



**Impacts des modèles de pertes sur l'optimisation sur cycle d'un ensemble convertisseur-machine synchrone.
Applications aux véhicules hybrides.**

Phi-Hung Nguyen

► **To cite this version:**

Phi-Hung Nguyen. Impacts des modèles de pertes sur l'optimisation sur cycle d'un ensemble convertisseur-machine synchrone. Applications aux véhicules hybrides.. Electromagnétisme. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2011. Français. NNT: . tel-00648727v1

HAL Id: tel-00648727

<https://theses.hal.science/tel-00648727v1>

Submitted on 6 Dec 2011 (v1), last revised 13 Feb 2012 (v2)

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.

ENSC-(n° d'ordre)

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

Monsieur *NGUYEN Phi-Hung*

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

Domaine :

GENIE ELECTRIQUE

Sujet de thèse :

**Impacts des modèles de pertes sur l'optimisation sur cycle d'un ensemble
convertisseur – machine synchrone.**

Applications aux véhicules hybrides

Thèse présentée et soutenue à Cachan le 30 Novembre 2011 devant le jury composé de :

M. Frédéric WURTZ	Directeur de recherche <i>CNRS</i> , HdR	Rapporteur
M. Frédéric GILLON	Maître de Conférences, HdR	Rapporteur
M. Mohamed BOUSSAK	Enseignant-Chercheur, HdR	Examineur
M. Mohamed El Hachemi BENBOUZID	Professeur des Universités	Examineur
M. Nouredine TAKORABET	Professeur des Universités	Examineur
M. Mohamed GABSI	Professeur des Universités	Directeur de thèse
M. Emmanuel HOANG	Professeur Agrégé	Encadrant

Laboratoire SATIE
ENS CACHAN / CNRS / UMR 8092
61, avenue du Président Wilson, 94235 Cachan Cedex, France

Remerciements

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire ont été réalisés au laboratoire SATIE (Systèmes et Applications des Technologies pour l'Information et l'Energie) de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, dans le cadre du projet national de l'ANR : PREDIT – MEEI (Machines Electriques et Electronique Intégrée).

Je tiens à remercier vivement M. Pascal Larzabal, directeur du laboratoire SATIE, de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et de m'avoir offert l'opportunité de réaliser ces travaux dans les meilleures conditions.

Je suis également très reconnaissant envers M. Frédéric Gillon, Maître de conférences HdR, à l'Ecole Centrale de Lille, M. Frédéric Wurtz, Directeur de recherche CNRS qui ont accepté d'être rapporteurs de cette thèse.

Je tiens à remercier M. Mohamed Boussak, Professeur à l'Ecole Centrale Marseille, M. Mohamed. E. H. Benbouzid, Professeur des universités à l'Université de Bretagne Occidentale, M. Noureddine Takorabet, Professeur des universités à l'ENSEM – INPL, pour leur participation à l'évaluation scientifique de ces travaux, en qualité de membre du Jury.

Je m'adresse mes remerciements et ma sincère reconnaissance à M. Mohamed Gabsi, Professeur des universités à l'ENS Cachan, de m'avoir reçu en Master 2 Recherche, en stage puis en thèse. En tant que mon directeur de thèse, il a joué un rôle important dans la réalisation de ces travaux en orientant mon travail et en me laissant une grande liberté dans l'organisation.

Ma profonde gratitude s'adresse particulièrement à M. Emmanuel Hoang, Professeur agrégé à l'ENS Cachan, qui m'encadrerait durant mon stage Master 2 et mes trois années de thèse, avec beaucoup de patiences, de soutiens et d'encouragements. Il a joué un rôle essentiel dans la réalisation de cette thèse. Par son intelligence et son rigueur tout autant que par ses qualités humaines, M. Emmanuel Hoang m'a donné des bons conseils, des bonnes questions pour mener à bien ce travail.

Je tiens à remercier l'ensemble des partenaires du projet ANR-MEEI, notamment Valeo et Leroy Somer, pour leurs contributions à la réalisation de ce travail.

J'ai eu la chance de pouvoir effectuer mon travail dans un équipe exceptionnel, grâce aux compétences et à la disponibilité de ses membres. Que M. Hamid Ben Hamed, M. Lionel Vido, M. Michel Lécrivain, Gérard Chaplier, Sami Hloui, Xavier Ojeda, Olivier de la Barrière, Li Guangjin, Nedjar Boumedyen, Dang Thu Thuy, Judicaël Aubry, Dang Xuan Linh, Benjamin Gaussens, Julien Boisson, Emna Ben Sedrine, William Krzesinski, Rédouane Harici, Jean-Laurent soient remerciés. Les discussions que j'ai pu avoir avec eux sont toujours enrichissantes, constructives et utiles pour mon travail. A cela s'ajoute l'aide et l'amabilité des agents administratifs et techniques de SATIE.

Enfin, mais non pas en dernier lieu, merci à ma famille et à mes amis, que ce soient les Cachanais, les AEEE, l'ensemble vocal Que Huong, les Architectes, le groupe KFC, mes amis au Vietnam, les uns et les autres, chacun de sa manière, pour leur patience et leur encouragement tout au long de cette recherche.

SOMMAIRE

INTRODUCTION	1
CHAPITRE I : ETAT DE L'ART ET ETUDE PARAMETRIQUE DES MACHINES ELECTRIQUES ETUDIEES	5
I.1. Introduction	7
I.2. Traction hybride électrique : une filière en plein développement	8
I.3. Machines électriques utilisées pour les véhicules hybrides	11
I.3.1. Spécifications des machines électriques pour les VHE	11
I.3.2. Machines synchrones	13
I.3.3. Machines synchrones à concentration de flux	14
I.4. Méthodes d'optimisation pour la conception des machines électriques	15
I.5. Modèles de pertes dans les machines électriques	17
I.6. Nouveaux enjeux de la conception optimale de machines électriques pour la traction hybride électrique	21
I.7. Présentation du cahier des charges.....	24
I.8. Présentation et principe des machines électriques étudiées	25
I.8.1. MSCF 12-8.....	31
I.8.2. MSCF 12-16.....	32
I.8.3. MSCF 48-8.....	33
I.8.4. MSAP 48-8.....	33
I.9. Modélisation des machines électriques.....	34
I.10. Influence de certains variables sur les performances des machines	43
I.10.1. Influence du rayon d'entrefer	44
I.10.2. Influence de l'induction rémanente de l'aimant permanent	45
I.10.3. Influence de l'épaisseur de la culasse	47
I.10.4. Influence de l'épaisseur de l'aimant	48
I.10.5. Influence du rayon d'arbre	49
I.11. Conclusion.....	50
Bibliographie.....	51

CHAPITRE II : MODELISATION DES PERTES DANS LES MACHINES ELECTRIQUES EN VUE DE L'OPTIMISATION SUR CYCLE.....59

I.1. Introduction	61
I.2. Pertes cuivre sur cycle de fonctionnement	63
I.2.1. Pertes cuivre dues au courant de l'axe q	64
I.2.2. Pertes cuivre dues au courant de l'axe d	69
I.3. Pertes fer à vide moyennes sur cycle	80
I.3.1. Modèle simple.....	82
I.3.2. Modèle de l'intégrale	88
I.3.3. Modèle des valeurs moyennes	92
I.4. Pertes fer en charges moyennes sur cycle : prise en compte du défluxage	98
I.5. Influence du nombre des subdivisions de calcul.....	108
I.6. Influence du repère de calcul.....	111
I.7. Conclusion	114
Bibliographie	115

CHAPITRE III : VALIDATION EXPERIMENTALE117

I.1. Introduction	119
I.2. Description du banc de test	119
I.2.1. Machines d'essai.....	119
I.2.2. Banc d'essai	124
I.3. Caractérisation du modèle de couple	126
I.3.1. Caractéristique du couple en minimisant les pertes cuivre	127
I.3.2. Caractéristique de couple – densité de courant δ_q – pertes cuivre	128
I.4. Caractérisation du modèle de défluxage.....	131
I.5. Caractéristique couple-vitesse maximale des deux machines	134
I.6. Caractérisation des modèles de pertes fer	136
I.6.1. Pertes fer à vide sans courants I_q, I_d	136
I.6.2. Pertes fer à vide avec $I_d \neq 0, C = 0$ et $I_q = 0$	138
I.6.3. Pertes fer en charge	141
I.6.4. Comparaison des pertes fer dans les trois cas.....	142
I.7. Identification des machines d'essai sur les fronts de Pareto	143
I.8. Conclusion	146

CHAPITRE IV : OPTIMISATION SUR CYCLE DES MACHINES ELECTRIQUES PAR ALGORITHMES GENETIQUES	147
I.1. Introduction	149
I.2. Formulation du problème de conception	150
I.2.1. Définition des critères de conception.....	150
I.2.2. Définition des variables de conception	153
I.2.3. Définition des contraintes de conception	154
I.2.4. Processus d'optimisation	156
I.3. Résultats d'optimisation avec le modèle des pertes fer à vide	158
I.4. Analyse et sélection des solutions avec des pertes fer à vide	161
I.4.1. Cycle NEDC.....	163
I.4.2. Cycle Artemis-Urbain	167
I.4.3. Cycle Artemis-Routier	169
I.4.4. Conclusion	172
I.5. Résultats d'optimisation avec le modèle des pertes fer en charge	173
I.6. Analyse et sélection des solutions avec des pertes fer en charge	176
I.6.1. Cycle NEDC.....	177
I.6.2. Cycle Artemis-Urbain	180
I.6.3. Cycle Artemis-Routier	182
I.6.4. Conclusion	185
I.7. Impacts des modèles de pertes sur les résultats d'optimisation.....	185
I.8. Impacts de la méthode d'optimisation	189
I.9. Conclusion.....	192
Bibliographie.....	193
 CONCLUSION GENERALE	 195
PERSPECTIVES	198
 LISTE DES PUBLICATIONS	

INTRODUCTION

Les véhicules hybrides et électriques sont actuellement en plein développement grâce à l'exigence de la diminution des émissions de CO_2 pour satisfaire des normes de plus en plus contraignantes. En France et en Europe, les nouvelles technologies sur les véhicules hybrides et leurs équipements font l'objet de nombreuses recherches. Pour cela, plusieurs programmes ont été lancés dans ce domaine dont le Programme de Recherche et D'Innovation dans les Transports terrestres (PREDIT). Le projet Machines Electriques et Electronique Intégrée (MEEI) a pour but de développer de nouvelles machines électriques pour les applications aux véhicules hybrides. MEEI regroupe plusieurs partenaires institutionnels (SATIE – ENS de Cachan, LGEP, LEC – UTC, etc.) et industriels (Valeo, Leroy Somer). Notre mission au SATIE est de développer de nouvelles machines électriques de type synchrone à aimants permanents pour ces applications. Le cahier des charges MEEI est représenté sous forme de cycles de fonctionnement correspondant aux différents usages du véhicule tels que l'application urbaine ou routière.

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont utilisées dans plusieurs applications aux véhicules hybrides. Pourtant, en analysant l'état de l'art sur ce sujet, nous nous sommes aperçus que la quasi-totalité des études concernent les performances de ces machines uniquement sur quelques points particuliers d'un cycle de fonctionnement du véhicule tels que le point de base, le point à grande vitesse ou le point le plus sollicité (Figure 0.1). De plus, les modèles électromagnétiques de machines électriques (modèle du couple, modèles de pertes, etc.) ont été construits pour le calcul d'un seul point particulier du cahier des charges.

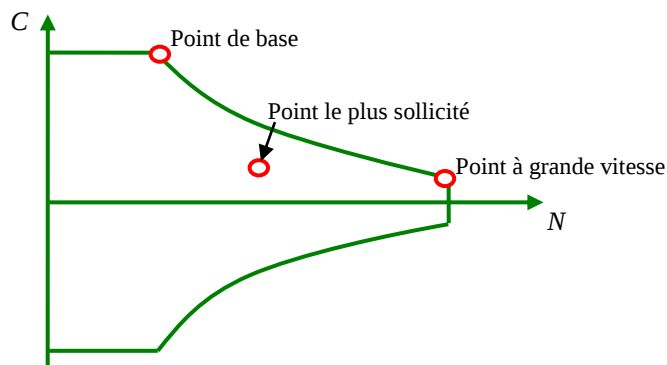


Figure 0.1. Caractéristique résumée couple-vitesse d'un cycle de fonctionnement

Mais la caractéristique requise des machines électriques utilisées pour les applications aux véhicules hybrides est représentée par un cycle de fonctionnement. Ce cycle se compose souvent en des centaines de points durant le temps (Figure 0.2). C'est à dire que ces machines électriques fonctionnent à différents couples et à différentes vitesses.

Alors, il est nécessaire de disposer :

- De modèles électromagnétiques qui peuvent modéliser les MSAP et être appliqués sur l'ensemble d'un cycle de fonctionnement.

- De méthodes de calcul des performances des machines électriques sur un cycle donné, notamment l'estimation des pertes et des courants.
- Ces modèles et méthodes doivent être applicables à différentes méthodes d'optimisation des machines électriques existantes.

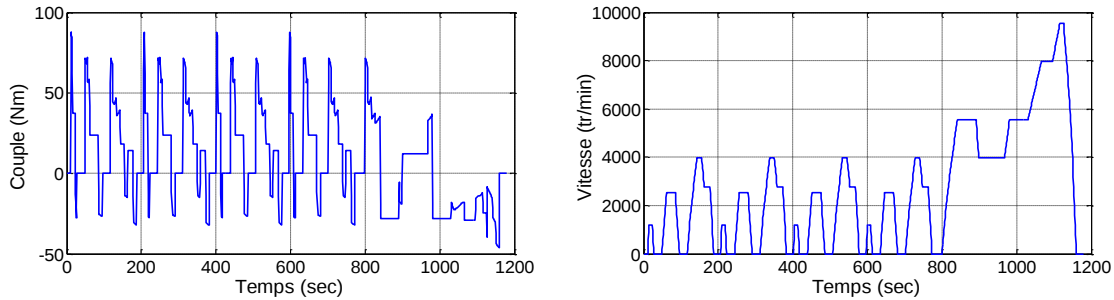


Figure 0.2. Caractéristique requise exemplaire d'une machine électrique pour une application véhicule hybride

L'objectif de ces travaux de thèse est donc de proposer et de développer des modèles et des méthodes de calcul afin de répondre à cette problématique. Nous allons développer les méthodes de calcul des pertes cuivre et des pertes magnétiques dans les machines à aimants permanents sur cycle en prenant en compte le défluxage électronique et la non-linéarité magnétique. Suite à une validation expérimentale de ces modèles, nous allons les appliquer dans une méthode d'optimisation pour rechercher des machines optimales sur l'ensemble du cycle de fonctionnement donné. Les impacts de ces différents modèles de pertes sur l'optimisation sur cycle des machines seront étudiés et l'intérêt de chaque modèle sera présenté. Afin de mieux comprendre ces travaux, nous commençons par présenter chaque chapitre.

Le premier chapitre présente le contexte de l'étude et le choix des machines électriques utilisées pour ces applications : machines synchrones à aimants permanents. Ces machines ont été choisies pour plusieurs avantages tels que le couple massique et la puissance massique élevés, un contrôle simple et un bon transfert thermique grâce au rotor non-bobiné, etc.

Des modèles de pertes dans les MSAP utilisés sont ensuite présentés. En analysant ces modèles dans le contexte de l'optimisation des machines électriques sur l'ensemble d'un cycle de fonctionnement, nous avons choisi le modèle de pertes fer proposé dans [1.96] pour construire les méthodes de calcul de pertes moyennes sur cycle dans les deux cas : pertes fer à vide et pertes fer en charge.

Nous présenterons les quatre machines synchrones à aimants permanents choisies. Ce sont deux machines synchrones à concentration de flux et à encochage entier (MSCF 12-8 et MSCF 48-8), une machine synchrone à concentration de flux et à encochage fractionnaire (MSCF 12-16) et une machine synchrone à aimants en surface (MSAP 48-8). Les configurations des MSCF seront développées à partir du rotor breveté par Leroy Somer [1.104]. Les autres machines sont développées dans le but d'étudier les impacts du type de

bobinage et du positionnement des aimants, sur les performances des machines.

Les premières performances comparatives des machines : flux à vide, densité de flux, couple moyen et couple de détente, couple moyen/pertes cuivre, ainsi que l'influence de quelques paramètres géométriques et magnétiques sont présentées. Nous définissons à la suite de cette étude les intervalles de ces variables liés au problème d'optimisation.

Le deuxième chapitre présente le développement des modèles et la modélisation des pertes cuivre et des pertes fer dans les MSAP.

Dans le calcul des pertes cuivre moyennes sur un cycle de fonctionnement, nous allons les séparer en deux parties : pertes cuivre dues au courant de l'axe q , I_q , qui est supposé d'être la source essentielle afin de créer le couple et pertes cuivre dues au courant de l'axe d , I_d , qui est supposé d'être la source principale pour défluxer les machines pour atteindre des vitesses supérieures à la vitesse de base. Ces deux hypothèses permettent d'identifier les contributions des pertes cuivre, notamment les pertes cuivre dues au défluxage dans l'ensemble des pertes dans la machine.

Ensuite, nous proposons trois modèles de calcul des pertes fer : le modèle simple en supposant que l'induction est sinusoïdale dans toutes les subdivisions de calcul ; le modèle intégral permettant de tenir compte des composantes harmoniques de l'induction ; et le modèle « *modèle des valeurs moyennes* » développé mathématiquement à partir du modèle intégral. L'originalité de ces développements sous forme de modèles polynomiaux est d'offrir la possibilité de calculer les valeurs moyennées sur l'ensemble du volume total, puis la possibilité de calculer les pertes fer à vide et en charge sur un cycle donné. Les performances sur cycle des quatre machines de référence sont comparées afin de pouvoir identifier et vérifier des ordres de grandeurs sur chaque cycle.

Le troisième chapitre présente une validation expérimentale des modèles présentés dans le deuxième chapitre. Suite aux premières études comparatives, deux prototypes de MSCF 12-8 et de MSCF 12-16 ont été fabriqués par Leroy Somer. Les mesures sont réalisées sur un banc d'essai monté au laboratoire SATIE comprenant un autotransformateur, un variateur de vitesse, une machine asynchrone accouplée avec une machine synchrone (un des deux prototypes), un onduleur de tension ainsi que les moyens de mesure comme le montage balance (mesure du couple), oscilloscope (mesure des tensions et des courants), etc.

Quant aux deux hypothèses indiquées ci-dessus (le couple ne dépend que du courant I_q et la vitesse supérieure à la vitesse de base est atteinte par l'injection du courant I_d), les essais montreront qu'il est suffisant d'injecter un courant de l'axe q , I_q , pour avoir un couple en minimisant les pertes cuivre. Ainsi, le défluxage électronique par l'injection du courant dans l'axe d , I_d , selon le modèle proposé, permettra de minimiser les pertes cuivre pour atteindre une vitesse donnée supérieure à la vitesse de base.

Quant aux pertes fer, les comparaisons modèles-essais sont effectuées dans les trois cas : pertes fer à vide sans courants ; pertes fer à vide avec $I_d \neq 0$ mais $I_q = 0$ et enfin pertes fer en charge (avec $I_d, I_q \neq 0$). Ces comparaisons ont pour but de valider les modèles de

pertes fer dans différents cas et de trouver des explications raisonnables quant aux différences entre modèles et essais.

Le quatrième chapitre présente l'application des modèles de pertes à une méthode d'optimisation des machines électriques sur un cycle de fonctionnement donné, *NSGA-II*, en utilisant les modèles des pertes fer à vide et en charge. Les pertes prises en compte dans les calculs sont les pertes cuivre en tenant compte du défluxage et les pertes fer avec ou sans défluxage.

Le *NSGA-II* a été choisi parce que c'est une méthode d'optimisation stochastique avec des algorithmes génétiques qui offre une étude multi-objectif, une possibilité des contraintes, un bon maintien des résultats et qui a été utilisé et appliqué à plusieurs études dans notre équipe.

A partir des premières études paramétriques dans le premier chapitre, nous allons définir les variables, les fonctions objectifs, ainsi que les contraintes pour assurer la faisabilité et la fiabilité des solutions optimales. Les résultats d'optimisation indiqués sous forme des fronts de Pareto ont pour but de :

- Minimiser les pertes moyennes sur cycle
- Minimiser la valeur du courant efficace au point de base

Des analyses et des comparaisons des machines optimisées pour chaque cycle de fonctionnement et pour l'ensemble des trois cycles sont effectuées. Ainsi, les machines qui offrent les meilleures performances parmi les quatre machines choisies, selon cette étude, seront présentées. Ensuite, nous allons étudier les impacts des modèles de pertes sur les résultats d'optimisation sur cycle. Cela concerne les pertes fer, le temps de calcul, les ordres de grandeur des paramètres optimaux et l'efficacité de chaque modèle, etc.

Enfin, nous finirons ce rapport de thèse par une conclusion générale sur l'ensemble des modèles et des méthodes proposés, des essais, des applications et des perspectives suite aux résultats obtenus.

CHAPITRE I :

Etat de l'art et étude paramétrique des machines électriques étudiées

SOMMAIRE

CHAPITRE I : Etat de l'art et étude paramétrique des machines électriques étudiées	5
I.1. Introduction	7
I.2. Traction hybride électrique : une filière en plein développement	8
I.3. Machines électriques utilisées pour les véhicules hybrides	11
I.3.1. Spécifications des machines électriques pour les VHE	11
I.3.2. Machines synchrones	13
I.3.3. Machines synchrones à concentration de flux	14
I.4. Méthodes d'optimisation pour la conception des machines électriques	15
I.5. Modèles de pertes dans les machines électriques	17
I.6. Nouveaux enjeux de la conception optimale de machines électriques pour la traction hybride électrique.....	21
I.7. Présentation du cahier des charges.....	24
I.8. Présentation et principe des machines électriques étudiées	25
I.8.1. MSCF 12-8.....	31
I.8.2. MSCF 12-16	32
I.8.3. MSCF 48-8	33
I.8.4. MSAP 48-8.....	33
I.9. Modélisation des machines électriques.....	34
I.10. Influence de certains variables sur les performances des machines.....	43
I.10.1. Influence du rayon d'entrefer	44
I.10.2. Influence de l'induction rémanente de l'aimant permanent	45
I.10.3. Influence de l'épaisseur de la culasse	47
I.10.4. Influence de l'épaisseur de l'aimant.....	48
I.10.5. Influence du rayon d'arbre	49
I.11. Conclusion.....	50
Bibliographie.....	51

I.1. Introduction

Nous entendons parler partout de la pollution, du développement durable, des énergies renouvelables, de la réduction d'émissions de CO₂, de l'économie de l'énergie, etc. L'énergie devient de plus en plus précieuse car les besoins énergétiques augmentent sans cesse, notamment en Chine et aux Etats-Unis, deux des plus grands consommateurs au Monde [1.1].

En France, le secteur des transports est aujourd'hui le premier consommateur de produits pétroliers, loin devant le secteur résidentiel-tertiaire (respectivement 68% et 20,5% de la consommation finale de produits pétroliers en 2006). Sa consommation énergétique a pratiquement doublé en volume entre 1973 et 2006 (+96%) et a augmenté d'environ 20% depuis 1990. Le transport routier, voyageurs et marchandises, représente 80% de la consommation d'énergie de l'ensemble des transports en France [1.2]. Le secteur des transports est le premier émetteur de CO₂ (34% des émissions de CO₂) avec plus de 141 millions de tonnes des émissions de CO₂ en France en 2005 devant le secteur résidentiel/tertiaire/agriculture (102 millions de tonnes) (Format CCNUCC – Convention Cadre des Nations Unies sur les Changements Climatiques [1.3]). Le transport routier représente à lui seul plus de 131 millions de tonnes de CO₂ émis en France en 2005, soit une augmentation de 18% depuis 1990 [1.2].

« Face à la nécessité de réduire ces émissions, les véhicules hybrides sont aujourd'hui une alternative crédible, et sont d'ores et déjà commercialisés malgré les contraintes intrinsèques liées à la double motorisation et au surcoût des équipements » [1.4]. Ce qui conduit les chercheurs et les industriels à rechercher toujours et à développer de nouvelles technologies de machines électriques combinées avec un moteur thermique pour répondre à ces challenges de diminuer la consommation d'énergie dans les véhicules et les émissions de CO₂. Il s'agit d'une question cruciale en France. « Le gouvernement français encourage de plus en plus au développement de produits moins polluants. La preuve en est que 46% des ventes de voitures neuves en France en 2004 émettent moins de 140 g de CO₂ par km » [1.2]. Depuis une dizaine d'années, le gouvernement français encourage les recherches dans ce domaine par des projets nationaux, européens et internationaux dont le PREDIT (Programmes de Recherche et D'Innovation dans les Transports Terrestres) est un projet important. Notre étude est comprise dans ce projet pour la branche MEEI – Machines Electriques et Electronique Intégrée.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à passer en revue de manière synthétique le développement de la traction hybride électrique dans le contexte de notre étude. Ensuite, nous présenterons un état de l'art sur les technologies de machines existantes pour cette application en vue d'une optimisation.

Une présentation plus détaillée sur les modèles électromagnétiques des machines électriques dont les modèles de pertes sera présentée. Suivi par une revue sur les méthodologies d'optimisation des machines électriques, nous finirons ce chapitre en positionnant notre étude.

I.2. Traction hybride électrique : une filière en plein développement

« Les véhicules hybrides électriques (VHE) sont de plus en plus répandus pour un certain nombre de raisons, surtout l'économie de carburant et la réduction des émissions de CO₂. A l'aide de la combinaison d'un moteur à combustion interne classique (MCI) avec la technologie de propulsion électrique, les VHE deviennent plus performants que les véhicules énergivores d'antan » [1.4].

« Un VHE utilise à la fois un moteur électrique et un moteur à combustion interne ou microturbine pour propulser le véhicule. Un hybride est conçue pour capter l'énergie qui est normalement perdue au freinage et en descente pour recharger les batteries, qui à son tour alimentent le moteur électrique » [1.5].



Figure I.1. Principe d'un VHE

Les VHE possèdent plusieurs avantages [1.5] :

- La consommation de carburant et des émissions d'échappement réduites
- Meilleures performances et rendement d'utilisation du carburant
- Baisse des coûts d'utilisation
- Récupération de l'énergie cinétique lors des phases de freinage

« La première automobile hybride essence-électricité dans le monde a été développée en 1900 par Ferdinand Porsche (Figure I.2) [1.6]. Mais il a fallu le lancement de la Prius en 1997 par Toyota pour une commercialisation à grande échelle des VHE [1.7]. Avec une consommation économique de carburant estimée à 4,5l/100km en ville et à 5,2l/100km sur la route, associée à la hausse des prix de l'essence, ce premier VHE a été bien accueilli par les utilisateurs. La plupart, sinon tous les grands constructeurs ont rapidement emboîté le pas et les ventes mondiales de VHE sont montées en flèche » [1.4].



Figure I.2. Premier véhicule hybride (Porsche)

Ces dernières années, les constructeurs automobiles développent de plus en plus des modèles de voitures hybrides. Elles sont présentées dans plusieurs salons auto dans le Monde et elles sont toujours les plus plébiscitées non seulement par les constructeurs mais aussi par les citoyens qui s'intéressent de plus en plus à l'écologie. Voici quelques noms de modèles emblématiques : Prius, Highlander, Camry, Corolla de Toyota, Civic, CR-Z Hybride de Honda, Volkswagen Touareg II, BMW ActiveHybrid X6, BMW Série 7 Active Hybride, Peugeot 308 HDi, Chevrolet Volt, Mercury Milan Hybride, Lexus RX450h, Mercedes S400 blue Hybrid, etc.... [1.8].

Avec la plupart des grands constructeurs automobiles produisant maintenant des VHE, il y a plusieurs choix de types d'entraînement, chacun avec des avantages distincts pour le consommateur. Il existe différentes structures : hybrides parallèle, hybrides série, hybrides série-parallèle, hybrides complets et hybrides légers [1.4-1.5], [1.8-1.14] :

- La solution parallèle utilise le moteur électrique et/ou le MCI ou microturbine pour propulser le véhicule (Figure I.3.a). Ils peuvent participer à la traction du véhicule conjointement ou séparément car les flux énergétiques provenant des deux sources arrivent en parallèle aux roues. Plusieurs variations ont été étudiées, comme l'architecture parallèle simple arbre, parallèle double arbre, parallèle à un ou deux embrayages [1.15]. Dans une architecture hybride parallèle, la machine électrique est généralement utilisée en traction à faible vitesse, ou à très grande accélération pour assister le moteur thermique.
- La solution série utilise le moteur électrique pour fournir la puissance (Figure I.3.b). Dans l'architecture hybride série, le MCI est mécaniquement découplé des roues et directement lié à une génératrice électrique via une jonction mécanique. Ce système est équivalent à un groupe électrogène produisant de l'électricité. Les machines de traction généralement utilisées sur ces véhicules permettent de produire des couples élevés à bas régime mais limitent généralement la vitesse du véhicule. L'architecture hybride série est donc souvent utilisée dans des bus et dans d'autres véhicules professionnels urbains (Microbus Gruau).

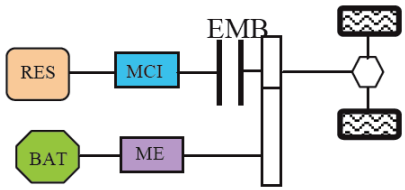
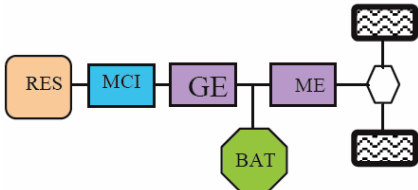
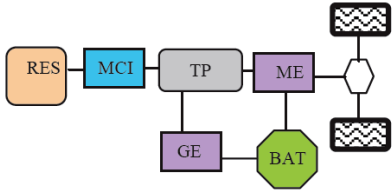
Type	Schéma	Avantages	Inconvénients	Véhicules commercialisés
Parallèle (a)		Mode tout électrique Bon rendement Récupération au freinage MCI débrayé	Rupture de couple lors des chargements de rapports	Insight Civic Tino
Série (b)		Moins polluant Relative facilité de commande	Faible rendement global ME de taille importante Coût élevé	Approprié au bus Microbus Gruau Chevrolet Volt
Série-Parallèle (c)		Combine des avantages des solutions Série et Parallèle	Complexité de commande Coût élevé	Prius Lexus

Figure I.3. Les trois principales architectures d'hybridation [1.10]

RES : Réservoir, GE : Génératrice, MCI : Moteur thermique, EMB : Embrayage

BAT : Batterie, ME : Moteur électrique, TP : Train planétaire

- La solution série-parallèle (Figure I.3.c) partage les nombreuses caractéristiques de la solution série et de la solution parallèle, qui permet une efficacité énergétique globale supérieure. Une architecture série-parallèle appelée encore à dérivation de puissance, combine les modes de fonctionnement et les avantages des deux architectures série et parallèle. La plus connue des architectures hybrides série/parallèle est celle de la Toyota Prius. Cette dernière utilise une première machine électrique qui permet d'amener le moteur sur ses meilleurs points de rendement, une deuxième machine participe à la traction. Les architectures hybrides série/parallèle nécessitent au moins deux machines électriques en plus du moteur thermique ce qui les rend couteuses. Elles sont généralement plus difficiles à commander en raison de leur complexité mécanique mais les degrés de libertés disponibles pour la commande doivent permettre d'obtenir potentiellement de meilleures performances énergétiques et environnementales.

- Les hybrides complets sont capables d'utiliser seulement le MCI, seulement les batteries ou une combinaison des deux. La possibilité de basculer entre les sources d'énergie ainsi que le partage leur ajoute de la complexité dans la conception de l'hybride intégral.

Depuis peu de temps sont apparus des VHE « *plug-in* ». C'est un véhicule hybride qui utilise des batteries rechargeables, ou un autre périphérique de stockage de l'énergie, qui peut être restauré à pleine charge en connectant une prise à une source d'alimentation électrique extérieure. Ils sont donc appelés VHE rechargeables. La Toyota Prius Hybride Plug-in par exemple. Profitant de l'électricité dans la maison nous pouvons charger la batterie alors que le véhicule est stationné dans le garage [1.4].

I.3. Machines électriques utilisées pour les véhicules hybrides

Dans le système de propulsion des VHE, le moteur électrique joue un rôle important en décidant du niveau d'hybridation pendant l'utilisation du véhicule. Il est le point essentiel pour obtenir des performances d'un VHE. En effet, les constructeurs automobiles encouragent la recherche sur des technologies de machines électriques de grand rendement, à faible coût, qui combinées avec le moteur thermique rendent les véhicules moins polluants. Les machines électriques sont une des technologies clés pour atteindre cet objectif.

I.3.1. Spécifications des machines électriques pour les VHE

Les caractéristiques principales d'une machine électrique pour l'application traction sont les suivantes [1.12], [1.16] :

- Densités de couple et de puissance élevées
- Couple élevé au démarrage, à basses vitesses et au freinage, et grande puissance à grandes vitesses
- Large bande de vitesse, avec une région de puissance constante atteignant 3-4 fois de la vitesse de base
- Rendement élevé sur les larges bandes de vitesse et de couple, y compris le fonctionnement à faible couple
- Capacité de surcharge, généralement deux fois le couple de base pendant un court temps
- Fiabilité et robustesse appropriées à l'environnement du véhicule
- Coût acceptable

En plus, un bruit acoustique réduit et une faible ondulation de couple sont des considérations de conception importantes. Particulièrement, les machines électriques utilisées pour l'application VHE doivent fonctionner en régime moteur ainsi qu'en régime générateur.

Pour répondre à ces caractéristiques, plusieurs technologies de machines électriques ont été étudiées et/ou utilisées: machines à courant continu (DC), machines à courant alternatif (AC) synchrones ou asynchrones, etc.

Les machines à courant continu sont alimentées par une source d'énergie continue telle qu'une batterie via des convertisseurs DC/DC. Elles sont relativement faciles à

commander et leur coût est parmi les plus avantageux. Les machines à courant alternatif nécessitent l'utilisation de convertisseurs DC/AC pour être alimentées par des batteries. Cela rend leur utilisation plus chère. Pourtant, elles ont une puissance massique et un rendement plus élevés que les machines DC. C'est pour ces raisons que les machines AC sont de plus en plus présentes dans les applications automobiles et surtout dans les véhicules hybrides. Les auteurs [1.16-1.20] présentent les différences entre ces technologies de machines électriques : machine à courant continu (MCC), machine asynchrone (MAS), machine synchrone à rotor bobiné (MSRB), machine synchrone à aimants permanents (MSAP), machine à réluctance variable (MRV), etc.

La (Figure I.4) présente quelques véhicules hybrides commercialisés en précisant leur type de machines électriques. Bien qu'il y ait plusieurs technologies de machines électriques utilisées pour ces applications, les recherches de nouvelles technologies se développent. C'est pourquoi, pour chaque nouvelle technologie de machines électriques associées, une nouvelle génération de véhicule est produite. Nous souhaitons donc faire une analyse plus détaillée sur l'utilisation de différentes technologies de machines électriques pour les VHE.

 Holden/ECOMmodore (Australia)	MRV
 Nissan/Tino (Japan)	MSAP
 Honda/Insight (Japan)	MSAP
 Toyota/Prius (Japan)	MSAP
 Chevrolet/Silverado (USA)	MAS
 DaimlerChrysler/Durango (Germany/USA)	MAS
 BMW/X5 (Germany)	MAS

Figure I.4. Machines électriques adoptées par les VHE commercialisés [1.20]

I.3.2. Machines synchrones

Pour les machines synchrones, il existe deux types : machines synchrones à rotor bobiné (MSRB) et machines synchrones à aimants permanents (MSAP).

- La structure d'une MSRB est connue depuis longtemps, impliquant un stator polyphasé et un rotor bobiné alimenté en courant continu, avec ou non une saillance. Le flux inducteur est bien entendu réglable, par le courant du rotor, ce qui donne à la machine beaucoup d'ajustements ou des comportements possibles. Mais il reste le problème d'alimentation des enroulements du rotor en courant continu. Les balais peuvent être utilisés, mais ne sont généralement pas acceptés pour des problèmes d'entretien. Par ailleurs, une machine auxiliaire (excitatrice) avec des diodes de roues libres peut être utilisée, conduisant à une solution sans balais, mais cette solution impacte négativement la compacité et le coût [1.16].
- « Les MSAP ont été essentiellement développées depuis l'introduction de nouveaux aimants Nd-Fe-B fin 1983 » [1.21]. Depuis, les MSAP ont été de plus en plus utilisées dans différentes applications en raison de nombreux avantages, notamment un haut rendement, une bonne compacité, poids et volume réduits, un couple élevé, de bonnes conditions du transfert thermiques et un contrôle simple grâce au rotor sans bobines, qui sont de bons candidats pour des applications exigeant une densité de puissance et un rendement élevés tels que les VHE [1.20], [1.22]. Il existe plusieurs manières de positionnements des aimants, d'où les différents types de MSAP (Figure I.5).

La structure la plus utilisée et la plus connue est la MSAP en surface (Figure I.5.a). Elle est ainsi étudiée et utilisée fréquemment pour les applications VHE [1.22-1.33]. Pour cette structure, nous ne pouvons pas négliger des inconvénients comme l'ondulation du couple élevée, la capacité de défluxage faible, etc. Pourtant, les MSAP en surface à encochage fractionnaire (avec le nombre d'encoches par pôle et par phase fractionnaire) sont le sujet de ces dernières recherches (Figure I.5.b). Elles fournissent intrinsèquement un faible couple de détente, un rendement élevé et une densité de puissance élevée, ainsi qu'une meilleure capacité de défluxage et de meilleures performances de tolérances aux défauts. En revanche, elles peuvent avoir des pertes par courants de Foucault, dans les aimants, élevées [1.27-1.31].

Les autres types de MSAP sont souvent étudiés et utilisés pour les VHE tels dont MSAP à aimants enterrés [1.34-1.41] (Figure I.5.c), machine synchrone à concentration de flux [1.42-1.46] (Figure I.5.d), machine synchrone à commutation de flux [1.47] (Figure I.5.e), machines synchrones à double excitation MSDE (l'une par bobines, l'autre par aimants) [1.48-1.53] (Figure I.5.f), les machines à flux axial [1.54-1.57], les machines linéaires [1.58], le quatre-quadrant (4QT) [1.59-1.63], etc....

Au vu des contraintes spécifiques liées à la traction hybride et aux comportements inhérents à chaque type de machine, nous orientons notre choix vers les machines synchrones à aimants permanents pour des raisons de performances électromagnétiques et de rendement.

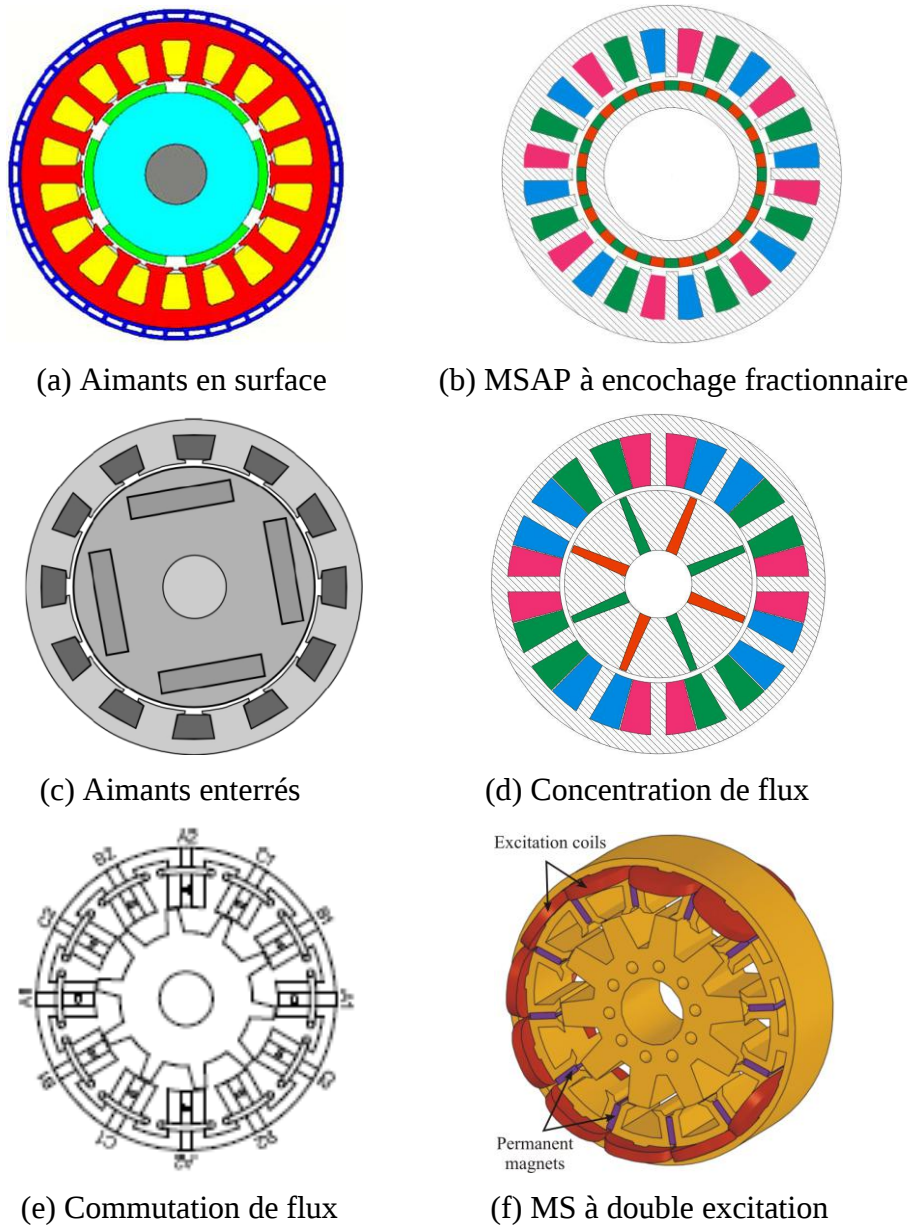


Figure I.5. Différents types de machines synchrones à aimants permanents

I.3.3. Machines synchrones à concentration de flux

Les machines synchrones à concentration de flux (MSCF) à bobinage concentré que nous étudions dans cette thèse (Figure I.5.d), offrent des performances intéressantes pour ces applications. En agissant sur la hauteur des aimants et sur la surface d'un pôle magnétique, il est possible d'obtenir une induction magnétique dans l'entrefer plus importante que dans l'aimant. On parle alors de la concentration de flux. Contrairement aux structures de MSAP ou à aimants enterrés où l'aimantation était radiale, l'aimantation d'une structure à concentration de flux est ortho-radiale. Par suite, l'induction magnétique dans l'entrefer étant plus grande que dans les aimants, il est possible d'utiliser des aimants ferrites tout en ayant de bonnes performances en termes de couple, et en abaissant le coût de la machine [1.51].

Grâce à la concentration de flux, elles offrent un couple massique important. De plus, le bobinage concentré réduit les têtes des bobines et donc, la place occupée, ce qui est très avantageux pour les applications aux systèmes embarqués. Avec la concentration de flux, y ajoutant un meilleur coefficient de remplissage, elles ont donc une densité de puissance importante [1.17], [1.42-1.43].

C'est pour tous ces avantages des MSCF, nous avons choisi étudier une MSCF possédant un rotor avec des aimants à aimantation ortho-radiale et un stator à bobinage concentré. Cette structure bénéficie non seulement des avantages de la concentration mais aussi ceux du bobinage concentré : pertes cuivre réduites. Elle a été considérée comme une machine de référence. D'où nous avons développé d'autres structures comparatives pour notre étude. Elles seront présentées dans la partie I. 7 (pages 26-34).

I.4. Méthodes d'optimisation pour la conception des machines électriques

La démarche de conception des machines électriques peut comporter les cinq phases principales récapitulées dans la (Figure I.6). Les phases s'enchainent séquentiellement mais les itérations et les retours sont souvent indispensables [1.50-1.52], [1.65-1.71].

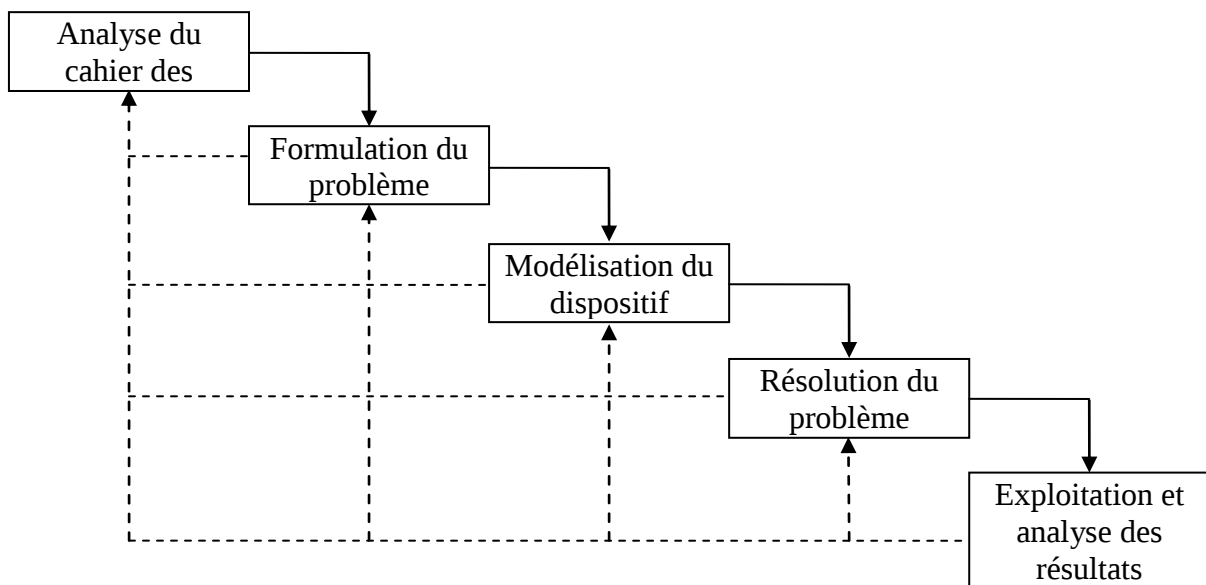


Figure I.6. Démarche de la conception des machines électriques [1.65]

Pour cette démarche, l'analyse du cahier des charges permet d'identifier les spécifications de base, autrement dit les besoins des utilisateurs en termes de fonctionnement désiré et de contraintes à respecter. L'exemple pour la traction hybride est la caractéristique Couple-Vitesse à atteindre et la contrainte thermique à respecter.

Ensuite, les concepteurs doivent définir explicitement les variables de conception, les

objectifs à optimiser et les contraintes du système. Le nombre d'objectifs peut varier de un (critère unique) à plusieurs (multicritères). Fréquemment il y en a deux.

La modélisation du dispositif, autrement dit, le modèle d'optimisation, peut être réalisée analytiquement ou numériquement.

La résolution du problème permet d'identifier les solutions retenues ou d'enlever les individus ne satisfaisant pas aux critères et contraintes demandés. Dans cette étape, une méthode d'optimisation utilisée peut donner un résultat différent par rapport aux autres. Cela dépend des algorithmes utilisés. Les algorithmes peuvent réagir de façon intelligente pour atteindre la convergence le plus tôt possible. Généralement il existe deux grandes familles des méthodes d'optimisations : les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques. Pourtant, les méthodes stochastiques sont utilisées plus fréquemment grâce à la possibilité d'optimisation multi-physique, multicritère, etc. [1.50-1.52]. Il existe plusieurs méthodes d'optimisation de type stochastique, en utilisant souvent les algorithmes génétiques, comme *MOGA* (Multiple Objective Genetic Algorithm), *NSGA-II* (Non dominated Sorting Genetic Algorithm, version II), etc, ou en utilisant les stratégies évolutionnaires, comme *SPEA-II* (Pareto Archived Evolution Strategy, version II).

Parmi toutes ces méthodes, ***NSGA-II*** est une des méthodes les plus utilisées. Cette méthode est la version améliorée de la méthode *NSGA* qui a utilisé pour la première fois le concept de classement par dominance. Dans cette méthode *NSGA-II*, les parents et les enfants sont classés selon le rang de dominance. Lorsque plus de la moitié des parents et des enfants confondus sont dominants, une mesure de densité des solutions est utilisée [1.65]. Elle est très fréquemment utilisée dans la conception de machines électriques parce qu'elle offre des avantages importants. Elle maintient la diversité de la population et les points optimums sont bien répartis sur le front de Pareto. En plus, elle ne dépend d'aucun paramètre de contrôle. Cette méthode a été utilisée et appliquée pour plusieurs études de machines électriques dans notre équipe [1.50-1.52]. Elle est donc notre choix dans le processus d'optimisation.

La dernière étape, qui consiste dans l'exploitation et l'analyse des résultats, a pour objectif de vérifier et d'évaluer la quantité des solutions retenues. En cas d'échec, il est nécessaire de s'interroger sur les choix adoptés lors des phases précédentes. Cette démarche sera montrée plus concrètement dans notre étude au Chapitre IV.

Pour la modélisation du dispositif (Figure I.6), les modèles utilisés dans le processus d'optimisation peuvent être classés en deux familles :

- Modèles analytiques
- Modèles numériques

Les modèles analytiques peuvent se baser sur une résolution formelle des équations de Maxwell ou les modèles de schéma réductant.

Les modèles basés sur la résolution analytique des équations de Maxwell peuvent déterminer l'expression exacte du potentiel vecteur dans l'entrefer de la machine étudiée, qui permet ensuite de déterminer les flux, les densités de flux dans d'autres parties de la machine [1.68-1.72]. Les avantages principaux de ces méthodes sont la rapidité des calculs et l'explication des liens entre les paramètres d'entrée et ceux de sortie, donc, une meilleure compréhension de l'interaction entre les différents paramètres. Cependant, ces méthodes ne peuvent pas être appliquées aux calculs de phénomènes non-linéaires, telle que la saturation magnétique.

La méthode basée sur les modèles de schéma réducteur est ainsi développée et maîtrisée [1.51-1.52], [1.73-1.78]. Elle définit une réductance, qui établit la relation entre le flux traversant une section du champ magnétique et la force électromotrice. Cette méthode peut effectuer des calculs en tenant compte de la saturation mais elle demande plus de temps de calcul par rapport la dernière.

Les modèles numériques se basent sur les résolutions numériques des équations mathématiques. Parmi eux, les méthodes des éléments finis et des différences finis sont les plus utilisées. L'avantage essentiel de ces modèles est la précision des calculs qui dépend du nombre de mailles. Plus nous augmentons le nombre de mailles, plus le résultat obtenu est précis. En contrepartie, le temps de calcul devient plus important. En général, ces modèles numériques prennent plus de temps de calcul par rapport aux modèles analytiques. Pour atteindre un compromis entre le temps de calcul et la précision, il faut bien définir la finesse du maillage et le nombre de calcul. En réalité, ces méthodes sont les plus utilisées dans l'industrie ainsi que dans la recherche.

De plus, les modèles analytiques ne peuvent être appliqués qu'en général à un type précis de machine électrique, c'est-à-dire que les équations analytiques écrites pour les MSAP ne sont pas valables pour les MSCF par exemple. Par contre, les modèles numériques peuvent être utilisés sur l'ensemble des machines électriques.

I.5. Modèles de pertes dans les machines électriques

Les pertes d'énergie électrique dans les machines électriques sont le sujet de nombreux travaux de recherche. En effet, la maîtrise et l'identification de la quantité de pertes d'énergie électrique dans les machines électriques permet de déterminer le rendement du système, d'où les solutions proposées pour l'améliorer.

Les pertes d'énergie électrique dans une association convertisseur - machine électrique se décomposent en des pertes dans le convertisseur et celles qui sont dans la machine électrique. Nous nous sommes attachés à étudier uniquement ces dernières.

Les machines électriques ont généralement des pertes cuivre et des pertes fer (pertes magnétiques) en négligeant les pertes mécaniques. Les pertes cuivre sont effectivement la partie très bien maîtrisée actuellement. Le calcul des pertes fer quant à lui est toujours très complexe et a besoin de modèles plus ou moins détaillés et précis pour répondre à de nombreuses applications. Nous nous sommes intéressés particulièrement aux méthodes de calcul des pertes tenant compte du défluxage électronique dans les machines électriques.

Selon les types d'alimentation des machines, **les pertes cuivre** peuvent comprendre une et/ou plusieurs sources. Par exemple, dans les machines synchrones à rotor bobiné, machines synchrones à double excitation, elles se situent dans les bobinages d'induit ainsi que dans les bobinages d'excitation, alors que dans les MSAP, elles ne se situent que dans les bobinages d'induit. Selon les types du courant d'alimentation, ces pertes peuvent être classées en deux parties : pertes dues au courant actif et pertes dues au courant réactif. Nous ne prenons pas en compte les pertes supplémentaires dues à la fréquence d'alimentation, ni celles dues aux effets de proximités des conducteurs, ni celles dues aux flux de fuites magnétiques.

$$P_{cu} = q \cdot I^2 \cdot R \quad (I. 1)$$

Où :

- q : Nombre de phases
- I : Valeur efficace du courant d'une phase (A)
- R : Résistance totale d'une phase (Ω)

Les pertes fer dans les machines électriques, spécialement dans les machines à aimants permanents font l'objet de plusieurs études. Selon les types de machines, elles peuvent se situer uniquement dans les tôles magnétiques (MCC, MSRB, MAS) et/ou dans les aimants (MSAP, MSDE). Les besoins de modèles précis et efficaces pour répondre à des enjeux de plus en plus complexes du système électrique sont nécessaires. C'est pour quoi, plusieurs modèles de pertes fer ont été développés. Les auteurs dans [1.79] ont présenté une vue générale et comparative de ces modèles.

Un groupe de modèles se base sur **les équations de Steinmetz** [1.80]:

$$P_{fer} = C_{es} \cdot f^{\alpha} \cdot \hat{B}^{\beta} \quad (I. 2)$$

Où :

- f : Fréquence (Hz)
- $\hat{B}$: Amplitude de la densité de flux (T)
- C_{es}, α, β : Coefficients identifiés par les mesures de pertes dans le matériau magnétique utilisé

Ce modèle est applicable uniquement dans le cas des densités de flux purement sinusoïdales. Des modifications, que nous présenterons par la suite, ont été apportées pour tenir compte des formes non-sinusoïdales de l'induction magnétique.

Dans [1.81], **une extension du modèle (I. 2)** a été présentée qui a séparé des pertes fer en deux parties : pertes par hystérésis (statique) et pertes par courants de Foucault (dynamique) :

$$P_{fer} = P_{hys} + P_{cf} = C_{hys} \cdot f \cdot \hat{B}^2 + C_{cf} \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 \quad (I. 3)$$

Où C_{hys} , C_{cf} sont les coefficients correspondant à deux parties statique et dynamique.

- Les pertes par hystérésis parues par l'utilisation des matériaux magnétiques dans les machines électriques qui sont proportionnelles à la caractéristique d'hystérésis du matériau (Figure I.7).

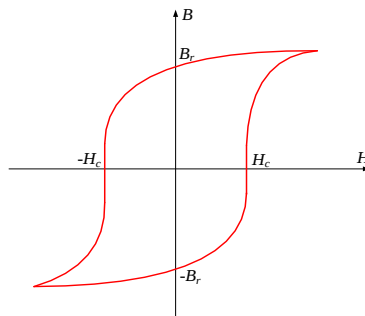


Figure I.7. Caractéristique d'hystérésis d'un matériau magnétique

- Les pertes par courants de Foucault qui sont une conséquence de l'induction magnétique dans les circuits magnétiques des machines électriques :

$$P_{cf} = \frac{d^2}{12 \cdot \rho \cdot \gamma} \cdot \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 \quad (I. 4)$$

Où :

- $B(t)$: Densité de flux en fonction du temps (T)
- d : Epaisseur des tôles magnétiques (m)
- ρ : Résistivité spécifique (Ωm)
- γ : Densité volumique (kg/m^3)

Particulièrement, **le modèle classique le plus connu est le modèle développé par Bertotti** [1.82-1.84]. Il est devenu une référence pour développer des modèles plus détaillés de pertes fer. Pour cela, il ajoute une partie des pertes excédentaires tenant compte des pertes

excédentaires en fonction de la densité de flux et de la fréquence qui sont différentes par rapport aux pertes par hystérésis et aux pertes par courants de Foucault:

$$P_{fer} = P_{hys} + P_{cf} + P_{exc} = C_{hys} \cdot f \cdot \hat{B}^2 + C_{cf} \cdot f^2 \cdot \hat{B}^2 + C_{exc} \cdot f^{1,5} \cdot \hat{B}^{1,5} \quad (I. 5)$$

Revenons maintenant à la problématique de calcul des pertes fer avec les inductions magnétiques non-sinusoïdales. C'est le cas spécifique pour les machines tournantes.

Comme les équations de Steinmetz sont valables uniquement pour les densités de flux sinusoïdales, plusieurs modifications ont été développées pour pouvoir tenir compte des formes non-sinusoïdales. Dans [1.85], les auteurs ont développé des modifications. Ils ont défini une fréquence équivalente qui dépend du rapport de rémagnétisation macroscopique du matériau dM/dt . Puisque ce rapport de rémagnétisation est proportionnel aux variations de la densité de flux dB/dt , la fréquence équivalente basée sur ces variations est défini par :

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \cdot \pi^2} \cdot \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 \cdot dt \quad (I. 6)$$

Où : $\Delta B = B_{max} - B_{min}$.

Combiné l'équation (I. 6) avec l'équation de Steinmetz (I. 2), alors, ils ont obtenu :

$$P_{fer} = C_{es} \cdot f_{eq}^{\alpha-1} \cdot \hat{B}^\beta \cdot f_r \quad (I. 7)$$

Où f_r est la fréquence de rémagnétisation ($T_r = 1/f_r$) qui exprime l'influence de la rémagnétisation ou bien de la non-linéarité du matériau sur les pertes fer.

Grâce à cette modification en introduisant un deuxième facteur-correcteur, ce modèle arrive à tenir compte des variations de la densité de flux en fonction du temps.

En effet, en se basant sur le modèle de Bertotti, plusieurs auteurs ont développé des modèles de pertes appliqués aux machines électriques, notamment pour les machines à aimants permanents et pour les applications de la traction, en tenant compte des variations non-sinusoïdales de la densité de flux. Parmi les modèles développés, nous pouvons les classer en deux groupes : l'un qui sépare les pertes fer en deux parties : pertes par hystérésis et par courants de Foucault [1.20], [1.26], [1.69], [1.86-1.91], l'autre qui les sépare en trois parties : pertes par hystérésis, pertes par courants de Foucault et pertes excédentaires [1.35], [1.70], [1.92-1.95].

Dans [1.96], le modèle de pertes fer proposé se compose de deux parties principales : pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Ce modèle est donc parmi les modèles du premier groupe.

$$P_{fer} = P_{hys} + P_{cf} = (k_{h1} \cdot \Delta B + k_{h2} \cdot \Delta B^2) \cdot f + \alpha \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\frac{db}{dt} \right)^2 \cdot dt \quad (I. 8)$$

Où :

ΔB :	Variation maximale de la densité de flux dans la zone de calcul (T)
T :	Période électrique ($2 \cdot \pi_{elec}$)
f :	Fréquence (Hz)
k_{h1} et k_{h2} :	Coefficients de hystérésis
α :	Coefficient de courant de Foucault

Les valeurs des coefficients sont déterminées à partir des caractéristiques des matériaux magnétiques utilisés. Il a validé ce modèle pour plusieurs types de matériaux magnétiques par des mesures expérimentales. Dans cette thèse, nous utilisons ce modèle et l'évaluons pour le calcul des pertes fer sur un cycle de fonctionnement.

I.6. Nouveaux enjeux de la conception optimale de machines électriques pour la traction hybride électrique

Nous avons présenté précédemment des modèles de pertes cuivre et de pertes fer dans les machines électriques. Ils ont été appliqués dans plusieurs domaines, notamment à la traction dont les tractions électrique et hybride sont les applications bien développées ces dernières années.

Dans la problématique de l'optimisation des machines électriques pour l'application de traction hybride électrique, les caractéristiques requises dans le plan Couple-Vitesse sont en général résumées sous la caractéristique de puissance maximale couverte par les points suivants : le point à la vitesse de base, le point à grande vitesse (Figure 0. 1), etc..... [1.18], [1.24], [1.30], [1.34], [1.39].

Le fait qu'un cycle de fonctionnement soit réduit à quelques points de fonctionnement se base principalement sur l'hypothèse que si les machines atteignent ces points, elles pourront atteindre tous les autres points. Une autre hypothèse souvent utilisée est que l'ensemble convertisseur-machine fonctionne la plupart du temps du cycle sur ces points là [1.41-1.43], [1.51-1.52], [1.55], [1.70], [1.97-1.98]. Par exemple, dans 20% du temps de fonctionnement la machine fonctionne au point de base, 10% au point à grande vitesse et 70% au point le plus sollicité.

Ces hypothèses facilitent l'utilisation de modèles électromagnétiques bien maîtrisés pour simplifier les démarches d'optimisation des machines électriques. C'est la raison pour laquelle l'hypothèse que les machines optimisées pour ces points de calcul sont aussi satisfaites pour l'ensemble du cycle a été faite.

Pourtant, pour chaque cahier des charges, nous pouvons obtenir une machine optimisée différente. Et quand nous ajoutons un point de fonctionnement dans le cahier des charges, la solution optimale varie. Alors qu'une machine électrique pour ces applications fonctionne non seulement sur quelques points mais aussi sur l'ensemble du cycle comprenant des centaines de points. C'est la raison pour laquelle, nous avons proposé l'étude sur l'optimisation des machines électriques sur l'ensemble des points définissant le cycle ou les cycles.

De plus, le défluxage dans les machines électriques aux vitesses supérieures à la vitesse de base est un problème complexe qui est lié fortement au problème de minimisation des pertes, notamment pour les machines à aimants permanents. Dans la problématique d'optimisation, la prise en compte de cette problématique pour plusieurs points de calcul a rarement été étudiée.

C'est pour ces raisons qu'il est nécessaire d'avoir des modèles électromagnétiques permettant de calculer les pertes électriques et magnétiques non seulement sur quelques points de fonctionnement mais surtout sur l'ensemble des points du cycle. Cette problématique a été posée depuis quelques temps et paraissait très importante et intéressante pour plusieurs chercheurs dans ce domaine.

En effet, dans [1.27], [1.35], [1.38], [1.61], [1.87-1.89], [1.92], [1.95], [1.99-1.101], les auteurs ont présenté des méthodes de calcul des pertes fer à vide en fonction de la fréquence (ou la vitesse désirée). Les modèles de pertes présentés sont basés sur l'utilisation de la composante fondamentale de la densité de flux, ou en tenant compte de ses harmoniques. L'avantage de ces méthodes est de pouvoir calculer les pertes fer à vide pour toutes les valeurs de vitesses demandées. Ce type de méthode de calcul permet de calculer également les pertes en charges pour un couple donné et pour différentes vitesses demandées [1.38], [1.87-1.88], [1.101]. Le modèle développé par Prof. K. Yamazaki [1.87-1.88] est une référence pour ce type de calcul :

$$\begin{aligned}
 P_{fer} &= P_{hys} + P_{cf} \\
 &= \frac{K_h D}{T} \sum_{i=1}^{NE} \frac{\Delta V_i}{2} \left(\sum_{j=1}^{N_{pr}^i} (B_{mr}^{ij})^2 + \sum_{j=1}^{N_{p\theta}^i} (B_{m\theta}^{ij})^2 \right) \\
 &\quad + \frac{K_e D}{2\pi^2} \cdot \int_{iron} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \left(\left(\frac{B_r^{k+1} - B_r^k}{\Delta t} \right)^2 + \left(\frac{B_\theta^{k+1} - B_\theta^k}{\Delta t} \right)^2 \right) \cdot dv
 \end{aligned} \tag{I. 9}$$

Où :

- Δt : Division de temps de la densité de flux (sec)
- D : Densité de plaque d'acier électrique
- n : Nombre total de divisions durant une période électrique
- B_r : Composante radiale de la densité de flux (T)
- B_θ : Composante périphérique de la densité de flux (T)

Pour ce modèle, les valeurs de coefficients de pertes fer sont constantes. Les auteurs de [1.89] ont donc présenté un modèle amélioré pouvant calculer les pertes fer à vide en fonction de la fréquence en tenant compte de l'influence des variations de flux et de vitesse sur ces coefficients des pertes.

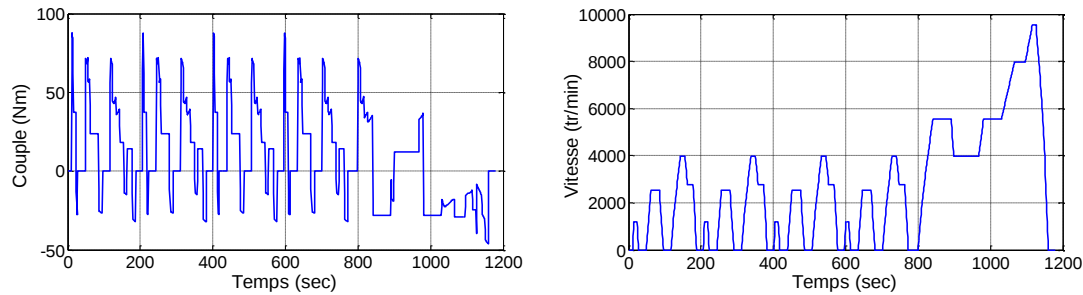
$$\begin{aligned}
 P_{fer} &= P_{hys} + P_{cf} \\
 &= \frac{D}{T} \sum_{i=1}^{NE} \frac{\Delta V_i}{2} \left(\sum_{j=1}^{N_{pr}^i} K_{hr}(f, B_{mr}^{ij}) \cdot (B_{mr}^{ij})^2 + \sum_{j=1}^{N_{p\theta}^i} K_{h\theta}(f, B_{m\theta}^{ij}) \cdot (B_{m\theta}^{ij})^2 \right) \\
 &+ \frac{D}{2\pi^2} \cdot \int_{iron} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \left(K_{er}(f, B_r) \cdot \left(\frac{B_r^{k+1} - B_r^k}{\Delta t} \right)^2 + K_{e\theta}(f, B_\theta) \cdot \left(\frac{B_\theta^{k+1} - B_\theta^k}{\Delta t} \right)^2 \right) \cdot dv
 \end{aligned} \tag{I. 10}$$

Ce modèle peut améliorer considérablement la précision du calcul. Pourtant, ces coefficients dépendent non seulement de la fréquence mais aussi de la densité de flux. Ce fait augmente la complexité des calculs. Pour simplifier la complexité de ce modèle, les auteurs de [1.22], [1.29], [1.40] ont présenté un modèle basé sur celui-ci dont les coefficients ne dépendent que de la fréquence. D'où ils ont développé une méthode de calcul des pertes fer sur cycle de fonctionnement du véhicule. Une telle méthode a été également proposée dans [1.63]. Pourtant, les méthodes de calcul de pertes sur cycle présentés sont uniquement pour le mode « à vide », sans tenir compte du défluxage dans les machines. Ainsi, les auteurs n'ont pas pu formaliser ces modèles pour pouvoir les adapter à un calcul des pertes en charge sur cycle.

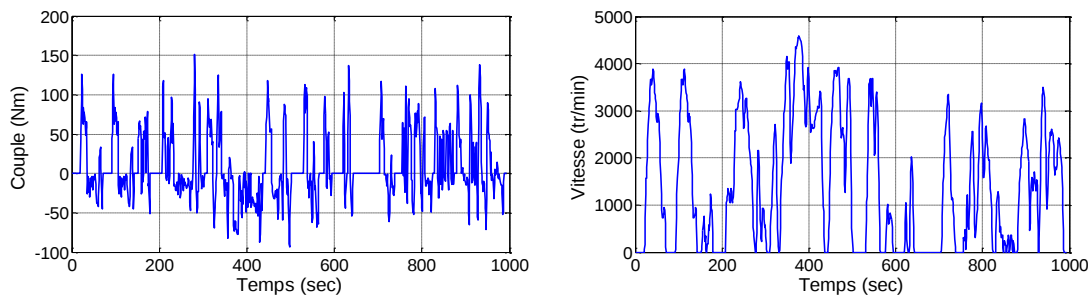
Dans notre étude, à partir du modèle des pertes fer (I. 8), nous avons pu développer des modèles de pertes fer pour les calculer sur l'ensemble d'un cycle de fonctionnement dans les deux cas : à vide et en charge que nous présenterons dans le chapitre suivant. Ces méthodes de calcul seront appliquées pour plusieurs cycles de fonctionnement et pour plusieurs machines synchrones à aimants permanents.

I.7. Présentation du cahier des charges

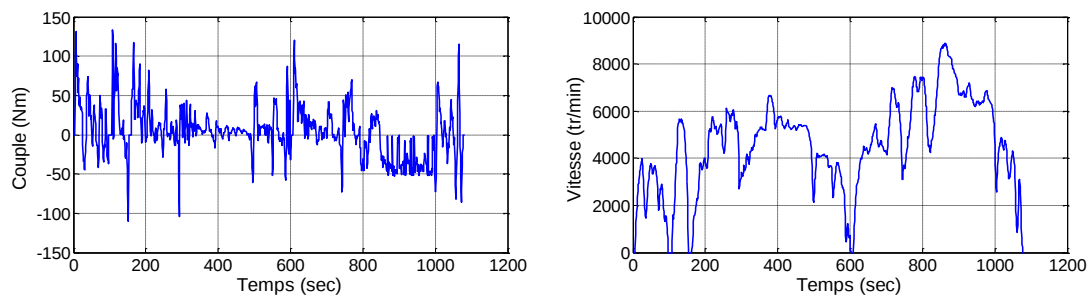
Le cahier des charges de notre étude se caractérise sous forme des cycles de fonctionnement du véhicule. Nous présentons dans la Figure I.8 les caractéristiques du couple et de la vitesse en fonction du temps de la machine électrique adoptée : NEDC (ou New European Driving Cycle), Artemis-Urbain (pour une application urbaine) et Artemis-Routier (pour une application routière).



(a) Couple et vitesse durant le cycle NEDC



(b) Couple et vitesse durant le cycle Artemis-Urbain



(c) Couple et vitesse durant le cycle Artemis-Routier

Figure I.8. Caractéristiques requises de la machine électrique sur les cycles de fonctionnement

« Le cycle NEDC, également appelé le Motor Vehicle Emissions Group (MVEG), est un cycle de conduite automobile conçu pour imiter de façon reproductible les conditions rencontrées sur les routes européennes. Il est principalement utilisé pour la mesure de la consommation et des émissions polluantes des véhicules. Le principe de ce cycle est un « scénario » fait d'accélération/décélération et de paliers de vitesse sur une durée de 20 minutes. La vitesse à tout moment du test doit être maintenue dans un certain écart de tolérance autour de la consigne » [1.102].

