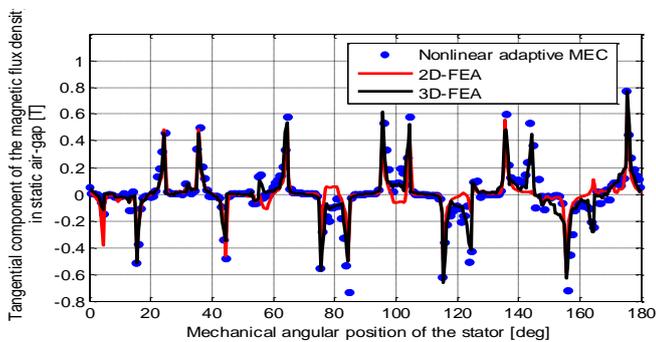


(a)

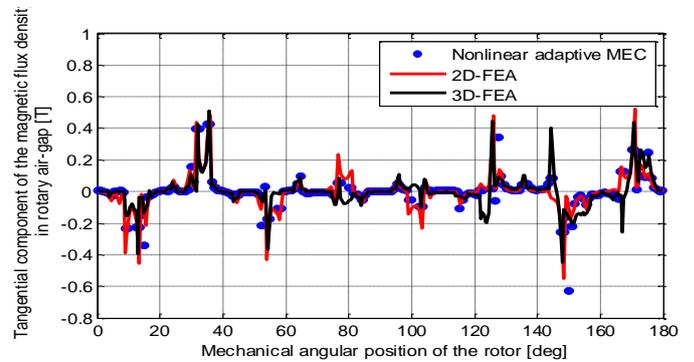


(b)

Figure IV.31 : Composante axiale de l'induction magnétique dans l'entrefer : (a) Statique, et (b) Rotatif.



(a)



(b)

Figure IV.32 : Composante tangentielle de l'induction magnétique dans l'entrefer : (a) Statique, et (b) Rotatif.

On remarque que les inductions magnétiques obtenues avec le CEM-3D correspondent aux EF-3D. Néanmoins, sur les résultats EF-3D, des pics d'origines numériques apparaissent.

La différence entre les résultats EF-2D et EF-3D sont plus visibles pour un fonctionnement en charge.

Une étude de sensibilité à la discrétisation du CEM sera présentée ultérieurement dans ce chapitre.

IV.3.6.4.2. Grandeurs intégrales

Pour la machine 18/16, le point de fonctionnement considéré pour la comparaison des grandeurs intégrales est 240 Arms @ 1000 rpm. Afin d'obtenir le couple maximal pour ce point de fonctionnement, une simulation à rotor bloqué a été effectuée afin de déterminer la position du rotor par rapport au stator Θ_{rs0} permettant d'obtenir le couple électromagnétique maximal. Le couple à rotor bloqué obtenu avec les EF-3D ainsi que le CEM quasi-3D pour une seule couche radiale est présenté en Figure IV.33. Ainsi, le couple électromagnétique sera maximal pour $\Theta_{rs0} = -17.3$ deg. Il est à noter que l'écart entre les deux modèles est dû principalement au nombre de couches radiales considérées dans le modèle CEM quasi-3D. L'influence du nombre de couches radiales sera étudiée dans ce chapitre.

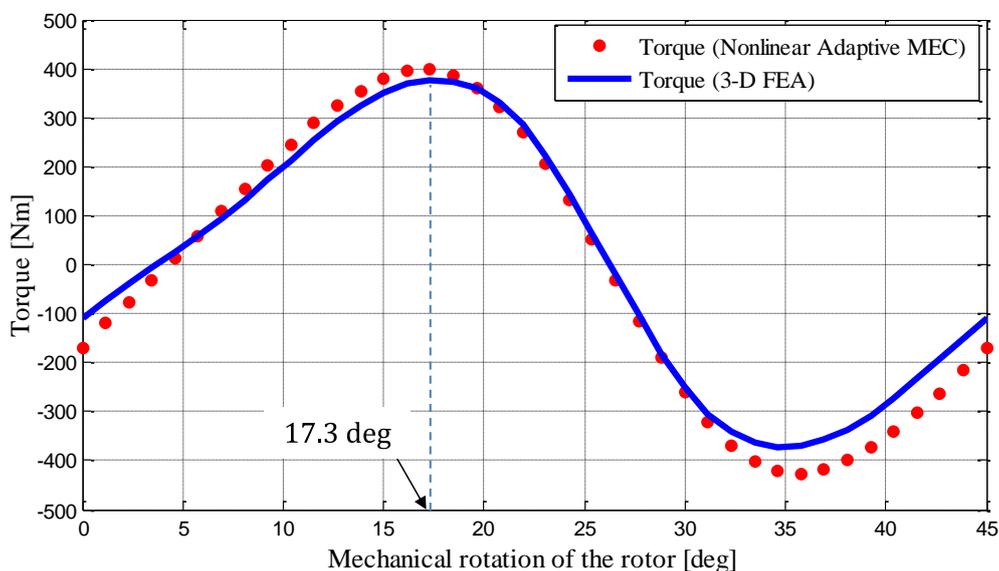


Figure IV.33 : Couple statique à rotor bloqué.

La machine a été simulée pour une position initiale du stator par rapport au rotor $\Theta_{rs0} = -17.3$ deg. Les flux magnétiques ainsi que le couple électromagnétique sont présentés respectivement en Figure IV.34 et Figure IV.35. Différents nombres de couches radiales ont été considérés. On peut facilement conclure que l'augmentation du nombre de couches radiales améliore la précision, et que le modèle CEM quasi-3D permet d'estimer avec précision les performances électromagnétiques de la machine. Toutefois, le temps de calcul du modèle CEM est proportionnel au nombre de couches radiales. La comparaison des résultats et des temps de calcul est reportée sur Tableau IV.6. Pour la discrétisation choisie, le temps de calcul a été divisé par 20 par rapport au calcul EF-3D.

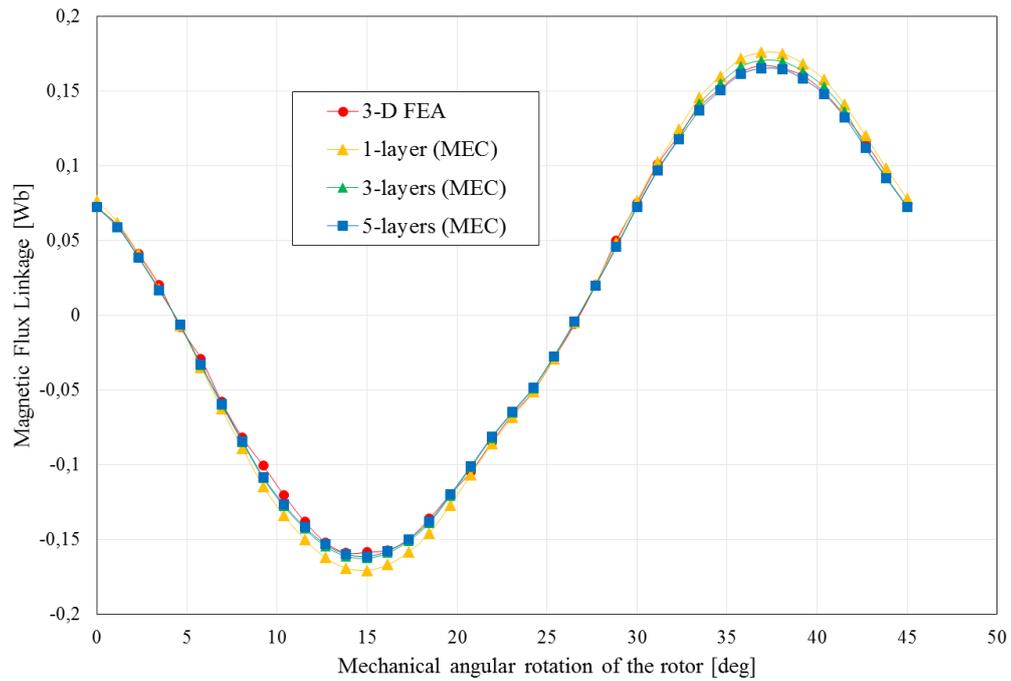


Figure IV.34 : Flux de phase pour le point 240 Arms @ 1000 rpm et $\theta_{rs0} = -17.3$ deg.

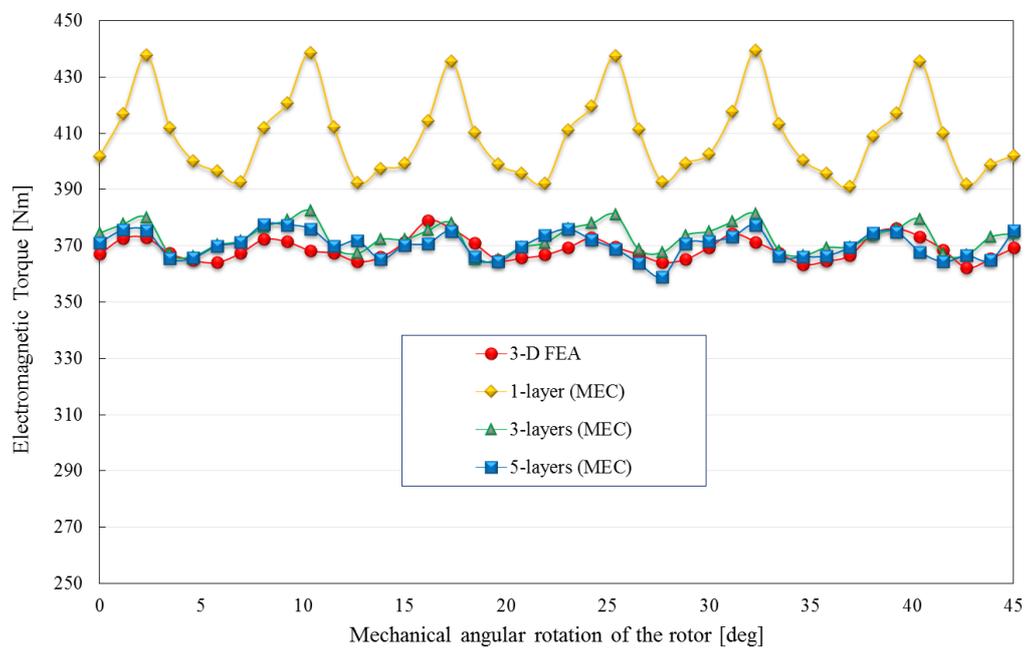


Figure IV.35 : Couple électromagnétique pour le point 240 Arms @ 1000 rpm et $\theta_{rs0} = -17.3$ deg.

Tableau IV.6 : Comparaison des couples moyens pour différentes couches radiales pour le point de fonctionnement $240 A_{rms}$ @ 1000 rpm et $\theta_{rs0} = -17.3$ deg.

EF-3D		CEM quasi-3D								
Temps	Couple moyen	1 couche radiale			3 couches radiales			5 couches radiales		
		Temps	Couple moyen	Ecart	Temps	Couple moyen	Ecart	Temps	Couple moyen	Ecart
4 jours	370 Nm	1.5h	409 Nm	11 %	4.5h	373 Nm	0.8 %	7.5h	371 Nm	0.3 %

Pour l'estimation des pertes fer, le point du CdC $240 A_{rms}$ @ 1800 rpm et $\varphi = -40$ deg a été considéré. L'angle φ correspond au déphasage entre le courant et la FEM. Ainsi, la position initiale du rotor doit être égale à $\theta_{rs0} = -15.3$ deg. L'influence du nombre de couches radiales sur le couple électromagnétique moyen et les pertes fer totales est présentée aux Tableau IV.7 et Tableau IV.8. Il est à noter que dans le cas des machines à flux axial, le calcul des pertes fer, en considérant des tôles magnétiques feuilletées (i.e., enroulées), n'a pas été intégré dans le logiciel Flux3D.

 Tableau IV.7 : Comparaison des couples moyens pour différentes couches radiales pour le point de fonctionnement $240 A_{rms}$ @ 1800 rpm et $\varphi = -40$ deg.

EF-3D	CEM quasi-3D					
Couple moyen	1 couche radiale		3 couches radiales		5 couches radiales	
	Couple moyen	Ecart	Couple moyen	Ecart	Couple moyen	Ecart
314 Nm	323 Nm	3 %	313 Nm	0.3 %	313 Nm	0.3 %

 Tableau IV.8 : Pertes fer et Joule en fonction du nombre de couches radiales pour le point de fonctionnement $240 A_{rms}$ @ 1800 rpm et $\varphi = -40$ deg.

1 couche radiale			3 couches radiales			5 couches radiales		
Pertes fer (modèle 1)	Pertes fer (modèle 2)	Pertes Joule	Pertes fer (modèle 1)	Pertes fer (modèle 2)	Pertes Joule	Pertes fer (modèle 1)	Pertes fer (modèle 2)	Pertes Joule
123 W	120 W	8353 W	112 W	132 W	8353 W	111 W	131 W	8353 W

Une cartographie du rendement (voir Figure IV.36) sur la plage de fonctionnement de la machine a été réalisée en prenant en compte uniquement les pertes fer dans les tôles ferromagnétiques (voir Figure IV.37) et les pertes Joule (voir Figure IV.38). Pour chaque point de fonctionnement, une seule couche radiale a été considérée. Le calcul des pertes dans les APs n'a pas été intégré dans le calcul du rendement. En effet, le calcul des pertes dans les APs nécessite une discrétisation élevée des APs, ce qui implique d'augmenter le nombre de couches radiales de la machine, augmentant ainsi notablement le temps de calcul. Toutefois, une cartographie du rendement en prenant en compte les différentes pertes, y compris les pertes dans les APs, a été réalisée pour une machine 24-encoches/16-pôles (voir Annexe 4). Les caractéristiques des points de fonctionnement (courant, vitesse et angle de défluxage) permettant de générer la cartographie de la machine sur toute la plage de fonctionnement sont décrites dans Tableau IV.9 et Tableau IV.10. Les angles utilisés correspondent au déphasage entre le courant et la FEM, communément appelé angle de défluxage.

Tableau IV.9 : Valeurs des courants efficaces pour les différents points de fonctionnement considérés pour la génération de la cartographie.

Vitesse [rpm]	680	1360	1840	2320	3030	3750	4460	5170	5890	6600
Courants [A _{rms}]	24	24	21	17	39	63	79	91	101	108
	48	48	42	35	47	67	82	93	102	109
	72	72	63	52	58	74	87	97	105	111
	96	96	84	70	71	82	93	102	109	115
	120	120	105	88	85	92	101	108	114	119
	144	144	126	108	101	104	110	115	121	125
	168	168	148	128	118	118	121	125	128	132
	192	192	171	152	138	134	135	136	138	134
	216	216	199	180	162	154	151	151	151	151
	240	240	240	239	212	198	189	184	180	177

Tableau IV.10 : Valeurs des angles de défluxage pour les différents points de fonctionnement considérés pour la génération de la cartographie.

Vitesse [rpm]	680	1360	1840	2320	3030	3750	4460	5170	5890	6600
Angles [deg]	-0.4	-0.4	-0.4	-0.3	-70.6	-80.4	-83.7	-85.3	-86.3	-86.9
	-0.9	-0.9	-0.8	-0.6	-56.4	-71.8	-77.7	-80.8	-82.6	-83.9
	-1.3	-1.3	-1.2	-5	-47.7	-64.8	-72.4	-76.6	-79.2	-81
	-1.7	-1.7	-1.5	-9.6	-42.8	-59.5	-68	-72.9	-76.1	-78.3
	-2.2	-2.2	-1.9	-13.9	-40.5	-55.7	-64.4	-69.8	-73.3	-75.9
	-2.6	-2.6	-2.3	-18.1	-39.8	-53.4	-61.8	-67.2	-71.1	-73.7
	-3	-3	-6.1	-22.7	-40.4	-52.2	-60	-65.3	-69.2	-72
	-3.4	-3.4	-13.6	-27.6	-42.1	-52.1	-59	-64.2	-67.8	-70
	-3.9	-3.9	-21.6	-33.7	-45.1	-53.4	-59.4	-63.9	-67.2	-70
-4.3	-4.3	-38	-47	-54	-59.2	-63.3	-66.5	-69.1	-71.1	

Les points de fonctionnement permettant de maximiser le couple électromagnétique en respectant les contraintes de courant et tension maximaux (dernière ligne du tableau) ont été calculés en utilisant les équations analytiques utilisées pour le contrôle optimal (voir Annexe 2). Les autres points de fonctionnement ont été obtenus en utilisant un processus itératif permettant de respecter les contraintes de courant et de tension. Les courants efficaces et les angles de défluxage obtenus ne sont pas optimaux. Un critère sur la réduction des pertes Joule pourrait être ajouté afin d'améliorer les caractéristiques des points de fonctionnement obtenus.

Les valeurs du couple électromagnétique obtenues pour chaque point de fonctionnement, dont les caractéristiques (courant et angle) sont décrites respectivement dans les Tableau IV.9 et Tableau IV.10, sont reportées dans le Tableau IV.11.

Tableau IV.11 : Valeurs des couples électromagnétiques pour les différents points de fonctionnement considérés pour la génération de la cartographie.

Vitesse [rpm]	680	1360	1840	2320	3030	3750	4460	5170	5890	6600
Couple [Nm]	34	34	30	25	16	10	6	3	2	1
	72	72	64	50	33	24	18	13	10	9
	108	108	95	76	56	43	33	26	21	17
	145	145	128	102	74	57	46	38	30	25
	181	181	159	124	92	71	58	48	40	35
	224	224	190	152	108	84	69	57	49	42
	260	260	227	174	125	98	79	66	57	50
	305	305	253	194	145	111	90	76	64	55
	341	341	283	216	160	126	100	84	72	63
378	378	320	248	185	150	132	113	104	89	

Les cartographies du rendement, des pertes Joule et des pertes fer sont est présentées respectivement sur les Figure IV.36, Figure IV.37 et Figure IV.38.

