



HAL
open science

Comparaison de machines à aimants permanents pour la traction de véhicules électriques et hybrides

Armando Fonseca

► **To cite this version:**

Armando Fonseca. Comparaison de machines à aimants permanents pour la traction de véhicules électriques et hybrides. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2000. Français. NNT: . tel-00688674

HAL Id: tel-00688674

<https://theses.hal.science/tel-00688674>

Submitted on 18 Apr 2012

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.

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

LABORATOIRE D'ÉLECTROTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque
/ / / / / / / / / / / / / / / /

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

Spécialité : Génie Electrique

Ecole doctorale : Électronique, Électrotechnique, Automatique et Traitement du Signal

Présentée et soutenue publiquement

par

Armando FONSECA

Ingénieur E.N.S.I.E.G.

Le 28 septembre 2000

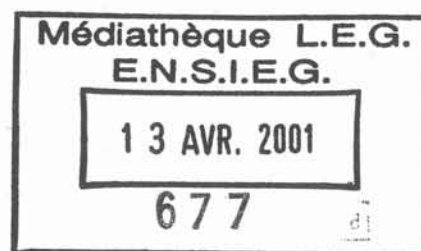
Titre

Comparaison de machines à aimants permanents

pour la traction de véhicules électriques et hybrides

Directeur de Thèse :

Jean-Paul YONNET



JURY

Monsieur	Jean Marie KAUFFMANN	, Président et rapporteur
Monsieur	Bernard MULTON	, Rapporteur
Monsieur	Jean-Paul YONNET	, Directeur de thèse
Monsieur	Christian CHILLET	, Co-encadrant
Monsieur	Alex ROMAGNY	, Examineur

*A mes parents pour m'avoir conforté dans mes choix,
A Charlotte pour son soutien de tous les instants,*

Remerciements

Cette thèse résulte d'une collaboration, dans le cadre d'une convention CIFRE, entre la direction de la recherche de la société RENAULT SA et le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. Je remercie ces deux partenaires pour le support financier et matériel qu'ils ont mis à ma disposition.

Je tiens à remercier les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail. Je remercie M. Jean-Marie KAUFFMANN qui m'a fait l'honneur de présider ce jury et d'être rapporteur de ces travaux. Je remercie aussi M. Bernard MULTON pour avoir accepté de rapporter sur ces travaux. Je tenais particulièrement à le remercier pour les nombreux échanges enrichissants que nous avons eus.

Je remercie également M^{elle} Anh-Linh BUI-VAN, M. Yves BERRIE, M. Philippe LANGRY et M. Alex ROMAGNY pour la confiance qu'ils m'ont accordé en me permettant de réaliser cette thèse, ainsi que pour avoir suivi le déroulement des études.

Je tiens très sincèrement à exprimer toute ma reconnaissance à M. Christian CHILLET pour avoir accepté de m'encadrer pendant ces travaux. Je voudrai lui dire combien sa disponibilité de tous les instants, son sens critique et ses précieux conseils scientifiques sont très importants pour un doctorant perdu dans le labyrinthe de la recherche.

Je remercie M. Jean-Paul YONNET de m'avoir accueilli au sein de l'équipe « Matériaux magnétiques pour le génie électrique » et pour son suivi des travaux de la thèse, ainsi que M. Jean-Pierre ROGNON, directeur du laboratoire, pour m'avoir permis de réaliser ces travaux de thèse dans un environnement aussi favorable que le L.E.G.

Je voudrais aussi remercier :

M. Christian SCHAEFFER pour ses précieux conseils, et M. James ROUDET pour les échanges que nous avons pu avoir sur les errements d'un jeune doctorant ;

M. Robert PERRET pour ses marques de soutien à des moments importants ;

M. Jean BIGEON pour son honnêteté scientifique et intellectuelle, et pour la force avec laquelle il défend ses convictions ;

Les personnes avec lesquelles j'ai pu collaborer au cours des travaux de thèse. Je remercie ainsi Thierry CHEVALIER pour ses explications sur les pertes fer et Eric ATIENZA pour son paradis d'optimisation ;

L'ensemble des personnes que j'ai pu côtoyer au cours de ces trois années passées au LEG. Je remercie Eric ATIENZA pour son sens *critique* et ses précieux conseils. Je remercie aussi, pour les nombreuses discussions diverses et variées, Jean-Michel GUICHON, Bertrand RAISON, Thierry CHEVALIER, Maxime BESACIER, Jimmy LORANGE, Loig ALLAIN, Benoît DELINCHANT, Enaut MUJIKI OLASAGASTI, Joseba ARZA, Florence FRANCOIS, ...

J'adresse des pensées particulières à Basma BEL HABIB, Charlotte GILLOT, Laurent CLAVELIER, Luc et Stéphanie THEVENON, Lionel FOURNIER, Phienthong PHANTHAVONG, Patrice FLANDIN, Johan RANSQUIN, Jean-Michel DOUBLEIN, Patrick BEGOU. Ces années passées en votre compagnie ont été très importantes pour moi.

Je remercie très sincèrement Valérie PHAM-TRONG, ainsi que Sébastien, Virginie et Emeline VIAL pour leur bonne humeur de tous les instants.

J'exprime enfin toute ma reconnaissance envers ma famille : mon épouse Charlotte, mes sœurs Rose et Véronique, et leurs amours respectifs Yvan et Régis, pour leur soutien de tous les instants. Je tiens à décerner une mention toute particulière à mon père José FONSECA envers qui j'ai un profond respect. Il m'a en effet soutenu dans mes choix tout au long de ma longue scolarité ...

Pour conclure, je remercie PICHU, célèbre oiseau du Pérou, pour les nombreux moments de divertissements ... Bon voyage !

Sommaire

INTRODUCTION	11
I LES MACHINES À AIMANTS POUR LA TRACTION ÉLECTRIQUE.....	17
I.1. MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES POUR LES MACHINES ÉLECTRIQUES.....	19
I.1.a. <i>Les aimants permanents pour la traction électrique</i>	19
I.1.b. <i>Des matériaux magnétiques doux</i>	22
I.2. DES CONFIGURATIONS DE MACHINES À AIMANTS	24
I.2.a. <i>Entrefer cylindrique</i>	25
I.2.b. <i>Entrefer plan</i>	26
I.2.c. <i>Localisation des aimants au rotor</i>	26
I.3. CONCLUSION	31
II LA MODÉLISATION DES MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS.....	35
II.1. OBJECTIF.....	35
II.2. LES MODÈLES DE MACHINES.....	36
II.2.a <i>Les modèles de machines linéaires</i>	36
II.2.b <i>Les modèles non-linéaires</i>	37
II.2.c <i>Calcul des pertes fer</i>	39
II.3. LE MODÈLE DE FLUX PROPOSÉ.....	42
II.3.a <i>De l'utilité d'un modèle de flux en charge</i>	42
II.3.b <i>Simulations éléments finis (flux de la machine)</i>	43
II.3.c <i>Influence de la non linéarité</i>	43
II.3.d <i>Les effets croisés</i>	46
II.3.e <i>Le modèle complet</i>	49
II.3.f <i>La commande optimale en courant</i>	50
II.3.g <i>La précision du modèle de flux</i>	52
II.4. LA MÉTHODE D'ESTIMATION DES PERTES PROPOSÉE	55
II.4.a <i>Les pertes Joule</i>	55
II.4.b <i>Les pertes fer : méthode d'interpolation</i>	55
II.4.c <i>Les pertes mécaniques</i>	58
II.5. CONCLUSION	58

III VERS UNE MÉTHODOLOGIE D'ÉTUDE DE MACHINES	61
III.1. LA MACHINE DE RÉFÉRENCE	61
III.1.a <i>La commande optimale au point de base</i>	61
III.1.b <i>Evolution du courant de phase sur la courbe enveloppe</i>	64
III.1.c <i>Conclusions</i>	67
III.2. LES CRITÈRES DE COMPARAISON	67
III.2.a <i>Contraintes</i>	67
III.2.b <i>Le courant de phase et la tension aux bornes de la machine</i>	67
III.2.c <i>Sensibilité des performances à la hauteur des aimants</i>	70
III.2.d <i>De l'utilité d'un indicateur de coût global</i>	72
III.2.e <i>Cartes d'isorendement et consommation sur cycles</i>	73
III.2.f <i>Ondulations de couple et champ démagnétisant</i>	75
III.3. CONCLUSION	76
IV ETUDES DE MACHINES À AIMANTS PERMANENTS	79
IV.1. LA RÉDUCTION DE LA LONGUEUR ACTIVE	79
IV.2. AIMANTS EN SURFACE ET RÉDUCTION DES PERTES FER	82
IV.3. LES MACHINES À AIMANTS ENCASTRÉS	86
IV.3.a <i>Etude du courant avec un circuit magnétique linéaire ou non linéaire</i>	86
IV.3.b <i>Comparaison des performances de PMREF et INSET REF</i>	89
IV.3.c <i>Limites des courts-circuits</i>	90
IV.3.d <i>Une machine à aimants encastrés sans court-circuit (PLOT33)</i>	92
IV.3.e <i>Conclusion sur les machines à aimants encastrés</i>	94
IV.4. LES MACHINES À AIMANTS ENTERRÉS	95
IV.4.a <i>Les structures étudiées</i>	95
IV.4.b <i>Les résultats de simulation</i>	96
IV.4.c <i>Conclusions sur les machines à aimants enterrés</i>	98
IV.5. CONCLUSION	99
V MACHINES À AIMANTS EN SURFACE ET OPTIMISATION	103
V.1. LE MODÈLE PAR RÉSEAU DE RÉLUCTANCES	104
V.1.a <i>Le modèle analytique</i>	104
V.1.b <i>Non-linéarités des réluctances</i>	104
V.1.c <i>Les effets croisés</i>	108
V.2. VALIDATION DU MODÈLE	113
V.3. INFLUENCE DE L'ÉPAISSEUR DES AIMANTS	116
V.3.a <i>La réluctance d'entrefer et flux de fuite</i>	116
V.3.b <i>Les ampères-tours des aimants</i>	120
V.3.c <i>Prédiction des points de fonctionnement à puissance maximale</i>	122
V.3.d <i>Réluctance du circuit magnétique</i>	123

V.4. EDEN : UN LOGICIEL D'AIDE À LA CONCEPTION	125
V.4.a <i>Modèle analytique</i>	126
V.4.b <i>Cahier des charges & optimisation</i>	126
V.4.c <i>Compte rendu</i>	126
V.5. LE MODÈLE IMPLANTÉ SOUS EDEN	126
V.5.a <i>Grandeurs d'entrée</i>	126
V.5.b <i>Grandeurs optimisables</i>	127
V.5.c <i>Grandeurs de sortie</i>	127
V.5.d <i>Equations implicites</i>	127
V.5.e <i>Comparaison des résultats</i>	128
V.6. OPTIMISATION D'UN PARAMÈTRE DE LA MACHINE SYNCHRONE.....	129
V.6.a <i>Le nombre de spires</i>	129
V.6.b <i>La longueur active</i>	129
V.6.c <i>L'épaisseur des aimants</i>	130
V.7. OPTIMISATION À BASSE VITESSE EN IMPOSANT V_m À 70 %.....	131
V.7.a <i>Nombre de spires N_s variable</i>	131
V.7.b <i>Nombre de spires N_s et épaisseur des aimants H_{pm} variables</i>	133
V.7.c <i>La commande à facteur de puissance unitaire</i>	134
V.8. OPTIMISATION À BASSE ET HAUTE VITESSE SIMULTANÉMENT	137
V.8.a <i>Duplication du modèle</i>	137
V.8.b <i>Fonction objectif : maximum de deux valeurs</i>	137
V.8.c <i>La longueur active L_{act}</i>	137
V.8.d <i>La longueur active L_{act} et le nombre de spires N_s</i>	138
V.8.e <i>Optimisation globale</i>	140
V.9. CONCLUSION.....	142
CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES.....	145
BIBLIOGRAPHIE	149

Introduction

Le transport routier est la cause d'environ 20 % des **émissions de CO₂** dans la zone de l'O.C.D.E.¹. Certains états (Californie) ou villes (Paris, Rome, Athènes) ont pris des initiatives pour promouvoir l'utilisation de véhicules propres où à faible niveau d'émissions nocives. L'industrie automobile doit ainsi favoriser l'intégration des véhicules tout en considérant l'environnement. Les constructeurs automobiles développent ainsi de nombreuses applications pour une meilleure utilisation de l'énergie embarquée, à prestations données.

Pour Renault, la voiture sera dans les années à venir plus sûre, plus confortable et plus citoyenne dans le respect de l'environnement. Ces évolutions vont conduire à une présence accrue des composants électriques à bord, et à une augmentation de la consommation d'énergie électrique. Le passage à une tension de 42 Volts pour le réseau électrique de bord (au lieu de 14 Volts actuellement) permettrait de répondre à cet objectif, tout en optimisant encore le rendement d'énergie électrique et donc la consommation de carburant. Les recherches du constructeur portent également sur les moyens d'alimenter ce nouveau réseau électrique : parallèlement à l'alternateur 42 V, L'ADIVI (Alternateur Démarreur Intégré au Volant d'Inertie) et le générateur auxiliaire pile à combustible sont deux autres moyens envisagés.

De nombreux efforts sont aussi réalisés pour améliorer le rendement des moteurs thermiques. Citons par exemple l'injection à rampe commune qui autorise une combustion plus complète, par une pression d'injection du carburant plus élevée. La dépollution (fumées et particules) est ainsi améliorée.

Pour améliorer les performances de la chaîne de traction, il est aussi possible d'utiliser un moteur électrique. Le développement de véhicules intégrant de nouveaux modes de propulsion (hybrides et électriques) s'est alors accru ces dernières années.

Le **véhicule électrique à batteries** permet d'atteindre les meilleurs rendements énergétique en ville. Il est en effet possible de récupérer l'énergie du freinage. Son utilisation n'implique pas d'émissions de CO₂ et réduit notablement les nuisances sonores en zone urbaine où il est particulièrement adapté. Cependant, il semble que sa trop faible autonomie (200 km) et le long temps de recharge (plusieurs heures) soient à l'origine d'une faible demande de la part des particuliers.

Ces dernières années, le contexte automobile a donc évolué pour s'orienter vers la **propulsion hybride**. Par rapport à un véhicule classique, l'hybridation apporte un double avantage en matière de consommation et d'émission de CO₂. Elle offre d'une part la possibilité d'utiliser l'énergie électrique pour les déplacements urbains, et permet d'autre part de faire fonctionner sur route le moteur thermique dans sa meilleure plage d'utilisation grâce à une

¹ L'Organisation de Coopération et de Développement Economique rassemble 29 pays Membres partageant les principes de l'économie de marché, de la démocratie pluraliste et du respect des droits de l'homme (Allemagne, Canada, Etats-Unis, France, Japon, Royaume-Uni, ...)

régulation de la puissance à l'aide du moteur électrique. Différents véhicules hybrides ont déjà été commercialisés au Japon. Citons à titre d'exemple la *Prius* de TOYOTA et la *Tino* de NISSAN.