Le cycle NEDC (Figure I.8) présente les caractéristiques requises de la machine électrique. Ce sont des valeurs de la vitesse de rotation et du couple de la machine électrique associée. Les valeurs numériques des vitesses et des couples sont particulières à une application et dépendent de pleins de paramètres dont les principaux sont la masse du véhicule et le rapport du réducteur mécanique.

Les principes des deux autres cycles se basent également sur cette méthode de mesure mais pour imiter le fonctionnement dans deux différentes zones géographiques (urbaine et routière).

En fait, notre étude concernant ces trois cycles de fonctionnement se concentre donc autour de la machine électrique. L'aspect système, c'est-à-dire l'interaction entre les éléments de la chaîne de traction n'est pas explorée, mais le besoin, c'est-à-dire la performance souhaitée est bien prise en compte à partir d'un cycle qui est fonction du temps et du besoin mécanique du système (couple et vitesse).

Le développement des applications de véhicules hybrides électriques demande de nouvelles technologies de machines électriques plus économiques. Or, le rendement des machines électriques est fortement lié aux pertes d'énergie électrique. Le besoin des modèles de pertes précis est nécessaire pour pouvoir comparer les performances des machines électriques adoptées et les optimiser pour ces applications. Outre la précision des calculs, les modèles de pertes doivent être capables de calculer sur l'ensemble du cycle de fonctionnement du véhicule qui se représente par des centaines de points de fonctionnement. C'est pourquoi, l'optimisation des machines électriques sur l'ensemble du cycle de fonctionnement est un des nouveaux enjeux pour la conception des machines électriques pour ces applications.

Dans la suite, nous nous proposons de commencer par présenter les configurations et les principes de fonctionnement des machines électriques sélectionnées, que nous allons optimiser par la suite. Ensuite, nous présenterons les démarches de modélisation 2D des machines électriques par le logiciel d'éléments finis Finite Element Method Magnetics (FEMM) qui a été développé par David Meeker [1.103]. Puis, après avoir modélisé les caractéristiques électromagnétiques des machines électriques, nous proposerons d'étudier l'influence de quelques variables géométriques et magnétiques sur les performances des machines électriques.

I.8. Présentation et principe des machines électriques étudiées

Dans le cadre du projet ANR-PREDIT-MEEI (Machines Electriques et Electroniques Intégrée), nous nous sommes intéressés à étudier un type du rotor de la machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux. Ce rotor a fait l'objet du brevet de Leroy Somer (LS) n° FR 2932618-B1 déposé en 2008 (Figure I.9) [1.104].

« La présente invention concerne un rotor (1) de machine électrique tournante à aimants permanents (7) et à concentration de flux, comportant [1.104] :

- Un arbre (2) s'étendant selon l'axe de rotation (X) du rotor (1)
- Une masse rotorique (3) disposée sur l'arbre (2), la masse rotorique (3) comportant:
 - Une ouverture centrale (4) pour son montage sur l'arbre (2)
 - Des logements (5) orientés radialement dans lesquels les aimants permanents (7) sont disposés
 - Et dans au moins un intervalle angulaire (40) séparant deux logements (5) consécutifs, au moins un évidement (6) ne débouchant ni sur l'ouverture centrale (4) ni sur les deux logements (5) consécutifs, ce ou ces évidements (6) situés dans ledit intervalle occupant une étendue angulaire (α) autour de l'axe de rotation (X) du rotor (1) supérieure ou égale à la moitié de l'étendue angulaire (β) dudit intervalle (40) ».

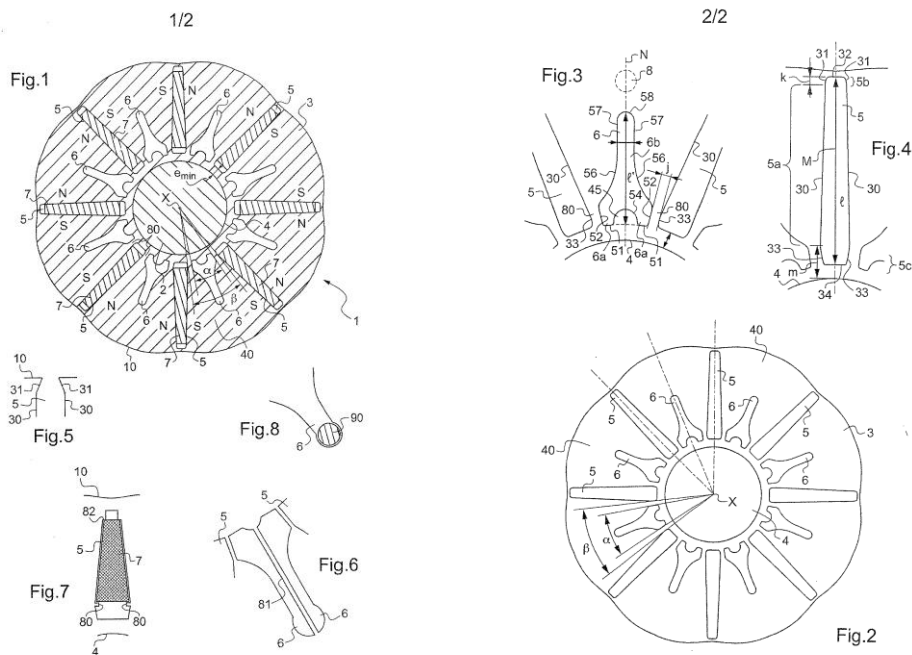


Figure I.9. Rotor à aimants permanents de Leroy Somer (Brevet FR 2932618-B1)

« Ces rotors à concentration de flux possèdent une masse rotorique dans laquelle sont logés des aimants. Ces aimants sont engagés dans les logements orientés radialement ».

« Un tel type du rotor possède un avantage. Il est possible d'obtenir des inductions moyennes dans l'entrefer supérieures à l'induction de travail des aimants. Cet avantage permet d'abaisser le coût de la machine en utilisant des aimants à base de ferrites. En outre, il permet d'augmenter la compacité de la machine dans le cas de l'utilisation d'aimants à base de terres rares ». Des performances d'une machine comportant un tel rotor ont été présentées dans [1.105].

De plus, les pertes magnétiques doivent être réduites au niveau du rotor. En effet, les évidements créent des zones entre les aimants permanents où le flux magnétique ne peut circuler aisément vers l'arbre, et de ce fait limitent le bouclage du flux magnétique vers la partie radialement intérieure du rotor, c'est-à-dire, les fuites vers l'arbre. Donc, le flux magnétique des aimants permanents doit se reboucler au niveau du stator et non au niveau du rotor ou de l'arbre du rotor.

Particulièrement, « le contour extérieur de la masse rotorique peut être circulaire ou multilobé (Figure I.9). Une forme multilobée peut être utile par exemple pour réduire les ondulations de couple ou les harmoniques de courant ou de tension ». Une telle forme peut rendre la forme du flux plus sinusoïdale (Figure I.11).

Pour justifier la forme spéciale des aimants, nous comparons l'amplitude et la forme du flux à vide des deux machines. L'une porte un tel rotor initial et l'autre porte un rotor avec des aimants rectangulaires (Figure I.10). Les différences entre ces deux machines restent uniquement au niveau de la forme des aimants.

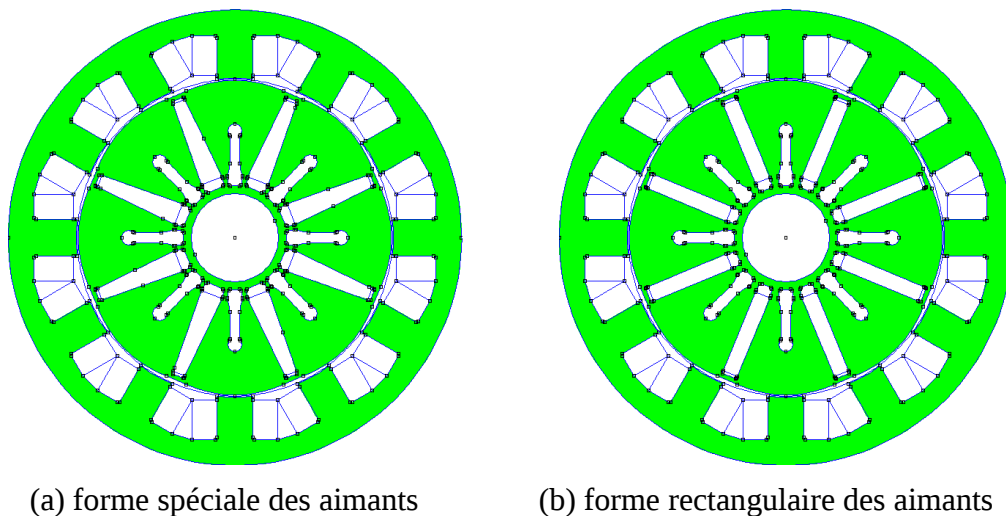


Figure I.10. Géométries des deux machines dont le rotor portent deux formes différentes des aimants

Nous trouvons qu'à partir de la Figure I.11, l'amplitude du flux à vide obtenue avec la forme spéciale des aimants est plus élevée que celle obtenue avec la forme rectangulaire. La concentration de flux est donc plus importante avec cette forme spéciale des aimants (10 %).

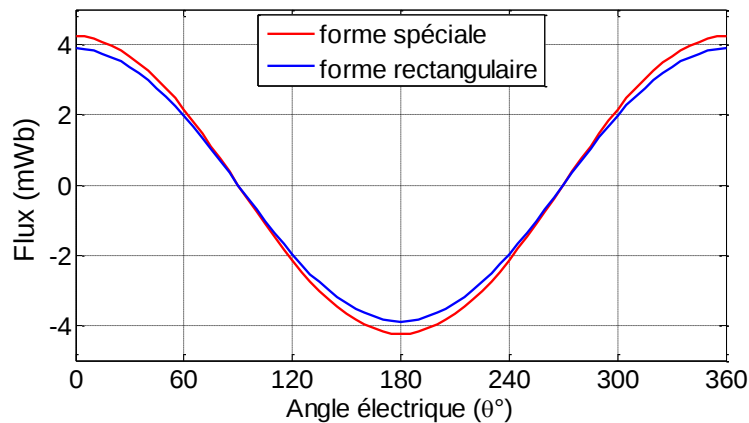


Figure I.11. Flux à vide par spire pour les deux formes différentes des aimants

Dans le cadre de notre étude, nous utilisons les modélisations numériques par la méthode des éléments finis. Le nombre d'éléments décide le temps d'un calcul. Ce temps de calcul dépend donc des géométries de la machine. Le nombre d'éléments devient important quand la géométrie porte des formes rondes et de petites dimensions. Dans ce cas là, le temps de calcul devient important.

La géométrie du rotor présenté dans la Figure I.9 porte de tels détails avec des évidements vers l'arbre et la forme multilobée à l'extérieur du rotor. Cette géométrie demande un grand nombre d'éléments lors du maillage, donc, un temps de calcul important. Pour le justifier, nous faisons une comparaison des temps d'un calcul pour deux différents rotors. Le rotor modifié a des modifications au niveau de la forme spéciale au niveau d'entrefer et au niveau des évidements au niveau de l'arbre (Figure I.12).

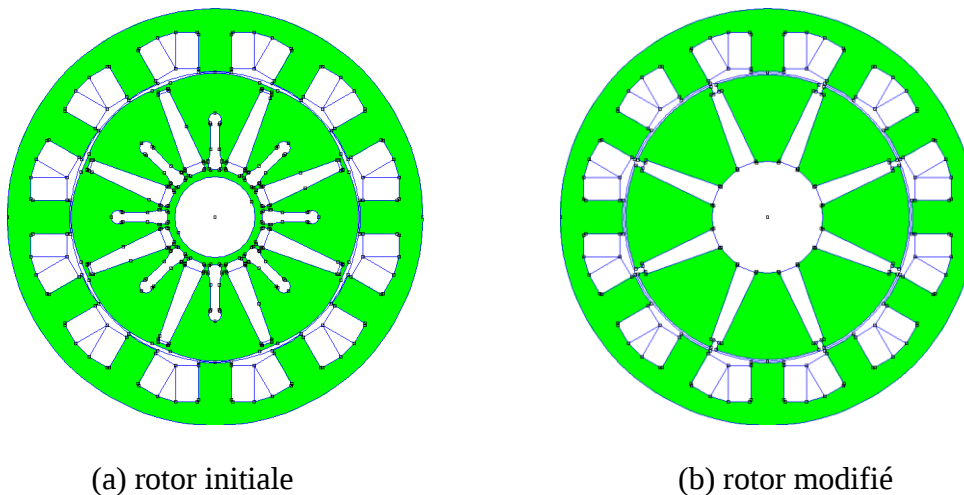


Figure I.12. Géométries des deux machines portant deux rotors différents

Tableau I. 1. Comparaison du temps d'un calcul pour les deux machines

<i>Paramètre</i>	<i>Rotor initial</i>	<i>Rotor modifié</i>
Nombre d'éléments	66230	24540
Temps de maillage et de résolution pour un calcul (sec)	60	9

Comparant le nombre de mailles et le temps d'un calcul pour chaque machine, nous trouvons que la machine portant le rotor modifié est plus avantageuse. Elle a un nombre de mailles bien plus faible que la machine initiale. Particulièrement, pour un calcul, elle demande un temps beaucoup plus faible, ce qui est très important et très avantageux pour la modélisation numérique et surtout pour l'optimisation avec un grand nombre de calcul.

Nous comparons également le flux à vide des deux machines pour pouvoir montrer l'intérêt de ce rotor modifié.

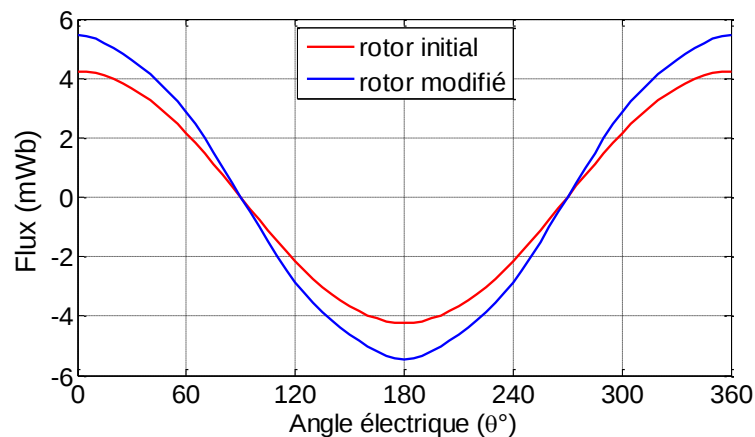


Figure I.13. Flux à vide par spire pour les deux machines portant deux rotors différents

Nous trouvons qu'à partir de la Figure I.13, l'amplitude du flux à vide avec le rotor modifié est plus élevée que celle obtenue avec le rotor initial. En effet, le rotor modifié évite à produire des fuites vers l'arbre de la machine, ce qui est le cas du rotor initial. Donc, la concentration de flux vers la dent statorique est plus importante que celle avec le rotor initial.

C'est pour ces raisons, ainsi afin de faciliter les modélisations et les calculs, nous avons décidé de choisir le type de rotor modifié pour notre étude (Figure I.14). Cette structure du rotor profite des intérêts de l'invention originelle en termes de concentration de flux par la forme des aimants permanents.

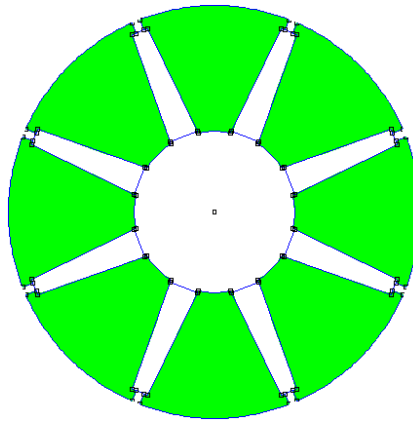


Figure I.14. Rotor simplifié de la machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux

En effet, ce rotor porte des aimants avec leur forme spéciale pour augmenter la concentration de flux. Ainsi, les ergots au niveau de l'entrefer améliorent la tenue mécanique des aimants pendant la rotation.

En se basant sur ce rotor, nous avons développé quatre configurations de machines pour l'application de la traction hybride. Le choix de ces quatre machines a été fait d'après une première étude des performances de plusieurs configurations de machines synchrones à aimants permanents, sur le critère de maximiser le rapport couple/pertes cuivre.

La première machine est une machine synchrone à concentration de flux (MSCF) à 12 encoches au stator avec les bobinages concentrés en gardant le rotor à 8 aimants (Figure I.15). Cette structure offre l'avantage des bobinages concentrés (pertes cuivre réduites). Nous la nommerons MSCF 12-8.

La deuxième machine est aussi une MSCF (Figure I.16) à 12 encoches au stator avec les bobinages concentrés mais son rotor possède 16 aimants. L'intérêt de cette structure est de pouvoir donner une densité de couple plus importante parce qu'il y a plus d'aimants. Ainsi, elle profite de l'avantage des bobinages concentrés. Nous la nommerons MSCF 12-16.

Les troisième et quatrième propositions sont les machines à bobinages répartis avec 48 encoches au stator (Figure I.17 et Figure I.18). Elles sont considérées comme les machines de référence. La troisième machine (MSCF 48-8) se base également sur le principe de la concentration de flux en gardant le rotor à 8 aimants alors que la quatrième représente les machines classiques à aimants en surface du rotor (MSAP 48-8) qui est le type de machine très répandu.

Le choix de ces quatre machines offre une étude comparative des machines de différents types de bobinage et de différents positionnements de l'aimant.

I.8.1. MSCF 12-8

Dans le cas de cette machine à 8 pôles, nous avons 8 aimants disposés radialement au rotor et 12 bobines concentrées et disposées autour des dents statoriques (Figure I.15). Donc, nous pouvons déterminer le nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase $N_{ep} = 1$ [1.27], [1.106 – 1.109] :

$$N_{ep} = \frac{N_e}{2 \cdot p \cdot q} \quad (\text{I. 11})$$

Où :

N_{ep} : Nombre d'encoches par pôle et par phase

N_e : Nombre d'encoches

p : Nombre de paires de pôles

q : Nombre de phases

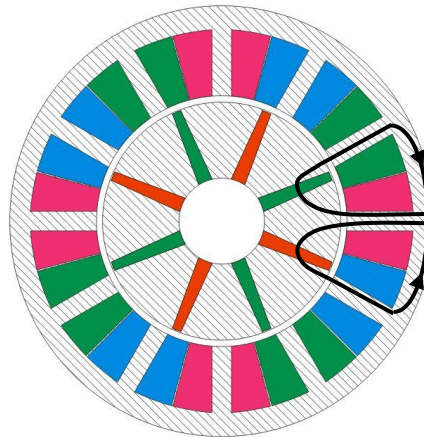


Figure I.15. MSCF 12-8

Pourquoi nous l'appelons la machine synchrone à concentration de flux ? Les aimants sont séparés par des tôles rotoriques qui permettent de canaliser le flux créé et de l'acheminer jusqu'à l'entrefer de la structure (Figure I.15). Donc, les lignes du flux créé par un aimant circulent dans les tôles rotoriques, traversent l'entrefer et puis la dent statorique. Elles circulent ensuite dans la culasse du stator et traversent l'autre dent et, enfin reviennent vers l'aimant, et l'entrefer). C'est-à-dire que le flux créé par un aimant circule et puis revient à lui-même. Grâce à la concentration de flux créée par deux aimants de deux pôles proches (Figure I.15, la densité de flux traversant l'entrefer devient plus importante, donc, elle peut créer un couple massique plus important.

De plus, cette machine a des bobinages concentrés autour des dents du stator qui se retrouvent dans les 12 encoches. Grâce à ce type de bobinage, nous pouvons obtenir un coefficient de remplissage plus élevé que le type de bobinage classique (diamétral).

I.8.2. MSCF 12-16

La deuxième configuration proposée a été développée en multipliant par deux le nombre de pôles au rotor. Par conséquent, cette machine possède 12 bobines disposées dans les 24 encoches au stator et 16 aimants au rotor (Figure I.16). Ces aimants sont magnétisés d'une façon azimutale. Le nombre d'encoches par pôle et par phase est de $N_{ep} = 1/2$. Donc, elle est également une MSCF et à encochage fractionnaire.

Comme la configuration précédente, la circulation des lignes du flux créé par des aimants de cette machine sont illustrées dans la (Figure I.16). Elle se base également sur le principe de concentration de flux.

Ces deux premières machines présentées ont des bobinages concentrés. Ce type de bobinage permet d'atteindre un meilleur coefficient de remplissage d'encoche [1.28], [1.109 – 1.110]. Grâce à l'effet de courtes têtes de bobines, elles ont généralement moins de pertes cuivre, ainsi qu'une grande densité de puissance pour la même section de bobinage et la même densité de courant. Alors, ces deux MSCF peuvent combiner les avantages de la concentration de flux, ainsi que ceux du bobinage concentré.

De plus, les intérêts des structures à encochage fractionnaire par rapport à des machines classiques, à une encoche par pôle et par phase, ont été montrés dans plusieurs références [1.27-1.28], [1.106 – 1.111], tels que la réduction d'ondulations du couple, la réduction du bruit acoustique [1.111], une grande densité de couple grâce à un grand nombre de pôles [1.107], etc. Pourtant, comme elle a un nombre de pôles plus grand, donc, une fréquence électrique plus élevée, elle risque d'avoir des pertes fer plus importantes.



Figure I.16. MSCF 12-16

Les deux premières configurations proposées pour cette étude représentent donc des avantages importants : un couple massique élevé, une concentration de flux, un bon coefficient de remplissage d'encoche, de faibles harmoniques de la *FEM* dues à l'effet de deux bobines par encoche [1.112], etc. ...

I.8.3. MSCF 48-8

La troisième configuration proposée a été développée à partir de la première en gardant le même rotor et en modifiant le stator en adoptant des bobinages répartis. Elle a dans ce cas 48 encoches au stator, donc, le nombre d'encoches par pôle et par phase est égal à $N_{ep} = 2$ (Figure I.17). Elle est également une MSCF mais à encochage entier.

Comme cette machine a le même rotor que la MSCF 12-8, mais aux bobinages répartis alors que la MSCF 12-8 est aux bobinages concentrés. Elle peut être une machine de référence par rapport à la MSCF 12-8 dans le but de montrer l'influence des types de bobinage sur les performances des machines. La différence des types de bobinage rend celle des valeurs du coefficient de remplissage, ce qui peut influencer sur les valeurs des pertes électriques.

De plus, cette machine a le même type du rotor par rapport aux deux premières machines, avec le principe de concentration de flux. L'étude de cette machine peut montrer l'influence des types de bobinage (concentré ou diamétral) sur la concentration de flux.

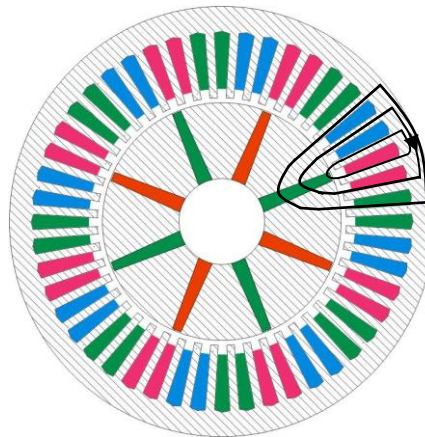


Figure I.17. MSCF 48-8

I.8.4. MSAP 48-8

La quatrième configuration proposée a été développée à partir de la troisième en gardant le même stator et en modifiant le positionnement des aimants au rotor. Dans le cas de cette machines à 8 pôles, nous avons 8 aimants collés à la surface du rotor (Figure I.18).

Cette machine possède des aimants collés en surface du rotor, donc, la culasse rotorique sert à non seulement la tenue mécanique mais aussi à l'acheminement du flux créé par des aimants. Une telle structure bénéficie des avantages de MSAP comme la simplicité, la compacité, une densité de couple important, etc. Pourtant, elle connaît également des points faibles à sa tenue mécanique.

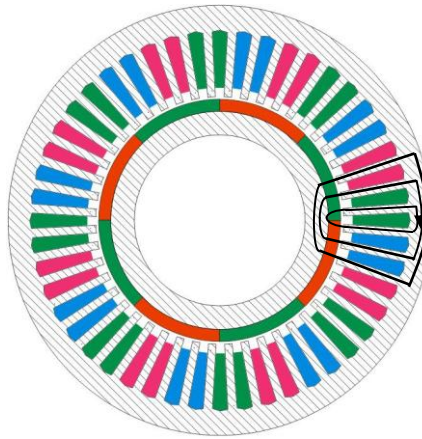


Figure I.18. MSAP 48-8

D'ailleurs, ces deux structures aux bobinages répartis ont des inconvénients, tels qu'un volume important des têtes de bobines et la difficulté du défluxage que nous justifierons dans les chapitres suivants.

Ces deux dernières machines ont été proposées parce qu'elles sont des références pour la comparaison avec les deux premières machines. La différence entre ces quatre machines se situe au niveau :

- du type de bobinage
- du positionnement des aimants
- du type de machine à encochage entier ou fractionnaire

Ces éléments peuvent créer des comparaisons intéressantes quant à leurs performances.

Pour faciliter la lecture de cette thèse, nous nous permettons de nommer ces quatre machines sous leurs noms résumés MSCF 12-8, MSCF 12-16, MSCF 48-8 et MSAP 48-8 respectivement pour les quatre configurations proposées.

Notre choix des quatre machines présentées ci-dessus doit permettre de mener des études comparatives sur d'autres types de machines synchrones telles que celles à bobinages fractionnaires, les différents types de bobinages concentrés (« simple layer », « double layer » et plus), etc....

I.9. Modélisation des machines électriques

Le principe de fonctionnement des MSAP présentées dans la partie précédente met en évidence l'existence de trajets de flux $2D$ qui sont des trajets principaux du flux des aimants permanents. Dans le cadre de notre étude, nous ne prenons pas en compte les effets $3D$ dans les MSAP. En conséquence, en négligeant les fuites de flux $3D$, nous avons proposé un modèle éléments finis $2D$ pour modéliser ces machines électriques. Nous nous

permettons alors de présenter les différentes étapes nécessaires pour l'établissement de ce modèle au moyen d'un code « libre » FEMM version 4.2. Le choix de ce code se base sur la simplicité d'usage en assurant la bonne précision par rapport aux autres codes commerciaux.

Le développement de ce modèle 2D se déroule en sept étapes que nous détaillerons dans les parties suivantes : choix de la formulation, définition de la géométrie, définition du maillage, attribution des matériaux, définition des conditions aux limites, analyse et résolution, et enfin post-traitement.

Les outils de dessin du logiciel permettent de dessiner la géométrie complète d'une machine quelconque. En outre, nous pouvons programmer le dessin. C'est le cas de notre utilisation, dans le but de pouvoir écrire des programmes de calculs complexes pour le problème de couplage avec l'outil *Matlab* et celui d'optimisation.

Les codes de dessin permettent aussi de définir la précision de chaque partie géométrique, ce qui est nécessaire en termes de temps de calcul et de précision de résultat, notamment dans la zone d'entrefer. Une fois le dessin 2D réalisé et le maillage effectué, le respect de la géométrie 3D est assuré automatiquement suivant l'axe de la machine. Donc, le maillage a la même qualité sur toute la longueur active de la machine.

A la (Figure I.19) est présenté le dessin géométrique et le maillage d'une MSCF 12-8 par exemple. Il comprend différents matériaux : l'air, le matériau magnétique, les aimants permanents et les bobinages.

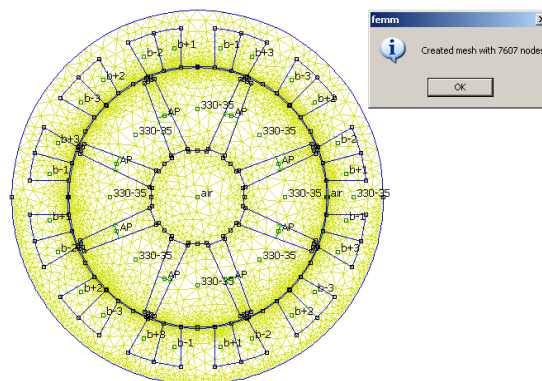


Figure I.19. Exemple de la géométrie et du maillage d'une machine

Dans le cadre de ce projet, nous avons un cahier des charges fixé, il y a donc des données importantes telles que le rayon extérieur (200 mm), la longueur active (200 mm), le matériau magnétique unique M330-35, l'entrefer (0,6 mm), rayon d'arbre minimal (25 mm), etc. C'est pourquoi dans un premier temps, nous nous permettons de présenter les quatre machines de référence pour des études préliminaires. Elles ne sont évidemment pas encore optimisées mais l'objectif de ce choix est de présenter des caractéristiques électromagnétiques des machines. La figure et le tableau suivants présentent leurs paramètres. Pour les quatre machines, la largeur de la dent a été mise égale à l'ouverture de l'encoche.

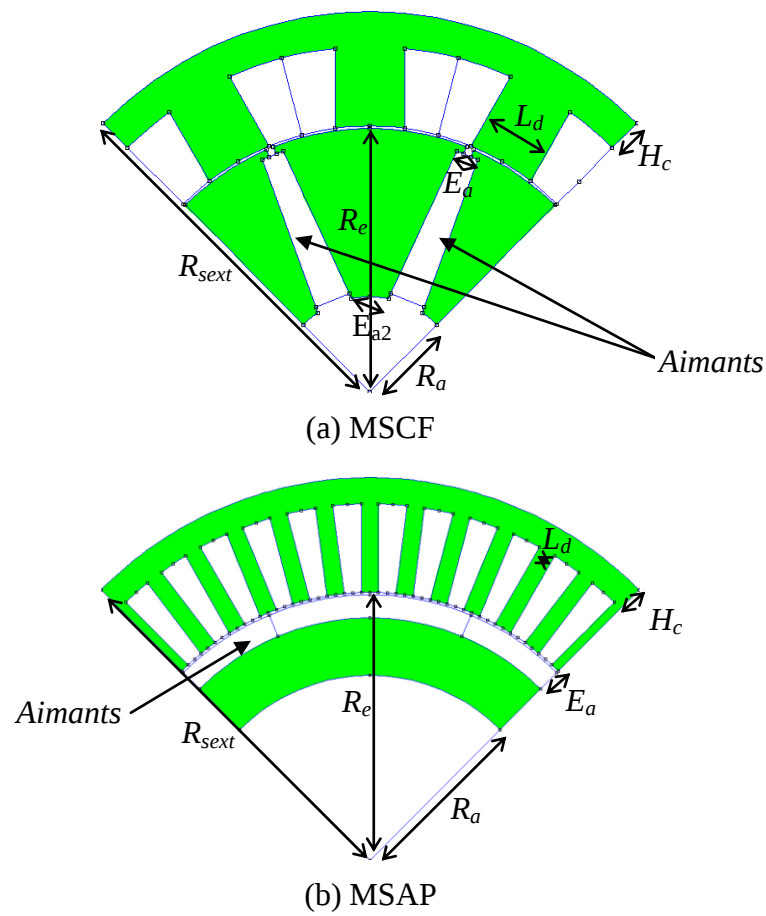


Figure I.20. Extrait géométrique d'un quart des machines

Tableau I. 2. Paramètres des machines électriques de référence

<i>Paramètre</i>	<i>Symbole</i>	<i>MSCF 12-8</i>	<i>MSCF 12-16</i>	<i>MSCF 48-8</i>	<i>MSAP 48-8</i>
Nombre d'encoches	N_e	24	24	48	48
Nombre de paires de pôles	p	4	8	4	4
Coefficient de remplissage	k_b	0,6	0,6	0,35	0,35
Induction rémanente de l'aimant (T)	B_r	1	1	1	1
Rayon externe (mm)	R_{sext}	100	100	100	100
Longueur active (mm)	L_a	200	200	200	200
Longueur des têtes de bobines (mm)	$L_{têtes}$	30	30	60	60
Rayon de l'entrefer (mm)	R_e	70	70	70	70
Rayon d'arbre (mm)	R_a	25	25	25	44.4

Entrefer (mm)	e	0,6	0,6	0,6	0,6
Largeur de la dent (mm)	L_d	18,3	18,3	4,6	4,6
Epaisseur de la culasse statorique (mm)	H_c	9,15	9,15	6,9	6,9
Epaisseur de l'aimant au niveau de l'entrefer (mm)	E_{a1}	6	6	6	-
Epaisseur de l'aimant au niveau de l'arbre (mm)	E_{a2}	9,6	9,6	9,6	-
Epaisseur de l'aimant (mm)	E_a	-	-	-	6
Section d'une encoche (mm ²)	S_b	247	247	141	141

A la figure suivante sont présentées la géométrie, le maillage, les lignes de flux et la densité de flux dans les machines étudiées, au cas non-linéaire.

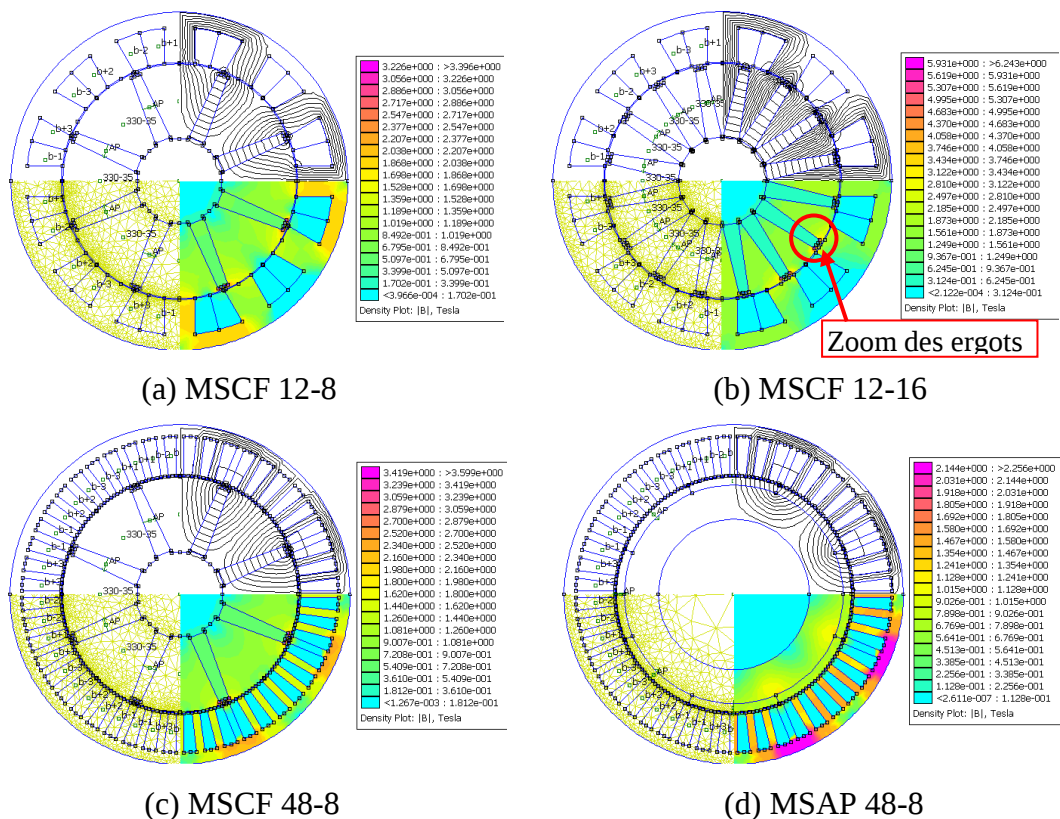


Figure I.21. Géométrie, maillage, lignes de flux à vide et densité de flux pour les quatre machines

Nous avons trouvé que la saturation magnétique dans les ergots autour des aimants dans les MSCF est très élevée, notamment dans la MSCF 12-16 car elle a un nombre double d'aimants, donc, un taux de concentration plus élevé. Par exemple, dans la figure suivante, un zoom extrait des ergots de la Figure I.21.b, la densité de flux peut atteindre une valeur de 4 T à 5 T dans le coin de l'aimant. Ces valeurs sont en effet non physiques mais purement numériques. Elles peuvent être influencées par le niveau de maillage dans par ce processus.

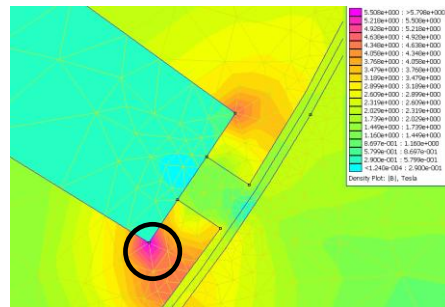


Figure I.22. Zoom des densités de flux dans les ergots pour la MSCF 12-16

Nous avons trouvé également que les lignes de flux dans les trois machines MSCF 12-8, MSCF 48-8 et MSAP 48-8 traversent correctement l'entrefer et la culasse statorique. Alors que la MSCF 12-16 a des fuites ou des courts-circuits magnétiques entre des pôles rotoriques et des dents statoriques sans traverser la culasse statorique (Figure I.21.b).

En comparant des densités de flux dans le stator des deux machines aux bobinages répartis (la MSCF 48-8 et la MSAP 48-8), nous avons trouvé peu de différence (Figure I.21.c et Figure I.21.d). Par exemple les densités de flux dans la culasse statorique des deux machines varient entre 1,8 T à 2,2 T. C'est-à-dire que la concentration de flux apporte peu d'avantage sur les machines aux bobinages répartis avec une grande valeur de B_r (1 T dans ce cas). Comme elles ont le même stator, et elles ont les mêmes inductions dans le stator, elles offrent presque un même couple (Figure I.25).

Figure I.23 et Figure I.24 présentent le flux à vide par spire et ses composantes harmoniques pour les quatre machines de référence.

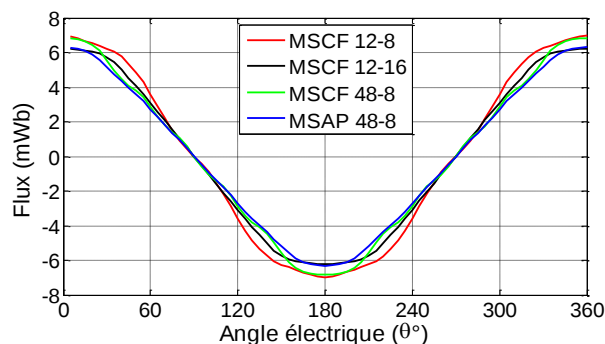


Figure I.23. Flux à vide par spire

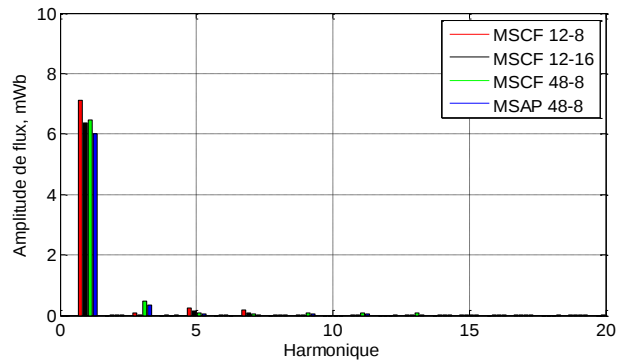


Figure I.24. Harmoniques du flux à vide

Les valeurs du flux à vide des quatre machines sont presque identiques (Figure I.23). La forme du flux est presque sinusoïdale pour toutes les machines car nous voyons très peu d'harmoniques de flux, notamment les machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16 (Figure I.24).

Pour les MSAP, normalement, le couple instantané est la somme de trois couples élémentaires :

$$C_{total} = C_{réluc\ tan\ ce} + C_{hybride} + C_{détente} \quad (I. 12)$$

Le couple de réluctance est lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique, vue par le flux du stator, en fonction de la position du rotor.

Le couple hybride résulte de l'interaction entre le flux statorique et le flux rotorique, dans les machines à aimants permanents, c'est l'interaction entre le flux créé par les aimants et celui des enroulements.

Le couple de détente est lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique, vue par le flux rotorique, en fonction de la position du rotor. Ce dernier possède une valeur moyenne nulle, mais peut être responsable d'ondulations de couple gênantes.

Selon le type de machine, la valeur d'un des couples élémentaires peut être faible ou constituer la composante essentielle du couple total (à part du couple de détente). Pour les MSAP par exemple, le couple de réluctance est négligeable. Le couple hybride est donc le couple principal de la machine.

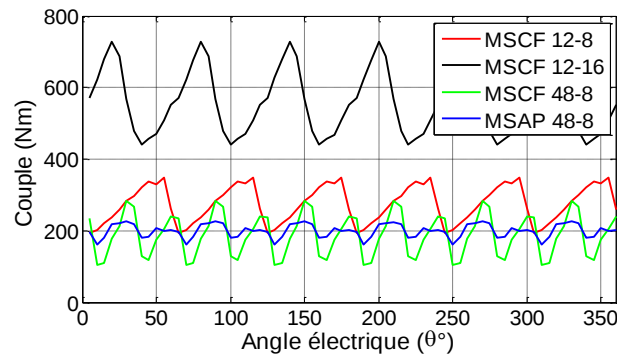


Figure I.25. Couple instantané pendant 360° électrique pour 10 A/mm²

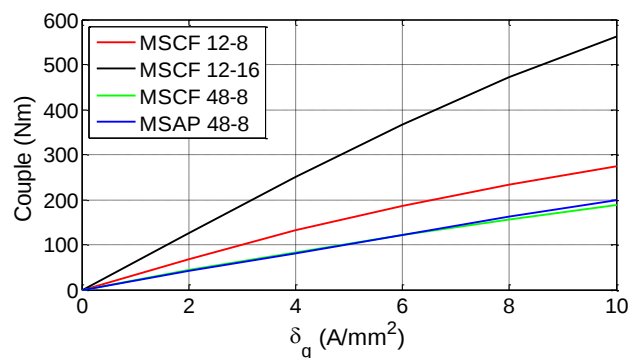


Figure I.26. Couple moyen en fonction de la densité de courant δ_q

Nous avons trouvé que la MSCF 12-16 développe un couple nettement élevé parmi les quatre machines (564 Nm). Le couple dépend du nombre de paires de pôles, du courant et du flux à vide. La MSCF 12-8 et la MSCF 12-16 ont les mêmes dimensions, même flux à vide (Figure I.23). Mais la MSCF 12-16 possède un nombre de pôles deux fois plus grand. Donc, pour un même courant, elle développe un couple deux fois plus grand que celui de la MSCF 12-8. Par rapport aux deux machines à bobines réparties MSCF 48-8 et MSAP 48-8, elle a non seulement le nombre de pôles deux fois plus grand, mais aussi un meilleur coefficient de remplissage, qui permet d'obtenir un couple beaucoup plus important (presque 3 fois).

Tableau I. 3. Couple dans les machines électriques de référence

<i>Paramètre</i>	<i>Symbole</i>	<i>MSCF</i> <i>12-8</i>	<i>MSCF</i> <i>12-16</i>	<i>MSCF</i> <i>48-8</i>	<i>MSAP</i> <i>48-8</i>
Couple moyen (Nm)	C_{moy}	274	554	188	200
Ondulation du couple	$\Delta C = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{moy}}$	56 %	51 %	94 %	33 %
Section d'une bobine, (mm ²)	S_b	247	247	141	141

Les trois machines à huit pôles quant à elles ont presque le même flux à vide. Pourtant, pour une même valeur de la densité de courant injecté, les deux machines à bobinages répartis donnent un couple moyen le plus faible, autour de 200 Nm, lorsque celui obtenu par la MSCF 12-8 est de 274 Nm. Cela montre clairement l'avantage du bobinage concentré qui offre un courant plus important dans les bobines.

Cependant au niveau des ondulations de couple, nous avons trouvé que pour les machines à concentrations de flux, il y a une grande valeur, notamment la MSCF 48-8 alors que la MSAP 48-8 en a beaucoup moins. Cela est expliqué par le fait que la MSAP 48-8 est une machine synchrone de type "rotor lisse" alors que les trois MSCF sont des machines synchrones de type "rotor saillant". Comme nous l'avons précisée précédemment, cette saillance est à l'origine du couple de détente. La (Figure I.27) a montré que les deux machines à bobinages répartis sont plus avantageuses, surtout la MSAP 48-8.

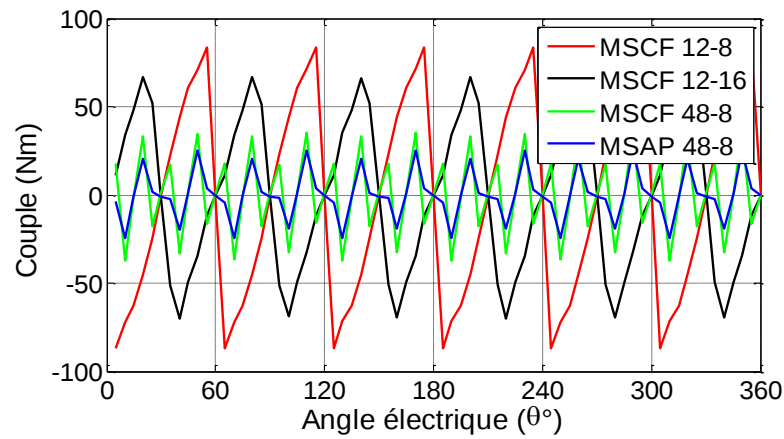


Figure I.27. Couple de détente

Pour avoir une vue plus claire sur les performances des machines, nous nous sommes intéressés à étudier la caractéristique du couple en fonction des pertes cuivre des machines. Pour cela, en connaissant la valeur de la section des bobines, en prenant en compte des têtes de bobines, nous pouvons calculer la valeur des pertes cuivre par la formule suivante :

- Pour la MSCF 12-8 et la MSCF 12-16 :

$$P_{cu} = \rho_{cu} . L_{cu} . (k_b . S_b . 24) . \delta^2 . 10^6 \quad (I. 13)$$

- Pour la MSCF 48-8 et la MSAP 48-8 :

$$P_{cu} = \rho_{cu} . L_{cu} . (k_b . S_b . 48) . \delta^2 . 10^6 \quad (I. 14)$$

Où :

- k_b : Coefficient de remplissage d'encoche
- S_b : Section d'une bobine (mm^2)
- ρ_{cu} : Résistivité du cuivre (Ωm)
- δ : Valeur efficace de la densité de courant (A/mm^2)
- N_b : Nombre de bobines
- L_{cu} : Longueur équivalente du cuivre de la machine (m)

$$L_{cu} = L_a + L_{têtes} \quad (\text{I. 15})$$

- L_a : Longueur active de la machine (m)
- $L_{têtes}$: Longueur des têtes de bobines (m)

Nous nous intéressons à étudier l'influence du coefficient de remplissage ($k_b = 0,35$ pour le bobinage réparti et $k_b = 0,6$ pour le bobinage concentré autour d'une dent) et des têtes de bobines dans les quatre machines.

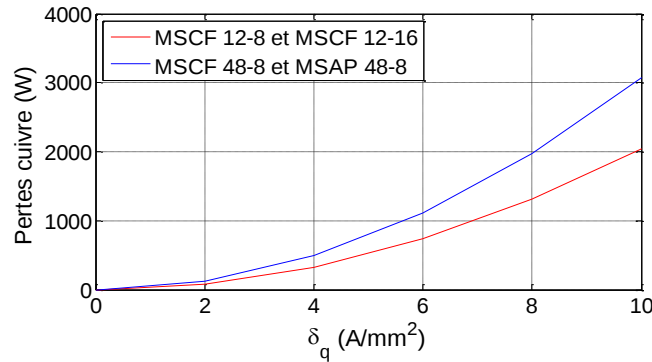


Figure I.28. Pertes cuivre en fonction de la densité de courant δ_q

Alors, puisque les deux machines à bobinage concentré ont non seulement un coefficient de remplissage plus important mais aussi des têtes de bobines plus courtes, elles dissipent donc moins des pertes cuivre pour une même valeur de la densité de courant δ_q .

Nous présentons dans la Figure I.29 la comparaison du couple en fonction des pertes cuivre. C'est une comparaison mécanique/énergétique dans les machines.

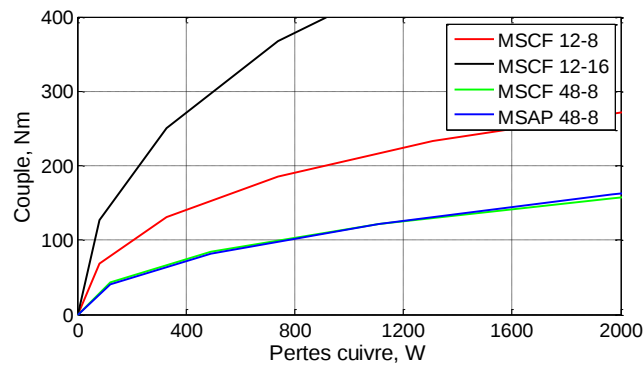


Figure I.29. Couple moyen en fonction des pertes cuivre

Ce résultat montre que pour une même valeur des pertes cuivre dissipées dans les bobinages, la MSCF 12-16 peut atteindre le couple moyen le plus important, deux fois plus élevé que celui obtenu par la MSCF 12-8 et environ trois fois plus élevé que celui des machines électriques à bobinages répartis.

Selon ces premières comparaisons, la machine MSCF 12-16 est très intéressante au niveau du couple. Pourtant, nous continuons étudier les quatre machines parce qu'il est intéressant d'étudier les pertes dans les machines, c'est-à-dire au niveau énergétique.

I.10. Influence de certains variables sur les performances des machines

Dans cette partie, nous souhaitons étudier l'impact de la variation des paramètres géométrique et magnétique de machines électriques sur la caractéristique du couple moyen en fonction des pertes cuivre. Nous nous intéressons à déterminer des paramètres qui permettront d'améliorer les performances des machines. Chaque paramètre est modifié en gardant constants les autres valeurs des paramètres.

Comme dans le cadre du projet, nous avons fixé une enveloppe des machines limitée par le rayon extérieur de 100 mm, la longueur active de 200 mm, le rayon d'arbre minimal de 25 mm et l'épaisseur de l'entrefer de 0,6 mm. Dans notre étude, nous définissons que la partie d'ouverture de la dent est la même que celle de l'encoche. Les dimensions des ergots ont été également fixées. Ayant fixé ces paramètres, nous nous sommes donc intéressés à étudier l'influence des paramètres suivants :

- Le rayon d'entrefer R_e
- L'induction rémanente de l'aimant permanent B_r
- L'épaisseur de la culasse H_c
- L'épaisseur de l'aimant E_{a1} (pour les MSCF) et E_a (pour la MSAP 48-8)
- Le rayon d'arbre R_a

Une fois que nous connaissons ces paramètres, nous pouvons donc déterminer les

autres paramètres pour obtenir une géométrie complète des machines. Particulièrement, le paramètre B_r joue un rôle important sur les performances des machines. Il influence particulièrement le flux à vide et les pertes fer et cuivre.

Comme les machines présentées dans ce chapitre ne sont pas optimisées, l'objectif de cette étude est de voir l'influence de certaines variables sur des performances de machines. D'où, nous pouvons définir les intervalles des variables pour l'optimisation. C'est pourquoi, dans un premier temps, nous étudions uniquement l'influence de ces paramètres sur le rapport couple/pertes cuivre. La comparaison des machines en prenant en compte les pertes fer sera présentée dans les chapitres suivants par le calcul des pertes sur cycle.

I.10.1. Influence du rayon d'entrefer

Le rayon d'entrefer joue un rôle très important sur la variation des performances des machines. Il fixe les volumes du cuivre, du fer et surtout des aimants permanents qui sont la source essentielle pour produire le flux et le couple dans les machines. Dans cette étude, nous faisons varier le rayon d'entrefer d'un pas de 5 mm entre 60 % et 85 % du rayon extérieur de la machine (de 60 mm à 85 mm dans ce cas avec $R_{\text{sext}} = 100$ mm), ce qui est généralement le cas dans les machines à aimants permanents.

Le résultat présenté dans la Figure I.30 montre bien l'influence de la variation de ce paramètre sur les performances des machines.

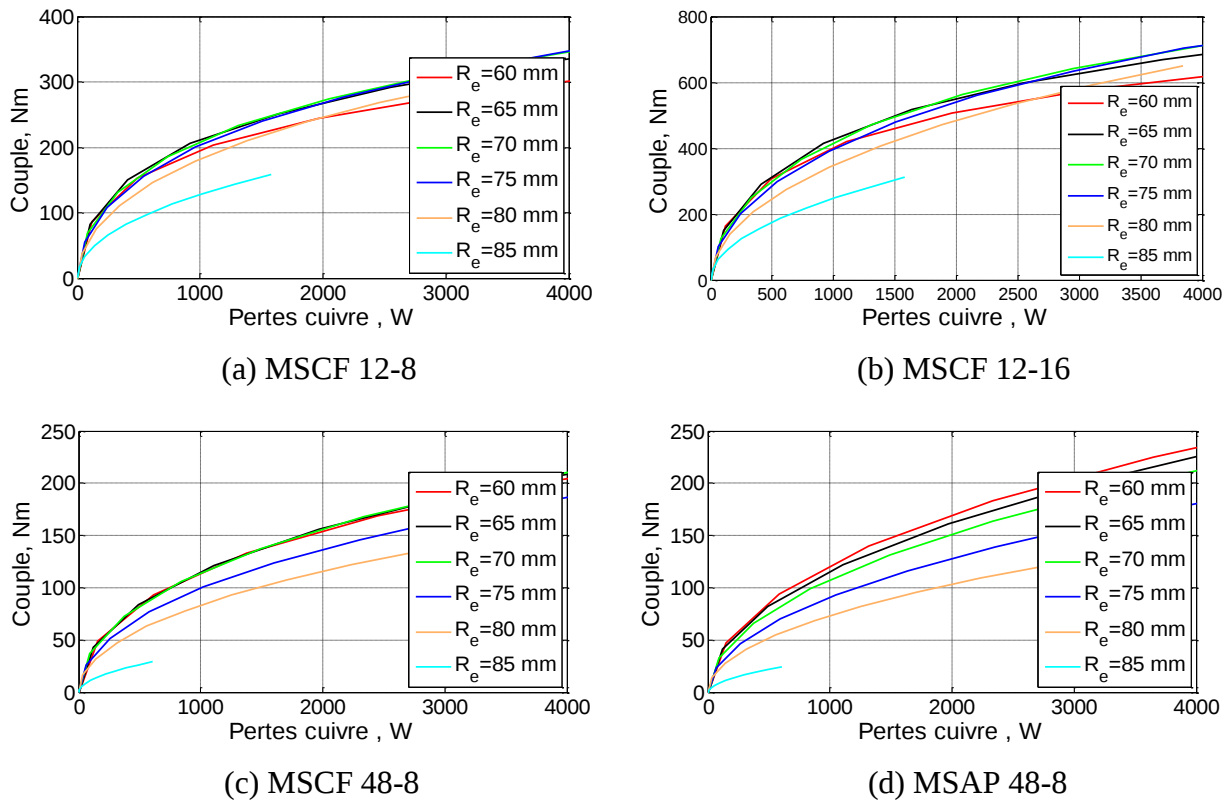


Figure I.30. Influence du rayon d'entrefer

Regardons les courbes avec $R_e = 60 \text{ mm} \div 75 \text{ mm}$ pour les trois MSCF, nous trouvons que le rayon d'entrefer est plus élevé, le volume des aimants est plus élevé et celui du cuivre est plus petit. En conséquence, les aimants permanents produisent plus de flux et alors, pour une même valeur des pertes cuivre, le couple devient en effet plus élevé. Et le rapport couple/pertes cuivre doivent atteindre la valeur maximale pour les valeurs de R_e autour de 60 mm - 70 mm.

Pourtant, de $R_e = 75 \text{ mm}$ à $R_e = 85 \text{ mm}$, les performances des machines sont moins bonnes. En effet, plus on augmente le rayon d'entrefer, plus la culasse statorique devient petite. A cause de la saturation, la machine ne peut pas donc atteindre une grande valeur du couple même si le courant injecté est grand. C'est aussi la raison pour laquelle nous ne pouvons pas augmenter le rayon d'entrefer à une très grande valeur ($> 90 \text{ mm}$ par exemple). De plus, la tenue mécanique est moins bonne quand la culasse statorique est très mince.

Pour la MSAP 48-8, nous avons trouvé que pour les valeurs R_e de 60 mm à 65 mm, le rapport couple/pertes cuivre change peu et donc, converge vers la valeur maximale. Pour les valeurs R_e de 65 mm à 85 mm, il diminue rapidement. C'est-à-dire que le rayon d'entrefer qui offre le meilleur rapport couple/pertes cuivre pour cette machine doit être autour de 60 mm.

Basé sur cette étude, pour l'optimisation, nous choisissons les intervalles de ce variable R_e entre 45 mm et 85 mm pour avoir une zone des bonnes valeurs.

I.10.2. Influence de l'induction rémanente de l'aimant permanent

Les aimants permanents représentent en général la partie la plus chère dans la machine électrique à aimants permanents. En effet, ce prix dépend de l'induction rémanente de l'aimant B_r , du volumique de l'aimant, ainsi que de sa tenue en température [1.127]. La saturation dans les tôles magnétiques peut limiter la valeur de B_r . En effet, quand les aimants ont une valeur de B_r très importante, elles produisent donc un flux très important dans le matériau magnétique. Alors, une grande valeur de B_r peut saturer rapidement le matériau. C'est pourquoi, le choix de la valeur de B_r de l'aimant est très important pour améliorer les performances des machines, ainsi que sur l'aspect économique.

La (Figure I.31) présente l'influence de l'induction rémanente de l'aimant permanent sur la caractéristique du couple moyen en fonction des pertes cuivre des machines en gardant constants tous les paramètres géométriques des machines. Les structures présentées disposent d'aimants permanents d'une induction rémanente B_r variant de 0,4 T à 1,2 T.

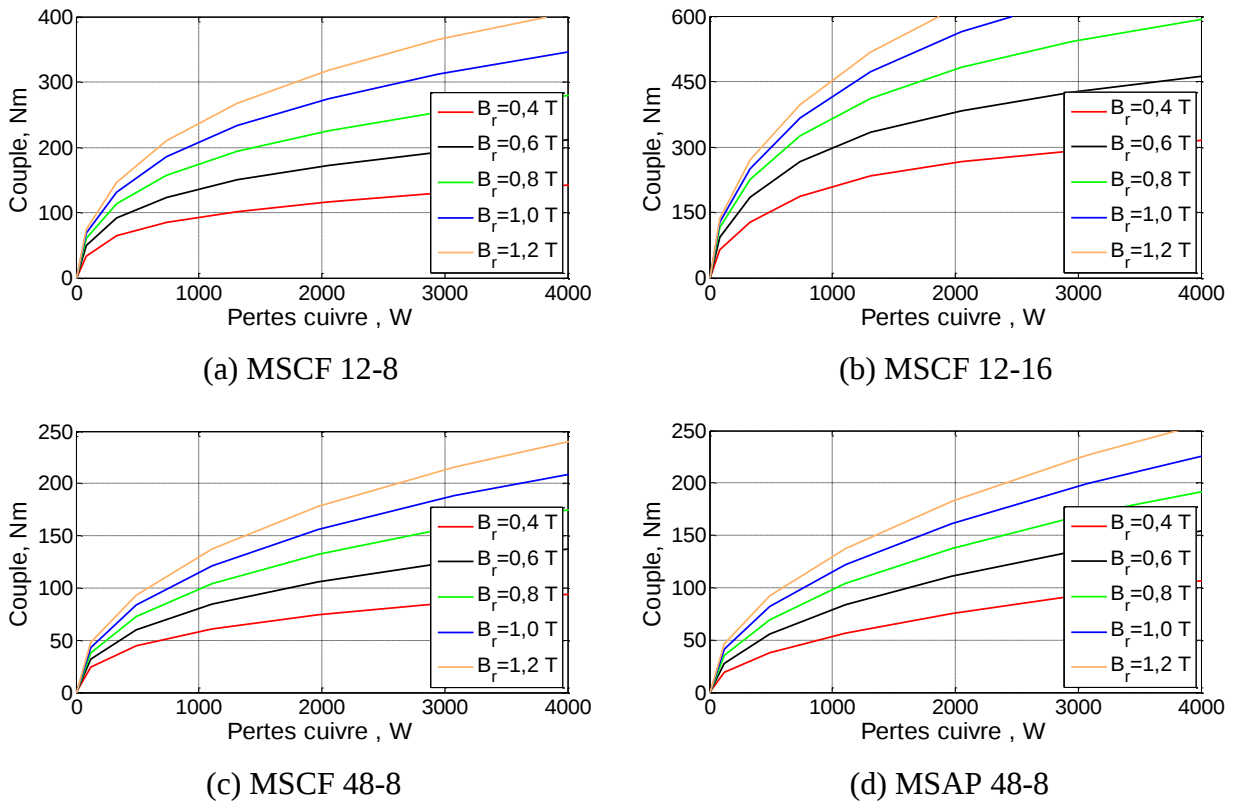


Figure I.31. Influence de l'induction rémanente de l'aimant permanent

En se basant sur les résultats présentés dans la Figure I.31, nous trouvons que la valeur de B_r joue un rôle important dans la variation du couple en fonction des pertes cuivre. Plus on augmente la valeur de B_r , plus grand le rapport couple/pertes cuivre. En effet, pour une même dimension des machines, plus la valeur de l'induction rémanente de l'aimant est grande, plus le flux créé par des aimants est grand, donc, le couple devient plus grand pour une même valeur de courant injecté.

Les deux machines MSCF 48-8 et MSAP 48-8 produisent des couples plus faibles par rapport aux deux machines à bobinages concentrés parce qu'elles ont des bobinages répartis avec un coefficient de remplissage plus faible. De plus, les plus longues têtes de bobines ajoutent une partie importante des pertes cuivre dans ces machines par rapport aux machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16.

Dans les cahiers des charges, les valeurs du couple maximal des trois cycles ne sont pas très élevées (150 Nm). Donc le choix d'une valeur de B_r élevée est avantageux afin de diminuer des pertes cuivre. Pourtant, plus la valeur de B_r est élevée, plus les pertes fer sont importantes, pour une même géométrie de la machine. De plus, plus la valeur de B_r est grande, plus la saturation dans la machine est rapide. Donc, le choix d'une bonne valeur de B_r est très important pour diminuer les pertes totales.

A partir de cette étude, nous choisissons donc les intervalles de ce variable entre 0,4 T et 1,2 T pour le problème d'optimisation.

I.10.3. Influence de l'épaisseur de la culasse

En observant les lignes de flux dans les parties magnétiques présentées à la Figure I.21, nous avons trouvé qu'il y a une grande différence de la valeur maximale de densité de flux dans les culasses du stator de machines. Le niveau de saturation dans la culasse du stator est fonction du type de distribution de bobinages, et donc, en fonction de la largeur de la culasse.

Dans cette étude, pour les mêmes valeurs de la largeur de la dent statorique, la position des aimants permanents et la distribution des bobines, nous pourrions faire varier la largeur de la culasse. Les résultats sont présentés dans la Figure I.32.

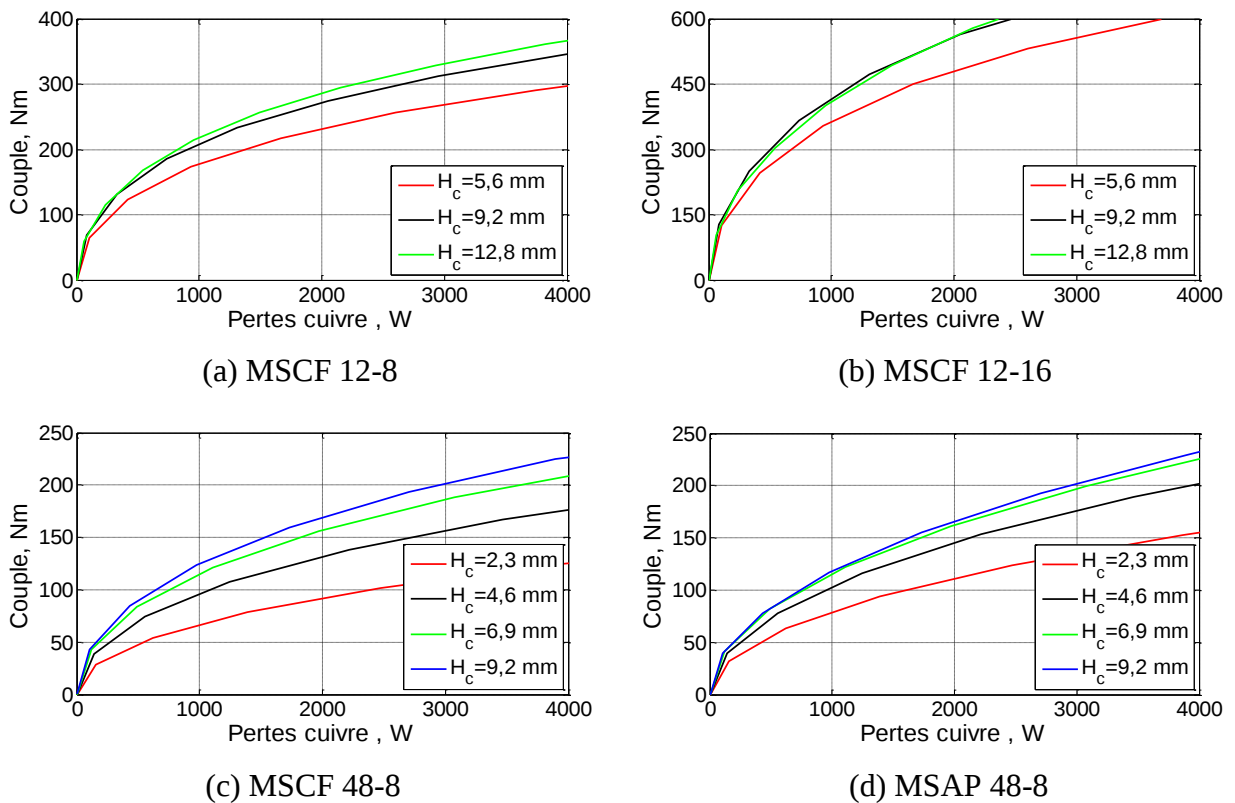


Figure I.32. Influence de l'épaisseur de la culasse

Pour les machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16, nous trouvons que le rapport couple/pertes cuivre est beaucoup plus faible pour les faibles valeurs de H_c (5,6 mm par exemple) que celui obtenu pour les valeurs de H_c autour de 50% - 70% (9,2 mm et 12,8 mm) de la largeur de la dent L_d (18,3 mm). Une faible valeur de H_c peut rendre très élevée la saturation dans la culasse statorique, ce qui n'est pas bonne pour les machines.

Comme le couple maximal demandé par les cahiers des charges est limité à 150 Nm, nous trouvons que les courbes pour $H_c = 9,6$ mm et $H_c = 12,8$ mm sont presque dans la même position. C'est-à-dire que quand l'épaisseur de la culasse change de 9,6 mm à 12,8 mm, le volume du matériau magnétique est plus grand mais les pertes cuivre n'ont presque pas diminuées. Il y a donc peu d'amélioration des performances apportée par l'augmentation

du volume du matériau magnétique. Basé sur ces résultats, nous proposons les intervalles de cette variable entre 30 % et 70 % de la largeur de la dent pour les deux machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16.

Pour les deux machines à bobinages répartis MSCF 48-8 et MSAP 48-8, l'augmentation de H_c , de 50 % à 200 % de la largeur de la dent, améliore fortement les caractéristiques du couple en fonction des pertes cuivre. Ces courbes ont montré que le rapport couple/pertes cuivre a peu différence entre $H_c = 6,9$ mm (150%. L_d) et $H_c = 9,2$ mm (200%. L_d). C'est la raison pour laquelle nous choisissons les intervalles de ce paramètre entre 70 % et 250 % de la largeur de la dent pour les deux machines MSCF 48-8 et MSAP 48-8.

I.10.4. Influence de l'épaisseur de l'aimant

Les aimants permanents jouent le rôle des sources essentielles du flux magnétique dans les machines. C'est pourquoi, pour une longueur active fixée, le choix de l'épaisseur des aimants, donc, leur volume peut agir fortement sur l'amélioration des performances des machines.

La Figure I.33 présente des résultats sur l'influence de cette variable sur la caractéristique du couple en fonction des pertes cuivre dans les machines.

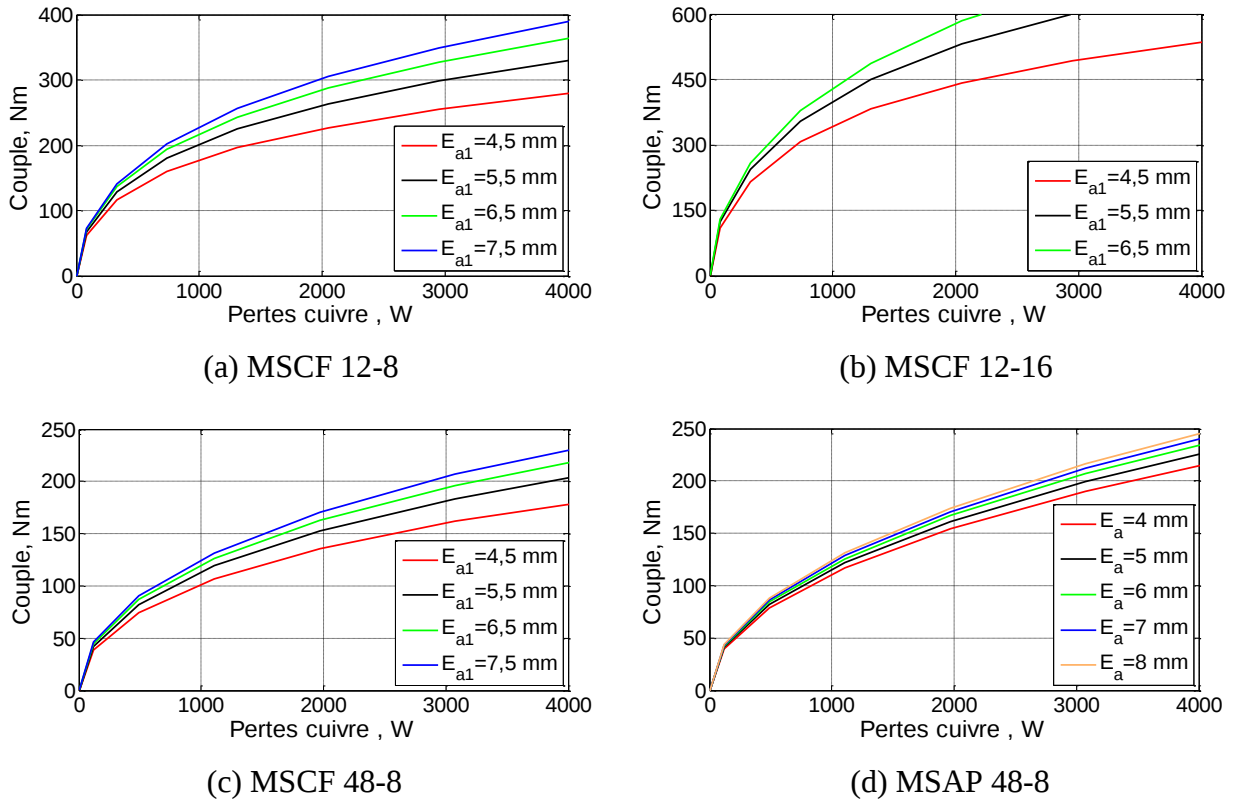


Figure I.33. Influence de l'épaisseur de l'aimant

Pour les trois machines synchrones à concentration de flux, nous trouvons que l'épaisseur de l'aimant fait varier significativement les performances des machines, notamment pour la MSCF 12-16 car elle se compose de 16 aimants permanents au rotor. Pour la MSAP 48-8, nous trouvons cette amélioration moins claire que pour les trois MSCF.