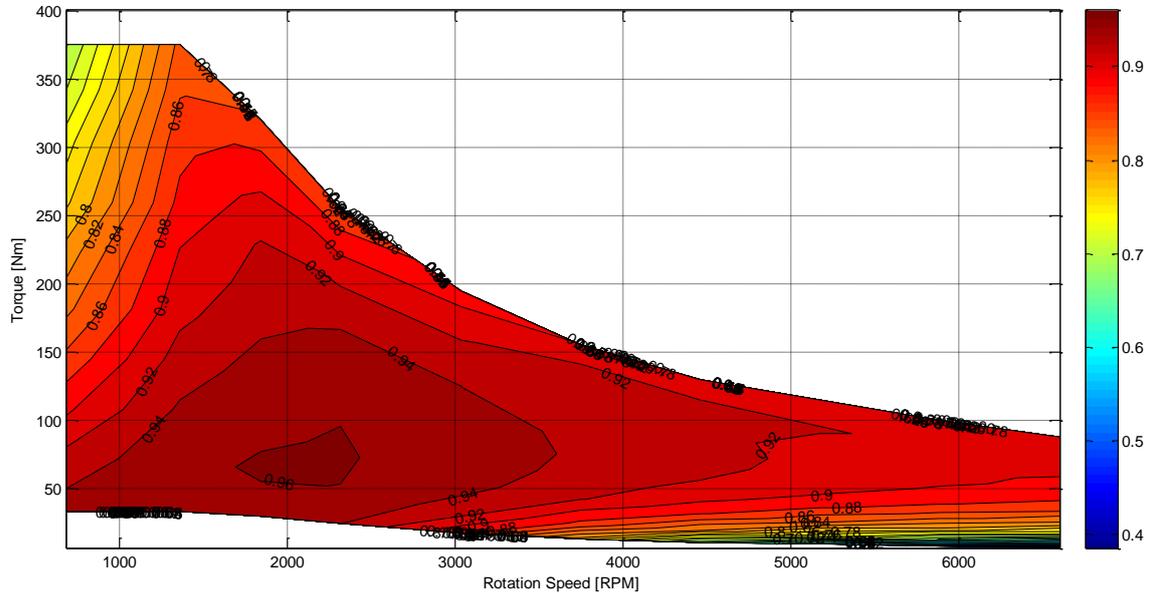


Figure IV.36 : Cartographie de rendement de la machine sur la plage de fonctionnement.

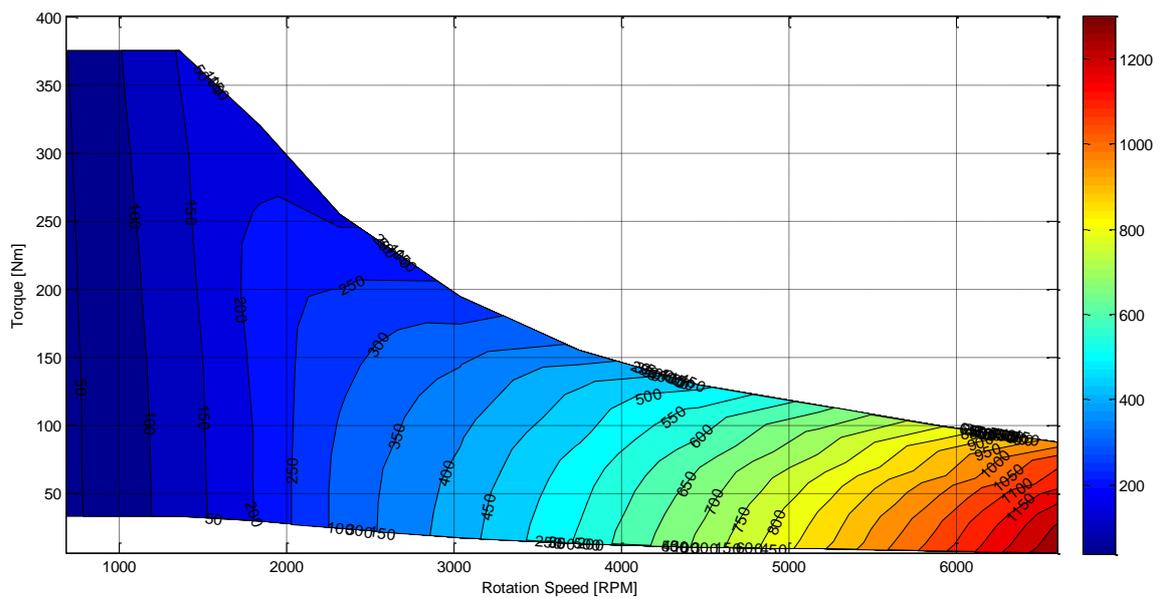


Figure IV.37 : Cartographie des pertes fer de la machine sur la plage de fonctionnement.

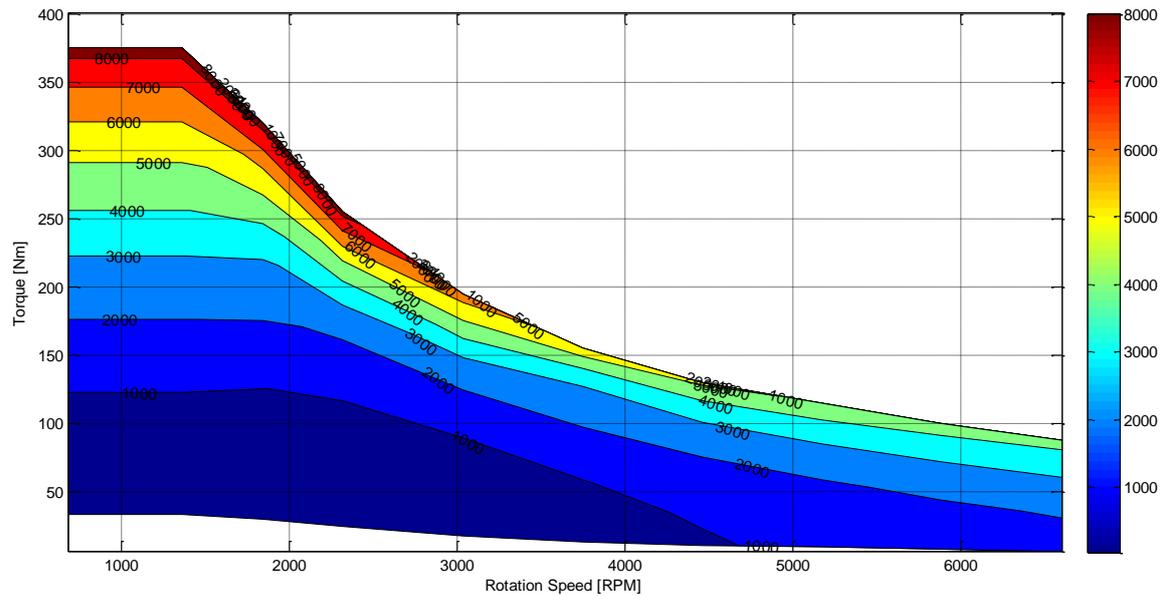


Figure IV.38 : Cartographie des pertes Joule de la machine sur la plage de fonctionnement.

À partir de la Figure IV.36, nous pouvons conclure que la zone de meilleurs rendements est comprise dans la plage de vitesse [1800rpm – 2300rpm] pour un couple compris entre 50 Nm et 80 Nm. Le rendement est alors supérieur à 96%. Comme le montre les Figure IV.37 et Figure IV.38, les pertes Joule sont plus importantes pour les points de fonctionnement à fort couple et faible vitesse à cause des courants élevés imposés, alors que les pertes fer le sont pour les points de fonctionnement à vitesses élevées. Le rapport entre les pertes Joule et les pertes fer peut atteindre un ratio de 80 pour les vitesses inférieures à 2000rpm, alors que ce rapport est compris entre 2 et 4 pour les vitesses supérieures à 6000rpm. Dans la zone de meilleurs rendements, ce rapport est compris entre 1 et 3.

Ainsi, les pertes Joule pour cette machine semble être relativement élevées, ce qui nécessite un refroidissement efficace afin de ne pas détériorer le bobinage des stators. Le type de refroidissement choisi pour notre machine est de type eau/glycol. L'étude thermique n'a pas été effectuée au cours de cette thèse.

Sur la Figure IV.39, nous pouvons distinguer les trois modes de fonctionnement de la machine sur sa plage de vitesses, en respectant les contraintes de tension de courant. Ceci a été décrit dans le chapitre précédent et dans l'Annexe 2.

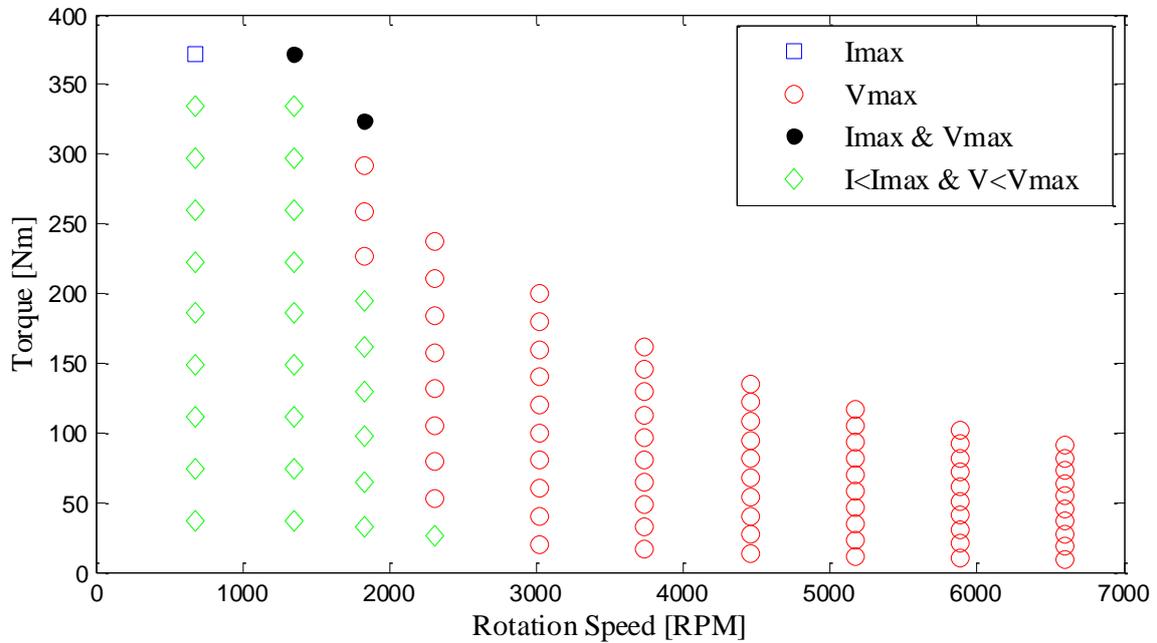


Figure IV.39 : Modes de fonctionnement de la machine.

IV.3.6.5. Sensibilité des résultats à la discrétisation du CEM

L'étude de la sensibilité des résultats à la discrétisation du CEM a été effectuée pour un fonctionnement en charge. Les courbes seront tracées pour les zones suivantes :

- Zone des encoches/dents ;
- Zone des bridges/fer inter-polaire ;
- Zone des APs/fer inter-polaire ;
- Zone d'entrefer.

Le point de fonctionnement considéré est $240 A_{rms}$ @ 1800 rpm et $\varphi = -40 \text{ deg}$.

IV.3.6.5.1. Faible discrétisation (axiale et tangentielle)

La discrétisation de la machine considérée est la suivante :

- Discrétisation tangentielle des zones statiques : [1 2 6 2 1] ;
- Discrétisation axiale des zones statiques : [1 1 1] ;
- Discrétisation tangentielle des zones rotatives : [4 1 1 1 4] ;
- Discrétisation axiale des zones rotatives : [1 1 1] ;
- Discrétisation axiale de l'entrefer : 3.

Le temps de calcul pour une seule position est de 20 secondes. La taille de la matrice réluctances totale est de $[3333 \times 3333]$, et celle de la matrice de connexion totale est de $[784 \times 3333]$.

Les comparaisons des inductions magnétiques sur les différents chemins de validation sont représentées sur les figures suivantes :

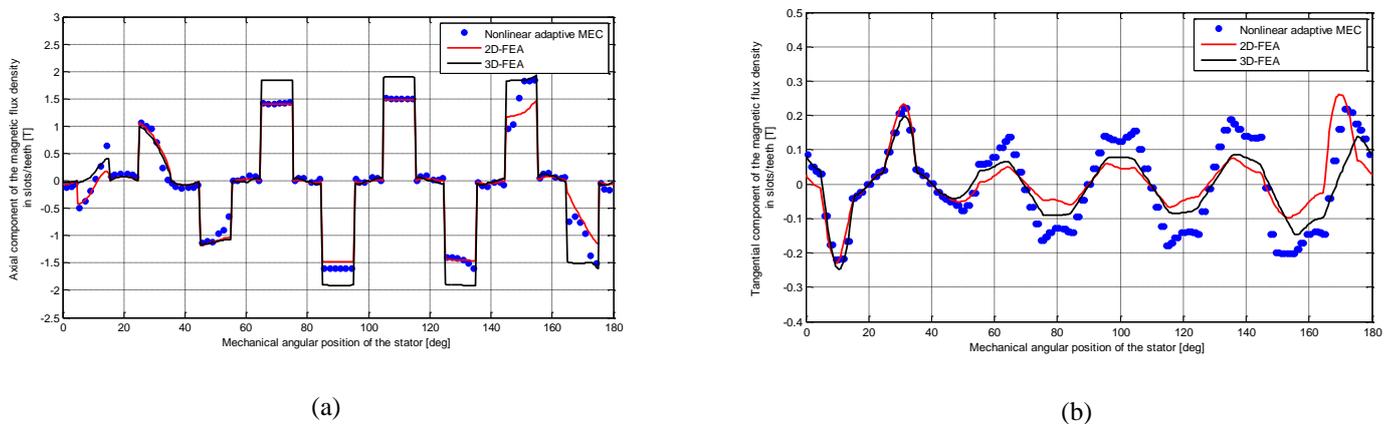
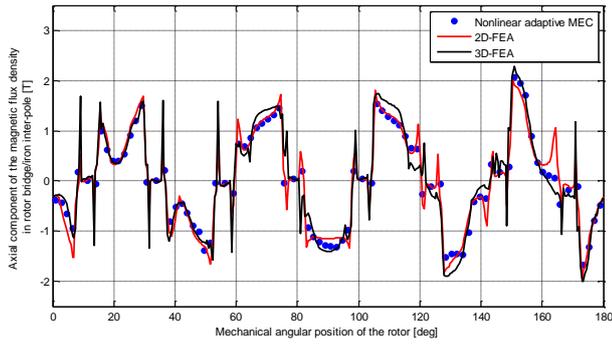
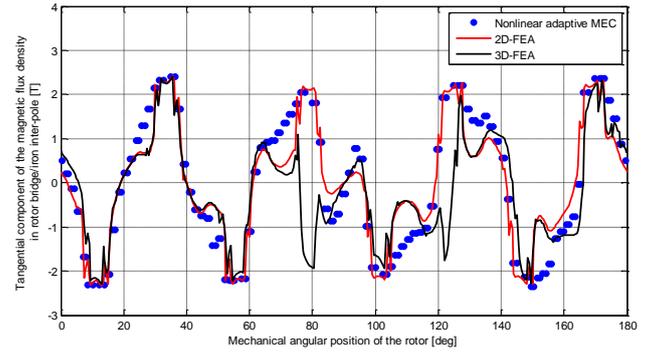


Figure IV.40 : Induction magnétique dans la zone encoches/dents : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

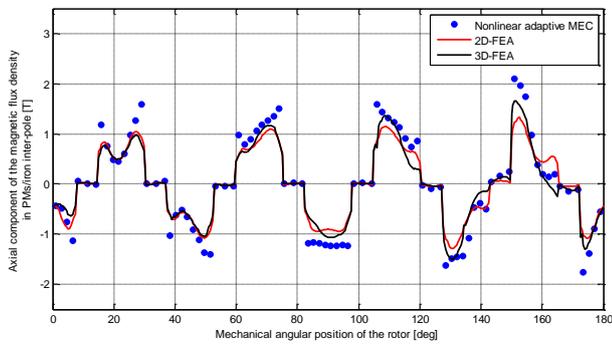


(a)

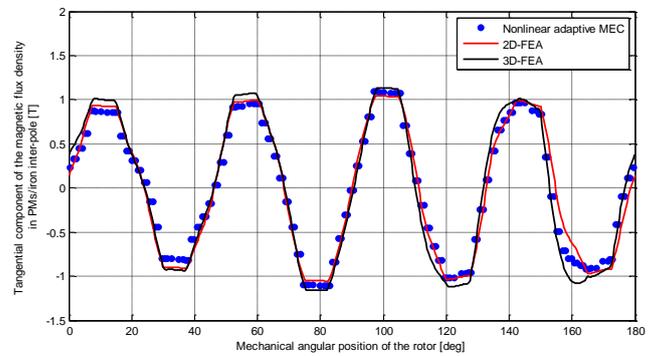


(b)

Figure IV.41 : Induction magnétique dans la zone bridges /fer rotorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

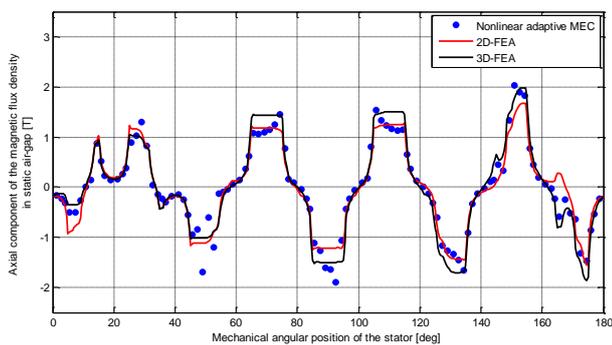


(a)

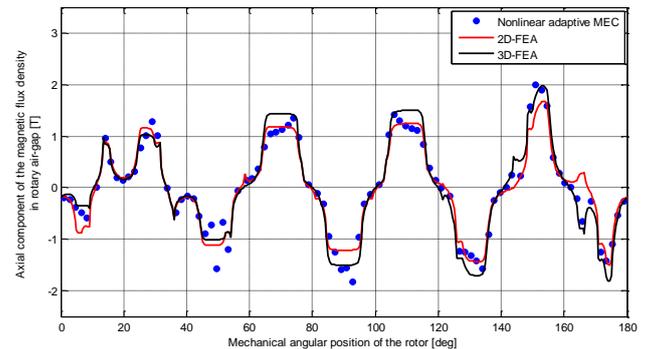


(b)

Figure IV.42 : Induction magnétique dans la zone APs /fer rotorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.



(a)



(b)

Figure IV.43 : Composante axiale de l'induction magnétique dans l'entrefer : (a) Statique, et (b) Rotatif.

On peut noter que les inductions magnétiques obtenues en considérant cette discrétisation sont très proche de ceux obtenus à partir des EF 2D/3D. Le temps de calcul est considérablement réduit.

Concernant les grandeurs intégrales, une seule couche radiale a été considérée. Le temps de calcul pour une seule période électrique est d'environ 13 minutes. Le couple électromagnétique moyen obtenu est de 263 Nm (16 % inférieur au couple obtenu avec EF-3D), alors que les pertes fer sont de 90 W.