Ce travail de thèse s'inscrit dans ce contexte de la traction électrique dans les véhicules électriques ou hybrides. Nous nous intéresserons en particulier aux machines synchrones à aimants permanents. Une étude comparative de diverses structures doit nous permettre d'appréhender ce type de machine, ainsi que leurs performances.

Cette étude est menée en collaboration avec la direction de la Recherche du groupe RENAULT au sein du laboratoire d'électrotechnique de Grenoble.

Quelques **matériaux magnétiques** seront présentés pour connaître leur influence sur les performances des machines. Différentes structures de **machines à aimants** seront ensuite exposées dans la première partie.

Dans une deuxième partie, divers **modèles** de machines synchrones seront traités. Nous présenterons alors un modèle analytique qui permettra d'estimer les **pertes** d'une machine synchrone à aimants indépendamment de la configuration des aimants au rotor.

Les résultats du modèle analytique ainsi développé seront comparés dans la troisième partie à des **mesures expérimentales** sur une **machine de référence**. Cette partie a pour objectif de mettre en place une méthodologie systématique d'étude de machines à aimants.

La quatrième partie portera effectivement sur la **comparaison de machines** avec l'ensemble des critères définis précédemment. L'analyse du comportement de diverses structures d'aimants au rotor sera alors réalisée. En particulier, l'influence de la réduction de la **longueur active** sur les performances de la machine de référence devra être étudiée.

Dans la dernière partie sera présenté un nouveau modèle analytique adapté à une activité de **conception** et d'optimisation des performances de la machine. Fondé sur un **réseau de réluctance**, ce modèle permettra aussi d'estimer les performances d'une machine à aimants. Nous verrons finalement l'intérêt de ce modèle et ses limites dans une étude d'**optimisation**.

Une conclusion synthétisera les principaux résultats établis au cours de ce travail de thèse. Des perspectives seront enfin dégagées.

Chapitre I

Les machines à aimants pour la traction électrique

I LES MACHINES À AIMANTS POUR LA TRACTION ÉLECTRIQUE	17
I.1. MATÉRIAUX MAGNÉTIQUES POUR LES MACHINES ÉLECTRIQUES	19
<i>I.1.a. Les aimants permanents pour la traction électrique.....</i>	<i>19</i>
<i>I.1.b. Des matériaux magnétiques doux.....</i>	<i>22</i>
I.1.b.i Des tôles laminées de faible épaisseur	23
I.1.b.ii Les alliages Fer-Cobalt	23
I.1.b.iii Les poudres de fer.....	23
I.2. DES CONFIGURATIONS DE MACHINES À AIMANTS.....	24
<i>I.2.a. Entrefeer cylindrique.....</i>	<i>25</i>
<i>I.2.b. Entrefeer plan.....</i>	<i>26</i>
<i>I.2.c. Localisation des aimants au rotor.....</i>	<i>26</i>
I.2.c.i Les aimants en surface	27
I.2.c.ii Les aimants encastrés.....	27
I.2.c.iii Les aimants enterrés et pièces polaires	28
I.2.c.iv Les aimants enterrés, multi-couches	29
I.2.c.v Une machine hybride	30
I.3. CONCLUSION	31

I LES MACHINES A AIMANTS POUR LA TRACTION ELECTRIQUE

La notion de respect de l'environnement est une donnée de plus en plus présente dans la vie d'aujourd'hui. Cette prise de conscience générale influe non seulement sur les décisions politiques locales ou nationales, mais aussi sur le contenu des normes qui régissent les échanges commerciaux. Pour celles qui nous concernent ici, c'est à dire celles qui s'appliquent aux transports, les évolutions prévues sont importantes. Les directives européennes imposent déjà une réduction des émissions de gaz polluants. A titre d'exemple, les émissions limites de HC+NOx devront passer de 0.5 g/km (EURO 97) à 0.18 g/km (EURO 2005). De même, le taux de CO₂ émis (moyenne sur toute la gamme des véhicules d'un constructeur européen) devra être inférieurs à 140 g/km à partir de 2008, soit environ 25 % de moins qu'en 1995. Or il faut savoir que lorsque l'on gagne quelques pour cents sur les rejets d'un moteur thermique, cela se fait souvent au détriment du taux de CO₂ et de la consommation. Pour sortir de ce cycle et prendre un peu d'avance sur les futures normes, une solution consiste à sortir du mode de propulsion tout *thermique*.

C'est alors que les moteurs électriques apparaissent. Ils représentent une solution idéale et propre pour générer le couple mécanique nécessaire au véhicule. Un problème se pose cependant : le moteur convertit de l'énergie électrique en énergie mécanique. Or cette énergie électrique doit être soit produite, soit stockée dans le véhicule. Et c'est là que le bât blesse.

Le stockage électrochimique, même s'il a fait de gros progrès, ne possède pas les caractéristiques idéales qui feraient des véhicules électriques les remplaçants directs des véhicules thermiques. Même si l'autonomie de ces véhicules s'est accrue, le temps de recharge restera prohibitif comparativement à un passage à la pompe d'essence. Ils sont donc réservés, et très bien adaptés, à un usage urbain pour lequel l'autonomie est suffisante.

L'autre issue consiste à produire de l'électricité à bord du véhicule. De nombreuses solutions sont possibles. On peut par exemple utiliser une conversion électrochimique en utilisant la pile à combustible. Ces systèmes, autrefois réservés aux applications spatiales, ont fait d'énormes progrès tant en compacité, en performance qu'en coût. Il n'est pas impossible que des applications commerciales voient le jour dans les prochaines années. Pour l'instant et dans un proche avenir, cette solution n'est pas disponible industriellement, reste donc à produire l'électricité par un moteur thermique. Nous arrivons alors aux véhicules hybrides.

La solution hybride série où l'intégralité de la puissance mécanique est fournie par le moteur électrique est pénalisée par la présence de trois machines de puissance unitaire et de l'enchaînement des rendements de conversion. Une autre possibilité est la solution hybride parallèle dans laquelle le moteur thermique et le moteur électrique peuvent générer un couple mécanique. Les variantes de réalisation concernent principalement la part de puissance totale que peut fournir le moteur électrique, ainsi que la gestion des différentes énergies mécaniques, électriques et chimique (stockage) pour aboutir aux rejets minimum et à la plus faible consommation.

Quelles sont alors les machines électriques les plus appropriées pour toutes ces applications ? Difficile de répondre avec certitude. Ce qu'il est possible d'affirmer, c'est l'abandon progressif des moteurs dits à *courant continu*. A l'origine des véhicules électriques, on ne trouvait qu'eux : un simple *interrupteur* mécanique suffisait pour les commander. Des versions plus évoluées ont vu le jour ensuite en utilisant un hacheur électronique.

Actuellement le coût de l'électronique de puissance ayant fortement baissé, les solutions *machines à courant alternatif* associées à un onduleur sont devenues plus intéressantes. Les machines asynchrones ou synchrones sont plus compactes, plus simple à réaliser et plus performantes (meilleur rendement et puissance massique plus élevée). On peut sans problème majeur envisager avec elles des vitesses de rotation et des tensions d'alimentation élevées.

Finalement, quelles que soient les machines retenues pour les applications futures, elles devront respecter le cahier des charges propre au secteur automobile, notamment les points suivants :

- **bas coûts** (concurrence, grande série, implantation sur le marché du moteur thermique, ...);
- **performances** (large plage de fonctionnement, minimisation de la consommation, impératifs de couple et puissance pour doubler, démarrer en côte, ...);
- **fiabilité** (environnement sous capot, sollicitations variées à cause de la diversité des trajets ou de l'environnement extérieur, ...);
- **compacité** (hybride, petits véhicules, emplacement dans un volume limité, ...).

Pour un véhicule *électrique pur*, le critère technique le plus important est l'**autonomie**. Dans le cas d'un véhicule **hybride**, c'est un peu différent. La contrainte de **compacité** est la plus forte. Il y a en effet deux, voire trois, moteurs à loger sous le capot d'un véhicule en plus de l'électronique de puissance : l'espace est donc compté.

Le **coût** de la chaîne de traction est enfin dans les deux cas un facteur à réduire au minimum dans le respect des contraintes de performances du véhicule.

Ces généralités sur l'évolution des véhicules étant vues, nous allons nous intéresser aux machines synchrones à aimants ; domaine dans lequel la variété de structure est importante et où la solution optimale (si elle existe) n'a pas encore été trouvée. Après une description des matériaux que l'on peut rencontrer dans ces machines, nous passerons en revue les diverses solutions rencontrées.

I.1. Matériaux magnétiques pour les machines électriques

Dans la gamme des matériaux participant à la conversion électromécanique, les matériaux magnétiques jouent un rôle essentiel. Après une description des aimants permanents, nous aborderons les matériaux magnétiques doux. En particulier, nous nous intéresserons aux matériaux laminés et aux poudres de fer.

I.1.a. Les aimants permanents pour la traction électrique

Les aimants sont des matériaux magnétiques durs, caractérisés par une induction rémanente B_r , un champ coercitif de l'aimantation H_c et une énergie spécifique maximale $(BH)_{\max}$. D'un point de vue macroscopique, l'état magnétique d'un aimant est décrit par 3 vecteurs [Leprince] :

- l'induction magnétique \vec{B} ;
- le champ magnétique \vec{H} ;
- l'aimantation \vec{M} .

Ces trois vecteurs sont reliés par la relation vectorielle suivante $\vec{B} = \mu_0 \cdot [\vec{H} + \vec{M}(\vec{H})]$

L'aimantation de l'aimant est la résultante d'une aimantation résiduelle $\vec{M}_r = \frac{\vec{B}_r}{\mu_0}$ et d'une

aimantation induite par un champ extérieur $\vec{M}_i = \chi_m(\vec{H})\vec{H}$ où χ_m est la susceptibilité magnétique du matériau (qui dépend du champ appliqué). Par conséquent, on peut écrire la relation suivante :

$$B = \mu_0 \cdot \left[H + \frac{B_r}{\mu_0} + \chi_m(H) \cdot H \right] = \mu_0 \cdot [1 + \chi_m(H)] H + B_r$$

Soit encore, en introduisant la perméabilité relative de l'aimant $\mu_r(H) = 1 + \chi_m(H)$:

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r(H) H + B_r$$

Équation I-1 : Induction B dans un aimant en fonction du champ H appliqué

Dans les machines électriques, la partie utile de la caractéristique $B(H)$ des aimants se situe dans le quart de plan pour lequel $H < 0$ et $B > 0$. On parle de caractéristique de démagnétisation lorsqu'un champ extérieur est appliqué pour s'opposer à l'aimantation résiduelle de l'aimant (Figure I-1).

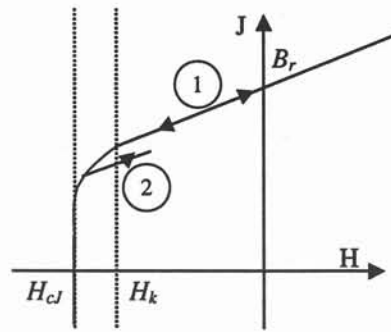


Figure I-1 : Caractéristique de désaimantation d'un aimant permanent

Tant que le champ appliqué est inférieur au champ critique H_k , le cycle est réversible. Le point de fonctionnement de l'aimant (B, H) se déplace sur la droite (1). Si le champ démagnétisant dépasse le champ critique H_k , l'aimant subit alors une désaimantation irréversible. En amenant le champ à une valeur inférieure à H_k , on revient sur un cycle mineur (2), ce qui équivaut à une diminution de l'induction rémanente. Ce phénomène est très important dans les machines électriques car une démagnétisation irréversible de l'aimant, même partielle, entraîne une diminution de l'induction dans l'entrefer de la machine. Ses performances (couple et rendement) sont alors définitivement dégradées [Espanet-99]. Les aimants de ces machines doivent donc être protégés contre des champs démagnétisants trop élevés.

Par ailleurs, l'induction rémanente et le champ coercitif dépendent de la température du matériau. Cette influence est quantifiée à l'aide des deux facteurs ΔB_r et ΔH_{cj} représentant les variations de l'induction rémanente et du champ coercitif lorsque la température s'élève de 1 K. Notons qu'au delà de la température de Curie T_c , l'aimant perd ses propriétés ferromagnétiques [Espanet-99].

Les aimants permanents que l'on peut rencontrer dans les machines de traction sont principalement les ferrites durs et les aimants terres rares : le Samarium-Cobalt ($SmCo_5$ et Sm_2Co_{17}) et le Néodyme-Fer-Bore ($NdFeB$).

Ferrite

C'est le matériau le plus ancien et le moins cher. Ses performances modestes le cantonnent dans les machines de petite puissance ou de faible puissance massique. C'est un matériau très cassant mais résistant à la corrosion. Ses performances n'évoluent plus beaucoup.

Samarium-Cobalt

Ce sont les premiers aimants terres rares apparus sur le marché. Leur énergie est très supérieure à celle des ferrites, de même que leur prix. Il semble que le domaine d'utilisation de ces aimants se limite peu à peu aux applications fonctionnant à haute température et à champ inverse élevé (militaire, nucléaire, ...).

Néodyme-Fer-Bore

C'est la version d'aimants terres rares la plus récente et la plus performante sur pratiquement tous les points. Les progrès constants réalisés ces dernières années dans leur élaboration, et leur coût inférieur

aux Samarium-Cobalt, leur assurent une quasi-exclusivité dans les machines de traction. Malheureusement ils sont par nature très sensibles à la corrosion. Des techniques récentes (revêtements ou additifs) font cependant quasiment disparaître cet inconvénient.

Pour ces aimants, la caractéristique de démagnétisation peut être assimilée à une droite de pente $\mu_0 \cdot \mu_{ra}$ et d'ordonnée à l'origine B_{ra} où μ_{ra} et B_{ra} correspondent respectivement à leur perméabilité relative et à leur induction rémanente [Brissonneau-91].

$$B = \mu_0 \cdot \mu_{ra} \cdot H + B_{ra}$$

Équation I-2 : Induction B dans un aimant en fonction du champ H appliqué

Pour comparer ces aimants entre eux, nous avons rassemblé quelques caractéristiques dans les tables suivantes. Pour chaque type d'aimant, nous présentons une nuance à fort champ coercitif (H_{cJ}) ou à forte induction rémanente (Br).

		Br (T)	H _{cJ} (kA/m)	(BH) _{max} (kJ/m ³)	ΔBr/Br (%/K)	ΔH _{cJ} /H _{cJ} (%/K)	T _{max} (°C)	Densité
Les ferrites	1	0.41	255	32	-0.2	+0.5		4.9
	2	0.37	290	26	-0.2	+0.3		4.8
Sm ₂ Co ₁₇ fritté	3	1.04	2070	205	-0.03	-0.2	350	8.4
	4	1.12	800	240	-0.03	-0.1	300	8.4
NdFeB fritté	5	1.0	3260	190	-0.10	-0.4	210	7.5
	6	1.41	1030	385	-0.11	-0.8	100	7.5
NdFeB lié	7	0.61	1000	55	-0.12	-0.4	150	5.9
	8	0.66	620	68	-0.12	-0.4	100	5.9

- (1) : Koerox 420 (WIDIA Magnettechnik) (2) : Koerox 350 (WIDIA Magnettechnik)
 (3) : Vacomax 225 (Vacuumschmelze) (4) : Vacomax 240 HR (Vacuumschmelze)
 (5) : Vacodym 411 (Vacuumschmelze) (6) : Vacodym 510 HR (Vacuumschmelze)
 (7) : Koerdym 63p (WIDIA Magnettechnik) (8) : Koerdym 75p (WIDIA Magnettechnik)

Table I-1 : Récapitulatif des performances typiques de quelques types d'aimants à 25°C

Remarquons quelques points singuliers dans la Table I-1. Le coefficient de variation de H_{cJ} pour les ferrites est positif [Leprince]. Les ferrites sont donc plus sensibles à la démagnétisation, à basse température. Les $NeFeB$ sont également très sensibles à la température (6 : Réduction de H_{cJ} de 80 % pour une augmentation de la température de 100 °C).