Nous choisissons donc les intervalles de E_a pour la MSAP 48-8 entre 2,5 mm et 10 mm, et celles de E_{a1} pour les MSCF entre 4,0 mm et 7,5 mm.

I.10.5. Influence du rayon d'arbre

Le rayon d'arbre est un paramètre important non seulement au niveau de la tenue mécanique mais aussi du poids des machines et comme il concerne le volume des aimants permanents, il joue donc un rôle important au niveau des performances électromagnétiques des machines.

La preuve en est qu'au travers des résultats présentés dans la Figure I.34, nous avons trouvé que pour les trois machines synchrones à concentration de flux, plus le rayon d'arbre est grand, plus le volume des aimants sera petit, engendrant ainsi plus de pertes cuivre pour avoir un même couple. Donc, le choix d'une valeur élevée de ce paramètre peut diminuer le volume du matériau magnétique utilisé, ainsi que celui des aimants.

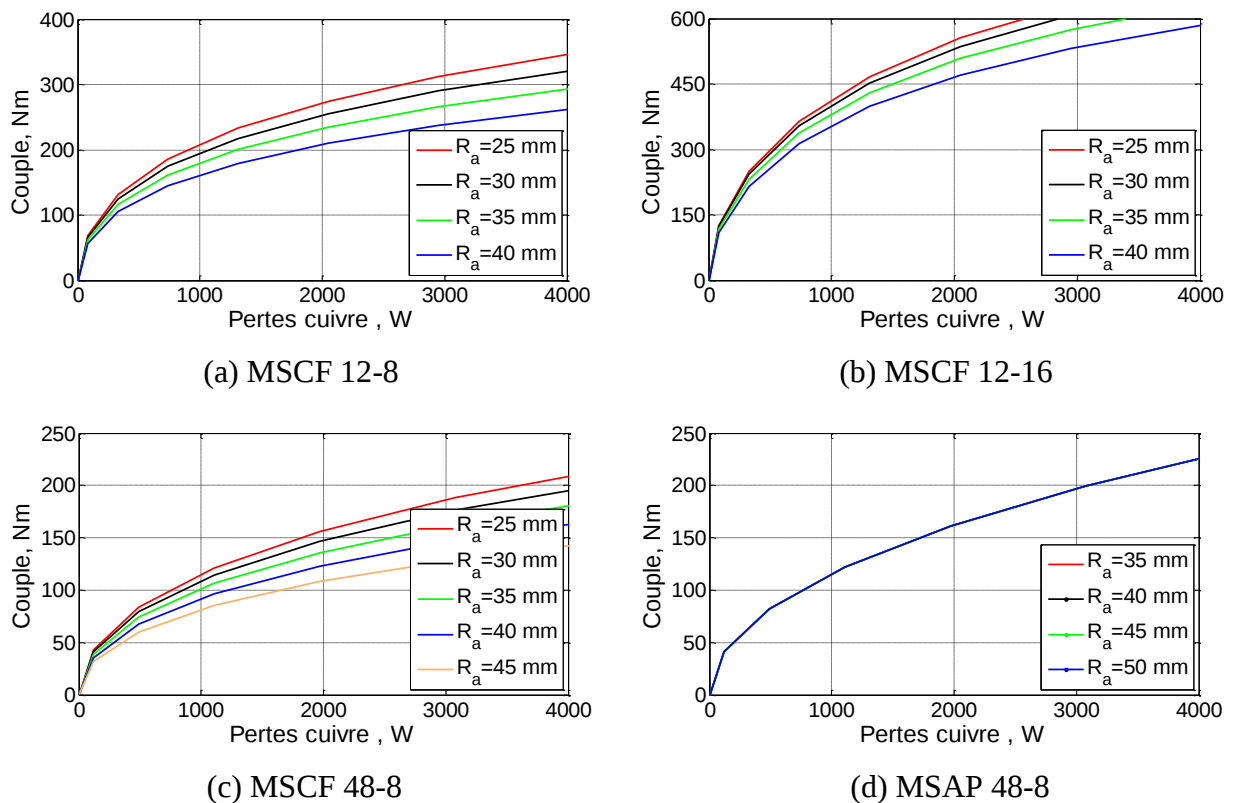


Figure I.34. Influence du rayon d'arbre

Particulièrement pour la MSAP 48-8, comme ce sont des aimants permanents disposés en surface du rotor, le rayon d'arbre concerne donc l'épaisseur de la culasse du rotor. La Figure I.34.d a montré clairement qu'il y a peu d'influence de ce paramètre R_a sur le rapport couple/pertes cuivre. C'est pourquoi, le choix d'une grande valeur de ce paramètre aide à diminuer l'épaisseur de la culasse rotorique, donc, le volume du matériau magnétique au rotor en gardant ses mêmes performances. Un volume magnétique réduit au rotor peut donc réduire les pertes magnétiques au rotor.

A partir de ces résultats, nous proposons les intervalles de ce variable R_a entre 25 mm et 45 mm pour les trois MSCF. Ce choix est fait pour assurer la tenue mécanique et un volume d'aimants correspondant au choix de la variable E_{a1} . Quant à la MSAP 48-8, nous fixons l'épaisseur de la culasse rotorique à 15 mm, donc, le R_a n'est pas considéré comme une variable du problème d'optimisation pour cette machine.

I.11. Conclusion

Débuté par une présentation sur le plein développement des véhicules hybrides électriques, ce chapitre a montré le contexte prometteur de notre étude pour pouvoir répondre à un des défis de cette problématique : des nouvelles technologies pour la motorisation électrique des véhicules hybrides. En effet, plusieurs types de machines électriques ont été utilisées pour cette application : machines asynchrones, machines à courant continu, machines synchrones à rotor bobiné, et surtout machines synchrones à aimants permanents grâce à des avantages importants tels que la densité du couple et la densité de puissance élevées, les bonnes conditions thermiques, le contrôle simple, etc.

Ensuite, une vue sur les méthodes d'optimisation pour la conception des machines électriques a été présentée. Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à des méthodes utilisant les algorithmes génétiques qui sont les plus utilisées actuellement, dont le *NSGA-II* est une méthode populaire grâce à la simplicité, le résultat sous forme d'un front de Pareto, la possibilité de variables et contraintes non-linéaires, etc. De plus, comme nous utilisons des modèles numériques dans notre étude, la majorité du temps de calcul est prise par la modélisation par éléments finis et non par le traitement des algorithmes. En conséquence, l'inconvénient connu de *NSGA-II* au niveau du temps de traitement des algorithmes n'est plus important pour notre étude.

Nous avons aussi présenté les modèles de pertes dans les machines électriques pour les applications des véhicules hybrides/électriques, particulièrement les machines à aimants permanents. Nous avons montré essentiellement des modèles de pertes fer parce que les pertes cuivre sont très bien maîtrisées. D'où nous avons classé selon la décomposition des pertes : pertes par hystérésis, pertes par courants de Foucault et pertes excédentaires.

Nous avons ensuite analysé les modèles de pertes existants liés au problème de l'optimisation des machines électriques pour les applications aux véhicules hybrides électriques. Pour cela, nous avons trouvé des études intéressantes sur le calcul des pertes sur cycle de fonctionnement du véhicule. Ces modèles ne traitent pas encore de l'un des

problèmes suivants : variations (harmoniques) de la densité de flux, défluxage, et surtout le problème d'optimisation sur l'ensemble du cycle de fonctionnement du véhicule. En analysant les spécifications de ces applications et leurs besoins qui sont de plus en plus variés, nous avons trouvé une nécessité de développer un modèle de pertes qui peut prendre en compte ces problèmes. Ce modèle devrait être capable de calculer les pertes sur cycle. Ainsi, une méthode d'optimisation sur cycle des machines électriques en utilisant ce modèle est nécessaire.

Après une étude synthétique du contexte, nous nous sommes intéressés à la présentation, la modélisation numérique et l'étude paramétrique des machines choisies. Nous avons présenté les géométries et le principe de fonctionnement des machines étudiées pour nos cahiers des charges de la traction hybride, ainsi que les raisons du choix de chaque machine. Ce sont les trois machines synchrones à concentration de flux dont une est à encochage fractionnaire (MSCF 12-16) et deux sont à encochage entier (MSCF 12-8 et MSCF 48-8), et une machine synchrone à aimants en surface (MSAP 48-8). Les configurations des MSCF ont été développées en se basant sur le rotor breveté par Leroy Somer en le simplifiant pour l'adapter à notre étude. Les autres machines ont été développées dans le but d'étudier les impacts du type de bobinage, du positionnement des aimants, sur les performances des machines.

Ensuite, dans le but d'avoir une première vue comparative sur les performances des machines, nous avons tout d'abord fait une étude en termes de flux à vide, densité de flux, couple moyen et couple de détente ou bien ondulations du couple. Puis, afin d'améliorer les performances en termes de couple en fonction des pertes cuivre, nous avons présenté une première étude de l'influence de cinq paramètres géométriques et magnétiques : le rayon d'entrefer R_e , l'induction rémanente de l'aimant permanent B_r , l'épaisseur de la culasse H_c , l'épaisseur de l'aimant E_a , le rayon d'arbre R_a . D'où nous avons choisi les intervalles de ces variables correspondant au problème d'optimisation.

Suite à cette étude, nous remarquons que pour les machines synchrones à concentration de flux, il est nécessaire d'étudier ces cinq paramètres dans le problème d'optimisation des machines. Cependant, pour la MSAP 48-8, l'épaisseur des parties magnétiques H_{cr} ne permettent pas d'améliorer les performances des machines, donc, il vaut mieux ne choisir que quatre variables R_e , B_r , H_c et E_a .

Bibliographie

- [1.1] Ressources et consommation énergétiques mondiales
http://fr.wikipedia.org/wiki/Ressources_et_consommation_%C3%A9nerg%C3%A9tiques_mondiales
- [1.2] Chiffres clés - ADEME.
<http://www2.ademe.fr/servlet/KBaseShow?sort=-1&cid=96&m=3&catid=12576#tit2>
- [1.3] Format CCNUCC 2005
http://www.actioncarbone.org/docs/Action_Carbone_Inventaire_emissions_France_CCNUCC_dec2005.pdf

[1.4] "Hybrid Electric Vehicle Industry Review" - Vehicular Technology Society Mobile World, 04-04-2011.

<http://newsmanager.commpartners.com/ieeevts/issues/2011-04-04/4.html>

[1.5] Electric Drive Transportation Association

<http://electricdrive.org/index.php?ht=d/sp/i/9674/pid/9674>

[1.6] <http://www.hybrid-vehicle.org/>

[1.7] Wikipedia dictionnaire

http://en.wikipedia.org/wiki/Hybrid_electric_vehicle

[1.8] Département d'Energie, Etats-Unis.

http://www.afdc.energy.gov/afdc/vehicles/electric_basics_hev.html

[1.9] <http://www.lavoiturehybride.com>

[1.10] S. Kermani, "Gestion énergétique des véhicules hybrids : de la simulation à la commande temps réel", Thèse de doctorat de l'Université de Valenciennes, 2009.

[1.11] G. Killmann, K. Hamada, "Power Mechatronics and Hybrid Vehicles Drives", *Automotive Power Electronics International Conference (APE 2009)*, Paris, 25-26 mars 2009

[1.12] K. T. Chau, Y. S. Wong, "Overview of Power Management in Hybrid Electric Vehicle", *Energy Conversion and Management*, Vol. 43, No. 15, pp. 1953-1968, 2002

[1.13] C. C. Chan, A. Bouscayrol, K. Chen, "Electric, Hybrid, and Fuel-Cell Vehicles: Architectures and Modeling", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. 59, No. 2, pp. 589-598, février 2010

[1.14] P. Hirtzman, "Le Véhicule "grand public" d'ici 2030", Centre d'analyse stratégique, www.strategie.gouv.fr

[1.15] J. Scordia, "Approche systématique de l'optimisation du dimensionnement et de l'élaboration de lois de gestion d'énergie de véhicules hybrides". Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré - Nancy 1, 2004.

[1.16] Z. Q. Zhu, D. Howe, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 95, No. 4, Avril 2007

[1.17] Z. Q. Zhu, C.C. Chan, "Electrical Machines Topologies and Technologies on Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles", *IEEE-VPPC 2008*, Hurbin, China, septembre 3-5, 2008

[1.18] T. Finken, K. Hameyer, "Design of Electric Motors for Hybrid and Electric Vehicle Applications", *ICEMS 2009*, Tokyo, 15-18 Novembre

[1.19] E. Odvarka, A. Mebarki, D. Gerada, N. Brown, C. Ondrusek, "Electric Motor-Generator for a Hybrid Electric Vehicle", *Engineering Mechanics*, Vol. 16, No. 2, pp. 131-139, 2009

[1.20] M. Zeraoulia, M. E. H. Benbouzid, D. Diablo, "Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: a Comparative Study", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. 55, No. 6, Novembre 2006

[1.21] M. Sagawa, S. Fuzimura, N. Togawa, H. Yamamoto, Y. Matura, "New Material for Permanent Magnets on a base of Nd and Fe", *Jour. Appl. Phys.*, Vol. 55, No. 6, pp.2083-2087, Mars 1984.

- [1.22] J. Fan, C. Zhang, Z. Wang, Y. Dong, C. E. Nino, A. R. Tariq, E. G. Strangas, "Thermal Analysis of Permanent Magnet Motor for the Electric Vehicle Application Considering Driving Duty Cycle", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 46, No. 6, pp.2493-2496, Juin 2010
- [1.23] Y. K. Chin, J. Soulard, "Modelling of Iron Losses in Permanent Magnet Synchronous Motors with Field-weakening Capability for Electric Vehicles", *EVS 19*, Busan, Korea, 19-23 Octobre 2002
- [1.24] Y. K. Chin, J. Soulard, "A Permanent Magnet Synchronous Motor for Traction Applications of Electric Vehicles", *IEMDC 2003*, Madison, Wisconsin, Etats-Unis, 1-4 Juin
- [1.25] X. Ding, M. Bhattacharya, C. Mi, "Simplified Thermal Model of PM Motors in Hybrid Vehicle Applications Taking into Account Eddy Current Loss in Magnets", *Journal of Asian Electric Vehicles*, Vol. 8, No. 1, Juin 2010
- [1.26] J. Fan, C. Zhang, H. Wang, "Core Loss Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicle Based on Experimental Test Curves", *CEFC 2010*, Chicago, Etats-Unis, 9-12 Mai
- [1.27] Z. Q. Zhu, "Fractional Slot Permanent Magnet Brushless Machines and Drives for Electric and Hybrid Propulsion Systems", *EVER 2009*, Monaco, 26-29 mars
- [1.28] J. Cros, P. Viarouge, "Synthesis of High Performance PM Machines with Concentrated Windings", *IEEE Trans. Ener. Convers.*, Vol. 17, No. 2, pp.248-253, 2002
- [1.29] A. M. El-Refaie, T. M. Jahns, « Impact of Winding Layer Number and Magnet Type on Synchronous Surface PM Machines Designed for Wide Constant-Power Speed Range Operation », *IEEE Trans. Ener. Convers.*, Vol. 23, No. 1, pp.53-60, 2008
- [1.30] W. L. Soong, P. B. Reddy, A. M. El-Refaie, T. M. Jahns, N. Ertugrul, "Surface PM Machine Parameter Selection for Wide Field-Weakening Applications", *42^e IEEE-IAS Annual Meeting*, New Orleans, LA, 23-27 septembre 2007
- [1.31] A. Vagati, G. Perlergrino, P. Guglielmi, "Comparison between SPM and IPM motor drives for EV application", *ICEM 2010*, Rome, Italy, 6-8 Septembre
- [1.32] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi, Michel Lécrivain, "A New Method to Find the Fractional Slot Windings Structures from a Distributed Slot Windings Permanent Magnet Synchronous Machine and Comparative Study for a HEV Application", *IEEE-ICIT 2010*, Vina-Del-Mar, Valparaiso, Chile, 14-17 Mars
- [1.33] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi, "Performance Synthesis of Permanent Magnet Synchronous Machines during the Driving Cycle of a Hybrid Electric Vehicle", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. 60, no. 5, pp. 1991-1998, Juin 2011
- [1.34] T. Finken, M. Hafner, M. Felden and K. Hameyer, "Design rules for energy efficient IPM motors in HEV applications", *ELECTROMOTION*, Vol. 17, No. 3, Juillet-Septembre 2010
- [1.35] S. Jacobs, D. Hectors, F. Henrotte, M. Hafner, M. H. Gracia, K. Hameyer, P. Goes, "Magnetic Material Optimization for Hybrid Electric PMSM Drives", *EVS 24*, Stavanger, Norway, 13-16 Mai 2009
- [1.36] F. Marquez-Fernandez, A. Reinap, M. Alaküla, "Design, Optimization and Construction of an Electric Motor for an Electric Rear Wheel Drive Unit Application for a Hybrid Passenger Car", *ICEM 2010*, Rome, Italy, 6-8 Septembre

- [1.37] Z. Q. Zhu, Y. F. Shi, D. Howe, "Comparison of Torque-Speed Characteristics of Interior-Magnet Machines in Brushless AC and DC Modes for EV/HEV Applications", *Journal of Asian Electric Vehicles*, Vol. 4, No. 1, Juin 2006
- [1.38] W. L. Soong, N. Ertugrul, "Field-Weakening Performance of Interior Permanent-Magnet Motors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 38, No. 5, Septembre/Octobre 2002
- [1.39] A. H. Isfahani, S. Sadeghi, "Design of a Permanent Magnet Synchronous Machine for the Hybrid Electric Vehicle", *International Journal of Electrical, Computer, and Systems Engineering*, Vol. 2, No. 1, 2008
- [1.40] J. Fan, C. Zhang, Z. Wang, A. R. Tariq, C. E. Nino, E. G. Strangas, "Design and Thermal Analysis of Traction Motor for Electric Vehicle Based on Driving Duty Cycle", *CEFC 2010*, Chicago, Etats-Unis, 9-12 Mai
- [1.41] L. Chédot, G. Friedrich, J. M. Biedinger, P. Macret, "Integrated Stator Generator: the Need for an Optimal Design and Control Approach. Application to a Permanent Magnet Machine", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 43, No. 2, Mars/Avril
- [1.42] D. Fodorean, S. Giurgea, A. Djerdj, A. Miraoui, "Numerical Approach for Optimum Electromagnetic Parameters of Electrical Machines used in Vehicle Traction Applications", *Energy Conversion and Management*, Vol. 50, No. 5, pp. 1288-1294, 2009
- [1.43] B. Nedjar, S. Hlioui, L. Vido, M. Gabsi, Y. Amara, E. Hoang, A. Miraoui, "Permanent Magnet Synchronous Machine Design for Hybrid Traction Applications: Impact of Magnetic Laminations Materials", *IEEE-ISIE 2010*, Bari, Italy, 4-7 Juillet
- [1.44] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi, M. Lécroivain, "Caractéristiques sur cycles des machines synchrones à concentration de flux pour une application véhicule hybride", *EJEE (RIGE)*, Vol. 14, No. 2-3, pp. 309-329, Mai-Juin 2011.
- [1.45] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi, L. Kobylanski, D. Comdamin, "Permanent Magnet Synchronous Machines: Performances during Driving Cycle of a Hybrid Electric Vehicle Application", *IEEE-ISIE 2010*, Bari, Italie, 4-7 juillet.
- [1.46] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi, "Bi-criteria Optimization Design of An Interior Permanent Magnet Synchronous Machine for Hybrid Electric Vehicle Application", *ELECTRIMACS 2011*, Cergy-Pontoise, France, 6-8 Juin.
- [1.47] E. Sulaiman, T. Kosaka, N. Matsui, "Design and Performance of 6-slot 5-pole PMFSM with Hybrid Excitation for Hybrid Electric Vehicle Applications", *IPEC-Sapporo 2010*, Japan, 21-24 Juillet
- [1.48] T. Finken and K. Hameyer, "Study of Hybrid Excited Synchronous Alternators for Automotive Applications Using Coupled FE and Circuit Simulations", *IEEE Transactions on Magnetics*, volume 44, number 6, pages 1598-1601, 2008
- [1.49] T. Kosaka, T. Hirose, N. Matsui, "Brushless Synchronous Machines with Wound-field Excitation using SMS Core Designed for HEV Drives", *IPEC-Sapporo 2010*, Japan, 21-24 Juillet
- [1.50] Y. Amara, "Contribution à la Conception et à la Commande des Machines Synchrones à Double Excitation. Application au Véhicule Hybride", Thèse de doctorat de l'Université Paris XI, 2001

- [1.51] L. Vido, “Étude de machines synchrones à double excitation destinées au transport. Dimensionnement de structures synchrones”, Thèse de doctorat de l'ENS Cachan, 2004
- [1.52] S. Hlioui, “Etude d'une Machine Synchrone à Double Excitation : Contribution à la Mise en Place d'une Plate-forme de Logiciels en vue d'un Dimensionnement Optimal”, Thèse de doctorat de l'Université de Technologies de Belfort-Montbéliard et de l'Université de Besançon, 2008
- [1.53] C. Liu Chau, K. T. Jiang, J. Z. Xinhua, Z. W. Liu, “Design and Control of a Doubly-Excited Permanent-Magnet Brushless Integrated Starter Generator for Hybrid Electric Vehicles”, *42nd IEEE-IAS Annual Meeting 2007*, New Orleans, Etats-Unis, 23-27 Septembre
- [1.54] Y. P. Yang, C. H. Cheung, S. W. Wu, J. P. Wang, “Optimal Design and Control of Axial-Flux Brushless DC Wheel Motor for Electrical Vehicles”, *MED 2002*, Lisbon, Portugal, 9-12 Juillet
- [1.55] O. de la Barrière, H. Ben Ahmed, M. Gabsi, “Axial Flux Machine Design for Hybrid Traction Applications”, *PEMD 2008*, York, UK, 2-4 Avril
- [1.56] T. Miura, S. Chino, M. Takemoto, S. Ogasawara, A. Chiba, N. Hoshi, “A Ferrite Permanent Magnet Axial Gap Motor with Segmented Rotor Structure for the Next Generation Hybrid Vehicle”, *ICEM 2010*, Rome, Italie, 6-8 Septembre
- [1.57] M. A. Fakhfakh, M. H. Kasem, S. Tounsi, R. Neji, “Thermal Analysis of a Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicles”, *Journal of Asian Electric Vehicles*, Vol. 6, No. 2, Décembre 2008
- [1.58] F. Rinderknecht, H. G. Herzog, “Calculation of a Linear Generator for a Hybrid Vehicle Concept”, *ICEM 2010*, Rome, Italie, 6-8 Septembre
- [1.59] S. Eriksson, C. Sadarangani, “A Four-Quadrant HEV Drive System”, *VTC 2002-Fall*, Vancouver, Canada, 24-28 Septembre
- [1.60] E. Nordlund, “The Four-Quadrant Transducer System for Hybrid Electric Vehicle”, Thèse de doctorat de KTH, Royal Institute of Technology, Stockholm, Suède, 2005
- [1.61] E. Nordlund, S. Eriksson, “Test and Verification of a Four-Quadrant Transducer for HEV Applications”, *IEEE-VPPC 2005*, Chicago, Etats-Unis, 7-9 Septembre
- [1.62] P. Zheng, R. Liu, P. Thelin, E. Nordlund, C. Sadarangani, “Research on the Parameters and Performances of a 4QT Prototype Machine Used for HEV”, *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 43, No. 1, pp.443-446, Janvier 2007
- [1.63] E. Nordlund, C. Sadarangani, “The Four-Quadrant Energy Transducer”, *37th IEEE-IAS Annual Meeting 2002*, Pittsburgh, P.A, Etats-Unis, 13-18 Octobre
- [1.64] B. Sareni, “Conception simultanée par Optimisation des Systèmes d'énergie électrique », Habitation de recherche INPT, 2006.
- [1.65] T. V. Tran, “Problèmes Combinatoires et Modèles Multi-Niveaux pour la Conception Optimale des Machines Electriques”, Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lille, 2009
- [1.66] A. Abdelli, “Optimisation multicritère d'une chaîne d'éolienne passive”, Thèse de doctorat de l'INPT, 2007

- [1.67] V. Debusschere, "Contributions méthodologiques à l'éco-conception des convertisseurs électromagnétiques d'énergie", Thèse de doctorat de l'ENS Cachan, 2009
- [1.68] J. Regnier, "Conception de systèmes hétérogènes en Génie Electrique par optimisation évolutionnaire multicritère", Thèse de doctorat de l'INPT, 2003
- [1.69] D. H. Tran, « Conception Optimale Intégrée d'une chaîne éolienne « passive » : Analyse de robustesse, validation expérimentale », Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse, 2010
- [1.70] X. Janot, "Modélisation et Optimisation d'un ensemble convertisseur-machine. Application aux systèmes d'entraînement à haute vitesse", Thèse de doctorat de SUPELEC, 2011
- [1.71] O. de la Barrière, "Modèles analytiques électromagnétiques bi et tri-dimensionnels en vue de l'optimisation des actionneurs disques. Etude théorique et expérimentale des pertes magnétiques dans les matériaux granulaires", Thèse de doctorat de l'ENS Cachan, 2010.
- [1.72] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, B. Ackermann, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. Open-circuit field", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 29, No. 1, pp. 124-135, 1993.
- [1.73] J. T. Chen, Z. Q. Zhu " Influence of the Rotor Pole Number on Optimal Parameters in Flux-Switching PM Brushless AC Machines by the Lumped-Parameter Magnetic Circuit Model" *IEEE Trans, Ind. App*, Vol. 46, No. 4, pp. 1381-1388, Jul./Aug. 2010.
- [1.74] M. Amrhein, P. T. Krein, "Induction Machine Modeling Approach Based on 3-D Magnetic Equivalent Circuit Framework," *IEEE Trans on Energy Conversion*, Vol. 25, No. 2, pp. 339 - 347, June 2010
- [1.75] M. Amrhein, P. T. Krein, "Force Calculation in 3-D Magnetic Equivalent Circuit Networks with a Maxwell Stress Tensor," *IEEE Trans on Energy Convers*, Vol. 24, No. 3, pp. 587 - 593, Sept. 2009
- [1.76] Y. Chen, Z. Q. Zhu, D. Howe, "Three-Dimensional Lumped-Parameter Magnetic Circuit Analysis of Single-Phase Flux-Switching Permanent-Magnet Motor", *IEEE Trans, Ind. App*, Vol. 44, No. 6, pp. 1701-1710, Nov./ Dec. 2008
- [1.77] Y. Kano, T. Kosaka, N. Matsui, "Simple Nonlinear Magnetic Analysis for Permanent-Magnet Motors", *IEEE Trans Ind. App.*, Vol. 41, No. 5, pp. 1205- 1214, Sept./Oct. 2005.
- [1.78] N. Boumedyen, S. Hlioui, L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, A. Miraoui, "Magnetic Equivalent Circuit Applied to a Unipolar PMSM", *ICEM 2010*, Rome, Italie, 6-8 Septembre
- [1.79] A. Krings, J. Soulard, "Overview and Comparaison of Iron Loss Models for Electrical Machines", *EVER 2010*, Monaco, 25-28 Mars
- [1.80] C. Strinmetz, "On the low hysteresis (originally published in 1892)", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 72, No. 2, pp. 197-221, 1984
- [1.81] H. Jordan, "Die ferromagnetische Konstanten für schwache Wechselfelder", *Electr. Nach. Techn.*, Vol. 1, p. 8, 1924
- [1.82] G. Bertotti, "Physical Interpretation of Eddy Current Losses in Ferromagnetic Materials. I. Theoretical Considerations", *Journal of Applied Physics*, Vol. 57, No. 6, pp. 2110-2117, Mars 1985

- [1.83] G. Bertotti, "Physical Interpretation of Eddy Current Losses in Ferromagnetic Materials. II. Analysis of Experimental Results", *Journal of Applied Physics*, Vol. 57, No. 6, pp. 2118-2126, Mars 1985
- [1.84] G. Bertotti, "General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 24, No. 1, pp. 621-630, Janvier 1988
- [1.85] J. Reinert, A. Brockmeyer, R. D. Doncker, "Calculation of losses in ferro-and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmets equation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, No. 4, pp. 1055-1061, 2001
- [1.86] C. Mi, G. R. Slemon, R. Bonert, "Modelling of Iron Losses of Permanent Magnet Synchronous Motors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 3, pp. 734-742, Mai/Juin 2003
- [1.87] K. Yamazaki, "Torque and Efficiency Calculation of an Interior Permanent Magnet Motor Considering Harmonic Iron Losses of Both the Stator and Rotor", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 39, No. 3, pp. 1460-1463, Mai 2003
- [1.88] K. Yamazaki, Y. Seto, "Iron Loss Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors – Variation of Main Loss Factors due to Driving Condition", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 42, No. 4, pp. 1045-1052, Juil./Aout 2006
- [1.89] J. H. Seo, S. Y. Kwak, S. Y. Jung, C. G. Lee, T. K. Chung, H. K. Jung, "A Research on Iron Loss of IPMSM with a Fractional Number of Slot Per Pole", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 45, No. 3, pp. 1824-1827, Mars 2003
- [1.90] W. Jazdzynski, M. Bajek, "Modeling and Bi-criterial Optimization of a Line Start Permanent Magnet Synchronous Machine to Find an IE4 Class High-Efficiency Motor", *ICEM 2010*, Rome, Italie, 6-8 Septembre
- [1.91] N. Bernard, F. Martin, M. E. Zaïm, "High Speed Surface Permanent Magnet Synchronous Machines for a Screwdriver Application", *ICEM 2010*, Rome, Italie, 6-8 Septembre
- [1.92] H. Öztura, "Analysis of Core Loss in Variable Reluctance Permanent Magnet Motors", *ISEF 2003*, Maribor, Slovenia, 18-20 Septembre
- [1.93] J. Kolehmainen, J. Ikäheimo, "Motors with Buried Magnets for Medium-Speed Applications", *IEEE Trans. Ener. Convers.*, Vol. 23, No. 1, pp. 86-91, Mars 2008
- [1.94] A. R. Tariq, C. E. Nino, E. G. Strangas, "A Novel Numerical Method for the Calculation of Iron and Magnet Losses of IPMSMs", *IEMDC 2009*, Miami, Florida, Etats-Unis, 3-6 Mai
- [1.95] Y. K. Chin, J. Soulard, "Modelling of Iron Losses in Permanent Magnet Synchronous Motors with Field-weakening Capability for Electric Vehicles", *Inter. Journal of Automotive Technology*, Vol. 4, No. 2, pp. 87-94, 2003
- [1.96] E. Hoang, "Etude, Modélisation et Mesure des Pertes Magnétiques dans les Moteurs à Réductance Variable à Double Saillance », Thèse de doctorat de l'ENS Cachan, 1995
- [1.97] M. Chaieb, S. Tounsi, R. Neji, F. Sellami, "Design of a High-Torque with Two Integrated Motors Axes reducing the Electric Vehicle Consumption", *J. Electrical Systemes*, Vol. 4, No. 1, pp. 1-23, 2008

- [1.98] H. Akhondi, J. Milimonfared, "Design and Optimization of Tubular Permanent Magnet Linear Motor for Electric Power Steering System", *Journal of Asian Electric Vehicles*, Vol. 7, No. 2, pp. 1283-1289, Décembre 2009
- [1.99] Y. Okada, H. Dohmeki, S. Konushi, "Proposal of 3D-Stator Structure Using Soft Magnetic Composite for PM Motor", *ICEM 2010*, Rome, Italie, 6-8 Septembre
- [1.100] Z. Q. Zhu, Y. S. Chen, D. Howe, "Iron Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines under Maximum Torque per Ampere and Flux Weakening Control", *IEEE. Trans. Magn.*, Vol. 38, No. 5, pp. 3285-3287, Septembre 2002
- [1.101] Y. Burkhardt, G. Huth, S. Urschel, "Eddy Current Losses in PM Canned Motors", *ICEM 2010*, Rome, Italie, 6-8 Septembre
- [1.102] Wikipedia:
http://fr.wikipedia.org/wiki/New_European_Driving_Cycle
- [1.103] David Meeker, Finite Element Method Magnetics
<http://www.femm.info/wiki/HomePage>
- [1.104] D. Condamin, M. Labonne, P. Camus et S. Dufau, Brevet d'invention du rotor à aimants permanents et machine tournante comportant un tel rotor, N° FR-2932618.
http://fr.espacenet.com/publicationDetails/biblio?KC=A1&date=20091218&NR=2932618A1&DB=f_r.espacenet.com&locale=fr_FR&CC=FR&FT=D
- [1.105] A. Marino, "Analytical Modeling and Optimization of a Radial Permanent Magnets Synchronous Machine", *EEMODS 2009*, Nantes, France, 14-17 septembre.
- [1.106] D. Ishak, Z. Q. Zhu and D. Howe, "Permanent-Magnet Brushless Machines with Unequal Tooth Widths and Similar Slot and Pole Numbers", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 2, mars/avril 2005.
- [1.107] F. Zurcher, T. Nussbaumer, W. Gruber and J. W. Kolar, "Design and development of a 26-pole and 24-slot bearingless motor", *IEEE-INTERMAG 2009*, 4-8 mai.
- [1.108] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi, M. Lecrivain, "Dimensionnement et comparaison des machines synchrones à concentration de flux à encochage fractionnaire pour une application véhicule hybride", *EF 2009*, Compiègne, France, 24-25 septembre.
- [1.109] D. Ishak, Z. Q. Zhu and D. Howe, "Comparison of PM Brushless Motors, Having Either All Teeth or Alternate Teeth Wound", *IEEE Trans. Ener. Convers.*, vol. 21, no. 1, mars 2006.
- [1.110] S. E. Skaar, O. Krovel and R. Nilssen, "Distribution, Coil-span and Winding Factors for PM Machines with Concentrated Windings", *IEEE Trans. Ener. Convers.*, vol. 21, no. 1, mars 2006.
- [1.111] J. A. Guemes, A. M. Iraolagoitia, M. P. Donsion and J. I. Del Hoyo, "Analysis of Torque in Permanent Magnet Synchronous Motors with Fractional Slot Windings", *ICEM 2008*, Vilamoura, Portugal, 6-9 septembre 2008.
- [1.112] R. H. Moncada, J. A. Tapia et T. M. Jahns, "Analysis of Negative-Saliency Permanent-Magnet Machines", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 57, no. 1, janvier 2010.

CHAPITRE II : Modélisation des pertes dans les machines électriques en vue de l'optimisation sur cycle

SOMMAIRE

CHAPITRE II : Modélisation des pertes dans les machines électriques en vue de l'optimisation sur cycle.....	59
I.1. Introduction	61
I.2. Pertes cuivre sur cycle de fonctionnement.....	63
I.2.1. Pertes cuivre dues au courant de l'axe q	64
I.2.2. Pertes cuivre dues au courant de l'axe d	69
I.3. Pertes fer à vide moyennes sur cycle.....	80
I.3.1. Modèle simple	82
I.3.2. Modèle de l'intégrale.....	88
I.3.3. Modèle des valeurs moyennes.....	92
I.4. Pertes fer en charges moyennes sur cycle : prise en compte du défluxage.....	98
I.5. Influence du nombre des subdivisions de calcul	108
I.6. Influence du repère de calcul	111
I.7. Conclusion.....	114
Bibliographie.....	115

I.1. Introduction

Dans les deux premiers chapitres, nous avons présenté les caractéristiques de la traction hybride qui sont représentées respectivement par trois cycles de fonctionnement : NEDC, Artémis-Urbain et Artémis-Routier. Nous avons également présenté le principe de fonctionnement et les caractéristiques préliminaires des machines électriques, sélectionnées pour ces applications dans le cadre de ce travail. Ce sont la MSCF 12-8, la MSCF 12-16, la MSCF 48-8 et la MSAP 48-8.

Dans ce chapitre, nous nous sommes attachés à étudier des modèles de pertes et à présenter la méthode de calcul des pertes moyennes sur cycle de fonctionnement du véhicule. Nous allons tout d'abord présenter le calcul des pertes cuivre en séparant les courants dans les deux axes d , q du modèle de Park. Ensuite, nous présenterons le modèle de base des pertes fer qui sera développé en vue d'une amélioration sur la précision et d'obtenir un gain sur les temps de calculs. La comparaison de ces développements nous permettra d'étudier leurs impacts sur la précision et sur les temps de calculs.

Une étude de l'influence du nombre de zones magnétiques de calcul et celle du champ tournant dans les machines sera présentée. L'objectif est de choisir un nombre de zones de calcul optimal et choisir le système de coordonnées correspondant à notre étude.

Finalement, nous présenterons la méthode de calcul des pertes instantanées sur cycle de fonctionnement. Cette méthode peut être appliquée à n'importe quel cycle en tenant compte des effets dans les machines électriques comme le défluxage électronique et les non-linéarités magnétiques.

Afin de pouvoir comparer les méthodes de calcul des pertes et d'optimisation, nous avons choisi de nous appuyer sur un cahier des charges chiffré. Aux cycles présentés précédemment, nous avons ajouté un point de fonctionnement, un peu arbitrairement. Ce point de fonctionnement, appelé « point de base », est défini par un couple de $C_b = 210$ Nm et par une vitesse de $N_b = 1820$ tr/min. Le choix de ce point de base a été fait par l'ensemble des gens dans le projet. La raison est qu'il y avait eu des machines dimensionnées sur ce point de base. Donc, nous préférons le garder pour notre étude.

Nous avons normalisé les valeurs des couples et des vitesses sur ce point de base pour les trois cycles. Elles sont présentées dans les figures (Figure I.2), (Figure II.2) et (Figure II.3). Ce point de base va nous servir à déterminer la valeur du deuxième critère d'optimisation, à savoir la valeur efficace des courants absorbés par la machine, c'est-à-dire fournis par l'onduleur de tension. Ce deuxième critère nous permet de faire le lien avec le convertisseur associé, car, la tension du bus continu étant fixée, la valeur efficace des courants absorbés par la machine est fortement liée à la notion de facteur de puissance.

Nous allons montrer que le côté arbitraire du choix des valeurs du couple et de la vitesse au point de base ne l'est pas tout à fait car il permet de qualifier les trois cycles de fonctionnement utilisés dans cette étude. Tous les points de fonctionnement sur chaque cycle

ont un pas de temps constant (une seconde).

Nous trouvons que le cycle NEDC a des valeurs de couple faibles par rapport au point de base. Par contre, la machines électrique fonctionne fréquemment à une vitesse beaucoup plus grande que la vitesse de base, elle peut être cinq fois plus grande (Figure I.2).

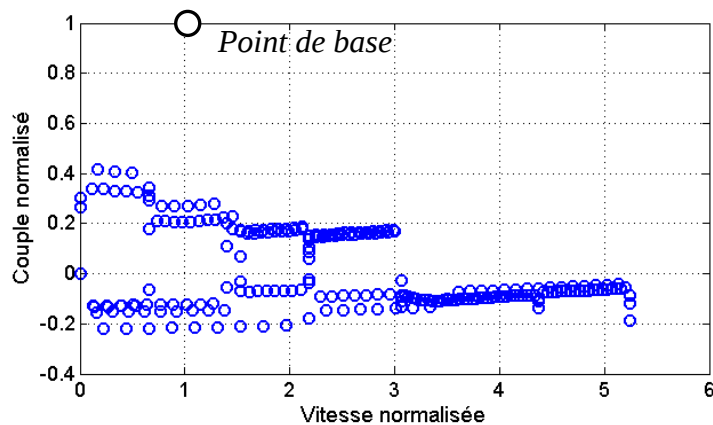


Figure II.1. Caractéristique Couple-Vitesse des machines électriques pour le cycle de fonctionnement NEDC

Pour le cycle Artemis-Urbain, la machine électrique fonctionne régulièrement à une vitesse faible, autour de la vitesse de base et à un couple plus élevé que ceux du cycle NEDC, en régime moteur autant qu'en régime générateur (Figure II.2).

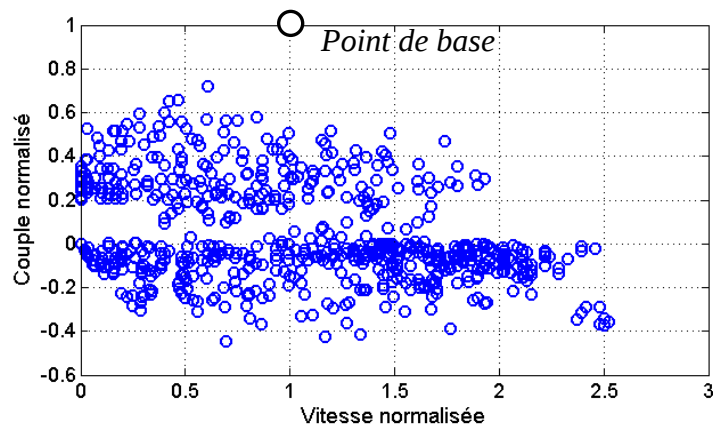


Figure II.2. Caractéristique Couple-Vitesse des machines électriques pour le cycle de fonctionnement Artemis-Urbain

Pour le cycle Artemis-Routier, la machine électrique fonctionne la plupart du temps à une vitesse plus grande que la vitesse de base et à un faible couple (Figure II.3).

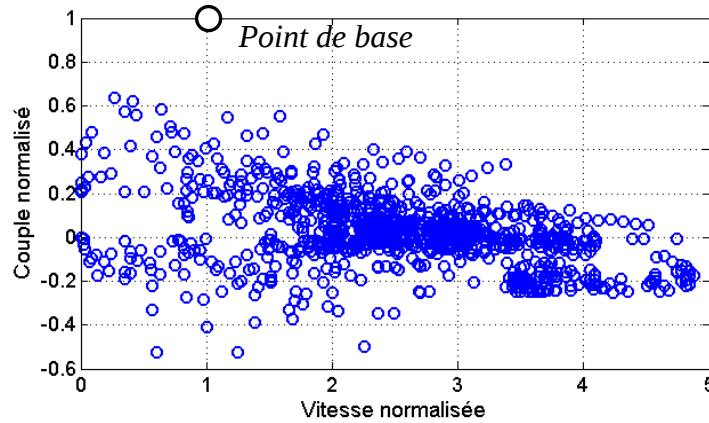


Figure II.3. Caractéristique Couple-Vitesse des machines électriques pour le cycle de fonctionnement Artemis-Routier

Nous pensons que le choix des valeurs caractéristiques du point de base a une incidence sur l'optimisation des machines. Compte tenu des méthodes de calcul choisies, il est tout à fait envisageable de les introduire en tant que paramètres à optimiser. Cependant, dans l'étude que nous présentons, nous garderons fixes les valeurs numériques choisies pour assurer des résultats comparables des machines sur différents cycles.

I.2. Pertes cuivre sur cycle de fonctionnement

Comme expliqué précédemment, le type de bobinage concentré réduit le volume de cuivre grâce à l'effet de courtes têtes des bobines alors que le bobinage diamétral demande plus de cuivre pour les têtes de bobines.

Les têtes de bobines sont déterminées par :

$$L_{têtes} = \alpha . R_{bob} \quad (II. 1)$$

Où :

δ : Angle d'ouverture d'une bobine (rad)

R_{bob} : Rayon du point au milieu d'encoche (mm)

En tenant compte de ces têtes de bobines, les longueurs équivalentes du cuivre en fonction des longueurs actives pour les machines de référence sont présentées dans le tableau suivant :

Tableau II. 1. Longueur équivalente du cuivre en fonction de la longueur active

<i>Machine</i>	$L_{cu} = L_a + L_{têtes}$
MSCF 12-8	1,15.L _a
MSCF 12-16	1,15.L _a
MSCF 48-8	1,3.L _a
MSAP 48-8	1,3.L _a

Les pertes cuivre dans les machines électriques dépendent du volume du cuivre et de la valeur efficace du courant injecté. Selon le modèle de Park, ce courant se compose de deux parties : l'une appelée le courant de l'axe quadrature q et l'autre appelée le courant de l'axe direct d (Figure II.4). Cette dernière permet de défluxer la machine [2.1-2.7].

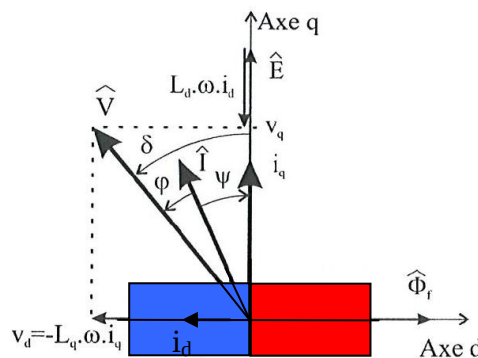


Figure II.4. Diagramme des tensions en régime permanent pour les MSAP

Supposant que le couple de la machine électrique est créé par le courant de l'axe q et que la vitesse au-delà de la vitesse de base est obtenue par l'injection du courant de l'axe d , donc, par le défluxage, nous nous sommes attachés à séparer les deux axes pour calculer les valeurs des courants pour chaque point de fonctionnement, un couple C_i et une vitesse N_i . En conséquence, les pertes cuivre sont également calculées séparément dans les deux axes q , d .

I.2.1. Pertes cuivre dues au courant de l'axe q

Nous supposons que l'obtention du couple est efficace énergétiquement si c'est le courant de l'axe q qui est mis à contribution. C'est-à-dire que le courant de l'axe d est nul dans ce cas : $\delta_d = 0$. Notre hypothèse est faible pour les machines synchrones à aimants en surface du rotor mais forte pour les MSCF parce que dans les MSCF, la saillance est plus importante que dans les machines à aimants en surface. Mais comme nous nous intéressons non seulement au couple mais aussi aux pertes dans la machine, c'est-à-dire au côté énergétique, cette hypothèse est donc avantageuse pour notre étude des pertes.

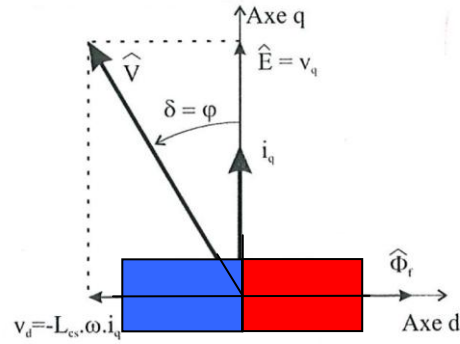


Figure II.5. Diagramme des tensions à $i_d = 0$

En effet, pour expliquer cette hypothèse du côté énergétique, nous avons fait des calculs de pertes cuivre en fonction de la densité de courant de l'axe d (δ_d) pour le point du couple $C_b = 210$ Nm. Les résultats sont présentés dans la figure suivante :

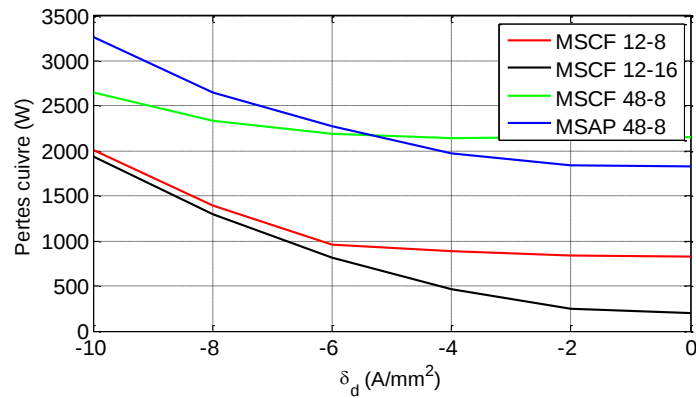


Figure II.6. Pertes cuivre en fonction de δ_d

Nous trouvons que pour un couple donné (210 Nm), la valeur de $\delta_d = 0$ donne les pertes cuivre minimales. Alors, l'hypothèse a été assurée.

L'injection d'un courant de l'axe q permet donc d'obtenir un couple dépendant du courant et du flux créé par des aimants exprimé par la formule suivante :

$$C = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Phi \cdot I_q \quad (\text{II. 2})$$

Où :

- C : Couple électromagnétique moyen (Nm)
 Φ : Amplitude de la composante fondamentale du flux (Wb)
 I_q : Courant maximal de l'axe q (A)

Cette formulation est obtenue dans le cas où la caractéristique du circuit magnétique est linéaire. Pour tenir compte de sa non-linéarité, nous faisons les calculs du couple en utilisant la méthode des éléments finis 2D.

Dans cette méthode, nous injectons une valeur efficace de la densité de courant. Puis, nous définissons les densités de courant sinusoïdal dans les trois phases en fonction de la rotation numéro k :

$$\begin{aligned}\delta_1 &= \delta_q \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta_{elec} \cdot k) \\ \delta_2 &= \delta_q \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta_{elec} \cdot k - 120^\circ) \\ \delta_3 &= \delta_q \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta_{elec} \cdot k + 120^\circ)\end{aligned}\tag{II. 3}$$

Où :

$$\theta_{elec} = \frac{360^\circ}{n} : \text{Pas de rotation électrique}$$

$$\theta_{mec} = \frac{\theta_{elec}}{p} : \text{Pas de rotation mécanique}$$

- n : Nombre de pas de rotation pendant une période
 p : Nombre de paires de pôles
 δ_q : Densité de courant efficace de l'axe q (A/mm²)

Le calcul du couple instantané est effectué par la méthode des éléments finis 2D, pour chaque pas de rotation. Puis, la valeur moyenne du couple sur une période électrique est déterminée.

La modélisation par éléments finis permet donc de calculer le couple moyen en cas linéaire et non-linéaire pour n'importe quelle géométrie de machines électriques.

Grâce aux résultats obtenus par éléments finis, nous pouvons élaborer un modèle de couple en fonction de la densité du courant efficace injecté sous forme polynomiale de deuxième ordre (II. 4). En effet, regardant les courbes du couple en fonction de la densité de courant obtenu par éléments finis (Figure I.9), nous trouvons que la non-linéarité est présente faiblement. Une approximation de deuxième ordre est suffisamment précise pour ce calcul.

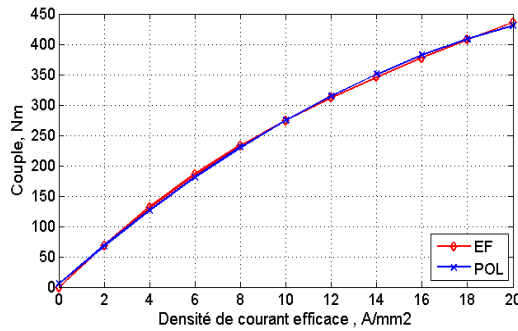
L'intérêt de ce modèle polynomial de deuxième ordre est de permettre son inversion afin de déterminer la valeur de la densité de courant en connaissant la valeur du couple [2.11-2.14]. Les coefficients k_{c1} et k_{c2} sont exprimés en Nm et grâce au coefficient multiplicateur 0,1 associé à k_{c2} , ils sont dans les mêmes ordres de grandeurs. Les valeurs de ces coefficients sont présentées dans le Tableau II.2.

$$C = k_{c1} \cdot \left(\frac{\delta_q}{10} \right) - 0,1 \cdot k_{c2} \cdot \left(\frac{\delta_q}{10} \right)^2 \quad (\text{II. 4})$$

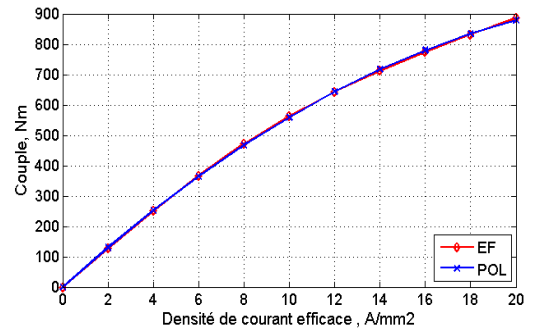
Où :

- C : Couple électromagnétique (Nm)
 δ_q : Densité de courant efficace de l'axe q (A/mm²)
 k_{c1} et k_{c2} : Coefficients de couple du modèle polynomial (Nm)

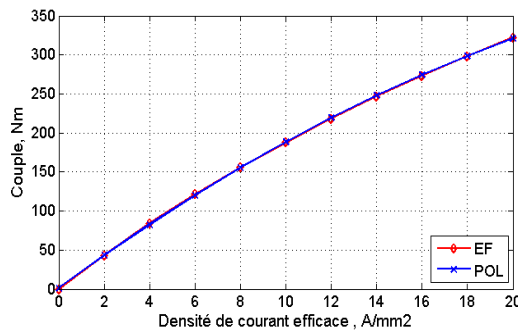
L'adéquation entre les résultats d'éléments finis et ceux obtenus par le modèle (II. 4) a été confirmée dans la (Figure I.9).



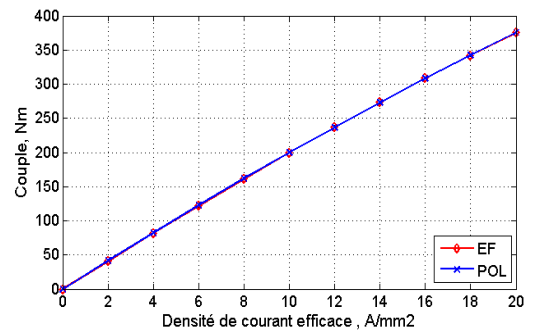
(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16



(c) MSCF 48-8



(d) MSAP 48-8

Figure II.7. Validation du modèle polynomial du couple en fonction de la densité du courant efficace δ_q par éléments finis

Tableau II. 2. Coefficients du modèle polynomial du couple en fonction de la densité de courant efficace δ_q

Machine	k_{c1}	k_{c2}
MSCF 12-8	336	609
MSCF 12-16	679	1196
MSCF 48-8	216	281
MSAP 48-8	211	115

L'originalité du modèle polynomial de couple moyen en fonction de la densité de courant δ_q est la possibilité d'inverser pour calculer la densité δ_q à chaque valeur du couple donné. Une fois que nous avons déterminé cette valeur de δ_q , les pertes cuivre dues au courant de l'axe q sont donc calculées par les formules suivantes :

- Pour les machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16 :

$$P_{cu-q} = \rho_{cu} \cdot L_{cu} \cdot (k_b \cdot S_b \cdot 24) \cdot \delta_q^2 \cdot 10^6 \quad (\text{II. 5})$$

- Pour les machines MSCF 48-8 et MSAP 48-8 :

$$P_{cu-q} = \rho_{cu} \cdot L_{cu} \cdot (k_b \cdot S_b \cdot 48) \cdot \delta_q^2 \cdot 10^6 \quad (\text{II. 6})$$

Où :

- L_{cu} : Longueur équivalente du cuivre (m)
- k_b : Coefficient de remplissage d'encoche
- S_b : Section d'une bobine (mm²)
- ρ_{cu} : Résistivité du cuivre (Ωm)
- δ_q : Valeur efficace de la densité de courant (A/mm²)

La méthode de calcul des pertes cuivre sur cycle dues au courant de l'axe q respecte l'ordre suivant [2.11-2.14] :

- Modélisation par éléments finis d'une géométrie particulière, pour plusieurs valeurs de la densité de courant δ_q pour obtenir la courbe du couple en fonction de δ_q .
- Détermination des valeurs des coefficients k_{c1} et k_{c2} du modèle polynomial en approchant les résultats d'éléments finis.
- Pour un point de fonctionnement i , nous avons le couple C_i .
- Inversion du modèle (II. 4) permet de déterminer la valeur de la densité de courant δ_{qi} correspondant à cette valeur du couple C_i .
- Les formules (II. 5) et (II. 6) permettent donc de calculer la valeur des pertes cuivre dues au courant de l'axe q pour le point i : P_{cu-q_i} .
- Détermination des pertes cuivre moyennes dues au courant de l'axe q sur l'ensemble des points sur cycle $\bar{P}_{cu-q}$.

Cette méthode peut être appliquée pour tous les types de machines synchrones à aimants permanents et pour n'importe quel cycle de fonctionnement.

I.2.2. Pertes cuivre dues au courant de l'axe d

La vitesse de la machine électrique est limitée par le niveau de la valeur de la tension d'alimentation. De manière simplifiée, nous avons la relation entre ces grandeurs :

$$\Omega_{\max} = \frac{U_0 / 2}{p \cdot \Phi} \quad (\text{II. 7})$$

Où :

U_0 : Tension du bus continu (V)
 Φ : Flux maximal d'une phase (Wb)

En effet, selon le modèle de Park, nous avons les équations des tensions :

$$\begin{aligned} V_d &= R \cdot i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - p \cdot \Omega \cdot \Phi_q \\ V_q &= R \cdot i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + p \cdot \Omega \cdot \Phi_d \end{aligned} \quad (\text{II. 8})$$

Où :

V_q, V_d : Tensions de phase dans les deux axes d et q (V)
 R : Résistance statorique (Ω)

En régime permanent sinusoïdal, et en supposant les chutes de tension dans les résistances statoriques négligeables devant les tensions, les diagrammes des tensions sont représentés sur la (Figure II.8). Nous obtenons donc :

$$\begin{aligned} V_d &= -p.\Omega.\Phi_q \\ V_q &= p.\Omega.\Phi_d \end{aligned} \quad (II. 9)$$

La tension du bus DC étant fixée, pour augmenter la vitesse Ω , nous devons faire diminuer le flux. C'est-à-dire que les machines doivent être défluxées. Or, le flux est à l'origine de la force électromotrice (FEM) dans la machine. Alors, pour défluxer la machine, il faut faire diminuer la tension des phases.

Pour cela, il est nécessaire d'injecter un courant négatif dans l'axe d pour réduire le flux créé par les aimants permanents dans les bobinages [2.4-2.7].

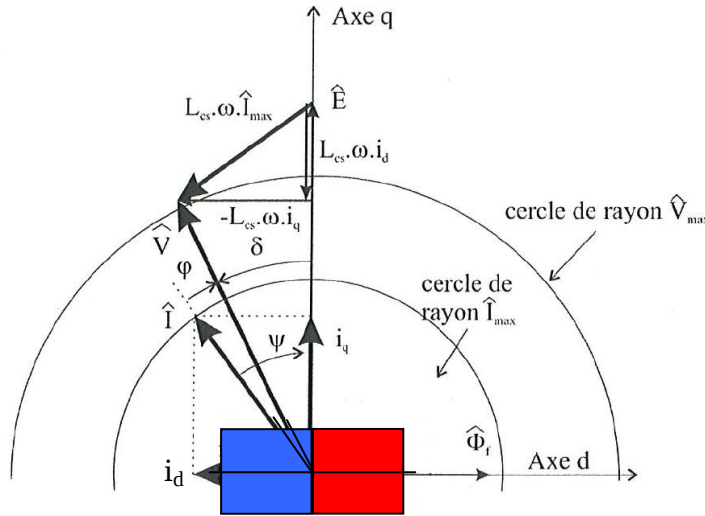


Figure II.8. Diagramme des tensions pour le défluxage au-delà de la vitesse de base $i_d < 0$

Ainsi, si nous voulons atteindre une vitesse de rotation infinie, il faut chercher à diminuer le flux total, qui est la somme du flux créé par les aimants et du flux de réaction magnétique d'induit, utilisée ici de manière positive, à une valeur de zéro, donc, la tension de phase à zéro. C'est-à-dire qu'il faut court-circuiter la phase en injectant le courant i_{dmax} alors qu' $i_q = 0$. C'est pourquoi, ce courant i_{dmax} est appelé le courant de court-circuit i_{cc} (Figure II.9). Son principe est expliqué dans la figure suivante :

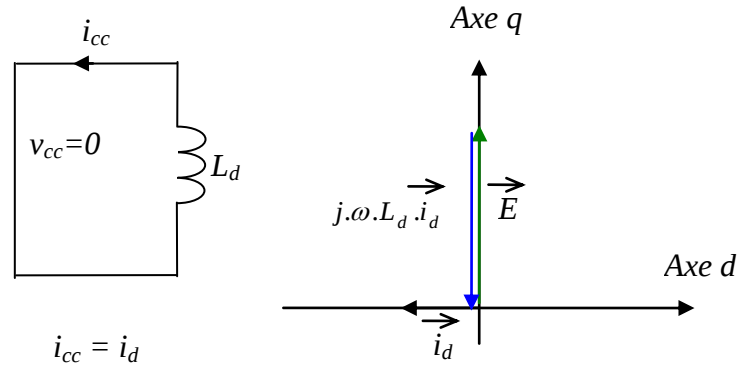


Figure II.9. Défluxage total

Par éléments finis, nous pouvons déterminer la densité du courant associée à i_{cc} . Pour cela, nous faisons des calculs uniquement dans la position du rotor où le flux à vide est maximal ($\theta_{elec} = 0$). Puis, nous injectons une densité de courant δ_d dans l'axe d . La modélisation par éléments finis permet de calculer le flux dans les bobines pour cette position. Nous avons choisi différentes valeurs de δ_d pour ce calcul. Enfin, nous avons obtenu une des courbes du flux en fonction de δ_d . La valeur de la densité de courant de court-circuit δ_{cc} est déterminée pour un flux nul. Les résultats pour les quatre machines sont présentés dans la (Figure I.15).

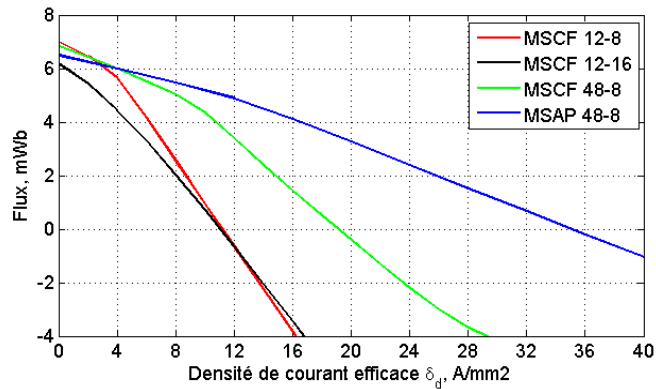


Figure II.10. Défluxage dans les machines de référence

Selon les courbes ci-dessus, nous avons obtenu les valeurs des densités de courant de court-circuit pour chaque machine qui sont présentées dans le tableau suivant :

Tableau II. 3. Densité de courant de court-circuit dans les machines de référence

<i>Machine</i>	<i>Valeur efficace de la densité du courant δ_{cc} (A/mm²)</i>
MSCF 12-8	11,2
MSCF 12-16	11,0
MSCF 48-8	19,1
MSAP 48-8	35,1

Le principe de défluxage se base sur les hypothèses du modèle de Park : la non-saturation dans le matériau magnétique et la forme sinusoïdale du flux total (du premier ordre). Pourtant, nous trouvons à la Figure I.15 que le flux total en fonction de δ_d est non linéaire et qu'il y a des composantes harmoniques du flux total à vide (Figure II.11.a et Figure I.24). Parmi ces quatre machines, les composantes harmoniques sont les plus faibles dans la MSCF 12-16 (Figure II.11.b). En effet, les composantes harmoniques se traduisent par des tensions qui vont limiter la vitesse de rotation, mais seulement du point de vue énergétique, cela n'a pas de conséquence.

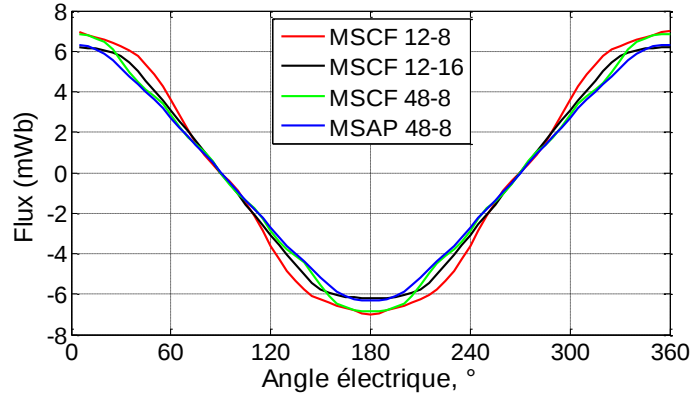
Pour utiliser les hypothèse du modèle de Park, nous nous intéressons uniquement à la position où l'angle électrique $\theta_{elec} = 0$. Avec $\delta_d = \delta_{cc}$, cette composante à $\theta_{elec} = 0$ est nulle dans les allures des flux de quatre machines (Figure II.11.b). Alors, dans les calculs, nous avons calculé le flux total à $\theta_{elec} = 0$ pour deux points : $\delta_d = 0$ et $\delta_d = 10 \text{ A/mm}^2$, puis en supposant que c'est linéaire, nous pouvons la valeur de la densité de courant de court-circuit δ_{cc} .

Les valeurs des densités de courant de court-circuit obtenues par ce calcul deviennent un peu différentes que celles dans le tableau II. 3 :

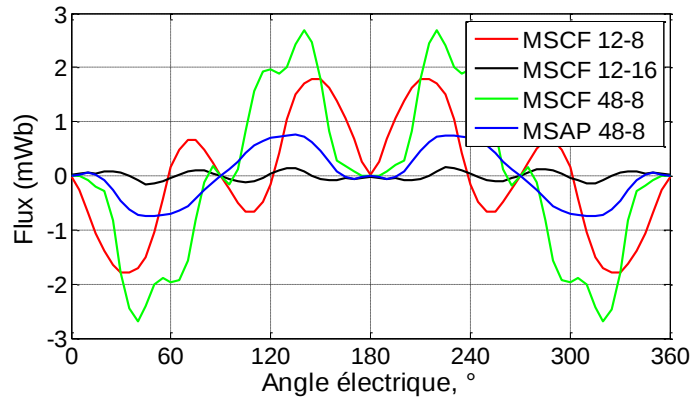
Tableau II. 4. Densité de courant de court-circuit dans les machines de référence

<i>Machine</i>	<i>Valeur efficace de la densité du courant δ_{cc} (A/mm²)</i>
MSCF 12-8	12
MSCF 12-16	11,8
MSCF 48-8	20,5
MSAP 48-8	37,7

Pour confirmer ces valeurs des densités de courant δ_{cc} , nous avons relevé l'allure des flux des quatre machines dans les deux cas : à vide et avec δ_{cc} . Les résultats sont présentés à la figure suivante :



(a) avec $\delta_q = 0$ et $\delta_d = 0$



(b) avec $\delta_q = 0$ et $\delta_d = \delta_{cc}$

Figure II.11. Flux par spire pour différentes valeurs de δ_d

Dans les machines synchrones, la réaction d'induit relative est définie par :

$$r = \frac{L_d \cdot I_d}{\Phi_f} \quad (\text{II. 10})$$

Où :

L_d : Inductance de l'axe direct (H)

I_d : Courant d'une phase de l'axe d (A)

Φ_f : Flux d'excitation par aimants (Wb)

Dans le cas de court-circuit (Figure II.9), nous avons :

$$I_{cc} = \frac{\Phi_f}{L_d} \quad (\text{II. 11})$$

Alors avec la réaction d'induit, nous avons la formule de la vitesse :

$$\Omega = \frac{V_{\max}}{p \cdot \Phi \cdot (1 - r)} = \frac{\Omega_{\max}}{1 - r} \quad (\text{II. 12})$$

Où :

- $V_{\max}$: Tension phase maximale $V_{\max} = U_0/2$ (V)
- $\Omega_{\max}$: Vitesse maximale définie par (II. 7) (rad/s)
- Φ : Flux d'une phase (Wb)

En outre, quand $I_d = 0$, la tension de phase atteint $V_{\max}$, donc :

$$\Omega_{\max} = \Omega_b = \frac{V_{\max}}{p \cdot \Phi} \quad (\text{II. 13})$$

Où Ω_b est la vitesse de base quand $I_d = 0$ et $V = V_{\max}$.

Alors, supposant que les machines électriques peuvent atteindre une vitesse infinie, pour une vitesse au-delà de la vitesse de base, nous avons :

$$\begin{aligned} \Omega = \frac{\Omega_{\max}}{1 - r} &= \frac{\Omega_b}{1 - \frac{L_d \cdot I_d}{L_d \cdot I_{cc}}} = \frac{\Omega_b}{1 - \frac{I_d}{I_{cc}}} \\ \Leftrightarrow I_d &= I_{cc} \cdot \left(1 - \frac{\Omega_b}{\Omega}\right) \end{aligned} \quad (\text{II. 14})$$

Nous obtenons alors la relation entre la densité de courant efficace de l'axe d nécessaire injecté pour obtenir une vitesse correspondante au-delà de la vitesse de base :

$$\delta_d = \delta_{cc} \cdot \left(1 - \frac{N_b}{N_i}\right) \text{ si } N_i > N_b \quad (\text{II. 15})$$

Où :

N_i : Vitesse au-delà de la vitesse de base (tr/min)

N_b : Vitesse de base (tr/min)

δ_{cc} : Densité de courant efficace de court-circuit (A/mm²)

δ_d : Densité de courant efficace de l'axe d correspondant à la vitesse N_i (A/mm²)

Les pertes cuivre dues au courant de l'axe d sont donc calculées par :

- Pour les machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16 :

$$P_{cu-d} = \rho_{cu} \cdot L_{cu} \cdot (k_b \cdot S_b \cdot 24) \cdot \delta_d^2 \cdot 10^6 \quad (\text{II. 16})$$

- Pour les machines MSCF 48-8 et MSAP 48-8 :

$$P_{cu-d} = \rho_{cu} \cdot L_{cu} \cdot (k_b \cdot S_b \cdot 48) \cdot \delta_d^2 \cdot 10^6 \quad (\text{II. 17})$$

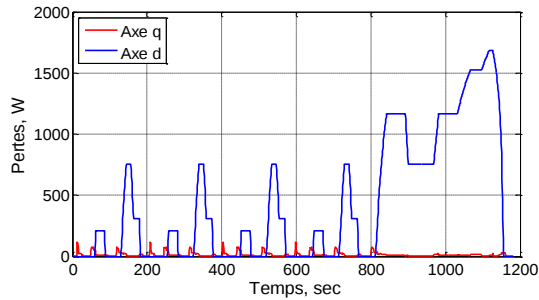
La méthode de calcul des pertes cuivre sur cycle dues au courant de l'axe d respecte l'ordre suivant [2.11-2.14] :

- Modélisation par éléments finis pour deux valeurs de la densité du courant δ_d (0 A/mm² et 10 A/mm²).
- Détermination de la valeur efficace de la densité de courant de court-circuit, δ_{cc} , quand le flux est nul (Tableau II.4).
- Pour un point de fonctionnement i , nous avons la vitesse N_i :
 - Si $N_i < N_b$, nous n'avons pas besoin de défluxer la machine, donc, $\delta_{di} = 0$.
 - Si $N_i > N_b$, nous avons besoin de défluxer la machine, donc, δ_{di} est déterminée par la formule (II. 15).