IV.3.6.5.2. Faible discrétisation axiale et forte discrétisation tangentielle

La discrétisation de la machine considérée est comme suit :

- Discrétisation tangentielle des zones statiques : [2 3 11 3 2] ;
- Discrétisation axiale des zones statiques : [1 1 1] ;
- Discrétisation tangentielle des zones rotatives : [9 1 1 1 9] ;
- Discrétisation axiale des zones rotatives : [1 1 1] ;
- Discrétisation axiale de l'entrefer : 3.

L'étude de la machine en considérant cette discrétisation a déjà été présentée dans la section précédente. Rappelons que pour une seule couche radiale considérée, le temps de calcul pour une seule période électrique est d'environ 1h30min. Le couple électromagnétique moyen obtenu est de 323 Nm (2.8 % supérieur au couple obtenu avec EF-3D), alors que les pertes fer sont de 123 W.

IV.3.6.5.3. Forte discrétisation axiale et faible discrétisation tangentielle

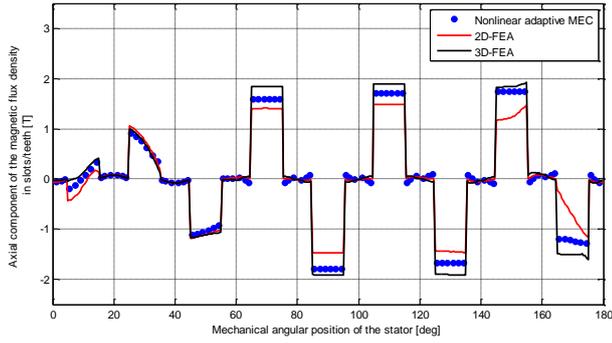
La discrétisation de la machine considérée est comme suit :

- Discrétisation tangentielle des zones statiques : [1 2 6 2 1] ;
- Discrétisation axiale des zones statiques : [5 7 3] ;
- Discrétisation tangentielle des zones rotatives : [4 1 1 1 4] ;
- Discrétisation axiale des zones rotatives : [3 3 5] ;
- Discrétisation axiale de l'entrefer : 3.

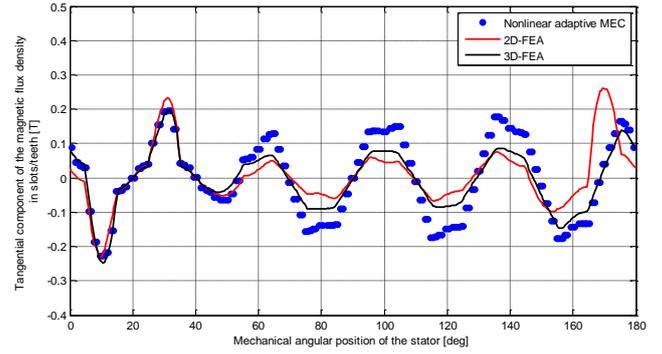
Le temps de calcul pour une seule position est de 746 secondes. La taille de la matrice réluctances totale est de [11333 × 11333], et celle de la matrice de connexion totale est de [2784 × 11333].

Les comparaisons des inductions magnétiques sur les différents chemins de validation sont représentées sur les figures suivantes :

IV. Modélisation semi-analytique de la machine avec les Circuits Équivalents Magnétiques

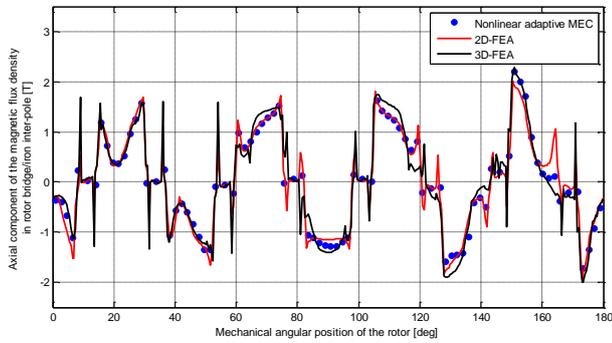


(a)

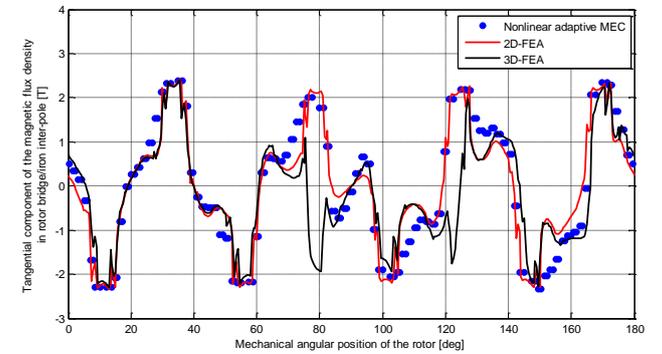


(b)

Figure IV.44 : Induction magnétique dans la zone encoches/dents : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

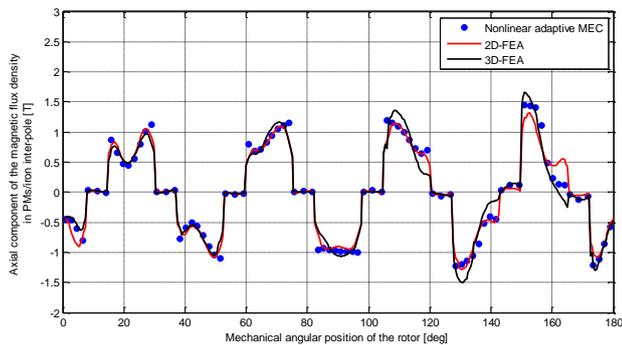


(a)

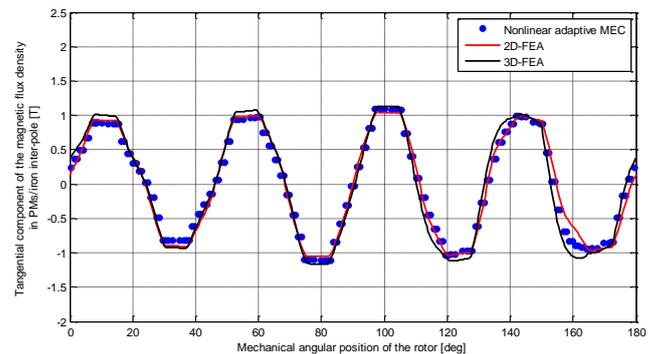


(b)

Figure IV.45 : Induction magnétique dans la zone bridges /fer rotorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.



(a)



(b)

Figure IV.46 : Induction magnétique dans la zone APs /fer rotorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

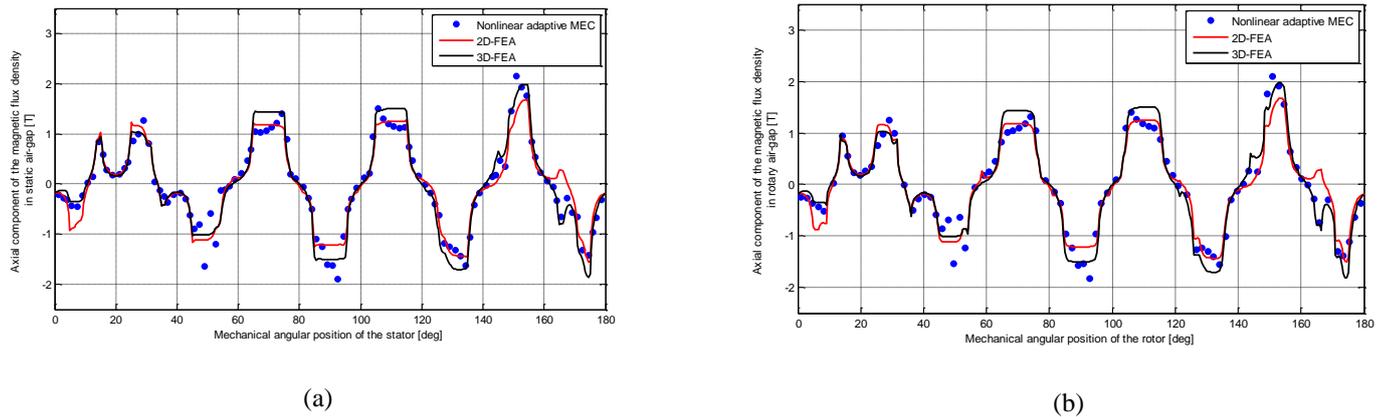


Figure IV.47 : Composante axiale de l'induction magnétique dans l'entrefer : (a) Statique, et (b) Rotatif.

La précision des résultats des inductions magnétiques a été améliorée par rapport aux cas précédents. Néanmoins, comparativement au temps de calcul, cette précision reste insuffisante.

En considérant une seule couche radiale de la machine, le couple électromagnétique moyen obtenu est de 271 Nm (9.9 % inférieur au couple obtenu avec EF-3D), alors que les pertes fer sont de 70 W.

IV.3.6.5.4. Forte discrétisation axiale et forte discrétisation tangentielle

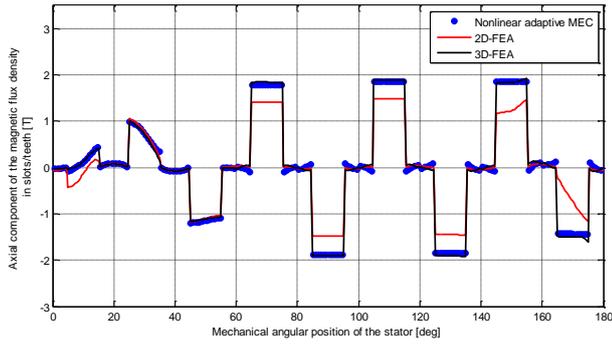
La discrétisation de la machine considérée est comme suit :

- Discrétisation tangentielle des zones statiques : [2 3 11 3 2] ;
- Discrétisation axiale des zones statiques : [5 7 3] ;
- Discrétisation tangentielle des zones rotatives : [9 1 1 1 9] ;
- Discrétisation axiale des zones rotatives : [3 3 5] ;
- Discrétisation axiale de l'entrefer : 3.

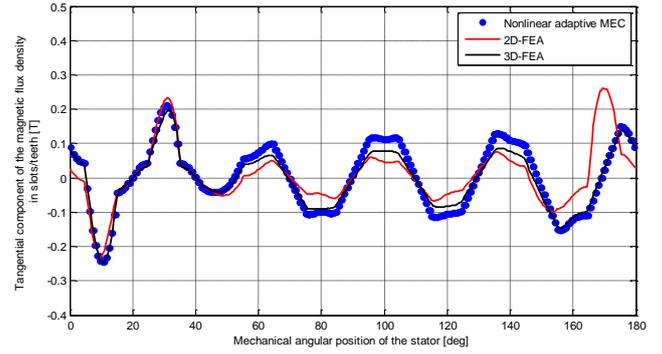
Le temps de calcul pour une seule position est de 5276 secondes. La taille de la matrice réluctances totale est de $[20518 \times 20518]$, et celle de la matrice de connexion totale est de $[5040 \times 20518]$.

Les comparaisons des inductions magnétiques sur les différents chemins de validation sont représentées sur les figures suivantes :

IV. Modélisation semi-analytique de la machine avec les Circuits Équivalents Magnétiques

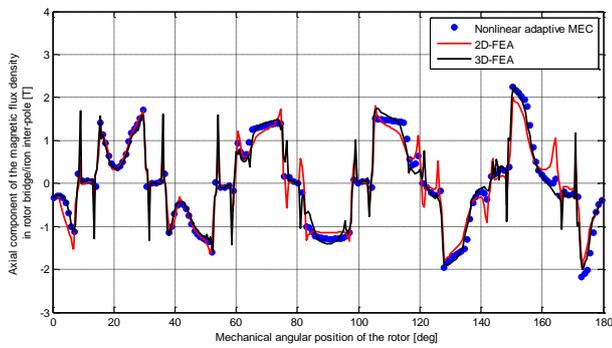


(a)

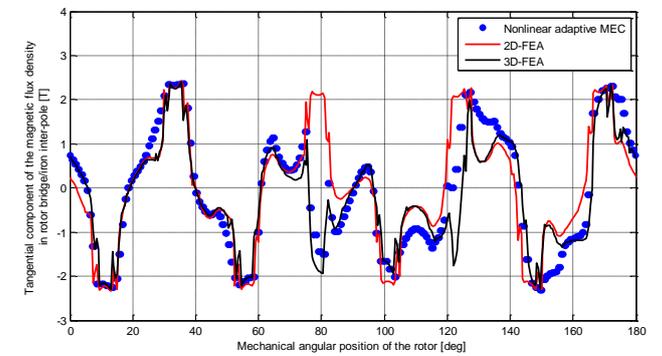


(b)

Figure IV.48 : Induction magnétique dans la zone encoches/dents : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

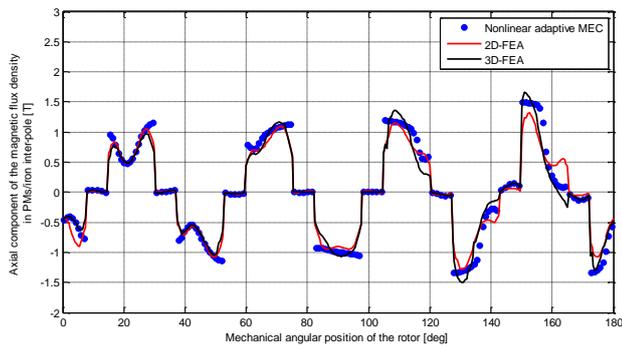


(a)

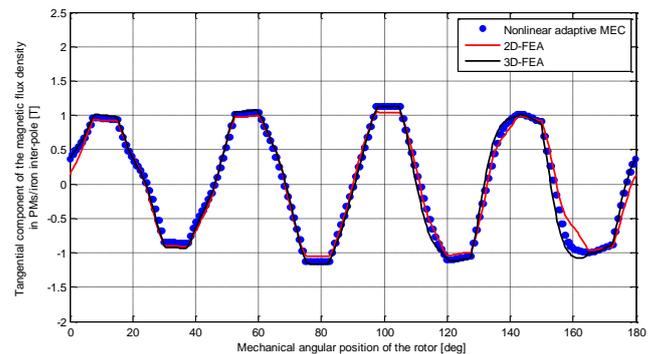


(b)

Figure IV.49 : Induction magnétique dans la zone bridges /fer rotorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.



(a)



(b)

Figure IV.50 : Induction magnétique dans la zone APs /fer rotorique : (a) Composante axiale, et (b) Composante tangentielle.

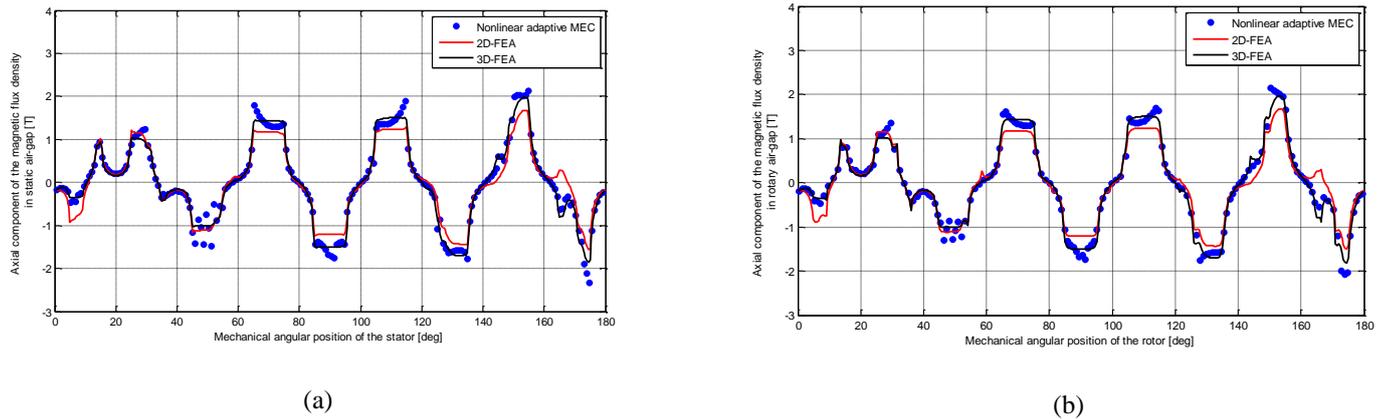


Figure IV.51 : Composante axiale de l'induction magnétique dans l'entrefer : (a) Statique, et (b) Rotatif.

La précision des résultats des inductions magnétiques a été nettement améliorée par rapport aux cas précédents. Néanmoins, le temps de calcul est très important.

En considérant une seule couche radiale a été considérée, le couple électromagnétique moyen obtenu est de 330 Nm (5 % supérieur au couple obtenu avec EF-3D), et les pertes fer sont de 140 W.

Les résultats obtenus pour les différentes discrétisations sont résumés au Tableau IV.12.

Tableau IV.12 : Comparaison des résultats obtenus pour différentes discrétisations de la machine.

Faible discrétisation (axiale et tangentielle)			Faible discrétisation axiale et forte discrétisation tangentielle			Forte discrétisation axiale et faible discrétisation tangentielle			Forte discrétisation (axiale et tangentielle)		
Temps (1 pas)	Couple	Pertes fer	Temps (1 pas)	Couple	Pertes fer	Temps (1 pas)	Couple	Pertes fer	Temps (1 pas)	Couple	Pertes fer
20 sec.	263 Nm	90 W	130 sec.	323 Nm	123 W	746 sec.	271 Nm	70 W	5276 sec.	330 Nm	140 W

Cette analyse de la sensibilité des résultats à la discrétisation de la machine permettent d'obtenir les conclusions suivantes :

- La discrétisation tangentielle est plus importante que la discrétisation axiale. En effet, le flux magnétique possède plus de possibilités pour circuler entre le rotor et le stator ;
- La discrétisation axiale permet d'affiner la forme des inductions magnétiques ainsi que la modélisation des différentes fuites dans les encoches.

IV.4. Conclusion

Au cours de ce chapitre, un modèle CEM quasi-3D non-linéaire a été développé pour la modélisation électromagnétique de notre machine. Le modèle permet de calculer les grandeurs locales telles que les inductions magnétiques, ainsi que les grandeurs intégrales telles que le flux magnétiques, la FEM, le couple électromagnétique et les différentes pertes. Comparativement aux EF-3D, le modèle permet d'estimer avec précision ces différentes grandeurs avec un temps de calcul réduit. La discrétisation de la machine est adaptative et peut être choisie par l'utilisateur du modèle. Une autre machine avec un nombre d'encoches différent (24-encoches) et des dimensions géométriques différentes a été modélisée en utilisant le MEC afin de valider l'aspect générique du modèle proposé. Les résultats sont présentés en Annexe. Il est à noter également que cette méthode peut également être appliquée à une machine à flux-radial ou une machine linéaire.