Pour une technologie d'aimants donnée, on peut aussi observer que les deux critères (fort H_{cJ} , fort Br) sont opposés. De même si les performances des aimants $NdFeB$ sont plus élevées que les Sm_2Co_{17} , elles se dégradent par contre beaucoup plus vite avec l'augmentation de la température, comme le présente la Table I-2.

Température	Néodyme-Fer-Bore			Samarium-Cobalt		
	25 °C	100 °C	Evolution	25 °C	100 °C	Evolution
Br (T)	1	0.925	- 7.5 %	1.04	1.02	-2.2 %
H _{cJ} (kA/m)	3260	2280	- 30 %	2070	1760	-15 %

Table I-2 : Performances d'un aimant en NdFeBr (5) et en SmCo (3) en fonction de la température

Les aimants *NdFeB* liés permettent d'obtenir des performances **intermédiaires** entre des ferrites (**faibles** coût et performances) et des *NdFeB* frittés (coût et performances **élevés**). Des progrès ont été réalisés par les fabricants d'aimants sur la tenue en température des liants. Une température maximale de fonctionnement de 150 °C est maintenant atteinte pour les meilleures natures d'aimants liés (7). Cette température était la principale limite à l'utilisation de ces matériaux. 150°C semble être une température de fonctionnement maximale des aimants acceptable pour une application à la traction électrique. Outre le fait que le processus de fabrication semble moins onéreux (moulage et usinage plus simple avec le liant), la manipulation de ces aimants liés est rendue plus facile car le matériau est moins friable.

Toutes les réalisations industrielles récentes pour la traction électrique (pour des puissances de quelques dizaines de kW), utilisent des aimants en *NdFeB* frittés mais pas de ferrites, sûrement pour des raisons de compacité. Les perspectives apportées par les aimants liés semblent ouvrir la voie vers de nouvelles utilisations pour réduire le coût de ces machines à aimants.

I.1.b. Des matériaux magnétiques doux

Le circuit magnétique de la machine est constitué de matériaux ferromagnétiques doux, à la différence des aimants qui sont des matériaux ferromagnétiques durs. Les caractéristiques magnétiques de ces premiers matériaux vérifient la même équation $\vec{B} = \mu_0 \cdot [\vec{H} + \vec{M}(\vec{H})]$ que les aimants à la différence que leur induction rémanente est faible et leur perméabilité élevée (de 100 à 10000 selon le matériau) [Espannet-99].

Dans la gamme des matériaux participant à la conversion électromécanique, les composants laminés constituent sûrement le volume le plus utilisé. Les circuits magnétiques de machines électriques sont classiquement composés d'un empilement de tôles en Fe-Si de 50 à 65 centièmes de millimètre d'épaisseur. Le flux statorique étant variable, le stator est composé de tôles feuilletées pour limiter les pertes par courants de Foucault. Il est aussi possible d'accroître la résistivité électrique du matériau. La présence d'atomes de Silicium (*Si*) et d'Aluminium (*Al*) dans le Fer augmente cette résistivité. L'influence du pourcentage massique en *Si* et *Al* d'un acier est illustré par la formule approchée suivante.

$$\rho(\Omega.m) = [13.6 + 11.(\%Si + \%Al)] 10^{-8}$$

Équation I-3 : Résistivité d'une tôle en Fe-Si [Bavay]

Malheureusement, l'addition de Silicium est limitée pour des raisons de dureté et de laminage à froid des aciers. L'augmentation du pourcentage de *Si* diminue la densité et l'induction à saturation des tôles qui valent respectivement 7.85 et 2.17 Tesla pour le Fer pur et 7.65 et 2.01 Tesla pour le Fer avec 3 % de Si. Il n'est alors possible d'augmenter la résistivité électrique que grâce à l'ajout d'aluminium. Or celui-ci pose des problèmes du fait de sa grande affinité avec l'oxygène lors de l'élaboration de l'acier et également au cours des différents traitements thermiques [Bavay].

Divers matériaux ont alors été développés pour permettre de réduire les pertes et/ou d'accroître leur performances magnétiques (induction à saturation et perméabilité relative). En particulier, l'épaisseur des tôles peut être réduite pour limiter les pertes par courants de Foucault. Il est aussi possible d'accroître l'induction à saturation avec des alliages du type Fer-Cobalt. Nous concluons cette présentation par les poudres de fer, matériaux sur lesquels de nombreux progrès ont été réalisés et sur les perspectives attendues.

1.1.b.i Des tôles laminées de faible épaisseur

Parmi les préoccupations actuelles des constructeurs de machines, la diminution des pertes fer reste un point de recherche fondamental. Le moyen le plus direct pour réduire les pertes fer est de réduire l'épaisseur des tôles utilisées (inférieures à 35/100 mm) [Horsley-97], [Hodkinson-97], [Nogarede-99].

Ces tôles de faible épaisseur sont toutefois d'un coût plus élevé compte tenu du faible marché mondial.

1.1.b.ii Les alliages Fer-Cobalt

Pour accroître l'efficacité du circuit magnétique, il est aussi possible d'utiliser des tôles **Fer-Cobalt** qui présentent les niveaux d'induction à saturation B_{sat} les plus élevés. Citons par exemple le cas des tôles AFK 502 LL (49 Co-V-Fe) de la société Imphy S.A. pour lesquelles $B_{sat}=2.4$ T [Imphy]. L'utilisation de ce matériau permet alors une réduction du volume et de la masse du circuit magnétique [Mellor-97], [Horsley-97], [Gair-97].

Cependant, le coût de telles tôles avec 50 % de Cobalt peut être multiplié par 15 [Espagnet-99] par rapport à des tôles Fe-Si *classiques*. Leur utilisation est alors limitée à des applications où la puissance et les pertes massiques est l'élément clefs (militaire, spatial, ...).

1.1.b.iii Les poudres de fer

Les matériaux à base de **poudre magnétiques douces** présentent des pertes fer nettement plus importantes que les tôles feuilletées à basse vitesse. C'est pourquoi ces matériaux n'ont pas été utilisés jusqu'à maintenant pour la conception de machines électriques (alimentées à 50 Hz, et non en vitesse variable). Les récents progrès sur le type de composite permettent de reconsidérer l'utilisation de tels matériaux. Ces nouvelles poudres sont constituées de particules de fer inférieures à 0.1 mm. Le processus de mise en forme est réalisé sous haute pression pour assurer une plus grande densité du matériau. L'importance de la perméabilité et du niveau de l'induction à saturation du circuit magnétique en dépend [Jack 1-99]. La difficulté du contrôle des grains inhérent au process conduit à de grandes pertes par hystérésis (proportionnelles à la fréquence d'excitation). La couche isolante qui permet de lier les grains entre eux réduit de façon notable les surfaces sur lesquelles les courants de Foucault peuvent s'établir. Les pertes associées (proportionnelles au carré de la fréquence) sont alors

fortement réduites. A-G Jack indique que ces poudres présentent des pertes à basse fréquence (hystérésis) très importantes (12 W/kg contre 3 W/kg pour des tôles avec 3 % de Silicium à 1.5 T et 50 Hz). Il précise cependant que ces poudres sont d'autant plus intéressantes que la fréquence est élevée. Au-delà de 500-700 Hz, les pertes volumiques deviennent inférieures à celles de tôles laminées de 50/100 à 3% de Si. Une comparaison avec un actionneur à aimants du commerce semble montrer l'intérêt de ce matériau qui présente *a priori* des performances plus faibles que les tôles feuilletées [Jack 2-99].

Ces poudres offrent la possibilité d'un usinage direct sur des blocs ou d'un moulage de tout ou partie du circuit magnétique. Un champ très vaste est alors offert quant aux structures de machines électriques envisageables et à l'optimisation de forme dans les circuits magnétiques. Le circuit peut alors être construit de telle façon qu'il n'est pas possible d'utiliser des tôles feuilletées. Par exemple, la culasse du stator est étendue axialement au-delà des têtes de bobines [Jack 2-99]. Ce matériau présente enfin un potentiel de réduction de coût de production [Mecrow-98].

Parmi les points défavorables, citons son plus faible niveau d'induction à saturation ($B_{sat} \approx 1.8$ T). Divers auteurs précisent que ce type de matériau a une perméabilité relativement faible ($\mu_r < 1000$) comparée à celle des tôles Fe-Si classiques [Mecrow-98], [Profumo-98]. Cependant, les machines à aimants en surface ont un entrefer assez important. La réduction de la perméabilité du circuit magnétique est alors moins sensible sur les performances de ces machines à aimants que sur celles des machines à induction ou à réluctance. La plus faible résistance mécanique d'un tel matériau est aussi un point à considérer.

L'évolution des performances magnétiques de ces matériaux semble par conséquent ouvrir la voie à de nouvelles méthodes de conception et technologies de machines électriques. Les circuits magnétiques seront moulés, offrant la possibilité de nouvelles structures plus efficaces et difficilement réalisables avec des circuits magnétiques feuilletés. Les poudres de fer permettraient enfin de réaliser des circuits magnétiques moins chers et de forme plus complexe, ce matériau présentant un comportement isotrope en 3 dimensions.

1.2. Des configurations de machines à aimants

L'aspect matériau étant vu, passons maintenant aux différentes structures de machines rencontrées. Les formes d'ondes de tension (sinus ou trapèze) ne nous semblent pas être un critère de tri intéressant, chaque structure de machines à aimants pouvant générer les deux. Une évolution en trapèze impose seulement des conditions particulières sur la structure (bobinage à 1 encoche / pôle / phase par exemple) mais semble moins adaptée aux fonctionnements en réduction de flux (harmoniques de courant et de flux, ondulation de couple) [Jack-92],[Eriksson-93].

I.2.a. Entrefer cylindrique

La forme la plus classique et la plus rencontrée est à entrefer radial (cylindrique) et à rotor intérieur. Cette structure offre l'avantage d'avoir une partie externe fixe (stator) qui est facilement accessible pour le système de refroidissement. Le rotor a une allure globalement cylindrique. Un exemple de rotor est présenté à la Figure I-2. Sa structure n'est cependant pas classique (aimants enterrés et saturation des retour de flux).

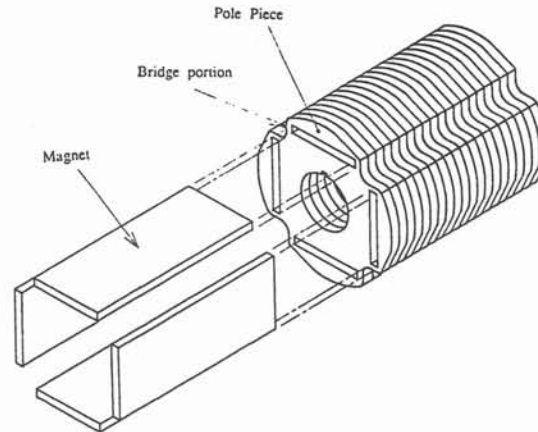


Figure I-2 : rotor cylindrique [Yamakoshi-92]

On peut évidemment choisir de placer le rotor autour du stator. Cette architecture a l'avantage d'offrir une bonne tenue mécanique des aimants sur le rotor puisque, lors de la rotation, les forces d'inertie tendent à plaquer les aimants sur la couronne qui les supporte. Ce moteur trouve particulièrement bien sa place dans une roue (Figure I-3) [Riezenman-92], [Espagnet-99].

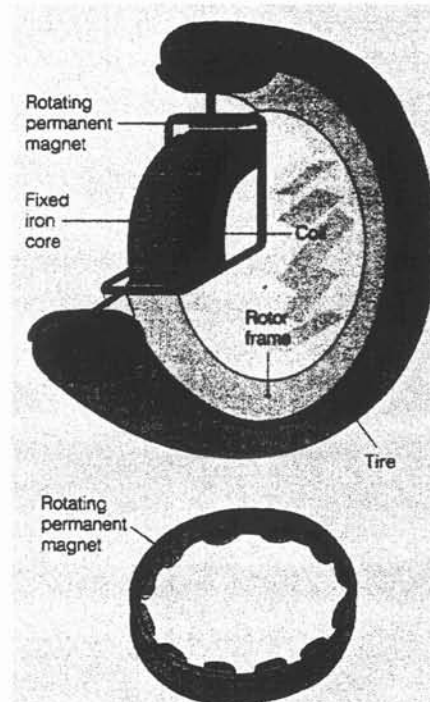


Figure I-3 : moteur roue [Riezenman 92]

I.2.b. Entrefer plan

Une autre forme de réalisation est possible en plaçant face à face deux disques. L'un est le stator, l'autre le rotor et le flux dans l'entrefer est orienté selon la direction axiale. Cette solution pose plus de problèmes pour loger les conducteurs en particulier du côté de l'axe. La zone utile est donc reportée en périphérie de la machine [Chillet-91].

On obtient cependant de bons couples massiques car il est possible de réduire fortement la quantité de circuit magnétique et aussi d'augmenter le nombre d'entrefers consécutifs en ajoutant alternativement un stator puis un rotor. Le flux axial de la machine traverse alors les entrefers consécutifs en ne nécessitant que de très petites portions de circuit magnétique [Chillet-88]. Une réalisation avec deux stators et un rotor est présentée à la Figure I-4.

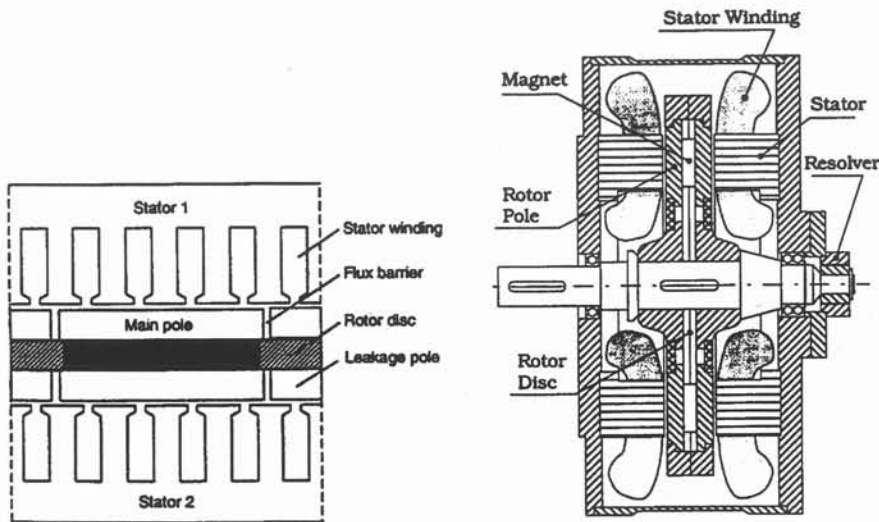


Figure I-4 : moteur disque à deux entrefers [Profumo 98]

La structure à entrefer plan est très utilisée pour les moteurs de véhicules solaires (sun-racers) [Patterson-97] ou pour la propulsion électrique navale [Letellier-99]. Il s'agit dans ce dernier cas de machines à très grand nombre de pôles et faible vitesse de rotation.