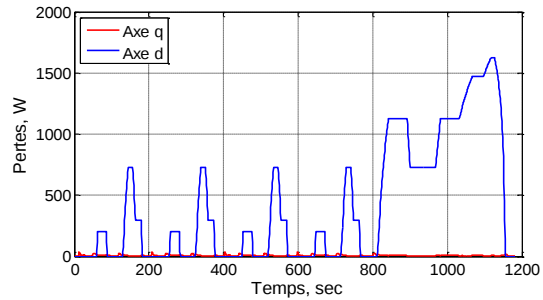
- Les formules (II. 16) et (II. 17) permettent de calculer la valeur des pertes cuivre dues au courant de l'axe d pour le point i : P_{cu-d-i} .
- Détermination des pertes cuivre moyennes dues au courant de l'axe d sur l'ensemble des points sur cycle $\overline{P}_{cu-d}$.

Cette méthode peut être appliquée pour tous les types de machines synchrones à aimants permanents et pour n'importe quel cycle de fonctionnement.

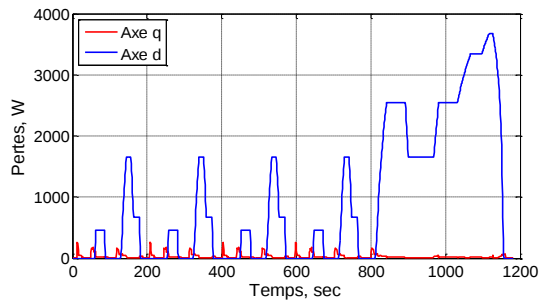
Les figures suivantes présentent les résultats du calcul des pertes cuivre dues au courant de l'axe q et celles de l'axe d sur cycle de fonctionnement, pour quatre machines MSCF 12-8, MSCF 12-16, MSCF 48-8 et MSAP 48-8, et pour trois cycles NEDC, Artemis-Urbain, Artemis-Routier.



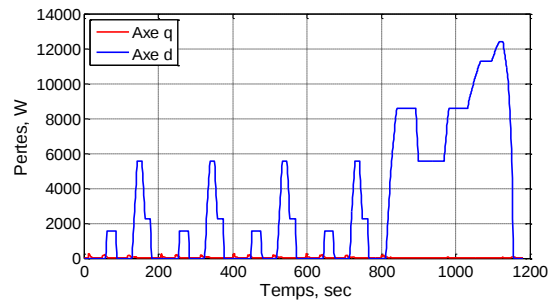
(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

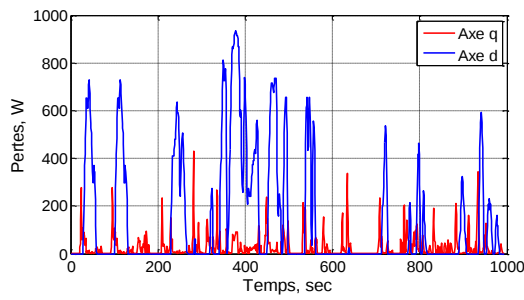


(c) MSCF 48-8

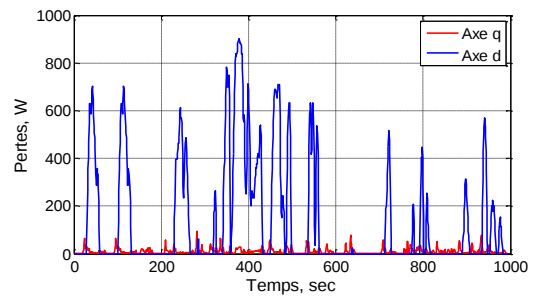


(d) MSAP 48-8

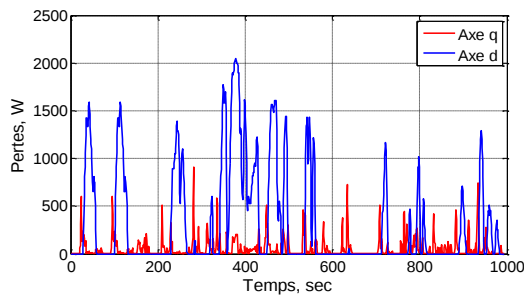
Figure II.12. Pertes cuivre sur l'ensemble des points du cycle NEDC



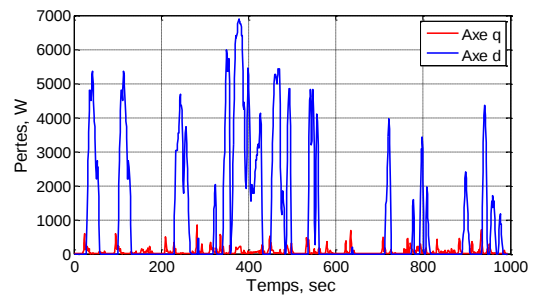
(a) MScF 12-8



(b) MScF 12-16

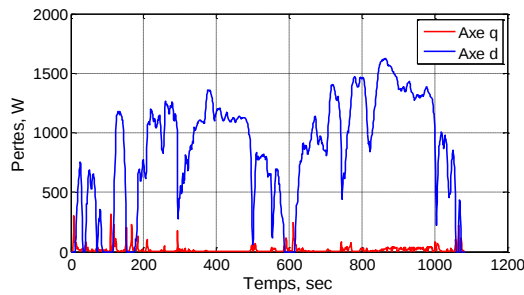


(c) MScF 48-8

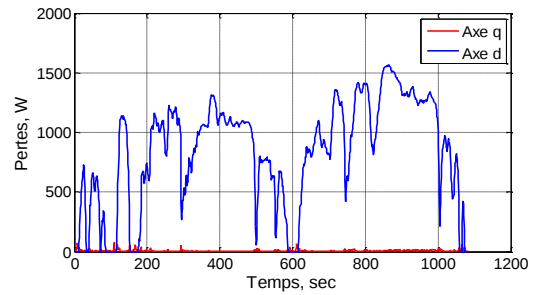


(d) MSAP 48-8

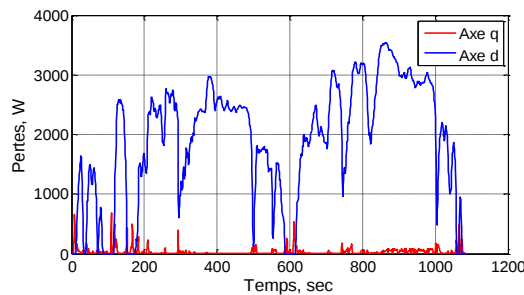
Figure II.13. Pertes cuivre sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Urbain



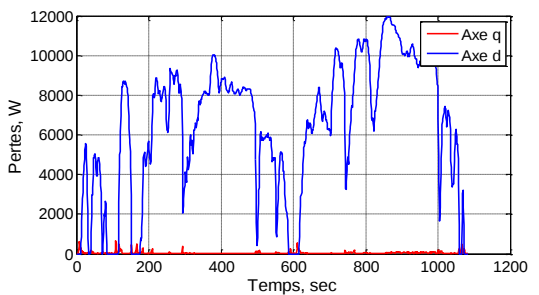
(a) MScF 12-8



(b) MScF 12-16



(c) MScF 48-8



(d) MSAP 48-8

Figure II.14. Pertes cuivre sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Routier

Tableau II. 5. Pertes cuivre moyennes sur cycle

Machine	NEDC		Artemis-Urbain		Artemis-Routier	
	$\overline{P}_{cu-q}$ (W)	$\overline{P}_{cu-d}$ (W)	$\overline{P}_{cu-q}$ (W)	$\overline{P}_{cu-d}$ (W)	$\overline{P}_{cu-q}$ (W)	$\overline{P}_{cu-d}$ (W)
MSCF 12-8	15	428	27	141	18	868
MSCF 12-16	10	413	14	137	11	838
MSCF 48-8	30	935	57	309	36	1895
MSAP 48-8	35	3159	61	1045	40	6410

Pour pouvoir vérifier les valeurs des calculs, nous avons défini les paramètres suivants :

$$C_{eff} = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n C_i^2}$$

$$N_{moy} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n N_i$$
(II. 18)

Où :

C_{eff} : Valeur efficace du couple moyen, Nm

N_{moy} : Vitesse moyenne sur cycle, tr/min

Les valeurs de ces paramètres sont présentées dans le tableau suivant :

Tableau II. 6. Paramètres des cycles

Paramètres	Symbole	NEDC	Artemis-Urbain	Artemis-Routier
Couple efficace (Nm)	C_{eff}	29,7	41,1	32,9
Vitesse moyenne (tr/min)	N_{moy}	2670	1400	4570
Nombre de points où $N > N_b$	$d\%$	58 %	38 %	89 %

Pour chaque cycle, basé sur la valeur efficace du couple moyen C_{eff} , à partir de l'équation (II. 4), nous pouvons déterminer la valeur moyenne de la densité de courant $\overline{\delta_q}$ correspondante. Puis, nous pouvons calculer les pertes cuivre moyennes P_{cu-q} par les équations (II. 5) et (II. 6).

Pour les pertes cuivre dues au courant de l'axe d , P_{cu-d} , basé sur les vitesses N_i du cycle, la valeur de δ_{cc} (Tableau II. 4) et l'équation (II. 15), nous pouvons déterminer la valeur moyenne de la densité de courant de l'axe d , $\overline{\delta_d}$:

$$\overline{\delta_d} = \delta_{cc} \cdot \frac{1}{n_d} \sum_{i=1}^{n_d} \left(1 - \frac{N_b}{N_i} \right) \text{ pour } N_i > N_b \quad (\text{II. 19})$$

Où n_d est le nombre de points où $N_i > N_b$ sur cycle.

Puis, comme il n'y a que $d\%$ des points où la vitesse est plus grande que la vitesse de base, nous pouvons déterminer la valeur moyenne des pertes cuivre dues au défluxage par les formules suivantes :

- Pour les machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16 :

$$P_{cu-d} = \rho_{cu} \cdot L_{cu} \cdot (k_b \cdot S_b \cdot 24) \cdot \overline{\delta_d}^2 \cdot 10^6 \cdot d\% \quad (\text{II. 20})$$

- Pour les machines MSCF 48-8 et MSAP 48-8 :

$$P_{cu-d} = \rho_{cu} \cdot L_{cu} \cdot (k_b \cdot S_b \cdot 48) \cdot \overline{\delta_d}^2 \cdot 10^6 \cdot d\% \quad (\text{II. 21})$$

Les résultats de ces vérifications sont présentés dans le tableau ci-dessous pour le cycle NEDC comme l'exemple :

Tableau II. 7. Vérification des valeurs pour le cycle NEDC

<i>Machine</i>	$S_b \text{ (mm}^2\text{)}$	$\overline{\delta_q} \text{ (A/mm}^2\text{)}$	$P_{cu-q} \text{ (W)}$	$\overline{\delta_d} \text{ (A/mm}^2\text{)}$	$P_{cu-d} \text{ (W)}$
MSCF 12-8	247	0,9	16	3,6	265
MSCF 12-16	247	0,45	9	3,5	251

MSCF 48-8	141	1,4	30	6,5	652
MSAP 48-8	141	1,45	35	12,0	2218

Comparaison des valeurs des pertes cuivre obtenues sur le cycle NEDC pour chaque machine dans les deux tableaux II. 5 et II. 7, nous trouvons que les valeurs dans les deux tableaux sont proches. D'où nous pouvons assurer la précision des méthodes de calcul proposées.

Comme pour les trois cycles, les valeurs des couples durant les cycles sont plutôt faibles, nous trouvons clairement dans ces résultats que les pertes cuivre dues au courant de l'axe q sont faibles. Pourtant, comme beaucoup de points de fonctionnement se trouvent dans les zones hors limites du couple normalisé = 1 et de la vitesse normalisée = 1 (Figure I.2-Figure II.3), les machines électriques travaillent souvent en régime de défluxage, notamment pour le cycle Artemis-Routier qui représente environ 90% des points en défluxage.

De plus, le tableau II. 4 a montré que les machines ont besoin d'une valeur importante du courant de défluxage, notamment pour les deux machines à bobinages répartis. C'est pourquoi, les valeurs des pertes cuivre dues au courant de l'axe d sont très importantes par rapport à celles de l'axe q (Tableau II.5). Le défluxage prend une partie importante des pertes électriques dans les machines électriques. La prise en compte cette partie dans les calculs est donc nécessaire.

Les quatre machines d'étude ne sont pas encore optimisées, nous espérons que les machines optimisées auront de meilleures performances, notamment grâce à la modification de l'induction rémanente des aimants, que les pertes cuivre dues au défluxage peuvent être diminuées significativement

Notre objectif dans cette partie n'était pas de comparer les performances des machines pour tel ou tel cahier des charges, mais de présenter la méthode de calcul des pertes cuivre, en séparant les deux axes d et q , pour chaque point sur cycle. Cette étude est très avantageuse car elle peut être appliquée à tous les types de MSAP et pour n'importe quel cycle de fonctionnement.

I.3. Pertes fer à vide moyennes sur cycle

Les pertes fer dans le matériau magnétique se composent de deux parties : pertes fer par hystérésis et pertes fer par les courants de Foucault [2.15-2.18].

Nous utilisons les modèles proposés dans [2.19] qui ont été validés par les modélisations numériques ainsi que par l'expérimentation :

$$P_{fer} = P_{hys} + P_{cf} \quad (II. 22)$$

$$P_{hys} = (k_{h1} \cdot \Delta B + k_{h2} \cdot \Delta B^2) \cdot f \quad (II. 23)$$

$$P_{cf} = \alpha \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\frac{db}{dt} \right)^2 \cdot dt \quad (II. 24)$$

Où :

ΔB :	Excursion maximale de la densité de flux dans la zone de calcul (T)
f :	Fréquence (Hz)
k_{h1} et k_{h2} :	Coefficients d'hystérésis ($A.m^{-1}$ et $A.m.V.s^{-1}$)
α :	Coefficient des courants de Foucault ($A.m.V^{-1}$)
T :	Période électrique (sec)

Les valeurs des coefficients dépendent du matériau magnétique. Dans notre étude, le matériau magnétique M330-35 a les coefficients suivants :

$$\begin{aligned} k_{h1} &= 5 \text{ A.m}^{-1} \\ k_{h2} &= 50 \text{ A.m.V}^{-1} \cdot s^{-1} \\ \alpha &= 0,042 \text{ A.m.V}^{-1} \end{aligned}$$

Dans l'objectif de développer un modèle de pertes qui peut être appliqué pour le calcul sur cycle, nous proposons tout d'abord d'étudier des modèles connus en prenant des hypothèses pour simplifier le calcul. Alors, nous proposons de calculer uniquement les pertes fer dans le stator des quatre machines.

Comme la densité du flux distribué dans le stator est différente dans chaque zone de la culasse ou de la dent, nous nous sommes attachés à définir des zones du stator dans laquelle la densité du flux est presque similaire.

Si le stator est divisé en un plus grand nombre de zones de calcul, le résultat de calcul sera plus précis. Mais comme les densités du flux dans le stator des machines sont symétriques et périodiques, pour faciliter les calculs, ainsi que pour diminuer le temps de calcul, nous supposons un calcul dans un huitième du stator des quatre machines (Figure II.15).

Alors, pour les deux machines à bobinages concentrés, un douzième du stator se compose d'une dent statorique, de deux moitiés d'encoche et des parties de la culasse statorique correspondantes (Figure II.15.a). Pour les deux machines à bobinages répartis, il comprend les six dents et les parties de la culasse correspondante (Figure II.15.b).

Les pertes sont déterminées en calculant les densités de flux de chaque subdivision dans les deux axes : Ox , Oy . La comparaison des pertes sur cycle obtenues par chaque modèle sera effectuée par la suite.

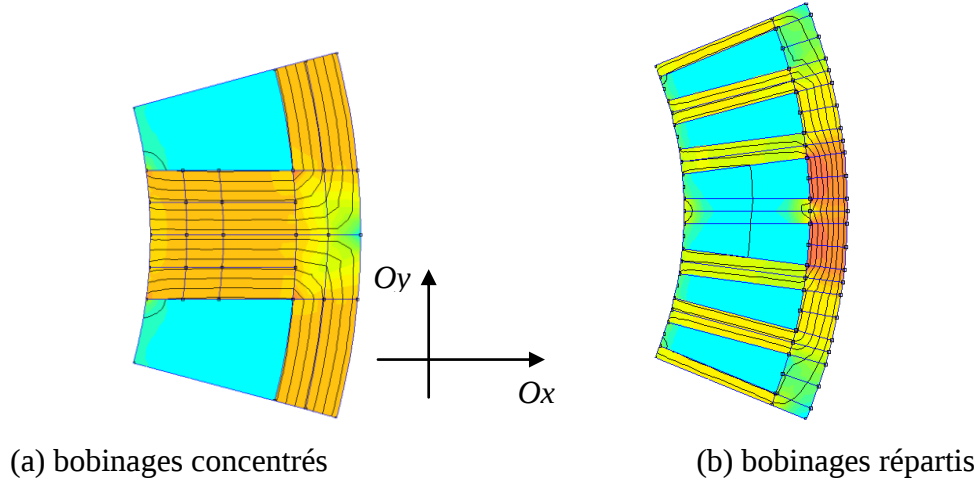


Figure II.15. Subdivisions dans un huitième du stator des machines

Nous allons présenter trois modèles de pertes fer : modèle simple, modèle de l'intégrale et modèle « modèle des valeurs moyennes ». Le but de présenter ces trois modèles avec les hypothèses associées est d'estimer les ordres de grandeurs et d'expliquer l'évolution de nos idées et de nos méthodes pour le problème de calcul des pertes fer, d'une façon simple à une autre plus complète.

I.3.1. Modèle simple

Si nous supposons que la densité de flux dans le matériau magnétique est sinusoïdale, les formules de calcul des pertes volumiques ci-dessus deviennent [2.11] :

$$P_{hys} = (k_{h1} \cdot (2 \cdot B_m) + k_{h2} \cdot (2 \cdot B_m)^2) \cdot f \quad (\text{II. 25})$$

$$P_{cf} = \alpha \cdot 2\pi^2 \cdot B_m^2 \cdot f^2 \quad (\text{II. 26})$$

Donc :

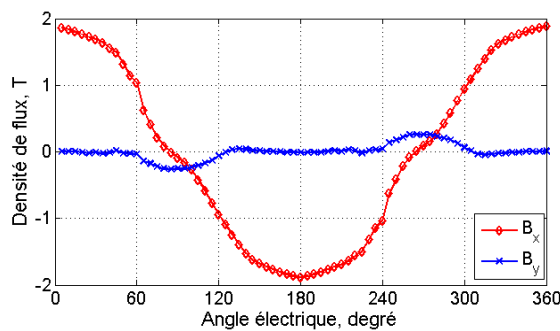
$$P_{fer} = P_{hys} + P_{cf} = (k_{h1} \cdot (2 \cdot B_m) + k_{h2} \cdot (2 \cdot B_m)^2) \cdot f + \alpha \cdot 2\pi^2 \cdot B_m^2 \cdot f^2 \quad (\text{II. 27})$$

Où :

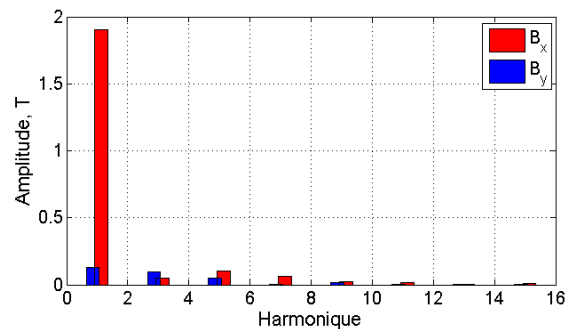
B_m :	Amplitude maximale de la densité du flux dans la zone de calcul (T)
f :	Fréquence (Hz)
k_{h1} et k_{h2} :	Coefficients d'hystérésis
α :	Coefficient des courants de Foucault

La méthode de calcul des pertes fer à vide sur cycle utilisant le modèle simple respecte l'ordre suivant :

- Modéliser par éléments finis pour plusieurs positions de rotation du rotor ($n = 72$ positions dans ce cas)
- Récupérer dans chaque subdivision i les valeurs des densités du flux dans les deux axes : b_x, b_y à chaque pas de rotation (Figure II.16).
- Récupérer la valeur du volume de chaque subdivision v_i
- Déterminer pour chaque subdivision i les valeurs des densités du flux maximales de deux axes : B_{mxi}, B_{myi}
- Calculer pour chaque subdivision i les valeurs dans les deux axes des pertes fer par hystérésis (P_{hysxi} et P_{hysyi}) et des pertes par les courants de Foucault (P_{cfxi} et P_{cfyi}) pour chaque vitesse sur cycle par (II. 27).
- Déterminer la valeur moyenne des pertes fer moyennes sur cycle en faisant la somme des valeurs de deux axes Ox, Oy et celle de toutes les subdivisions du stator.



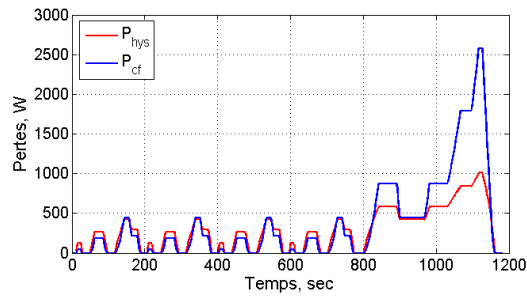
a) Densité de flux dans les deux axes



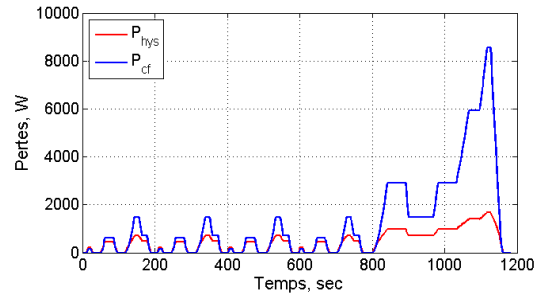
(b) Leurs harmoniques

Figure II.16. Densités du flux et leurs amplitudes des harmoniques pour une subdivision exemplaire de la dent statorique

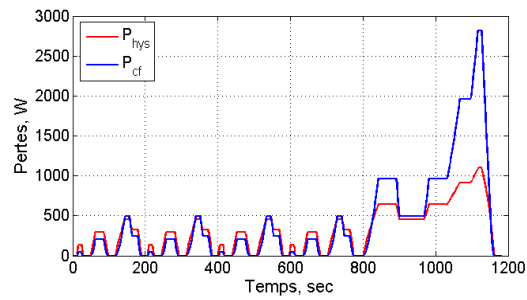
Les pertes fer à vide instantanées sur les trois cycles utilisant le modèle simple sont présentées dans les figures suivantes :



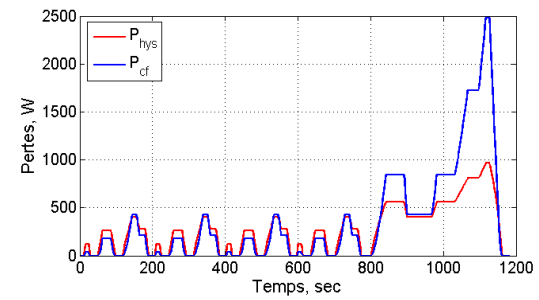
(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

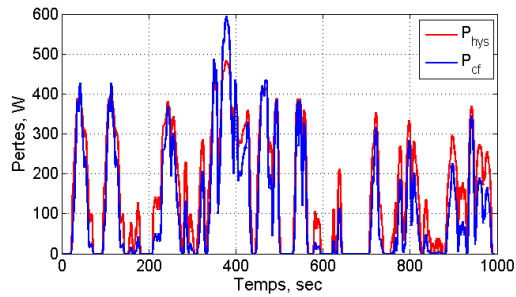


(c) MSCF 48-8

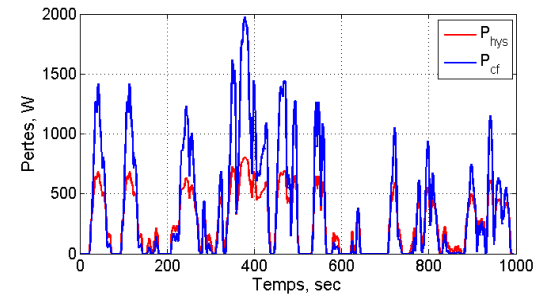


(d) MSAP 48-8

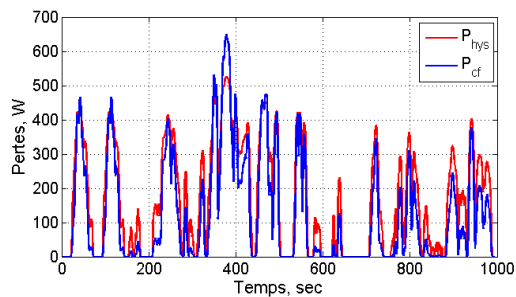
Figure II.17. Pertes fer sur l'ensemble des points du cycle NEDC



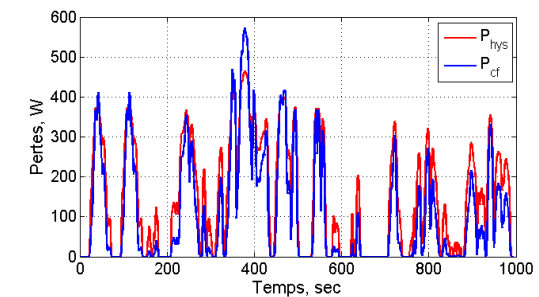
(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16



(c) MSCF 48-8



(d) MSAP 48-8

Figure II.18. Pertes fer sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Urbain

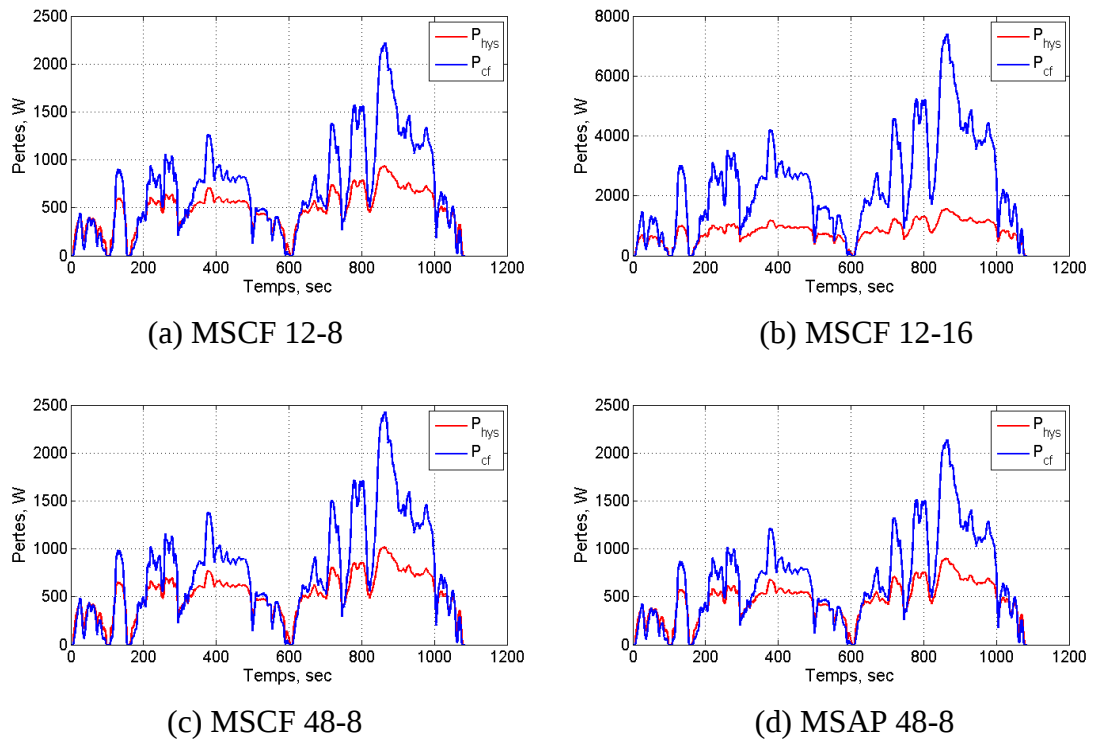


Figure II.19. Pertes fer sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Routier

Tableau II. 8. Pertes fer moyennes sur cycle avec le modèle simple

Machine	NEDC		Artemis-Urbain		Artemis-Routier	
	$\bar{P}_h$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_h$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_h$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)
MSCF 12-8	282	373	148	107	482	697
MSCF 12-16	470	1241	246	357	803	2319
MSCF 48-8	307	408	161	117	525	762
MSAP 48-8	271	359	142	103	463	671

Ce modèle est simple et il donne rapidement des ordres de grandeur de pertes fer à vide. Cependant, l'hypothèse que l'induction est sinusoïdale dans toutes les subdivisions du stator est peu précise parce que l'induction varie en fonction de la rotation du rotor.

L'approximation sinusoïdale de l'induction est acceptable dans les subdivisions de la dent dans l'axe Ox mais pas dans l'axe Oy (Figure II.16). Elle est également acceptable dans les subdivisions de la culasse dans l'axe Oy mais pas dans l'axe Ox. Alors, ce modèle peut être appliqué dans les calculs des pertes fer qui ne demandent pas strictement une bonne précision mais qui donnent des ordres de grandeur.

Selon les résultats des pertes présentés dans les figures au-dessus et dans le Tableau II. 8, nous trouvons que :

- Pour les trois cycles NEDC, Artemis-Urbain et Artemis-Routier, les deux machines MSCF 12-8 et MSAP 48-8 donnent les plus faibles pertes fer alors que la MSCF 12-16 a une valeur des pertes fer trois fois plus élevée. En effet, comme elle a le nombre de pôles deux fois plus élevé, donc, la fréquence est deux fois plus grande.
- Comme les pertes dues au courant de Foucault dépendent du carré de la fréquence (II. 26), or, pour les cycles NEDC et Artemis-Routier, il y a une grande partie des grandes vitesses, donc, les pertes dues au courant de Foucault sont plus élevées que celles par hystérésis. Pourtant, pour le cycle Artemis-Urbain, comme la vitesse est beaucoup moins faible, les pertes dues aux courants de Foucault sont en conséquence faibles.

Pour vérifier ces valeurs de calcul, nous proposons une méthode simple pouvant donner les ordres de grandeurs des pertes calculées. Pour cela, nous calculons l'amplitude maximale $\bar{B}_m$ moyenne dans le stator des machines et la masse du fer au stator. Nous pouvons calculer la fréquence moyenne à partir de la vitesse moyenne sur cycle. D'où nous pouvons déterminer les ordres de grandeurs des pertes fer :

$$P_{fer} = \left[\left(k_{h1} \cdot (2 \cdot \bar{B}_m) + k_{h2} \cdot (2 \cdot \bar{B}_m)^2 \right) \cdot f_{moy} + \alpha \cdot 2 \pi^2 \cdot \bar{B}_m^2 \cdot f_{eff}^2 \right] \cdot V_s \quad (\text{II. 28})$$

Où :

V_s : Volume du fer au stator (m^3)

$\bar{B}_m$: Amplitude maximale moyenne de la densité de flux du stator (T). Comme k_{h1} est beaucoup plus faible que k_{h2} , nous définissons ce paramètre par la formule suivante :

$$\bar{B}_m = \sqrt{\frac{1}{V_s} \cdot \sum_{i=1}^n B_{mi}^2 \cdot v_i} \quad (\text{II. 29})$$

f_{moy} : Fréquence moyenne correspondant à la vitesse moyenne sur cycle (Hz) :

$$f_{moy} = p \cdot \frac{N_{moy}}{60} \quad (\text{II. 30})$$

f_{eff} : Valeur efficace de la fréquence moyenne sur cycle (Hz), correspondant au carré de la vitesse, et définie par la formule suivante :

$$f_{eff} = \frac{p}{60} \cdot \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n N_i^2} \quad (\text{II. 31})$$

Ce paramètre est défini pour le but d'avoir une meilleure précision du calcul des pertes fer dues aux courants de Foucault dans le modèle (II. 28) parce qu'elles sont proportionnelles au carré de la vitesse.

Les valeurs de ces paramètres sont présentées dans le tableau suivant :

Tableau II. 9. Paramètres pour les machines et pour les cycles

<i>Machine</i>	$\overline{B}_{m-x} \text{ (T)}$	$\overline{B}_{m-y} \text{ (T)}$	$V_s \text{ (dm}^3\text{)}$
MSCF 12-8	1,40	1,43	1,9
MSCF 12-16	1,32	1,26	1,9
MSCF 48-8	1,35	1,68	1,8
MSAP 48-8	1,29	1,56	1,8

Tableau II. 10. Paramètres pour les machines et pour les cycles

<i>Machine</i>	$f_{moy} \text{ (Hz)}$			$f_{eff} \text{ (Hz)}$		
	<i>NEDC</i>	<i>Urbain</i>	<i>Routier</i>	<i>NEDC</i>	<i>Urbain</i>	<i>Routier</i>
MSCF 12-8	178	93,3	304,7	242,4	130,3	331,6
MSCF 12-16	356	186,7	609,3	484,8	260,5	663,2
MSCF 48-8	178	93,3	304,7	242,4	130,3	331,6
MSAP 48-8	178	93,3	304,7	242,4	130,3	331,6

A partir des valeurs indiquées dans les tableaux III.9 et III.10, nous pouvons calculer les valeurs des pertes fer obtenues par cette méthode :

Tableau II. 11. Vérification des valeurs des pertes

<i>Machine</i>	<i>NEDC</i>		<i>Artemis-Urbain</i>		<i>Artemis-Routier</i>	
	$\overline{P}_h \text{ (W)}$	$\overline{P}_{cf} \text{ (W)}$	$\overline{P}_h \text{ (W)}$	$\overline{P}_{cf} \text{ (W)}$	$\overline{P}_h \text{ (W)}$	$\overline{P}_{cf} \text{ (W)}$
MSCF 12-8	282	372	148	108	483	697

MSCF 12-16	470	1237	247	358	805	2319
MSCF 48-8	307	407	161	118	526	762
MSAP 48-8	272	359	142	104	465	672

En comparaison avec les valeurs dans le Tableau II.8, nous trouvons que les valeurs obtenues par cette vérification sont dans les mêmes ordres de grandeur.

Les modèles des pertes fer que nous présenterons par la suite sont effectivement des développements à partir des équations (II. 22), (II. 23) et (II. 24). Alors, une fois que nous avons vérifié les ordres des grandeurs pour le modèle simple, les valeurs obtenues par les autres modèles vont vérifiées et comparées avec celles obtenues par ce modèle.

I.3.2. Modèle de l'intégrale

Pour améliorer la précision du modèle simple, nous nous sommes attachés à développer à partir des équations (II. 22), (II. 23) et (II. 24), un modèle pouvant prendre en compte la forme non-sinusoïdale obtenue par le calcul par *EF-2D* de la densité du flux [2.12-2.14]. Ce modèle est nommé alors modèle de l'intégrale :

$$P_{hys} = (k_{h1} \cdot \Delta B + k_{h2} \cdot \Delta B^2) \cdot f \quad (II. 32)$$

$$\begin{aligned}
 P_{cf} &= \alpha \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\frac{db}{dt} \right)^2 \cdot dt = \alpha \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\frac{db}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \right)^2 \cdot dt \\
 &= \alpha \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^{2\pi} \left(\frac{db}{d\theta} \right)^2 \cdot (2\pi f)^2 \cdot \left(\frac{T}{2\pi} \cdot d\theta \right) \\
 &= \alpha \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left(\frac{db}{d\theta} \right)^2 \cdot d\theta \cdot (2\pi f)^2
 \end{aligned} \quad (II. 33)$$

Où :

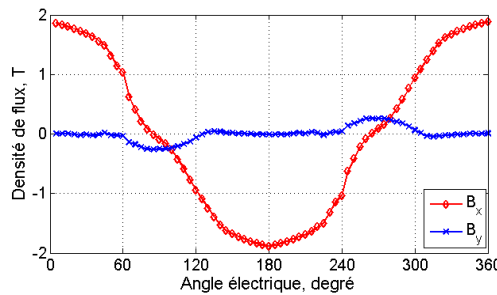
- ΔB : Excursion maximale de la densité du flux dans la zone de calcul (T)
- k_{h1} et k_{h2} : Coefficients d'hystérésis
- α : Coefficient des courants de Foucault
- db : Variation instantanée de densité de flux entre deux pas de rotation (T)
- $d\theta$: Pas de rotation du rotor (rad)

Donc :

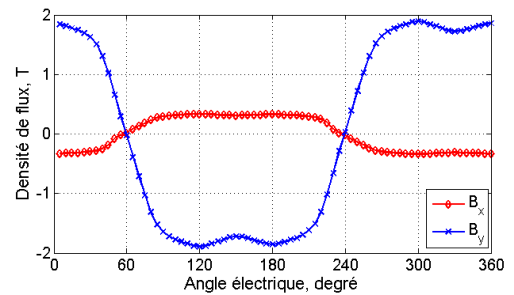
$$P_{fer} = P_{hys} + P_{cf} = (k_{h1} \cdot \Delta B + k_{h2} \cdot \Delta B^2) \cdot f + \alpha \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left(\frac{db}{d\theta} \right)^2 \cdot d\theta \cdot (2\pi f)^2 \quad (II. 34)$$

La méthode de calcul des pertes fer à vide sur cycle utilisant le modèle de l'intégrale respecte l'ordre suivant :

- Modéliser par éléments finis pour plusieurs positions de rotation du rotor ($n = 72$ positions dans ce cas) à vide
- Récupérer dans chaque subdivision i les valeurs des densités du flux dans les deux axes : b_x, b_y (Figure II.20)
- Récupérer la valeur du volume de chaque subdivision v_i
- Déterminer pour chaque subdivision i les amplitudes maximales des densités du flux de deux axes : $\Delta B_{xi}, \Delta B_{yi}$ (Figure II.20)
- Calculer pour chaque subdivision i les valeurs dans les deux axes des pertes fer par hystérésis (P_{hysxi} et P_{hysyi}) et des pertes par les courants de Foucault (P_{cfxi} et P_{cfyi}) pour chaque vitesse sur cycle par (II. 34)
- Déterminer pour chaque vitesse sur cycle les pertes fer totales du stator dans les deux axes Ox, Oy par la somme des pertes dans les subdivisions pour chaque axe
- Déterminer la valeur moyenne des pertes fer moyennes sur cycle en faisant la somme des valeurs de deux axes Ox, Oy



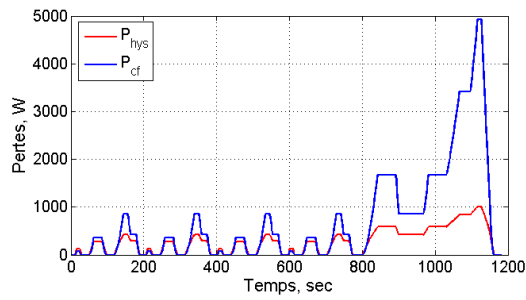
a) Pour une subdivision de la dent



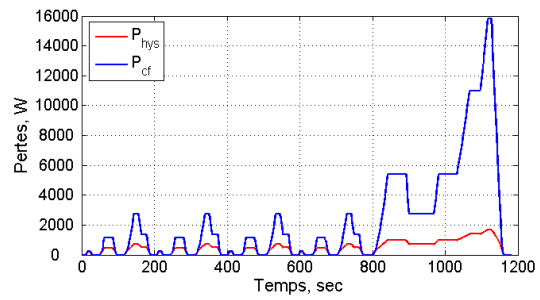
(b) Pour une subdivision de la culasse

Figure II.20. Densités du flux dans les deux axes pour des subdivisions dans la dent et dans la culasse de MSCF 12-8

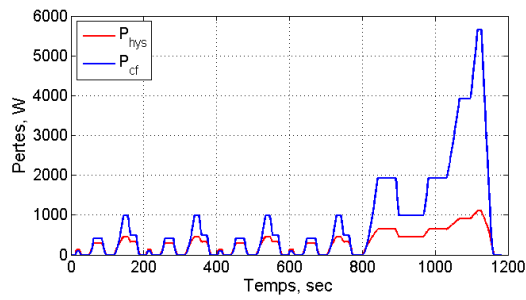
Les pertes fer à vide instantanées sur les trois cycles utilisant le modèle de l'intégrale sont présentées dans les figures suivantes :



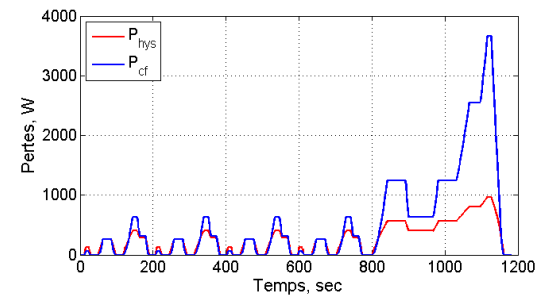
(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

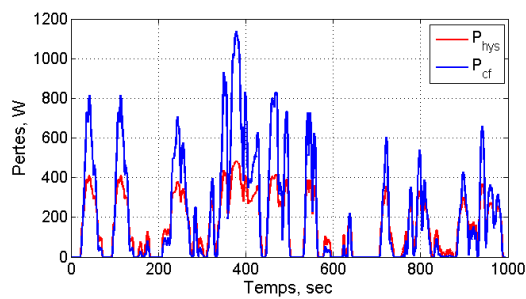


(c) MSCF 48-8

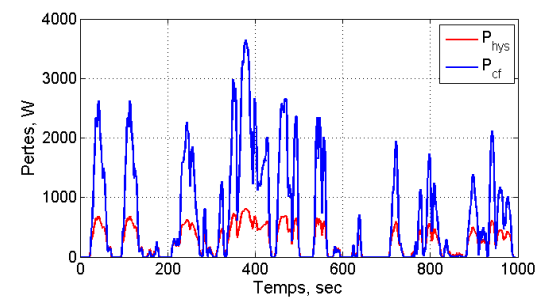


(d) MSAP 48-8

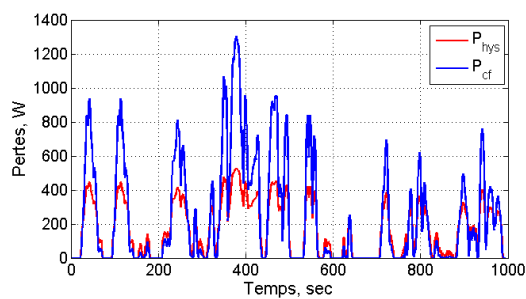
Figure II.21. Pertes fer sur l'ensemble des points du cycle NEDC



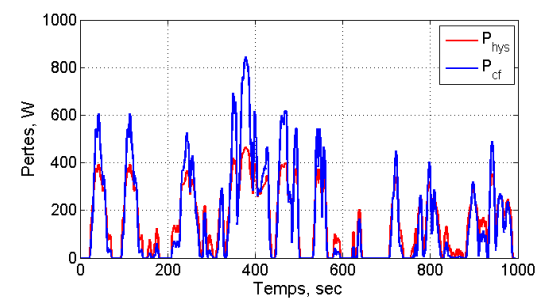
(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16



(c) MSCF 48-8



(d) MSAP 48-8

Figure II.22. Pertes fer sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Urbain

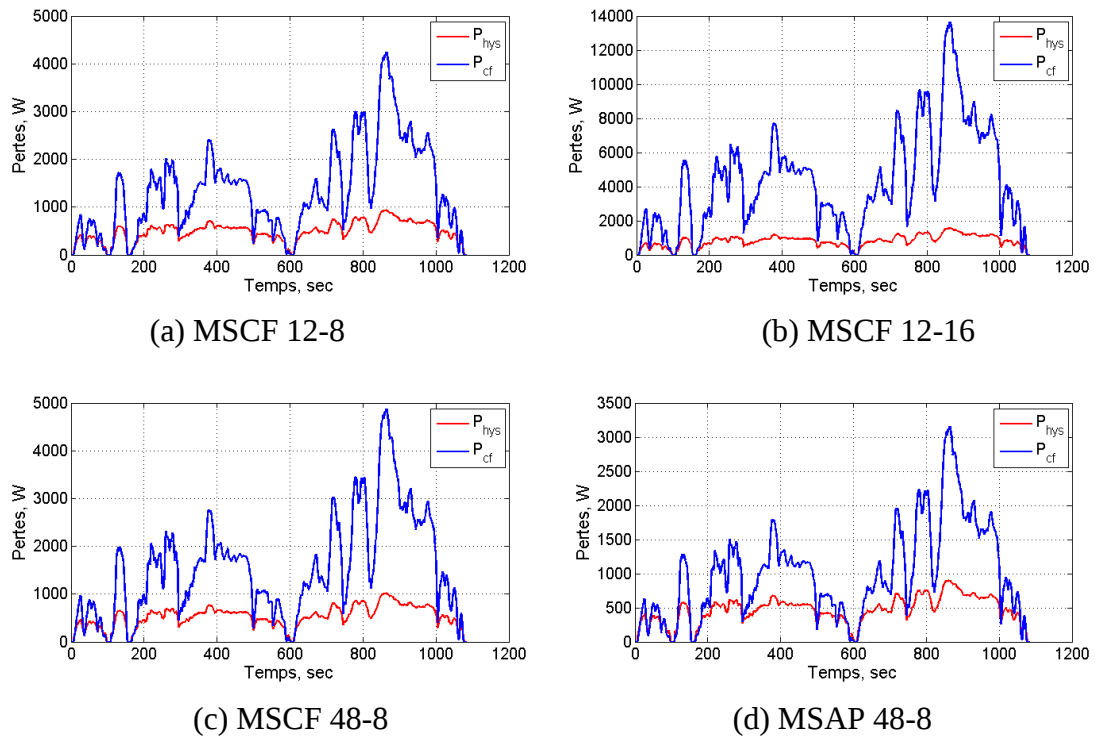


Figure II.23. Pertes fer sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Routier

Tableau II. 12. Pertes fer moyennes sur cycle avec le modèle de l'intégrale

<i>Machine</i>	<i>NEDC</i>		<i>Artemis-Urbain</i>		<i>Artemis-Routier</i>	
	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)
MSCF 12-8	282	713	148	205	482	1332
MSCF 12-16	470	2292	247	659	803	4281
MSCF 48-8	307	820	161	236	525	1532
MSAP 48-8	271	530	142	152	464	991

Nous comparons les valeurs obtenues par ce modèle avec celles obtenues par le modèle simple :

Tableau II. 8. Pertes fer moyennes sur cycle avec le modèle simple

<i>Machine</i>	<i>NEDC</i>		<i>Artemis-Urbain</i>		<i>Artemis-Routier</i>	
	$\bar{P}_h$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_h$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_h$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)
MSCF 12-8	282	373	148	107	482	697

MSCF 12-16	470	1241	246	357	803	2319
MSCF 48-8	307	408	161	117	525	762
MSAP 48-8	271	359	142	103	463	671

Ce modèle de l'intégrale donne un résultat plus précis que le modèle simple parce qu'il traite la variation de la densité du flux dans chaque subdivision en fonction des positions du rotor.

Il n'y a pas de différence des pertes par hystérésis entre le modèle simple et ce modèle intégral parce qu'elles ne dépendent que de l'amplitude maximale de l'induction. Par contre, il y a une grande différence pour les pertes fer dues aux courants de Foucault. Il peut y avoir un rapport entre 1,5 et deux entre ces deux méthodes de calcul des pertes fer (Tableau II. 8 et Tableau II. 1). Cela vient de la forme non-sinusoidale des inductions dans les subdivisions (Figure II.20). Cela confirme également une faible précision du modèle simple supposant que l'induction est sinusoidale dans toutes les subdivisions du stator.

Selon les résultats des pertes fer présentés dans les figures (Figure II.21), (Figure II.22), (Figure II.23) et dans le Tableau II. 12, nous trouvons que :

- Pour les trois cycles NEDC, Artemis-Urbain et Artemis-Routier, la machine de référence MSAP 48-8 a les moins pertes fer. La MSCF 12-16 a une valeur des pertes fer la plus élevée parce qu'elle a deux fois plus grand du nombre d'aimants et donc, la fréquence est aussi deux fois plus grande que celle des autres machines.
- Les pertes dues aux courants de Foucault sont beaucoup plus importantes que celles par hystérésis pour les deux cycles NEDC et Artemis-Routier. En effet, ces pertes sont en fonction du carré de la fréquence. Les deux cycles NEDC et Artemis-Routier, la machine électrique fonctionne souvent aux vitesses beaucoup plus grandes par rapport à celles du cycle Artemis-Urbain. Alors, les pertes dues aux courants de Foucault deviennent plus importantes.

I.3.3. Modèle des valeurs moyennes

Dans le but de pouvoir calculer les pertes fer en charges en vue de l'optimisation sur cycle, nous avons développé un modèle nommé « *modèle des valeurs moyennes* » qui se base sur l'effet du moyennage sur le volume total du stator au lieu de calculer pour chaque subdivision. Donc, les formules (II. 32) et (II. 33) deviennent [2.14] :

$$P_{hys} = (k_{h1} \cdot \overline{\Delta B_1} + k_{h2} \cdot \overline{\Delta B_2}^2) \cdot f \quad (\text{II. 35})$$

Où :

$$\overline{\Delta B_1} = \frac{\sum_{i=1}^m (\Delta B_i \cdot v_i)}{v} \quad (\text{II. 36})$$

$$\overline{\Delta B_2} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m (\Delta B_i^2 \cdot v_i)}{v}} \quad (\text{II. 37})$$

- ΔB_i : Excursion maximale de la densité du flux dans la subdivision i (T)
 v_i : Volume de la subdivision i (m³)
 v : Volume total du stator (m³)
 m : Nombre de subdivisions dans un huitième du stator

$$P_{cf} = \alpha \cdot \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\frac{db}{dt} \right)^2 \cdot dt = \alpha \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left(\frac{db}{d\theta} \right)^2 \cdot d\theta \cdot (2\pi f)^2 \quad (\text{II. 38})$$

Dans une période électrique nous divisons en n points de calcul, c'est à dire n pas de rotation du rotor :

$$d\theta = \frac{2\pi}{n} \quad (\text{II. 39})$$

Donc :

$$\begin{aligned}
 P_{cf} &= \alpha \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left(\frac{db}{d\theta} \right)^2 \cdot d\theta \cdot (2\pi f)^2 \\
 &= \alpha \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \sum_{j=1}^n \left(\frac{b_{j+1} - b_j}{\frac{2\pi}{n}} \right)^2 \cdot \frac{2\pi}{n} \cdot (2\pi f)^2 \\
 &= \alpha \cdot \frac{n}{(2\pi)^2} \cdot \sum_{j=1}^n (\Delta b_j)^2 \cdot (2\pi f)^2 \\
 &= \alpha \cdot n \cdot \sum_{k=1}^n (\Delta b_j)^2 \cdot f^2
 \end{aligned} \quad (\text{II. 40})$$

Notons que pour la subdivision i :

$$F_{cfi} = n \cdot \sum_{j=1}^n (\Delta b_j)^2 \quad (\text{II. 41})$$

Alors nous avons la valeur moyenne de F_{cf} sur le volume total du stator :

$$\overline{F_{cf}} = \frac{1}{V} \cdot \sum_i F_{cfi} \cdot V_i \quad (\text{II. 42})$$

Finalement, la formule des pertes dues aux courants de Foucault devient :

$$P_{cf} = \alpha \cdot \overline{F_{cf}} \cdot f^2 \quad (\text{II. 43})$$

Les pertes fer volumiques calculées par cette méthode deviennent :

$$P_{fer} = (k_{h1} \cdot \overline{\Delta B_1} + k_{h2} \cdot \overline{\Delta B_2}^2) \cdot f + \alpha \cdot \overline{F_{cf}} \cdot f^2 \quad (\text{II. 44})$$

Donc, basé sur les premières équations (II. 22), (II. 23) et (II. 24), nous avons développé mathématiquement pour obtenir un nouveau modèle (II. 44). Ce modèle exprime la relation des pertes fer en fonction des valeurs moyennes définies $\overline{\Delta B_1}$, $\overline{\Delta B_2}$, $\overline{F_{cf}}$. Nous développerons par la suite à partir de ce modèle des valeurs moyennes, une méthode de calcul des pertes fer en charges sur cycle.

Pour vérifier la précision du modèle « *modèle des valeurs moyennes* », nous avons effectué des modélisations et des traitements des résultats d'éléments finis pour déterminer les pertes fer moyennes sur cycles. L'objectif est de comparer les pertes obtenues par ce modèle et celles obtenues par le modèle de l'intégrale pour assurer la précision du développement mathématique.

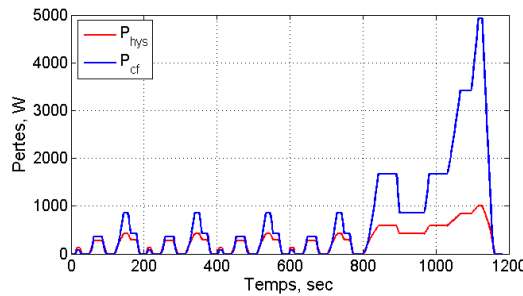
La méthode de calcul des pertes fer à vide sur cycle utilisant le modèle « *modèles des valeurs moyennes* » respecte l'ordre suivant :

- Modéliser par éléments finis pour plusieurs positions de rotation du rotor ($n = 72$ positions dans ce cas)
- Récupérer dans chaque subdivision i les valeurs des densités du flux dans les deux axes : b_x , b_y

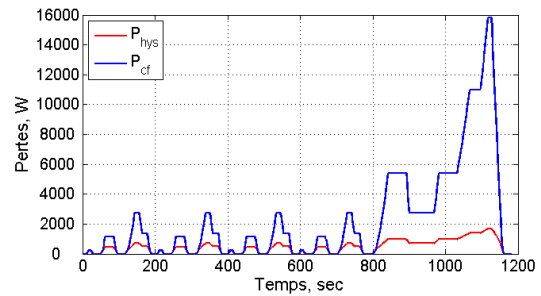
- Récupérer la valeur du volume de chaque subdivision v_i
- Déterminer pour chaque subdivision i les amplitudes maximales des densités du flux de deux axes ΔB_{xi} et ΔB_{yi} ; calculer la valeur de F_{cfi} pour chaque subdivision par (II. 41)
- Calculer les valeurs moyennes sur le volume total du stator pour chaque axe, $\overline{\Delta B_1}$, $\overline{\Delta B_2}$ et $\overline{F_{cf}}$ par (II. 36), (II. 37) et (II. 42)
- Calculer pour chaque axe x, y les valeurs des pertes fer par hystérésis (P_{hysxi} et P_{hysyi}) et des pertes par les courants de Foucault (P_{cfxi} et P_{cfyi}) pour chaque vitesse sur cycle par (II. 35) et (II. 43)
- Déterminer la valeur des pertes fer moyennes sur cycle en faisant la somme des valeurs des deux axes Ox, Oy .

Ce modèle est très efficace parce que nous pouvons calculer des pertes à partir des valeurs de densités du flux obtenues par éléments finis. De plus, ce calcul a une forte généralisation sur l'ensemble du volume du stator. C'est-à-dire que dans les autres cas, nous pourrions utiliser cette méthode pour calculer les pertes fer pour un volume quelconque.

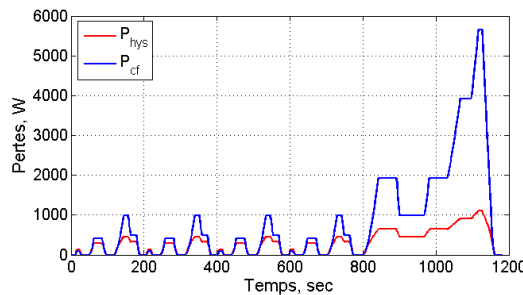
Les pertes fer à vide instantanées sur les trois cycles utilisant le modèle des valeurs moyennes sont présentées dans les figures suivantes :



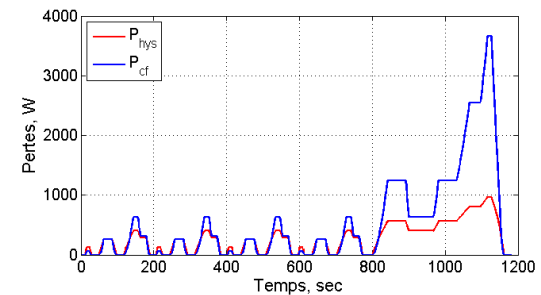
(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16



(c) MSCF 48-8



(d) MSAP 48-8

Figure II.24. Pertes fer sur l'ensemble des points du cycle NEDC

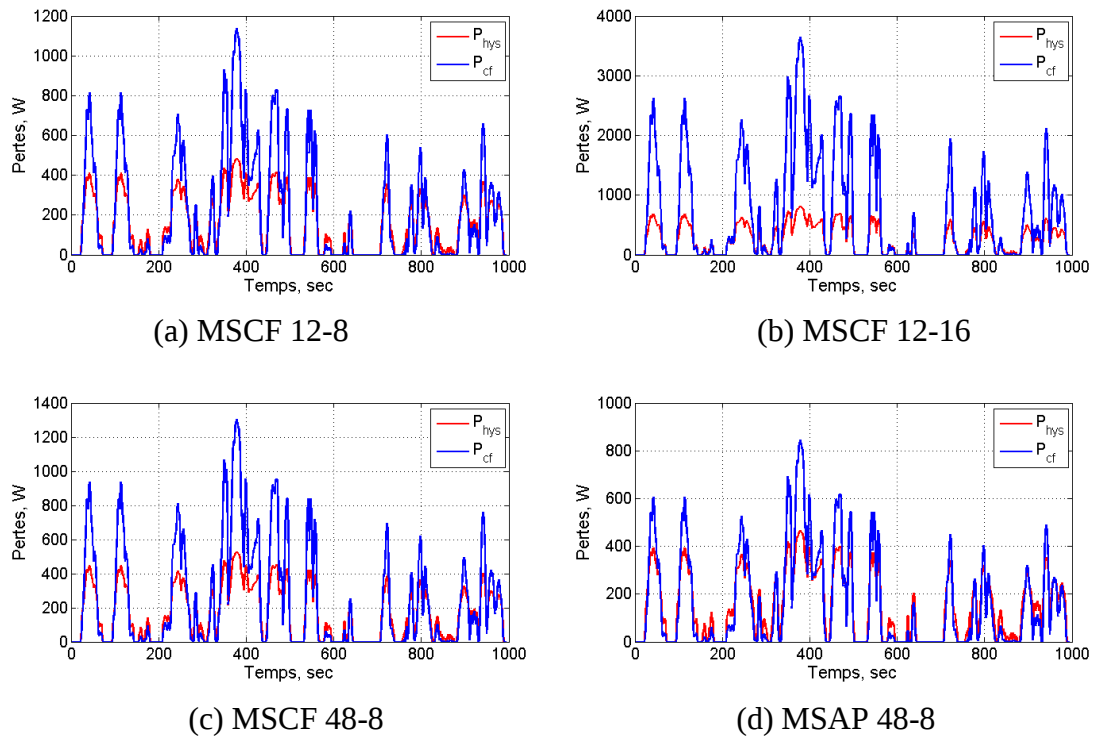


Figure II.25. Pertes fer sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Urbain

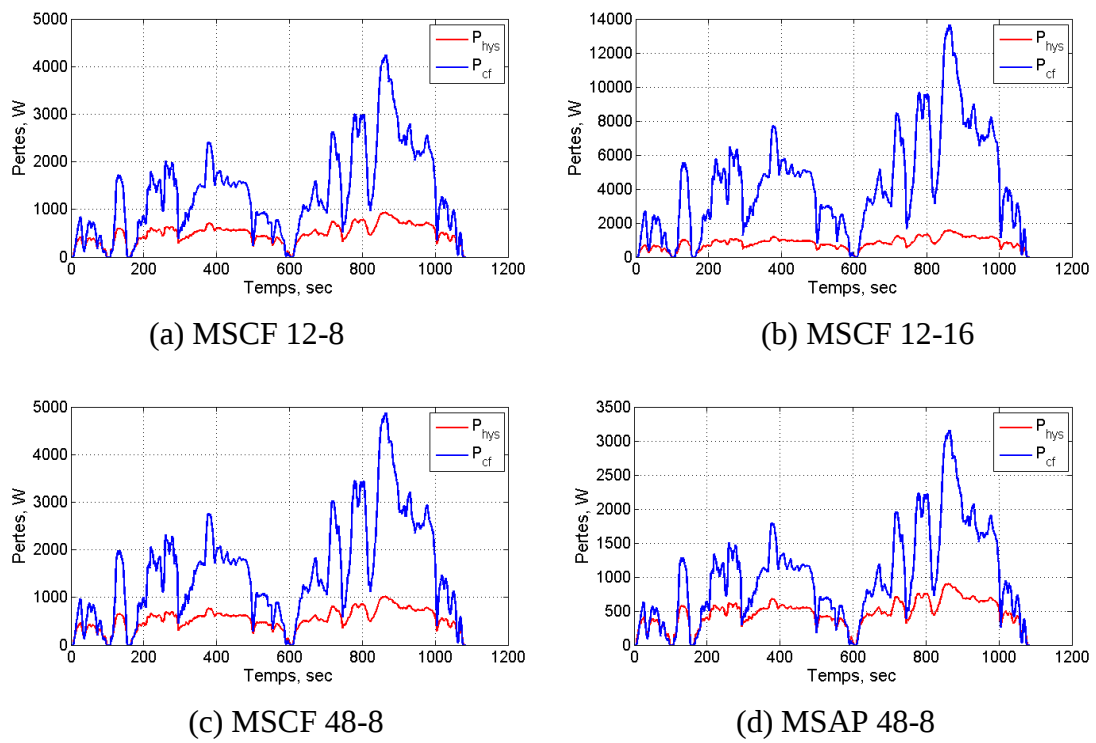


Figure II.26. Pertes fer sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Routier

Tableau II. 13. Pertes fer moyennes sur cycle avec le modèle des valeurs moyennes

Machine	NEDC		Artemis-Urbain		Artemis-Routier	
	$\overline{P}_{hys}$ (W)	$\overline{P}_{cf}$ (W)	$\overline{P}_{hys}$ (W)	$\overline{P}_{cf}$ (W)	$\overline{P}_{hys}$ (W)	$\overline{P}_{cf}$ (W)
MSCF 12-8	282	713	148	205	482	1332
MSCF 12-16	470	2292	247	659	803	4281
MSCF 48-8	307	820	161	236	525	1532
MSAP 48-8	271	530	142	152	464	991

Tableau II. 12. Pertes fer moyennes sur cycle avec le modèle de l'intégrale

Machine	NEDC		Artemis-Urbain		Artemis-Routier	
	$\overline{P}_{hys}$ (W)	$\overline{P}_{cf}$ (W)	$\overline{P}_{hys}$ (W)	$\overline{P}_{cf}$ (W)	$\overline{P}_{hys}$ (W)	$\overline{P}_{cf}$ (W)
MSCF 12-8	282	713	148	205	482	1332
MSCF 12-16	470	2292	247	659	803	4281
MSCF 48-8	307	820	161	236	525	1532
MSAP 48-8	271	530	142	152	464	991

En comparant les valeurs obtenues par le modèle des valeurs moyennes dans le tableau II. 13 avec celles obtenues par le modèle intégral Tableau II. 12, nous avons trouvé qu'elles sont les mêmes. En effet, le modèle des valeurs moyennes est un résultat du développement purement mathématique du modèle de l'intégral. La précision de ce développement est donc assurée.

L'avantage de ce modèle est la possibilité de donner des valeurs de pertes directement sur l'ensemble du volume traité. Nous développerons une méthode pour calculer les pertes fer en charges durant l'ensemble du cycle de fonctionnement que nous présenterons dans la prochaine partie.

I.4. Pertes fer en charges moyennes sur cycle : prise en compte du défluxage

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à calculer les pertes fer en tenant compte du courant injecté dans les bobinages, pour la création du couple ainsi que pour le défluxage.

Nous avons développé auparavant le modèle des valeurs moyennes [2.14] :

$$P_{fer} = (k_{h1} \cdot \overline{\Delta B_1} + k_{h2} \cdot \overline{\Delta B_2}^2) \cdot f + \alpha \cdot \overline{F_{cf}} \cdot f^2 \quad (\text{II. 45})$$

Nous avons également, à partir des modèles du couple et du défluxage, les valeurs efficaces des densités de courants :

- δ_b est la densité du courant de l'axe q qui crée le couple de 210 Nm du point de base
- δ_{cc} est la densité du courant de court-circuit de l'axe d qui défluxe totalement la machine

Comme nous l'avons déjà présenté, un point de fonctionnement sur cycle demande un courant δ_q pour obtenir le couple voulu et un courant δ_d pour atteindre la vitesse désirée. Alors, nous avons $\delta_q \leq \delta_b$ et $\delta_d \leq \delta_{cc}$.

Pour tenir compte des courants dans le calcul des pertes fer, nous nous sommes attachés à chercher des relations entre les valeurs moyennes : $\overline{\Delta B_1}$, $\overline{\Delta B_2}$ et $\overline{F_{cf}}$ dans (II. 45) et les densités de courants δ_q et δ_d .

La normalisation de ces courants sur les valeurs de δ_b et δ_{cc} nous donne :

$$\begin{aligned} \delta_q^* &= \frac{\delta_q}{\delta_b} \\ \delta_d^* &= \frac{\delta_d}{\delta_{cc}} \end{aligned} \quad (\text{II. 46})$$

Grâce aux éléments finis, nous pouvons calculer les valeurs moyennes pour chaque groupe (δ_q, δ_d). Pour pouvoir trouver une formulation de ces relations, nous nous sommes attachés à discrétiser les valeurs de (δ_q^*, δ_d^*) entre [0-1] en 4 points de calcul. Pour chaque

point de calcul, nous pouvons déterminer les valeurs moyennes dans les deux axes : $\overline{\Delta B_{1x}}$, $\overline{\Delta B_{1y}}$, $\overline{\Delta B_{2x}}$, $\overline{\Delta B_{2y}}$, $\overline{F_{cfx}}$ et $\overline{F_{cfy}}$ comme dans le tableau suivant :

Tableau II. 14. Valeurs moyennes en fonction des densités de courants normalisés pour la MSCF 12-8

δ_q^*	δ_d^*	$\overline{\Delta B_{1x}}$	$\overline{\Delta B_{1y}}$	$\overline{\Delta B_{2x}}$	$\overline{\Delta B_{2y}}$	$\overline{F_{cfx}}$	$\overline{F_{cfy}}$
0	0	2,3	2,5	2,7	2,8	58,4	77,1
0	0,33	1,9	2,2	2,3	2,3	47,9	38,9
0	0,67	1,2	1,4	1,7	1,5	48,7	27,6
0	1	1,4	1,6	1,9	1,8	69,8	43,4
0,33	0	2,3	2,5	2,7	2,8	59,8	82,3
0,33	0,33	2,1	2,2	2,5	2,4	49,5	57,4
0,33	0,67	1,8	1,8	2,3	2,0	42,3	35,6
0,33	1	1,8	1,8	2,4	2,0	58,5	51,2
0,67	0	2,5	2,5	2,9	2,8	65,4	87,4
0,67	0,33	2,4	2,4	2,9	2,6	52,3	69,2
0,67	0,67	2,3	2,3	2,9	2,6	48,8	63,1
0,67	1	2,3	2,3	2,9	2,6	65,8	85,9
1	0	2,7	2,7	3,2	3,0	74,4	101,6
1	0,33	2,6	2,6	3,1	2,9	60,8	87,0
1	0,67	2,6	2,5	3,2	2,8	58,3	81,7
1	1	2,6	2,6	3,2	2,9	75,4	107,1

A partir de ces résultats, nous trouvons qu'il y a des relations formalisables entre ces valeurs moyennes et des densités de courant. Pour une densité de courant δ_q^* donnée, plus la densité de courant δ_d^* est grande, plus les valeurs moyennes $\overline{\Delta B_{1x}}$, $\overline{\Delta B_{1y}}$, $\overline{\Delta B_{2x}}$, $\overline{\Delta B_{2y}}$ sont petites. Pour une densité de courant δ_d^* donnée, plus la densité de courant δ_q^* est grande, plus les valeurs moyennes $\overline{\Delta B_{1x}}$, $\overline{\Delta B_{1y}}$, $\overline{\Delta B_{2x}}$, $\overline{\Delta B_{2y}}$ sont importantes. Ces tendances chez $\overline{F_{cfx}}$ et $\overline{F_{cfy}}$ ne sont pas pareilles mais formalisables.