Une étude de sensibilité a été effectuée, et nous avons abouti aux conclusions suivantes :

- La discrétisation tangentielle est plus importante que la discrétisation axiale. En effet, le flux magnétique possède plus de possibilités pour circuler entre le rotor et le stator ;
- La discrétisation axiale permet d'affiner la forme des inductions magnétiques ainsi que la modélisation des différentes fuites dans les encoches.

La détermination d'une discrétisation générique permettant d'obtenir des résultats corrects sera une tâche en perspective. À l'état d'avancement actuel du modèle, l'utilisateur doit choisir une discrétisation en suivant les directives suivantes :

- Privilégier la discrétisation tangentielle des dents au stator et l'espace inter-aimants au rotor ;
- Veiller à obtenir une discrétisation tangentielle équivalente entre le stator et le rotor.

Références

- [87] Y-P. Yang, Y-P. Luh, C-H. Cheung, J-P. Wang, and S-W. Wu, "Multi-objective optimal design and current waveforms control of axial-flux brushless DC wheel motors for electric vehicles", in *Proc. IEEE ISIE*, Rio de Janeiro, Brazil, June 09-11, 2003.
- [88] Y. Kano, K. Tonogi, T. Kosaka, and N. Matsui, "Optimization of Axial-Flux PM Machines for Improved Torque Density by Simple Non-Linear Magnetic Analysis," in *Proc. IEMDC*, Antalya, Turkey, May 03-05, 2007.
- [89] Y. Kano, T. Kosaka, and N. Matsui, "A Simple Nonlinear Magnetic Analysis for Axial-Flux Permanent-Magnet Machines," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 57, no. 6, pp. 2124-2133, June 2010.
- [90] S. A. Saied, K. Abbaszadeh, and M. Fadaie, "Reduced Order Model of Developed Magnetic Equivalent Circuit in Electrical Machine Modeling," *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 46, no. 7, pp. 2649-2655, July 2010.
- [91] O. Maloberti, C. Marchand, Y. Choua, D. Condamin, L. Kobilansky, and E. Bomme, "Multi-Physical QuasiStatic Modelling of an Axial Flux Permanent Magnet Machine," in *Proc. ICEM*, Rome, Italy, Sept. 06-08, 2010.
- [92] M. H. Hassan, G. Krebs, and C. Marchand, "A simplified time stepping nonlinear mesh based reluctance network for machine design," in *Proc. IEMDC*, Chicago, Illinois (USA), May 12-15, 2013.
- [93] M. H. Hassan, G. Krebs, G. Remy, and C. Marchand, "Embedded multilevel optimization for nonlinear time-stepping mesh-based reluctance network," in *Proc. COMPUMAG*, Budapest, Hungary, 30 June-04 July, 2013.
- [94] F. Dubas, R. Benlamine, S-A. Randi, D. Lhotellier, and C. Espanet, "Modeling of an Axial-Flux Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine for Automotive Application: Nonlinear Adaptive Magnetic Equivalent Circuit – Part I", *IEEE Trans. on Magn.*, in review.
- [95] A. Marrocco, "Analyse numérique de problèmes d'électrotechnique," *Ann. Sc. Math.*, vol 1, No 2, pp 271-296, Québec, 1977.
- [96] F. Hecht, A. Marrocco, F. Piriou, and A. Razek, "Modélisation de systèmes électrotechniques par couplage des équations électriques et magnétiques," *Rev. Phys. Appl.*, pp 649-659, 1990.
- [97] F. Dubas, "Conception d'un moteur rapide à aimants permanents pour l'entraînement de compresseurs de piles à combustibles," *Thèse de doctorat*, Université de Franche-Comté, Décembre 2006.
- [98] A. Delale, L. Albert, L. Gerbaud, and F. Wurtz, "Automatic Generation of Sizing Models for the Optimization of Electromagnetic Devices Using Reluctance Networks," *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 40, no. 2, March 2004.
- [99] R. Benlamine, F. Dubas, S-A. Randi, D. Lhotellier, and C. Espanet, "Modeling of an Axial-Flux Interior PMs Machine Using Magnetic Equivalent Circuit", *ICEMS 2015*, in review.
- [100] R. Benlamine, F. Dubas, C. Espanet, and S-A. Randi, "Modeling of an Axial-Flux Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine for Automotive Application: Nonlinear Adaptive Magnetic Equivalent Circuit – Part II", *IEEE Trans. on Magn.*, in review.
- [101] G. Bertotti, "General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials," *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 24, no. 1, Jan. 1988.
- [102] C. Espanet, "Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée : Application au moteur-roue," *Thèse de doctorat*, Université de Franche-Comté, Janvier 1999.
- [103] C. Mi, G. Slemon, and R. Bonert, "Modeling of Iron Losses of Permanent-Magnet Synchronous Motors," *IEEE Trans. on Ind. App.*, vol. 39, no. 3, May/Jun. 2003.
- [104] Y. Amara, J. Wang, and D. Howe, "Stator Iron Loss of Tubular Permanent-Magnet Machines," *IEEE Trans. on Ind. App.*, vol. 41, no. 4, July/Aug. 2005.

V. Conclusion générale

V. Conclusion générale

Le contexte actuel sociétal, environnemental en Europe a incité les constructeurs automobiles à électrifier leurs véhicules. Afin de réduire le coût, encore élevé, de ces véhicules, différentes solutions technologiques doivent être mises en œuvre afin de réduire les coûts des organes des chaînes de traction/propulsion électriques, notamment les batteries et les machines électriques.

L'objectif principal de cette thèse était d'étudier une machine électrique pouvant satisfaire des contraintes sévères en termes de performances et d'encombrement pour une application dans un VEH. Une forte densité de couple devait être obtenue avec un rendement élevé sur une large plage de vitesse, ce qui impacterait le dimensionnement des autres organes, en réduisant leurs masses et coûts.

Dans un premier temps, un état de l'art sur les machines électriques existant dans la littérature, ainsi que dans les applications industrielles a été effectué afin de choisir celle qui correspond le mieux à notre application. Ainsi, au terme de cette étude, la machine à flux axial à aimants permanents enterrés à double-stator/simple rotor, à bobinage concentrique a été choisie, et cela pour les avantages qu'elle présente :

- Densité de couple élevée, comparativement aux machines conventionnelles ;
- Rendement élevé sur une large zone de fonctionnement ;
- Meilleure tenue mécanique des APs et pertes par courants de Foucault réduites ;
- Meilleure capacité de défluxage ;
- Bobinage avec un taux de remplissage élevé, de courtes têtes de bobines, et un procédé de fabrication automatisable.

Dans le chapitre suivant, une modélisation analytique de la machine électrique choisie a été effectuée en considérant des hypothèses simplificatrices. Par la suite, un couplage avec un outil d'optimisation basé sur les algorithmes génétiques a été réalisé en considérant des contraintes d'optimisation respectant le cahier des charges fixé initialement. Les fonctions objectives considérées pour l'optimisation multiobjective sont la densité de couple et la masse des aimants permanents. Une modélisation numérique avec les éléments finis 3D a été effectuée afin de réajuster les paramètres géométriques et électriques de la machine obtenue avec l'optimisation.

En raison de l'évolution du cahier des charges des performances et des contraintes géométriques, plusieurs modifications ont été apportées à la structure du stator (avec et sans becs de dents), du rotor (avec et sans encoches), ainsi que le bobinage des deux stators, afin d'aboutir à une structure finale. Dans ce chapitre, les pertes par courant de Foucault dans les aimants permanents ont été étudiées pour différents points de fonctionnement. Un modèle hybride basé sur les différences finies 3D a été

développé à cet effet. Le temps de calcul a été nettement réduit comparativement aux EF-3D, tout en assurant une bonne précision. Les pertes Joule supplémentaires dues à l'effet Field dans les conducteurs méplats utilisés ont été estimées en modélisant une machine à flux radial avec les EF-2D. Au terme de cette étude électromagnétique, la machine électrique a été réalisée. La densité de couple de la machine, bien qu'elle ne soit pas encore validée expérimentalement, est supérieure à 12 Nm/kg, pour des rendements supérieurs à 90% sur une large zone de fonctionnement.

Le dernier chapitre de ce manuscrit a été consacré à la modélisation semi-analytique de la machine. La nécessité de cette dernière a été confirmée aux cours des travaux précédents, où différentes modifications ont été apportées à la structure initiale de la machine. Ainsi, un modèle quasi-3D basé sur les circuits équivalents magnétiques a été proposé. Ce modèle est générique, avec une discrétisation adaptative imposée par l'utilisateur. De plus, l'effet de denture et de saturation dans les tôles ferromagnétiques est pris en compte dans le modèle. Les grandeurs locales, telles que les inductions magnétiques, ainsi que les grandeurs intégrales, telles que les flux magnétiques et le couple électromagnétique ont été calculées pour différents points de fonctionnement, et comparées aux résultats obtenus avec les éléments finis. Pour notre machine, le temps de calcul a été divisé par 20, comparativement aux EF-3D, avec un écart inférieur à 5%. Des cartographies des pertes et de rendement de la machine sur sa plage de fonctionnement ont été également présentées au cours de ce chapitre. Afin de démontrer la généricité du modèle par rapport aux dimensions géométriques et électriques, au nombre d'encoches et de pôles, une autre machine avec 24-encoches/16-pôles a été modélisée avec succès.

Par ailleurs, afin de valoriser les différents travaux réalisés au cours de cette thèse, un brevet a été déposé et plusieurs publications dans des conférences nationales et internationales, ainsi que dans des revues internationales ont été effectuées :

- **Conférences nationales avec comité de lecture :**

- S-A. Randi, R. Benlamine, F. Dubas, and C. Espanet, "Semi-Analytical Method Based on Reluctance Network for Synchronous Permanent Magnet Machines in EV and HEV Applications", *Magazine de Société des Ingénieurs de l'Automobile (SIA'13)*, Décembre 2013.
- R. Benlamine, "Calcul des Pertes par Courants de Foucault dans les APs pour des Machines Synchrones à Flux-Axial", *Journées JCGE'14, ISL*, Juin 2014.
- R. Benlamine, F. Dubas, S-A. Randi, D. Lhotellier, and C. Espanet, "Méthode de Calcul Rapide des Pertes par Courants de Foucault dans les Aimants Permanents", *Symposium de Génie Électrique (SGE'14)*, Cachan, Juillet 2014.

- **Conférences internationales avec comité de lecture :**

- R. Benlamine, F. Dubas, S-A. Randi, D. Lhotellier, and C. Espanet, "Design by Optimization of an Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor Using Genetic Algorithms", *IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS'13)*, Busan (Korea), October 2013.

- R. Benlamine, F. Dubas, S-A. Randi, D. Lhotellier, and C. Espanet, “ Calcul des Pertes par Courants de Foucault dans les APs en utilisant les Eléments/Différences Finis 3D”, *International Conference of Modeling and Simulation (ICMS'14)*, Khemis-Miliana, September 2014.
 - R. Benlamine, F. Dubas, S-A. Randi, D. Lhotellier, and C. Espanet, “Design of an Axial-Flux Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor for Automotive Application: Performance Comparison with Electric Motors used in EVs and HEVs”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'14)*, Coimbra, October 2014.
 - R. Benlamine, F. Dubas, S-A. Randi, D. Lhotellier, and C. Espanet, “Modeling of an Axial-Flux Interior PMs Machine for an Automotive Application Using Magnetic Equivalent Circuit”, *ICEMS 2015*, Pattaya (Thailand), October 2015.
- **Revue internationale avec comité de lecture :**
 - R. Benlamine, F. Dubas, S-A. Randi, D. Lhotellier, and C. Espanet, “3-D Numerical Hybrid Method for PM Eddy-current Losses Calculation: Application to Axial-Flux PMSMs”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 7, 8106110, July 2015.

Il est à noter que plusieurs perspectives, notamment concernant les aspects expérimentaux et la modélisation semi-analytique, peuvent être envisagées afin de compléter les travaux déjà réalisés. On peut citer les points suivants :

- Tester la machine (qui est en phase d'assemblage) pour différents points de fonctionnement afin de valider les différents modèles élaborés. Des résultats expérimentaux pourraient être présentés ultérieurement et intégrés dans le manuscrit final ;
- Réduire le nombre de réluctances en fusionnant celles ayant les même perméabilités et sections. Ceci permettra de réduire le temps de calcul du modèle ;
- Optimiser la discrétisation de la machine, permettant ainsi d'estimer correctement les performances de la machine en minimisant le temps de calcul, et cela pour les différentes structures de machines ;
- Automatiser le bobinage pour les différents types (i.e., concentrique ou réparti). Ceci permettra de considérer le type de bobinage comme une variable dans un processus d'optimisation ;
- Coupler le modèle CEM quasi-3D à un outil d'optimisation afin d'aboutir à la structure optimale pour les différentes contraintes considérées.

Annexes

A. Annexe I : Cahier des charges (CdC)

Au cours de ce projet, le cahier des charges (CdC) des spécifications s'est vu modifié et évolué. Ainsi, deux CdC ont été considérés durant les travaux de cette thèse.

A.1. Cahier des charges n°01

A.1.1. Spécifications géométriques

La machine doit être contenue dans un volume bien défini. Les dimensions des parties auxiliaires (i.e., la chambre de refroidissement, le carter et l'arbre de la machine) étant déjà fixés, les dimensions principales de la machine sont alors déduites. Elles sont reportées au Tableau A.1.

Tableau A.1 : Cahier des charges des dimensions géométriques.

Paramètres	Valeurs	Unités
Diamètre intérieur	117	[mm]
Diamètre extérieur	217	[mm]
Longueur axiale du moteur (entre les dos de chaque stator)	76	[mm]
Longueur axiale totale du moteur (avec parties auxiliaires)	102	[mm]

A.1.2. Spécifications électriques

La machine est alimentée par un onduleur dont la tension d'entrée continue est fournie par une batterie. Cette dernière possède une tension nominale de 345 Vdc et une tension maximale de 400 Vdc. L'onduleur est dimensionné pour fournir un courant maximal de 340 A.

A.1.3. Spécifications des performances

Les différents points critiques du CdC sont présentés sur Figure A.1. Le régime continu correspond à un fonctionnement pendant 60 minutes alors que le régime transitoire correspond à un fonctionnement pendant 30 secondes.

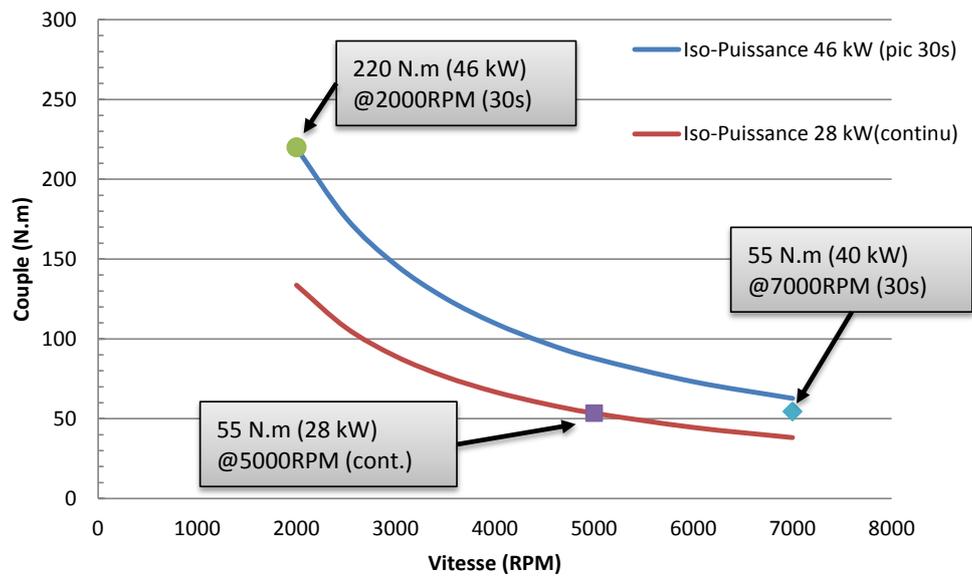


Figure A.1 : Cahier des charges des performances (CdC n°01).

A.2. Cahier des charges n°02

A.2.1. Spécifications géométriques

Les nouvelles spécifications géométriques sont reportées au Tableau A.2.

Tableau A.2 : Cahier des charges des dimensions géométriques.

Paramètres	Valeurs	Unités
Diamètre intérieur	120	[mm]
Diamètre extérieur	238	[mm]
Longueur axiale du moteur (entre les dos de chaque stator)	86	[mm]
Longueur axiale totale du moteur (avec parties auxiliaires)	112	[mm]

A.2.2. Spécifications électriques

Les spécifications électriques de l'onduleur sont identiques à celle du CdC n°01

A.2.3. Spécifications des performances

Les différents points critiques du CdC sont présentés sur Figure A.2.

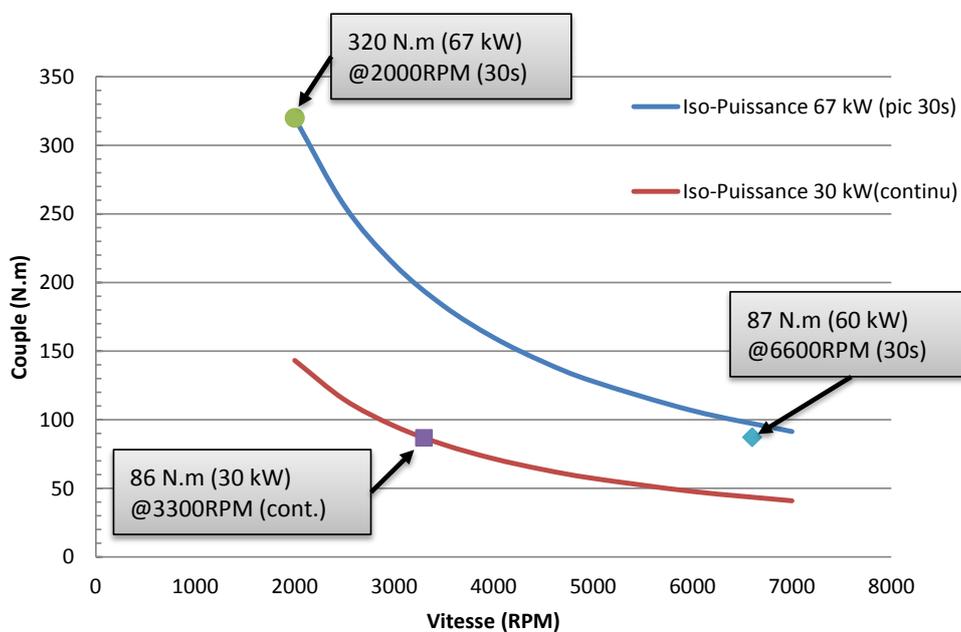


Figure A.2 : Cahier des charges des performances (CdC n°02).