I.2.c. Localisation des aimants au rotor

Que ce soit pour une machine à flux axial ou radial, à rotor interne ou externe, nous pouvons distinguer trois méthodes de placements des aimants dans le rotor : **en surface**, **encastrés** ou **enterrés**. Toutes ces solutions techniques permettent d'obtenir diverses valeurs d'inductance (L_d et L_q) en favorisant plus ou moins les trajets du flux suivant ces deux axes.

1.2.c.i Les aimants en surface

La machine la plus simple à concevoir, consiste à disposer les aimants à la surface du rotor. La perméabilité des aimants terres rares étant pratiquement identique à celle de l'air, la saillance du rotor est quasiment inexistante ($L_d \approx L_q$) [Miura-96]. Compte tenu du grand entrefer magnétique, des charges linéiques d'entrefer élevées sont nécessaires pour pouvoir contrôler le flux dans la machine. Or ces charges linéiques élevées influent sur le rendement à haute vitesse, les contraintes sur les semi-conducteurs et le risque de désaimantation des aimants. Un système de refroidissement efficace permet toutefois de limiter leur impact sur les performances de ces machines.

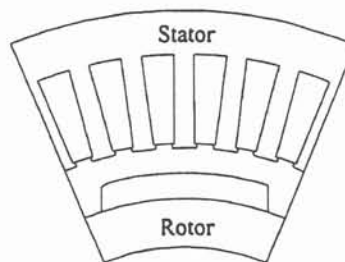


Figure I-5 : rotor à aimants en surface [Lutz-96]

Les aimants peuvent être collés à la surface du rotor (Figure I-5). Cependant, pour maintenir ces derniers à haute vitesse, on utilise généralement une frette. Des travaux sont en cours chez les fabricants d'aimants en vue d'obtenir directement un anneau d'aimant homogène. Un tel aimant permettrait d'éviter l'utilisation d'une frette. R.L. Hodkinson précise qu'un tel tube peut être utilisé à haute vitesse (13500 tr/mn, soit une vitesse périphérique de 100 m/s).

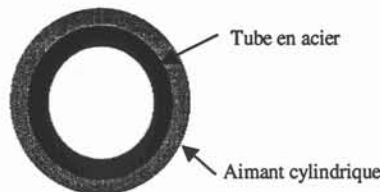


Figure I-6 : rotor à aimant cylindrique en surface [Hodkinson-97]

La forme cylindrique d'un diamètre de 140 mm et peu épaisse (5 mm) en est au stade des prototypes chez les fournisseurs d'aimants. La rigidité mécanique de tels aimants semble être un point critique à haute vitesse. Néanmoins, du fait de la post-magnétisation maîtrisée, il est possible de mieux contrôler la forme de l'induction le long de l'entrefer pour réduire les pertes fer et le couple d'encoche [Hodkinson-97], [Endo-97].

1.2.c.ii Les aimants encastrés

Comme précédemment, les aimants sont placés à la surface du rotor. Ils sont cependant séparés par un plot ferromagnétique qui les fait apparaître comme étant encastrés dans le rotor. La réactance synchrone de l'axe q est dans ce cas supérieure à celle de l'axe d. Cette

configuration à aimants encastrés possède de meilleures performances en terme de couple grâce à l'utilisation du couple réluctant [Lindström -96]. La réduction de l'épaisseur des aimants entraîne un accroissement de la réactance de l'axe direct X_d , à entrefer mécanique constant. La réduction de flux nécessite ainsi un courant I_d plus faible [Lindström-96], [Miura-96].

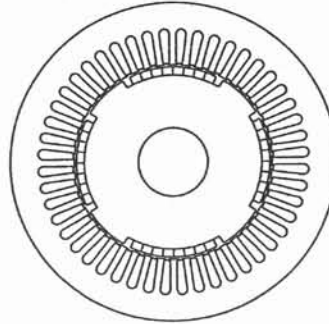


Figure I-7 : rotor à aimants encastrés [Lindström 96]

Ces aspects positifs (sur le gain en courant et/ou en couple) sont à tempérer. Ils ont été obtenu à partir d'un modèle de machine qui repose sur des hypothèses linéaires. Les effets de la saturation ne sont pas pris en compte. Enfin, la tension aux bornes de la machine n'est pas considérée. Seule une réduction de l'amplitude du courant est mise en avant.

1.2.c.iii Les aimants enterrés et pièces polaires

Dans ce type de structure, les aimants sont localisés à l'intérieur même du rotor. Chaque pôle de ce dernier est constitué d'une partie ferromagnétique excitée par les aimants. Cette configuration permet d'avoir une liberté supplémentaire par rapport aux aimants en surface, à savoir pouvoir ajuster la largeur des aimants, indépendamment de la longueur du pas polaire. Lorsque la somme des largeurs des aimants qui excitent un pôle est supérieure à celle du pôle, nous obtenons une structure à concentration de flux. Une telle machine est présentée à la Figure I-8.

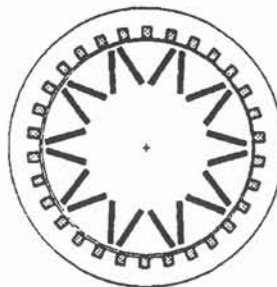


Figure I-8 : rotor à aimants enterrés et concentration de flux [Pyrhönen 98]

L'induction dans l'entrefer peut alors être supérieure à celle qui existe dans les aimants. Ces structures présentent une forte anisotropie rotorique ($L_q \gg L_d$), car le flux dans l'axe en quadrature passe au travers des pièces polaires sans traverser les aimants. On peut donc utiliser l'effet de réluctance pour diminuer la masse d'aimants utilisée. Ce type de machine, à concentration de flux, peut être conçu en utilisant des aimants à basse induction rémanente (Ferrite ou $NdFeB$ lié) car le couple synchrone recherché (dû aux aimants) est plus faible que

dans les autres machines. Ce bénéfice a toutefois tendance à disparaître lorsque le circuit magnétique sature et c'est souvent le cas des machines de traction à forte contrainte massique ou volumique. *A contrario*, le contrôle du flux dans ces machines (à concentration) est plus aisé que pour les structures à aimants en surface.

Ces machines, à aimants enterrés, permettent de faire fonctionner les aimants avec des champs quasi uniformes ; l'induction dans l'entrefer étant *moyennée* par les pôles ferromagnétiques [Merle-93], [Teixeira-94]. On peut ainsi utiliser la totalité du volume d'aimant jusqu'à sa limite de désaimantation.

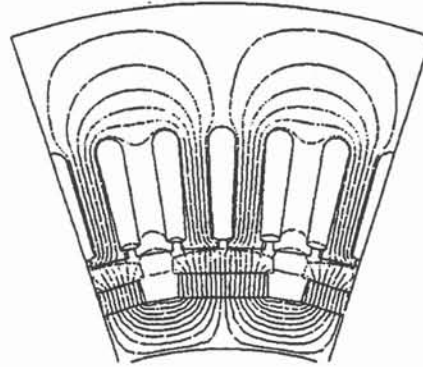


Figure I-9 : aimants enterrés avec pièces polaires [Pyrhönen 98]

Certaines machines utilisent ce type de structure sans rechercher à concentrer le flux. C'est le cas des machines représentées aux Figure I-2 et Figure I-9. On peut aussi trouver l'équivalent en structure à entrefer axial (voir Figure I-4).

I.2.c.iv Les aimants enterrés, multi-couches

Le couple réactif est proportionnel à la différence $L_q - L_d$. Dans l'objectif de maximiser $L_q - L_d$, Y. Honda et H. Murakami de chez Matsushita Corp. proposent de scinder l'aimant d'un pôle en plusieurs couches. Des essais, à volume d'aimants constant, ont permis de montrer que le passage de 1 à 2 couches d'aimants augmente fortement la différence entre les deux inductances $L_q - L_d$ (+30%) (Figure I-10). L'ajout d'une troisième couche d'aimants n'apporte qu'un trop faible accroissement de $L_q - L_d$ (+3%). Au-delà de trois couches, cette différence diminue. Le meilleur compromis se situe donc pour deux couches [Murakami-96], [Honda-97].

Y. Honda montre qu'il est plus intéressant en terme de couple d'augmenter l'inductance synchrone L_q , que de réduire L_d pour profiter au mieux du couple réactif [Honda-97]. Notons qu'à flux des aimants donné, si L_d était diminuée, le fonctionnement en réduction de flux nécessiterait un courant I_d plus important, augmentant ainsi les pertes joules de la machine. Enfin, toute augmentation de L_q accroît la tension aux bornes de la machine. Notons que ce point n'est pas considéré par l'auteur.

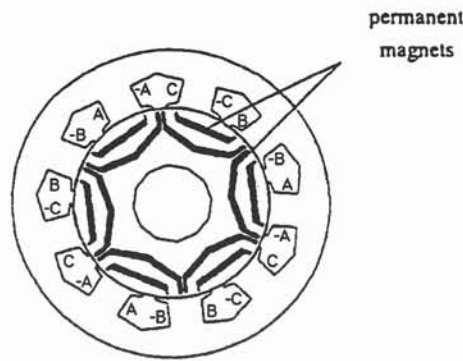


Figure I-10 : rotor à deux couches d'aimants [Honda-97]

La configuration de la Figure I-10 permet d'obtenir des rotors à forte saillance ($L_q/L_d > 3$ ou plus) en laissant entre les aimants des couches ferromagnétiques permettant au flux de circuler librement suivant l'axe q .

1.2.c.v Une machine hybride

Lors d'un colloque sur les véhicules électriques (*The Electric Vehicle Symposium EVS'13* qui s'est tenu en 1996 à Osaka), une société japonaise (Meidensha Corp.) a présenté une machine synchrone hybride [Sugii-96]. Ces machines *hybrides* ont pour vocation d'allier les avantages, sans les inconvénients, des machines à rotor bobiné et à aimants permanents en intégrant une excitation au stator qui module l'excitation créée par les aimants du rotor. Il serait alors possible de réduire le volume et donc le coût des aimants, ainsi que le courant en mode de réduction de flux.

Une coupe axiale et une vue du rotor sont visibles à la Figure I-11. On remarque, sur une partie du rotor, une alternance de pôles Nord et de pôles ferromagnétiques, et sur l'autre, la même chose avec des pôles Sud décalés par rapport aux pôles Nord. Le stator est conventionnel à ceci près qu'il est séparé en deux et enveloppé d'une culasse extérieure ferromagnétique. Le bobinage d'excitation est placé entre les deux stators. Le flux qu'il génère va donc passer par la culasse extérieure, le centre du rotor et principalement par les plots ferromagnétiques du rotor car leur réluctance est plus faible que celle des aimants. Nous allons donc admettre en première approximation, que le courant d'excitation ne crée une induction qu'au droit de ces plots.

Une spire, par exemple placée devant le pôle sud et la pièce polaire "A", embrassera sur la moitié de sa surface le flux du pôle sud et sur l'autre moitié à celui du plot "A" dont la polarité dépend du sens du courant d'excitation. Si le flux du pôle A est de même signe, la tension induite globale augmentera, dans le cas inverse, elle diminuera. Il y a bien un contrôle de la tension induite dans cette machine, mais celui-ci se fait sans diminuer le flux principal dans le circuit magnétique comme dans les autres machines.

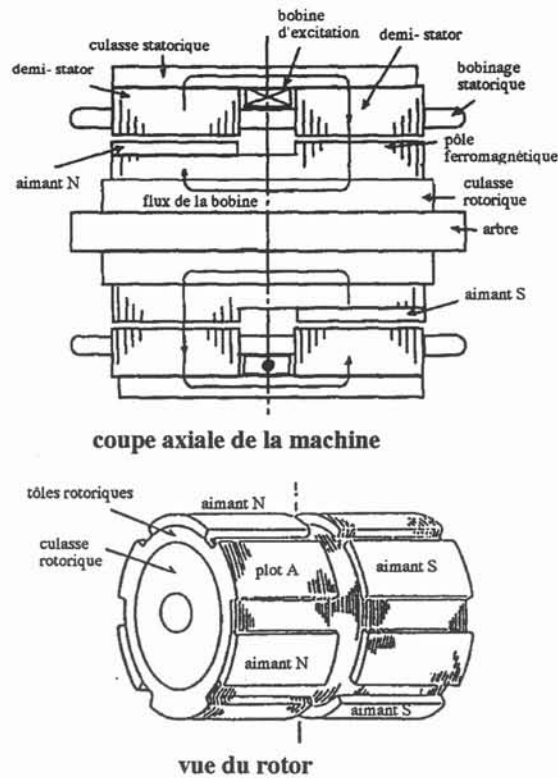


Figure I-11 : structure de base de la machine hybride Meidensha [Sugii-96]

Une analyse du fonctionnement de cette machine nous a permis de mettre en évidence que le circuit magnétique fonctionne autour d'un point de fonctionnement non nul pour l'induction. Le comportement des tôles est assez mal connu pour des cycles d'induction secondaires, i.e. autour d'une induction non nulle. Enfin, les ondulations de couples et les pertes fer ne font l'objet d'aucune étude de la part des auteurs.

1.3. Conclusion

Les véhicules électriques et hybrides présentent des contraintes différentes sur la chaîne de traction. Le rendement du premier est primordial pour accroître son autonomie alors que le critère de compacité l'emporte pour un véhicule hybride. Le choix de la machine à aimants permanent s'est alors imposé pour répondre à ces deux critères. Le coût de ces machines est cependant un point à considérer.

Nous avons présenté les différentes natures d'aimants utilisées pour des moteurs de traction électrique. Au delà d'une dizaine de kW, les aimants à base de terres rares ($NbFeB$) se sont imposés. Différents matériaux magnétiques ont été présentés pour accroître les performances (faible épaisseur et alliage Fer-Cobalt) ou réduire le coût (poudre de fer). Les progrès réalisés sur ce dernier matériau semble d'ailleurs ouvrir la voie vers de nouvelles formes de circuits magnétiques, irréalisables avec un empilement de tôles feuilletées.

Après avoir exposé différentes structures de machines (rotor interne/externe, entrefer cylindrique/plan), nous avons présenté de multiples rotors de machines à aimants. Ces rotors se distinguaient par un emplacement différents des aimants. Les objectifs affichés sont d'accroître la part du couple réluctant en favorisant l'inductance d'un axe (direct ou en quadrature). Ces machines (aimants encastrés et enterrés) permettent alors une réduction du volume des aimants et/ou du courant à couple donné, aux dires des divers auteurs. Cependant, les études sont souvent menées avec des circuits magnétiques linéaires, ce qui semble limiter la portée des conclusions. Nos contraintes de compacités vont à l'encontre de toute hypothèse de linéarité.