Alors, nous nous sommes attachés à les formaliser par des modèles polynomiaux comme les suivants :

$$\begin{aligned}
 \overline{\Delta B_{1x}} &= F_{b1x0} + F_{b1x1} \cdot \delta_d^* + F_{b1x2} \cdot \delta_d^{*2} \\
 F_{b1x0} &= f_{b1x00} + f_{b1x01} \cdot \delta_q^* + f_{b1x02} \cdot \delta_q^{*2} \\
 F_{b1x1} &= f_{b1x10} + f_{b1x11} \cdot \delta_q^* + f_{b1x12} \cdot \delta_q^{*2} \\
 F_{b1x2} &= f_{b1x20} + f_{b1x21} \cdot \delta_q^* + f_{b1x22} \cdot \delta_q^{*2}
 \end{aligned} \tag{II. 47}$$

$$\begin{aligned}
 \overline{\Delta B_{1y}} &= F_{b1y0} + F_{b1y1} \cdot \delta_d^* + F_{b1y2} \cdot \delta_d^{*2} \\
 F_{b1y0} &= f_{b1y00} + f_{b1y01} \cdot \delta_q^* + f_{b1y02} \cdot \delta_q^{*2} \\
 F_{b1y1} &= f_{b1y10} + f_{b1y11} \cdot \delta_q^* + f_{b1y12} \cdot \delta_q^{*2} \\
 F_{b1y2} &= f_{b1y20} + f_{b1y21} \cdot \delta_q^* + f_{b1y22} \cdot \delta_q^{*2}
 \end{aligned} \tag{II. 48}$$

$$\begin{aligned}
 \overline{\Delta B_{2x}} &= F_{b2x0} + F_{b2x1} \cdot \delta_d^* + F_{b2x2} \cdot \delta_d^{*2} \\
 F_{b2x0} &= f_{b2x00} + f_{b2x01} \cdot \delta_q^* + f_{b2x02} \cdot \delta_q^{*2} \\
 F_{b2x1} &= f_{b2x10} + f_{b2x11} \cdot \delta_q^* + f_{b2x12} \cdot \delta_q^{*2} \\
 F_{b2x2} &= f_{b2x20} + f_{b2x21} \cdot \delta_q^* + f_{b2x22} \cdot \delta_q^{*2}
 \end{aligned} \tag{II. 49}$$

$$\begin{aligned}
 \overline{\Delta B_{2y}} &= F_{b2y0} + F_{b2y1} \cdot \delta_d^* + F_{b2y2} \cdot \delta_d^{*2} \\
 F_{b2y0} &= f_{b2y00} + f_{b2y01} \cdot \delta_q^* + f_{b2y02} \cdot \delta_q^{*2} \\
 F_{b2y1} &= f_{b2y10} + f_{b2y11} \cdot \delta_q^* + f_{b2y12} \cdot \delta_q^{*2} \\
 F_{b2y2} &= f_{b2y20} + f_{b2y21} \cdot \delta_q^* + f_{b2y22} \cdot \delta_q^{*2}
 \end{aligned} \tag{II. 50}$$

$$\begin{aligned}
 \overline{F_{cfx}} &= F_{cfx0} + F_{cfx1} \cdot \delta_d^* + F_{cfx2} \cdot \delta_d^{*2} \\
 F_{cfx0} &= f_{cfx00} + f_{cfx01} \cdot \delta_q^* + f_{cfx02} \cdot \delta_q^{*2} \\
 F_{cfx1} &= f_{cfx10} + f_{cfx11} \cdot \delta_q^* + f_{cfx12} \cdot \delta_q^{*2} \\
 F_{cfx2} &= f_{cfx20} + f_{cfx21} \cdot \delta_q^* + f_{cfx22} \cdot \delta_q^{*2}
 \end{aligned} \tag{II. 51}$$

$$\begin{aligned}
 \overline{F_{cfy}} &= F_{cfy0} + F_{cfy1} \cdot \delta_d^* + F_{cfy2} \cdot \delta_d^{*2} \\
 F_{cfy0} &= f_{cfy00} + f_{cfy01} \cdot \delta_q^* + f_{cfy02} \cdot \delta_q^{*2} \\
 F_{cfy1} &= f_{cfy10} + f_{cfy11} \cdot \delta_q^* + f_{cfy12} \cdot \delta_q^{*2} \\
 F_{cfy2} &= f_{cfy20} + f_{cfy21} \cdot \delta_q^* + f_{cfy22} \cdot \delta_q^{*2}
 \end{aligned} \tag{II. 52}$$

La formulation par ces modèles permet d'établir les relations analytiques entre les valeurs moyennes et des densités de courants sous forme polynomiale. Les valeurs moyennes deviennent donc intermédiaires entre les pertes fer et les densités de courants.

Dans ces formules, les « *grands F_{ij}* » ($F_{b1x0}, F_{b1x1}, F_{b1x2}$, etc.) sont les coefficients intermédiaires exprimant la relation entre $\overline{\Delta B_{1x}}$ et la densité de courant δ_d^* pour une valeur de la densité de courant δ_q^* .

Les valeurs de ces « *grands F_{ij}* » sont déterminées par l'approximation des résultats d'éléments finis de $\overline{\Delta B_{1x}}, \overline{\Delta B_{1y}}, \overline{\Delta B_{2x}}, \overline{\Delta B_{2y}}, \overline{F_{cfx}}$ et $\overline{F_{cfy}}$ en fonction de la densité de courant δ_d^* pour chaque valeur de δ_q^* . A partir des valeurs du tableau II. 14, nous avons calculé les valeurs des « *grands F_{ij}* » qui sont présentées dans le tableau suivant :

Tableau II. 15. Valeurs des « *grand F_{ij}* » en fonction de δ_q^*

δ_q^*	F_{b1x0}	F_{b1x1}	F_{b1x2}	F_{b1y0}	F_{b1y1}	F_{b1y2}
0	2,3	-2,4	1,4	2,6	-2,5	1,4
0,33	2,3	-1,2	0,7	2,5	-1,6	0,8
0,67	2,5	-0,3	0,2	2,5	-0,6	0,4
1	2,7	-0,3	0,3	2,7	-0,4	0,3
δ_q^*	F_{b2x0}	F_{b2x1}	F_{b2x2}	F_{b2y0}	F_{b2y1}	F_{b2y2}
0	2,8	-2,4	1,6	2,9	-2,8	1,7
0,33	2,8	-1,1	0,8	2,8	-1,9	1,1
0,67	2,9	-0,2	0,2	2,8	-0,7	0,4
1	3,2	-0,3	0,3	3,0	-0,5	0,4

δ_q^*	F_{cfx0}	F_{cfx1}	F_{cfx2}	F_{cfy0}	F_{cfy1}	F_{cfy2}
0	58,8	-60,3	70,8	77,1	-155,3	121,7
0,33	60,9	-63,2	59,8	84,0	-125,5	91,0
0,67	65,9	-68,5	67,9	88,2	-95,4	92,2
1	74,8	-68,8	69,0	102,7	-86,7	90,0

Ensuite, les « *petits f_{ij}* » (f_{b1x00} , f_{b1x01} , f_{b1x02} , etc.) sont les coefficients exprimant la relation entre les « *grands F_{ij}* » et la densité de courant δ_q^* . La détermination des valeurs de ces « *petits f_{ij}* » est effectuée par l'approximation des valeurs de « *grands F_{ij}* » en fonction de la densité de courant δ_q^* .

Tableau II. 16. Valeurs des « *petits f_{ij}* »

f_{b1x00}	f_{b1x01}	f_{b1x02}	f_{b1x10}	f_{b1x11}	f_{b1x12}	f_{b1x20}	f_{b1x21}	f_{b1x22}
2,36	-0,20	0,51	-2,43	4,93	-2,81	1,40	-3,01	1,87
f_{b1y00}	f_{b1y01}	f_{b1y02}	f_{b1y10}	f_{b1y11}	f_{b1y12}	f_{b1y20}	f_{b1y21}	f_{b1y22}
2,61	-0,42	0,47	-2,52	3,62	-1,44	1,43	-2,29	1,14
f_{b2x00}	f_{b2x01}	f_{b2x02}	f_{b2x10}	f_{b2x11}	f_{b2x12}	f_{b2x20}	f_{b2x21}	f_{b2x22}
2,76	-0,16	0,62	-2,47	5,23	-2,99	1,61	-3,23	1,90
f_{b2y00}	f_{b2y01}	f_{b2y02}	f_{b2y10}	f_{b2y11}	f_{b2y12}	f_{b2y20}	f_{b2y21}	f_{b2y22}
2,87	-0,43	0,56	-2,90	4,09	-1,61	1,74	-2,57	1,15
f_{cfx00}	f_{cfx01}	f_{cfx02}	f_{cfx10}	f_{cfx11}	f_{cfx12}	f_{cfx20}	f_{cfx21}	f_{cfx22}
58,87	0,45	15,47	-59,95	-14,92	5,66	69,5	-26,45	27,22
f_{cfy00}	f_{cfy01}	f_{cfy02}	f_{cfy10}	f_{cfy11}	f_{cfy12}	f_{cfy20}	f_{cfy21}	f_{cfy22}
77,73	7,27	17,05	-156,4	118,4	-47,62	119,9	-92,33	64,21

L'adéquation entre les valeurs obtenues par éléments finis et celles obtenues par les modèles est montrée dans la Figure II.27.

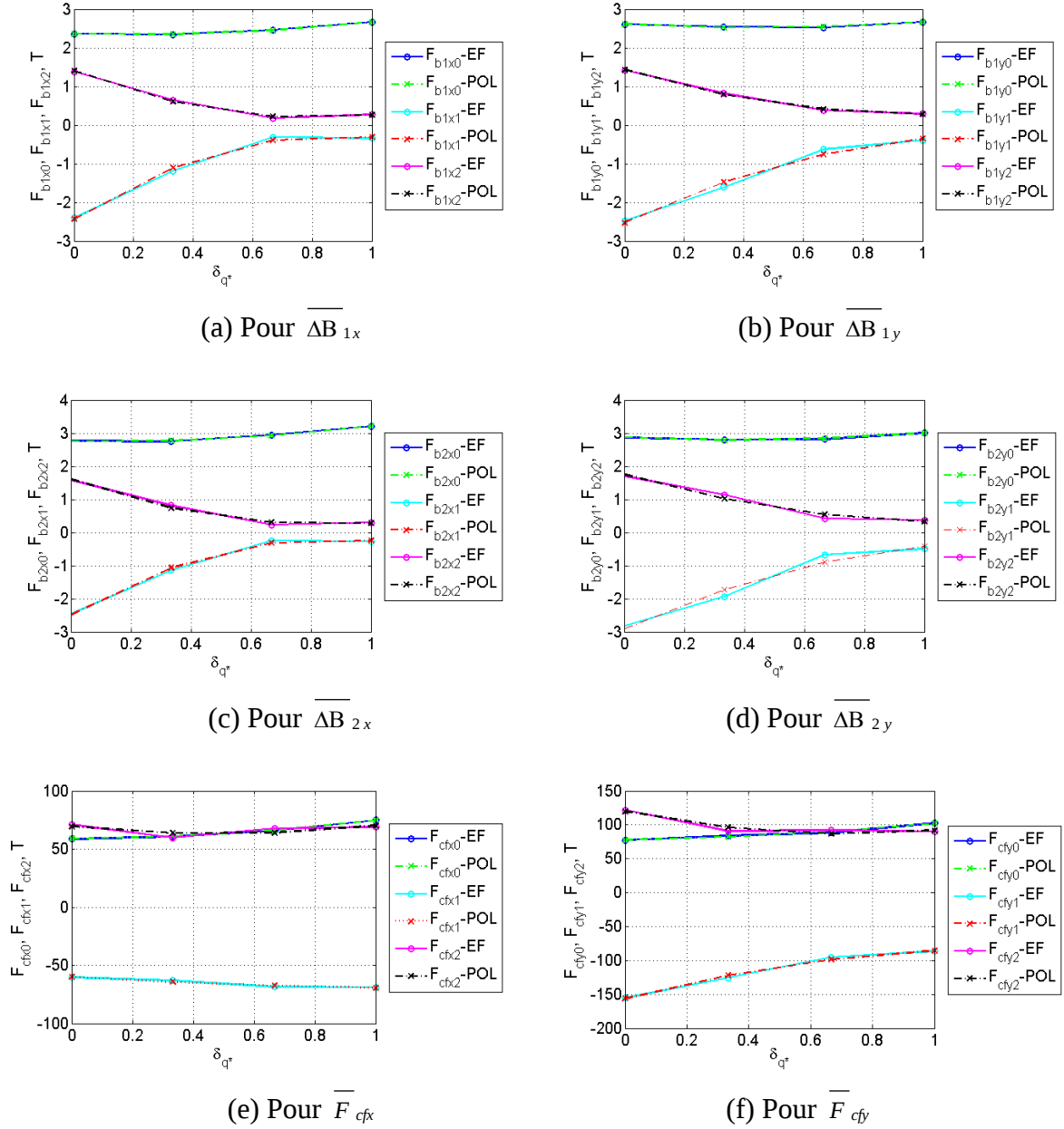


Figure II.27. Valeurs moyennes en fonction de δ_d^* , δ_q^* pour la MSCF 12-8

La méthode de calcul des pertes fer en charges sur cycle utilisant le modèle « *modèle des valeurs moyennes* » respecte l'ordre suivant [2.14] :

- Modéliser par éléments finis pour plusieurs valeurs de courant δ_q pour déterminer la valeur de δ_b .

- Modéliser par éléments finis pour plusieurs valeurs de courant δ_d pour déterminer la valeur de δ_{cc} .
- Modéliser par éléments finis pour des courants $(\delta_{qij}, \delta_{dij})$ pour obtenir des résultats comme dans le Tableau II. 14, où i, j varient entre 1 et n_p qui est le nombre de points de calcul sur les limites $[0, \delta_b]$ et $[0, \delta_{cc}]$. Donc, le pas de calcul est :

$$\begin{aligned} pas_q &= \frac{\delta_b}{n_p} \\ pas_d &= \frac{\delta_{cc}}{n_p} \end{aligned} \quad (II. 53)$$

- Utiliser la méthode de calcul par le modèle « *modèle des valeurs moyennes* » pour déterminer, pour le volume total du stator, les valeurs moyennes dans les deux axes $\overline{\Delta B_{1x}}, \overline{\Delta B_{1y}}, \overline{\Delta B_{2x}}, \overline{\Delta B_{2y}}, \overline{F_{cfx}}$ et $\overline{F_{cfy}}$.
- Normaliser les densités de courant $(\delta_{qij}^*, \delta_{dij}^*)$ correspondantes et mettre les valeurs moyennes calculées en fonction de ces densités de courant (Tableau II. 14).
- Formuler ces valeurs moyennes $\overline{\Delta B_{1x}}, \overline{\Delta B_{1y}}, \overline{\Delta B_{2x}}, \overline{\Delta B_{2y}}, \overline{F_{cfx}}$ et $\overline{F_{cfy}}$ en fonction des densités de courant δ_d^* pour chaque valeur de la densité de courant δ_q^* . Calculer les valeurs des « *grand F_{ij}* » (Tableau II. 15).
- Formuler ces valeurs des « *grand F_{ij}* » en fonction des densités de courant δ_q^* . Calculer les valeurs des « *petit f_{ij}* » (Tableau II. 16).
- Une fois que nous avons toutes les valeurs de ces coefficients, pour un point de fonctionnement sur cycle, nous avons un couple C_i et une vitesse N_i , nous pouvons calculer les valeurs de $(\delta_{qi}, \delta_{di})$ correspondantes par (II. 4) et (II. 15).
- Calculer les valeurs des f_{ij} correspondantes à la valeur de δ_{qi}^* et les valeurs des F_{ij} correspondantes à la valeur de δ_{di}^* .
- Déterminer les valeurs moyennes $\overline{\Delta B_{1x}}, \overline{\Delta B_{1y}}, \overline{\Delta B_{2x}}, \overline{\Delta B_{2y}}, \overline{F_{cfx}}$ et $\overline{F_{cfy}}$ correspondantes à les valeurs de $(\delta_{qi}^*, \delta_{di}^*)$ par les équations (II. 47) - (II. 52).
- Calculer les valeurs des pertes fer par hystérésis (P_{hysxi} et P_{hysyi}) et des pertes par les courants de Foucault (P_{cfxi} et P_{cfyi}) pour chaque vitesse sur cycle par (II. 45).
- Déterminer la valeur des pertes fer moyennes sur cycle en faisant la somme des valeurs de deux axes Ox, Oy .

Les pertes fer en charges instantanées sur les trois cycles utilisant le modèle des valeurs moyennes sont présentées dans les figures suivantes :

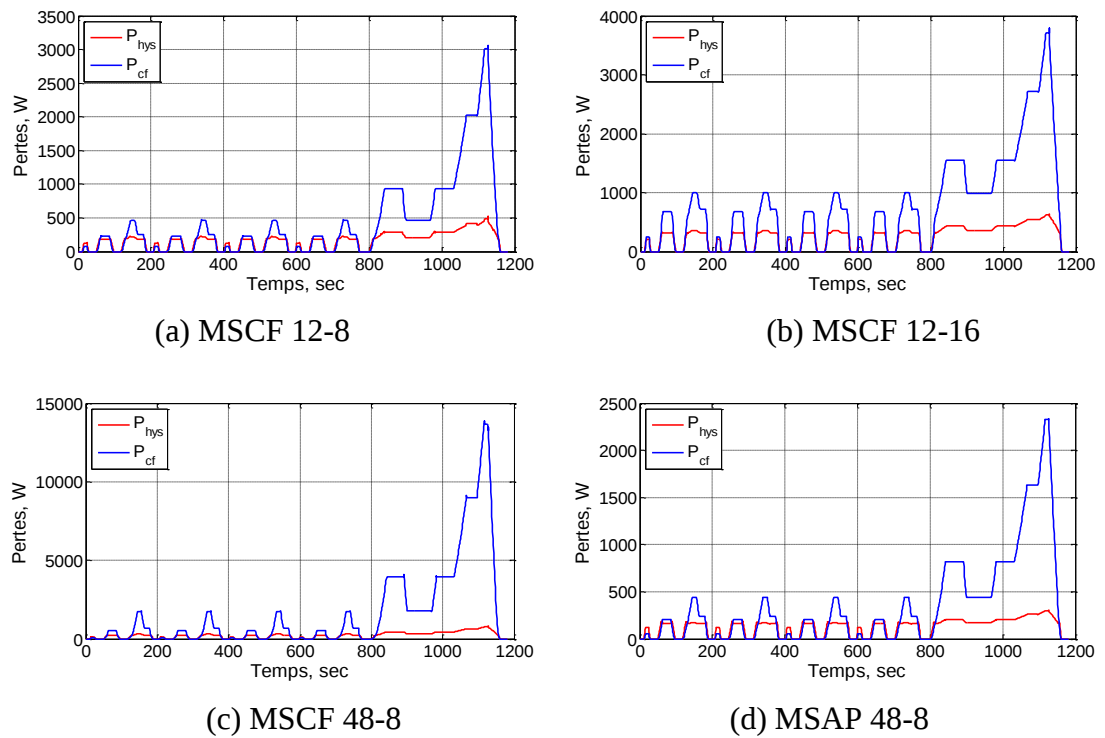


Figure II.28. Pertes fer en charges sur l'ensemble des points du cycle NEDC

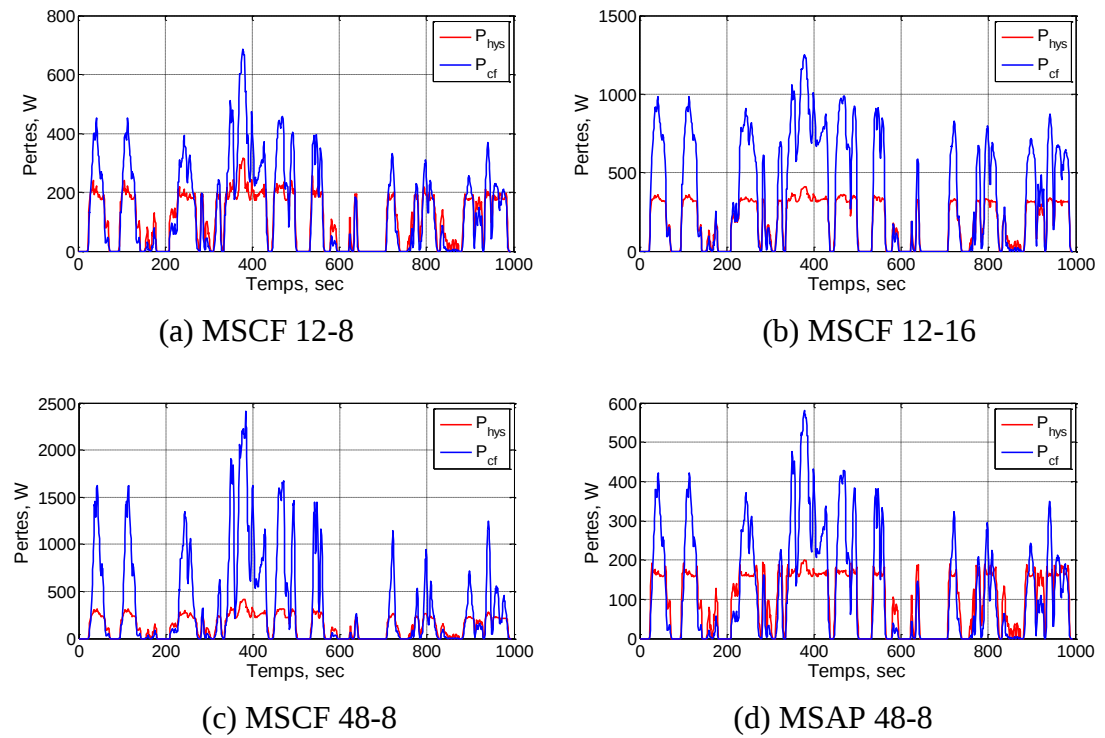


Figure II.29. Pertes fer en charges sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Urbain

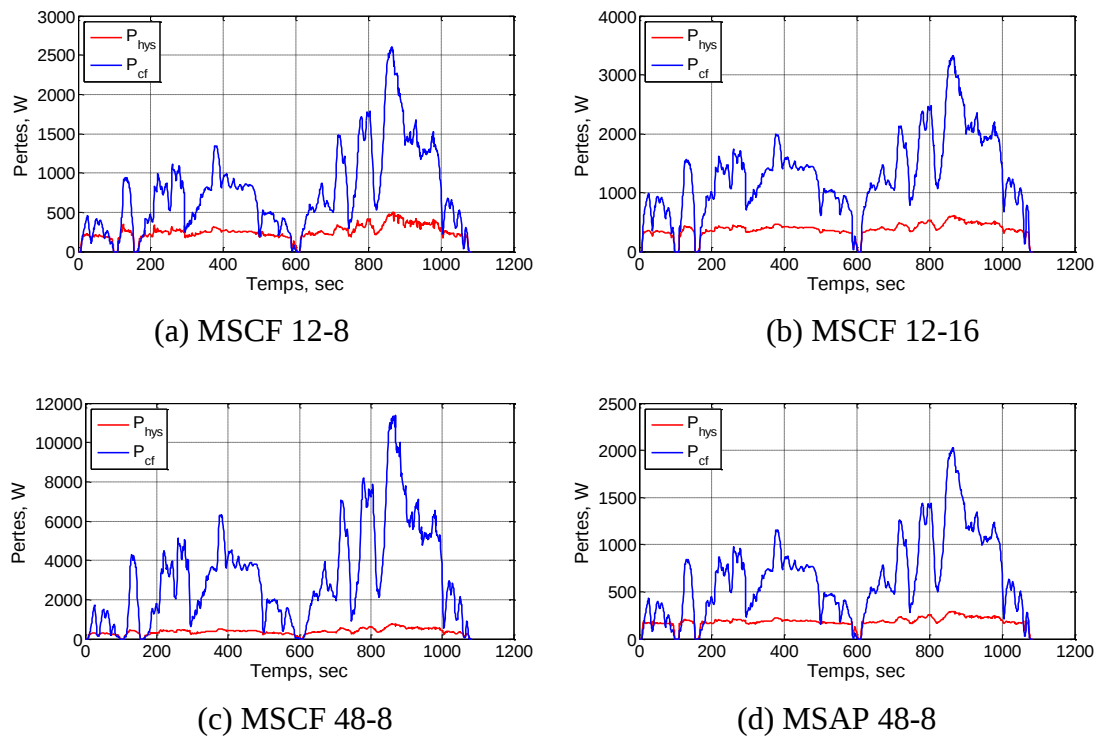


Figure II.30. Pertes fer en charges sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Routier

Tableau II. 17. Pertes fer en charges moyennes sur cycle

<i>Machine</i>	<i>NEDC</i>		<i>Artemis-Urbain</i>		<i>Artemis-Routier</i>	
	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)
MSCF 12-8	160	419	106	131	247	758
MSCF 12-16	252	752	177	348	378	1286
MSCF 48-8	227	1661	133	345	370	3165
MSAP 48-8	126	359	94	117	183	659

Tableau II. 13. Pertes fer moyennes sur cycle avec le modèle des valeurs moyennes

<i>Machine</i>	<i>NEDC</i>		<i>Artemis-Urbain</i>		<i>Artemis-Routier</i>	
	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)
MSCF 12-8	282	713	148	205	482	1332

MSCF 12-16	470	2292	247	659	803	4281
MSCF 48-8	307	820	161	236	525	1532
MSAP 48-8	271	530	142	152	464	991

En comparant les valeurs de pertes fer en charges (Tableau II. 17) avec celles de pertes fer à vide obtenues par le « *modèle des valeurs moyennes* » (Tableau II. 13), nous avons trouvé pour les trois cycles :

- Les trois machines MSCF 12-8, MSCF 12-16 et MSAP 48-8 ont des pertes fer par hystérésis ainsi que celles dues aux courants de Foucault réduites significativement à un rapport de 2.
- Pour la MSCF 48-8, les pertes fer par hystérésis diminuent faiblement alors que celles par courant de Foucault augmentent presque deux fois plus.

Pour justifier ces tendances, nous avons relevé les densités de flux dans une subdivision de la dent des deux machines MSCF 12-8 et MSCF 48-8, dans les deux cas : à vide et en court-circuit :

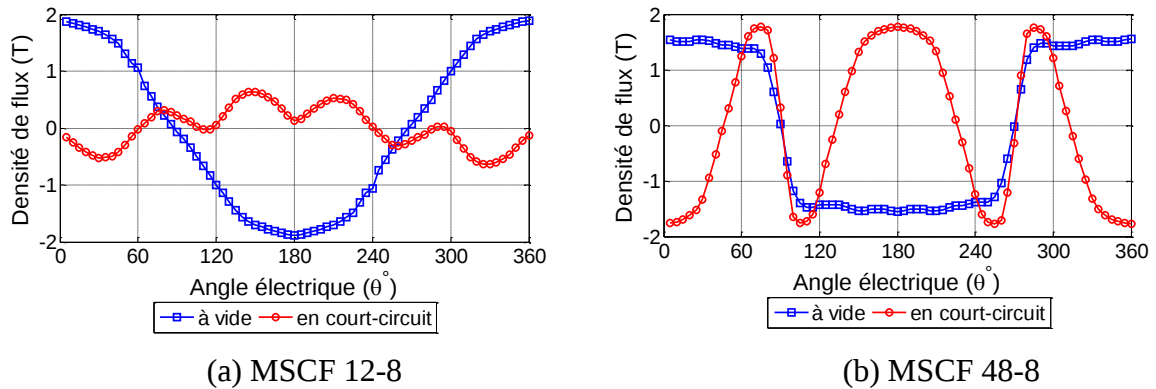


Figure II.31. Densités de flux dans les deux cas : à vide et en court-circuit

Ces résultats montrent que pour la MSCF 12-8, le défluxage électronique joue bien son rôle de diminuer le flux, sa composante principale ainsi que ses composantes harmoniques. Pourtant, pour la MSCF 48-8, ce n'est pas tout à fait le cas. Le défluxage électronique fait diminuer la composante principale du flux mais pas les composantes harmoniques qui sont à l'origine des pertes par les courants de Foucault, ce qui justifie les valeurs présentées dans les deux tableaux II. 13 et II. 17.

Finalement, nous voyons dans ce cas, grâce au défluxage pour obtenir les vitesses désirées, les pertes fer moyennes sur cycle sont, de manière générale, diminuées. Le modèle « *modèle des valeurs moyennes* » est très efficace et très pratique pour déterminer les pertes

fer en charge par cette méthode.

Cette méthode de calcul des pertes en charges moyennes sur cycle demande environ n_p^2 fois plus de temps de calcul par rapport à celle des pertes fer à vide, où n_p est le nombre de points de calcul sur les limites $[0, \delta_b]$ et $[0, \delta_{cc}]$.

Pourtant, la précision des résultats dépendent bien sûr de plusieurs paramètres dont nous traitons ensuite le nombre de subdivisions de calcul du stator et le champ tournant ou bien le choix du repère de calcul.

I.5. Influence du nombre des subdivisions de calcul

Il y a une dépendance entre les pertes fer, le nombre des subdivisions de calcul et le temps de calcul. Evidemment plus le nombre des subdivisions de calcul est grand, plus la valeur des pertes fer est précise et, plus le temps de calcul est long. C'est pourquoi, le choix d'un nombre de subdivisions qui peut donner un bon résultat et qui ne demande pas trop de temps de calcul est un compromis délicat et difficile à traiter.

Comme nous avons montré dans la (Figure II.15), grâce à la symétrie et à la périodicité de l'induction dans les machines, nous traitons les densités des flux dans un huitième du stator. Alors, pour les deux machines à bobinages concentrés, un huitième du stator se compose de trois demi-dents statoriques et les parties de la culasse statorique correspondantes (Figure II.15.a). Pour les deux machines à bobinages répartis, il comprend les six dents et les parties de la culasse correspondante (Figure II.15.b).

Pour un huitième du stator des deux machines à bobinages répartis, à cause de l'effet des petites dents, nous gardons le nombre de 36 subdivisions.

Pour un huitième du stator des deux machines à bobinages concentrés, nous étudions l'influence du nombre des subdivisions sur les valeurs des pertes fer. Comme ce huitième comprend trois demi-dents et les parties de la culasse statorique correspondantes, nous le divisons en $(3*m)$ subdivisions. Où m est le nombre de subdivisions dans un demi dent-culasse statorique (Figure II.32).

Pour cette partie de l'étude, les calculs des pertes fer en charges sont effectués avec la même méthode pour les trois cycles de fonctionnement NEDC, Artemis-Urbain et Artemis-Routier que pour la machine de référence MSCF 12-8 présentée pour l'exemple. Les nombres de subdivisions dans un demi dent-culasse statorique sont $m = 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14$ et 18 (Figure II.32).

Les résultats comparatifs sont présentés dans le Tableau III. 18. Ces calculs ont été effectués par un PC DELL Pentium 4, CPU 3,2GHz, RAM 1G.

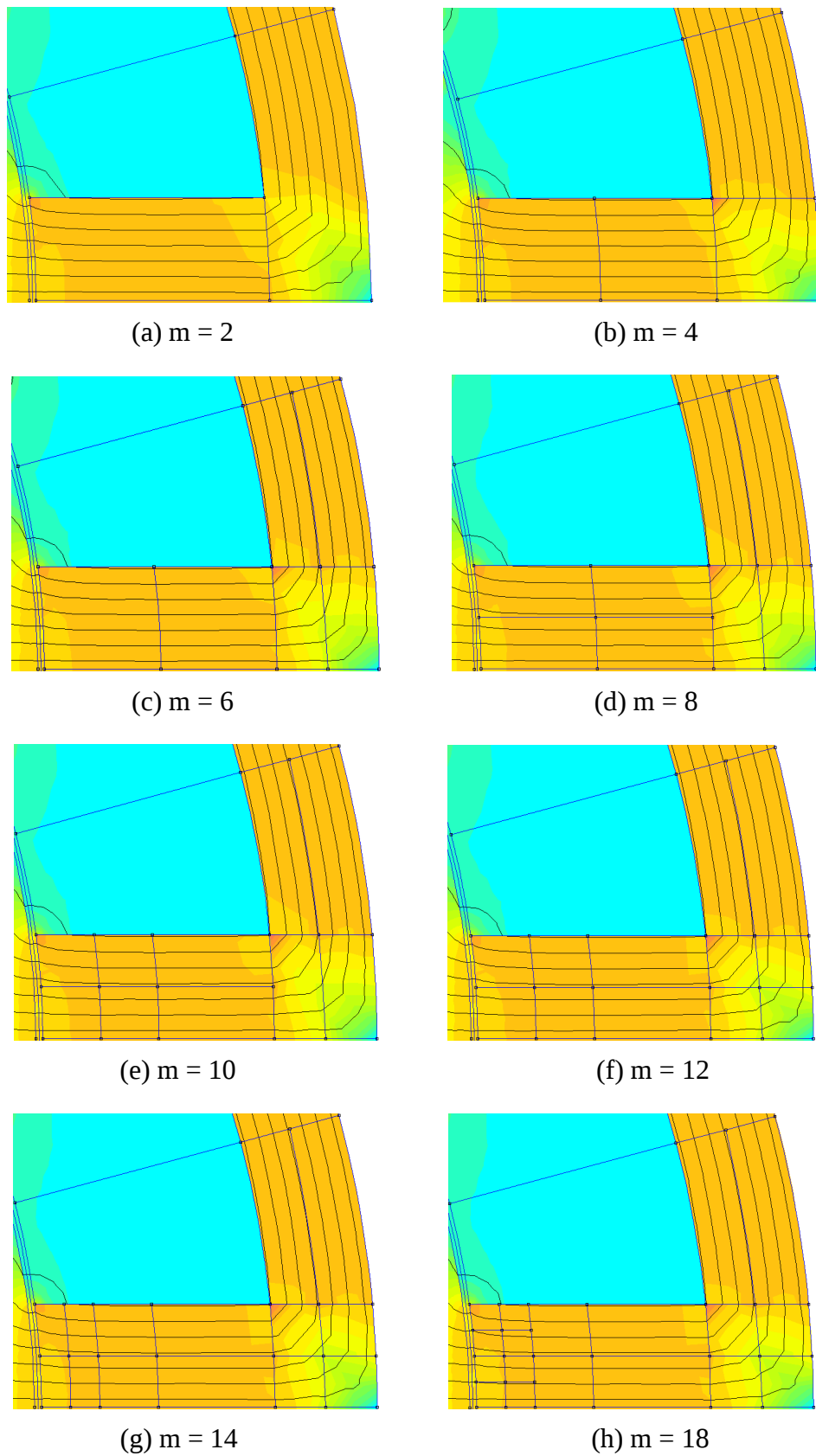
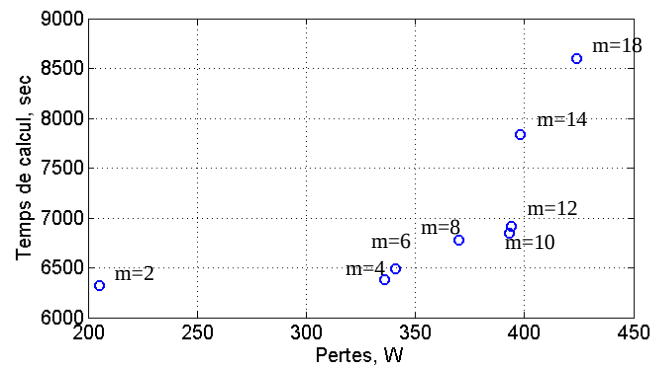
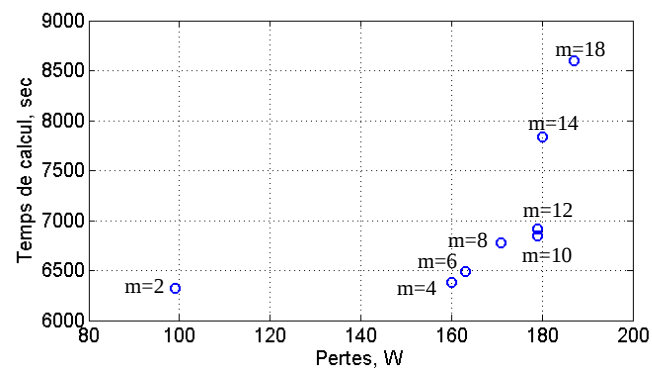


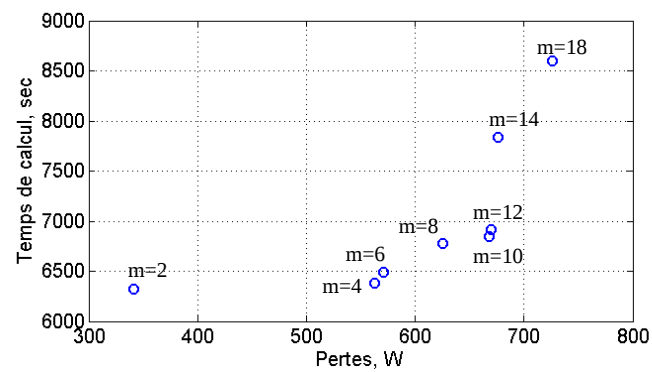
Figure II.32. Différents nombres de subdivisions pour une moitié de dent-culasse



(a) Pour le cycle NEDC



(b) Pour le cycle Artemis-Urbain



(c) Pour le cycle Artemis-Routier

Figure II.33. Influence du nombre de subdivisions

Tableau II. 18. Comparaison pour différents nombres de subdivisions

Nombre de subdivisions	NEDC	Artemis-Urbain	Artemis-Routier	Temps (s)
	Pertes (W)	Pertes (W)	Pertes (W)	
$m = 2$	205	99	341	6322

$m = 4$	336	160	563	6381
$m = 6$	341	163	571	6489
$m = 8$	370	171	625	6777
$m = 10$	393	179	668	6846
$m = 12$	394	179	670	6919
$m = 14$	398	180	676	7841
$m = 18$	424	187	726	8600

Les résultats comparatifs dans le tableau II. 18 et dans (Figure II.33) ont montré l'influence du nombre de subdivisions de calcul sur le temps de calcul et sur les valeurs des pertes fer. En comparant les valeurs obtenues, nous avons trouvé que plus le nombre de subdivisions est grand, plus les valeurs des pertes fer sont grandes et plus le temps de calcul est grand. Cela vient du fait que le maillage devient plus fin quand le nombre de subdivisions est plus important. Alors, la détermination du flux moyen dans la surface d'une subdivision est plus précise.

En effet, il y a une grande différence entre les valeurs des pertes de $m = 2$ à $m = 8$. Puis, à partir de $m = 10$, les pertes atteignent une valeur constante autour de 390 W, 180 W et 670 W respectivement pour les cycles NEDC, Artemis-Urbain et Artemis-Routier. Pour avoir un bon compromis au niveau de précision et le temps de calcul, nous avons choisi le nombre de subdivisions $m = 10$ dans une moitié dent-culasse statorique, donc, 30 subdivisions dans un huitième du stator. Cette étude fait une remarque importante au concepteur de la discrétisation des subdivisions.

I.6. Influence du repère de calcul

Dans le calcul des pertes fer présenté, l'induction dans le fer a été séparée en deux axes : B_x et B_y . Donc, les pertes fer par hystérésis et par les courants de Foucault ont été calculées séparément en deux axes et la valeur totale donne les pertes moyennes sur cycle.

Cependant, la (Figure II.20) a montré que pour les subdivisions de la culasse, l'induction de l'axe Oy est beaucoup plus élevée que celle de l'axe Ox, alors que pour les subdivisions de la dent, l'induction de l'axe Ox est beaucoup plus élevée que celle de l'axe Oy (Figure II.34).

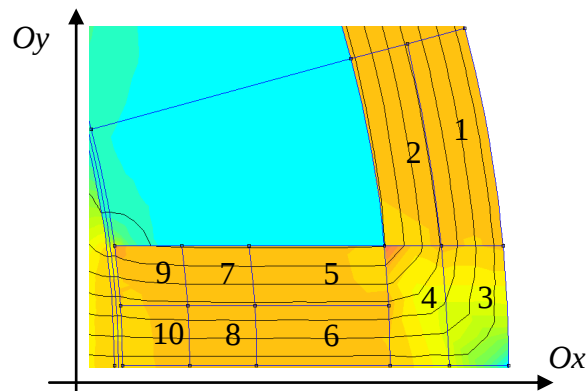


Figure II.34. Densité de flux dans les deux axes

Par conséquent, dans le calcul des pertes fer par le modèle « *modèles des valeurs moyennes* », l'effet du moyennage sur toutes les subdivisions sur l'axe Ox ou l'axe Oy avec autant de variations pourraient diminuer la précision du calcul. Nous nous sommes donc intéressés à analyser l'influence du choix de repère sur les pertes fer. Pour cela, nous allons calculer séparément des pertes fer dans les deux axes et pour chaque subdivision.

Les calculs ci-dessous sont effectués à $f = 50$ Hz à titre d'exemple pour la machine de référence MSCF 12-8 avec le choix de dix subdivisions pour une moitié de la dent-culasse.

Tableau II. 19. Analyse des pertes fer dans les deux axes pour chaque subdivision

Pour la MSCF 12-8					
Subdivision	$\bar{P}_{hys-x}$ (W)	$\bar{P}_{hys-y}$ (W)	$\bar{P}_{cf-x}$ (W)	$\bar{P}_{cf-y}$ (W)	Lieu
1	0,7	12,8	1,1	25,2	Culasse
2	0,7	11,5	1,1	23,3	Culasse
3	0,6	5,6	0,9	9,2	Culasse
4	4,4	3,9	6,5	6,3	Culasse
5	10,1	0,6	19,9	0,7	Dent
6	8,0	2,0	19,7	4,3	Dent
7	6,3	1,0	23,2	3,1	Dent
8	6,5	4,0	16,1	9,7	Dent
9	13,8	6,2	47,6	12,3	Dent
10	7,0	7,5	38,0	16,5	Dent

Ce tableau montre clairement qu'il y a une grande différence des pertes fer dans les deux axes pour toutes les subdivisions dans la culasse, ainsi que celles dans la dent.

En effet, pour les subdivisions de la culasse 1, 2, 3, 4, les pertes par hystérésis et par les courants de Foucault dans l'axe Ox sont beaucoup plus faibles que celles dans l'axe Oy. Cependant, pour les subdivisions de la dent 5, 6, 7, 8, 9, 10, les pertes par hystérésis et par les courants de Foucault dans l'axe Ox sont beaucoup plus élevées que celles dans l'axe Oy.

Par conséquent, les variations des valeurs de pertes fer dans les dix subdivisions sont très différentes dans l'axe Ox, ainsi que dans l'axe Oy. Alors, un moyennage sur de telles valeurs, si différentes, peuvent donner une faible précision de calcul.

Or, les valeurs des pertes de l'axe Ox (respectivement Oy) des subdivisions de la culasse sont proches à celles de l'axe Oy (respectivement Ox) des subdivisions de la dent. C'est pourquoi, nous avons décidé de moyenner les pertes fer dans l'axe Ox (respectivement Oy) de la culasse avec celles dans l'axe Oy (respectivement Ox) de la dent pour avoir une meilleure précision. Ce changement du repère de calcul peut donc diminuer les erreurs du moyennage.

Alors, après le changement du repère de calcul, nous avons refait le calcul des pertes fer en charge moyennes sur cycle pour chaque machine et pour chaque cycle. Les résultats sont présentés dans le tableau suivant :

Tableau II. 20. Pertes fer en charges moyennes sur cycle avec changement du repère

Machine	NEDC		Artemis-Urbain		Artemis-Routier	
	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)
MSCF 12-8	160	419	106	131	247	758
MSCF 12-16	252	752	177	348	378	1286
MSCF 48-8	227	1661	133	345	370	3165
MSAP 48-8	126	359	94	117	183	659

Tableau II. 17. Pertes fer en charges moyennes sur cycle sans changement du repère

Machine	NEDC		Artemis-Urbain		Artemis-Routier	
	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)	$\bar{P}_{hys}$ (W)	$\bar{P}_{cf}$ (W)
MSCF 12-8	160	419	106	131	247	758

MSCF 12-16	252	752	177	348	378	1286
MSCF 48-8	227	1661	133	345	370	3165
MSAP 48-8	126	359	94	117	183	659

En comparaison des résultats obtenus dans le tableau II. 20 (avec le changement du repère de calcul) et ceux qui sont dans le tableau II. 17 (sans changement du repère de calcul), nous trouvons qu'ils sont identiques. Cela rassure la précision de la méthode « *modèle des valeurs moyennes* ».

Ce changement du repère de calcul ne fait pas changer le temps de calcul, il sera donc appliqué pour toutes les études suivantes.

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le développement des modèles de pertes pour les machines électriques, y compris les modèles des pertes cuivre et des pertes fer.

Nous avons proposé dans un premier temps la méthode de calcul des pertes cuivre moyennes sur cycle de fonctionnement du véhicule, pour trois cycles : NEDC, Artemis-Urbain et Artemis-Routier.

Ces pertes se composent de deux parties : l'une est due au courant de l'axe q , qui crée principalement le couple de la machine ; l'autre est due au courant de l'axe d , qui sert essentiellement au défluxage de la machine lors des vitesses au-delà de la vitesse de base. Ce principe de calcul permet d'identifier les contributions des pertes cuivre, notamment les pertes cuivre dues au défluxage pour les machines fonctionnant fréquemment à hautes vitesses.

Ensuite, trois modèles de calcul des pertes fer ont été proposés : le modèle simple en supposant que l'induction est sinusoïdale dans toutes les subdivisions de calcul ; le modèle de l'intégral permettant de tenir compte des composantes harmoniques de l'induction ; et le modèle des valeurs moyennes développé mathématiquement du modèle de l'intégral pour calculer les pertes fer en charges sur cycle. L'adéquation entre ces deux modèles a été aussi vérifiée.

Et puis, nous avons présenté deux cas de calcul des pertes fer sur cycle par le modèle des valeurs moyennes : pertes fer à vide et pertes fer en charges. La comparaison entre ces deux méthodes a été faite.

Le calcul des pertes fer en charges peut donner un résultat plus précis que celui des pertes fer à vide mais il demande beaucoup plus de temps de calcul, 16 fois par exemple dans

le cas de $n_p = 4$ (Figure II.27). Donc, comme chaque méthode a ses avantages, nous souhaitons étudier ces deux méthodes de calcul dans le cas d'optimisation des machines électriques sur cycle de fonctionnement du véhicule que nous présenterons dans les chapitres suivants.

Enfin, l'étude sur l'influence de quelques paramètres sur le résultat des pertes a été faite, dont, le nombre de subdivisions dans une moitié de dent-culasse et le choix du repère ou le champ tournant. Ainsi, nous avons pu choisir leurs valeurs optimisées pour notre étude : 10 subdivisions dans une moitié de la dent-culasse, l'assemblage des inductions de l'axe Ox dans la dent avec celles de l'axe Oy dans la culasse, l'assemblage de celles de l'axe Oy dans la dent avec celles de l'axe Ox dans la culasse.

Dans ce chapitre, nous n'avons pas pris en compte des pertes magnétiques dans le fer et dans les aimants au rotor. Nous verrons dans le chapitre consacré aux vérifications expérimentales que ces pertes sont loin d'être négligeables, mais notre niveau de connaissance au moment de l'étude ne nous a pas permis d'en tenir compte.

Bibliographie

- [2.1] Y. Amara, "Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation. Application au véhicule hybride", Thèse de Doctorat de l'Université Paris XI, 2001.
- [2.2] Y. Amara, L. Vido, M. Gabsi, E. Hoang, A. H. Ben Ahmed, M. Lecrivain, "Hybrid Excitation Synchronous Machines : Energy-Efficient Solution for Vehicles Propulsion", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol. 58, No. 5, June 2009.
- [2.3] S. Kreuawan, F. Gillon, P. Brochet, "Comparative Study of Design Approach for Electric Machine in Traction Application", *IEEE*, Vol. 3, No. 3, pp 455-465, June 2008.
- [2.4] W. L. Soong, N. Ertugrul, "Field-Weakening Performance of Interior Permanent-Magnet Motors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 38, No. 5, pp 1251-1258, Septembre/Octobre 2002.
- [2.5] W. L. Soong, P. B. Reddy, A. M. El-Refaie, T. M. Jahns, N. Ertugrul, "Surface PM Machine Parameter Selection for Wide Field-Weakening Applications", *42^e IEEE-IAS Annual Meeting*, New Orleans, LA, 23-27 septembre 2007.
- [2.6] A. M. El-Refaie, T. M. Jahns, "Optimal Flux Weakening in Surface PM Machines Using Fractional-Slot Concentrated Windings", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 41, No. 3, pp 790-800, Mai/Juin 2005.
- [2.7] Z. Q. Zhu, "Fractional Slot Permanent Magnet Brushless Machines and Drives for Electric and Hybrid Propulsion Systems", *EVER 2009*, Monaco, 26-29 Mars.
- [2.18] D. Fodorean, S. Giurgea, A. Djerdir, A. Miraoui, "Numerical Approach for Optimum Electromagnetic Parameters of Electrical Machines Used in Vehicle Traction Applications", *Energy Conversion and Management*, Vol. 50, No. 5, pp 1288-1294, Février 2009.
- [2.9] F. Meier, J. Soulard, "PMSMs with Non-Overlapping Concentrated Windings: Design Guidelines and Model References", *EVER 2009*, Monaco, 26-29 Mars.

- [2.10] A. Vagati, G. Perllergino, P. Guglielmi, "Comparison between SPM and IPM motor drives for EV application", *ICEM 2010*, Rome, Italy, 6-8 Septembre
- [2.11] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi, M. Lécivain, "Caractéristiques sur cycles des machines synchrones à concentration de flux pour une application véhicule hybride", *EJEE (RIGE)*, Vol. 14, No. 2, Mars/Avril 2011.
- [2.12] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi, L. Kobylanski, D. Comdamin, "Permanent Magnet Synchronous Machines: Performances during Driving Cycle of a Hybrid Electric Vehicle Application", *IEEE-ISIE 2010*, Bari, Italie, 4-7 juillet.
- [2.13] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi, "Performance Synthesis of Permanent Magnet Synchronous Machines during the Driving Cycle of a Hybrid Electric Vehicle", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, Vol.60, no.5, pp.1991-1998, Juin 2011.
- [2.14] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi, "Bi-criteria Optimization Design of An Interior Permanent Magnet Synchronous Machine for Hybrid Electric Vehicle Application", *ELECTRIMACS 2011*, Cergy-Pontoise, France, 6-8 Juin.
- [2.15] E. Nordlund, C. Sadarangani, "The Four-Quadrant Energy Transducer", *37th Annual Meeting IEEE-IAS 2002*, Pittsburgh, PA, USA, 13-18 Octobre.
- [2.16] A. Krings, J. Soulard, "Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines", *EVER 2010*, Monaco, 25-28 Mars.
- [2.17] Z. Q. Zhu, Y. S. Chen, D. Howe, "Iron Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines Under Maximum Torque Per Ampere and Flux Weakening Control", *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 38, No. 5, pp 3285-3287, Septembre 2002.
- [2.18] Y. K. Chin, J. Soulard, "Modelling of Iron Losses in Permanent Magnet Synchronous Motors with Field-weakening Capability for Electric Vehicles", *International Battery, Hybrid and Fuel cell Electric Vehicle Symposium (EVS19)*, Busan, Korea, October 2002.
- [2.19] E. Hoang, "Etude, Modélisation et Mesure des Pertes Magnétiques dans les Moteurs à Réductance Variable à Double Saillance", Thèse de doctorat de l'ENS Cachan, 1995.

CHAPITRE III : Validation expérimentale

SOMMAIRE

CHAPITRE III : Validation expérimentale.....	117
III.1. Introduction	119
III.2. Description du banc de test	119
III.2.1. Machines d'essai	119
III.2.2. Banc d'essai	124
III.3. Caractérisation du modèle de couple.....	126
III.3.1. Caractéristique du couple en minimisant les pertes cuivre	127
III.3.2. Caractéristique de couple – densité de courant δ_q – pertes cuivre	128
III.4. Caractérisation du modèle de défluxage	131
III.5. Caractéristique couple-vitesse maximale des deux machines.....	134
III.6. Caractérisation des modèles de pertes fer.....	136
III.6.1. Pertes fer à vide sans courants I_q, I_d	136
III.6.2. Pertes fer à vide avec $I_d \neq 0, C = 0$ et $I_q = 0$	138
III.6.3. Pertes fer en charge	141
III.6.4. Comparaison des pertes fer dans les trois cas	142
III.7. Identification des machines d'essai sur les fronts de Pareto.....	143
III.8. Conclusion.....	146

I.1. Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté les machines étudiées, les modèles de pertes cuivre, de pertes fer à vide et en charge. Dans le chapitre IV, nous utiliserons ces modèles pour le calcul des pertes moyennes sur un cycle de fonctionnement du véhicule. Ensuite, nous les appliquerons à une méthode d'optimisation des machines électriques pour déterminer les machines optimisées sur un cycle donné.

Nous avons proposé deux machines pour fabriquer des prototypes : une MSCF 12-8 et une MSCF 12-16. Certes, ces deux prototypes ne sont pas des machines optimisées mais elles sont utilisées pour une validation expérimentale des modèles.

L'objectif de ce chapitre est de vérifier les modèles des pertes et les méthodes de calcul proposés, via des essais sur ces deux prototypes de MSCF. Pour la validation expérimentale, nous nous sommes attachés à comparer les caractéristiques principales des machines, telles que le modèle de couple, le modèle de défluxage, le modèle de pertes fer à vide et le modèle des pertes fer en charge.

I.2. Description du banc de test

Il est intéressant de pouvoir appréhender concrètement et de la façon la plus réaliste possible le fonctionnement des machines étudiées au sein de leur environnement complet, c'est-à-dire :

- Vérifier les performances des machines étudiées.
- Valider les méthodes proposées sur celles-ci.

C'est pourquoi, un banc d'essai a été réalisé au SATIE.

I.2.1. Machines d'essai

Les deux machines d'essai sont une MSCF 12-8 et une MSCF 12-16 qui, selon les performances comparatives obtenues, paraissent comme des machines plus intéressantes que les deux machines à bobinages répartis. La fabrication de ces deux prototypes a été réalisée chez Leroy Somer, le partenaire industriel du projet MEEI.

Nous présentons dans la (Figure III.1) la géométrie de ces deux prototypes, qui ont des modifications par rapport aux machines étudiées, notamment au rotor, afin de profiter des intérêts du brevet de rotor de Leroy Somer :

- Les modifications au rotor ont pour objectif d'augmenter la concentration de flux vers les dents du stator et de diminuer le couple de détente.
- Les modifications au stator facilitent la manœuvre et la fabrication des prototypes.

L'objectif de ce chapitre est de valider les modèles de pertes proposés, nous nous intéressons à comparer les caractéristiques expérimentales avec celles obtenues par la modélisation numérique ou par les modèles.

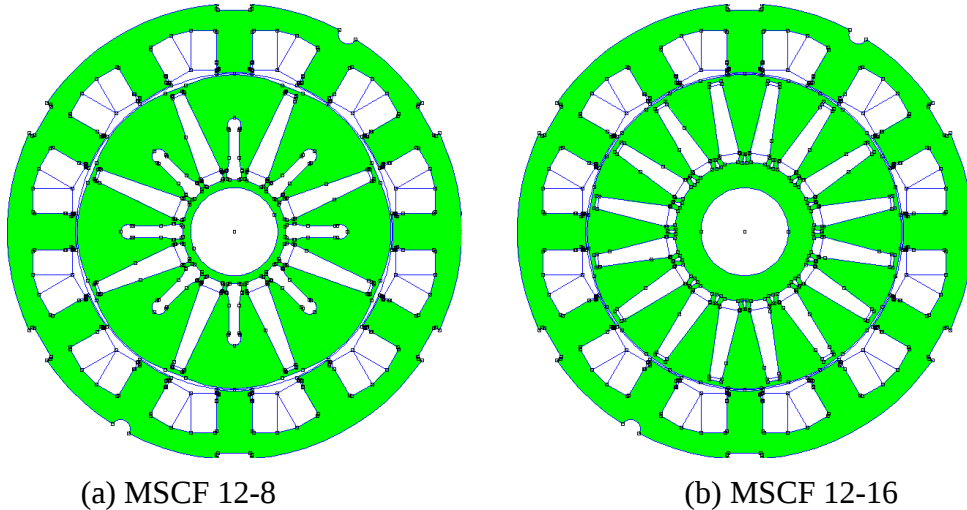


Figure III.1. Géométrie de deux machines d'essais

Comme les géométries des deux prototypes sont très fines et détaillées, cela ne facilite pas la modélisation numérique parce que le maillage prend énormément de temps pour chaque itération de calcul. C'est pourquoi nous avons simplifié un peu leurs détails géométriques pour gagner en temps de calcul. Les deux machines simplifiées sont présentées dans la Figure III.2.

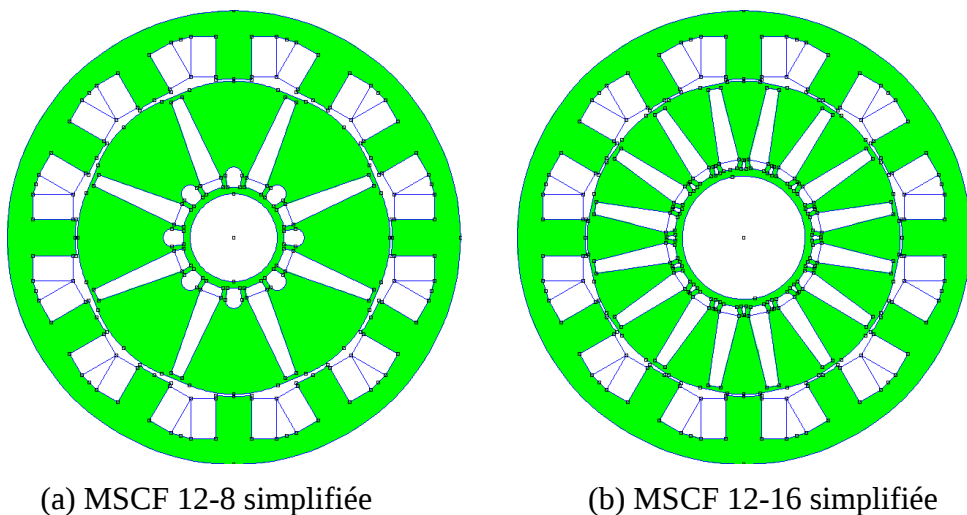


Figure III.2. Géométries simplifiées des deux machines

Les simplifications détaillées sont effectuées au stator ainsi qu'au rotor : les parties dans les cycles rouges dans les figures suivantes :

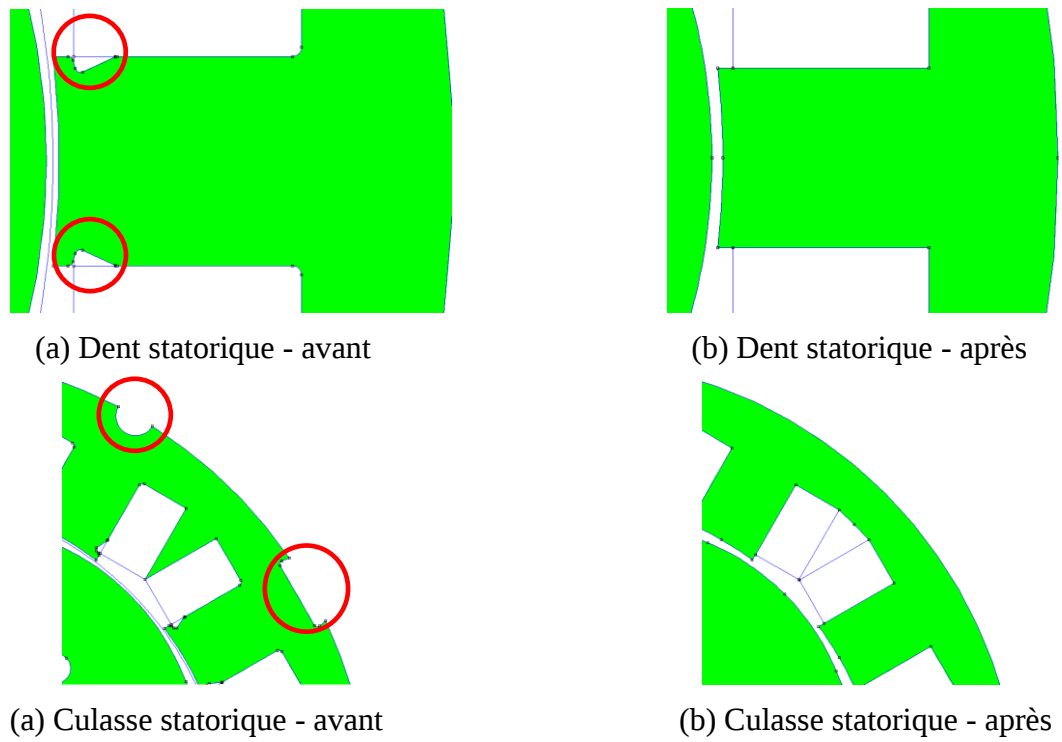


Figure III.3. Détails des simplifications effectuées au stator

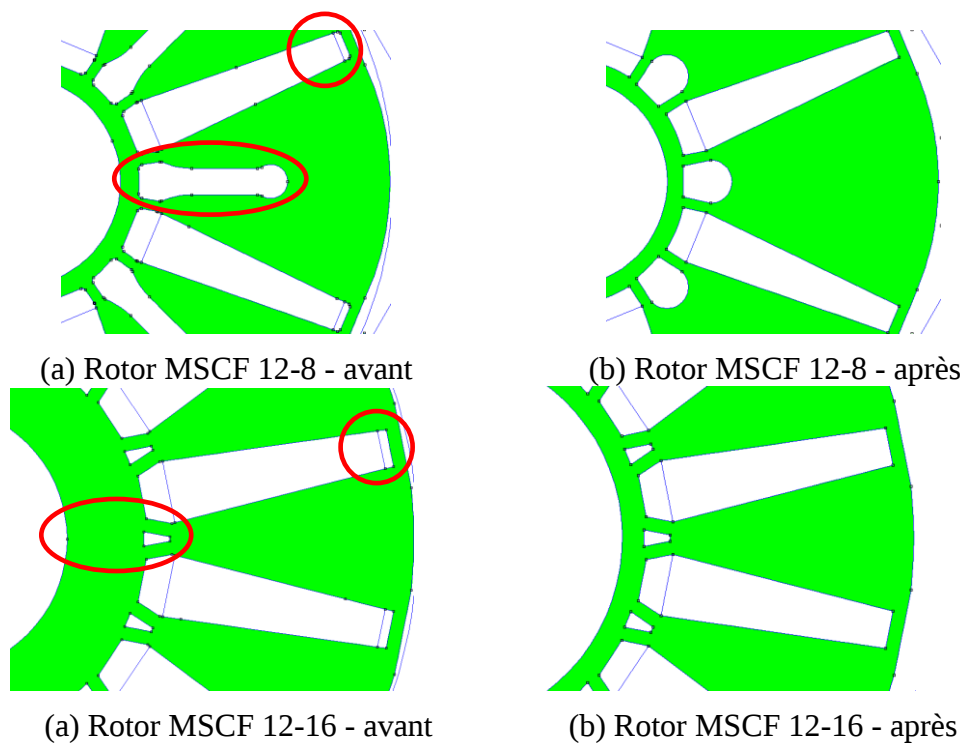
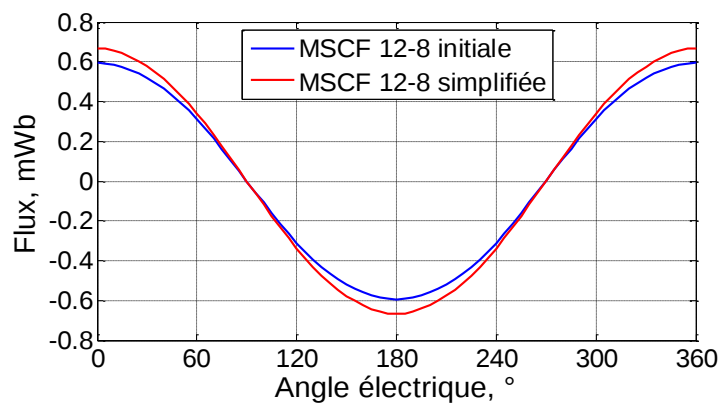


Figure III.4. Détails des simplifications effectuées au rotor

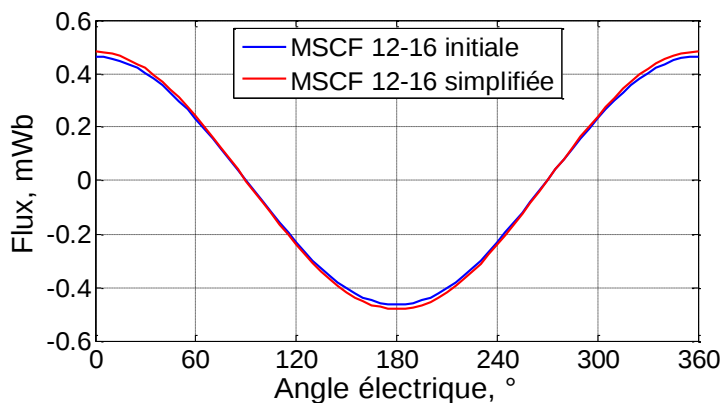
Au stator (Figure III.3), les formes spéciales des deux machines initiales rendent un temps de maillage très important, notamment la forme au niveau de la dent. Donc, une modification au niveau des dents et une modification au niveau de la culasse ont été effectuées.

Au rotor (Figure III.4), il y a deux modifications de la MSCF 12-8 : la disparition du bloc d'air à l'extrémité de l'aimant vers l'entrefer et la simplification du bloc d'air entre deux aimants. Quant à la MSCF 12-16, il y en a deux aussi : la disparition du bloc d'air à l'extrémité de l'aimant vers l'entrefer et l'épaisseur réduite de la partie magnétique vers l'arbre de la machine afin de diminuer des fuites.

Pour justifier ces simplifications, nous comparons le flux à vide des deux machines simplifiées avec celui des deux prototypes initiaux.



(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

Figure III.5. Comparaison du flux à vide dans les machines

Pour les machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16, le flux à vide de la machine initiale et celui de la machine simplifiée sont très proches. Les erreurs sont de 10 % et de 4 % respectivement pour la MSCF 12-8 et la MSCF 12-16. Alors, nous pouvons accepter que les

deux machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16 simplifiées (Figure III.2) sont équivalentes aux deux machines initiales (Figure III.1). Les modifications géométriques portées sur ces deux machines permettent de diminuer le temps d'un calcul dans un rapport 10 par rapport aux deux machines initiales. Donc, ces simplifications sont significatives.

Pendant les essais, la température de travail varie entre 70 °C et 120 °C. Donc, les paramètres dépendant de la température ont été déterminés à une température moyenne de 100 °C comme référence. Le tableau suivant présente les paramètres des deux machines d'essai.

Tableau III. 1. Paramètres des deux machines d'essai

<i>Paramètre</i>	<i>Symbole</i>	<i>MSCF 12-8</i>	<i>MSCF 12-16</i>
Nombre d'encoches	N_e	12	12
Nombre de paires de pôles	p	4	8
Coefficient de remplissage	k_b	0,5	0,5
Induction rémanente de l'aimant (T)	B_r	1,2	1,2
Rayon externe (mm)	R_{sext}	75	75
Longueur active (mm)	L_a	40	40
Rayon d'entrefer (mm)	R_e	53,5	53,5
Rayon d'arbre (mm)	R_a	25	25
Entrefer (mm)	e	0,7	0,7
Largeur de la dent (mm)	L_d	11,6	11,6
Epaisseur de la culasse du stator (mm)	H_c	7	7
Epaisseur de l'aimant au niveau de l'entrefer (mm)	E_{a1}	3,8	3,9
Epaisseur de l'aimant au niveau de l'arbre (mm)	E_{a2}	7,1	6,4
Section d'encoche (mm ²)	S_{bob}	100	100
Nombre de spires par bobine	n_s	60	37
Section du conducteur (mm ²)	S_{cond}	0,8	1,3
Résistance d'une phase à 100 °C (Ω)	R_b	0,8	0,32

I.2.2. Banc d'essai

Les deux prototypes ont été montés dans un ensemble d'un banc d'essai présenté dans la Figure I.20. Ce banc d'essai se compose des éléments suivants :

- Autotransformateur associé à un pont de diodes permettant d'avoir une tension réglable entre 0 et 300 V_{DC}.
- Variateur de vitesse permettant de régler la vitesse de la machine asynchrone.
- Machine asynchrone (MAS) qui est accouplé directement à la machine synchrone.
- Moteur (machine synchrone étudiée MS) accouplé avec la MAS.
- Onduleur de tension alimentant la MS connectée au même bus DC que le variateur de vitesse.
- Refroidissement par eau de la MS.
- PC de commande et dSPACE pour le contrôle de la MS

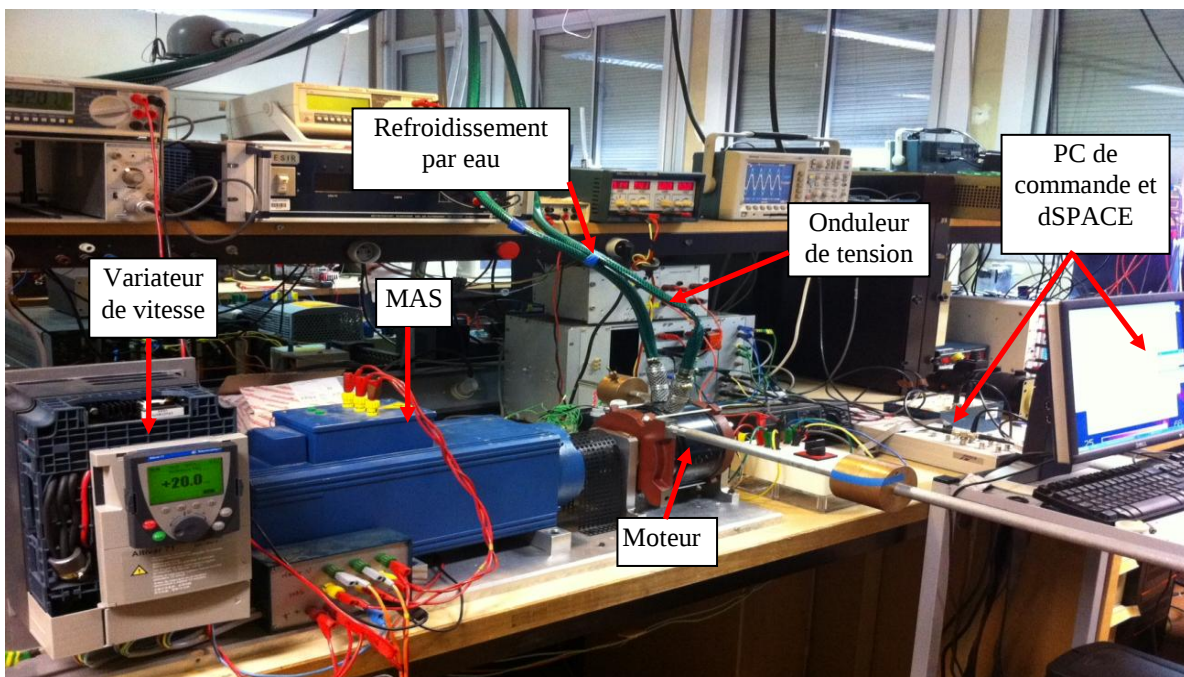


Figure III.6. Banc d'essai

La Figure III.7 présente le schéma de principe du banc d'essai avec ses composants principaux.