B. Annexe II : Contrôle optimal

B.1. Introduction

Dans cette partie ; la démarche de calcul analytique de l'angle de défluxage des machines électriques est expliquée. Les contraintes imposées par l'électronique de puissance en termes de tension maximale et de courant maximal, impliquent le besoin de mise en place d'un contrôle optimal de la machine. L'identification des différents modes de fonctionnement permettant de maximiser le couple électromagnétique pour chaque vitesse de fonctionnement, nécessite la connaissance du courant à imposer et l'angle de défluxage (déphasage du courant par rapport à la force électromotrice). Ainsi, leurs expressions analytiques sont établies.

Nomenclature :

I_s : amplitude du courant (A)

I_{max} : courant maximal (A)

V_s : amplitude de la tension de phase (V)

V_{max} : tension de phase maximale (V)

C_{em} : couple électromagnétique (N.m)

Φ_m : amplitude du fondamental du flux des aimants (Wb)

Ψ : angle de défluxage

p : nombre de paires de pôles

ω : vitesse électrique (rad/s)

L_d : inductance d'axe-D (H)

L_q : inductance d'axe-Q (H)

i_d : courant d'axe-D (A)

i_q : courant d'axe-Q (A)

B.2. Contraintes de fonctionnement

Le fonctionnement d'une machine électrique peut être décrit selon 3 modes (voir Figure A.1) :

- Mode 1 : $I_s = I_{max}$ et $V_s < V_{max}$
- Mode 2 : $I_s = I_{max}$ et $V_s = V_{max}$
- Mode 3 : $I_s < I_{max}$ et $V_s = V_{max}$

L'étude a été effectuée pour une machine à pôles saillants. Dans notre cas, l'inductance d'axe-Q (L_q) est supérieure à celle d'axe-D (L_d). Le problème consiste à imposer un courant et un angle de défluxage afin d'obtenir le maximum de couple. Pour rendre la résolution analytique des équations possible, la résistance a été négligée (chutes de tension résistive faibles). Les inductances L_d et L_q sont considérées comme constantes pour chaque point de fonctionnement. Les expressions du couple et de la tension peuvent être décrites comme suit :

$$C_{em}(\psi) = \frac{3}{2}p(\Phi_m I_{max} \cos(\psi) + (L_d - L_q) I_{max}^2 \cos(\psi) \sin(\psi)) \quad (\text{B.1})$$

$$V_s^2 = (\omega \Phi_m + L_d \omega I_{max} \sin(\psi_1))^2 + (L_q \omega I_{max} \cos(\psi_1))^2 \quad (\text{B.2})$$

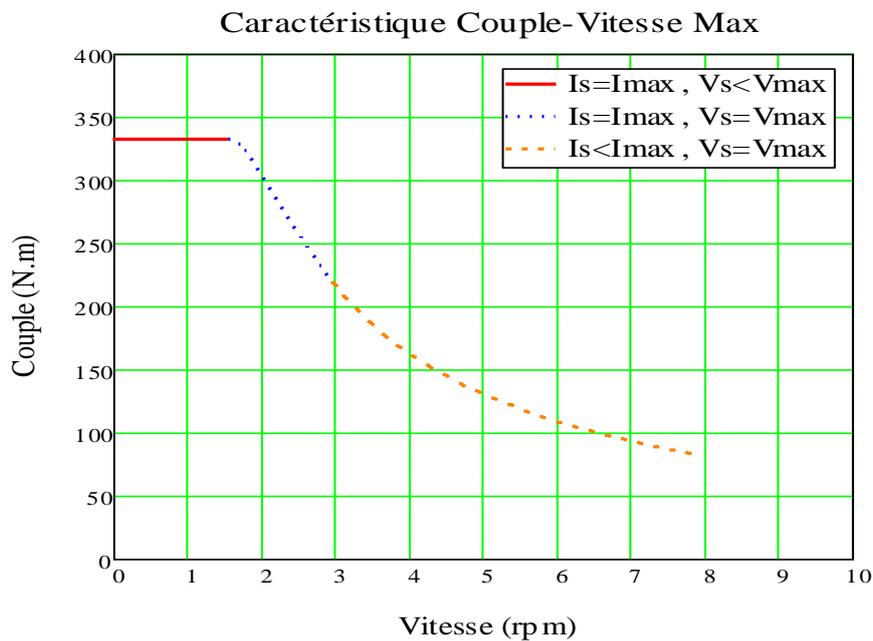


Figure B.1 : Différents modes de fonctionnement d'un moteur électrique.

B.3. Modes de fonctionnement de la machine

B.3.1. Mode 1

Pour ce mode fonctionnement, afin de maximiser le couple, tout le courant disponible est utilisé ($I_s = I_{max}$). Pour les faibles vitesses, la tension n'étant pas contraignante ($V_s < V_{max}$), l'angle permettant de maximiser le couple peut être obtenu en dérivant le couple décrit par (B.1) par rapport à l'angle ψ comme suit :

$$\frac{dC_{em}(\psi)}{d\psi} = 0 \rightarrow 2(L_d - L_q)I_{max}\sin(\psi)^2 + \Phi_m \sin(\psi) - (L_d - L_q)I_{max} = 0 \quad (B.3)$$

Les deux solutions de l'équation (B.3) sont les angles ψ_1 et ψ_2 qui ont pour expressions :

$$\psi_1 = \text{asin} \left(\frac{-\Phi_m + \sqrt{\Phi_m^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{max}^2}}{4(L_d - L_q)I_{max}} \right) \quad (B.4)$$

$$\psi_2 = \text{asin} \left(\frac{-\Phi_m - \sqrt{\Phi_m^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{max}^2}}{4(L_d - L_q)I_{max}} \right) \quad (B.5)$$

Ces deux solutions doivent satisfaire la condition suivante :

$$-1 \leq \frac{-\Phi_m \pm \sqrt{\Phi_m^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{max}^2}}{4(L_d - L_q)I_{max}} \leq 1 \quad (B.6)$$

On vérifie que cette condition est satisfaite pour une certaine condition :

$$\frac{-\Phi_m + \sqrt{\Phi_m^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{max}^2}}{4(L_d - L_q)I_{max}} \geq -1 \rightarrow \text{toujours vérifiable ;}$$

$$\frac{-\Phi_m - \sqrt{\Phi_m^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{max}^2}}{4(L_d - L_q)I_{max}} \leq 1 \rightarrow \text{vérifiable seulement si : } \Phi_m \leq (L_q - L_d)I_{max}.$$

La seconde inégalité n'est généralement pas satisfaite pour les machines à APs. Ainsi, on peut distinguer deux cas :

- **Cas général :** $\Phi_m > (L_q - L_d)I_{max}$

Dans ce cas, seulement une seule solution (ψ_1) est retenue. L'autre solution (ψ_2) est rejetée (voir Figure B.2-a).

- **Cas particulier :** $\Phi_m \leq (L_q - L_d)I_{max}$

Dans ce cas, les deux solutions ψ_1 et ψ_2 sont retenues (Figure B.2-b).

Si on considère le cas général, seule la solution (ψ_1) est retenue.

Ce mode de fonctionnement à couple maximal n'est possible que si la contrainte de tension le permet. L'équation (B.2) montre qu'à partir d'une certaine vitesse, ce mode de fonctionnement n'est plus possible à cause de la limitation en tension. En effet, la vitesse pour laquelle la tension maximale est atteinte est donnée par :

$$\omega_1 = \frac{V_{max}}{\sqrt{(\Phi_m + L_d I_{max} \sin(\psi_1))^2 + (L_q I_{max} \cos(\psi_1))^2}} \quad (B.7)$$

avec : V_{max} la tension à la sortie de l'onduleur, obtenue avec une commande vectorielle et donnée par : $V_{max} = k_{\%} \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$, où V_{dc} , la tension du bus continu (345 V) et $k_{\%}$, un coefficient de chute de tension au cours de la conversion DC/AC (90%).

L'hypothèse posée au départ stipulant que le couple est maximal lorsque le courant est maximal peut être démontrée. En effet, en considérant le cas général, où seulement l'angle $\psi_1(I_s)$, défini par (B.8), négatif, est retenu, la dérivée du couple par rapport au courant, exprimée par (B.9), est strictement positive (B.10). Par conséquent, le couple est une fonction croissante par rapport au courant, ce qui permet de dire que le courant doit être maximal pour obtenir le couple maximal.

$$\psi_1(I_s) = \text{asin} \left(\frac{-\Phi_m + \sqrt{\Phi_m^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_s^2}}{4(L_d - L_q)I_s} \right) \quad (B.8)$$

$$\frac{\partial C_{em}(I_s, \psi)}{\partial I_s} = \frac{3}{2} p (\Phi_m \cos(\psi) + 2(L_d - L_q) \cos(\psi) \sin(\psi) I_s) \quad (B.9)$$

$$\frac{\partial C_{em}(I_s, \psi)}{\partial I_s} > 0 \quad \text{si } \Phi_m > (L_q - L_d)I_{max} \quad (B.10)$$

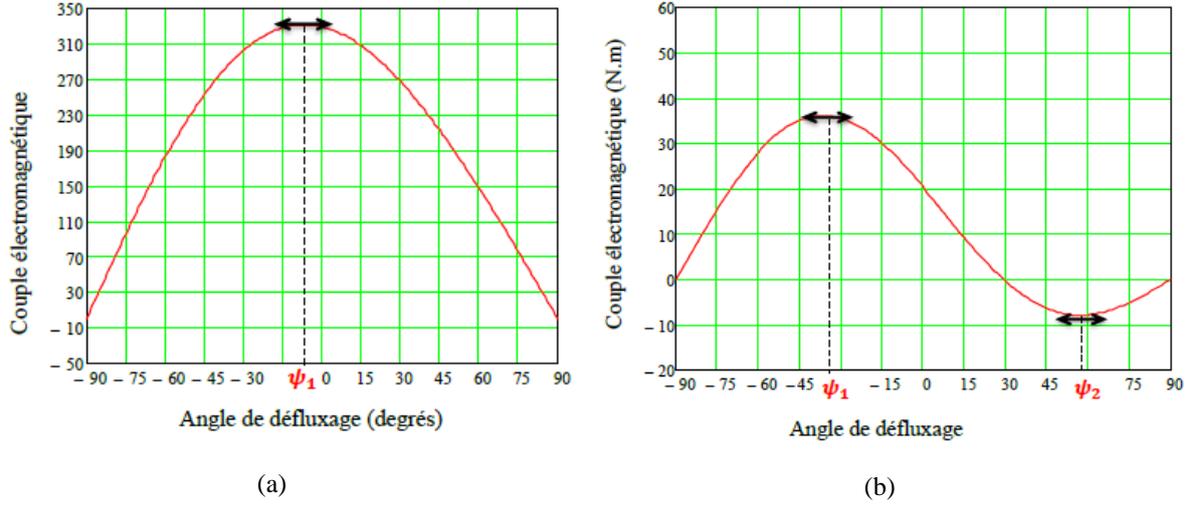


Figure B.2: Angles de défluxage pour le mode 1: (a) Cas général et (b) Cas particulier.

B.3.2. Mode 2

Pour ce mode de fonctionnement les limitations en courant et en tension sont atteintes ($I_s = I_{max}$ et $V_s = V_{max}$). Comme démontré dans la section précédente, la tension maximale est atteinte pour la vitesse ω_1 . L'expression de la tension donnée par (B.2) sera alors donnée par (B.11). La résolution de cette équation du second ordre de l'angle de défluxage permet d'obtenir deux solutions ψ_3 et ψ_4 décrites par (B.12) et (B.13).

$$V_{max}^2 = (\omega\Phi_m + L_d\omega I_{max} \sin(\psi))^2 + (L_q\omega I_{max} \cos(\psi))^2 \quad (B.11)$$

$$\psi_3(\omega) = \text{asin} \left(\frac{-L_d\Phi_m + \sqrt{(L_d\Phi_m)^2 - (L_d^2 - L_q^2) \left(\Phi_m^2 + (L_q I_{max})^2 - \left(\frac{V_{max}}{\omega} \right)^2 \right)}}{(L_d^2 - L_q^2) I_{max}} \right) \quad (B.12)$$

$$\psi_4(\omega) = \text{asin} \left(\frac{-L_d\Phi_m - \sqrt{(L_d\Phi_m)^2 - (L_d^2 - L_q^2) \left(\Phi_m^2 + (L_q I_{max})^2 - \left(\frac{V_{max}}{\omega} \right)^2 \right)}}{(L_d^2 - L_q^2) I_{max}} \right) \quad (B.13)$$

Durant ce mode de fonctionnement, le courant est égal à I_{max} .

L'angle retenu doit être égal à ψ_1 à la vitesse ω_1 . L'angle ψ_4 étant positif, il n'est donc pas retenu. L'angle ψ_3 est négatif. Il n'est retenu que si la vitesse est inférieure à ω_{lim} donnée par (B.14).

$$\omega_{lim} = \left| \frac{V_{max}}{\Phi_m - L_d I_d} \right| \quad (B.14)$$

B.3.3. Mode 3

Ce mode commence à partir de la vitesse pour laquelle le courant maximal ne peut plus être maintenu à cause de la limitation en tension. Pour maximiser le couple (fonction objectif) en tenant compte de la contrainte de tension (contrainte d'égalité), la méthode de résolution avec le multiplicateur de Lagrange a été adoptée. La fonction objective et la fonction contrainte sont décrites comme suit :

$$C_{em}(i_d, i_q) = \frac{3}{2} p (\Phi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (B.15)$$

$$g(i_d, i_q) = (\omega \Phi_m + L_d \omega i_q)^2 + (L_q \omega i_d)^2 - V_{max}^2 = 0 \quad (B.16)$$

Le système à résoudre est le suivant :

$$\begin{cases} \frac{\partial C_{em}(i_d, i_q)}{\partial i_d} = \lambda \frac{\partial g(i_d, i_q)}{\partial i_d} \\ \frac{\partial C_{em}(i_d, i_q)}{\partial i_q} = \lambda \frac{\partial g(i_d, i_q)}{\partial i_q} \\ g(i_d, i_q) = 0 \end{cases} \quad (B.17)$$

La résolution du système aboutit à deux solutions pour le courant i_d décrites par (B.18) et (B.19).

$$i_{d3} = -\frac{\Phi_m}{L_d} - \frac{1}{4L_d} \left[\Phi_m \frac{L_q}{L_d - L_q} + \sqrt{\Phi_m^2 \left(\frac{L_q}{L_d - L_q} \right)^2 + 8 \left(\frac{V_{max}}{\omega} \right)^2} \right] \quad (B.18)$$

$$i_{d4} = -\frac{\Phi_m}{L_d} + \frac{1}{4L_d} \left[\Phi_m \frac{L_q}{L_d - L_q} + \sqrt{\Phi_m^2 \left(\frac{L_q}{L_d - L_q} \right)^2 + 8 \left(\frac{V_{max}}{\omega} \right)^2} \right] \quad (B.19)$$

Le courant i_q obtenu est le même pour les deux solutions i_{d3} et i_{d4} exprimée par (B.20) et (B.21). Le produit $i_{d3} i_q$ étant le plus négatif, alors le courant i_{d3} est celui qui maximise le couple électromagnétique.

$$i_d = i_{d3} \quad (\text{B.20})$$

$$i_q = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{max}}{\omega}\right)^2 - (\Phi_m + L_d i_d)^2}}{L_q} \quad (\text{B.21})$$

Ce mode de fonctionnement prend effet à partir de la vitesse ω_2 déterminée à partir de la condition (B.22), qui correspond à la fin du mode 2.

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_{max}^2 \quad (\text{B.22})$$

Une équation du quatrième ordre de ω est obtenue et la vitesse ω_2 retenue est décrite par (B.23).

$$\omega_2 = \frac{V_{max}}{2} \sqrt{\left(\frac{\frac{4L_q^4 \Phi_m^2 + \Phi_m^2 L_q (L_d - L_q) (5L_d^2 + 14L_d L_q - 9L_q^2) - 8I_{max}^2 L_d^2 L_q (L_d - L_q) (L_d^2 + L_q^2)}{L_q^3 (\Phi_m^2 - I_{max}^2 L_d^2)} (4I_{max}^2 L_d^3 - 4L_q I_{max}^2 L_d^2 - 3L_d \Phi_m^2 + L_q \Phi_m)}{\Phi_m (L_d - 3L_q) \left(L_q \Phi_m (L_d - L_q) (L_d - 3L_q) - 2L_d L_q \sqrt{4I_{max}^2 (L_d - L_q)^2 (L_d^2 + L_q^2)} - L_d \Phi_m^2 (3L_d - 4L_q) \right)} \right)} \quad (\text{B.23})$$

B.4. Synthèse des résultats

Le Tableau suivant synthétise les différents modes de fonctionnement avec les plages de vitesses correspondantes :

Tableau B.1 : Synthèse des résultats du contrôle optimal.