Enfin, la tension aux bornes des machines n'est pas considérée lorsque des réductions de courants sont mises en avant. Il nous semble important de considérer à la fois le courant et la tension pour toute comparaison de machine.

Notons que les études présentées reposent sur des résultats de simulations et parfois la réalisation de prototypes. Aucune comparaison de machines à aimants n'a réellement été effectuée quantitativement.

Nous proposons ainsi de mettre en place une modélisation des machines à aimants. Une comparaison des performances de diverses structures pourrait être réalisée. Il serait alors possible de rechercher la structure de machine la mieux adaptée à nos besoins, compte tenu du contexte lié au secteur automobile (coût, compacité, rendement).

Chapitre II

Modélisation de machines synchrones à aimants

II LA MODÉLISATION DES MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS	35
II.1. OBJECTIF	35
II.2. LES MODÈLES DE MACHINES	36
II.2.a <i>Les modèles de machines linéaires</i>	36
II.2.b <i>Les modèles non-linéaires</i>	37
II.2.c <i>Calcul des pertes fer</i>	39
II.3. LE MODÈLE DE FLUX PROPOSÉ	42
II.3.a <i>De l'utilité d'un modèle de flux en charge</i>	42
II.3.b <i>Simulations éléments finis (flux de la machine)</i>	43
II.3.c <i>Influence de la non linéarité</i>	43
II.3.d <i>Les effets croisés</i>	46
II.3.d.i <i>Axe en quadrature</i>	46
II.3.d.ii <i>Axe direct</i>	47
II.3.e <i>Le modèle complet</i>	49
II.3.f <i>La commande optimale en courant</i>	50
II.3.g <i>La précision du modèle de flux</i>	52
II.4. LA MÉTHODE D'ESTIMATION DES PERTES PROPOSÉE	55
II.4.a <i>Les pertes Joule</i>	55
II.4.b <i>Les pertes fer : méthode d'interpolation</i>	55
II.4.c <i>Les pertes mécaniques</i>	58
II.5. CONCLUSION	58

II LA MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS

Nous présentons dans ce chapitre divers modèles de machines synchrones et indiquons les phénomènes qui doivent être pris en compte pour estimer correctement les performances d'une machine à aimants (couple, pertes). Nous exposons ensuite un modèle analytique du flux en charge adapté à l'étude de machines synchrones à aimants quelle que soit leur configuration au rotor. La construction de ce modèle analytique est effectuée à l'aide de simulations éléments finis. A partir du modèle, nous chercherons à estimer les pertes de la machine pour n'importe quel point de fonctionnement. Nous insisterons particulièrement sur l'estimation des pertes fer de la machine. Le calcul de la consommation d'un véhicule nécessite en effet la connaissance du rendement de la machine quel que soit son point de fonctionnement.

II.1. Objectif

Nous souhaitons connaître l'évolution des performances d'une machine synchrone à aimants (pertes dans le plan couple-vitesse). Nous devons proposer un modèle qui permet d'étudier à la fois des machines à aimants en surface, encastrés et enterrés. Ce modèle doit donc être suffisamment souple et convenir à toute structure de rotor.

Une étude a été présentée à *EVS'13* sur une machine à aimants en surface [Biais-98]. Elle a conduit les auteurs à réduire la longueur active de la machine pour adapter ses performances aux besoins effectifs du constructeur. Des gains très intéressants ont été obtenus sur le volume et le coût des aimants (25 %). Une augmentation de l'autonomie du véhicule (gain sur le rendement de la machine) a enfin été constatée. Cette adaptation de la longueur active semble intéressante à considérer. Notre modèle devra ainsi permettre de prévoir l'évolution des performances en fonction de la longueur active de la machine *Lact*.

Nous souhaitons aussi déterminer les pertes d'une machine pour un point de fonctionnement donné. L'objectif est alors de pouvoir comparer le rendement de ces machines synchrones à aimants. En particulier, nous utiliserons les points de fonctionnement à puissance maximale P_{max} , pour la vitesse de base (2000 tr/min) et la vitesse maximale (8000 tr/min). Ces machines possèdent de bons rendements pour ces points de fonctionnement. Il est alors important d'avoir une précision la plus élevée possible pour pouvoir estimer leurs pertes. Ce modèle doit ainsi être aussi précis pour un point de fonctionnement à basse vitesse et fort couple que pour un point à puissance nulle et haute vitesse.

Le modèle doit ensuite permettre de réaliser une réduction de flux. La tension induite à vide E_0 dans les enroulements est proportionnelle à la vitesse de rotation et au flux créé par les aimants ϕ_{aim} [Jahns-87]. A grande vitesse, cette tension ne peut être supérieure à la tension maximale V_{max} que peut délivrer l'onduleur. Il existe alors une vitesse maximale pour laquelle la

tension aux bornes de la machine atteint cette valeur V_{max} [Miura-96]. On peut cependant dépasser cette vitesse limite si on alimente la machine de telle façon que le flux créé par les courants au stator (composante I_d) s'oppose au flux des aimants suivant l'axe direct [Xu 95]. Ainsi la plupart des machines sont pilotées par contrôle vectoriel afin de bien maîtriser cette réduction de flux. Pour que le contrôle d'amplitude soit possible sur une large plage de vitesse, il faut que le terme de réactance $X_d I_d$ soit du même ordre de grandeur que la fem E_o .

Le modèle que nous développerons doit enfin permettre d'obtenir pour chaque structure de machine, une estimation :

- du couple ;
- de l'amplitude de l'ondulation de couple ;
- des pertes ;
- et de la contrainte en champ inverse sur les aimants.

II.2. Les modèles de machines

En indiquant les limites des modèles linéaires, nous présenterons divers modèles de machines qui permettent de prendre en compte les phénomènes liés à la saturation du circuit magnétique d'une machine à aimants.

II.2.a Les modèles de machines linéaires

De nombreux auteurs utilisent un modèle linéaire pour l'étude de machines synchrones [Hasebe-96], [Sugii-96], [Lindström-96], [Kogure-97]. Le couple Γ d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents s'exprime alors par l'Équation II-1 dans le référentiel de Park lié au rotor (*Hypothèse de la conservation de la puissance*).

$$\Gamma = p \cdot I_q \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{aim} + (L_d - L_q) I_d \right) \quad \text{Équation II-1}$$

Où : Φ_{aim} représente le flux à vide créé par les aimants ;

I_{ph} , la valeur efficace du courant de phase ;

α , angle entre le courant I_{ph} et la force électromotrice à vide E_o ;

$I_d = I_{ph} \cdot \sqrt{3} \cdot \sin(\alpha)$, le courant dans l'axe direct ;

$I_q = I_{ph} \cdot \sqrt{3} \cdot \cos(\alpha)$, le courant dans l'axe en quadrature.

Le couple Γ se décompose en un couple synchrone Γ_S et en un couple réactant Γ_R . Notons que le couple d'encoche lié à la variation de réactance due aux dents du stator est ici négligé. Γ_S est proportionnel à la composante I_q du courant de phase I_{ph} et au flux créé par les aimants Φ_{aim} . Γ_R est quant à lui proportionnel au produit des composantes I_d et I_q , ainsi qu'à la différence $L_d - L_q$. Pour réduire le courant utile à charge donnée, il convient alors d'optimiser l'angle α (Figure II-1).

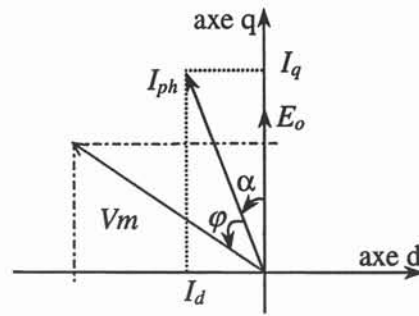


Figure II-1 : Diagramme de phase du modèle d-q

La recherche du couple maximum à courant de phase I_{ph} donné conduit à l'expression suivante de l'angle α [Van Haute-97]. Notons que cette équation est valable tant que la tension aux bornes de la machine n'est pas supérieure à la tension maximale.

$$\alpha = \text{Arc sin} \left(\frac{-\Phi_{aim}}{4 \cdot I_{ph} \cdot (L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{1}{2} + \left(\frac{-\Phi_{aim}}{4 \cdot I_{ph} \cdot (L_d - L_q)} \right)^2} \right) \quad \text{Équation II-2}$$

J. Lindström indique que la configuration d'aimants encastrés a de meilleures performances en terme de couple et de réduction de flux que les aimants montés en surface par l'utilisation du couple réductant [Lindström-96]. Sachant qu'un couple réductant existe, à couple et courant constants, le besoin en flux créé par les aimants est moins important. Si l'épaisseur des aimants est réduite, alors L_d est accrue et le défluxage est facilité par un courant I_d nécessaire plus faible. A EVS'14, S. Kogure a présenté une machine de ce type. Il précise, lui aussi, l'intérêt de la saillance. Un courant négatif sur l'axe direct permet d'utiliser le couple réductant [Kogure-97].

Notons que ces diverses remarques concernant l'utilisation du couple de réductance des machines anisotropes reposent sur l'étude des Équation II-1 et Équation II-2. Ces formules, avec des hypothèses de linéarité, ne considèrent absolument pas la limite en tension imposée par l'onduleur et les batteries.

II.2.b Les modèles non-linéaires

De nombreux auteurs ont mis en évidence les limites des modèles linéaires [Levi-99], [Arjona-99], [Lovelace-99]. La précision de tels modèles s'avère parfois insuffisante. Les machines synchrones à aimants pour la traction électrique travaillent avec des niveaux d'induction tels qu'il n'est plus possible de conserver l'hypothèse de la linéarité du circuit magnétique. Il convient donc de considérer les effets de la non linéarité, en particulier pour les couples élevés [Fonseca, 1-99].

E.C. Lovelace a présenté une étude d'optimisation de machines à aimants. Une des simulations est réalisée avec un modèle linéaire alors que l'autre prend en compte les effets de la saturation. La machine optimisée avec un circuit saturable présente un effet de saillance

moins élevé, un plus gros volume et un poids d'aimant supérieur aux machines avec un circuit magnétique linéaire. Cependant, l'auteur précise que le cahier des charges de la machine ne sera respecté que par celle dimensionnée avec la prise en compte de la saturation, compte tenu du fort couple à basse vitesse [Lovelace-99]. Il semble alors important de ne pas seulement considérer des études sur les paramètres équivalents de la machine avec des hypothèses de linéarité [Bianchi-98].

Certains auteurs utilisent la modélisation par réseaux de réluctance pour l'étude des machines [Voyant-97], [Rasmussen-97], [Lovelace-99]. Ces modèles offrent la possibilité d'estimer l'évolution des performances en fonction des paramètres du modèle. Cependant, ces méthodes nécessitent une définition et validation du réseau de réluctances pour chaque nouvelle structure. La précision du modèle peut alors être liée à la structure considérée. La comparaison des performances des machines est alors plus difficile si il faut en plus inclure les éventuels écarts de performances des modèles de machines. Nous écartons ainsi l'étude des réseaux de réluctances pour orienter notre étude sur des méthodes numériques.

Les effets liés à la saturation augmentent avec la charge de la machine [Ide-99]. Pour déterminer les effets de la saturation sur les paramètres, divers auteurs proposent d'utiliser des méthodes numériques. La prise en compte des phénomènes de saturation est parfois considérée avec des coefficients de saturation [Dejaeger-90] ou des fonctions mathématiques [Bausch-98]. Les méthodes de calcul électromagnétique par la méthode des éléments finis est toutefois préconisée pour plus de précision lorsque la charge est très élevée [Arjona-99], [Ide-99].

Divers auteurs indiquent enfin qu'un couplage apparaît entre le flux de l'axe direct et celui de l'axe en quadrature lorsque les effets de la saturation sont élevés (forte charge) [Arjona-99], [Sneyers-85]. En particulier, B. Sneyers propose d'introduire un terme de couplage constant L_{dq} sur l'expression du flux de l'axe direct.

$$\Phi_d = \Phi_{aim} - L_d \cdot I_d \quad [\text{Kogure-97}]$$

$$\Phi_d = \Phi_{aim} - L_d \cdot I_d - L_{dq} \cdot I_q \quad [\text{Sneyers-85}]$$

Équation II-3 : Effets croisés constant sur l'axe direct [Sneyers-85]

Ce terme L_{dq} permet de considérer l'influence du courant dans l'axe en quadrature sur le flux créé par les aimants. E. Richter montre cependant que ce terme ne peut pas être considéré comme constant pour prédire correctement les effets croisés dans une machine à aimants enterrés. Il indique qu'il faudrait utiliser un modèle non-linéaire plus complexe pour être suffisamment précis en cas de forte charge [Richter-84].

Divers auteurs introduisent alors des perméances non linéaires pour caractériser le flux dans les axes d et q. Leur modèle magnétique est ensuite complété pour tenir compte des effets croisés (Équation II-4). Des termes couplés sont introduits à la fois sur l'expression du flux de l'axe direct et sur celui de l'axe en quadrature [Arjona-99], [El Serafi-92], [Ide-99]. Notons que les modèles présentés par ces auteurs concernent des machines synchrones à rotor bobiné de

forte puissance, couplées sur le réseau électrique. Diverses machines dont la puissance apparente oscille entre 100 et 600 MVA ont été étudiées par cette méthode.

$$\begin{cases} \Phi_d = -L_d \cdot I_d - L_{dq} \cdot I_q + L_{ad} \cdot I_f \\ \Phi_q = -L_{dq} \cdot I_d - L_q \cdot I_q + L_{fq} \cdot I_f \\ \Phi_f = -L_{ad} \cdot I_d - L_{fq} \cdot I_q + L_f \cdot I_f \end{cases}$$

Équation II-4 : Modèle du flux d'une machine synchrone à rotor bobiné [Ide-99]

Toutes ces perméances non linéaires sont déterminées à partir de simulations par la méthode des éléments finis. On peut d'ores et déjà noter la présence du courant d'excitation I_f . En l'absence de ce courant ($I_f = 0$), l'influence du courant I_q sur le flux ϕ_d (par L_{dq}) est identique à celle de I_d sur ϕ_q . Les machines à aimants permanents ne permettent pas de faire varier simplement le flux créé par le rotor. Ce modèle de flux très complet devra ainsi être adapté pour prendre en compte les contraintes liées aux machines à aimants.

II.2.c Calcul des pertes fer

La détermination des pertes d'une machine électrique et en particulier des pertes fer est un point important à considérer dans notre objectif de comparaison de rendement de machines. Nous avons remarqué que les pertes fer sont plus importantes pour des machines à aimants encastrés que pour celles à aimants en surface [Fonseca, 3-99]. Ceci provient de l'anisotropie du rotor qui accroît les harmoniques de champ dans l'entrefer. Divers auteurs confirment cette accroissement des pertes fer pour les machines à aimants encastrés [Lindström-96] ou enterrés [Yamamura-96]. Le modèle de pertes fer utilisé devra ainsi permettre d'estimer les pertes fer du moteur quelle que soit la position des aimants au rotor.