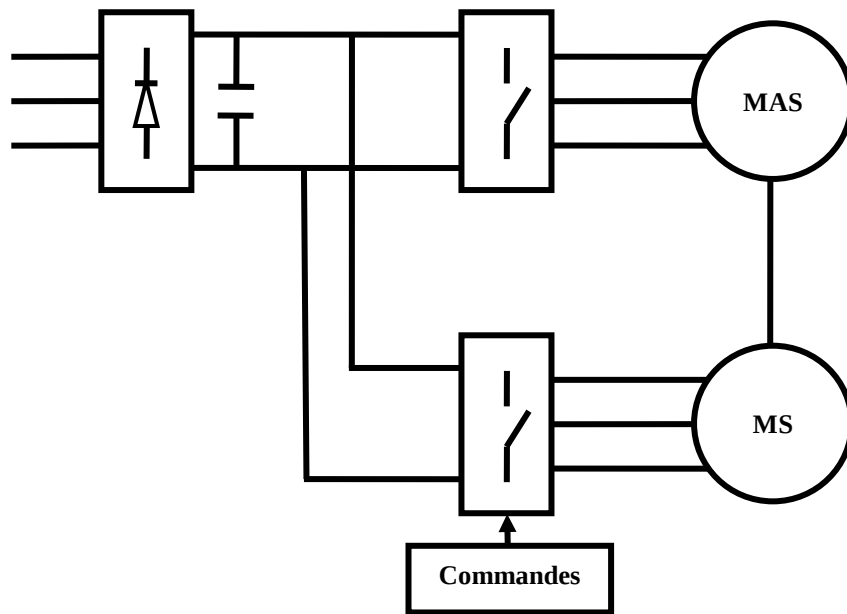


Figure III.7. Schéma de montage du banc d'essai

Le schéma de principe (Figure III.8) comprend simplement les blocs suivants : Un capteur de position nous donne l'angle mécanique du rotor ; le bloc p (nombre de paires de pôles) peut convertir l'angle mécanique en angle électrique. Les blocs « actif » et « réactif » permettent de régler les valeurs des courants I_A et I_R injectés dans la machine pour effectuer les mesures correspondantes à ces valeurs. Ces courants sont assimilés aux courants d'axe d et q selon les formules (III. 1) et (III. 2).

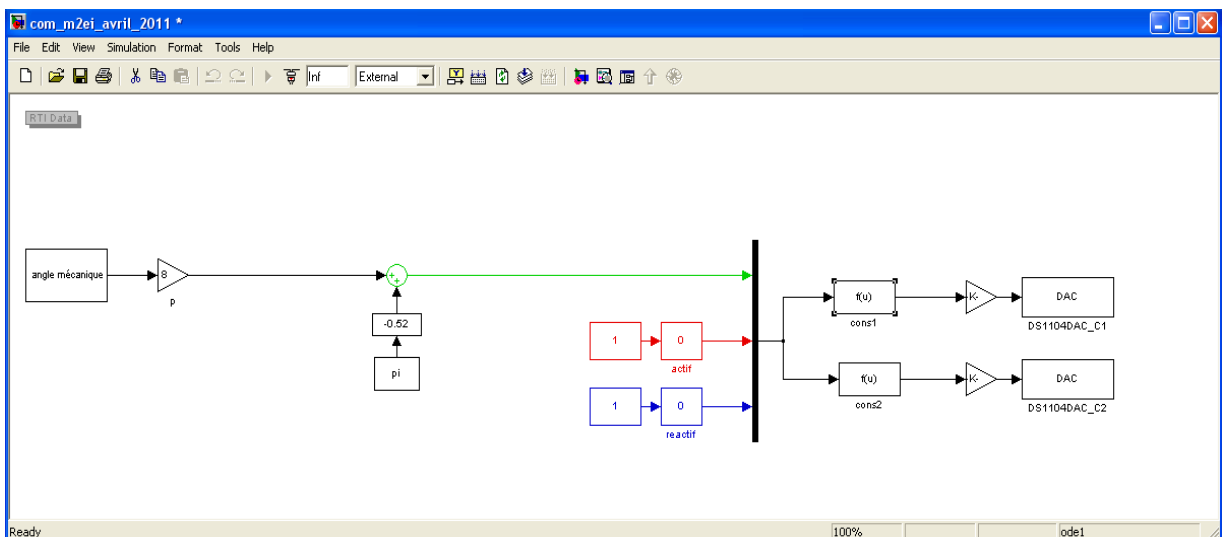


Figure III.8. Commandes des machines sous Matlab/Simulink

Les commandes de l'onduleur de tension de la MS ont été effectuées sous Matlab/Simulink. Elles sont représentées par les commandes de courant actif I_A (correspondant à I_q) et de courant réactif I_R (correspondant à I_d) (Figure III.8).

Les commandes de ces courants sont exprimées par les formules suivantes :

$$i_1 = I_A \cdot \sin \theta + I_R \cdot \cos \theta \quad (\text{III. 1})$$

$$i_2 = I_A \cdot \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + I_R \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{III. 2})$$

Où :

I_A : Courant actif (A)

I_R : Courant réactif (A)

L'asservissement des courants se fait avec des correcteurs par hystérésis. Seuls deux courants sur les trois sont asservis, car le neutre de la machine n'est pas relié et la commande du troisième bras d'onduleur est déterminée à partir de la commande des deux autres.

Le fait que la MS et la MAS ont le même axe mécanique permet de maîtriser le fonctionnement à différentes vitesses réglées par le variateur de vitesse et donc, la MS fonctionne en régime de moteur. Cela n'entraîne pas en général des différences par rapport aux régimes de générateur. Alors, une fois les tests sont validés pour ce régime, ils peuvent être appliqués pour le régime de générateur, ce qui répond à notre étude pour une application de la traction hybride.

I.3. Caractérisation du modèle de couple

Dans le chapitre II, nous avons supposé que le couple des machines étudiées est créé uniquement par le courant de l'axe q (I_q). Ensuite, à partir des valeurs de couple en fonction des densités de courant δ_q , nous avons proposé un modèle polynomial de deuxième ordre pour exprimer leur relation. La détermination des coefficients est basée sur l'approximation de ce modèle avec les valeurs obtenues par la modélisation. Dans cette partie nous nous intéressons à justifier les hypothèses utilisées, ainsi qu'à valider les modèles proposés par des essais.

Pour mesurer le couple, nous avons utilisé un montage de balance (Figure III.9). En effet, pour ces tests, nous ne souhaitons pas utiliser le couple-mètre pour éviter des erreurs causées par l'électronique quand les machines fonctionnent à hautes vitesses. C'est aussi la raison pour laquelle notre équipe SETE du laboratoire SATIE n'utilise actuellement que ce montage de balance.

Le principe de mesure a été effectué dans l'ordre suivant : la position initiale est celle où nous avons obtenu l'équilibre horizontal de ces poids sans alimenter la MS et la MAS. L'injection des courants I_A , I_R est effectuée sous Simulink. Selon les valeurs des courants, le montage de balance peut bouger et perd son équilibre initial. Les poids à droite sont fixés alors que les poids à gauche de valeur 2 N, 5 N, 10 N sont déplaçables pour rétablir l'équilibre de ce montage. Le déplacement des poids sur la barre (en cm) et leur poids (en N) permet de déterminer le couple (en Nm).

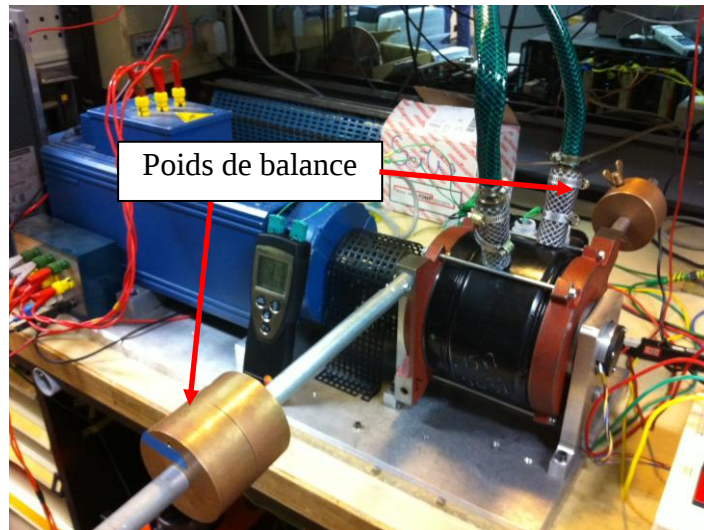


Figure III.9. Montage de balance pour mesurer le couple

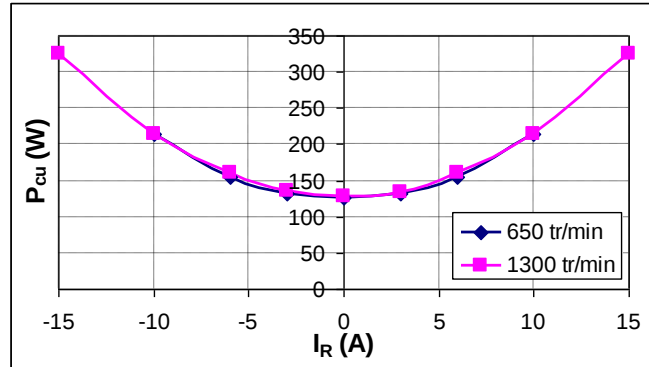
I.3.1. Caractéristique du couple en minimisant les pertes cuivre

L'hypothèse que le couple est créé essentiellement par l'injection du courant dans l'axe q , est pour l'objectif de pouvoir obtenir un couple en minimisant les pertes cuivre. C'est pourquoi nous nous attachons dans un premier temps à ajuster cette hypothèse par des essais expérimentaux.

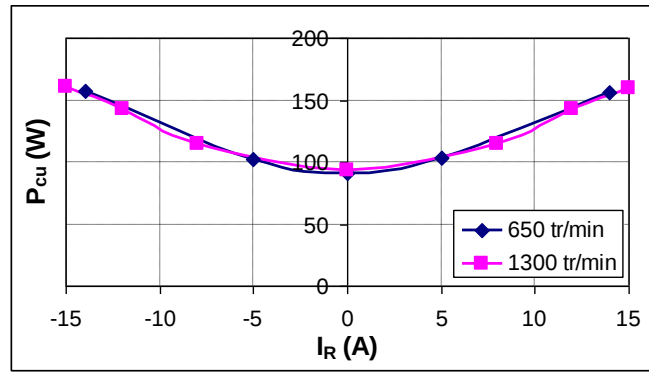
Pour cela, nous avons imposé une valeur de couple de $C = 10$ Nm. Nous avons cherché les courants dans les deux axes d , q pour avoir ce couple. Ces courants $\sqrt{I_d^2 + I_q^2}$ doivent être évidemment inférieurs au courant maximum (ou le courant thermique, correspondant expérimentalement à un couple de l'ordre de 15 Nm selon les mesures). Parmi eux, il existe une valeur (I_q , $I_d = 0$) comme celle de référence. Cette mesure a été effectuée à faibles vitesses inférieures à 2000 tr/min.

Certes, les différentes valeurs des courants injectés dans la machine pour obtenir ce couple donnent les valeurs des pertes cuivre correspondantes. C'est pourquoi nous avons tracé les courbes de pertes cuivre en fonction du courant de l'axe d pour voir l'influence du courant I_d sur les pertes cuivre en assurant le même couple.

Les courbes comparatives sont présentées dans la Figure III.10 pour la MSCF 12-8 et MSCF 12-16.



(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

Figure III.10. Caractéristique de pertes cuivre en fonction du courant I_d pour avoir 10 Nm

Nous avons trouvé clairement que le couple créé en minimisant les pertes cuivre est le couple créé uniquement par le courant de l'axe q ($I_d = 0$). Cela est valable pour la MSCF 12-8 ainsi que pour la MSCF 12-16. L'hypothèse peut donc être assurée.

I.3.2. Caractéristique de couple – densité de courant δ_q – pertes cuivre

Nous avons montré par des essais que le courant de l'axe q joue le rôle essentiel pour créer le couple dans la machine. Donc, nous nous intéressons à étudier le couple en fonction de la densité de courant δ_q (ou du courant I_q) et comparer avec les résultats obtenus par la modélisation numérique et le modèle polynomial. Le modèle du couple proposé est le suivant:

$$C = k_{c1} \cdot \left(\frac{\delta_q}{10} \right) - 0,1 \cdot k_{c2} \cdot \left(\frac{\delta_q}{10} \right)^2 \quad (\text{III. 3})$$

Où :

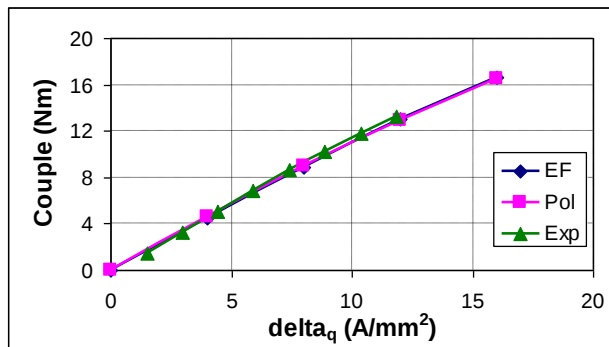
- C : Couple (Nm)
 δ_q : Densité de courant efficace de l'axe q (A/mm²)
 k_{c1} et k_{c2} : Coefficients de couple

Les valeurs des coefficients k_{c1} et k_{c2} sont déterminées par l'approximation des résultats obtenus par éléments finis. Elles sont présentées dans le tableau suivant :

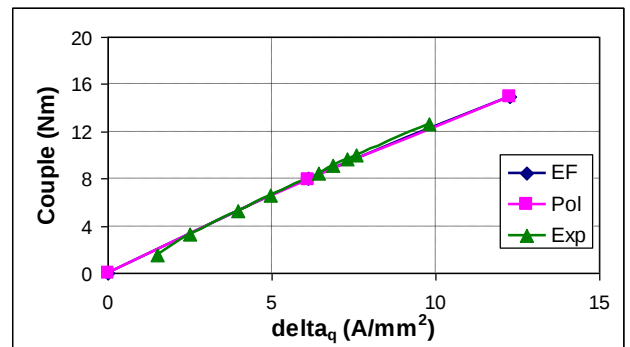
Tableau III. 2. Coefficients du modèle de couple

<i>Machine</i>	<i>k_{c1}</i>	<i>k_{c2}</i>
MSCF 12-8	12,0	10,4
MSCF 12-16	16,9	19,2

Bien que les caractéristiques couple-densité de courant de ces deux machines sont presque linéaires (Figure III.11), nous préférons garder le coefficient k_{c2} pour assurer une adéquation avec le modèle proposé précédemment. Une fois que nous avons toutes ces valeurs, nous pouvons comparer cette caractéristique dans les trois cas : éléments finis (EF), modèle (Pol), et essais (Exp).



(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

Figure III.11. Caractéristique de couple-densité de courant δ_q

La Figure III.11 nous a montré une très bonne adéquation entre les courbes. Les courbes du couple en fonction de la densité de courant δ_q obtenues par la modélisation, par le modèle et par les essais sont bien collées. Les écarts moyens des couples entre le modèle et les essais sont inférieurs à 5 %.

Nous nous intéressons par la suite à la comparaison des pertes cuivre en fonction du couple obtenu par la modélisation, par le modèle et par les essais. Pour cela, à partir des valeurs mesurées (I_q , R_b), nous avons pu évaluer les valeurs des pertes cuivre pour ces mesures par la formule suivante :

$$P_{cu_mes} = 3 \cdot I_{mes}^2 \cdot R_b \quad (III. 4)$$

Où :

- P_{cu_mes} : Pertes cuivre selon les mesures (W)
- I_{mes} : Courant efficace mesuré (A)
- R_b : Résistance d'une phase à la température moyenne de travail (Ω)

Les pertes cuivre évaluées à partir des valeurs des densités de courant δ_q sont déterminées par la formule suivante :

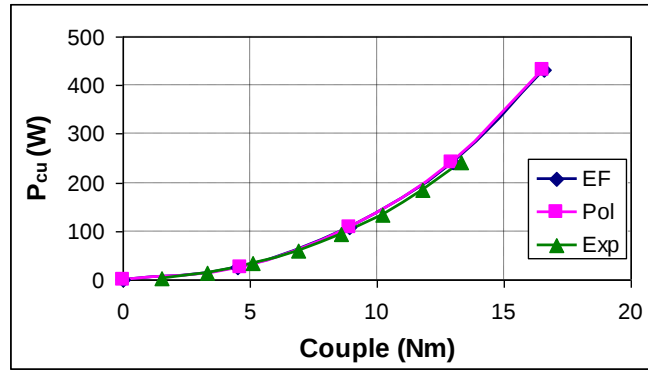
$$P_{cu} = \rho \cdot L_{cu} \cdot (k_b \cdot S_{bob} \cdot 24) \cdot \delta_q^2 \cdot 10^6 \quad (III. 5)$$

Où :

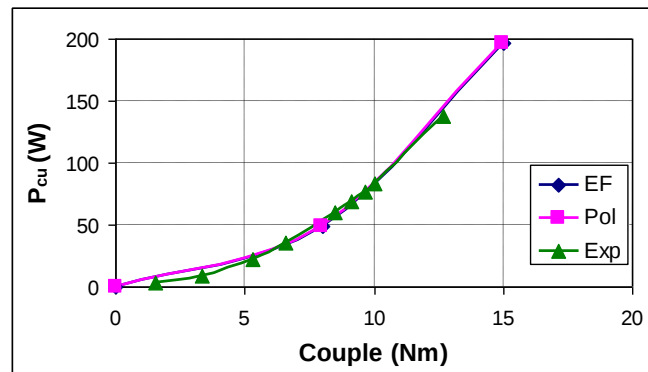
- P_{cu} : Pertes cuivre (W)
- ρ : Résistivité du cuivre à 100 °C (Ωm)
- $L_{cu} = L_a + L_{têtes}$: Longueur totale dans une encoche, y compris les têtes de la bobine (m)
- k_b : Coefficient de remplissage
- S_{bob} : Section d'une bobine (mm^2)

Les comparaisons pertes cuivre/couple pour les deux machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16 entre la modélisation, le modèle et les essais sont présentées dans la Figure III.12. Selon ces résultats, les courbes des pertes cuivre en fonction du couple sont aussi bien conformes entre modèle et essais. Les écarts moyens des pertes cuivre entre le modèle et les essais sont inférieurs à 5 %.

De plus, nous trouvons que pour avoir un même couple, la MSCF 12-16 donne beaucoup moins de pertes cuivre par rapport à la MSCF 12-8, ce qui correspond bien aux remarques que nous avons fait pendant les études précédentes. Par exemple, pour avoir un couple de 10 Nm, la MSCF 12-16 a environ 85 W de pertes cuivre alors que celles de la MSCF 12-8 sont environ de 130 W.



(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

Figure III.12. Caractéristique de pertes cuivre - couple

En s'appuyant sur les résultats comparatifs présentés dans les figures Figure III.10, Figure III.11, Figure III.12, nous avons pu justifier l'hypothèse que le couple créé par le courant I_q peut minimiser les pertes cuivre et valider le modèle polynomial du couple en fonction de la densité de courant, ainsi que celui des pertes cuivre que nous avons proposés dans les chapitres précédents.

I.4. Caractérisation du modèle de défluxage

Le défluxage dans les machines à aimants permanents est toujours un problème d'actualité. Pour cela, nous avons supposé précédemment qu'il est suffisant de réagir sur le courant de l'axe d pour obtenir une vitesse supérieure à la vitesse de base. Le modèle proposé dans le chapitre II est le suivant :

$$\delta_d = \delta_{cc} \cdot \left(1 - \frac{N_b}{N_i} \right) \text{ si } N_i > N_b \quad (\text{III. 6})$$

Où :

N_i : Vitesse au-delà de la vitesse de base (tr/min)

N_b : Vitesse de base (tr/min)

δ_{cc} : Densité de courant efficace de court-circuit (A/mm²)

δ_d : Densité de courant efficace de l'axe d correspondant à la vitesse N_i (A/mm²)

Nous avons effectué les modélisations des deux machines d'essai pour trouver les valeurs des densités de courant de court-circuit δ_{cc} (Figure III.13 et Tableau III.3). La vitesse de base choisie est de 1500 tr/min car selon les essais, au-delà de cette vitesse, la machine n'atteint plus un couple maximal.

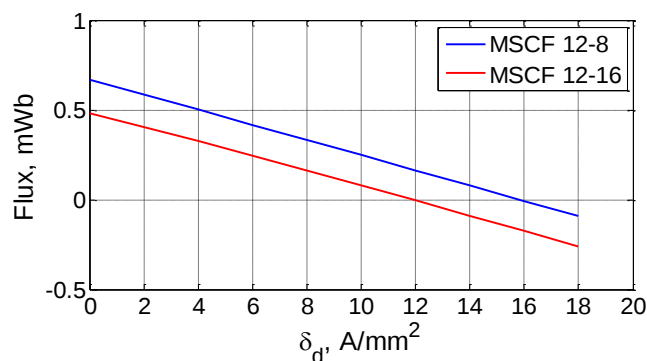


Figure III.13. Défluxage dans les deux MSCF sous éléments finis

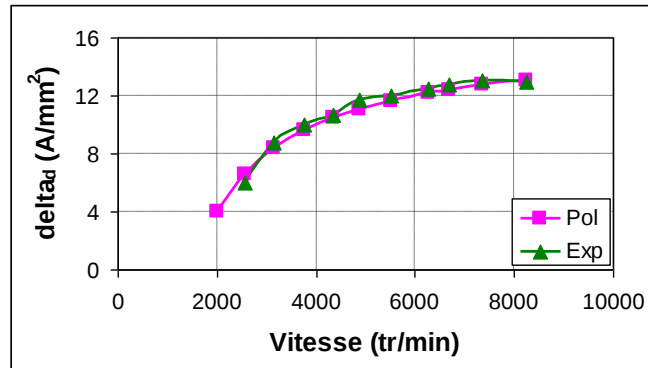
Tableau III. 3. Paramètres du défluxage de deux machines d'essai

Paramètre	Symbole	MSCF 12-8	MSCF 12-16
Vitesse de base (tr/min)	N_b	1500	1500
Densité de courant efficace de court-circuit (A/mm ²)	δ_{cc}	15,9	11,9
Courant efficace de court-circuit (A)	I_{cc}	13,4	16,2

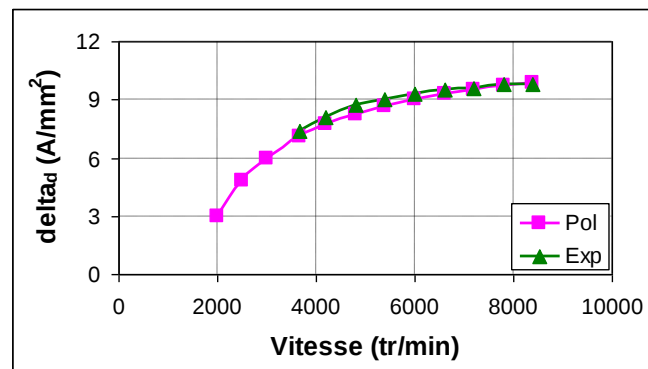
A partir de l'équation (II. 15), nous pouvons déterminer les densités de courant δ_d en fonction des vitesses supérieures à 1500 tr/min.

Pour les mesures, le défluxage a été fait dans les conditions maximales. C'est-à-dire d'avoir le couple maximal en réagissant sur les valeurs des courants I_q et I_d pour différentes vitesses (des vitesses plus élevées que N_b). Connaissant les valeurs du courant I_d , nous pouvons déterminer les valeurs correspondantes de la densité de courant δ_d .

Les résultats de δ_d en fonction des vitesses obtenus par le modèle (Pol) et par les essais (Exp) ont été présentés dans la Figure III.14.



(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

Figure III.14. Comparaison des courants de défluxage entre le modèle et les essais

Selon ces résultats, la MSCF 12-16 a besoin d'une densité de courant plus faible que la MSCF 12-8 pour défluxer la machine et pour avoir la même vitesse désirée, ce qui correspond bien au résultat indiqué dans la Figure III.13. Par exemple, à 6000 tr/min, la MSCF 12-16 sollicite une densité de courant $\delta_d = 9 \text{ A/mm}^2$ alors que la MSCF 12-8 demande $\delta_d = 12 \text{ A/mm}^2$.

Nous trouvons ainsi que plus la vitesse est grande, plus la densité de courant δ_d est importante. Pourtant, il y a une saturation à des grandes vitesses vers la valeur de limite (la densité de courant de court-circuit δ_{cc}). En effet, cette saturation de δ_d approche la valeur de 16 A/mm^2 pour la MSCF 12-8 et de 12 A/mm^2 pour la MSCF 12-16, ce qui correspond bien au résultat indiqué dans le tableau III.3.

Les courbes obtenues par les essais et par le modèle sont très bien superposées, donc, l'hypothèse sur l'obtention des hautes vitesses par l'action sur I_d est bien justifiée.

I.5. Caractéristique couple-vitesse maximale des deux machines

La caractéristique couple-vitesse maximale d'une machine est un des critères importants pour le choix d'une machine. Nous allons chercher à l'identifier pour ces deux machines d'essai et la comparer avec celle du modèle.

Pour avoir la courbe couple-vitesse maximale d'une machine, nous avons besoin d'un courant maximal. Ce courant doit être inférieur au courant thermique. Dans le cas de ces deux machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16, ce courant maximal qui est le courant de court-circuit, est bien inférieure au courant thermique.

Alors, pour les modèles, une fois que nous avons les valeurs des densités efficaces de courants de court-circuit dans les machines (Tableau III. 3), nous faisons varier l'angle de déphasage ψ° des courants I_q, I_d comme la formule suivante :

$$\begin{aligned}\delta_1 &= k_b \cdot \delta_{cc} \sqrt{2} \cdot \sin(\theta_i - \psi^\circ) \\ \delta_2 &= k_b \cdot \delta_{cc} \sqrt{2} \cdot \sin(\theta_i - 120^\circ - \psi^\circ) \\ \delta_3 &= k_b \cdot \delta_{cc} \sqrt{2} \cdot \sin(\theta_i - 240^\circ - \psi^\circ)\end{aligned}\tag{III. 7}$$

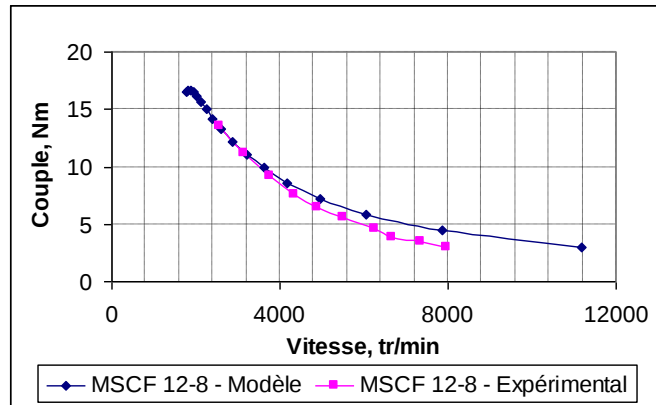
Quand nous faisons varier ψ° de 0° à 360° , nous obtenons à la fois la valeur du flux φ_i (Wb) dans les bobinages et le couple produit C_i , par la modélisation numérique. Grâce à la symétrie, nous n'avons besoin que de calculer pour ψ° de 0° à 90° . Connaissant le nombre de spires par bobine n_s dans chaque machine ($n_s = 60$ pour la MSCF 12-8 et $n_s = 37$ pour la MSCF 12-16), nous pouvons déterminer la vitesse en fonction de flux φ_i (ou en fonction de ψ°) par la formule :

$$\Omega_i = \frac{300 / 2}{4 n_s \cdot p \cdot \varphi_i} \text{ (rad/s)}\tag{III. 8}$$

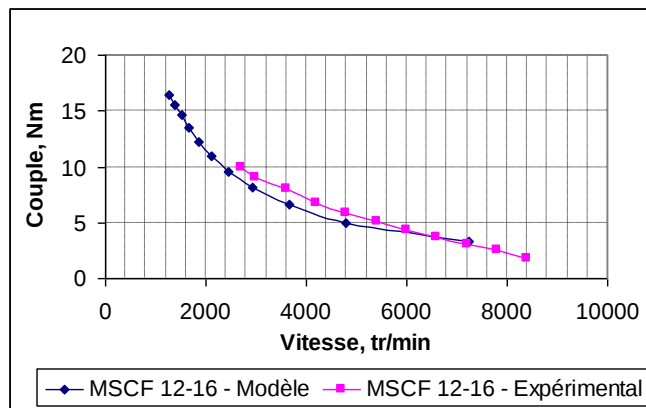
Enfin, nous obtenons la courbe de couple C_i en fonction de la vitesse correspondante N_i (où $N_i = \Omega_i \cdot \frac{60}{2\pi}$) pour chaque machine (Figure III.15).

Pour la partie expérimentale, nous avons fait varier à la fois le courant I_A et le courant I_R en minimisant des pertes cuivre pour atteindre le couple maximal à différentes vitesses. D'où nous pouvons évaluer les valeurs des pertes cuivre, ainsi que des pertes fer pour chaque

machine. Les caractéristiques de couple – vitesse maximale de deux machines obtenues par modèle et par essais sont comparées et illustrées dans la figure suivante.



(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

Figure III.15. Caractéristique couple-vitesse maximale des deux machines

Cette caractéristique représente essentiellement les performances des machines. Selon les courbes obtenues ci-dessus, la MSCF 12-8 a une zone de couple-vitesse plus large que la MSCF 12-16. Par exemple, dans la Figure III.15, à 10 Nm, la MSCF 12-8 peut atteindre une vitesse de 3500 tr/min alors que celle de la MSCF 12-16 est de 2500 tr/min.

En effet, selon l'équation (III. 8) la vitesse dépend du flux du nombre de paires de pôles et du nombre de spires. Le nombre de spires par bobine est de $n_s = 37$ et $n_s = 60$ pour la MSCF 12-16 et pour la MSCF 12-8 respectivement. La MSCF 12-16 possède un double nombre de paires de pôles. Alors, la MSCF 12-8 peut atteindre des vitesses plus grandes que celles de la MSCF 12-16 dès que son flux maximal par spire est plus grand que celui de la MSCF 12-16 de $(2 \cdot 37 / 60) = 1,23$ fois. Selon la Figure III.5 par exemple, le flux à vide de la MSCF 12-8 est de 0,67 mWb, 1,4 fois plus grand que celui de la MSCF 12-16 (0,47 mWb).

La Figure III.15 a montré également une très bonne adéquation entre les résultats obtenus par le modèle et par les essais. Certes, théoriquement, les machines peuvent atteindre une vitesse infinie mais pour les essais, nous avons limité à des vitesses autour de 10000 tr/min pour assurer une bonne précision des mesures, ainsi que les contraintes thermiques.

I.6. Caractérisation des modèles de pertes fer

A partir des modèles de couple et de défluxage, nous avons proposé et développé des modèles de pertes fer : modèle de pertes fer à vide et en charge. Les calculs des pertes fer ont été effectués uniquement au stator.

Dans ce chapitre de validation expérimentale, nous souhaitons donc vérifier et mettre en valeur les modèles proposés via des essais. Pour cela, nous avons fait des essais pour deux cas correspondants : à vide et en charge. Pour les pertes fer à vide, nous étudions les deux cas différents suivants :

- sans courants I_d, I_q .
- avec courant $I_d \neq 0$ mais couple nul $C = 0$ et $I_q = 0$

I.6.1. Pertes fer à vide sans courants I_q, I_d

Le mode « à vide » est défini dans ce cas par la non-alimentation des courants I_q, I_d dans les machines.

Nous avons modélisé les deux machines et récupéré les valeurs des densités de flux dans chaque subdivision et pour les deux axes B_x, B_y . D'où nous avons pu calculer les valeurs des pertes fer à vide dans le stator par la méthode « *modèle des valeurs moyennes* », pour différentes vitesses de rotation. Les résultats pour les deux machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16 sont présentés sur la Figure III.16.

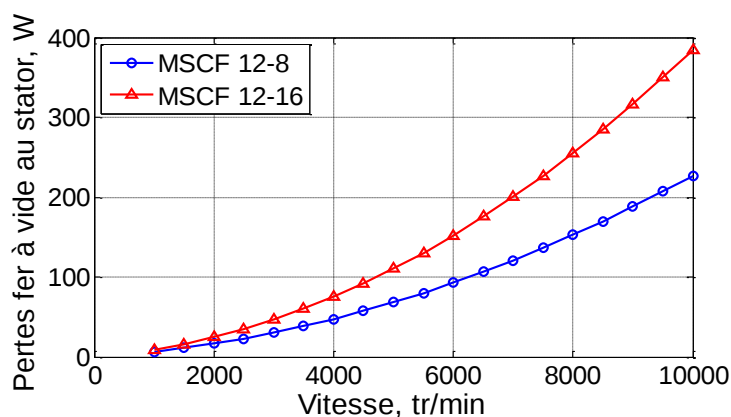


Figure III.16. Pertes fer à vide calculées au stator des deux machines par le modèle

Comme les deux machines ont les mêmes dimensions statoriques, la même valeur de B_r , possédant un nombre de pôles au rotor double, la MSCF 12-16 donne beaucoup plus des pertes fer à vide au stator que la MSCF 12-8, avec un rapport d'à peu près 3/2.

Pour mesurer les pertes fer à vide par les essais, comme la machine synchrone porte des aimants au rotor, nous n'avons pas pu séparer les pertes fer au stator et celles au rotor. Nous nous sommes donc attachés à faire des mesures pour pouvoir évaluer des ordres de grandeur des pertes fer à vide dans les machines.

Pour faire fonctionner la MS à vide en mode générateur, nous devons entraîner une rotation du rotor à travers la MAS qui a le même axe mécanique avec la MS. Nous avons utilisé ce principe pour mesurer des pertes à vide dans la machine.

Pour cela, nous avons suivi un ordre des tâches suivantes :

- Mettre en équilibre le montage balance sans alimentation de l'ensemble du banc d'essai. Cette étape détermine la référence pour le montage balance.
- Alimenter la MAS. La rotation de la MAS à une vitesse donnée entraîne ensuite celle du rotor de la MS. La MS fonctionne donc à vide avec un rotor tournant.
- Cette rotation entraîne donc un déséquilibre du montage de balance par rapport à l'état initial, à cause des pertes à vide.
- Pour rétablir l'équilibre du montage de balance, nous avons déplacé des poids. D'où nous avons pu déterminer une valeur du couple. Ce couple avec la vitesse donnée crée une puissance équivalente des pertes à vide.

Ces pertes à vide se composent des parties suivantes : pertes mécaniques $P_{méc}$, pertes au rotor P_{fer_rot} et pertes fer au stator P_{fer_st} :

$$P_{vide} = C . \Omega = P_{méc} + P_{fer_rot} + P_{fer_st} \quad (III. 9)$$

C : Couple mesuré (Nm)
 Ω : Vitesse de rotation (rad/s)

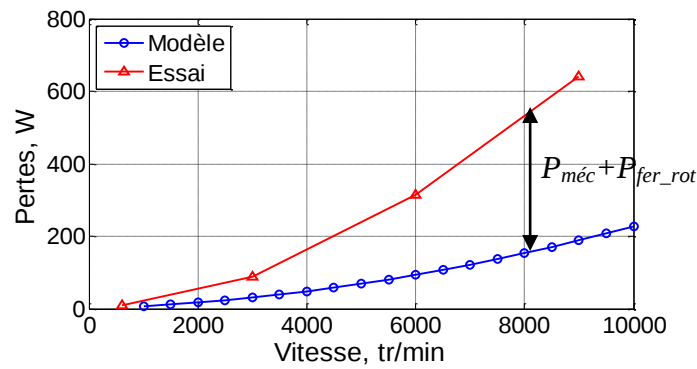
Nous avons fait cet essai pour différentes vitesses. L'évolution de ces pertes en fonction de la vitesse de rotation est montrée dans la Figure III.17. Nous y mettons également les courbes des pertes fer à vide au stator obtenues par le modèle pour pouvoir comparer et analyser la contribution de ces pertes dans l'ensemble des pertes fer à vide.

Certes, les valeurs obtenues par les essais sont très différentes par rapport à celles par modèle, ce que nous voyons dans la (Figure III.17). Nous allons chercher à expliquer ces différences. Dans ces figures, les courbes « *bleue* » représentent des pertes fer au stator P_{fer_st}

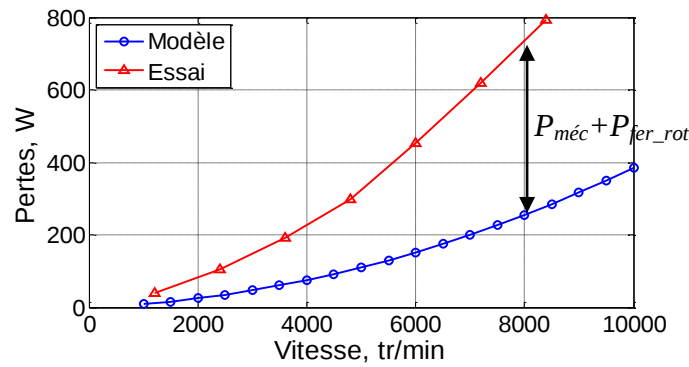
déterminées par le modèle alors que les courbes « *rouge* » représentent des pertes fer au stator, au rotor, ainsi que des pertes mécaniques. Alors, nous définissons les « *autres pertes* » par la relation suivante :

$$\text{autres pertes} = P_{\text{méc}} + P_{\text{fer}_{\text{rot}}} = P_{\text{essai}} - P_{\text{fer}_{\text{st}_{\text{mod}}}} \quad (\text{III. 10})$$

Pour justifier les valeurs des pertes fer à vide au stator, nous utilisons ces « *autres pertes* » comme une référence.



(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

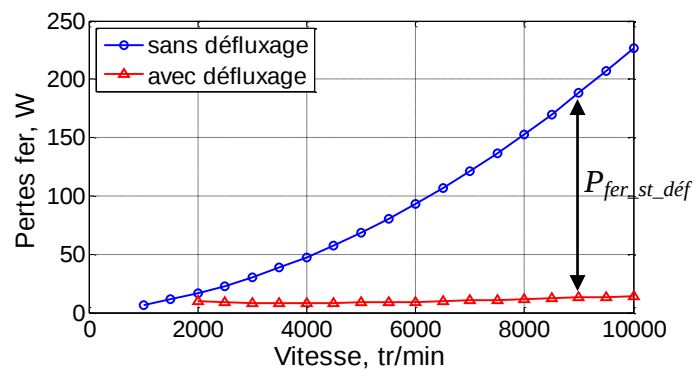
Figure III.17. Comparaison des pertes à vide dans les deux machines

I.6.2. Pertes fer à vide avec $I_d \neq 0$, $C = 0$ et $I_q = 0$

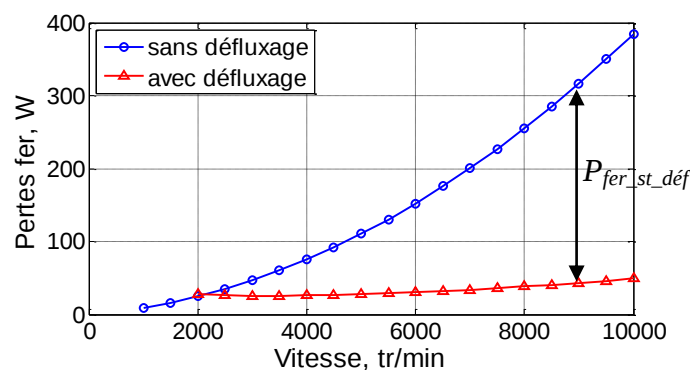
Le deuxième essai-calcul que nous faisons a pour but de mesurer des pertes fer à vide en défluxant la machine. Cela signifie que les machines fonctionnent à des vitesses supérieures à la vitesse de base N_b , donc en mode de défluxage, par l'injection d'une densité de courant δ_d mais « à vide », c'est-à-dire que le couple est nul : $C = 0$.

Puisque nous injectons un courant dans la machine, nous utilisons la méthode de calcul des pertes fer en charges par le modèle « *modèle des valeurs moyennes* » que nous avons présenté dans le chapitre II.

Les valeurs des pertes fer à vide au stator en défluxant les machines synchrones à aimants permanents, obtenues par le modèle, sont présentées dans la Figure III.18. Nous y présentons aussi les pertes fer à vide calculées sans courants I_q , I_d pour voir l'effet du défluxage dans les machines.



(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

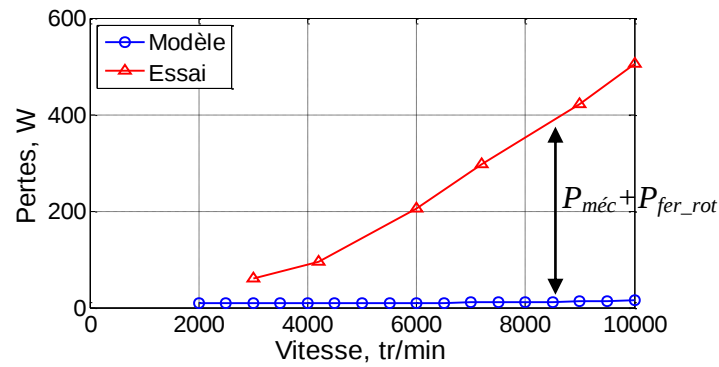
Figure III.18. Pertes à vide au stator calculées avec $I_d \neq 0$ les machines par le modèle

Ainsi, par le modèle, nous montrons que le défluxage électronique diminue fortement les pertes fer à vide au stator. Par exemple, à 8000 tr/min, les pertes fer au stator sont diminuées d'environ 140W pour la MSCF 12-8 et de 210W pour la MSCF 12-16. Ces pertes sont les pertes fer au stator diminuées dues au défluxage, $P_{fer_st_déf}$.

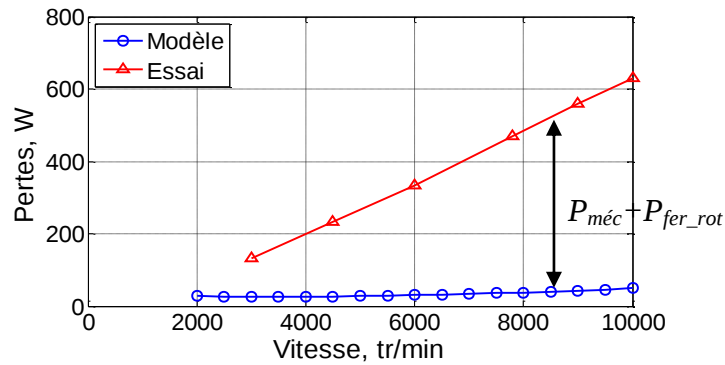
Pour les essais, afin d'assurer le mode « à vide » avec le courant I_d non-nul et le couple nul, nous avons suivi un ordre des mesures suivantes :

- Mettre en équilibre le montage de balance sans alimentation de l'ensemble du banc d'essai. Cette étape détermine la référence pour le montage de balance.
- Alimenter la MAS à une vitesse donnée. La rotation de la MAS entraîne ensuite celle du rotor de la MS.
- Cette rotation entraîne donc un déséquilibre du montage de balance par rapport à l'état initial, à cause des pertes à vide.
- Pour rétablir l'équilibre du montage de balance, nous injectons un courant réactif I_d dans la MS, sans bouger les poids de balance.
- Mesurer le courant I_d , tension, etc. pour chaque vitesse donnée.
- Evaluer les valeurs des pertes.

Les valeurs des pertes fer à vide en défluxant les machines obtenues par les essais sont présentées dans la figure suivante, en comparant avec celles obtenues par le modèle (Figure III.18).



(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

Figure III.19. Comparaison des pertes fer à vide avec $I_d \neq 0$ dans les deux machines

Par les essais, nous trouvons que les différences entre les pertes obtenues par les essais et celles obtenues par le modèle sont dues aux pertes mécaniques et aux pertes au rotor.

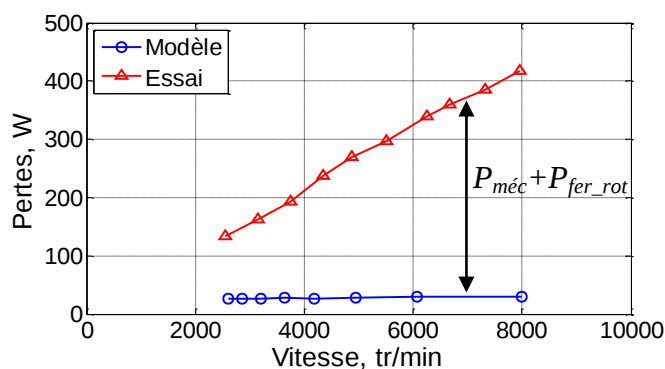
Nous n'avons étudié dans ce cas que l'alimentation par un courant I_d dans la machine, ce qui n'est pas tout à fait valable pour plusieurs points de fonctionnement (couple, vitesse) pour pouvoir valider le modèle des pertes fer en charge. Pour cela, nous allons comparer des pertes fer en charge en alimentant les deux courants I_q, I_d .

I.6.3. Pertes fer en charge

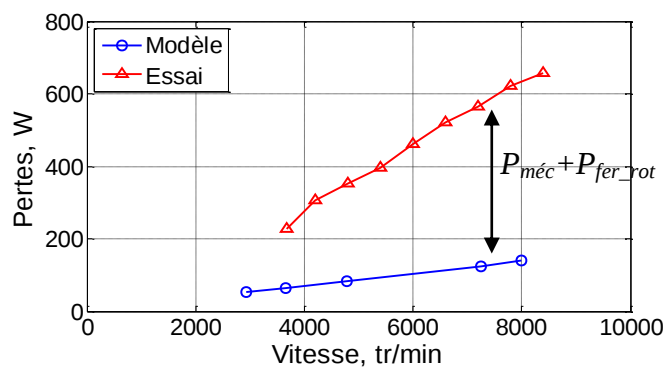
Nous passons maintenant au calcul des pertes fer en charge. Nous choisissons donc la caractéristique couple-vitesse maximale (Figure III.15) pour cette étude.

Pour obtenir cette caractéristique par les essais, nous devons injecter les courants dans les deux axes I_A, I_R pour atteindre un couple maximal à une vitesse donnée. D'où nous pouvons évaluer les valeurs des pertes cuivre, ainsi que des pertes fer à chaque vitesse. La caractéristique couple-vitesse maximale donne l'ensemble des points (couple, vitesse) pour cette étude.

Pour le modèle, nous utilisons la méthode « modèles des valeurs moyennes » présentée précédemment. La comparaison des pertes fer en charges pour la caractéristique de couple-vitesse maximale entre le modèle et les essais est représentée sur la Figure III.20.



(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

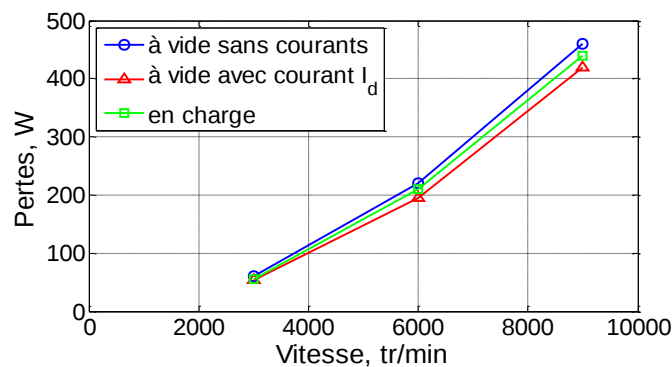
Figure III.20. Comparaison des pertes fer en charges selon la caractéristique maximale

En comparaison avec des pertes fer à vide présentées dans la Figure III.17, nous trouvons que grâce au défluxage, les pertes fer sont bien diminuées par rapport au modèle des pertes fer à vide, pour le modèle théorique (les courbes bleues), ainsi que pour les essais (les courbes rouges).

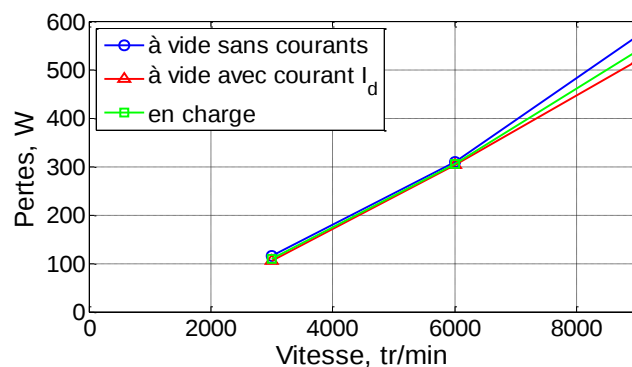
I.6.4. Comparaison des pertes fer dans les trois cas

A partir de ces trois essais, nous avons pu comparer les pertes fer à vide et en charge, obtenues par le modèle et celles obtenues par les essais.

En comparaison des résultats dans la Figure III.17, la Figure III.19 et la Figure III.20, nous trouvons qu'il y a une différence des pertes entre le modèle et les essais. Ces différences sont représentées sur la figure suivante :



(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

Figure III.21. Différences mesure - modèle

Tableau III. 4. Comparaison des différences de pertes modèles-essais à 8000 tr/min

<i>Cas d'étude</i>	<i>MSCF 12-8</i>	<i>MSCF 12-16</i>
A vide sans courants	380 W	490 W

A vide avec courant I_d et $C = 0$	350 W	450 W
Couple-vitesse maximale	370 W	470 W

Certes, ces valeurs sont relatives. Elles ont pour but de donner un ordre de grandeur. Ces trois cas d'étude n'ont pas les mêmes conditions magnétiques car les niveaux de défluxage ainsi que les courants d'injection sont différents. Mais sur l'ensemble des résultats ci-dessus, nous pensons que les différences sont dues à la somme des pertes mécaniques et des pertes au rotor ($P_{mec} + P_{fer_rot}$) qui sont presque similaires dans les trois cas.

A travers les analyses et les comparaisons de pertes dans plusieurs cas ci-dessus, nous pouvons assurer la validation expérimentale des modèles de pertes fer à vide et en charge au stator des machines synchrones à aimants permanents. Cette étude fait une remarque importante au concepteur : il n'y a pas que les pertes fer au stator. Ces pertes sont plus ou moins importantes dans l'ensemble des pertes dans la machine.

I.7. Identification des machines d'essai sur les fronts de Pareto

Nous nous intéressons finalement aux performances sur cycles des deux machines d'essais. Certes, ces deux prototypes sont beaucoup plus petits que les machines proposées pour les cycles étudiés : diamètre de 150 mm au lieu de 200 mm et longueur active de 40 mm au lieu de 200 mm. Pour pouvoir comparer les performances des deux machines d'essai avec celles des machines optimisées, nous avons fait élargir des machines par les rapports de 200/150 et 200/40 respectivement pour le diamètre extérieur et la longueur active. Ensuite, nous avons effectué des modélisations puis calculé les pertes cuivre, pertes fer en charges, le courant efficace au point de base, d'où nous pouvons identifier la position des deux machines d'essai par rapport aux fronts de Pareto obtenus.

Les fronts de Pareto sont l'ensemble des machines optimisées selon les deux critères :

- Minimiser les pertes moyennes sur cycle
- Minimiser le courant efficace du point de base 210 Nm et 1820 tr/min

Les détails de la méthode d'optimisation pour obtenir ces fronts de Pareto seront présentés dans le chapitre suivant. Dans cette partie, nous utilisons ces résultats comme une référence pour les machines d'essai.

Pour cela, nous rappelons les paramètres importants de chaque cycle :

Tableau III. 5. Paramètres des cycles

<i>Paramètres</i>	<i>Symbole</i>	<i>NEDC</i>	<i>Artemis-Urbain</i>	<i>Artemis-Routier</i>
Couple efficace (Nm)	C_{eff}	29,7	41,1	32,9

Vitesse efficace (tr/min)	N_{eff}	3636	1950	4971
Nombre de points où $N > N_b$	$d_{\%}$	58 %	38 %	89 %

Où :

$$C_{eff} = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n C_i^2}$$

$$N_{eff} = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n N_i^2}$$
(III. 11)

Les résultats pour tous les cycles et pour les deux machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16 sont présentés ci-dessous avec les pertes fer uniquement au stator.

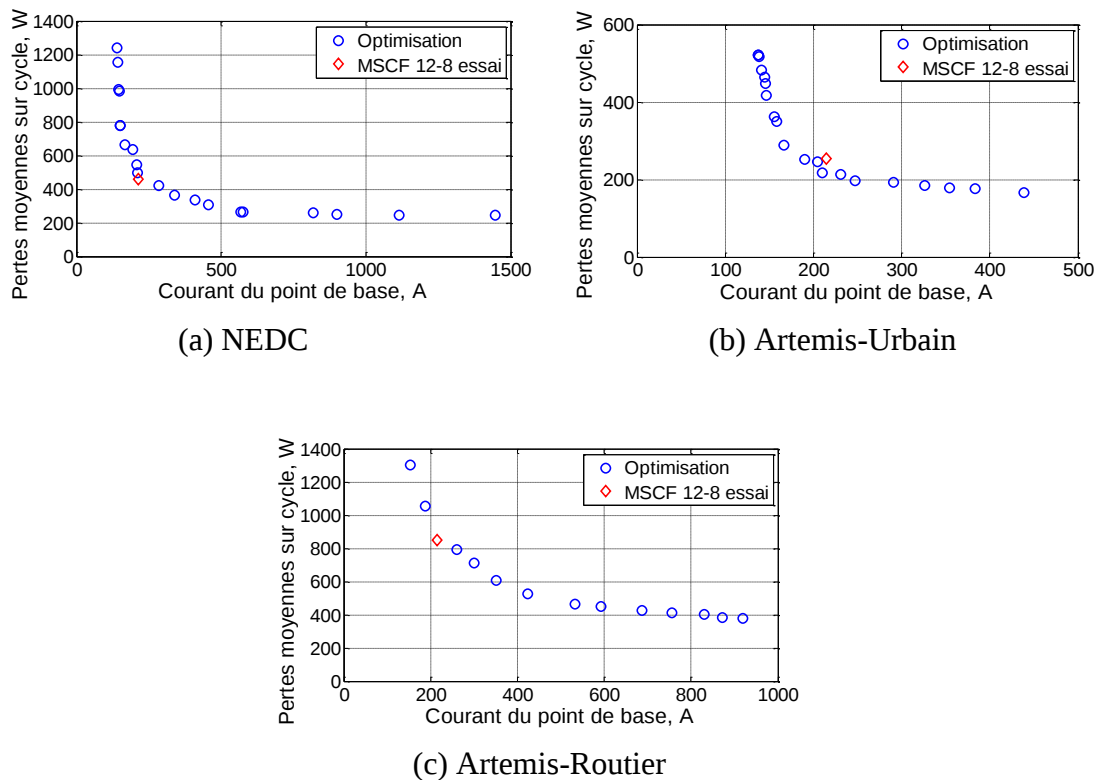


Figure III.22. Identification de la MSCF 12-8 sur les fronts de Pareto

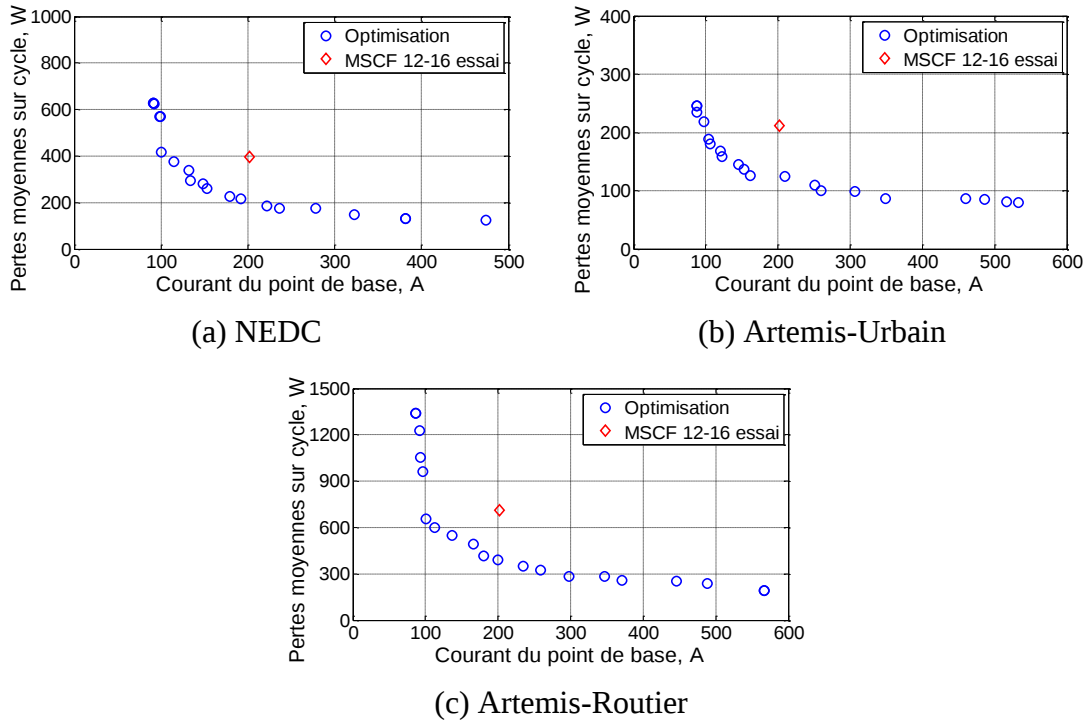


Figure III.23. Identification de la MSCF 12-16 sur les fronts de Pareto

Pour un même point de base (210 Nm et 1820 tr/min), la MSCF 12-8 et la MSCF 12-16 sollicitent presque un même courant (210 A et 205 A). Les valeurs des pertes moyennes sur cycle des deux machines sont présentées dans le tableau suivant :

Tableau III. 6. Bilan des pertes des deux machines

	<i>NEDC</i>	<i>Artemis-Urbain</i>	<i>Artemis-Routier</i>
<i>MSAP 12-8</i>			
P_{cu} (W)	375	186	736
P_{fer} (W)	84	68	116
<i>MSCF 12-16</i>			
P_{cu} (W)	212	93	420
P_{fer} (W)	185	118	290

Certes, ces deux machines d'essai ne sont pas optimisées. Pourtant, selon les figures ci-dessus, nous avons trouvé que la position de la MSCF 12-8 est presque superposée sur les fronts de Pareto obtenus par les algorithmes génétiques alors que celle de la MSCF 12-16 est loin de ses fronts de Pareto. En effet, dans le prochain chapitre, nous allons voir que les machines optimisées sont des machines à faibles B_r (0,4 T - 0,6 T) alors que la MSCF 12-16 d'essai a $B_r = 1$ T.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux prototypes de MSCF 12-8 et MSCF 12-16. Nous avons fait plusieurs essais dans le but de justifier les hypothèses utilisées et de valider les modèles et les méthodes de calcul proposés durant notre étude.

Les premiers tests concernent la caractérisation du modèle de couple. Nous avons bien montré que l'alimentation des machines uniquement par le courant I_q à des faibles vitesses permet non seulement d'obtenir le couple demandé mais aussi de minimiser les pertes cuivre dans les machines, ce qui nous permet de valider le modèle de couple en fonction de la densité de courant dans l'axe q : $C = f(\delta_q)$. D'où nous l'avons formulé sous forme polynomiale en deuxième ordre par l'approximation des valeurs obtenues par les éléments finis. Ensuite, une bonne adéquation des caractéristiques de couple-densité de courant δ_q , donc couple-pertes cuivre, entre le modèle polynomial et les essais a été justifiée.

Puis, nous avons montré également qu'il est suffisant d'alimenter les machines avec le courant I_d pour atteindre les vitesses supérieures à la vitesse de base. Le défluxage à vide pour un couple nul ou celui à la caractéristique maximale de couple-vitesse des machines, ont justifié cette hypothèse par de bonnes adéquations des courants et des pertes cuivre, des pertes fer entre le modèle et les essais.

Les modèles des pertes fer à vide et en charges ont été ensuite comparés avec les essais. Il apparaît qu'il y a non seulement des pertes fer au stator dans la machine, que la non prise en compte des pertes mécaniques et des pertes magnétiques au rotor est une hypothèse difficile à tenir. Cependant, nous avons pu observer que pour les deux machines, ces pertes sont du même ordre de grandeur et proportionnelles au carré de la vitesse de rotation. Compte tenu de la planification des travaux, ces résultats expérimentaux sont arrivés après toute la mise en place des procédures d'optimisation. Une évolution logique de ces dernières doit consister en la prise en compte de ces pertes mécaniques et des pertes magnétiques au rotor.

Nous avons essayé enfin de regarder les positions des machines test par rapport aux fronts de Pareto optimisés sur chaque cycle, dans une même échelle dimensionnelle (200 mm x 200 mm). D'où nous pouvons vérifier et les comparer avec les machines optimisées. Nous avons identifié leurs positions sur chaque cycle, ce qui peut être utile dans le choix des machines optimales sur cycle selon les critères des concepteurs.

En conclusion, dans ce chapitre, nous avons démontré une validation expérimentale des hypothèses en ce qui concerne les modèles du couple, des pertes cuivre et dans une moindre mesure des pertes fer statoriques à vide et en charge.

CHAPITRE IV : Optimisation sur cycle des machines électriques par algorithmes génétiques

SOMMAIRE

CHAPITRE IV : Optimisation sur cycle des machines électriques par algorithmes génétiques	147
IV.1. Introduction	149
IV.2. Formulation du problème de conception	150
IV.2.1. Définition des critères de conception	150
IV.2.2. Définition des variables de conception	153
IV.2.3. Définition des contraintes de conception	154
IV.2.4. Processus d'optimisation	156
IV.3. Résultats d'optimisation avec le modèle des pertes fer à vide	158
IV.4. Analyse et sélection des solutions avec des pertes fer à vide	161
IV.4.1. Cycle NEDC	163
IV.4.2. Cycle Artemis-Urbain	167
IV.4.3. Cycle Artemis-Routier	169
IV.4.4. Conclusion	172
IV.5. Résultats d'optimisation avec le modèle des pertes fer en charge	173
IV.6. Analyse et sélection des solutions avec des pertes fer en charge	176
IV.6.1. Cycle NEDC	177
IV.6.2. Cycle Artemis-Urbain	180
IV.6.3. Cycle Artemis-Routier	182
IV.6.4. Conclusion	185
IV.7. Impacts des modèles de pertes sur les résultats d'optimisation.....	185
IV.8. Impacts de la méthode d'optimisation	189
IV.9. Conclusion.....	192
Bibliographie	193

I.1. Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté une méthode de calcul des pertes moyennes dans les machines électriques sur cycle de fonctionnement du véhicule. Ces pertes se décomposent en des pertes cuivre dues au courant de l'axe q pour créer le couple, en des pertes cuivre dues au défluxage (par injection d'un courant dans l'axe d) pour atteindre la vitesse désirée, et en des pertes fer.

Pour les pertes fer, nous avons présenté deux types de modèles différents : le premier pour déterminer les pertes fer à vide et le second, les pertes fer en charge. Pour les pertes fer à vide, nous avons présenté et comparé trois modèles : le modèle simple supposant que l'induction est sinusoïdale dans toutes les subdivisions du stator, le modèle de l'intégrale prenant en compte les composantes harmoniques de l'induction et le troisième modèle « *modèle des valeurs moyennes* » développé à partir du deuxième pour avoir un modèle permettant de calculer les pertes fer en charge. Les pertes fer en charge utilisant ce modèle peuvent prendre en compte l'influence des composantes harmoniques de l'induction ainsi que les courants des axes d et q variant en fonction des couples et des vitesses sur cycle. Les résultats et les comparaisons ont été présentés pour les quatre machines : MSCF 12-8, MSCF 12-16, MSCF 48-8 et MSAP 48-8, et pour les cycles NEDC, Artemis-Urbain et Artemis-Routier.

Suite aux analyses de la méthode et des résultats obtenus par cette méthode, nous nous sommes intéressés à développer une méthode d'optimisation sur cycle des machines électriques. Pour cela, nous avons choisi une méthode d'optimisation par les algorithmes génétiques. C'est la méthode Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II (*NSGA-II*).

Dans ce chapitre, nous allons présenter tout d'abord la formulation du problème de conception optimale des machines électriques, les définitions des critères, des variables, des contraintes et le processus d'optimisation. C'est une optimisation à deux critères : minimisation des pertes moyennes sur cycle et minimisation de la valeur efficace du courant d'alimentation fourni par l'onduleur de tension au point de base permettant de minimiser le volume de l'onduleur associé.

Les études paramétriques présentées dans le chapitre II sont utilisés pour cette méthode d'optimisation afin de choisir les intervalles des variables.

Ensuite, nous allons présenter les résultats d'optimisation obtenus pour les deux modèles différents de pertes fer : pertes fer à vide et en charge et pour les trois cycles de fonctionnement donnés : NEDC, Artemis-Urbain, Artemis-Routier. Des analyses comparatives de ces résultats en termes de performances énergétiques, de temps de calcul, de type d'utilisation seront effectuées. Finalement, une étude plus détaillée des machines optimisées pour chaque cycle de fonctionnement sera présentée.

I.2. Formulation du problème de conception

Nous menons ici une démarche de conception par optimisation à l'aide d'un algorithme génétique multicritère, *NSGA-II*. Cette méthode est numérique, et se base sur les modélisations par éléments finis *2D* et le traitement des résultats par le logiciel *Matlab*.

Pour une telle démarche d'optimisation, nous devons définir les critères à atteindre, les variables de conception et les contraintes à respecter.

I.2.1. Définition des critères de conception

Le premier objectif de notre démarche d'optimisation est la minimisation des pertes électromagnétiques des machines électriques au cours d'un cycle de fonctionnement du véhicule. C'est aussi l'objectif de l'augmentation du rendement des machines électriques.

Nous intégrons comme deuxième objectif, la minimisation du courant d'alimentation fournie par l'onduleur de tension au point de base défini par un couple de 210 Nm et une vitesse de 1820 tr/min, ce qui a pour effet, de réduire la dimension et le coût de l'onduleur de tension associé.

- **Minimisation des pertes moyennes sur cycle**

Les pertes à minimiser comprennent les pertes cuivre dues au courant de l'axe q , celles dues au courant de l'axe d et les pertes fer.

La méthode de calcul de pertes cuivre sur cycle a été présentée précédemment en tenant compte des têtes de bobines. Pourtant, elles ne sont pas prises en compte dans les pertes cuivre présentées dans ce chapitre. La raison est qu'au moment de l'étude d'optimisation, nous ne les avons pas pris en compte et que les calculs d'optimisation prenant beaucoup de temps, nous n'avons pas pu refaire des calculs pour la rédaction. Pourtant, pour donner les ordres de grandeur de ces pertes, nous avons présenté ces calculs pour chaque machine dans le chapitre précédent.

En effet, du début jusqu'à la fin du projet MEEI, les industriels ne s'intéressaient qu'à la longueur active. Puis, à la fin du projet, ils ont écarté les machines à bobinages répartis de la liste des machines sélectionnées alors que les deux machines à bobinages concentrés ont de courtes têtes de bobines (environ 10 % - 15 % de la longueur active). Donc, les pertes dues à ces parties deviennent négligeables.

Les pertes fer sont calculées dans deux cas : à vide et en charge. Nous nous intéressons donc à traiter ces deux modèles de pertes fer dans cette démarche d'optimisation dans le but d'étudier les impacts de ces modèles sur les résultats d'optimisation.

Alors, le premier critère FO_1 peut être exprimé par :

$$FO_1 = \min(P_{tot}) = \min(P_{cu-q} + P_{cu-d} + P_{fer}) \quad (IV. 1)$$

Dans cette équation, nous précisons que les pertes sont toutes exprimées en valeurs moyennes, pour un cycle de fonctionnement donné. Les cycles et les modèles de pertes ont été présentés dans le chapitre II.

- **Minimisation du courant efficace au point de base**

Le deuxième critère FO_2 consiste en minimisation du courant efficace au point de base :

$$FO_2 = \min(I_b) \quad (IV. 2)$$

Pour déterminer cette valeur pour une machine quelconque, nous avons défini les paramètres suivants pour le point de base :

- Le couple de base $C_b = 210 \text{ Nm}$
- La vitesse de base $N_b = 1820 \text{ tr/min}$
- La tension du bus continu de l'onduleur de tension est $U_0 = 300 \text{ V}$

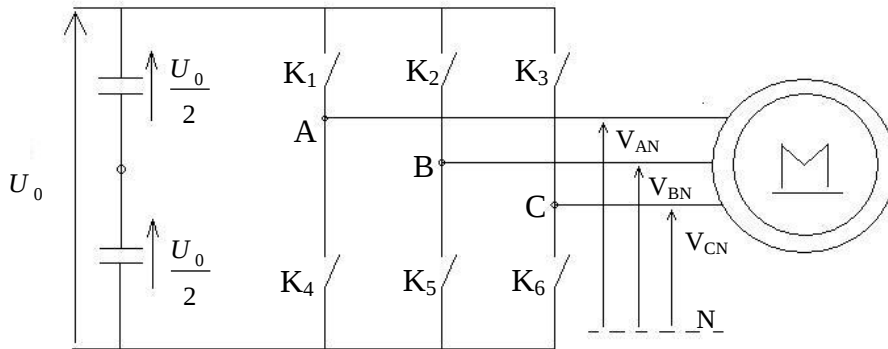


Figure IV.1. Onduleur de tension triphasé

Pour un onduleur de tension triphasé, dans le cas d'une commande en modulation de largeur d'impulsion (MLI), l'amplitude maximale de chacune des tensions sinusoïdales de sortie est égale à $U_0/2$. Donc, l'onduleur de tension triphasé fixe une contrainte maximale sur la machine qui se traduit par l'équation :

$$\Omega_b \leq \frac{U_0 / 2}{p \cdot \Phi} = \frac{U_0 / 2}{p \cdot N_s \cdot \varphi_m} \quad (\text{IV. 3})$$

Où :

Ω_b : Vitesse de rotation de la machine (rad/s)

$$\Omega_b = N_b \cdot \frac{2\pi}{60} = 190,6 \text{ rad / s} \quad (\text{IV. 4})$$

Φ : Flux maximal par phase (Wb)

φ_m : Flux maximal par spire et par bobine (Wb). La valeur de ce flux est déterminée en charge, c'est-à-dire avec la densité de courant qui permet d'avoir le couple de 210 Nm.

N_s : Nombre de spires par phase

$$N_s = n_b \cdot n_s \quad (\text{IV. 5})$$

n_b : Nombre de bobines par phase

n_s : Nombre de spires par bobine

Tableau IV. 1. Nombre de bobines par phase

<i>Machine</i>	<i>n_b</i>
MSCF 12-8	4
MSCF 12-16	4
MSCF 48-8	8
MSAP 48-8	8

Supposant que les bobines sont connectées en série, nous pouvons en déduire le nombre de spires par bobine et par phase :

$$n_s \leq \frac{U_0 / 2}{p \cdot n_b \cdot \varphi_m \cdot \Omega_b} \quad (\text{IV. 6})$$

La valeur efficace du courant au point de base est finalement déterminée par :

$$I_b = \frac{\delta_b \cdot k_b \cdot S_b}{n_s} \quad (\text{IV. 7})$$

Où :

- I_b : Courant efficace du point de base (A)
 δ_b : Densité de courant efficace permet d'avoir $C_b = 210 \text{ Nm (A/mm}^2\text{)}$
 k_b : Coefficient de remplissage
 S_b : Section d'une bobine (mm^2)

I.2.2. Définition des variables de conception

Dans le chapitre I, nous avons présenté une étude paramétrique qui traite de l'influence des paramètres géométriques et magnétiques sur les performances des machines, le rapport couple/perles cuivre, ce qui nous a permis de choisir des paramètres géométriques et magnétiques comme variables pour le problème d'optimisation.