Paramètres	Mode 1	Mode 2	Mode 3
Courant	$I_s = I_{max}$	$I_s = I_{max}$	$I_s < I_{max}$
Tension	$V_s < V_{max}$	$V_s = V_{max}$	$V_s = V_{max}$
Vitesse de début	0	ω_1	ω_2
Vitesse de fin	ω_1	ω_2	
Angle optimal	ψ_1	ψ_3	$atan\left(\frac{i_{d3}}{i_q}\right)$

Les différentes vitesses et angles sont données par :

$$\omega_1 = \frac{V_{max}}{\sqrt{(\Phi_m + L_d I_{max} \sin(\psi_1))^2 + (L_q I_{max} \cos(\psi_1))^2}}$$

$$\psi_1 = \text{asin}\left(\frac{-\Phi_m + \sqrt{\Phi_m^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{max}^2}}{4(L_d - L_q) I_{max}}\right)$$

$$\omega_2 = \frac{V_{max}}{2} \sqrt{\left(\frac{4L_q^4 \Phi_m^2 + \Phi_m^2 L_q (L_d - L_q)(5L_d^2 + 14L_d L_q - 9L_q^2) - 8I_{max}^2 L_d^2 L_q (L_d - L_q)(L_d^2 + L_q^2)}{L_q^3 (\Phi_m^2 - I_{max}^2 L_d^2)(4I_{max}^2 L_d^3 - 4L_q I_{max}^2 L_d^2 - 3L_d \Phi_m^2 + L_q \Phi_m)} + \frac{\Phi_m (L_d - 3L_q) \left(L_q \Phi_m (L_d - L_q)(L_d - 3L_q) - 2L_d L_q \sqrt{4I_{max}^2 (L_d - L_q)^2 (L_d^2 + L_q^2) - L_d \Phi_m^2 (3L_d - 4L_q)} \right)}{L_q^3 (\Phi_m^2 - I_{max}^2 L_d^2)(4I_{max}^2 L_d^3 - 4L_q I_{max}^2 L_d^2 - 3L_d \Phi_m^2 + L_q \Phi_m)}\right)}$$

$$\psi_3 = \text{asin}\left(\frac{-L_d \Phi_m}{(L_d^2 - L_q^2) I_{max}} + \frac{\sqrt{(L_d \Phi_m)^2 - (L_d^2 - L_q^2) \left(\Phi_m^2 + (L_q I_{max})^2 - \left(\frac{V_{max}}{\omega}\right)^2 \right)}}{(L_d^2 - L_q^2) I_{max}}\right)$$

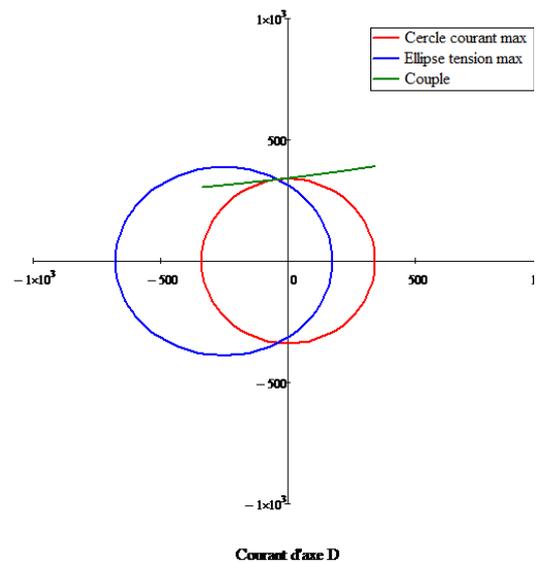
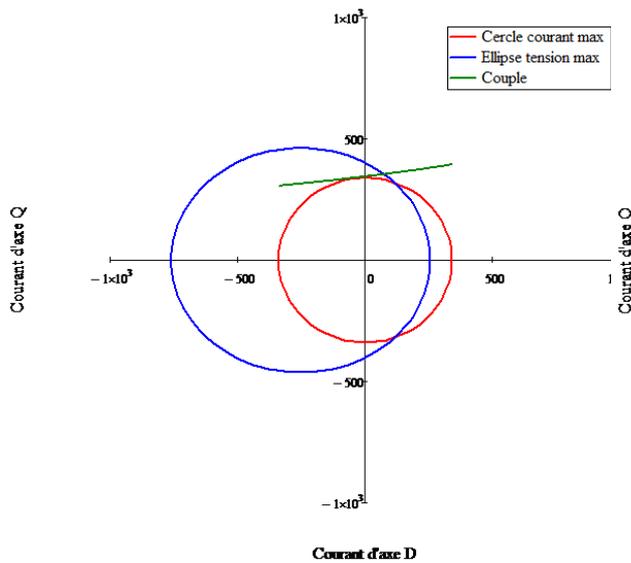
$$i_{d3} = -\frac{\Phi_m}{L_d} - \frac{1}{4L_d} \left[\Phi_m \frac{L_q}{L_d - L_q} + \sqrt{\Phi_m^2 \left(\frac{L_q}{L_d - L_q}\right)^2 + 8 \left(\frac{V_{max}}{\omega}\right)^2} \right]$$

$$i_q = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{max}}{\omega}\right)^2 - (\Phi_m + L_d i_{d3})^2}}{L_q}$$

Les contraintes de courant maximal et de tension maximale peuvent être décrites par un cercle et une ellipse respectivement sur les axes i_d et i_q . L'intersection de l'hyperbole du couple avec le cercle de courant doit être à l'intérieur de l'ellipse de tension pour le mode 1. Pour le mode 2, l'intersection des trois courbes doit se faire en un seul point. En ce concerne le mode 3, l'intersection de l'hyperbole du couple avec l'ellipse de tension se fait à l'intérieur du cercle de courant.

Mode 1 : $I_s = I_{max}$ et $V_s < V_{max}$ ($\omega < \omega_1$)

Mode 1 : $I_s = I_{max}$ et $V_s = V_{max}$ ($\omega = \omega_1$)



Mode 2 : $I_s = I_{max}$ et $V_s = V_{max}$ ($\omega_1 < \omega < \omega_2$)

Mode 3 : $I_s < I_{max}$ et $V_s = V_{max}$ ($\omega > \omega_2$)

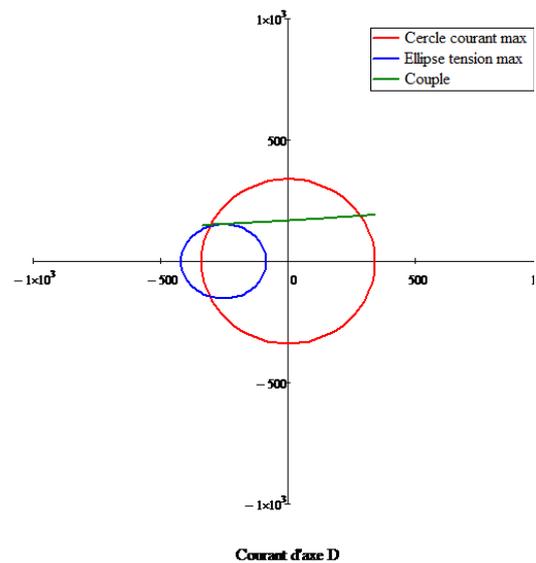
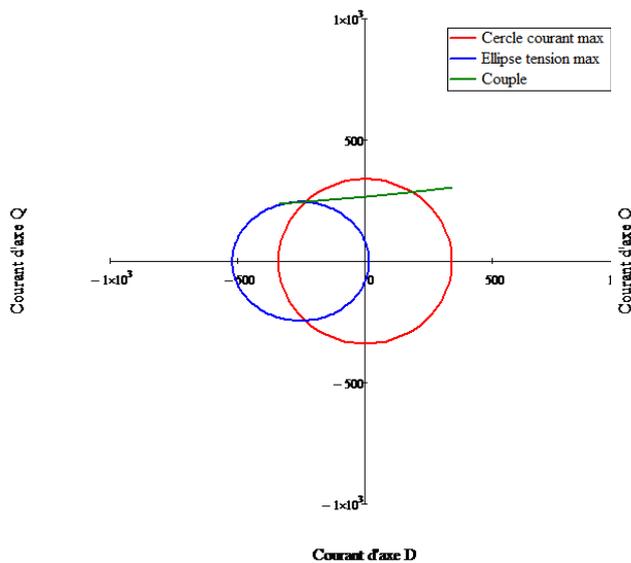


Figure B.3: Différents modes de fonctionnement dans les axes i_d et i_q

C. Annexe III : Bobinage en fils méplats

Le dimensionnement du bobinage a été effectué en considérant des fils méplats du fournisseur Essex [1].

C.1. Caractéristiques du fil choisi

Les dimensions du fil choisi pour le bobinage des stators sont détaillées au Tableau C.1 et Figure C.1.

Tableau C.1 : Dimensions du fil méplat utilisé pour le bobinage.

Paramètres	Symboles	Valeurs	Unités
Largeur du fil	w_c	2.36	[mm]
Epaisseur du fil	t_c	1	[mm]
Surface du fil	S_{coil}	2.145	[mm ²]
Epaisseur de l'émail	b_e	0.055	[mm]

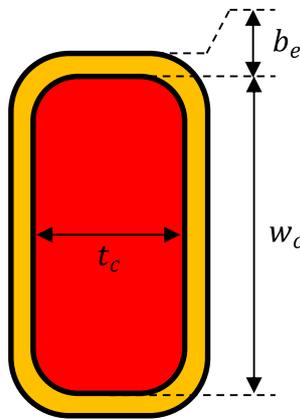


Figure C.1 : Fil méplat émaillé.

[1] http://www.essexeuropa.com/uploadedFiles/EssexEurope/About_Us/Flat%20Brochure%20UL%20updated.pdf

C.2. Calcul du nombre de spires par encoche

Le bobinage de la machine est de type concentrique, double-couche par encoche et deux voies en parallèle par stator (voir Figure C.2). Le calcul du nombre de spires en série par bobine est détaillé au Tableau C.2. La disposition des conducteurs dans l'encoche est représentée à Figure C.3.

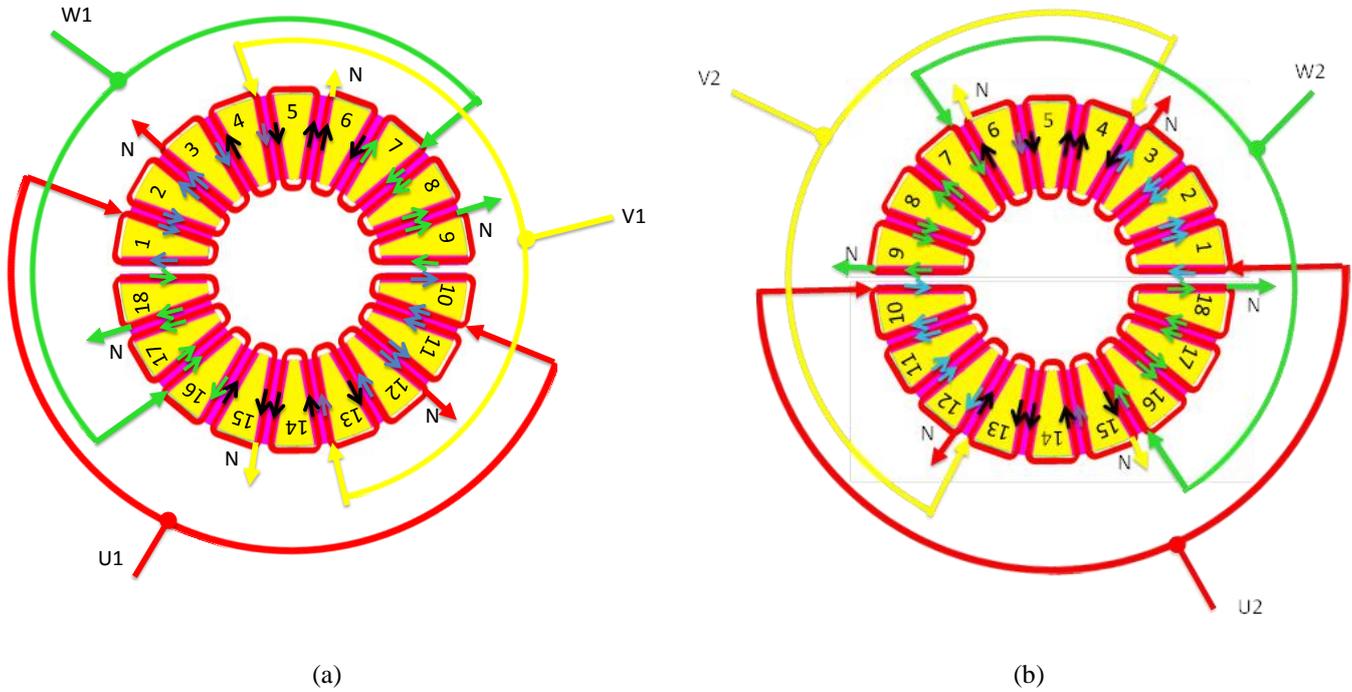


Figure C.2 : Vues du bobinage des stators côté entrefer : (a) Stator 1, et (b) Stator 2.

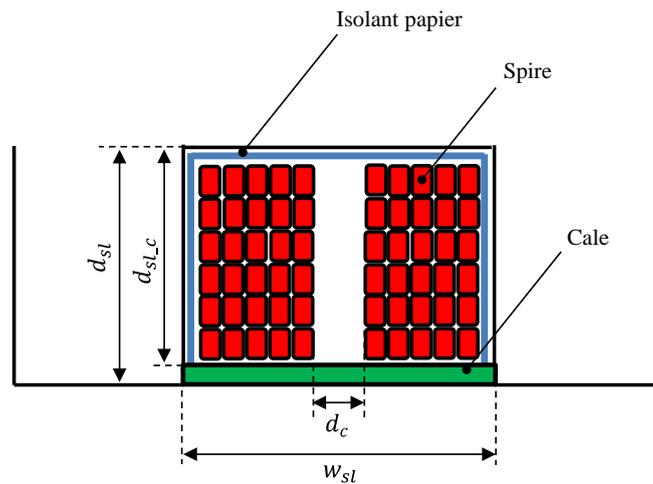


Figure C.3 : Disposition des conducteurs dans une encoche.

Tableau C.2 : Caractéristiques des bobines autour des dents.

Paramètres	Symboles	Valeurs	Unités
Profondeur d'encoche	d_{sl}	17.8	[mm]
Profondeur d'encoche bobinable	$d_{sl,c}$	15.8	[mm]
Ouverture d'encoche	w_{sl}	14.8	[mm]
Distance entre les deux couches	d_c	3	[mm]
Nombre de colonnes par bobine	N_{col}	5	–
Nombre de lignes par bobine	N_{lin}	6	–

D. Annexe IV : Circuits Equivalents Magnétiques (CEM)

Dans cette annexe, les différentes matrices de connexions des réductances de la machine sont détaillées. Afin d'analyser la généralité du modèle CEM quasi-3D par rapport aux dimensions géométriques et au nombre d'encoques/pôles, une machine AFIPM 24-encoques/16-pôles a été modélisée.

D.1. Matrices de connexion des réductances

La matrice de connexion totale de la machine est composée des matrices de connexion des réductances des zones statique et rotative, ainsi que celles de la ligne de glissement. Ces matrices sont constantes en fonction des couches radiales et du temps (ou le mouvement) sauf pour le cas de la matrice de connexion des réductances de la ligne de glissement. En effet, cette dernière varie en fonction de la couche radiale et de la position du rotor par rapport au stator. Les lignes des différentes matrices de connexion décrites correspondent aux flux de mailles, alors que les colonnes correspondent aux réductances. Ainsi, un élément (i,j) des matrices peut être égal à :

- 1 , si le flux de maille i parcourt la réductance j dans la direction positive ;
- -1 , si le flux de maille i parcourt la réductance j dans la direction négative ;
- 0 , si le flux de maille i ne parcourt pas la réductance j .

D.1.2. Matrice de connexion des réductances de la zone statique

Cette matrice regroupe les matrices de connexion des réductances tangentielles et axiales du stator, qui ne varient pas en fonction des couches radiales de la machine et de la rotation.

D.1.2.1. Matrice de connexion des réductances tangentielles de la zone statique :

Cette matrice est composée de blocs matriciels correspondant aux étages des réductances tangentielles de la zone statique. Les lignes de ces matrices correspondent aux flux de mailles, alors que les colonnes correspondent aux réductances. Les réductances sont rangées par lignes en partant de la culasse statorique vers la zone d'entrefer, afin de faciliter le repérage des réductances et le post-traitement. Elle est définie comme suit :

$$[\chi_{ss\theta}] = \begin{bmatrix} [A] & -[A] & & & 0 \\ & [A] & -[A] & & \\ & & [A] & \ddots & \\ & & & \ddots & -[A] \\ 0 & & & & [A] \end{bmatrix}$$

avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & & & & & & 1 \\ & 1 & 1 & & & & \\ & & \ddots & \ddots & & & \\ 0 & & & 1 & 1 & 0 & \end{bmatrix}$$

D.1.2.2. Matrice de connexion des réductances axiales de la zone statique :

Comme pour la matrice de connexion des réductances tangentielles, cette matrice est constituée de blocs matriciels permettant une construction automatique. Elle est définie comme suit :

$$[\chi_{ss_z}] = \begin{bmatrix} [B] & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & [B] \end{bmatrix}$$

avec :

$$[B] = [[C] \quad [C]]$$

$$[C] = \begin{bmatrix} -1 & & & & & & 1 \\ 1 & -1 & & & & & \\ & 1 & -1 & & & & \\ & & \ddots & \ddots & & & \\ & & & 1 & -1 & & \end{bmatrix}$$

D.1.3.2. Matrice de connexion des réluctances axiales de la zone rotative :

La construction de cette matrice est similaire à celle de la zone statique. Elle est définie comme suit :

$$[\chi_{rr_z}] = \begin{bmatrix} [B'] & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & [B'] \end{bmatrix}$$

avec :

$$[B'] = [[C'] \quad [C']]$$

$$[C'] = \begin{bmatrix} -1 & & & & & & & & 1 \\ 1 & -1 & & & & & & & \\ & 1 & -1 & & & & & & \\ & & & \ddots & \ddots & & & & \\ & & & & & 1 & -1 & & \end{bmatrix}$$

D.1.4. Matrice de connexion des réluctances de la ligne de glissement

Cette matrice est composée d'une matrice de connexion $[\chi_{ssl_\theta}^l]$ reliant les réluctances tangentielles de la ligne de glissement aux flux de mailles de la zone statique, ainsi que d'une matrice $[\chi_{slr_\theta}^l]$ reliant ces réluctances aux flux de mailles de la zone rotative. Contrairement aux autres matrices décrites précédemment, celles-ci ne sont pas constantes. En effet, elles dépendent de la rotation (i.e., la position du rotor par rapport au stator), ainsi que des couches radiales de la machine. Leur construction se fait automatiquement en appliquant le principe de construction des matrices expliqué précédemment.

D.2. Étude la machine AFIPM 24-encoches/16-pôles

Afin de vérifier l'aspect générique du modèle par rapport aux dimensions géométriques, ainsi qu'au nombre d'encoches et de pôles, une machine AFIPM avec 24-encoches et 16-pôles a été étudiée. Les résultats du modèle CEM quasi 3-D ont été comparées aux EF 3-D.

D.2.1. Description de la machine

La structure de la machine est similaire à celle de la machine AFIPM 18-encoches/16-pôles. Les dimensions géométriques de la machine sont reportées au Tableau III.5. Le bobinage des deux stators est présenté à Figure D.1. En raison de la périodicité et de la symétrie, la machine peut être étudiée sur seulement 3-encoches et 2-pôles (voir Figure C.1), ce qui réduit notablement le temps de calcul des EF 3-D et la taille du CEM quasi 3-D. Le maillage de machine est présenté sur Figure D.3, où le nombre d'éléments du second ordre est égal à 1520102.