Classiquement, les pertes fer sont décomposées en pertes par hystérésis P_h et par courants de Foucault P_f . Ces pertes sont respectivement proportionnelles à la fréquence f de l'induction, et à son carré f^2 . La détermination des pertes par hystérésis suppose le rapport $K_h = \frac{P_h}{f}$ indépendant de la fréquence. K_h peut alors être déterminé à partir d'un cycle $B(H)$ quasi-statique. Cette approche entraîne des écarts importants avec les mesures expérimentales, à fréquence élevée (quelques centaines de Hertz). Les pertes fer sont systématiquement sous-estimées lorsque la fréquence augmente. Aussi, des pertes *supplémentaires* ont été introduites, en particulier dans le modèle de G. Bertotti pour modéliser ces phénomènes non pris en compte jusque là [Bertotti-88]. Ces pertes sont engendrées par la dynamique des parois de Bloch en fonction de la fréquence [Di Gerlando-99], [Zhu-92]. Un des points critiquables de ces modèles est la façon dont ils prennent en compte les cycles mineurs dans l'estimation des pertes fer. Ces cycles mineurs apparaissent, en particulier en mode de réduction de flux. Le modèle proposé par J.G. Zhu néglige complètement ces phénomènes. A. Di Gerlando reprend quant à lui une formule empirique pour tenir compte de ces cycles mineurs qui accroissent les pertes fer. Ces

modèles ne semblent pas satisfaisant pour notre étude compte tenue de la forme des signaux d'inductions (présence de cycles mineurs).

Une autre méthode d'estimation des pertes fer consiste à prévoir l'évolution du champ magnétique H en fonction de l'induction B à laquelle est soumise le matériau. Les pertes du matériau soumis à ces formes d'ondes sont alors déterminées à l'aide de la formule suivante.

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T H \cdot dB \quad \text{Équation II-5}$$

Cette estimation des pertes fer nécessite une connaissance précise de l'évolution temporelle de l'induction dans le circuit magnétique et une caractérisation précise de la tôle en Fe-Si utilisée. Le modèle développé par Ch. Cester puis par T. Chevalier [Chevalier-99] permet précisément d'estimer le cycle d'hystérésis quelle que soit la forme de l'induction, la fréquence du signal d'excitation et la nature de la tôle. Ce modèle est fondé sur des considérations physiques et sur une décomposition en deux termes (un terme statique et un terme dynamique), décrits tous deux par une expression analytique ce qui permet des calculs très rapides. Le cycle d'hystérésis estimé est le résultat d'une fonction $H\left[B(t), \frac{dB}{dt}\right]$ qui utilise l'évolution temporelle de l'induction, ainsi que sa dérivée. La fonction H est caractérisée par une dizaine de paramètres déterminés par des mesures sur un cadre Epstein. Cette méthode permet aussi de prendre en compte la présence des cycles mineurs.

Les figures suivantes montrent la comparaison des cycles mesurés et des cycles estimés à l'aide du modèle sur les signaux suivants [Chevalier-99] :

- B sinus à 50, 200 et 400 Hz (Figure II-2) ;
- B sinus à 50 Hz + Harmonique 15 (Figure II-3) ;

La Figure II-2 représente une comparaison entre le cycle d'hystérésis simulé (H) et celui mesuré (Cadre Epstein) pour un signal d'induction sinusoïdal de 1.5 T d'amplitude. On note sur cette figure une très bonne précision sur l'évolution du cycle d'hystérésis quelle que soit la fréquence.

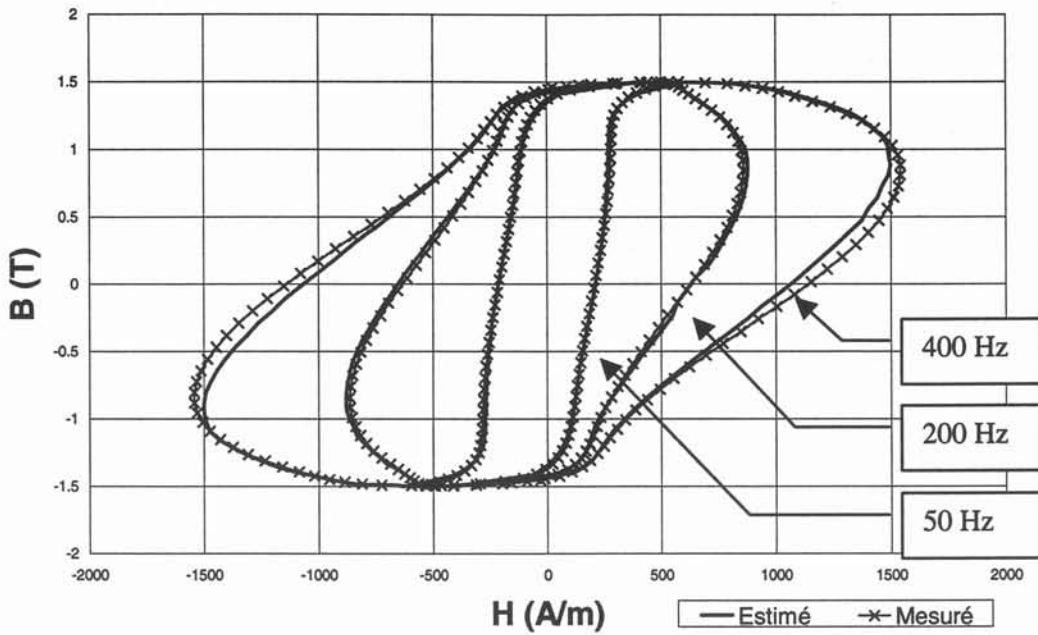


Figure II-2 : Comparaison cycles en B sinus à 50, 200 et 400 Hz

Dans le cas des cycles majeurs (Figure II-2), l'estimation donne des résultats très proches de la mesure même à des fréquences supérieures à 50 Hz pour lesquelles la contribution dynamique est prépondérante. L'auteur présente des résultats fondés sur des formes d'onde sinusoïdales, mais le modèle a également été validé sur des formes d'onde différentes comme des triangles ou des trapèzes.

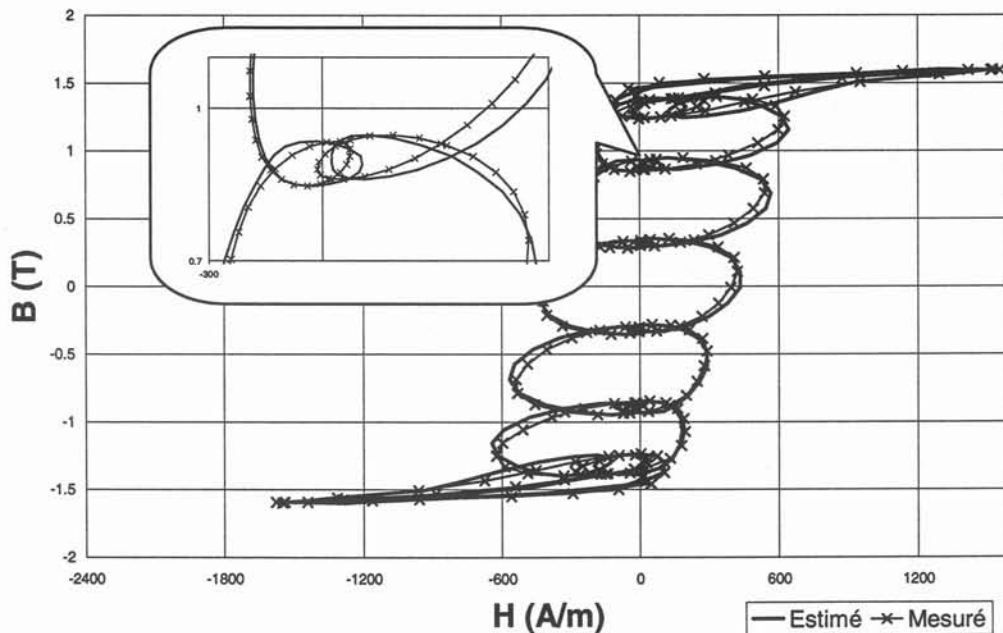


Figure II-3 : Comparaison cycles en B sinus avec harmonique 15

En ce qui concerne les formes d'ondes complexes (Figure II-3), le modèle de pertes fer prend en compte les cycles mineurs quelles que soient leur fréquence et leur amplitude. Leur

représentation est correcte et les surfaces des cycles mineurs mesurés et estimés sont quasiment équivalentes.

T. Chevalier a ainsi défini un modèle de cycle d'hystérésis pour les tôles électriques. Le modèle est capable de représenter l'ensemble du comportement dynamique de la tôle même en présence de cycles mineurs ou de composantes continues. De plus, il ne nécessite aucune connaissance a priori du signal pour être utilisé. C'est donc un modèle efficace que l'on peut utiliser dans des outils de calcul numérique. En termes de pertes, il nous permet d'estimer la contribution de l'ensemble des formes d'ondes que l'on trouve dans une machine électrique avec une précision meilleure que 10 % dans la plupart de cas.

II.3. Le modèle de flux proposé

Après avoir étudié cet ensemble de modèles, et compte tenu des limitations de chacun d'eux, nous allons proposer ici un modèle analytique du flux en charge de la machine. Il inclura le modèle de pertes qui a été décrit pour pouvoir faire la comparaison entre différentes structures. Ce modèle repose sur des simulations par la méthode des éléments finis [FLUX2D]. La connaissance de ce flux nous permettra d'estimer pour un point de fonctionnement donné (couple-vitesse) les pertes de la machine.

II.3.a De l'utilité d'un modèle de flux en charge

En régime permanent, à vitesse donnée Ω , le calcul de la puissance utile résulte de l'interaction entre les courants de phase I_{ph} , supposés sinusoïdaux, et du fondamental de la fem V_m . Le couple de la machine est alors donné par l'Équation II-6 [Chillet-93].

Le modèle doit permettre de décrire l'évolution du flux en charge d'une machine synchrone à aimants permanents. La connaissance du fondamental du flux permet d'évaluer le couple moyen Γ de la machine. La fem V_m et le courant au stator sont utilisés pour le calcul de la puissance [Teixeira-94].

$$\Gamma(\vec{V}_m, \vec{I}_{ph}) = \frac{3 \cdot V_m \cdot I_{ph}}{\Omega} \cos(\varphi) \quad \text{Équation II-6}$$

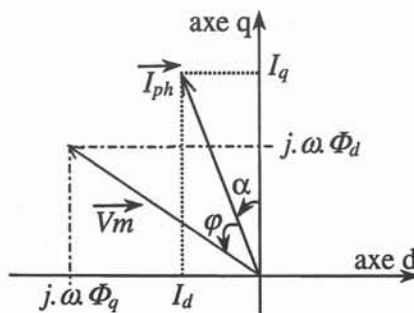


Figure II-4 : Diagramme de phase du modèle d-q

où la fem V_m s'exprime par :

$$V_m(\Phi_d, \Phi_q) = \pi\sqrt{2} \cdot f \cdot Ns \cdot k_b \cdot \sqrt{\Phi_d^2 + \Phi_q^2} \quad \text{Équation II-7}$$

et :

f représente la fréquence d'alimentation;

Ns , le nombre de spires;

k_b , le coefficient de bobinage;

φ , l'angle entre V_m et I_{ph}

$\sqrt{\Phi_d^2 + \Phi_q^2}$, le flux total, réaction d'induit comprise.

II.3.b Simulations éléments finis (flux de la machine)

Le logiciel FLUX2D utilisant la méthode des éléments finis a été choisi pour l'évaluation des grandeurs électromagnétiques [FLUX2D].

Nous avons entré la loi d'aimantation des tôles utilisées dans la machine. La non linéarité du circuit magnétique est ainsi considérée (Courbe B(H) non linéaire). La géométrie du circuit magnétique est ensuite décrite. Seul un pôle de la machine est modélisé. Les symétries permettent ensuite de reconstituer l'état électromagnétique de l'ensemble de la machine.

Des courants sinusoïdaux triphasés sont imposés pour générer un flux le long de l'axe souhaité. Le fondamental du flux traversant les bobines est ensuite extrait [Chillet-83]. J.C. Teixeira suppose qu'en régime permanent, l'amplitude du fondamental de B(t) et sa phase par rapport à l'axe direct sont constants pour n'importe quelle position du rotor. En particulier, elle est supposée indépendante de la position du rotor par rapport aux dents du stator. Il propose que la mesure du flux soit faite sur la surface cylindrique dont le rayon correspond au centre géométrique de l'encoche. La fem est alors obtenue à partir du fondamental du flux. De plus, J.C. Teixeira a indiqué que le calcul du couple moyen pouvait se faire sur une seule position du rotor par rapport au stator [Teixeira-94].

Pour les structures de machine étudiées, nous avons d'une part vérifié que le calcul du couple moyen (fondamental du flux) était quasiment insensible à la position du rotor (variation du couple inférieure à 2 %). D'autre part, nous avons aussi confirmé pour ces machines que le calcul du couple moyen par la détermination du flux (Équation II-6) était très proche de la valeur donnée par le module de FLUX2D (Ecart inférieur à 1 %).

J.C. Teixeira avait enfin considéré une machine hexapolaire à aimants enterrés. La méthode de calcul du couple proposée est ici validée pour de nouvelles structures de rotor (aimants en surface, encastrés et enterrés).

II.3.c Influence de la non linéarité

Nous nous proposons d'étudier par la suite l'influence de la saturation sur le flux et son évolution en fonction du courant d'excitation. Nous considérerons une **machine de référence (PMREF)** à aimants en surface comme support pour le développement du modèle analytique. Les aimants permanents utilisés sont à base de terres rares (NdFeB). Ils présentent une induction

rémanente de 1,1 T pour une température de fonctionnement à 20 °C et une perméabilité relative de 1,04. Pour des raisons de confidentialité, les résultats de simulations seront présentés sous forme de grandeurs réduites et aucune coupe de la machine n'est montrée. L'étude proposera une évaluation qualitative du comportement des flux dans la machine et leur influence sur un modèle analytique.

Le flux en charge d'une machine anisotrope **linéaire** le long des axes direct (Φ_d) et en quadrature (Φ_q) s'exprime par la relation suivante :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d \cdot NI_d + \Phi_{aim} \\ \Phi_q = L_q \cdot NI_q \end{cases} \quad \text{Équation II-8}$$

où Φ_{aim} est le flux à vide créé par les aimants ;
 I_d et I_q , les composantes des ampères-tours suivant les axes d et q ;
 et L_d et L_q , les perméances des axes d et q.

Dans le cas d'un circuit magnétique linéaire, le flux Φ_q le long de l'axe q est proportionnel aux ampères-tours NI_q sur cet axe ($\Phi_{q_lin} = L_{q_lin} \cdot NI_q$). Avec un circuit saturable, ce flux Φ_q n'est plus linéairement lié à ces ampères-tours. Lorsque NI_q croît, la saturation du circuit magnétique conduit à une réduction de la perméabilité relative μ_{fq} . La réluctance du circuit magnétique de l'axe q \mathcal{R}_q augmente. Le flux $\Phi_q(NI_q)$ est ainsi réduit. La Figure II-5 souligne cet effet de la saturation sur l'évolution de $\Phi_q(NI_q)$. Pour NI_{qn} correspondant au couple maximum, on note une réduction de 10% du flux $\Phi_q(NI_{qn})$ par rapport à $\Phi_{q_lin}(NI_{qn})$.