Pour les trois machines synchrones à concentration de flux MSCF 12-8, MSCF 12-16 et MCSF 48-8, nous avons choisi cinq variables et pour la MSAP 48-8, nous avons choisi quatre variables (Figure I.20) (**Tableau IV. 2**).

Tableau IV. 2. Variables de conception des machines électriques

Symbole	Définition	Nature	Variation		Machine
			Min	Max	
R_e/R_{sext}	Rapport du rayon d'entrefer / Rayon extérieur du stator	Continue	0,45	0,85	Toutes
H_c/L_d	Rapport de la hauteur de culasse / Largeur de la dent	Continue	0,30	0,70	12 dents
			0,70	2,50	48 dents
B_r	Induction rémanente de l'aimant	Discrete, pas de 0,1 T	0,4 T	1,2 T	toutes
E_{a1}	Epaisseur de l'aimant au niveau de l'entrefer	Continue	4,0 mm	7,5 mm	MSCF
E_a	Epaisseur de l'aimant	Continue	2,5 mm	10 mm	MSAP
R_a	Rayon d'arbre	Continue	25 mm	45 mm	MSCF

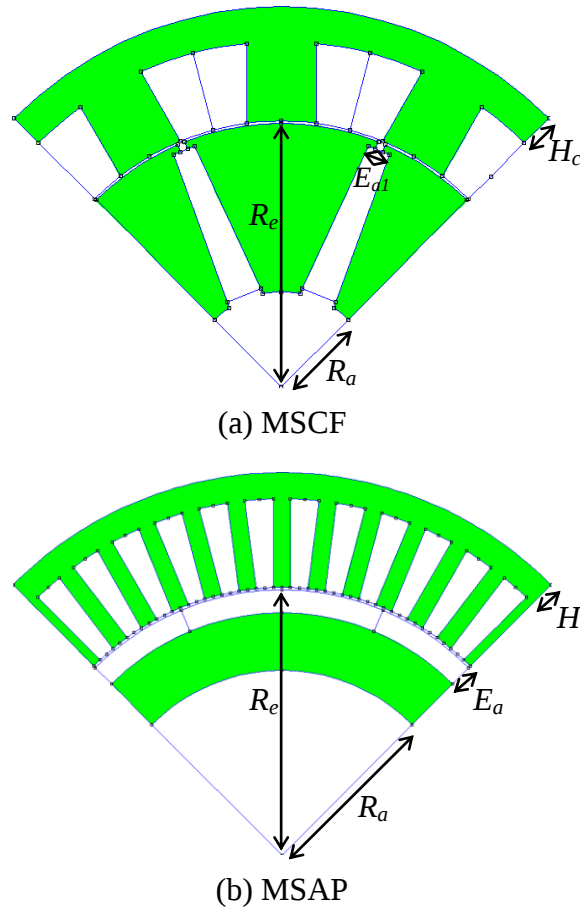


Figure IV.2. Extrait géométrique d'un quart des machines

Les constantes du problème d'optimisation sont définies soit selon le cahier des charges, soit selon les données techniques. Il y a le rayon externe du stator $R_{sext} = 100$ mm, la longueur active $L_a = 200$ mm, l'entrefer $e = 0,6$ mm, l'épaisseur de l'ergot au niveau de l'entrefer 2 mm, celui au niveau de l'axe 1 mm, l'épaisseur de l'aimant au niveau de l'axe $E_{a2} = E_{a1} + 3,6$ mm, le coefficient de remplissage $k_b = 0,35$ pour les bobinages répartis et $k_b = 0,6$ pour les bobinages concentrés, etc. Il est à noter qu'il est envisageable d'introduire ces constantes comme variables du problème d'optimisation.

I.2.3. Définition des contraintes de conception

Pour garantir la faisabilité du système, lorsque les paramètres de conception, notés X varient sur l'ensemble du domaine d'exploration, il est nécessaire d'introduire certaines contraintes, notées g_i que l'on peut généralement traduire en inégalités de la forme [4.1] [4.2]:

$$g_i(X) \leq 0 \quad (\text{IV. 8})$$

Où X désigne le vecteur associé aux variables de conception.

Les deux contraintes proposées sont les suivantes :

- Contrainte thermique :

Les contraintes thermiques ont été fixées par le choix de la densité de courant efficace maximale injectée dans la machine $\delta_{\text{lim}} = 20 \text{ A/mm}^2$. Signalons que cette valeur n'est pas issue d'une modélisation thermique mais de l'expérience des chercheurs de l'équipe SETE.

Cette densité de courant est déterminée par la valeur maximale entre :

- La densité de courant maximale d'un point de fonctionnement sur cycle dans les deux axes d, q .
- La densité de courant du point de base δ_b .

$$\delta_{\text{max}} = \max \begin{cases} \delta_{i \text{ max}} = \max(\sqrt{\delta_{qi}^2 + \delta_{di}^2}) \\ \delta_b \end{cases} \quad (\text{IV. 9})$$

Alors, pour assurer les conditions thermiques, nous définissons la deuxième contrainte :

$$g_1(X) = \delta_{\text{max}} - \delta_{\text{lim}} \leq 0 \quad (\text{IV. 10})$$

- Contrainte de tension :

Nous avons fixé une tension maximale à la sortie de l'onduleur de tension $\frac{U_0}{2}$, d'où nous avons pu déterminer le nombre de spires par bobine et par phase n_s par l'équation (IV. 6). Or, ce nombre $n_s \in N$ doit satisfaire la contrainte :

$$g_2(X) = 1 - n_s \leq 0 \quad (\text{IV. 11})$$

I.2.4. Processus d'optimisation

Le problème de conception optimale formulé dans les parties précédentes se traduit en un problème d'optimisation que l'on peut résoudre à l'aide d'une méthode dédiée. Il s'agit d'un problème à deux critères, à variables mixtes (continues et discrètes) sous contraintes [4.1] [4.2]. Pour résoudre ce type de problème, les méthodes stochastiques et les algorithmes évolutionnaires sont particulièrement bien adaptés [4.2]-[4.9]. Pourtant, les algorithmes génétiques sont devenus aujourd'hui une référence en matière d'optimisation multicritère [4.3], [4.9]. Nous avons donc choisi le *NSGA-II* qui a été adapté pour l'application des machines électriques.

Les démarches d'optimisation par l'algorithme *NSGA-II* sont présentées à la Figure IV.3. Ils se composent de quatre blocs principaux : le cahier des charges, les algorithmes génétiques *NSGA-II*, la modélisation par éléments finis et le résultat. Le *NSGA-II* a pour objectif d'adapter les cinq paramètres de conception (ou quatre pour la MSAP 48-8) de manière à minimiser les pertes totales moyennes produites sur un cycle de fonctionnement représenté par des points (couple, vitesse), et à minimiser le courant efficace de l'alimentation par onduleur de tension au point de base, tout en respectant l'ensemble des contraintes géométriques, thermiques et de tension. Les modèles de pertes, du couple, ainsi que les méthodes de calcul des objectifs, etc. ont été présentés précédemment et ont été reprises dans la Figure IV.3.

Pour les cycles de fonctionnement du véhicule, que nous avons présenté précédemment, nous nous intéressons non seulement à optimiser les machines sur chaque cycle mais aussi sur l'ensemble de trois cycles : NEDC, Artemis-Urbain, Artemis-Routier.

De plus, le processus présenté dans la Figure IV.3 représente non seulement les démarches d'optimisation avec le modèle des pertes fer à vide mais aussi pour le modèle des pertes fer en charge. Certes, les temps de calcul sont différents pour chaque machine, pour chaque cycle, ainsi que pour chaque modèle de pertes. Le temps de calcul pour le modèle des pertes fer en charge étant plus grand que celui des pertes fer à vide.

Le processus a besoin finalement d'un nombre de générations de calcul et d'un nombre d'individus (machines) pour chaque génération. Plus le nombre d'individus et celui de générations sont grands, plus le temps de calcul est grand. Pour notre étude, la plupart du temps de calcul est consommé par la modélisation numérique des machines. Ce temps dépend du nombre de mailles et du nombre de calculs effectué pour chaque étape. Donc, le choix de ces nombres est un compromis du temps de calcul et de la convergence après chaque génération pour avoir un front Pareto bien clair.

Pour le choix de quatre ou cinq variables à optimiser, nous avons choisi 20 individus pour chaque génération et 20 générations pour le calcul total, ce qui est équivalent à 400 machines. Ce choix d'un tel nombre de machines peut assurer environ six valeurs tirées dans les intervalles de chaque variable. De plus, la bonne convergence de *NSGA-II* vers les valeurs optimales après chaque génération, ce qui est son avantage, peut donner un front de Pareto clair de façon rapide.

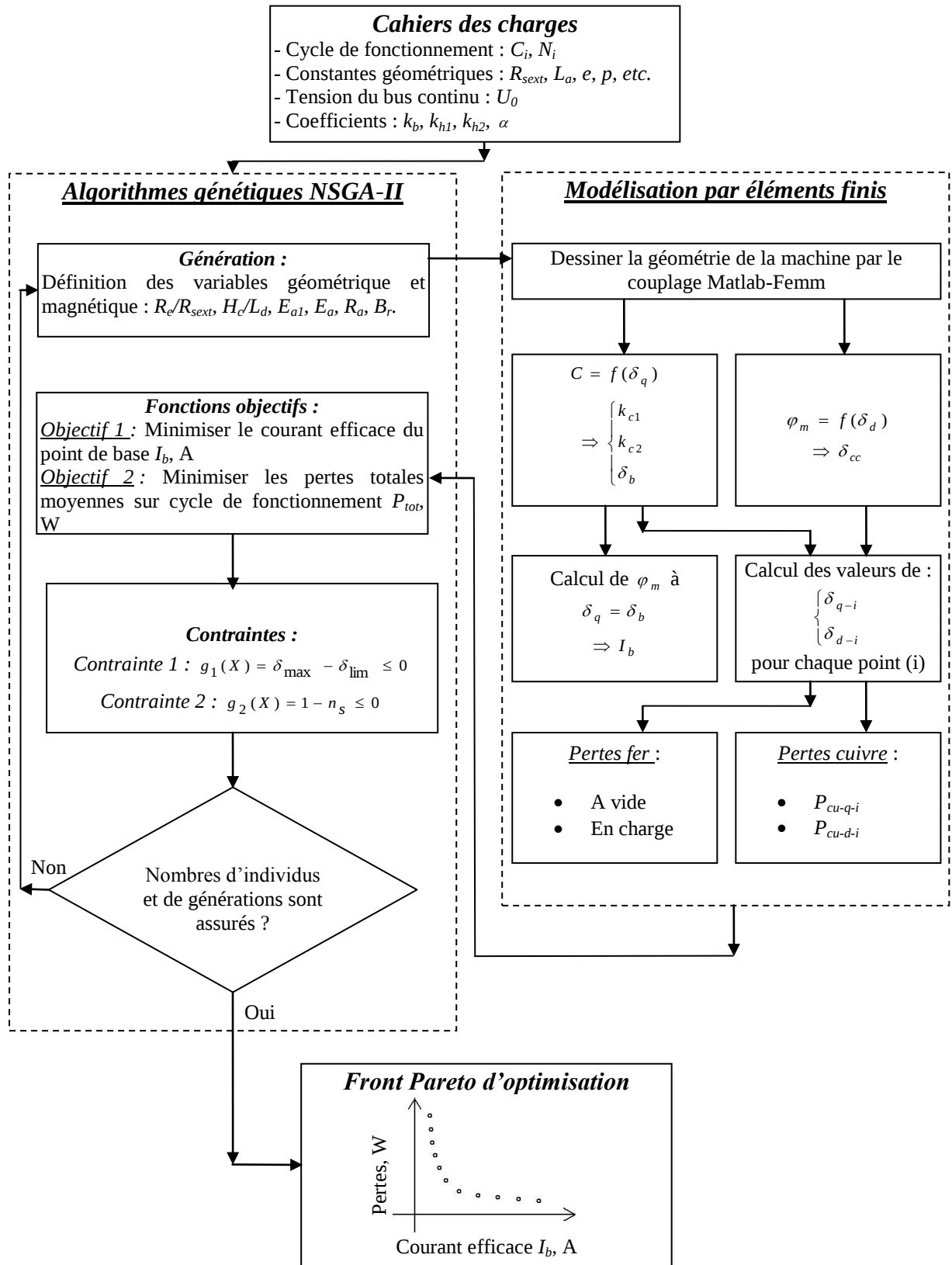


Figure IV.3. Processus d'optimisation avec le NSGA-II

I.3. Résultats d'optimisation avec le modèle des pertes fer à vide

Nous présentons dans cette partie les résultats d'optimisation issus du processus de conception par algorithme génétique *NSGA-II* en utilisant le modèle des pertes fer à vide. Le résultat obtenu représente sous la forme d'un front de Pareto dans le plan des critères à optimiser.

Nous superposons dans le plan des critères à optimiser : pertes totales moyennes sur cycle – courant efficace du point de base, les fronts de Pareto optimaux obtenus pour les quatre machines sur le cycle NEDC (Figure IV.4), Artemis-Urbain (Figure IV.5), Artemis-Routier (Figure IV.6).

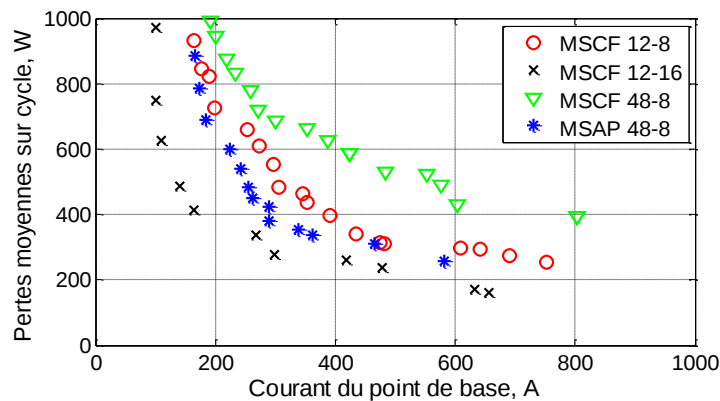


Figure IV.4. Résultats d'optimisation pour le cycle NEDC

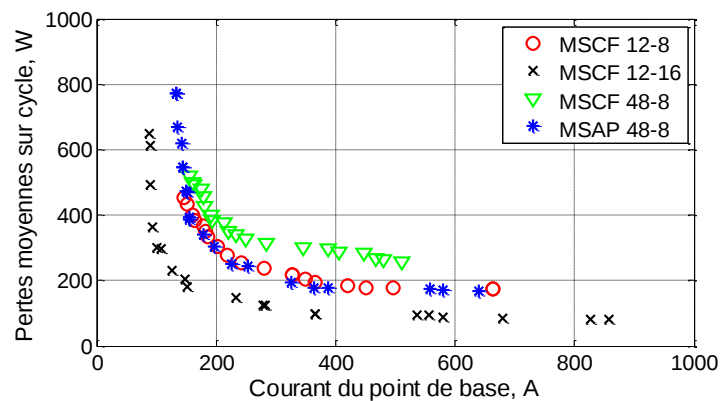


Figure IV.5. Résultats d'optimisation pour le cycle Artemis-Urbain

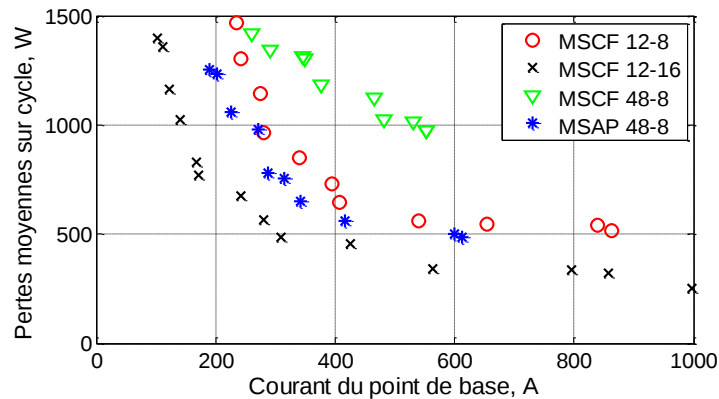


Figure IV.6. Résultats d'optimisation pour le cycle Artemis-Routier

En se basant sur les fronts Pareto obtenus, nous avons trouvé que la MSCF 12-16 offre les meilleures performances pour chaque cycle. En effet, le fait qu'elle possède un nombre deux fois plus élevé de pôles au rotor offre une possibilité d'obtenir une valeur de couple la plus importante pour une même valeur de courant. En conséquence, elle dissipe moins de pertes cuivre et la minimisation de l'ensemble des pertes assure que les pertes fer ne contrebalancent pas ce point.

Les deux machines MSCF 12-8 et MSAP 48-8 quant à elles offrent également des performances très intéressantes. La MSAP 48-8 paraît meilleure que la MSCF 12-8. En effet, le choix de B_r comme variable a une influence sur les valeurs des pertes. Grâce à cette variable, la MSAP 48-8 peut diminuer les pertes fer par l'effet des petites dents et des pôles lisses. C'est probablement la raison pour laquelle elle offre clairement de meilleures performances que la MSCF 12-8 pour les cycles NEDC, Artemis-Routier où les vitesses de rotation sont plus importantes que celles de Artemis-Urbain.

La MSCF 48-8 au contraire, offre quant à elle les performances les moins intéressantes. En effet, la MSCF 48-8 donne beaucoup plus de pertes et demande un courant élevé. Cela peut être causé par deux origines importantes :

- L'effet des bobinages répartis demandent plus de pertes cuivre pour une même section d'encoche, en raison d'un coefficient de remplissage plus faible.
- Par rapport à la MSAP 48-8, la saillance dans la MSCF 48-8 fait les pertes fer plus importantes.

Nous reviendrons sur cette analyse de façon plus détaillée par la suite.

Une comparaison du temps de calcul pour chaque cycle et pour les quatre machines a été également effectuée sur les mêmes nombres d'individus et de générations (20 individus x 20 générations) : le temps de calcul pour chaque machine et pour chaque cycle est autour de trois jours.

Tableau IV. 3. Comparaison du temps de calcul pour les quatre machines (jours)

<i>Machine</i>	<i>NEDC</i>	<i>Artemis-Urbain</i>	<i>Artemis-Routier</i>
MSCF 12-8	3,1	3,1	3,1
MSCF 12-16	3,0	2,9	2,9
MSCF 48-8	3,1	3,0	3,2
MSAP 48-8	2,9	2,8	2,7

Nous indiquons ci-dessous (Figure IV.7) l'évolution des variables de conception le long du front optimal, en fonction du courant efficace. Cette évolution est analysée particulièrement pour le cycle NEDC, mais elle est également valable pour tous les cycles effectués. Certes, ces résultats sont toujours délicats à analyser. Nous pouvons toutefois noter certaines tendances allant dans le sens de l'augmentation du courant efficace, ou bien dans le sens de la diminution des pertes totales moyennes sur cycle :

- La diminution du rayon d'entrefer sur rayon extérieur R_e/R_{sext}
- La diminution de l'induction rémanente de l'aimant B_r
- La diminution de l'épaisseur de culasse par rapport à la largeur de la dent H_c/L_d
- La diminution de l'épaisseur de l'aimant E_{a1} (MSCF) ou E_a (MSAP)
- La diminution du rayon d'arbre R_a
- La diminution du nombre de spires par pôle et par phase, n_s

De plus, à partir de ces évolutions de paramètres, nous pouvons avoir des ordres de grandeur de valeurs optimales.

Sur la Figure IV.7.a, nous pouvons remarquer, par exemple, que les valeurs optimales du rapport rayon d'entrefer/rayon extérieur R_e/R_{sext} sont proches de la valeur 0,65 pour les deux machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16 alors que pour les deux machines MSCF 48-8 et MSAP 48-8, ces valeurs sont proches de 0,55 - 0,6.

Ainsi, nous pouvons remarquer clairement à la Figure IV.7.c que les valeurs optimales de H_c/L_d sont proches de 2-2,5 pour les deux machines à bobinages répartis alors que celles des deux machines à bobinages concentrés, elles sont proches de 0,6.

Les autres paramètres optimaux n'ont pas clairement une convergence vers une valeur déterminée, le rayon d'arbre ou B_r par exemple. Ils varient légèrement selon les valeurs du courant I_b par une tendance mais il n'y a pas d'une convergence claire vers une valeur concrète. C'est pourquoi, nous montrons ces évolutions mais nous ne pouvons pas en conclure par une généralisation.

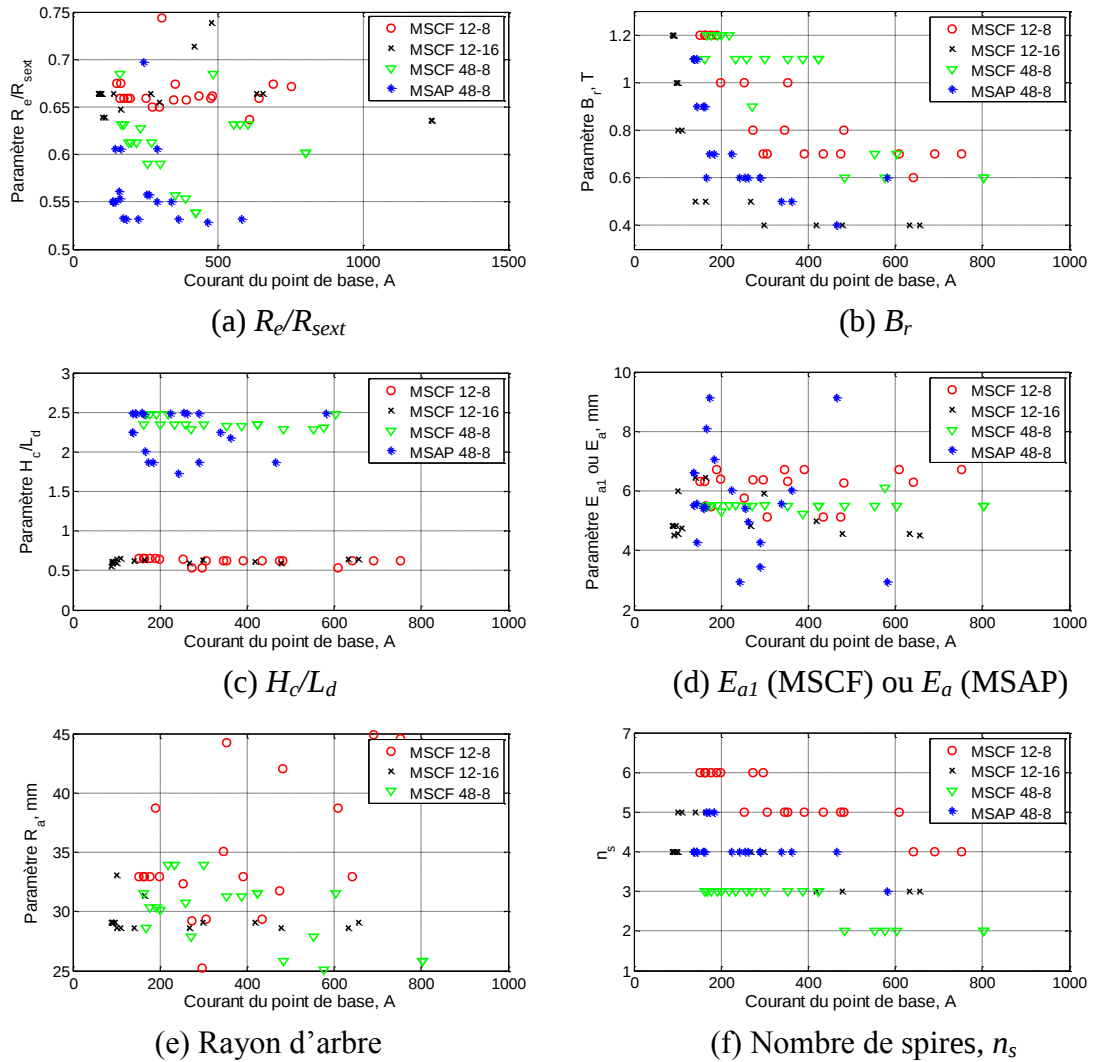


Figure IV.7. Evolution des variables tout le long du front optimal

I.4. Analyse et sélection des solutions avec des pertes fer à vide

Le choix des solutions optimales est en fonction des objectifs de recherche. Donc, il y a plusieurs possibilités de choisir la machine optimale. Nous entrons dans une analyse des choix des machines optimales pour le cycle NEDC par exemple (Figure IV.8).

Si nous choisissons une machine qui a une valeur de courant efficace limitée (inférieure à 200 A par exemple) et qui minimise les pertes moyennes sur cycle, nous pouvons choisir les solutions numéro 1, 2, 3, 4 correspondant respectivement à la MSCF 12-8, la MSCF 12-16, la MSCF 48-8 et la MSAP 48-8. Elles ont les pertes moyennes sur cycle les plus faibles parmi les machines représentées dans leurs fronts de Pareto.

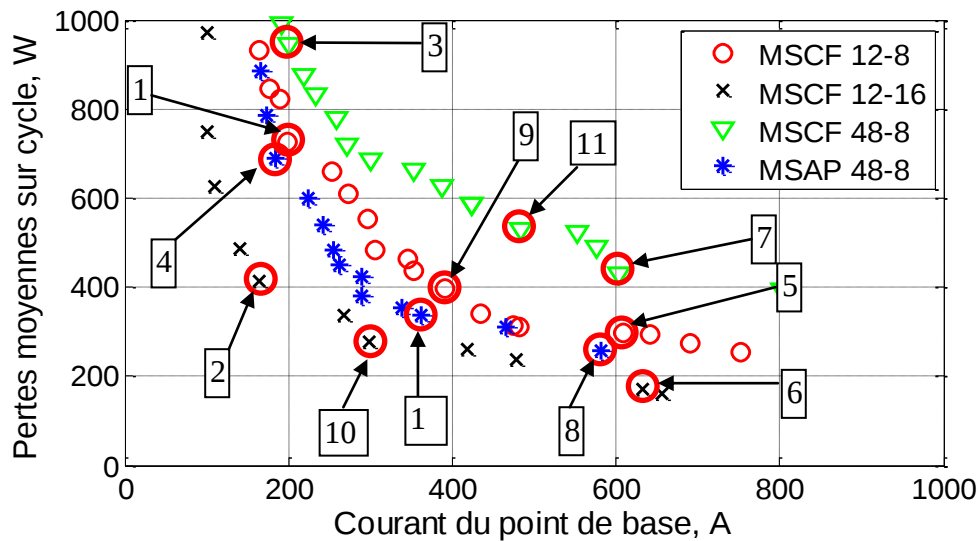


Figure IV.8. Résultats d'optimisation pour le cycle NEDC

Si nous choisissons une machine qui minimise les pertes moyennes sur cycle et qui a une grande flexibilité des valeurs de courants, jusqu'à une valeur autour de 600 A par exemple, nous pouvons choisir les solutions numéro 5, 6, 7, 8, respectivement pour la MSCF 12-8, la MSCF 12-16, la MSCF 48-8 et la MSAP 48-8. Elles ont les pertes moyennes sur cycle les plus petites sur l'ensemble des fronts de Pareto.

Alors, le choix des machines optimales dépend des concepteurs et de leurs objectifs. Pour notre étude, afin de minimiser les pertes ainsi que le courant, les solutions optimales choisies à partir des fronts de Pareto sont les machines qui offrent les performances les plus proches à la courbe ayant le rapport $P_{\text{moy}}/I_b = 1$. En se basant sur ce critère, nous avons obtenu des machines optimales pour chaque cycle : 9, 10, 11, 12, respectivement pour la MSCF 12-8, la MSCF 12-16, la MSCF 48-8 et la MSAP 48-8. Ce principe de choix des solutions optimales est le même pour les autres cycles avec le modèle des pertes fer à vide et en charges.

Nous nous intéressons ensuite à analyser les solutions optimales choisies pour concrétiser l'ensemble des paramètres de conception, des caractéristiques électromagnétiques et géométriques.

Les géométries des solutions optimales de quatre machines sont présentées respectivement dans les (Figure IV.9), (Figure IV.11), (Figure IV.13) pour le cycle NEDC, Artemis-Urbain, Artemis-Routier. Puis, les figures (Figure IV.10), (Figure IV.12), (Figure IV.14) présentent les distributions des pertes sur cycles pour chaque machine optimale : pertes cuivre dues au courant de l'axe q , d , pertes fer par hystérésis et par courants de Foucault.

Enfin, les paramètres d'optimisation, les critères d'optimisation ainsi que les contraintes sont présentés dans les tableaux IV.4, IV. 7, IV. 8 pour chaque machine optimale.

I.4.1. Cycle NEDC

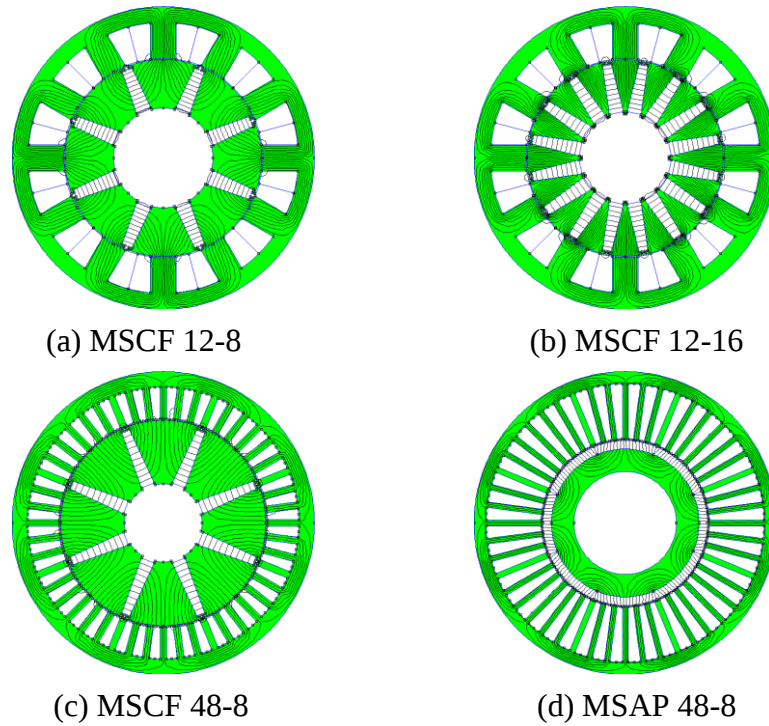


Figure IV.9. Géométries des machines optimisées pour le cycle NEDC

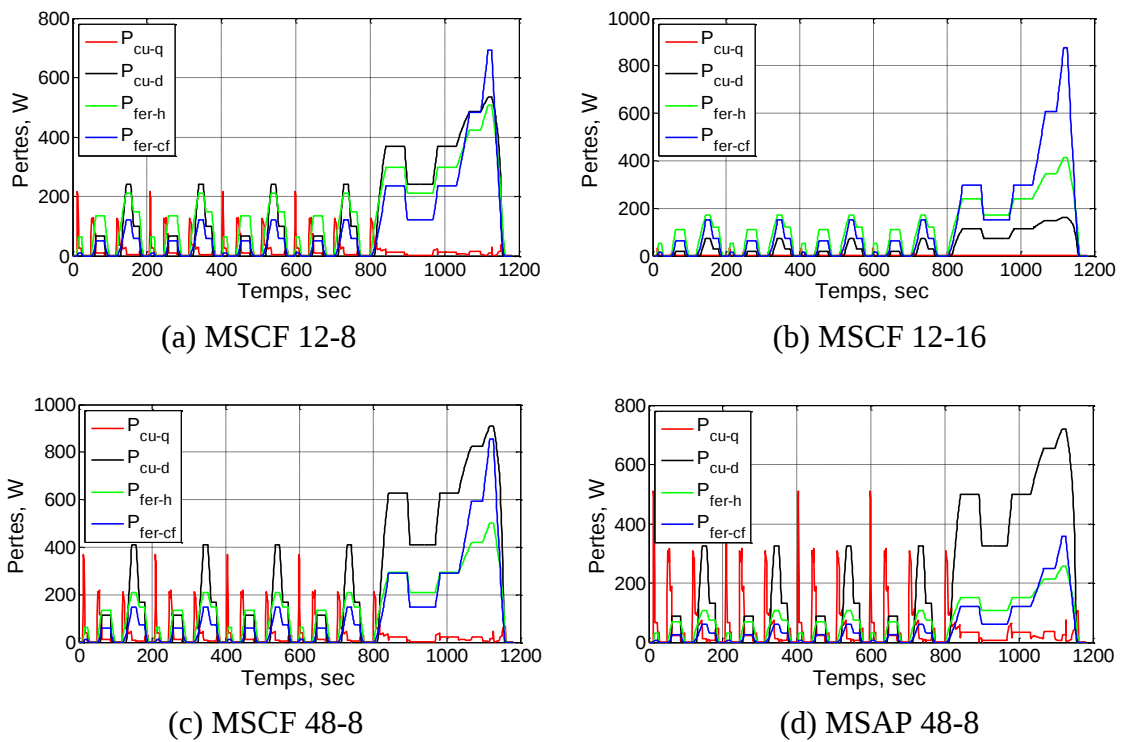


Figure IV.10. Pertes sur l'ensemble des points du cycle NEDC

Tableau IV. 4. Paramètres des machines optimisées

<i>Paramètres</i>	<i>MSCF 12-8</i>	<i>MSCF 12-16</i>	<i>MSCF 48-8</i>	<i>MSAP 48-8</i>
<i>Paramètres d'optimisation</i>				
R_e (mm)	65,4	65,2	68,2	54,8
H_c (mm)	10,7	10,9	10,3	8,1
L_d (mm)	17,2	17,2	4,5	3,6
E_{a1} ou E_a (mm)	6,7	5,9	5,5	5,6
R_a (mm)	32,9	29,1	25,8	33,9
B_r (T)	0,7	0,4	0,6	0,5
<i>Critères d'optimisation</i>				
OF_1 (W)	397	278	529	352
OF_2 (A)	390	299	484	338
<i>Bilan des pertes</i>				
P_{cu-q} (W)	18	10	30	46
P_{cu-d} (W)	136	33	231	183
P_{fer_st} (W)	243	235	268	123
P_{h_st} (W)	142	115	141	72
P_{cf_st} (W)	101	120	127	51
<i>Contraintes d'optimisation</i>				
n_s	5	4	2	4
δ_{max} (A/mm ²)	4,9	3,0	9,6	6,5
<i>Paramètres de vérification</i>				
S_b (mm ²)	275	275	125	222
δ_b (A/mm ²)	11,8	7,3	22,1	17,4
δ_{cc} (A/mm ²)	6,4	3,5	11,5	7,7
φ_m (mWb)	8,9	6,1	9,9	5,9

La meilleure solution pour cette application est la MSCF 12-16, selon les critères proposés. Elle offre non seulement les pertes les plus petites mais aussi une bonne condition thermique avec une densité de courant maximale très faible. Grâce à un grand nombre de pôles, elle donne les pertes cuivre faibles alors que les pertes fer sont beaucoup plus

importantes. Pourtant, elle utilise des aimants à $B_r = 0,4$ T, donc beaucoup moins couteux par rapport aux autres machines. Cette machine nécessite une faible densité de courant de court-circuit ($3,5$ A/mm²) pour le défluxage, ainsi qu'une faible densité de courant ($7,3$ A/mm²) pour atteindre le point de base.

La MSCF 48-8 apparait comme la moins intéressante au niveau des pertes ainsi qu'au niveau thermique. Même si elle utilise des aimants à B_r faibles, elle dissipe beaucoup de pertes. En effet, les bobinages répartis avec un faible coefficient de remplissage et les sections bobinales plus petites sont à l'origine des pertes cuivre élevées. En addition, un volume important des tôles magnétiques au stator rend les pertes fer élevées (Figure IV.9.c). En outre, cette machine demande une densité de courant de défluxage et celle du point de base plus élevées que les autres machines.

La MSAP 48-8 quant à elle offre des performances intéressantes. Elle demande un volume d'aimants moins important que celui demandé par les autres machines. De plus, bien qu'elle donne des pertes cuivre plus importantes que celles des deux machines à bobinages concentrés, notamment les pertes cuivre dues au défluxage (Figure IV.10.d), elle donne beaucoup moins des pertes fer par hystérésis, ainsi que celles dues aux courants de Foucault.

La MSCF 12-8 donne des performances aussi intéressantes que la MSAP 48-8. De plus, comme les pertes calculées ne comptent pas les têtes des bobines, elle pourrait être plus intéressante que la MSAP 48-8 si nous en tenons compte parce qu'elle a des têtes de bobines plus courtes.

Pour justifier les valeurs des pertes cuivre, nous utilisons les méthodes de calcul simplifiées que nous avons présentées dans le chapitre II en définissant des valeurs efficaces ou moyennes sur cycle (par la formule (II. 19)). Puis les formules (II. 5), (II. 6) et (II. 20), (II. 21), (II. 22) permettent de calculer les valeurs moyennes des pertes cuivre sur cycle, P_{cu-q} et P_{cu-d} (pages 78-79).

Comme la méthode est pareille pour tous les cycles, nous présentons ci-dessous les résultats de ces vérifications uniquement pour le cycle NEDC, pris comme exemple.

Tableau IV. 5. Vérification des valeurs pour le cycle NEDC

<i>Machine</i>	S_b (mm ²)	$\overline{\delta_q}$ (A/mm ²)	$\overline{\delta_d}$ (A/mm ²)	P_{cu-q} (W)	P_{cu-d} (W)
MSCF 12-8	275	0,9	3,2	17	120
MSCF 12-16	275	0,2	1,8	10	35
MSCF 48-8	125	1,6	5,9	30	218
MSAP 48-8	222	1,5	4,1	45	173

En comparant avec les valeurs des pertes cuivre dans le tableau IV. 4, nous trouvons qu'elles sont très proches. La précision de la méthode appliquée au processus d'optimisation est donc assurée.

Pour les valeurs des pertes fer, la méthode simplifiée présentée dans le chapitre II se base sur le modèle des pertes en supposant que l'induction est sinusoïdale comme dans les formules (II .29) – (II. 32) (pages 86-88). Les valeurs des pertes fer sont présentées dans le tableau suivant :

Tableau IV. 6. Paramètres pour quatre machines optimisées sur le cycle NEDC

<i>Machine</i>	$\overline{B_{m-x}} \text{ (T)}$	$\overline{B_{m-y}} \text{ (T)}$	$f_{moy} \text{ (Hz)}$	$f_{eff} \text{ (Hz)}$	$P_h \text{ (W)}$	$P_{cf} \text{ (W)}$
MSCF 12-8	0,45	1,22	178	242	142	105
MSCF 12-16	0,34	0,74	356	484	116	140
MSCF 48-8	0,29	1,30	178	242	141	110
MSAP 48-8	0,14	0,91	178	242	72	53

En comparant avec les valeurs des pertes fer P_h et P_{cf} dans le tableau IV. 4, nous trouvons que les valeurs de P_h sont les mêmes parce qu'elles ne dépendent que de l'amplitude maximale de densité de flux. Même s'il y a une différence de P_{cf} dans ces deux tableaux, elles sont dans des ordres de grandeurs proches. Cette différence est causée par la simplification des variations de B_x , B_y (des composantes harmoniques). La méthode appliquée au processus d'optimisation est donc assurée.

Comme le processus ne change pas entre les cycles, une fois que nous vérifions les calculs des pertes pour ce cycle NEDC, nous ne les faisons pas pour les cycles suivants.

I.4.2. Cycle Artemis-Urbain

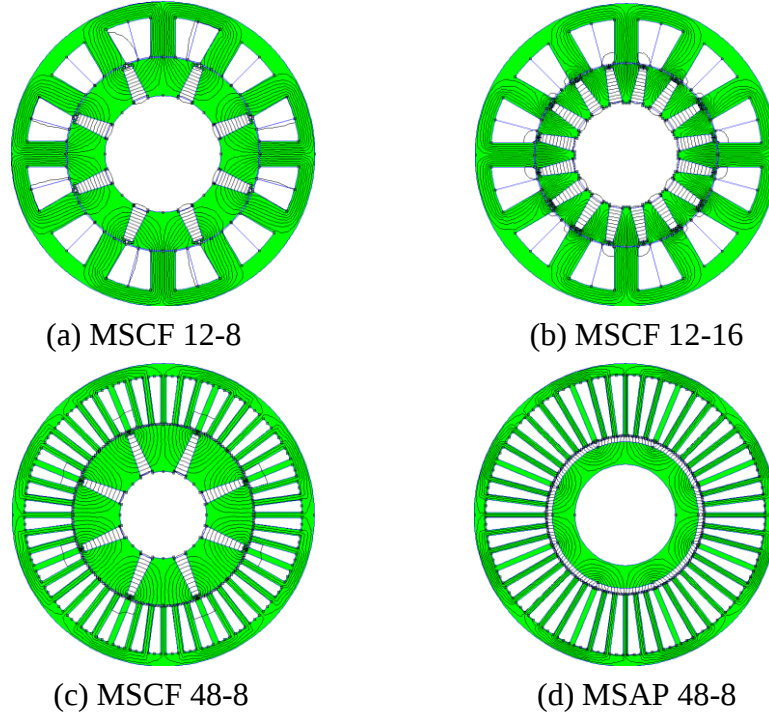


Figure IV.11. Géométries des machines optimisées pour le cycle Artemis-Urbain

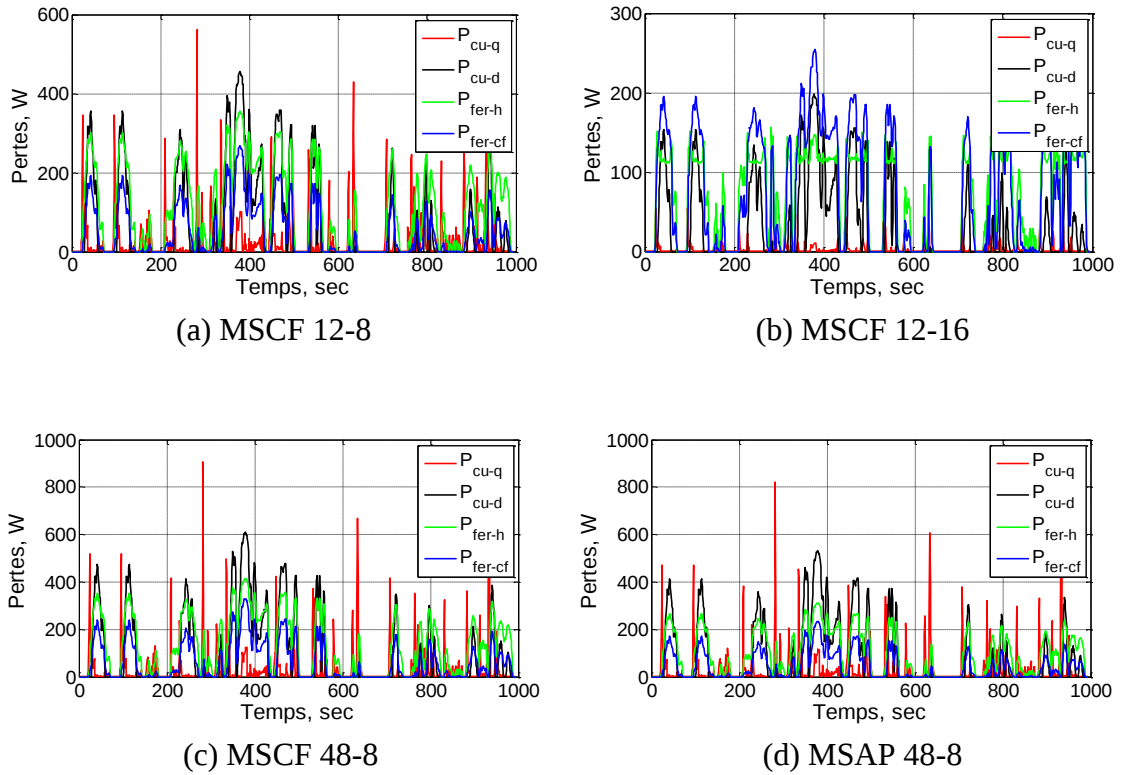


Figure IV.12. Pertes sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Urbain

Tableau IV. 7. Paramètres des machines optimisées

Paramètres	MSCF 12-8	MSCF 12-16	MSCF 48-8	MSAP 48-8
<i>Paramètres d'optimisation</i>				
R_e (mm)	63,7	60,6	59,8	51,9
H_c (mm)	10,4	10,3	8,3	7,7
L_d (mm)	16,7	16,0	3,9	3,4
E_{a1} ou E_a (mm)	6,4	5,1	4,7	3,3
R_a (mm)	38,2	34,2	28,6	33,3
B_r (T)	1,0	0,8	1,1	0,9
<i>Critères d'optimisation</i>				
OF_1 (W)	255	203	315	252
OF_2 (A)	243	148	284	227
<i>Bilan des pertes</i>				
P_{cu-q} (W)	28	9	36	33
P_{cu-d} (W)	69	19	92	80
P_{fer_st} (W)	158	175	187	139
P_h (W)	109	109	127	96
P_{cf} (W)	49	66	60	43
<i>Contraintes d'optimisation</i>				
n_s	6	5	3	4
δ_{max} (A/mm ²)	5,1	2,7	7,6	6,4
<i>Paramètres de vérification</i>				
S_b (mm ²)	300	337	189	242
δ_b (A/mm ²)	8,1	3,7	12,9	10,7
δ_{cc} (A/mm ²)	7,6	4,3	10,3	8,5
φ_m (mWb)	8,0	4,8	7,8	5,6

La MSCF 12-16 est aussi la meilleure solution pour le cycle Artemis-Urbain. Elle est très avantageuse thermiquement avec une densité de courant maximale sur cycle très faible. Elle produit des pertes fer assez importantes à cause d'un grand nombre de pôles, elle donne en revanche des pertes cuivre faibles. En plus, elle nécessite des aimants à B_r le plus faible,

donc beaucoup moins couteux par rapport aux autres machines. En outre, la Figure IV.12.b a bien montré qu'elle est plus facile à être défluxée ($\delta_{cc} = 4,3 A / mm^2$), donc, elle a des pertes cuivre dues au défluxage faibles. Elle demande un faible courant pour atteindre le point de base ($\delta_b = 3,7 A / mm^2$).

Les deux machines MSCF 12-8 et MSAP 48-8 quant à elles offrent des performances intéressantes. La MSCF 12-8 offre des pertes cuivre moins importantes grâce aux bobinages concentrés alors que la MSAP 48-8 gagne considérablement en pertes fer. La MSAP 48-8 quant à elle demande un volume d'aimants beaucoup moins important que celui demandé par les autres machines. L'épaisseur de l'aimant n'est que de 3,3 mm.

La MSCF 48-8 paraît comme la moins intéressante même si elle offre des performances pas loin de celles offertes par d'autres machines. Elle sollicite des aimants à B_r de manière important et elle n'est pas avantageuse thermiquement.

Au niveau des pertes fer, pour toutes les quatre machines optimisées, nous trouvons que le rapport P_h/P_{cf} est autour de 1/0,5 alors que pour le cycle NEDC, ce rapport est autour de 1/1. En effet, le cycle Artemis-Urbain a des vitesses plus faibles par rapport à celles du cycle NEDC. De plus, les pertes fer dues aux courants de Foucault sont proportionnelles au carré de la fréquence (ou de la vitesse de fonctionnement). Alors, à faibles vitesses, ces pertes sont bien diminuées.

I.4.3. Cycle Artemis-Routier

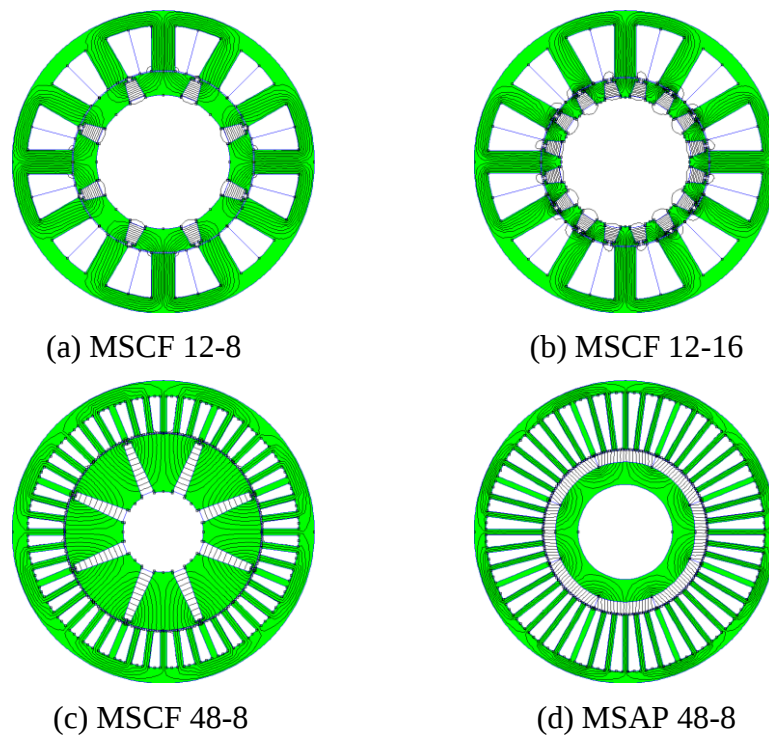


Figure IV.13. Géométries des machines optimisées pour le cycle Artemis-Routier

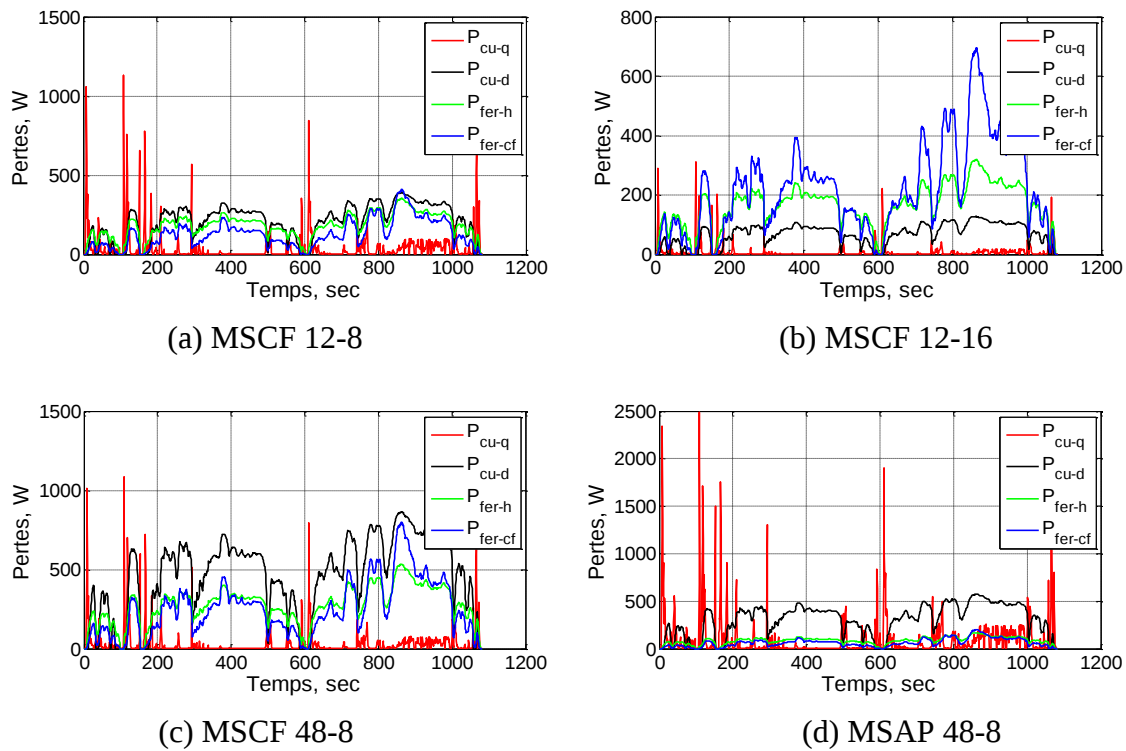


Figure IV.14. Pertes sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Routier

Tableau IV. 8. Paramètres des machines optimisées

Paramètres	MSCF 12-8	MSCF 12-16	MSCF 48-8	MSAP 48-8
<i>Paramètres d'optimisation</i>				
R_e (mm)	60,0	55,7	65,2	54,2
H_c (mm)	10,1	9,2	10,4	8
L_d (mm)	15,8	147	4,3	3,6
E_{a1} ou E_a (mm)	7,2	6,9	5,1	7,6
R_a (mm)	44,2	42,6	26,6	31,3
B_r (T)	1,0	0,8	0,7	0,4
<i>Critères d'optimisation</i>				
OF_1 (W)	560	454	1023	561
OF_2 (A)	540	426	482	417
<i>Bilan des pertes</i>				
P_{cu-q} (W)	43	12	36	105
P_{cu-d} (W)	208	65	461	308

P_{fer_st} (W)	309	377	526	148
P_h (W)	181	163	275	86
P_{cf} (W)	128	214	251	62
<i>Contraintes d'optimisation</i>				
n_s	5	4	2	4
δ_{max} (A/mm ²)	6,7	3,2	9,6	11,4
<i>Paramètres de vérification</i>				
S_b (mm ²)	347	412	141	226
δ_b (A/mm ²)	13	6,9	19,5	21,1
δ_{cc} (A/mm ²)	5	2,6	10,7	6,9
φ_m (mWb)	9,2	5,6	9,5	6,1

Les machines électriques fonctionnent fréquemment à des vitesses supérieures à la vitesse de base sur le cycle Artemis-Routier, donc, elles fonctionnent souvent en défluxage. Grâce aux bobinages concentrés et aux grandes sections bobinables, les deux machines MSCF à douze dents dissipent beaucoup moins de pertes cuivre par rapport aux deux machines à bobinages répartis. Elles sont aussi très avantageuses pour le défluxage.

Selon la (Figure IV.14), nous avons trouvé également qu'elles demandent de faibles volumes d'aimants et de matériau magnétique au rotor. C'est un avantage thermique lors du fonctionnement fréquent à grandes vitesses. Pourtant, la MSCF 12-16 est la meilleure solution dans ce cas.

La MSAP 48-8 quant à elle offre des performances intéressantes et pas loin de celles offertes par la MSCF 12-16. Elle nécessite des aimants à B_r faibles. C'est la raison pour laquelle elle a besoin d'une densité de courant plus importante que les trois autres machines. Bien que l'épaisseur d'aimants soit assez importante, les pertes fer dans cette machine sont beaucoup plus faibles par rapport aux autres.

La MSCF 48-8 est enfin la machine la moins intéressante, notamment au niveau des pertes. Même si son B_r optimum est relativement faible, elle présente beaucoup de pertes cuivre ainsi que des pertes fer. Les pertes sont deux fois plus élevées que celles d'autres machines, notamment les pertes fer au rotor à cause d'un gros volume de matériau magnétique.

Au niveau des pertes fer, comme ce cycle a des vitesses plus grandes que les deux cycles précédents, les machines optimales ont des pertes P_h et P_{cf} bien plus élevées. Les rapports P_h/P_{cf} sont différents pour chaque machine, mais ils varient autour de 1/1.

I.4.4. Conclusion

Parmi les quatre machines optimisées sur chaque cycle, nous avons trouvé que la MSCF 12-16 offre la meilleure performance selon les critères d'optimisation. Elle demande un courant beaucoup plus faible, ainsi elle consomme moins d'énergie par rapport aux autres. En plus, elle utilise des aimants à B_r plus faible par rapport aux autres machines optimales, tandis que les aimants sont la partie la plus chère des machines, ce qui en fait la plus économique des quatre.

La MSCF 12-8 elle aussi offre une bonne performance qui est proche de celle de la MSCF 12-16. En plus, son volume d'aimants est plus faible que celui de la MSCF 12-16. Mais, elle nécessite des aimants à grandes valeurs de B_r par rapport aux autres, donc, économiquement, elle n'est pas intéressante.

Les deux machines à bobinages répartis quant à elles ne sont pas avantageuses au niveau des coefficients de remplissage par l'effet de petites dents et de type de bobinage. Elles offrent en général des performances beaucoup moins intéressantes que les deux machines à bobinage concentré sur chaque cycle.

Au niveau des contraintes thermiques, la MSCF 12-16 offre la meilleure condition thermique. Mais surtout, cette contrainte est bien respectée durant le cycle car le niveau maximal est aussi loin de la limite.

Au niveau des pertes fer, nous trouvons qu'en général les rapports P_h/P_{cf} des machines optimales est autour de 1/1. Dans tous les cycles étudiés, la MSCF 48-8 ont les pertes fer les plus élevées que celles des trois autres machines alors que la MSAP 48-8 ont les pertes fer les plus faibles. En effet, la MSCF 48-8 optimale nécessite les aimants à B_r élevé alors que les aimants de la MSAP 48-8 sont souvent à faibles B_r . Cela est peut être raison pour laquelle ses pertes fer sont plus importantes. D'ailleurs, selon les structures des machines électriques, les pertes fer peuvent dépendre de la composante fondamentale ou des composantes harmoniques, ce qui peut rendre une grande différence entre P_h et P_{cf} .

En considérant sur les fronts de Pareto obtenus et l'analyse des solutions optimales, nous trouvons que les machines optimales pour chaque cycle sont différentes. Donc, il y a une possibilité d'application de cette méthode d'optimisation sur différents cycles de fonctionnement.

I.5. Résultats d'optimisation avec le modèle des pertes fer en charge

Afin d'améliorer les performances des machines, le défluxage est nécessaire pour diminuer les pertes fer et atteindre la vitesse désirée. La prise en compte des pertes dues au défluxage fait augmenter le temps de calcul pour l'optimisation. Mais le défluxage permet une vue complète sur les performances comparatives sur cycle des machines étudiées. Nous présenterons donc ci-dessous les résultats d'optimisation issus du processus de conception par algorithme génétique *NSGA-II* en utilisant le modèle des pertes fer en charge. Le résultat obtenu est représenté sous forme de fronts de Pareto dans le plan des critères à optimiser.

Nous superposons dans le plan des critères à optimiser : pertes totales moyennes sur cycle – courant efficace du point de base, les fronts de Pareto optimaux obtenus pour les quatre machines sur le cycle NEDC (Figure IV.15), Artemis-Urbain (Figure IV.16), Artemis-Routier (Figure IV.17).

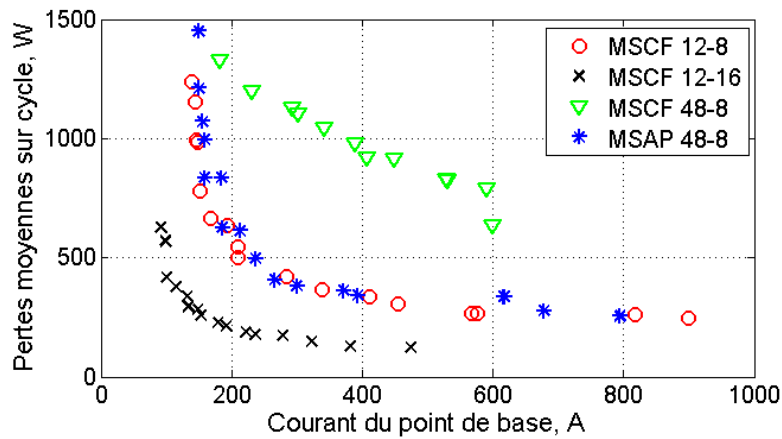


Figure IV.15. Résultats d'optimisation pour le cycle NEDC

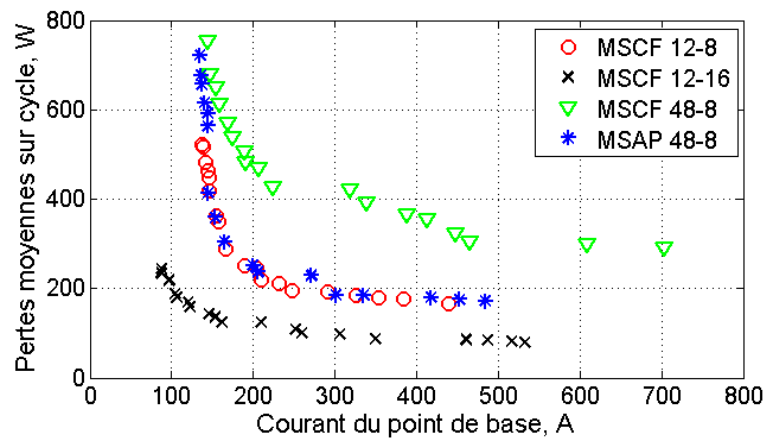


Figure IV.16. Résultats d'optimisation pour le cycle Artemis-Urbain

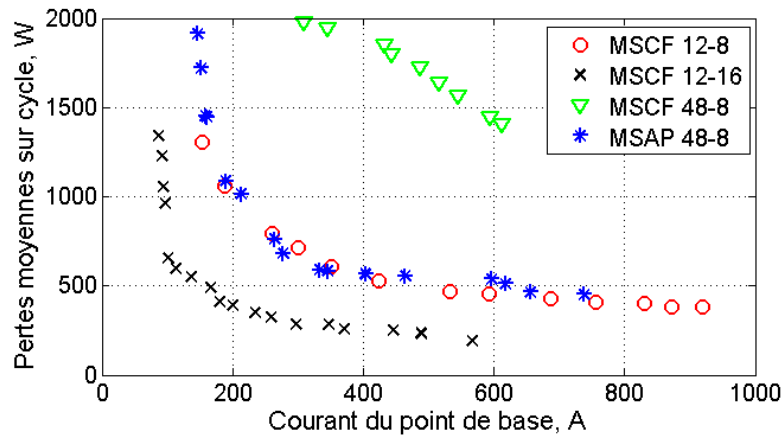


Figure IV.17. Résultats d'optimisation pour le cycle Artemis-Routier

Vu les fronts de Pareto obtenus, nous avons trouvé clairement que la MSCF 12-16 offre les meilleures performances parmi les quatre machines étudiées pour chaque cycle. Dans ces cas, grâce au défluxage, elle a effectivement moins des pertes fer sur cycle.

Les machines MSCF 12-8 et MSAP 48-8 quant à elles offrent des performances similaires sur tous les cycles alors que la machine MSCF 48-8 donne beaucoup plus de pertes d'énergie électrique sur cycle. Ce fait doit être dû aux pertes fer importantes dans la dernière. En conclusion, en tenant compte le défluxage, la MSCF 12-16 reste toujours la meilleure machine parmi ces quatre machines.

Au niveau du temps de calcul, une comparaison pour chaque cycle et pour les quatre machines a été effectuée sur les mêmes nombres d'individus et de générations (20 individus x 20 générations) :

Tableau IV. 9. Comparaison du temps de calcul pour les quatre machines, jours

<i>Machine</i>	<i>NEDC</i>	<i>Artemis-Urbain</i>	<i>Artemis-Routier</i>
MSCF 12-8	11,2	12,9	13
MSCF 12-16	13,4	13,5	13,7
MSCF 48-8	15,1	15,2	14,5
MSAP 48-8	14	15,1	13,2

Le temps de calcul est fonction du nombre de maillage des machines et le nombre de calculs effectués. Dans cette étude, le nombre de calculs effectués pour les quatre machines sont pareils, donc, le temps de calcul reste dépendant du nombre de mailles des machines, autrement dit, la géométrie ou la structure de la machine. Il n'y a qu'une petite différence de

temps de calcul entre eux. Il varie entre 11 et 15 jours. La machine MSCF 48-8 prend exceptionnellement le plus de temps de calcul. En effet, cette structure à petites dents et à concentration de flux demande un plus grand nombre de mailles par rapport aux autres : les deux MSCF demandent moins de mailles au stator alors que la MSAP demande moins de mailles au rotor.

En comparant avec le temps de calcul utilisant le modèle des pertes fer à vide (Tableau IV.3), nous avons trouvé que le modèle des pertes fer en charges demande généralement entre quatre et cinq fois plus de temps. En effet, le temps ajouté vient des calculs de pertes fer en tenant compte du défluxage.

Nous indiquons aussi dans la Figure IV.18 l'évolution des variables de conception le long du front optimal, en fonction du courant efficace. Cette évolution est analysée particulièrement pour le cycle NEDC, mais elle est également valable pour tous les cycles effectués.

Nous pouvons noter certaines tendances allant dans le sens de l'augmentation de courant efficace, ou bien dans le sens de la diminution des pertes totales moyennes sur cycle :

- La diminution du rayon d'entrefer sur rayon extérieur R_e/R_{sext}
- La diminution de l'induction rémanente de l'aimant B_r
- La convergence vers une valeur constante de l'épaisseur de culasse par rapport à la largeur de la dent H_c/L_d
- La convergence vers une valeur constante de l'épaisseur de l'aimant E_{a1} (MSCF) ou E_a (MSAP)
- La diminution du rayon d'arbre R_a
- La diminution du nombre de spires par pôle et par phase, n_s

Alors, nous avons trouvé que les paramètres (H_c/L_d) et E_a sont moins dominants par rapport aux autres. En comparaison avec les résultats obtenus par le modèle des pertes fer à vide, les tendances sont plus claires cette fois-ci.

Nous pouvons également remarquer des ordres de grandeur de valeurs optimales. La Figure IV.18.c par exemple, les valeurs optimales de H_c/L_d sont proches à 2-2,5 pour les deux machines à bobinages concentrés alors que celles des deux machines à bobinages répartis sont proches à 0,6. C'est pareil au cas du modèle à vide.

Nous pouvons remarquer aussi dans la Figure IV.18.d, les valeurs optimales de l'épaisseur des aimants sont convergées vers $E_{a1} = 7$ mm pour les machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16 et vers $E_{a1} = 4$ mm pour la MSCF 48-8, $E_a = 4,5$ mm pour la MSAP 48-8.

En revanche, les autres paramètres optimaux n'ont pas une convergence vers une valeur déterminée, le rayon d'entrefer pour la MSAP 48-8 par exemple (Figure IV.18.a). Ils varient légèrement selon les valeurs du courant I_b par une tendance mais il n'y a pas de convergence claire vers une valeur concrète.

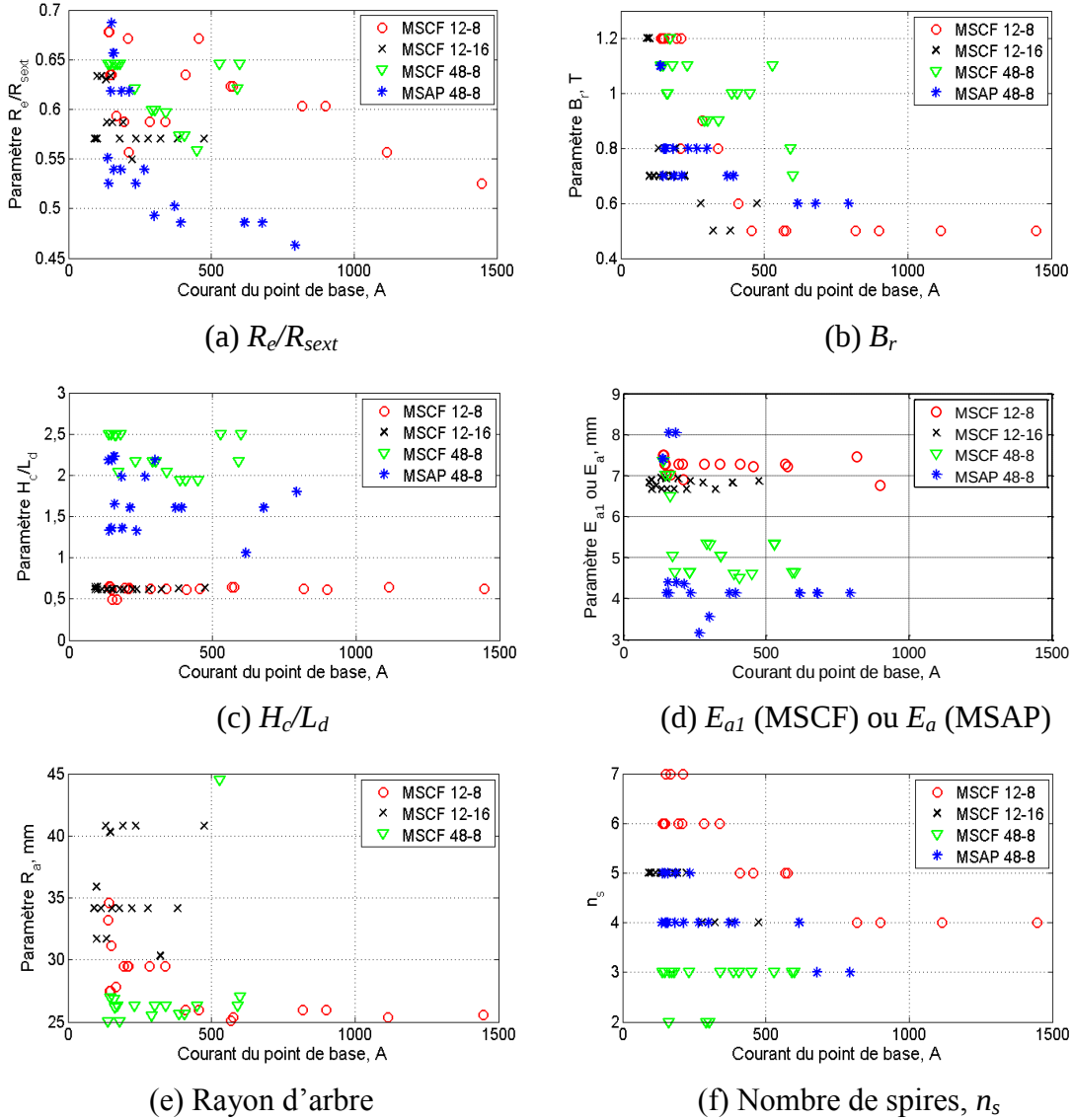


Figure IV.18. Evolution des variables tout le long du front optimal

I.6. Analyse et sélection des solutions avec des pertes fer en charge

Revenons maintenant à analyser les fronts Pareto obtenus. Nous avons choisi les deux objectifs à minimiser : les pertes totales moyennes sur cycle et le courant efficace du point de base. En conséquence, la solution optimale à partir d'une telle courbe est la machine dont la position est la plus proche à la courbe du rapport $P_{moy}/I_b = 1$.

A partir des courbes obtenues (Figure IV.15 -Figure IV.17), nous avons trouvé ces solutions optimales pour chaque front Pareto et pour chaque cycle.

Nous nous sommes attachés à analyser les solutions obtenues pour concrétiser l'ensemble des paramètres de conception, des caractéristiques électromagnétiques et géométriques qui sont présentés dans les tableaux suivants pour chaque cycle.

En outre, comme pour le modèle des pertes fer à vide, nous avons calculé les pertes fer au rotor uniquement pour les solutions optimales. L'objectif de ce calcul est de montrer la contribution de ces pertes dans l'ensemble des pertes sur cycle en tenant compte du défluxage. D'où nous pourrions montrer ses influences sur les performances de machines.