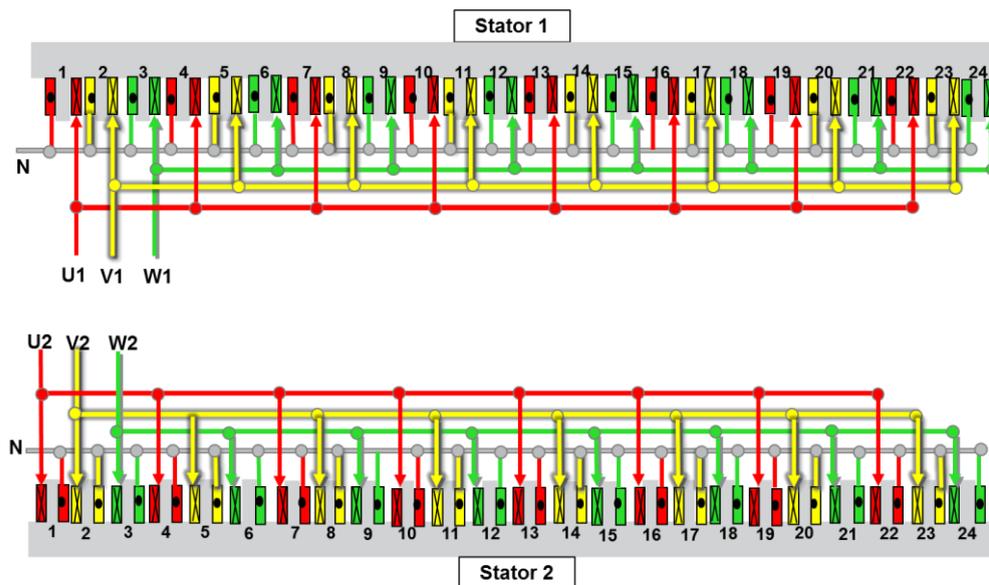


Figure D.1 : Bobinage de la machine à flux-axial 24-encoches/16-pôles étudiée.

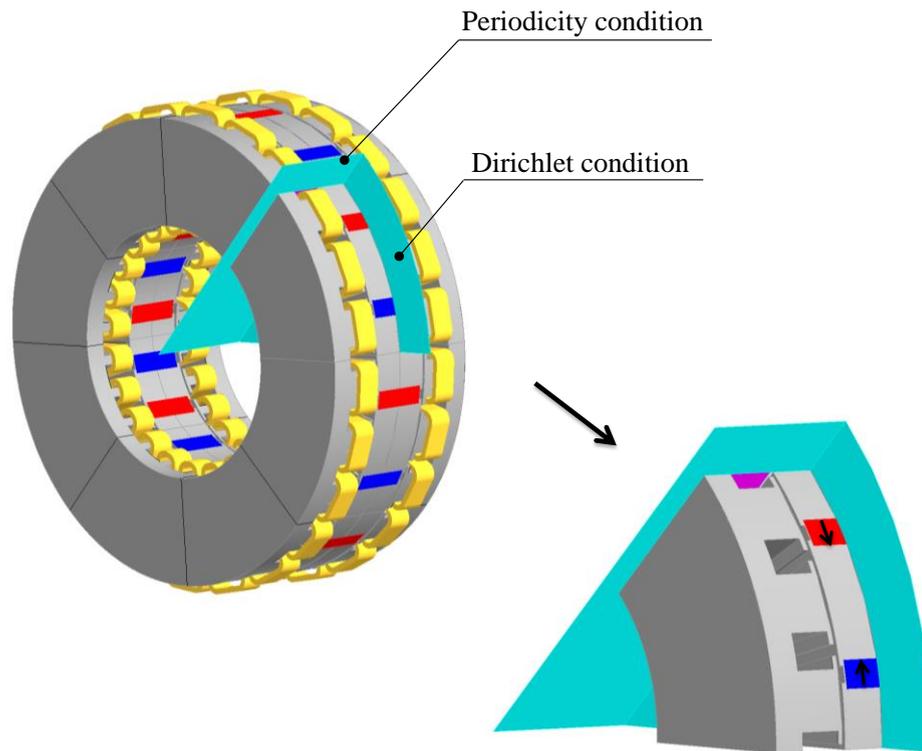


Figure D.2 : Réduction de la machine à flux-axial 24-encoches/16-pôles étudiée.

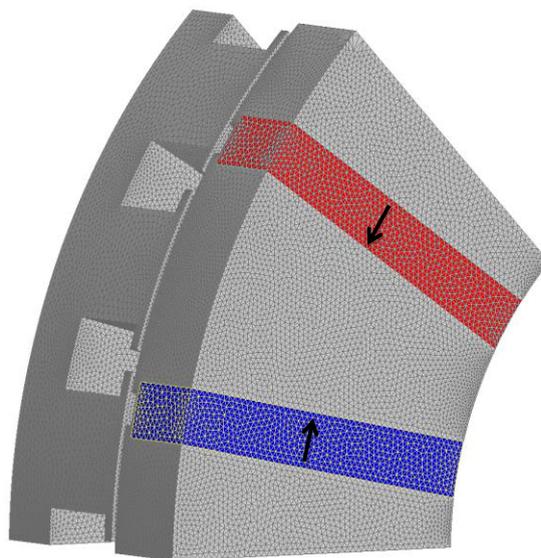


Figure D.3 : Maillage de la machine étudiée.

Tableau D.1 : Paramètres géométriques et électrique de la machine AFIPM 24-encoches/16-pôles

Paramètres de la machine	Symboles	Valeurs	Unités
Nombre d'encoches	N_{sl}	24	–
Nombre de paires de pôles	p	8	–
Diamètre intérieur	D_{in}	140	[mm]
Diamètre extérieur	D_{out}	260	[mm]
Epaisseur de la culasse statorique	L_{st}	12	[mm]
Longueur axiale des APs	L_{pm}	30	[mm]
Epaisseur des APs	e_{pm}	10	[mm]
Profondeur d'encoche	d_{sl}	16.3	[mm]
Ouverture d'encoche	w_{sl}	13	[mm]
Ouverture d'isthme	w_{ist}	3.9	[mm]
Longueur d'entrefer	g	1.2	[mm]
Longueur axiale des becs	L_t	2	[mm]
Nombre de spires par bobine	n_s	80	–
Nombre de spires en série par phase	n_{ssp}	80	–
Nombre de voies en parallèle par stator (2 stators connectés en parallèle)	n_{ps}	8	–
Courant efficace maximal	I_{eff_max}	240	[A _{rms}]
Tension batterie maximale	V_{batt}	340	[V]

D.2.2. Simulations à vide

La discrétisation considérée pour cette machine pour la simulation à vide est :

- Discrétisation tangentielle des zones statiques : [1 3 15 3 1] ;
- Discrétisation axiale des zones statiques : [1 3 1] ;
- Discrétisation tangentielle des zones rotatives : [12 2 3 2 12] ;
- Discrétisation axiale des zones rotatives : [1 1 1] ;
- Discrétisation axiale de l'entrefer : 3.

L'étude de l'influence du nombre de couches radiales est présentée sur Figure IV.23. Comme pour la machine 18-encoches/16-pôles, le choix de trois couches radiales constitue un bon compromis entre le temps de calcul et la précision. Les différents résultats de comparaison sont reportés sur Tableau D.2. Comparativement aux EF 3-D, le temps de calcul a été divisé par 120, avec un écart inférieur à 1%.

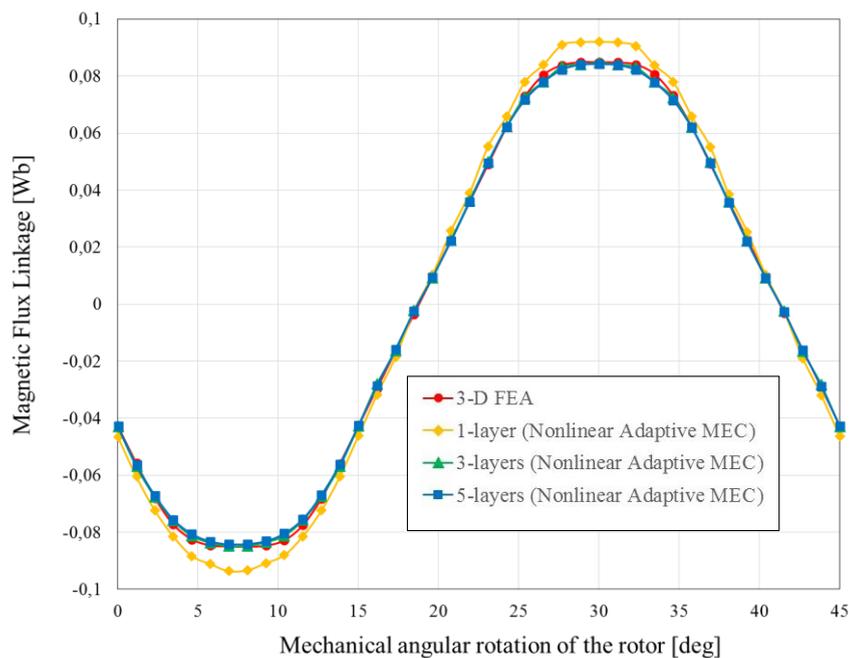


Figure D.4 : Flux magnétiques de phase et influence du nombre de couches radiales.

Tableau D.2 : Comparaison des temps de calcul et des résultats.

EF-3D		CEM quasi-3D								
Temps de calcul	Flux crête [mWb]	1 couche radiale			3 couches radiales			5 couches radiales		
		Temps de calcul	Flux crête [mWb]	Ecart	Temps de calcul	Flux crête [mWb]	Ecart	Temps de calcul	Flux crête [mWb]	Ecart
30 h	84.8	5 min	93	10 %	15 min	84.6	0.2 %	25 min	84.2	0.7 %

D.2.3. Simulations en charge

Pour les simulations en charge, la même discrétisation utilisée pour les simulations à vide a été considérée. Le point de fonctionnement considéré pour la comparaison des grandeurs intégrales est 150Arms @ 1000 rpm. Afin de déterminer la position du rotor par rapport au stator Θ_{rs0} permettant d'obtenir le couple électromagnétique maximal, une simulation à rotor bloqué a été effectuée. Le couple obtenu avec les EF-3D et le CEM quasi-3D est présenté sur Figure D.5. Le couple électromagnétique est maximal pour la position $\Theta_{rs0} = 4.6$ deg. Pour cette simulation, une seule couche radiale a été considérée.

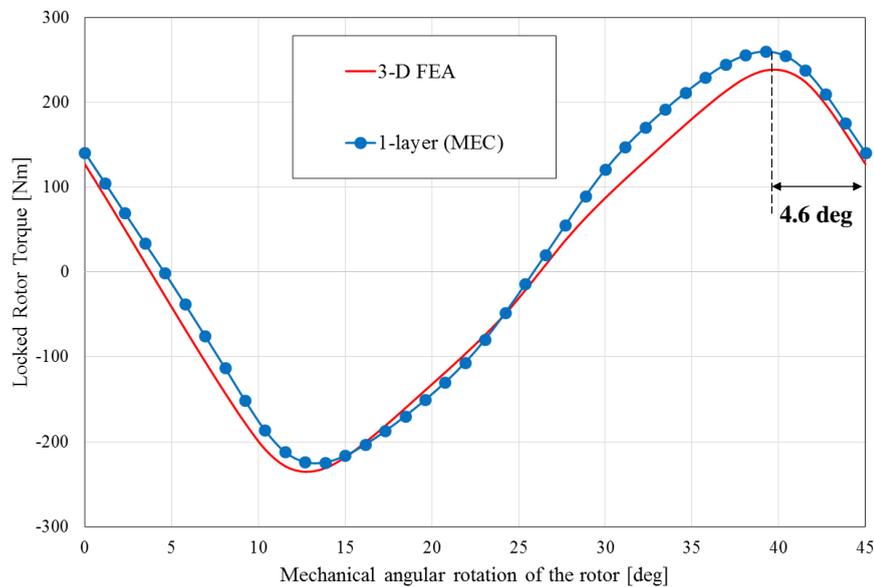


Figure D.5 : Couple à rotor bloqué.

La machine a été simulée pour une position initiale du stator par rapport au rotor $\theta_{rs0} = 4.6$ deg. Les flux magnétiques ainsi que le couple électromagnétique sont présentés sur Figure D.6 et Figure D.7. Différents nombres de couches radiales ont été considérés. La précision du modèle CEM quasi 3-D s'améliore avec l'augmentation du nombre de couches radiales. Comme conclu précédemment, le nombre de couches radiales de 3 constitue un bon compromis entre la précision et le temps de calcul. La comparaison des résultats et des temps de calcul est reportée sur Tableau D.3. Le temps de de calcul a été divisé par 120 pour un écart inférieur à 2%.

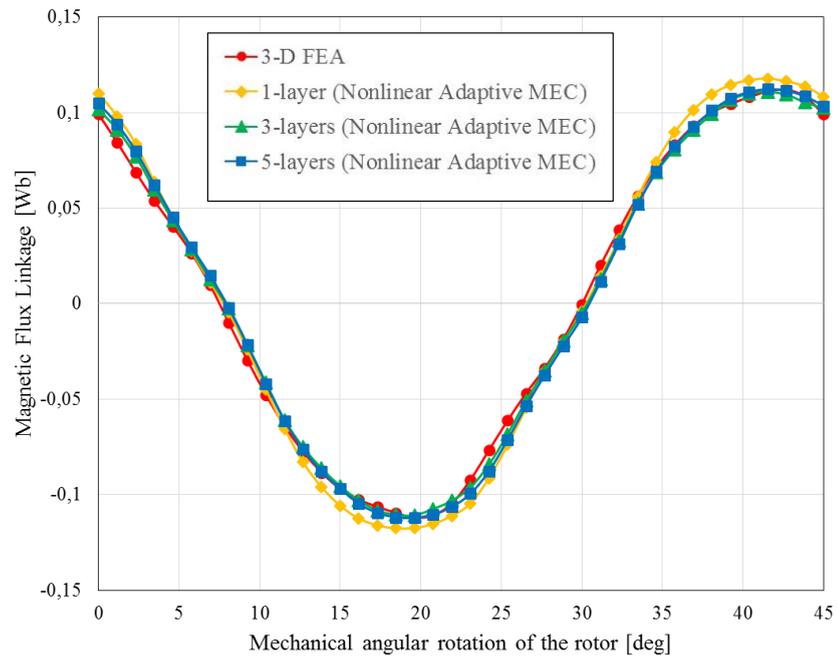


Figure D.6 : Flux de phase pour le point 150 Arms @ 1000 rpm et $\theta_{rs0} = 4.6$ deg.

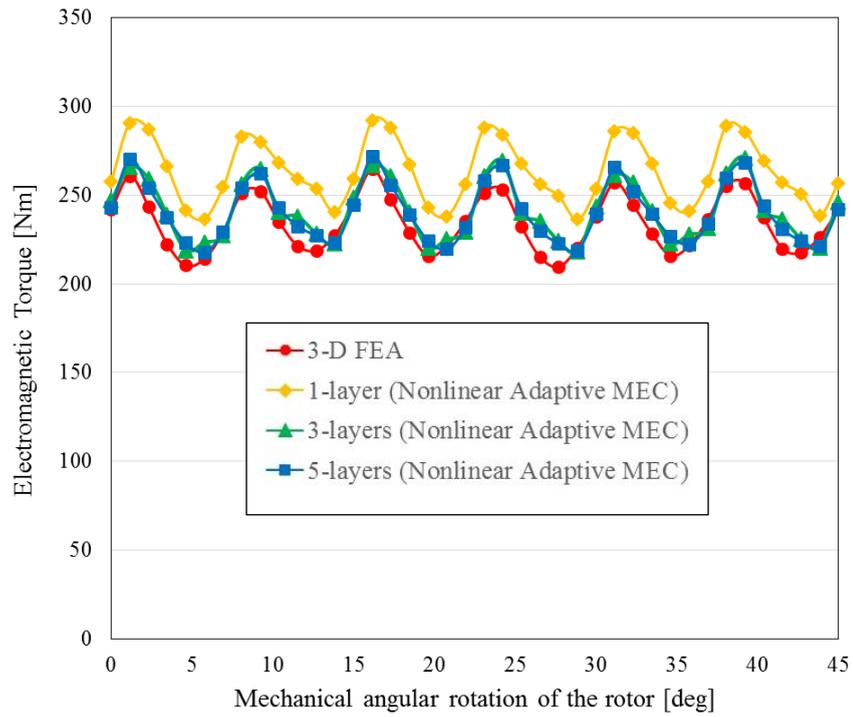


Figure D.7 : Couple électromagnétique pour le point 150 Arms @ 1000 rpm et $\theta_{rs0} = 4.6$ deg.

Tableau D.3 : Comparaison des couples moyens pour différentes couches radiales pour le point de fonctionnement $240 A_{rms}$ @ 1000 rpm et $\theta_{rs0} = 4.6$ deg.

EF-3D		CEM quasi-3D								
Temps de calcul	Couple moyen	1 couche radiale			3 couches radiales			5 couches radiales		
		Temps de calcul	Couple moyen	Ecart	Temps de calcul	Couple moyen	Ecart	Temps de calcul	Couple moyen	Ecart
30 h	237 Nm	5 min	263 Nm	11 %	15 min	241 Nm	1.7 %	25 min	240 Nm	1.3 %

D.2.4. Cartographie de rendement

Comme nous l'avons effectué pour la machine 18-encoches/16-pôles, les caractéristiques des différents points de fonctionnement considérés pour la génération de la cartographie sont décrites dans Tableau D.3 et Tableau D.4. Les angles calculés correspondent aux angles de déphasage entre le courant et la EEM. Pour cela, la position initiale du rotor considérée est égale à $\Theta_{rs0} = 7.8$ deg.

Tableau D.4 : Valeurs des courants efficaces pour les différents points de fonctionnement considérés pour la génération de la cartographie.

Vitesse [RPM]	301	602	903	1204	1504	2081	2657	3233	3809	4385	4961	5537	6113	6689	7265	7510	7755	8000
Courants [Arms]	16	16	16	16	16	14	17	51	77	96	111	123	133	141	147	150	152	155
	31	31	31	31	31	27	26	55	79	98	112	124	133	141	148	150	153	155
	46	46	46	46	46	41	37	60	83	100	114	126	135	142	149	151	154	156
	62	62	62	62	62	54	48	67	87	104	117	128	137	144	150	153	155	157
	76	76	76	76	76	67	60	75	93	108	120	130	139	146	152	154	156	159
	91	91	91	91	91	80	72	84	99	113	124	134	142	148	154	156	158	160
	105	105	105	105	105	92	84	93	106	118	129	138	145	151	157	159	161	163
	119	119	119	119	119	105	96	103	114	125	134	142	149	155	160	162	163	165
	132	132	132	132	132	117	108	113	123	132	140	147	153	159	163	165	167	168
	145	145	145	145	145	129	120	124	132	139	146	153	158	163	167	169	170	172
	158	158	158	158	158	141	133	136	141	148	154	159	164	168	171	173	174	175
	171	171	171	171	171	153	146	147	152	156	161	166	170	173	176	177	179	180
	183	183	183	183	183	166	159	160	163	166	170	173	176	179	182	183	184	185
	195	195	195	195	195	179	173	173	174	177	179	181	184	186	188	189	189	190
	206	206	206	206	206	193	188	187	187	188	190	191	192	194	195	195	196	197
	218	218	218	218	218	208	203	202	201	201	202	202	202	203	203	204	204	204
	229	229	229	229	229	223	221	219	218	217	217	216	215	215	214	214	214	214
240	240	240	240	240	240	240	240	240	240	240	240	239	239	238	236	235	235	234

Tableau D.5 : Valeurs des angles de défluxage pour les différents points de fonctionnement considérés pour la génération de la cartographie.