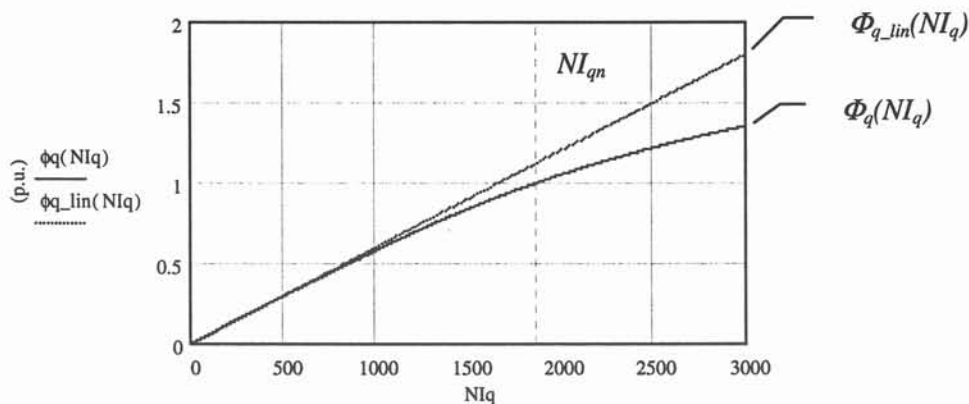


Figure II-5 : Flux de l'axe q Φ_q (p.u.) en fonction des ampères-tours NI_q (A.t.)

Le même essai que précédemment a été réalisé sur l'axe direct. Les résultats obtenus sont identiques en l'absence des aimants. La machine présente en effet un entrefer lisse. L'évolution du flux en fonction des ampères-tours est indépendante de la direction excitée.

Ces résultats montrent que la non linéarité du circuit magnétique doit être prise en compte. Pour la valeur des ampères-tours NI_{qn} , le flux est réduit de 10 % par rapport à un circuit linéaire.

La relation non linéaire $\Phi_q(NI_q)$ déterminée à partir des simulations par éléments finis est introduite. Définissons alors la perméance équivalente de l'axe en quadrature $L_q(NI_q)$ comme le rapport entre le fondamental du flux créé par la réaction magnétique d'induit (Φ_q) et l'amplitude du courant sinusoïdal le long de l'axe considéré (NI_q) à NI_q donnés.

$$L_q(NI_q) = \frac{\Phi_q(NI_q)}{NI_q}$$

Équation II-9 : Perméance équivalente $L_q(NI_q)$

Dans le modèle du flux en charge, l'expression du flux de l'axe en quadrature devient alors $\Phi_q(NI_q) = L_q(NI_q)NI_q$.

En présence des aimants, on se propose maintenant de mesurer l'évolution du flux dans l'axe direct Φ_d en fonction des ampères-tours NI_d . La figure suivante représente les mesures réalisées sous FLUX2D $\Phi_d(NI_d)$. D'autre part, cette même évolution a été reportée dans le cas d'un circuit magnétique linéaire. Dans ce cas, ce flux s'exprime par la relation $\Phi_d = \Phi_{aim} + L_{d_lin} \cdot NI_d$ dans laquelle la perméance L_{d_lin} est identique à la perméance L_{q_lin} précédemment définie.

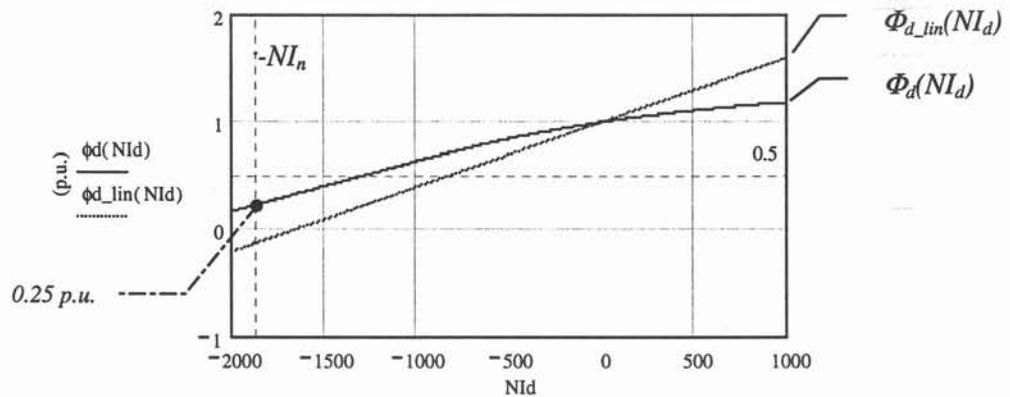


Figure II-6 : Flux de l'axe d Φ_d (p.u.) en fonction des ampères-tours NI_d (A.t.)

On vérifie tout d'abord que la présence d'ampères-tours négatifs permet de réduire le flux de l'axe direct. Avec le circuit magnétique saturable, on constate qu'à flux donné, il faut un nombre d'ampères-tours supérieur, en réduction de flux. Pour diviser par deux le flux créé à vide par les aimants (0.5), il faut un accroissement de 57 % des ampères-tours avec le circuit saturable.

Il est alors indispensable de prendre en compte cet effet de la non linéarité sur le flux de l'axe direct. Pour cela, le résultat des simulations par éléments finis sera utilisé. Définissons la perméance équivalente de l'axe en direct $L_d(NI_d)$ à partir de l'équation suivante.

$$L_d(NI_d) = \frac{\Phi_d(NI_d) - \Phi_d(0)}{NI_d}$$

Équation II-10: Perméance équivalente $L_d(NI_d)$

Dans le modèle du flux en charge, l'expression du flux de l'axe direct devient $\Phi_d(NI_d) = \Phi_{aim} + L_d(NI_d).NI_d$ dans laquelle $\Phi_{aim} = \Phi_d(0)$.

Le modèle du flux en charge s'exprime alors par le système suivant en considérant la non linéarité du circuit magnétique.

$$\begin{cases} \Phi_d(NI_d) = L_d(NI_d).NI_d + \Phi_{aim} \\ \Phi_q(NI_q) = L_q(NI_q).NI_q \end{cases}$$

Équation II-11: Modèle non linéaire du flux en charge

II.3.d Les effets croisés

En cas de saturation du circuit magnétique, le principe de superposition ne peut plus être utilisé pour le modèle analytique. De même, il n'est plus possible de considérer que l'induction sur un axe est uniquement fonction du champ sur cet axe. En réalité, un effet d'interaction entre les deux axes apparaît, souvent appelé *effet croisé* [Richter-84], [Sneyers-85], [Teixeira-94], [Ide-99].

II.3.d.i Axe en quadrature

Intéressons nous tout d'abord aux effets croisés sur le flux de l'axe en quadrature. La figure suivante souligne tout à fait la remarque précédente sur l'effet d'interaction. L'évolution de la perméance équivalente $L_q(NI_q)$ est ici tracée pour deux valeurs du courant dans l'axe direct (Figure II-7). Le premier essai est réalisé à $NI_d=0$ ($L_{q_o}(NI_q)$). Pour le deuxième, les ampères-tours NI_d ont été fixés à NI_n ($L_{q_n}(NI_q)$).

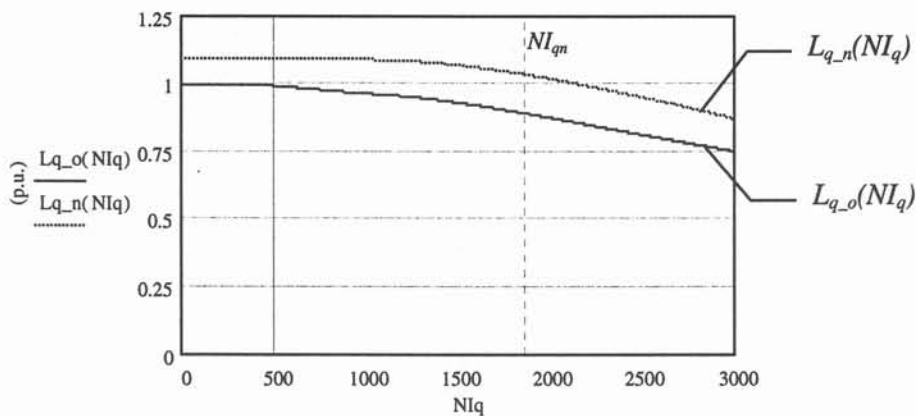


Figure II-7 : Evolution de la perméance équivalente $L_q(NI_q)$ en fonction du courant NI_q
 $L_{q_o}(NI_q)$ à $NI_d=0$ A et
 $L_{q_n}(NI_q)$ à $NI_d=-NI_n$ (Réduction de flux)

On constate sur cette figure que la réduction du flux sur l'axe direct induit un accroissement de la perméance équivalente de l'axe en quadrature. La réduction du flux total dans la culasse, zone commune aux flux des deux axes, conduit à un accroissement de la

perméabilité équivalente μ_{fq} . La perméance équivalente $L_q(NI_q=NI_n)$ est ainsi augmentée de 16 % entre une simulation réalisée avec $NI_d = 0$ A.t. et une autre avec $NI_d = -NI_{dn}$.

Il est donc indispensable de prendre en compte cet effet croisé dans le modèle du flux en charge. Le flux de l'axe q est ici dépendant des ampères-tours de l'axe direct. On propose d'introduire un paramètre supplémentaire dans le modèle. Il s'agit d'une *perméance croisée* de l'axe en quadrature L_{qd} . Cette perméance dépend à la fois des ampères-tours de l'axe en quadrature et de l'axe direct. L_{qd} permet de prendre en compte l'influence de NI_d sur la perméance $L_q(NI_q)$ à NI_q donné. L'expression de $L_{qd}(NI_d, NI_q)$ utilisée est ainsi présentée ci-dessous :

$$L_{qd}(NI_d, NI_q) = \left[L_{q-n}(NI_q) - L_{q-o}(NI_q) \right] \frac{NI_d}{-NI_{dn}}$$

Équation II-12: Perméance croisée de l'axe q, L_{qd}

L'expression du flux de l'axe en quadrature est alors donnée par la relation suivante pour tenir compte des effets croisés et de la non linéarité du circuit magnétique.

$$\Phi_q(NI_d, NI_q) = \left[L_{q-o}(NI_q) + L_{qd}(NI_d, NI_d) \right] NI_q$$

Équation II-13 : Flux de l'axe q complet $\Phi_q(NI_d, NI_q)$

Dans un souci de simplicité du modèle, nous supposons l'influence du flux de l'axe direct sur celui de l'axe en quadrature linéaire en fonction de NI_d . Pour $NI_d=0$, seule $L_{q-o}(NI_q)$ intervient dans le modèle du flux de l'axe en quadrature. Avec $NI_d=-NI_n$, L_{qd} permet de prendre en compte l'augmentation de 16 % de la perméance L_q due à la réduction de flux (Figure II-7). Notons que le modèle de cette perméance croisée est une approche par excès de la valeur réelle pour un courant NI_d compris entre $-NI_n$ et 0.

II.3.d.ii Axe direct

Considérons ici l'influence des effets croisés sur le flux de l'axe direct. Nous représentons sur la figure suivante l'évolution du flux de l'axe direct en fonction de l'excitation de l'axe en quadrature. Le flux Φ_d correspond au flux créé par les aimants, l'excitation statorique de l'axe direct étant nulle.

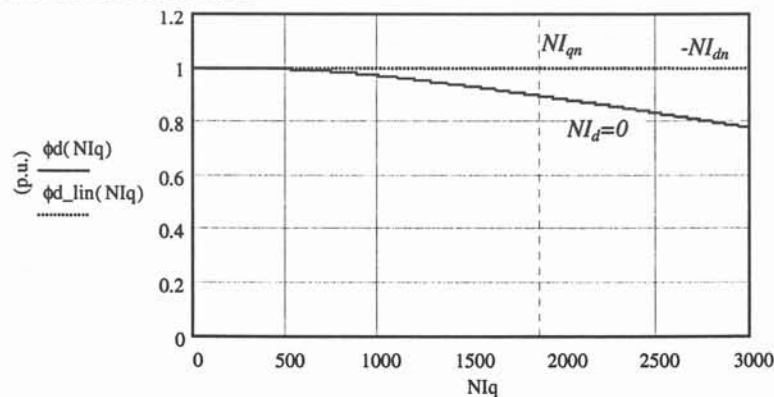


Figure II-8 : Flux de l'axe d Φ_d (p.u.) en fonction des ampères-tours NI_q (A.t.)

En l'absence d'effets croisés, le flux des aimants est indépendant de l'excitation de l'axe en quadrature. On note ici une réduction de ce flux avec les ampères-tours NI_q . Cette diminution atteint 10 % du flux créé par les aimants pour l'excitation $NI_q = NI_n$. L'accroissement du flux dans les culasses de la machines (rotor et stator) induit une augmentation de la réluctance de l'axe direct. Le flux créé par les aimants est ainsi réduit.

Pour tenir compte de cet effet croisé, nous introduirons une nouvelle *perméance croisée* sur l'axe direct L_{dq} . Cette perméance doit permettre de prendre en compte l'influence de NI_q sur le flux créé par les aimants à NI_d nul.

Intéressons nous maintenant à l'évolution du flux de l'axe direct en fonction de NI_q en réduction de flux ($NI_d = -NI_n$).

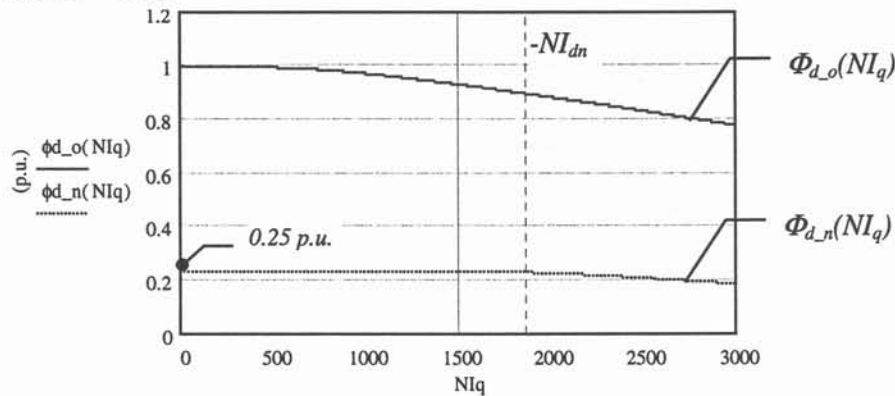


Figure II-9 : Flux de l'axe d Φ_d (p.u.) en fonction des ampères-tours NI_q (A.t.)

$\Phi_{d_o}(NI_q)$ à $NI_d = 0$ A et

$\Phi_{d_n}(NI_q)$ à $NI_d = -NI_n$ (Réduction de flux)

Sur la figure précédente, on vérifie qu'une réduction de flux de l'axe direct a été réalisée avec l'essai $\Phi_{d_n}(NI_q)$ à $NI_d = -NI_n$. Définissons une valeur de courant NI_{dn} telle que le flux des aimants soit réduit dans un rapport 4 (0.25 p.u.) par rapport à un courant $NI_q = 0$ A.t. On s'assure aussi que le flux dans l'axe direct simulé pour $NI_q=0$ et $NI_d = -NI_n = -NI_{dn}$ (0.25 p.u.) correspond précisément à la simulation de la Figure II-6.