Les solutions optimales des quatre machines sont présentées respectivement dans les (Figure IV.19), (Figure IV.21), (Figure IV.23) pour le cycle NEDC, Artemis-Urbain, Artemis-Routier. Les figures (Figure IV.20), (Figure IV.22), (Figure IV.24) présentent les distributions des pertes sur cycles pour chaque machine optimale : pertes cuivre dues au courant de l'axe q , d , pertes fer par hystérésis et par courants de Foucault.

Enfin, les paramètres d'optimisation, les critères d'optimisation ainsi que les contraintes sont présentés dans les tableaux IV.10-IV.12 pour chaque machine optimale.

I.6.1. Cycle NEDC

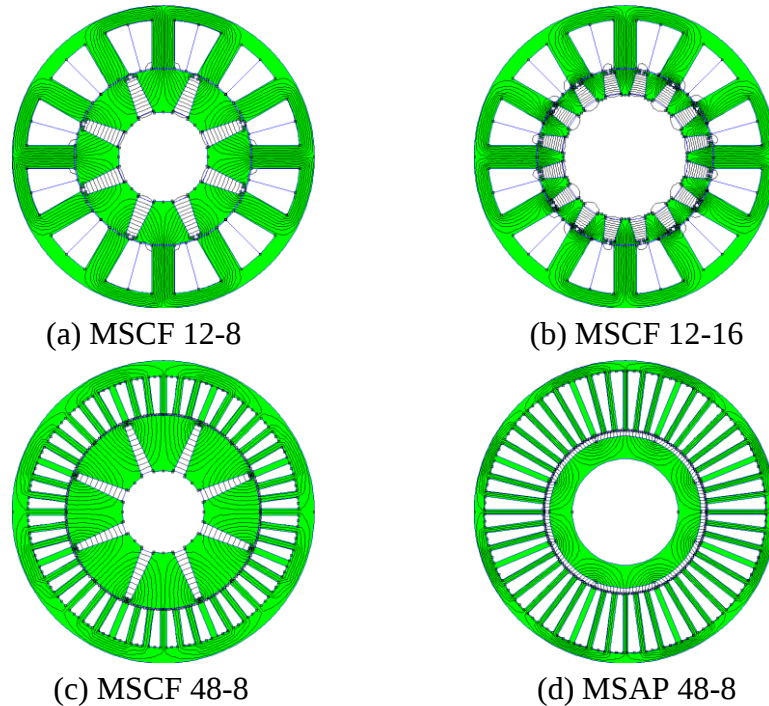


Figure IV.19. Géométries des machines optimisées pour le cycle NEDC

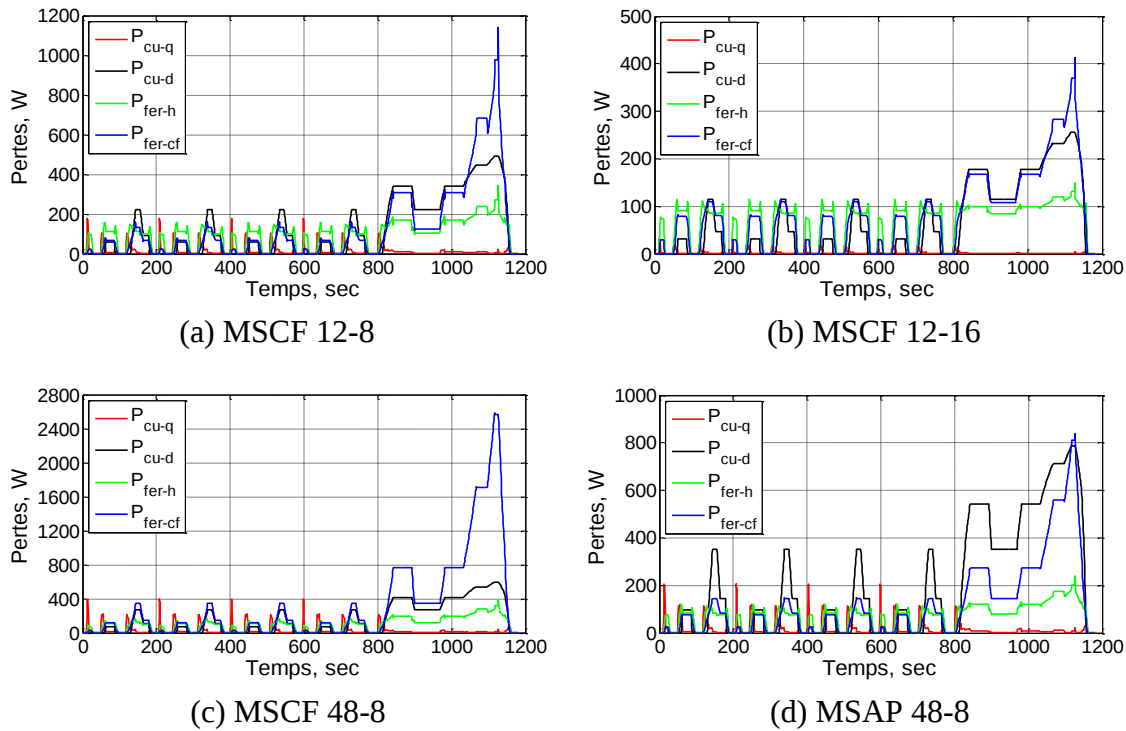


Figure IV.20. Pertes sur l'ensemble des points du cycle NEDC

Tableau IV. 10. Paramètres des machines optimisées

Paramètres	MSCF 12-8	MSCF 12-16	MSCF 48-8	MSAP 48-8
<i>Paramètres d'optimisation</i>				
R_e (mm)	58,4	58,4	64,2	53,6
H_c (mm)	9,6	9,5	10,6	7,0
L_d (mm)	15,6	15,4	4,2	3,5
E_{a1} ou E_a (mm)	7,3	6,9	4,6	3,2
R_a (mm)	29,5	40,8	27,0	35,2
B_r (T)	0,8	0,8	0,7	0,8
<i>Critères d'optimisation</i>				
OF_1 (W)	366	215	638	408
OF_2 (A)	338	192	599	267
<i>Bilan des pertes</i>				
P_{cu-q} (W)	15	8	35	17
P_{cu-d} (W)	125	60	164	198

P_{fer_st} (W)	226	147	439	193
P_h (W)	95	66	108	70
P_{cf} (W)	131	82	331	123
<i>Contraintes d'optimisation</i>				
n_s	6	5	2	4
δ_{max} (A/mm ²)	4,4	3,3	7,6	6,4
<i>Paramètres de vérification</i>				
S_b (mm ²)	375	377	146	238
δ_b (A/mm ²)	9,0	4,2	23,5	12,8
δ_{cc} (A/mm ²)	5,3	3,8	8,6	7,8
φ_m (mWb)	7,89	4,54	10,2	5,71

La MSCF 12-16 paraît comme la plus intéressante au niveau des pertes ainsi qu'au niveau du courant d'alimentation et au niveau thermique. Les deux machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16 ont presque le même stator (même rayon d'entrefer, H_c et L_d très proches). Elles ont aussi la même valeur de B_r . Pourtant, grâce à un nombre deux fois plus grand de pôles au rotor, elle offre beaucoup moins de pertes même si elle ne demande pas un volume d'aimants beaucoup plus grand (Figure IV.19.b).

Les deux machines MSCF 48-8 et MSAP 48-8 paraissent moins intéressantes. Elles offrent des valeurs de pertes plus grandes. Elles sont moins bonnes thermiquement. En effet, les bobinages répartis avec un faible coefficient de remplissage et des sections bobinables plus petites sont à l'origine des pertes cuivre élevées. En addition, un volume important de tôles magnétiques au stator et au rotor rendent les pertes fer élevées.

Particulièrement, la MSCF 48-8 donne des pertes en charge plus grandes que celles à vide. Son origine est venue des pertes fer. La MSCF 48-8 optimisée en charge a des pertes fer s'élevant à 439 W contre 268 W pour celle optimisée à vide. Certes, le dé fluxage électronique fait diminuer la composante fondamentale. A partir des figures Figure IV.10 et Figure IV.20, nous trouvons clairement cet effet.

Pourtant, selon les structures de machines, les pertes fer dépendent effectivement aussi des composantes harmoniques qui ne sont pas diminuées avec le défluxage électronique. Ces composantes harmoniques sont à l'origine des pertes fer dues aux courants de Foucault. C'est pourquoi, ces pertes P_{cf} en charge sont beaucoup plus élevées que celles à vide (Figure IV.10.c et Figure IV.20.c).

I.6.2. Cycle Artemis-Urbain

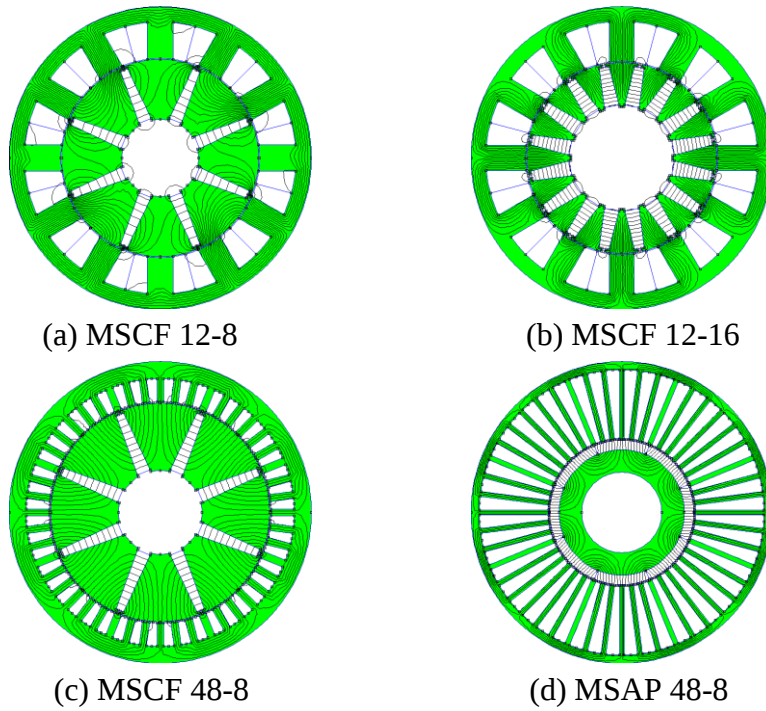


Figure IV.21. Géométries des machines optimisées pour le cycle Artemis-Urbain

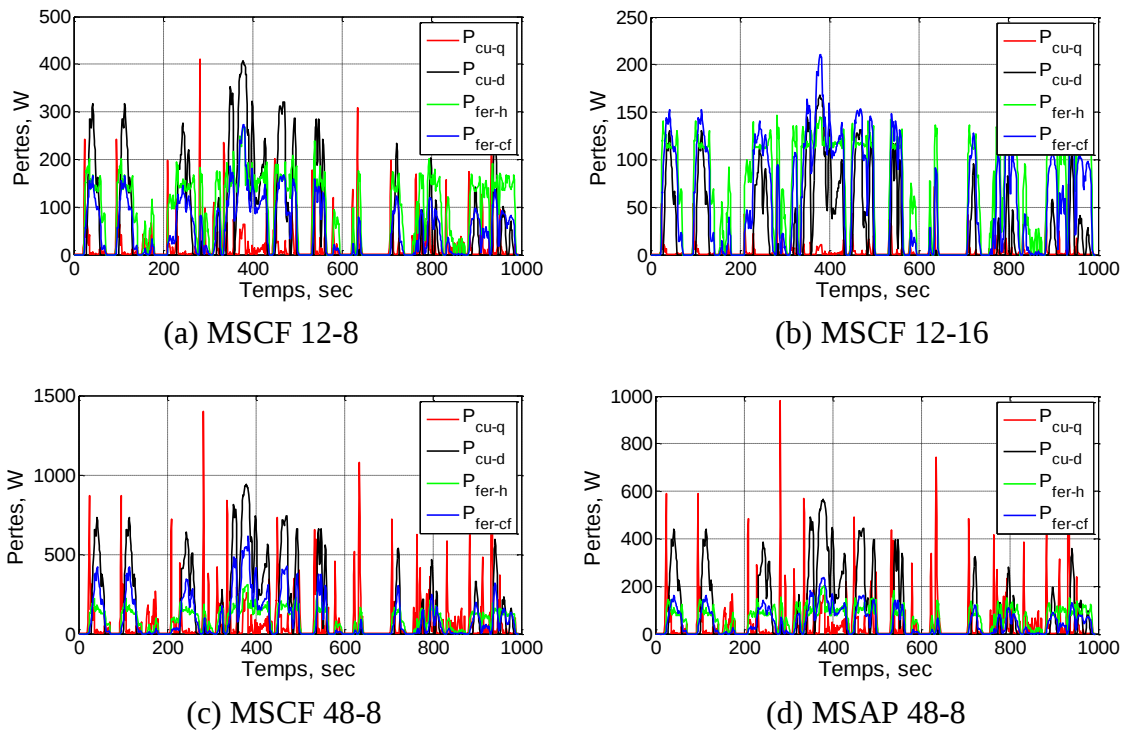


Figure IV.22. Pertes sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Urbain

Tableau IV. 11. Paramètres des machines optimisées

<i>Paramètres</i>	<i>MSCF 12-8</i>	<i>MSCF 12-16</i>	<i>MSCF 48-8</i>	<i>MSAP 48-8</i>
<i>Paramètres d'optimisation</i>				
R_e (mm)	65,4	63,4	72,7	48,2
H_c (mm)	10,2	9,9	11,4	5,5
L_d (mm)	17,2	16,7	4,8	3,2
E_{a1} ou E_a (mm)	4,9	6,4	5,4	6,2
R_a (mm)	25,5	33,9	27,8	26,7
B_r (T)	1,0	0,6	0,7	0,8
<i>Critères d'optimisation</i>				
OF_1 (W)	218	144	392	237
OF_2 (A)	210	145	339	206
<i>Bilan des pertes</i>				
P_{cu-q} (W)	18	8	73	45
P_{cu-d} (W)	62	23	143	86
P_{fer_st} (W)	138	115	176	106
P_h (W)	87	63	82	60
P_{cf} (W)	51	52	94	46
<i>Contraintes d'optimisation</i>				
n_s	6	5	2	5
δ_{max} (A/mm ²)	4,8	3,0	13,5	6,4
<i>Paramètres de vérification</i>				
S_b (mm ²)	283	312	91	285
δ_b (A/mm ²)	7,4	3,8	21,3	10,4
δ_{cc} (A/mm ²)	7,4	4,5	18,4	8,1
φ_m (mWb)	7,89	4,58	9,46	4,71

Comme ce cycle comprend des points de fonctionnement à des couples et vitesses plus faibles par rapport aux autres cycles, les machines optimisées offrent des pertes plus faibles. Mais la MSCF 12-16 reste la machine la plus intéressante. Elle utilise un B_r faible (0,6 T), donc, même si elle a un nombre de pôles deux fois plus grand que la MSCF 12-8, ses pertes fer sont moins élevées.

Les deux machines MSCF 48-8 et MSAP 48-8 restent moins intéressantes. Elles sont moins bonnes thermiquement et énergétiquement. En effet, la MSCF 48-8 nécessite une densité de courant au point de base beaucoup plus élevée que les autres machines (13,5 A/mm²). En addition, les pertes fer en charge sont plus élevées qu'à vide. Et l'origine vient toujours des pertes fer dues aux courants de Foucault, donc, des harmoniques de l'induction (Figure IV.12.c et Figure IV.22.c).

I.6.3. Cycle Artemis-Routier

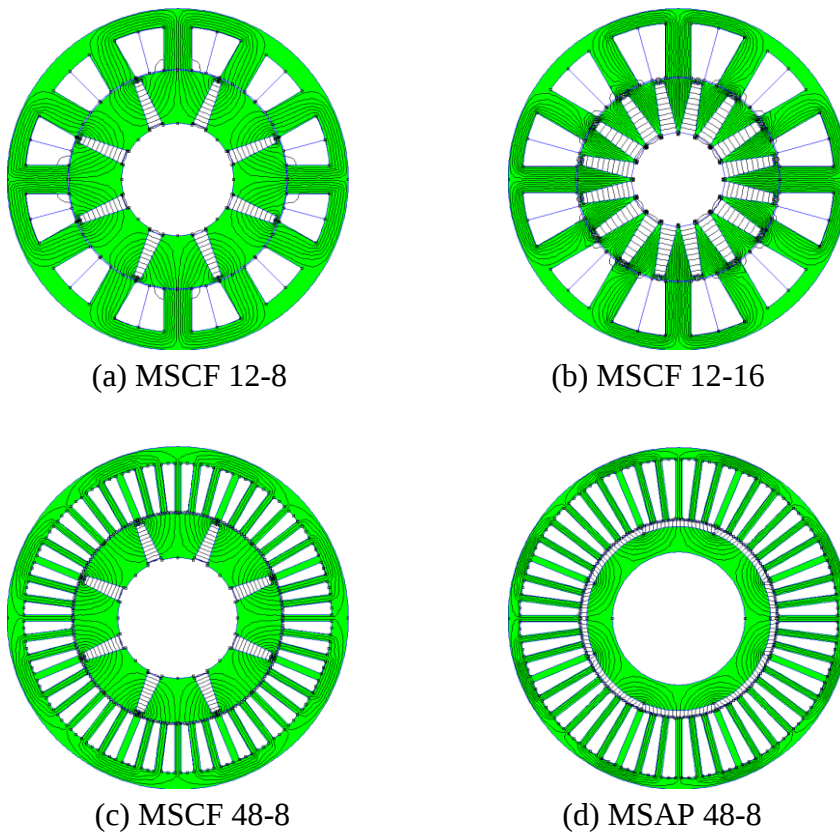


Figure IV.23. Géométries des machines optimisées pour le cycle Artemis-Routier

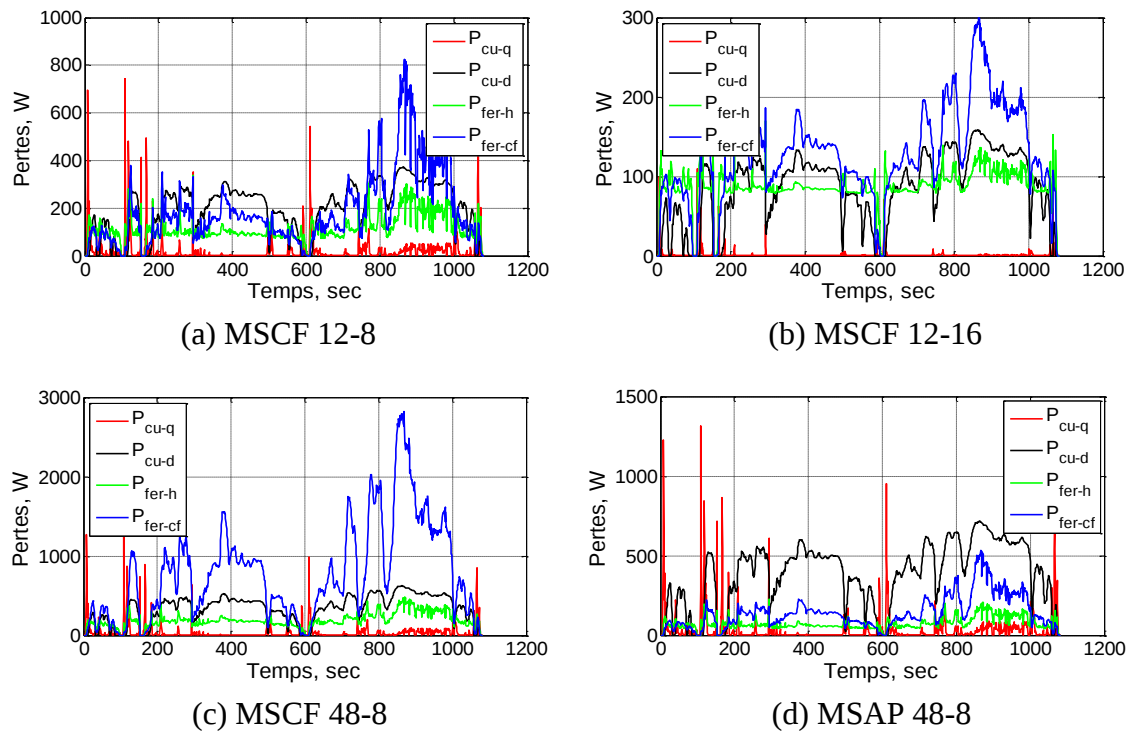


Figure IV.24. Pertes sur l'ensemble des points du cycle Artemis-Routier

Tableau IV. 12. Paramètres des machines optimisées

Paramètres	MSCF 12-8	MSCF 12-16	MSCF 48-8	MSAP 48-8
<i>Paramètres d'optimisation</i>				
R_e (mm)	64,2	59,7	61,4	57,6
H_c (mm)	10,6	8,4	9,8	6,8
L_d (mm)	16,8	15,7	4,0	3,8
E_{a1} ou E_a (mm)	4,7	5,8	5,0	3,5
R_a (mm)	32,9	26,3	35,2	38,8
B_r (T)	0,9	0,5	0,9	0,6
<i>Critères d'optimisation</i>				
OF_1 (W)	527	284	1446	590
OF_2 (A)	424	295	595	333
<i>Bilan des pertes</i>				
P_{cu-q} (W)	24	8	65	40
P_{cu-d} (W)	199	77	356	331

P_{fer_st} (W)	304	212	1023	219
P_h (W)	116	86	205	76
P_{cf} (W)	188	126	818	142
<i>Contraintes d'optimisation</i>				
n_s	5	4	2	4
δ_{max} (A/mm ²)	6,0	2,6	9,8	8,5
<i>Paramètres de vérification</i>				
S_b (mm ²)	291	378	168	215
δ_b (A/mm ²)	12,2	5,2	20,2	17,7
δ_{cc} (A/mm ²)	5,3	3,0	8,3	7,4
φ_m (mWb)	9,12	5,48	9,51	6,14

Ce cycle Artemis-Routier possède des points à grandes vitesses avec 89 % des points en régime du défluxage. C'est pourquoi, les machines fonctionnant durant ce cycle ont des pertes électriques élevées, notamment les pertes cuivre dues au défluxage et les pertes fer parce que les fréquences sont souvent élevées.

Parmi les quatre machines, la MSCF 12-16 présente des pertes cuivre et pertes fer au stator les plus faibles, ainsi qu'un courant faible d'alimentation au point de base. Du point de vue thermique, elle reste la plus intéressante.

Les deux machines optimisées MSCF 12-8 et MSCF 48-8 nécessitent des aimants à B_r élevée alors que les deux autres ont des aimants à B_r bien plus faibles. C'est pourquoi la MSCF 12-8 et la MSCF 48-8 ont de grandes valeurs de pertes fer, notamment la MSCF 48-8.

Comparant les deux figures Figure IV.14.c et Figure IV.24.c, nous remarquons des valeurs de pertes en charge beaucoup plus élevées que celles à vide. Pour la valeur maximale par exemple, elle atteint presque 3000 W en charge et seulement environ 1500 W à vide. Donc, le défluxage électronique rend les composantes harmoniques de l'induction plus importantes dans ce cas.

I.6.4. Conclusion

Pour les quatre machines optimisées sur chaque cycle, nous avons trouvé que la MSCF 12-16 offre la meilleure performance en termes de pertes totales moyennes sur cycle/courant efficace du point de base. Elle absorbe un courant beaucoup plus faible, ainsi qu'elle consomme moins d'énergie par rapport aux autres. En plus, elle utilise les aimants les moins coûteux (B_r le moins faible dans tous les cas), donc elle est également plus économique au niveau du coût de matériel. La MSCF 12-8 peut offrir une bonne performance et des avantages non négligeables : moins de volume d'aimants, bonnes conditions thermiques.

Les deux machines à bobinages répartis offrent des performances moins bonnes que celles de deux machines à bobinages répartis, même si dans cette partie, nous n'avons pas pris en compte des pertes cuivre dues aux têtes des bobines. Si nous ajoutons cette partie, les pertes dans ces deux machines sont accentuées.

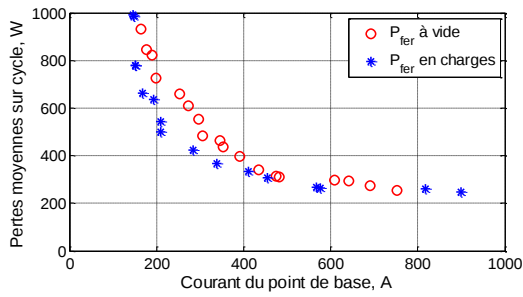
En termes de contrainte thermique, la MSCF 12-16 présente la meilleure condition thermique parmi les quatre machines grâce à de faibles pertes. Particulièrement, cette contrainte est bien respectée durant le cycle car le niveau maximal est assez loin de la limite alors que la MSCF 48-8 paraît comme la machine la moins avantageuse thermiquement avec une densité de courant assez proche de la valeur de limite.

Après avoir analysé tous ces résultats, nous trouvons que les deux machines MSCF 48-8 et MSAP 48-8 sont beaucoup moins intéressantes que les deux machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16. C'est pourquoi, nous avons choisi de fabriquer deux prototypes de ces machines pour la validation des modèles et méthodes proposés que nous avons présentée dans le chapitre précédent.

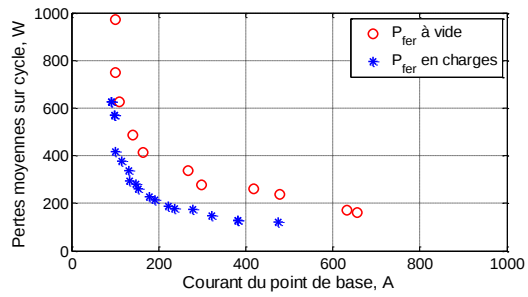
I.7. Impacts des modèles de pertes sur les résultats d'optimisation

Pour les deux modèles de pertes proposés : pertes fer à vide et pertes fer en charges, nous nous sommes attachés à étudier les impacts sur les résultats obtenus. Il y a deux points essentiels à analyser : le temps de calcul et l'approximation des résultats d'optimisation de deux méthodes.

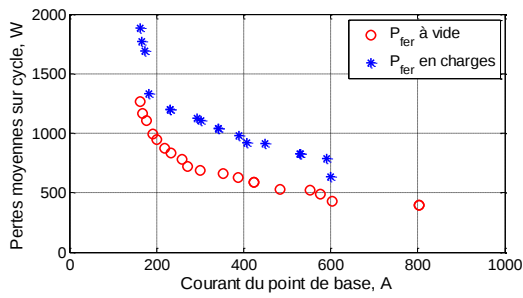
Pour cela, nous présentons les courbes comparatives obtenues pour chaque modèle, pour chaque machine et pour chaque cycle illustrées dans les figures suivantes.



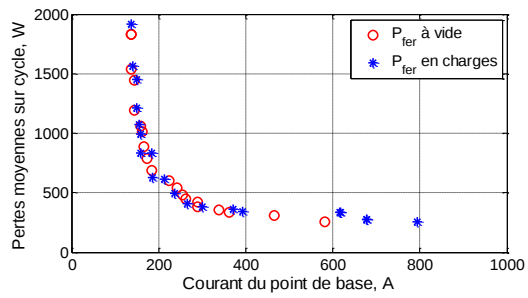
(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16

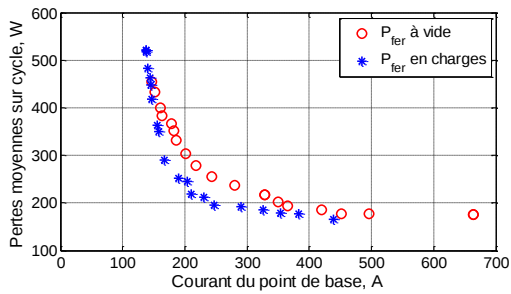


(c) MSCF 48-8

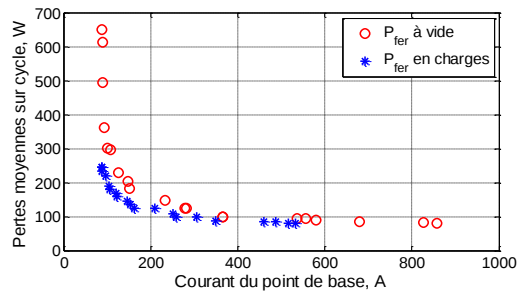


(d) MSAP 48-8

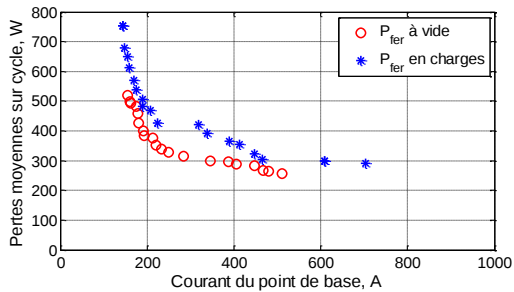
Figure IV.25. Comparaison des résultats d'optimisation pour le cycle NEDC



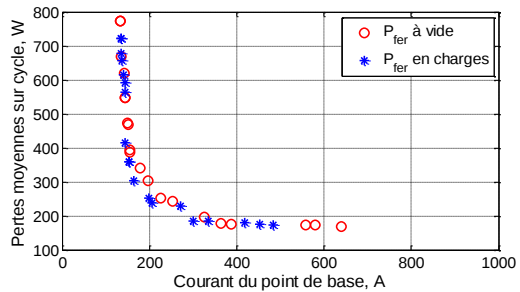
(a) MSCF 12-8



(b) MSCF 12-16



(c) MSCF 48-8



(d) MSAP 48-8

Figure IV.26. Comparaison des résultats d'optimisation pour le cycle Artemis-Urbain

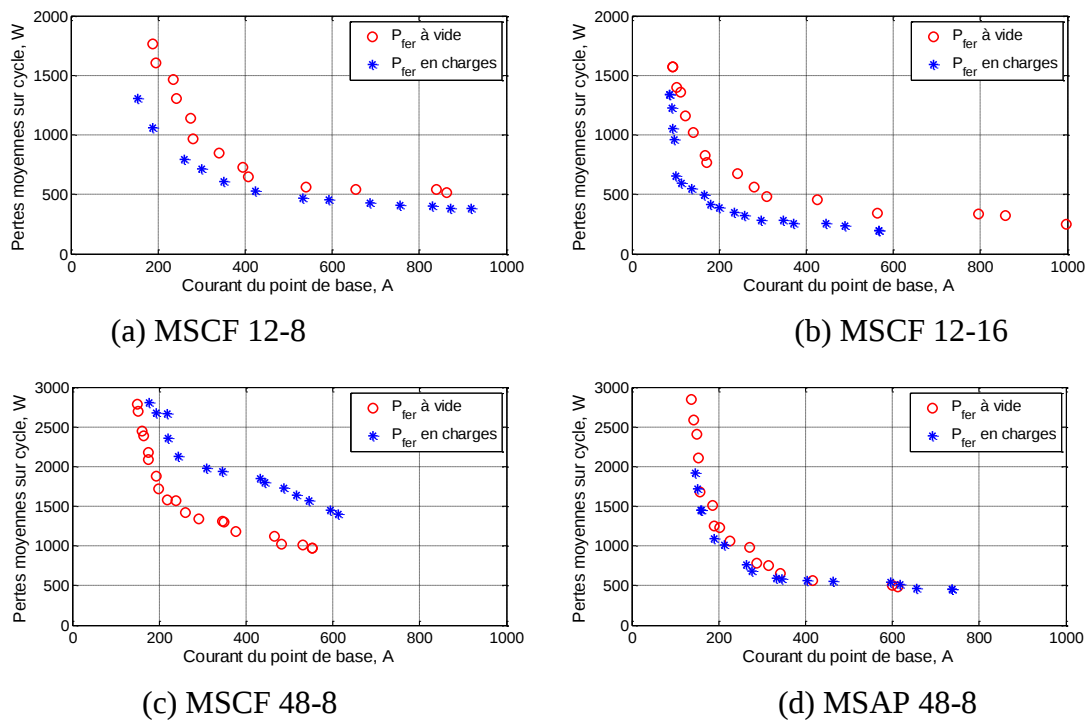


Figure IV.27. Comparaison des résultats d'optimisation pour le cycle Artemis-Routier

Pour les deux machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16, les courbes obtenues par le modèle des pertes en charges se retrouvent plus bas que celles obtenues par le modèle des pertes à vide, donc meilleures performances.

En effet, le modèle des pertes en charges tient compte de l'influence du défluxage sur la densité de flux dans les tôles magnétiques. Donc, plus grande est la vitesse à laquelle la machine électrique fonctionne en régime de défluxage, plus faible est la densité de flux dans la partie magnétique. Alors, grâce au défluxage, les pertes fer sont diminuées. Voyons les courbes (a) et (b) dans les figures ci-dessus, nous avons trouvé que le défluxage améliore beaucoup mieux les performances dans les deux machines à bobinages répartis que dans les deux machines à bobinages concentrés.

Pour la MSAP 48-8, nous trouvons que le front de Pareto obtenu avec le modèle des pertes fer à vide est aussi proche de celui obtenu avec le modèle des pertes fer en charges. Nous constatons une diminution très faible au niveau des pertes. C'est-à-dire que le défluxage ne fait pas diminuer les pertes fer.

Certes, pour chaque modèle, les solutions optimales obtenues ne sont pas les mêmes. Comme les fronts de Pareto obtenus par les modèles des pertes fer à vide et en charges sont très proches pour les deux machines, le modèle des pertes fer à vide peuvent être très efficace dans le but de relever des performances comparatives des machines pour un cahier des charges donné. En plus, ce modèle peut faire gagner beaucoup de temps par rapport au modèle complet avec des pertes fer en charges (environ 3 - 5 fois). Donc, dans le cadre des

études comparatives de plusieurs machines qui acceptent des hypothèses pour les simplifier comme celle-ci, le modèle des pertes fer à vide est très avantageux.

L'optimisation avec le modèle des pertes fer en charges offre des performances comparatives plus nettes entre les machines d'études. De plus, la précision de calcul et des solutions optimales obtenues par ce modèle est plus convaincante. Mais cette méthode demande un temps considérable pour avoir des résultats suffisamment bons. C'est pourquoi, l'application d'une de deux méthodes est en fonction des critères et de la précision désirés.

Afin de justifier les impacts des deux modèles de pertes, nous revenons à l'étude de la contribution de chaque type de pertes fer (pertes par hystérésis ou pertes dues aux courants de Foucault) dans les machines pour les deux cas : pertes fer à vide et en charge. Pour cela, nous présentons ci-dessous les valeurs des pertes des machines optimales pour le cycle NEDC par exemple :

Tableau IV. 16. a. Contribution des pertes fer à vide

	MSCF 12-8	MSCF 12-16	MSCF 48-8	MSAP 48-8
P_{cu} (W)	154	43	261	229
P_{fer_st} (W)	243	235	268	123
P_h (W)	142	115	141	72
P_{cf} (W)	101	120	127	51

Tableau IV. 16. b. Contribution des pertes fer en charges

	MSCF 12-8	MSCF 12-16	MSCF 48-8	MSAP 48-8
P_{cu} (W)	140	68	199	215
P_{fer_st} (W)	226	147	439	193
P_h (W)	95	66	108	70
P_{cf} (W)	131	82	331	123

Nous avons remarqué que pour les pertes fer à vide, le rapport P_{hys}/P_{cf} est autour de 1/1 alors que pour les pertes fer en charges, les P_{cf} sont plus importantes que les P_h . Particulièrement, pour les deux machines à bobinages répartis MSCF 48-8 et MSAP 48-8, ce rapport peut atteindre une valeur autour de 1/2 ou 1/3.

Effectivement, le défluxage électronique diminue la composante principale, donc, les pertes fer par hystérésis sont diminuées. Pourtant, selon les structures des machines, les pertes fer dépendent aussi des composantes harmoniques qui ne sont pas diminuées avec le

défluxage électronique. C'est le cas des deux machines à bobinages répartis. Cela explique pourquoi pour la MSCF 48-8, les fronts de Pareto obtenus par le modèle des pertes fer en charge se trouve au-dessus des fronts obtenus par le modèle des pertes fer à vide.

Nous trouvons que le défluxage électronique diminue la composante principale, mais les composantes harmoniques sont importantes. Effectivement, selon les structures des machines, les pertes fer dépendent aussi des composantes harmoniques qui ne sont pas diminuées avec le défluxage électronique.

I.8. Impacts de la méthode d'optimisation

Avant d'appliquer la méthode d'optimisation par les algorithmes génétiques *NSGA-II*, nous avons cherché une méthode d'optimisation nommée « *tirage aléatoire* ».

Cette méthode utilise les mêmes calculs que nous avons présentés dans le chapitre II, à savoir :

- Les pertes cuivre dues à la création du couple, P_{cu-q} , les pertes cuivre dues au défluxage, P_{cu-d} , les pertes fer à vide ou les pertes fer en charges moyennes sur cycle.
- La valeur efficace du courant au point de base, noté I_b .

Au niveau du processus d'optimisation, cette méthode se base sur le tirage aléatoire des valeurs de variables entre les intervalles $[x_{min}; x_{max}]$ définis auparavant par le concepteur. Ce tirage est défini sur tout au long de ces intervalles pour éviter les mauvaises sélections locales de valeurs.

Cette méthode utilise donc les mêmes variables (et les mêmes intervalles associés), les mêmes contraintes et les mêmes critères d'optimisation par rapport au processus *NSGA-II*. Le processus de la méthode « *tirage aléatoire* » est présenté à la Figure IV.28.

Par rapport au *NSGA-II*, ce processus « *tirage aléatoire* » n'a pas d'itérations entre les générations. Il définit dès son début le nombre d'individus tirés, n_i . Chaque individu est défini par une sélection par hasard des valeurs de variables entre leurs intervalles. Dès alors, la modélisation par éléments finis permet de dessiner la géométrie et de calculer les performances sur cycle de la machine. Puis, les individus qui ne satisfont pas l'ensemble des contraintes proposées sont supprimés. Enfin, nous obtenons l'ensemble des machines qui peut créer un front de Pareto.

Certes, ce processus converge moins bien que le *NSGA-II* car ce dernier utilise des algorithmes pour analyser et donner des valeurs de variables qui peuvent rendre une bonne convergence vers l'optimum après chaque génération. Nous avons travaillé sur la méthode « *tirage aléatoire* » avant d'utiliser le *NSGA-II*, et enfin, nous avons choisi ce dernier pour notre étude. L'objectif de la méthode « *tirage aléatoire* » n'est pas donc de faire une comparaison avec le *NSGA-II* mais de présenter une méthode d'optimisation.

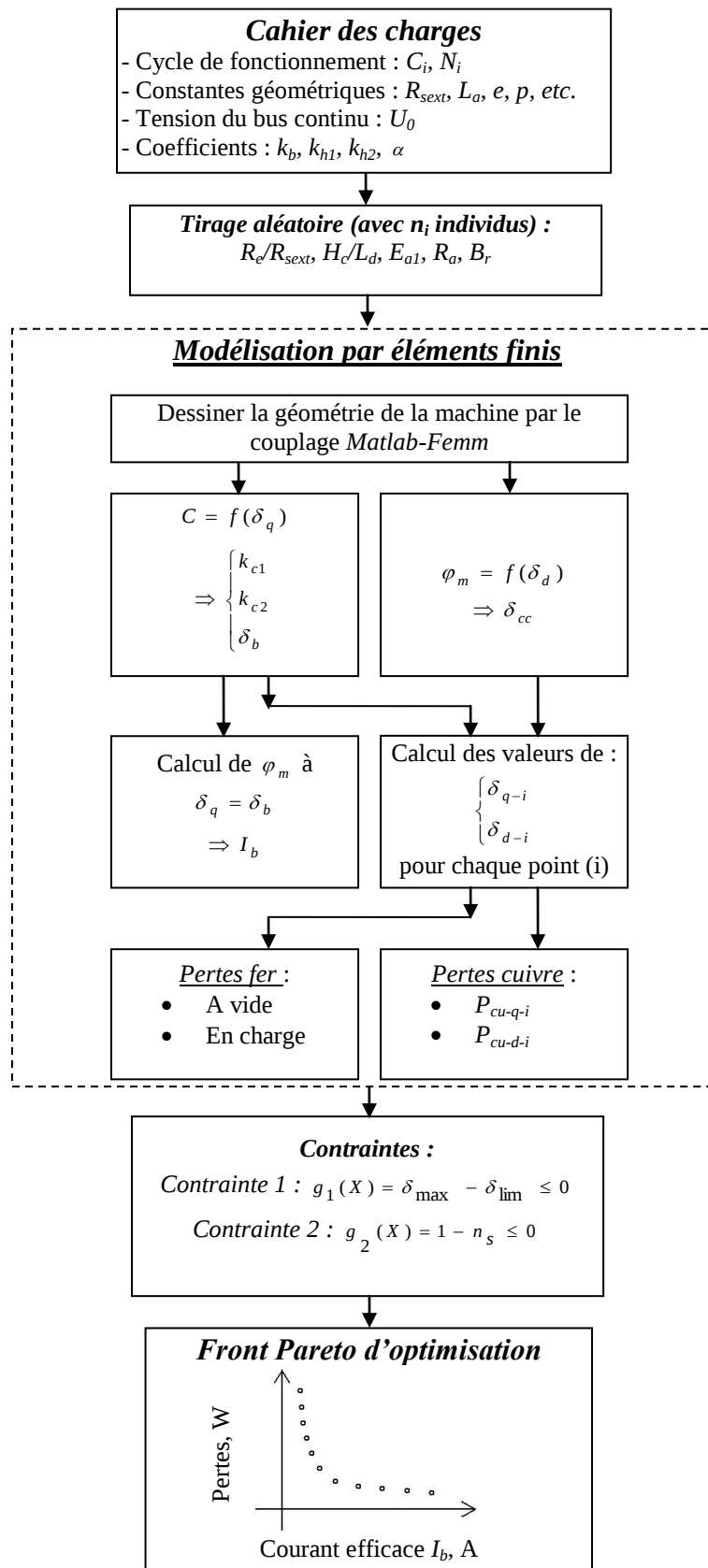


Figure IV.28. Processus d'optimisation avec la méthode « tirage aléatoire »

Même si notre objectif n'est pas de comparer les deux méthodes d'optimisation, nous avons effectué deux calculs à un faible nombre d'individus et à un nombre important d'individus. Nous les avons mis ensemble avec les résultats obtenus par le *NSGA-II* comme référence. Ces calculs sont effectués comme exemple, avec la MSCF 12-8, pour le modèle de pertes fer à vide et sur le cycle NEDC.

Pour un nombre total de 50 individus, nous avons $n_i = 50$ individus pour le « tirage aléatoire », et nous avons 10 individus x 5 générations pour le *NSGA-II*. Pour un nombre total de 300 individus, nous avons $n_i = 300$ et 20 individus x 15 générations respectivement. Les résultats sont représentés sur les figures suivantes :

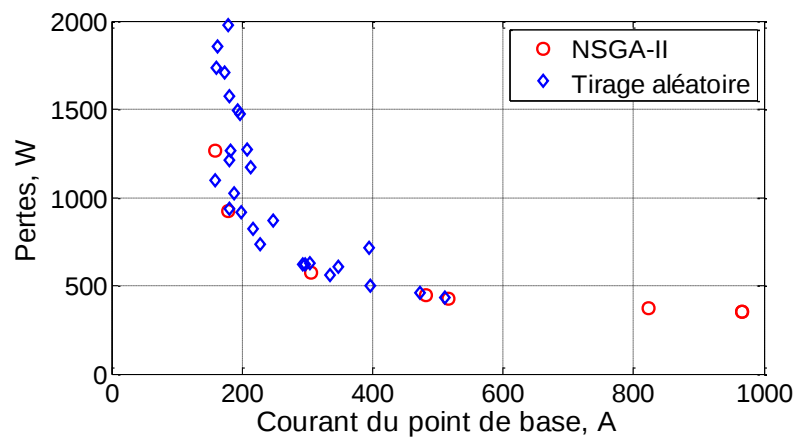


Figure IV.29. Comparaison des deux méthodes à $n_i = 50$

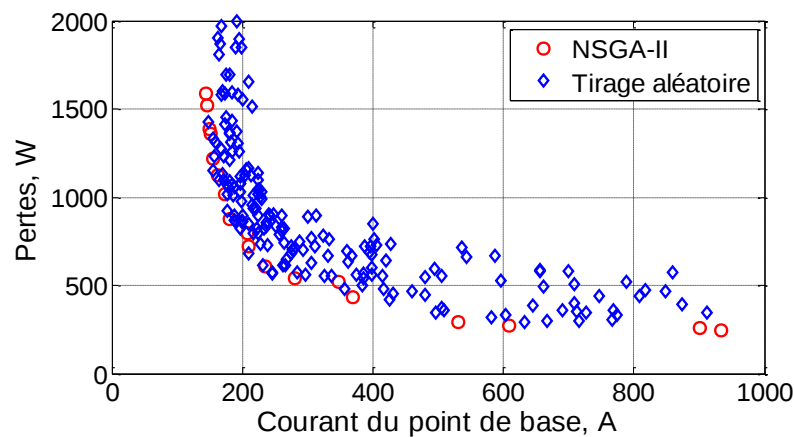


Figure IV.30. Comparaison des deux méthodes à $n_i = 300$

Nous trouvons que les deux résultats d'optimisation obtenus par le *NSGA-II* et par le « tirages aléatoire » sont très proches dans ces deux cas. Les fronts de Pareto obtenus par le *NSGA-II* couvrent bien les résultats du « tirage aléatoire ». Comme le temps de calcul est

celui de la modélisation numérique par éléments finis, ces deux méthodes ont besoin du même temps de calcul pour un même nombre total d'individus.

Nous trouvons que les résultats obtenus par le « *tirage aléatoire* » approchent le front de Pareto du *NSGA-II*, même si ce n'est pas très clair. Alors, cela peut assurer une certitude du *NSGA-II*. Cette méthode peut être utilisée dans le cas de comparer des différentes machines pour une sélection préliminaire. Par contre, comme il nous manque des explications et des justifications de cette méthode, nous n'avons pas eu le suivre jusqu'au bout. Cette étude pourrait être une perspective prometteuse.

I.9. Conclusion

Ce chapitre a présenté les applications des modèles de pertes aux méthodes d'optimisation de machines électriques sur cycle de fonctionnement du véhicule, y compris les modèles des pertes fer à vide et en charge. Les pertes prises en compte dans les calculs sont les pertes cuivre en tenant compte du défluxage et les pertes fer avec ou sans défluxage.

En s'appuyant sur les cahiers des charges, nous avons formulé le problème de l'optimisation sur cycle en définissant les variables, les critères, ainsi que les contraintes pour assurer la faisabilité et la fiabilité des solutions optimales. Nous avons choisi les algorithmes génétiques qui sont les algorithmes les plus utilisés pour l'optimisation des machines électriques. La méthode d'optimisation par *NSGA-II* nous a offert des fronts de Pareto exprimant les critères comparatifs voulus. Malgré l'inconvénient souvent évoqué du temps de calcul de cette méthode, il influence peu notre problème d'optimisation par les modèles numériques (éléments finis).

Ensuite, les résultats d'optimisation de chaque machine sur chaque cycle de fonctionnement ont été présentés. Les études comparatives ont été effectuées. D'où nous avons trouvé que les deux machines MSCF 12-8 et MSCF 12-16 sont les plus intéressantes en termes de pertes totales sur cycle/courant efficace du point de base. Particulièrement la MSCF 12-16 offre des performances intéressantes sur tous les cycles. Les solutions optimales obtenues pour chaque machine et pour chaque cycle ont été analysées et comparées.

Enfin, nous avons étudié les impacts de deux modèles de pertes fer à vide et en charges sur les résultats d'optimisation. D'où nous pourrions appliquer l'une des deux méthodes en fonction des critères et de la précision ou du temps désirés. La méthode d'optimisation avec le modèle des pertes fer à vide prend beaucoup moins de temps de calcul que celle avec le modèle des pertes fer en charge. Donc, elle peut être utilisée pour trier des machines lors d'un nombre important de machines étudiées par exemple. Puis la méthode d'optimisation avec le modèle des pertes en charge peut être utilisée pour trouver les solutions optimales.

L'intérêt important de notre étude est que la méthode de calcul des pertes sur cycle est valable pour tous les cycles demandés. Alors, pour un cahier des charges donné et une

machine synchrone à aimants permanents donnée, nous pouvons calculer les pertes électromagnétiques moyennes sur cycle. Nous pouvons également appliquer les méthodes d'optimisation pour trouver la machine optimale selon les critères demandés.

Un autre point intéressant de notre étude, nous avons trouvé que les deux machines à bobinages répartis ont des pertes fer en charge dues aux courants de Foucault plus importantes que celles à vide alors que ce n'est pas le cas des deux machines à bobinages concentrés. Alors, selon les structures des machines électriques, le défluxage électronique peut diminuer ces pertes ou non.

Bibliographie

- [4.1] D. H. Tran, "Conception Optimale Intégrée d'une chaîne éolienne « passive » : Analyse de robustesse, validation expérimentale", Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse, 2010.
- [4.2] T. V. Tran, "Problèmes Combinatoires et Modèles Multi-Niveaux pour la Conception Optimale des Machines Electriques", Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lille, 2009.
- [4.3] J. Regnier, "Conception de systèmes hétérogènes en Génie Electrique par optimisation évolutionnaire multicritère", Thèse de doctorat de l'INPT, 2003.
- [4.4] A. Abdelli, "Optimisation multicritère d'une chaîne d'éolienne passive", Thèse de doctorat de l'INPT, 2007.
- [4.5] V. Debusschere, "Contributions méthodologiques à l'éco-conception des convertisseurs électromagnétiques d'énergie", Thèse de doctorat de l'ENS Cachan, 2009.
- [4.6] J. Regnier, "Conception de systèmes hétérogènes en Génie Electrique par optimisation évolutionnaire multicritère", Thèse de doctorat de l'INPT, 2003.
- [4.7] B. Sareni, "Conception simultanée par Optimisation des Systèmes d'énergie électrique", Habilitation de recherche INPT, 2006.
- [4.8] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi, "Bi-criteria Optimization Design of An Interior Permanent Magnet Synchronous Machine for Hybrid Electric Vehicle Application", *ELECTRIMACS 2011*, Cergy-Pontoise, France, 6-8 Juin.
- [4.9] O. de la Barrière, H. Ben Ahmed, M. Gabsi, "Axial Flux Machine Design for Hybrid Traction Applications", *PEMD 2008*, York, UK, 2-4 Avril

CONCLUSION GENERALE

Commencé par une présentation sur le développement des véhicules hybrides électriques, **le premier chapitre** a présenté plusieurs types de machines électriques utilisées pour ces applications : machines asynchrones, machines à courant continu, machines synchrones à rotor bobiné et surtout machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Les MSAP possèdent plusieurs avantages tels qu'un bon couple massique, une puissance massique élevée, une possibilité de fonctionnement à une température plus élevée (sans bobines au rotor), un contrôle simple, etc.

Nous avons présenté ensuite les méthodes d'optimisation pour la conception des machines électriques, notamment des méthodes utilisant les algorithmes génétiques qui sont les plus utilisées actuellement. Finalement, notre choix s'est porté sur l'algorithme *NSGA-II*, une méthode populaire grâce à sa simplicité, une convergence rapide, la possibilité de fixer des variables et des contraintes non-linéaires, etc.

Nous avons aussi présenté des modèles de pertes dans les MSAP utilisées pour les applications aux véhicules hybrides/électriques. Ce sont des modèles de pertes fer qui décomposent les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault. Nous les avons analysés dans le contexte de l'optimisation des machines électriques en prenant en compte les composantes harmoniques des densités de flux, le défluxage, la possibilité de calcul sur l'ensemble d'un cycle de fonctionnement. D'où nous avons choisi le modèle des pertes fer proposé dans la thèse de E. Hoang que nous avons pu ensuite développer mathématiquement pour construire les méthodes de calcul de pertes moyennes sur cycle dans les deux cas : pertes fer à vide et en charge.

Après une étude du contexte, nous nous sommes intéressés à la présentation, la modélisation numérique et l'étude paramétrique des quatre machines choisies. Nous avons présenté les géométries et le principe de fonctionnement des machines étudiées pour nos cahiers des charges qui sont les trois cycles de fonctionnement : NEDC, Artemis-Urbain, Artemis-Routier. Ce sont trois machines synchrones à concentration de flux dont une est à encochage fractionnaire (MSCF 12-16) et deux sont à encochage entier (MSCF 12-8 et MSCF 48-8), et une machine synchrone à aimants en surface (MSAP 48-8). Les configurations des MSCF ont été développées à partir du rotor breveté par Leroy Somer. Les autres machines ont été développées dans le but d'étudier les impacts du type de bobinage et du positionnement des aimants, sur les performances des machines.

Les premières performances comparatives des machines, de flux à vide, de densité de flux, de couple moyen et de couple de détente ont été faites. Les résultats ont montré que la MSCF 12-16 donne un meilleur rapport couple/densité de courant (ou couple/pertes cuivre) parmi les quatre machines. Puis, afin d'améliorer les performances en termes de couple en fonction des pertes cuivre, nous avons proposé une première étude où l'influence de cinq paramètres géométriques et magnétiques est étudiée : le rayon d'entrefer R_e , l'induction rémanente de l'aimant permanent B_r , l'épaisseur de la culasse H_c , l'épaisseur de l'aimant E_a , le rayon d'arbre R_a .

Même si dans cette étude du premier chapitre, nous n'avons pas pris en compte les pertes fer, elle reste très intéressante parce que nous avons pu définir les intervalles de ces variables liés au problème d'optimisation. De plus, selon ces critères, nous avons pu estimer des ordres de grandeur de paramètres optimaux, par exemple, le rayon d'entrefer doit être dans les valeurs autour de 60% - 65% du rayon extérieur pour les machines à bobinages concentrés et de 55% - 60% pour les machines à bobinages répartis.

Dans **les deux chapitres suivants**, nous avons présenté le développement des modèles de pertes pour les machines électriques, y compris les modèles de pertes cuivre et les modèles de pertes fer ainsi que leur validation expérimentale.

Nous avons proposé dans un premier temps la méthode de calcul des pertes cuivre moyennes sur cycle de fonctionnement du véhicule. Pour cela, nous avons supposé que le courant de l'axe q crée principalement le couple dans la machine et que le courant de l'axe d défluxe la machine pour des vitesses supérieures à la vitesse de base. Ces deux hypothèses ont été validées lors des essais.

En effet, nous avons montré expérimentalement que pour avoir un couple donné à des vitesses inférieures à la vitesse de base, l'injection du courant uniquement dans l'axe q peut minimiser les pertes cuivre. Nous avons donc pu valider le modèle de couple en fonction du courant. L'injection d'un courant dans l'axe d , jusqu'à la valeur du courant de court-circuit, défluxe la machine et la fait atteindre de grandes vitesses, ce qui correspond bien à notre modèle de défluxage basé sur ce courant de court-circuit. Alors, les pertes cuivre ont été calculées séparément pour les deux axes d et q . Ce principe de calcul permet d'identifier les contributions des pertes cuivre, notamment les pertes cuivre dues au défluxage pour les machines fonctionnant fréquemment à hautes vitesses.

Ensuite, trois modèles de calcul des pertes fer ont été proposés : le modèle simple en supposant que l'induction est sinusoïdale dans toutes les subdivisions de calcul ; le modèle de l'intégral permettant de tenir compte des composantes harmoniques de l'induction ; et le modèle « *modèle des valeurs moyennes* » développé mathématiquement à partir du modèle intégral. Les impacts de ces modèles sur des pertes fer moyennes sur cycle ont été analysés et comparés. Ainsi, la précision de ces développements mathématiques a été confirmée.

Nous avons alors choisi le modèle « *modèle des valeurs moyennes* » qui a pour but de calculer les pertes fer à vide et en charge sur un cycle donné. Les comparaisons modèle-essais des pertes fer, calculées par ce modèle, ont été effectuées dans les trois cas :

- Pertes fer à vide sans courants
- Pertes fer à vide avec $I_d \neq 0$ mais $C = 0$
- Pertes fer en charge ($I_q \neq 0$ et $I_d \neq 0$)

Dans tous les cas, il y a une différence entre modèle et essais. Pourtant, ces différences sont presque similaires dans les trois cas, nous pensons donc que ce sont les pertes mécaniques et les pertes fer au rotor. Ainsi, cela pourrait assurer une validation de nos modèles de pertes fer.

Une étude sur l'influence de quelques paramètres sur le résultat des pertes a été faite, dont, le nombre de subdivisions dans une moitié dent-culasse et le changement du repère. Ainsi, nous avons pu choisir leurs valeurs optimisées pour notre étude : 10 subdivisions dans une moitié dent-culasse, l'assemblage des inductions de l'axe Ox dans la dent avec celles de l'axe Oy dans la culasse, l'assemblage de celles de l'axe Oy dans la dent avec celles de l'axe Ox dans la culasse. Cela évite les erreurs de l'effet de moyennage dans notre modèle.

En conclusion des modèles de couple, de défluxage et de pertes, grâce à la séparation des axes d , q , basé sur des valeurs obtenues par les éléments finis, nous avons pu formuler les relations du couple et de la vitesse (cahier des charges) en fonction de ces courants sous forme des modèles polynomiaux. Ainsi, le modèle « *modèle des valeurs moyennes* » permet de formuler des pertes fer en fonction des densités de courant d'axes d , q sous forme polynomiale. Alors, l'intérêt de notre étude est de formuler les valeurs numériques en modèles analytiques pour avoir une généralisation sur l'ensemble du calcul. Par conséquent, les méthodes de calcul des pertes moyennes sur cycle est valable pour tous les cycles de fonctionnement couple-vitesse et pour différentes machines synchrones à aimants permanents.

Le quatrième chapitre a présenté les applications des modèles de pertes à l'optimisation des machines électriques sur cycle de fonctionnement. Les pertes prises en compte dans les calculs sont les pertes cuivre en tenant compte du défluxage et les pertes fer avec ou sans défluxage.

Pour l'optimisation sur cycle, nous avons défini les variables, les critères, ainsi que les contraintes pour assurer la faisabilité et la fiabilité des solutions optimales. Les résultats d'optimisation sont représentés sous forme de fronts de Pareto qui :

- Minimisent les pertes moyennes sur cycle
- Minimisent le courant efficace du point de base

Selon les résultats d'optimisation, nous avons trouvé que la MSCF 12-16 offre les performances les plus intéressantes sur chaque cycle ou sur l'ensemble des trois cycles, pour les pertes fer à vide et en charge. Particulièrement, les solutions optimales de MSCF 12-16 utilisent des aimants à faible B_r , ce qui est avantageux en termes du coût des matériaux. Les deux machines MSCF 12-8 et MSAP 48-8 offrent des performances moins intéressantes mais proches que celles de la MSCF 12-16 alors que la MSCF 48-8, avec ses particularités du type de bobinage et du positionnement des aimants, devient la moins intéressante. Cette dernière dissipe des pertes cuivre et des pertes fer beaucoup plus importantes que celles des trois autres machines. De plus, le défluxage fait augmenter les pertes fer en charge par les composantes harmoniques, tandis que l'avantage du défluxage est de limiter ces pertes en augmentant la vitesse de rotation, ce qui est le cas des trois autres machines. Alors, dans ce cas, la concentration de flux est efficace pour les bobinages concentrés mais pas pour les bobinages répartis. C'est une remarque importante et utile pour le choix des structures de MSAP.

Quant à l'application des modèles des pertes fer à vide et en charge dans le processus d'optimisation, la méthode d'optimisation avec le modèle des pertes fer à vide prend beaucoup moins de temps de calcul qu'avec le modèle des pertes fer en charge. Donc, elle

peut être utilisée pour sélectionner des machines lors d'un nombre important des machines étudiées. Puis la méthode d'optimisation avec le modèle des pertes en charge peut être utilisée pour trouver les solutions optimales et comparer des machines prometteuses.

Afin de pouvoir critiquer les résultats d'optimisation, nous avons positionné les deux machines d'essai sur les fronts de Pareto pour chaque cycle, dans une même échelle dimensionnelle (200 mm x 200 mm). D'où nous pouvons les vérifier et les comparer avec les machines optimisées. La MSCF 12-8 d'essai offre des performances proches des fronts de Pareto alors que la MSCF 12-16 possédant des aimants à $B_r = 1$ T se retrouve loin des fronts de Pareto où les solutions optimales sollicitent des aimants à faibles valeurs de B_r . C'est aussi une remarque importante et utile pour le choix des machines optimales des concepteurs.

PERSPECTIVES

Dans notre étude, nous avons proposé des modèles de couple, de défluxage, de pertes fer à vide et en charge en vue de l'optimisation sur cycle des machines synchrones à aimants permanents. Certes, notre étude contribue à l'élaboration des modèles, des méthodes et des résultats importants à l'optimisation des machines électriques en tenant compte des contraintes systémiques. Mais il est nécessaire d'avoir des améliorations de modèles pour avoir une meilleure précision et de pouvoir ramener cette étude à des études généralisables sur l'ensemble des MSAP.

Pour les modèles de pertes fer, afin d'utiliser les mêmes méthodes de calcul des pertes moyennes sur cycle, l'amélioration du modèle pourrait être effectué par l'étude de l'influence de la fréquence sur les coefficients k_{h1} , k_{h2} et k_{cf} , par exemple $k_{h1}(f)$, $k_{h2}(f)$, $k_{cf}(f)$:

$$P_{fer} = (k_{h1}(f) \cdot \overline{\Delta B_1} + k_{h2}(f) \cdot \overline{\Delta B_2}^2) \cdot f + \alpha(f) \cdot \overline{F_{cf}} \cdot f^2 \quad (C. 12)$$

Pour cela, le modèle (I. 10) (page 23) proposé par [1.89] pourrait être utile car les auteurs ont proposé un modèle où ces coefficients dépendent non seulement de la fréquence mais aussi de l'induction magnétique dans la zone de calcul. Les modèles proposés dans [1.22], [1.29] et [1.40] pourraient également utiles car les coefficients ne dépendent que de la fréquence. Pourtant, les auteurs dans ces références n'ont pu que proposer une méthode de calculer les pertes fer à vide pour différentes fréquences, mais pas les pertes fer en charge. Alors, selon notre modèle, si les coefficients ne dépendent que de la fréquence (ou de la vitesse de rotation), nous pourrions calculer des pertes fer en charge en les séparant en deux parties :

- Les paramètres magnétiques $\overline{\Delta B_1}$, $\overline{\Delta B_2}$ et $\overline{F_{cf}}$ peuvent être calculés par les méthodes usuelles.
- Les coefficients $k_{h1}(f)$, $k_{h2}(f)$, $k_{cf}(f)$ peuvent être déterminées en fonction du matériau magnétique et de la fréquence de rotation.

D'ailleurs, il serait nécessaire d'avoir une méthode de calcul des pertes fer au rotor et des pertes mécaniques qui peuvent prendre une valeur importante. Pour cela, il devrait prendre en compte la rotation dans le calcul des pertes fer au rotor.

Pour l'optimisation sur cycle, il y aurait plusieurs points à améliorer. Pour la définition des variables, il faudrait augmenter le nombre de variables et élargir les intervalles, par exemple le rayon extérieur et la longueur active de la machine. Cela pourrait offrir des machines plus petites en volume et en poids.

De plus, au niveau des contraintes, nous avons mis une contrainte thermique qui est représentée sous forme d'une valeur limite de densité de courant $\delta_{\max} = 20 \text{ A/mm}^2$. Pour cela, il vaudrait mieux développer un modèle thermique afin de déterminer la température maximale dans la machine à partir des pertes calculées.

Pour les objectifs d'optimisation, nous en avons choisi deux : minimiser les pertes moyennes sur cycle et minimiser le courant efficace du point de base. Ce dernier a pour objectif de minimiser les dimensions de l'onduleur de tension associée. Pourtant, il n'est pas suffisamment concret. Alors, une étude plus systémique vers l'optimisation d'un ensemble onduleur de tension-machines en prenant en compte les pertes dans l'onduleur par exemple serait très intéressante parce que l'intégration des composants dans le système est un objectif plus réaliste. D'ailleurs, selon les objectifs des concepteurs, nous pourrions choisir différents critères tels que :

- Minimiser le poids de la machine ou de l'ensemble
- Minimiser le coût de la machine ou de l'ensemble

Particulièrement, comme notre étude a abordé des MSAP pour différents positionnements d'aimant et à différentes configurations de bobinage, elle pourrait ouvrir d'autres études sur la comparaison de différents types de machines : machine à encochage entier et machine à encochage fractionnaire, machines à bobinages concentrés et machine à bobinage répartis, l'influence des types de bobinage et des positionnements d'aimants pour des MSAP.

Nous pensons que ce serait intéressant aussi de comparer les résultats d'optimisation avec ceux obtenus par les méthodes classiques telles que le dimensionnement uniquement sur le couple ou sur les pertes cuivre.

D'ailleurs, les modèles et les méthodes d'optimisation des machines à aimants permanents proposés dans notre étude pourraient être utilisés dans les autres applications telles que la propulsion électrique, la traction ferroviaire et l'actionnement aéronautique, etc., selon leurs cahiers des charges.

LISTE DES PUBLICATIONS

- **Articles dans revue internationale avec comité de lecture**

J1. “Caractéristiques sur cycle des machines synchrones à concentration de flux pour une application véhicule hybride”

Phi Hung Nguyen, Emmanuel Hoang, Mohamed Gabsi

European Journal of Electrical Engineering, Vol.14, No.2-3, pp.309-329, Mars-Juin 2011

J2. “Performance Synthesis of Permanent Magnet Synchronous Machines during the Driving Cycle of a Hybrid Electric Vehicle”

Phi Hung Nguyen, Emmanuel Hoang, Mohamed Gabsi

IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.60, No.5, pp.1991-1998, Juin 2011

J3. “Power Loss Evaluation of a Permanent Magnet Synchronous Machine during Two Hybrid Electric Vehicle Driving Cycles”

Phi Hung Nguyen, Emmanuel Hoang, Mohamed Gabsi

Journal of Asian Electric Vehicles, Vol.9, No.1, pp.1465-1471, Juin 2011

- **Communications dans un congrès international**

C1. “A New Method to Find the Fractional Slot Windings Structures from a Distributed Slot Windings Permanent Magnet Synchronous Machine and Comparative Study for a HEV Application”

Phi Hung Nguyen, Emmanuel Hoang, Mohamed Gabsi, Michel Lécivain

IEEE-ICIT 2010 International Conference on Industrial Technology 2010, 14-17 March, Vina del Mar-Valparaiso, Chile

C2. “Permanent Magnet Synchronous Machines: Performances during Driving Cycles for a Hybrid Electric Vehicle Application”

Phi Hung Nguyen, Emmanuel Hoang, Mohamed Gabsi, Luc Kobylanski, Dominique Condamin

IEEE-ISIE 2010 International Symposium on Industrial Electronics 2010, 4-7 July, Bari, Italia

C3. “Bi-criteria Optimization Design of an Interior Permanent Magnet Synchronous Machine for Hybrid Electric Vehicle Application”

Phi Hung Nguyen, Emmanuel Hoang, Mohamed Gabsi

ELECTRIMACS 2011 International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems 2011, 6-8 June, Paris, France

- **Communications dans un congrès national**

C4. “Dimensionnement et comparaison de machines synchrones à concentration de flux à encochage fractionnaire pour une application véhicule hybride”

Phi Hung Nguyen, Emmanuel Hoang, Mohamed Gabsi, Michel Lécivain

EF2009-Electrotechnique du Futur 2009, 24-25 Septembre, Compiègne, France

Sélectionné pour une publication dans la revue internationale EJEE

Impacts des modèles de pertes sur l'optimisation sur cycle d'un ensemble convertisseur-machine synchrone.

Applications aux véhicules hybrides.

Résumé :

La quasi-totalité des études de machines synchrones à aimants permanents (MSAP) pour les applications aux véhicules hybrides concernent les performances uniquement sur quelques points particuliers d'un cycle de fonctionnement du véhicule (le point de base, le point à grande vitesse, etc.). Cependant, ces machines électriques fonctionnent souvent à différents couples et à différentes vitesses. Cette thèse s'intéresse donc à l'étude des performances de MSAP sur l'ensemble d'un cycle de fonctionnement en vue de les optimiser sur cycle. Durant cette thèse, l'auteur a contribué à développer des modèles de couple, de défluxage, de pertes cuivre et de pertes magnétiques. Des méthodes de calcul de ces pertes, à vide et en charge, ont été appliquées pour les quatre MSAP dont trois machines à concentration de flux et une machine à aimants en surface, et ce pour trois cycles de fonctionnement : NEDC, Artemis-Urbain et Artemis-Routier. Une validation expérimentale des modèles a été effectuée sur un banc d'essai avec deux prototypes de MSAP. Ensuite, les MSAP ont été dimensionnées en vue d'une minimisation des pertes sur cycle et du courant efficace du point de base. Cette combinaison a pour but d'augmenter le rendement de la machine électrique et de minimiser la dimension de l'onduleur de tension associé. Ce problème d'optimisation multi-objectif a été réalisé en utilisant l'algorithme génétique, Non-Dominated Sorting Genetic Algorithm (NSGA-II). Ainsi, un Front de Pareto des solutions optimales peut être déduit. Les impacts des modèles de pertes et leur intérêt sur l'optimisation sur cycle des machines sont présentés. Les modèles et méthodes de calcul proposés peuvent être appliqués à tous les cycles de fonctionnement et à différentes MSAP.

Mots clés : machine synchrone à aimants permanents; dimensionnement; modélisation; optimisation; validation expérimentale; cycle de fonctionnement; traction hybride électrique.

Abstract :

Almost all studies of permanent magnet synchronous machines (PMSM) for hybrid vehicle applications relate to their performances on a specific point of a driving cycle of the vehicle (the base point, the point at high speed...). However, these machines often operate at different torques and at different speeds. This thesis studies therefore PMSM performances in order to optimize during an entire driving cycle. In this thesis, the author contributed to develop models of torque, field weakening, copper losses and iron losses and methods of calculating these losses at no-load and at load for four MSAP (three concentrated flux machine and a surface mounted PMSM) and for three driving cycles (New European Driving Cycle, Artemis-Urban and Artemis-Road). An experimental validation of these models was realized on a test bench with two prototypes of MSAP. Then, the MSAP were sized for a minimization of average power losses during the cycle and of the RMS current at the base point. This combination is designed to increase the efficiency of the electrical machine and minimize the size of the associated voltage inverter. This multi-objective optimization problem was performed using the genetic algorithm, Non-Dominated Sorting Genetic Algorithm (NSGA-II). Thus, a Pareto front of optimal solutions can be derived. The impacts of loss models (at no-load and at load) on the PMSM optimization during the cycle are studied and the interest of each model is presented. Models and calculation methods proposed in this thesis can be applied to all cycles, at different MSAP and for other applications.

Keywords: PMSM; modeling; design; optimization; experimental validation; driving cycle; hybrid electric vehicle.