Vitesse [RPM]	301	602	903	1204	1504	2081	2657	3233	3809	4385	4961	5537	6113	6689	7265	7510	7755	8000
Angles [deg]	-3	-3	-3	-3	-3	-2	-49	-81	-85	-87	-88	-88	-88	-89	-89	-89	-89	-89
	-5	-5	-5	-5	-5	-4	-34	-72	-80	-83	-85	-86	-87	-87	-88	-88	-88	-88
	-7	-7	-7	-7	-7	-7	-30	-66	-76	-80	-83	-84	-85	-86	-86	-87	-87	-87
	-10	-10	-10	-10	-10	-9	-29	-61	-72	-78	-81	-82	-84	-85	-85	-86	-86	-86
	-12	-12	-12	-12	-12	-10	-30	-57	-69	-75	-79	-81	-82	-83	-84	-85	-85	-85
	-13	-13	-13	-13	-13	-12	-31	-55	-67	-73	-77	-79	-81	-82	-83	-84	-84	-84
	-15	-15	-15	-15	-15	-14	-33	-54	-65	-71	-75	-78	-80	-81	-82	-83	-83	-83
	-17	-17	-17	-17	-17	-15	-35	-53	-64	-70	-74	-77	-79	-80	-81	-82	-82	-83
	-18	-18	-18	-18	-18	-16	-37	-53	-63	-69	-73	-76	-78	-79	-81	-81	-81	-82
	-19	-19	-19	-19	-19	-19	-39	-53	-62	-68	-72	-75	-77	-78	-80	-80	-81	-81
	-20	-20	-20	-20	-20	-23	-42	-54	-62	-67	-71	-74	-76	-78	-79	-80	-80	-80
	-21	-21	-21	-21	-21	-27	-44	-55	-62	-67	-71	-73	-76	-77	-79	-79	-79	-80
	-22	-22	-22	-22	-22	-31	-46	-56	-62	-67	-70	-73	-75	-77	-78	-79	-79	-79
	-23	-23	-23	-23	-23	-35	-48	-57	-63	-67	-70	-73	-75	-76	-78	-78	-79	-79
	-24	-24	-24	-24	-24	-38	-50	-58	-64	-68	-70	-73	-75	-76	-77	-78	-78	-79
	-24	-24	-24	-24	-24	-41	-53	-60	-65	-68	-71	-73	-75	-76	-77	-78	-78	-79
-25	-25	-25	-25	-25	-44	-55	-61	-66	-69	-72	-74	-75	-76	-78	-78	-78	-79	
-26	-26	-26	-26	-26	-47	-58	-64	-68	-71	-73	-75	-76	-78	-78	-79	-79	-79	

Les points de fonctionnement considérés, comme pour la machine 18-encoches/16-pôles, permettent de maximiser le couple électromagnétique en respectant les contraintes de courant et tension maximaux. Les valeurs du couple électromagnétique obtenues pour chaque point de fonctionnement sont reportées dans Tableau D.6.

Tableau D.6 : Valeurs des couples électromagnétiques pour les différents points de fonctionnement considérés pour la génération de la cartographie.

Vitesse [RPM]	301	602	903	1204	1504	2081	2657	3233	3809	4385	4961	5537	6113	6689	7265	7510	7755	8000		
Couple [Nm]	34	34	34	34	34	28	27	29	29	29	29	29	29	29	29	29	30	30		
	59	59	59	59	59	44	37	36	35	35	35	35	35	35	35	34	35	34		
	84	84	84	84	84	59	47	43	40	40	40	40	40	40	40	40	39	39		
	109	109	109	109	109	75	57	50	46	46	45	45	45	45	45	45	45	45	44	
	133	133	133	133	133	90	66	57	51	51	51	51	50	50	50	50	50	50	49	
	157	157	157	157	157	105	76	64	57	57	56	56	56	55	55	55	55	55	55	54
	181	181	181	181	181	120	86	71	62	62	62	61	61	61	60	60	60	60	59	
	203	203	203	203	203	135	95	78	68	68	67	67	66	66	66	66	65	65	64	
	226	226	226	226	226	149	105	85	74	73	73	72	72	71	71	70	70	70	69	
	247	247	247	247	247	163	115	92	79	79	78	77	77	76	76	75	75	75	75	
	268	268	268	268	268	176	124	99	85	84	83	83	82	82	81	81	80	80	79	
	289	289	289	289	289	189	133	106	90	89	89	88	87	87	86	86	85	85	84	
	308	308	308	308	308	202	142	113	96	95	94	93	93	92	91	90	90	90	89	
	327	327	327	327	327	213	150	119	101	100	99	98	98	97	96	95	95	95	94	
	345	345	345	345	345	224	159	126	106	105	104	104	103	102	101	100	100	100	99	
	363	363	363	363	363	234	166	132	111	110	109	108	107	107	106	105	104	104	103	
	379	379	379	379	379	242	173	138	116	115	114	113	112	111	111	110	109	109	108	
395	395	395	395	395	250	179	143	121	120	119	118	117	116	115	114	114	114	113		

Les différents modes de fonctionnement de la machine correspondant aux points considérés, sont présentés en Figure D.8.

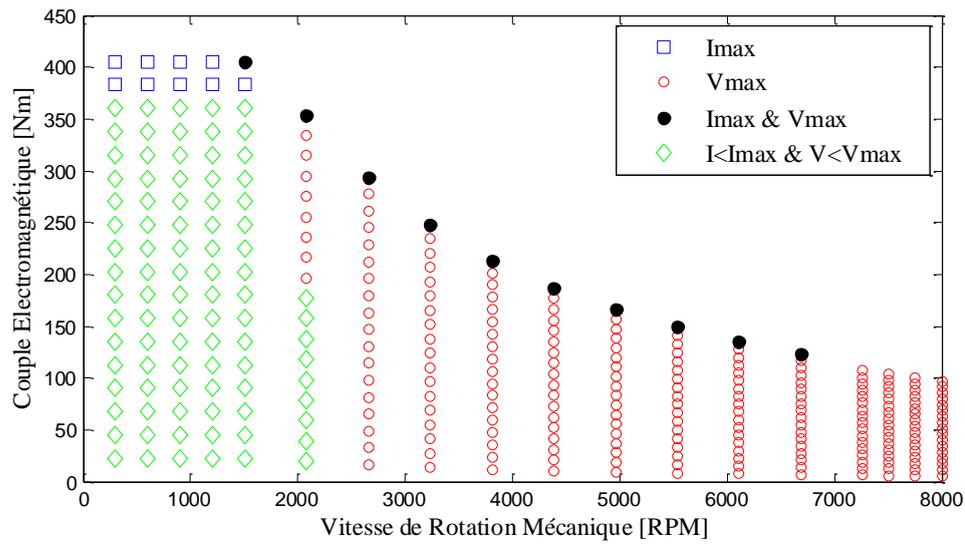


Figure D.8 : Modes de fonctionnement de la machine.

Deux types de cartographies de rendement ont été réalisées : i) sans prise en compte des pertes dans les APs (voir Figure D.9), et ii) avec prise en compte des pertes dans les APs (voir Figure D.10). L'influence des pertes dans les APs, dont la cartographie est présentée en Figure D.13, est négligeable comparativement à celle des pertes fer et Joule (présentées respectivement en Figure D.11 et Figure D.12).

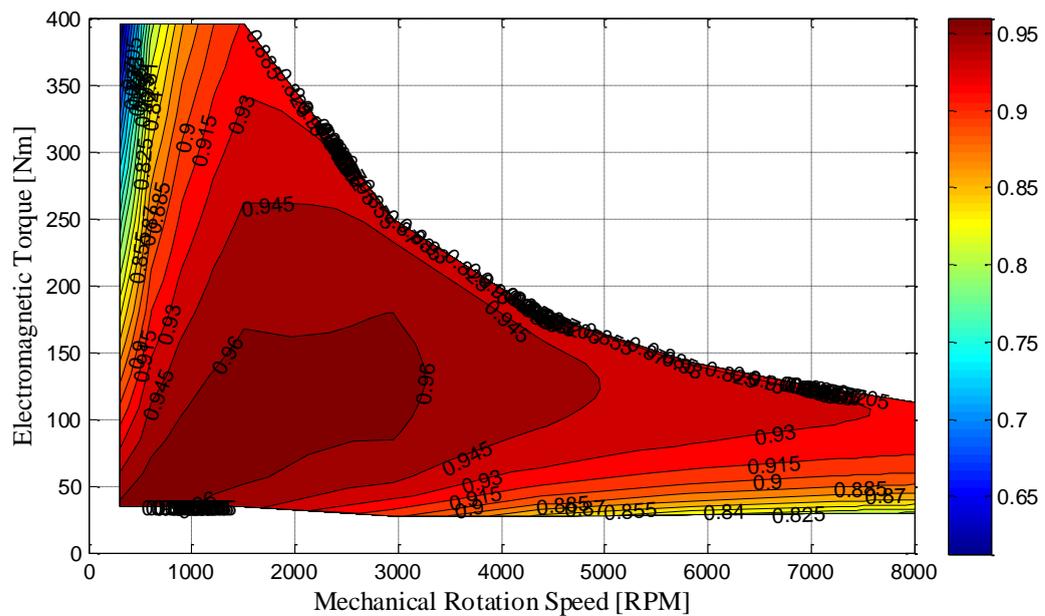


Figure D.9 : Cartographie de rendement de la machine sur la plage de fonctionnement sans prise en compte des pertes dans les APs.

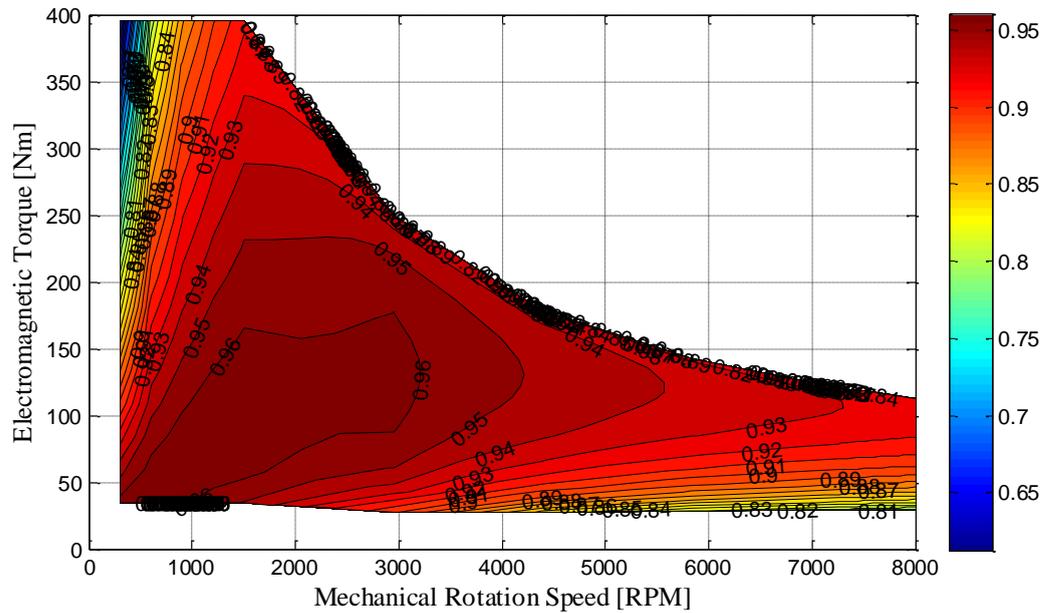


Figure D.10 : Cartographie de rendement de la machine avec prise en compte des pertes dans les APs.

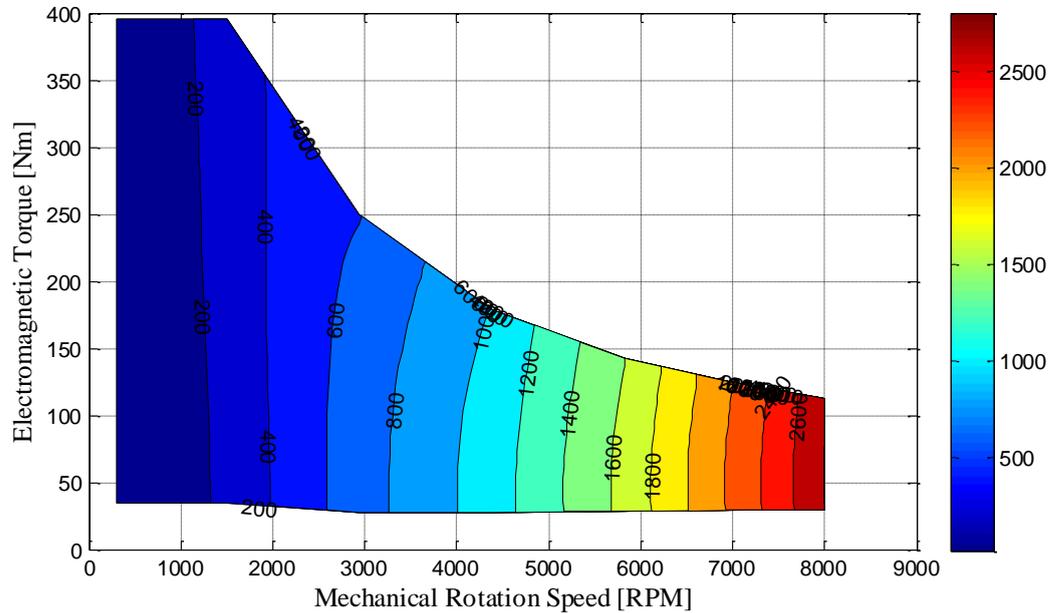


Figure D.11 : Cartographie des pertes fer de la machine sur la plage de fonctionnement.

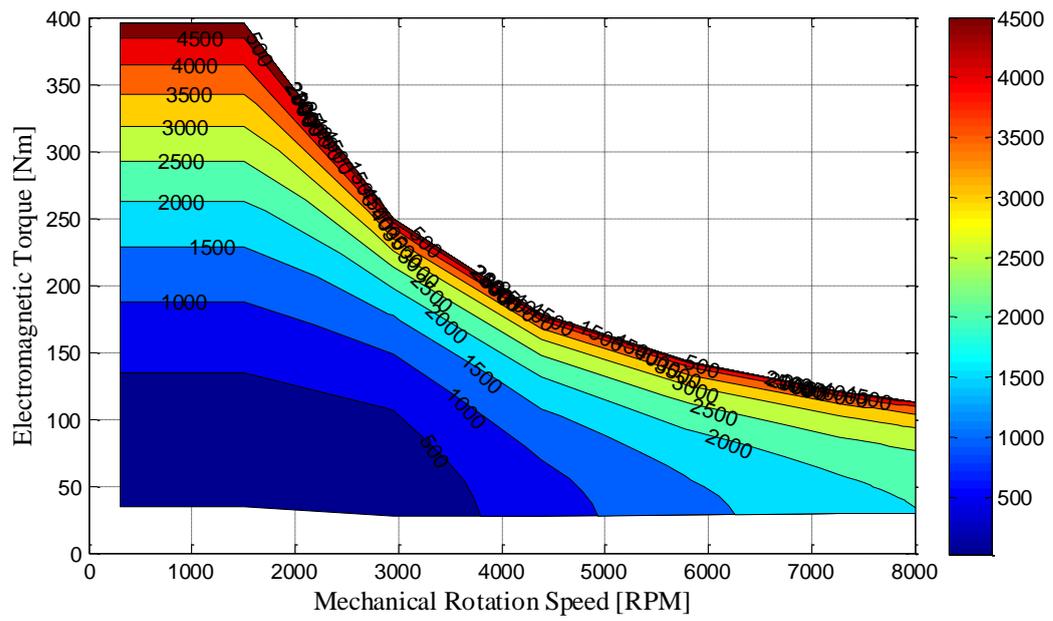


Figure D.12 : Cartographie des pertes Joule de la machine sur la plage de fonctionnement.

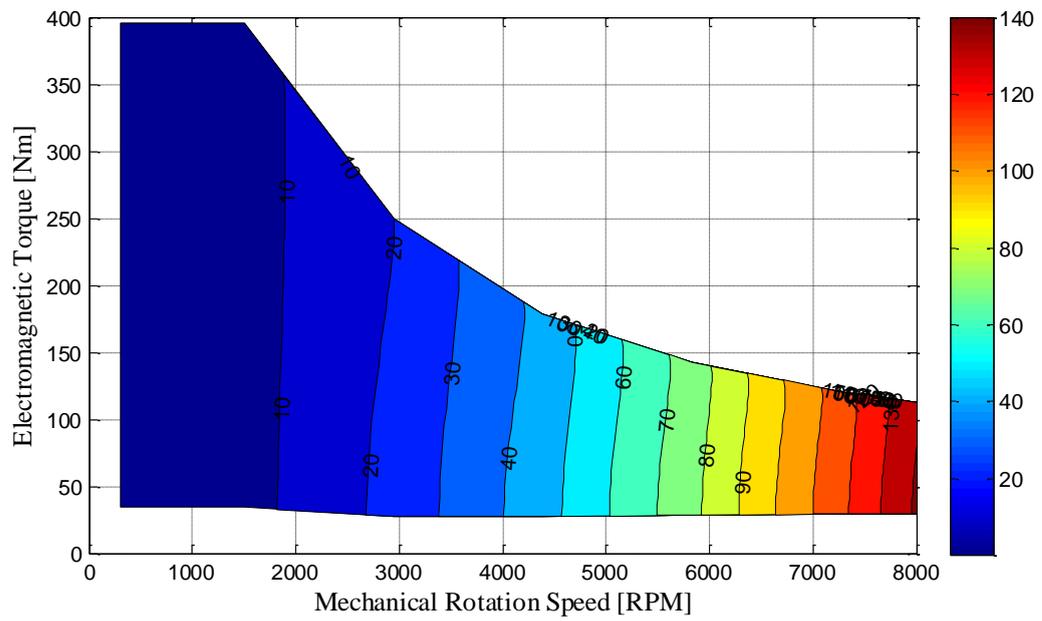


Figure D.13 : Cartographie des pertes dans les APs sur la plage de fonctionnement.

 SPIM

■ École doctorale SPIM 16 route de Gray F - 25030 Besançon cedex
■ tél. +33 (0)3 81 66 66 02 ■ ed-spim@univ-fcomte.fr ■ www.ed-spim.univ-fcomte.fr


UFC
UNIVERSITÉ
DE FRANCHE-COMTÉ