On constate enfin que les effets croisés sont beaucoup moins sensibles sur l'essai en réduction de flux. Alors que le flux $\Phi_{d_o}(NI_q)$ est réduit de 10 % à $NI_q = NI_n$, le flux $\Phi_{d_n}(NI_q)$ n'est réduit que de 2 %. La réduction de flux exercée par NI_d permet de compenser l'accroissement du flux de l'axe q par NI_q , au moins jusqu'à NI_n . Le flux de l'axe direct est alors quasiment indépendant du courant dans l'axe en quadrature. On supposera par la suite que les effets croisés sont dans ce cas inexistantes. La perméance croisée de l'axe direct L_{dq} est alors nulle pour $NI_d = -NI_n$.

Comme pour les effets croisés de l'axe en quadrature, nous supposons des variations linéaires de la perméance L_{dq} avec le courant NI_d (entre $NI_d=0$ A.t. et $NI_d = -NI_n$). L'expression de $L_{dq}(NI_d, NI_q)$ utilisée est ainsi présentée ci-dessous.

$$L_{dq}(NI_d, NI_q) = \left[\frac{\Phi_d(NI_q)_{NI_d=0} - \Phi_{aim}}{NI_q} \right] \cdot \frac{NI_n + NI_d}{NI_n}$$

Équation II-14 : Perméance croisés de l'axe d, L_{dq}

Pour $NI_d = -NI_n$, la perméance L_{dq} est nulle. Seule $L_d(NI_d)$ intervient dans le modèle du flux de l'axe direct. Avec $NI_d = 0$, L_{qd} permet de prendre en compte la réduction de 10 % du flux Φ_d à $NI_q = NI_n$ (Figure II-8). Ce modèle de perméance croisée L_{dq} , valeur par excès comme pour L_{dq} , n'est valable que pour un courant NI_d variant entre $-NI_n$ et 0. Le flux de l'axe direct s'exprime alors par la relation suivante pour tenir compte des effets croisés et de la non linéarité du circuit magnétique.

$$\Phi_d(NI_d, NI_q) = \Phi_{aim} + L_d(NI_d) \cdot NI_d + L_{dq}(NI_d, NI_q) \cdot NI_q$$

Équation II-15 : Flux de l'axe d complet $\Phi_d(NI_d, NI_q)$

II.3.e Le modèle complet

Nous venons de montrer que les paramètres du modèle du flux de la machine varient avec l'état de saturation du circuit magnétique. En fonctionnement réel, les perméances L_d et L_q , ainsi que le flux Φ_{aim} ne peuvent plus être considérés comme constants. Pour modéliser ces divers effets, des perméances croisées L_{dq} et L_{qd} sont intégrées au modèle. Ces perméances croisées ne sont dans notre cas (machines à aimants) pas identiques ([Ide-99] et Équation II-4). Aucune symétrie n'existe entre ces deux couplages compte tenu de la polarisation de l'axe direct par les aimants. Le modèle ainsi développé est adapté à l'étude de diverses structures de rotor à aimants.

Le modèle analytique du fondamental du flux en charge en régime permanent s'exprime alors par l'expression suivante :

$$\begin{cases} \Phi_d(NI_d, NI_q) = \Phi_{aim} + L_d(NI_d) \cdot NI_d + L_{dq}(NI_d, NI_q) \cdot NI_q \\ \Phi_q(NI_d, NI_q) = [L_{q-o}(NI_q) + L_{qd}(NI_d, NI_q)] \cdot NI_q \end{cases}$$

Équation II-16 : Modèle du flux complet $\Phi_d(NI_d, NI_q)$ et $\Phi_q(NI_d, NI_q)$

On peut ainsi déterminer, pour une amplitude du courant I_{ph} et un angle interne α donnés, le flux en charge de la machine en régime permanent (Φ_d, Φ_q). Pour une vitesse de rotation Ω donnée, le couple Γ et la tension V_m aux bornes de la machine sont alors évalués.

Nous venons de décrire un modèle qui permet d'estimer le flux en charge d'une machine quelle que soit la position des aimants au rotor. Aucune hypothèse émise ne considère la structure du rotor. Celle-ci aura une influence globale sur les paramètres équivalents du modèle (Perméances et flux des aimants). Ce modèle du flux repose enfin sur des séries de simulations par la méthode des éléments finis.

Ces simulations permettent de limiter le domaine de validité du modèle à la partie utile du plan des courants (NI_d, NI_q). La Figure II-10 met en évidence cette remarque. Nous souhaitons comparer les performances de machines dont la structure du rotor évolue. Cependant, toutes ces machines ont en commun la puissance (P_{max}) et le couple (Γ_{max}) maximum, ainsi que la vitesse maximale (Ω_{max}) de fonctionnement.

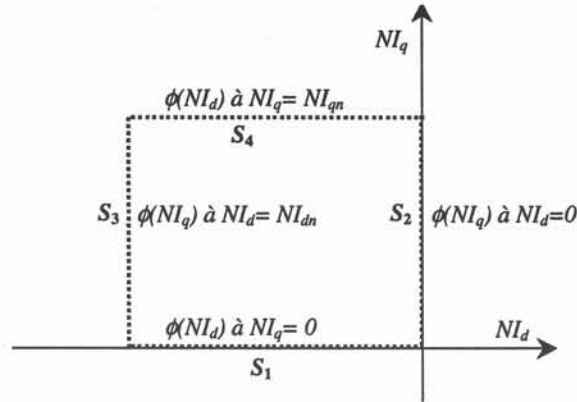


Figure II-10 : Domaine de validité du modèle de flux complet

Nous avons montré que la caractérisation S_4 était inutile pour la machine de référence. L'évolution du flux dans l'axe direct est indépendante de la valeur du courant NI_q en réduction de flux maximale ($NI_{dn} = -NI_n$ (Figure II-9)). Cette hypothèse sera à vérifier pour des structures de rotor différentes.

Nous caractérisons alors le flux de la machine grâce à 3 séries de simulations :

- S_1 caractérise l'effet du courant dans l'axe direct pour une réduction de flux, à couple nul ($L_d(NI_d)$ et la Figure II-6). Le courant NI_{dn} est défini de telle sorte que le flux des aimants soit divisé par 4 par rapport au flux à vide. Cette valeur est dépendante de la structure des aimants au rotor. Pour la machine de référence, on a $NI_{dn} = -NI_n$.
- S_2 permet de caractériser l'effet du courant dans l'axe en quadrature NI_q sur $L_q(NI_q)$. Cette série de simulation permet aussi de prendre en compte l'influence des effets croisés sur le flux des aimants (Figure II-8). Le courant NI_{qn} est imposé à NI_n . Cette valeur sera indépendante de la structure des aimants au rotor. Pour la machine de référence, cette valeur permet d'obtenir un couple proche (+ 4 %) du couple maximum désiré Γ_{max} .
- S_3 caractérise lui aussi l'effet du courant NI_q sur les effets croisés. Cet essai permet de préciser la diminution de ces effets croisés lors de la réduction de flux maximale ($NI_{dn} = -NI_n$ (Figure II-7)).

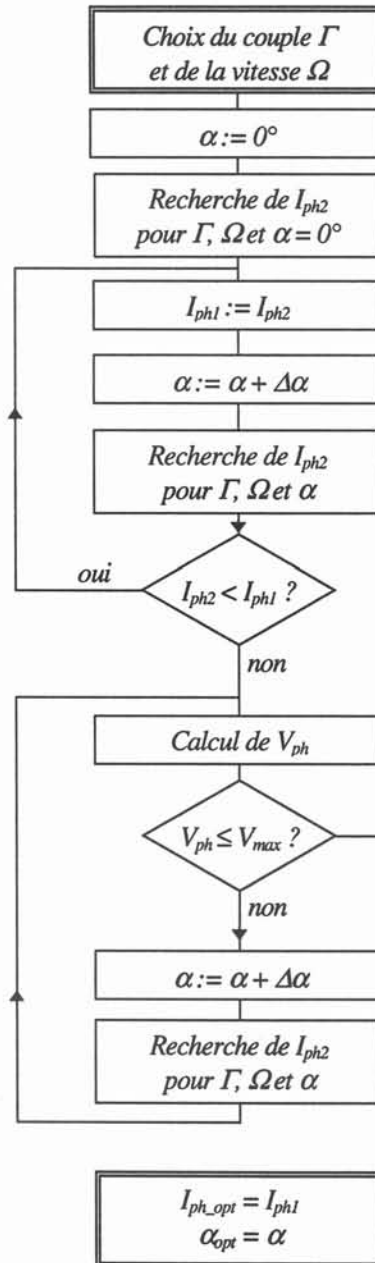
II.3.f La commande optimale en courant

Les équations du flux en charge sont non linéaires et doivent être traitées par des techniques à itérations successives. Nous avons développé un programme qui permet la

recherche de l'angle interne α optimum qui minimise le courant de phase I_{ph} pour un point de fonctionnement (Γ, Ω) donné. Si la tension V_m est supérieure à celle que peut délivrer l'onduleur (au delà de la vitesse de base), alors l'angle α est accru pour réduire le flux de la machine. Une nouvelle paire (I_{ph}, α) est alors déterminée pour tenir compte de cette contrainte.

Nous présentons ci-après le diagramme d'évolution du programme de recherche de la commande optimale.

Calcul de la commande optimale (I_{ph}, α) nécessaire pour délivrer le couple Γ désiré à la vitesse Ω (Tension maximale V_{max} aux bornes de la machine)



Calcul du courant de phase I_{ph} nécessaire pour atteindre le couple Γ désiré à la vitesse Ω (angle interne α fixé)

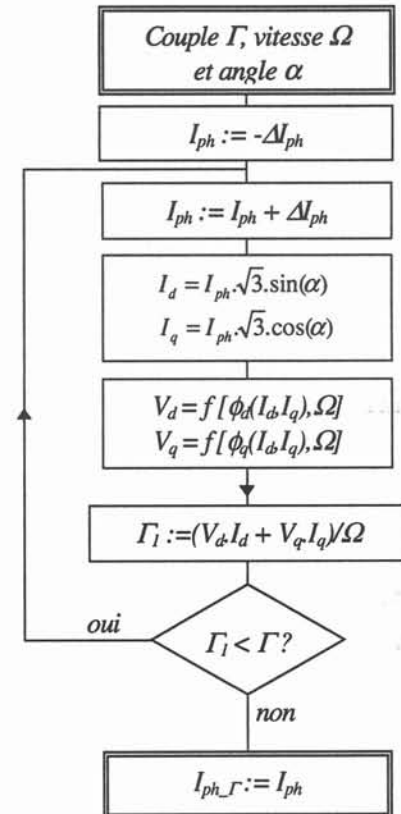


Figure II-11 : Organigramme de la recherche de la commande optimale

Le modèle analytique non linéaire proposé permet alors de déterminer le courant I_{ph} et l'angle interne α optimum pour n'importe quel point de fonctionnement (Γ, Ω) . La méthode de

recherche de cette commande optimale permet aussi de réaliser une réduction de flux en imposant une limite de tension aux bornes de la machine.

II.3.g La précision du modèle de flux

On se propose ici de vérifier l'hypothèse de linéarité que nous avons émise pour écrire l'Équation II-13. Nous avons constaté que l'évolution de flux de l'axe q dépendait de l'amplitude du courant NI_d . La présence d'un courant NI_d permet de réduire les effets croisés. Nous avons alors supposé que l'évolution de ces effets croisés était proportionnelle à NI_d . En particulier, pour un courant $NI_d = \frac{-NI_{dn}}{2}$, l'évolution du flux en fonction du courant NI_q est obtenue, à NI_q donné, par la moyenne entre les simulations $S_2 (NI_d=0)$ et $S_3 (NI_d = -NI_{dn})$ (Figure II-10).

Nous présentons ici une comparaison entre le flux estimé par le modèle complet (Équation II-16) et le flux résultant de simulations par éléments finis de la machine de référence. Sur la Figure II-12 sont représentés les écarts, en pourcentage, entre les deux estimations sur les flux de l'axe direct (Ecart_φd), en quadrature (Ecart_φq) et total (Ecart_φtot).

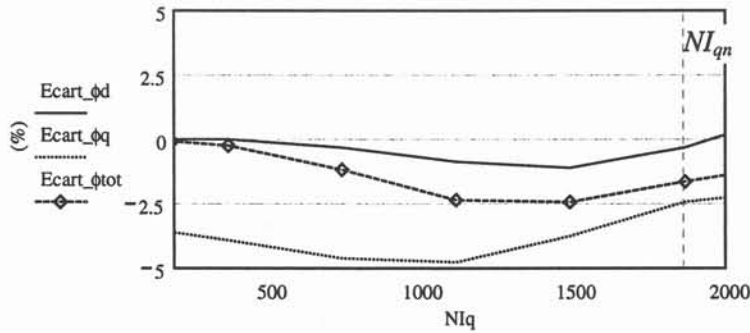


Figure II-12 : Ecart entre le modèle de flux et les simulations FLUX2D à $NI_d = \frac{-NI_{dn}}{2}$

On constate d'ores et déjà que les écarts sont négatifs. Le flux calculé analytiquement (Équation II-13) est inférieur au flux simulé. Les effets croisés sont moins importants que prévus, en cohérence avec les valeurs par excès obtenues avec les perméances croisées. L'hypothèse de linéarité n'est ainsi pas tout à fait exacte. Les écarts induits sur les flux sont toutefois inférieurs à 5 %. Les écarts sur le flux total sont même inférieurs à 2.5 %.

La prise en compte des effets croisés permet d'accroître la précision du modèle analytique du couple. Pour le point de fonctionnement nominal, les résultats (I_{ph}, α) de trois modèles analytiques différents ont été simulés sous FLUX2D (Table II-1 et Table II-2). Le premier suppose les perméances constantes, le deuxième néglige les effets croisés pour ne considérer que la non linéarité $L(NI)$.

L_q	L_d	Effets Croisés	Erreur Relative
L_{q0}	L_{d0}	Non	-14.1 %
$L_q(NI_q)$	$L_d(NI_d)$	Non	-13.1 %
$L_q(NI_q)$	$L_d(NI_d)$	Oui	-0.7 %

Table II-1 : Erreur relative sur le couple à P_{max} et 2000 tr/min
Comparaison de 3 modèles de flux

L_q	L_d	Effets Croisés	Erreur Relative
L_{q0}	L_{d0}	Non	5.6 %
$L_q(NI_q)$	$L_d(NI_d)$	Non	5.9 %
$L_q(NI_q)$	$L_d(NI_d)$	Oui	1.0 %

Table II-2 : Erreur relative sur le couple à P_{max} et 8000 tr/min
Comparaison de 3 modèles de flux

Les deux premiers modèles ne permettent pas de prévoir correctement le flux en charge de la machine. L'erreur sur le couple est supérieure à 13 %. Le modèle analytique complet permet de réduire l'erreur sur le couple de 13 % à moins de 1 % pour le point de fonctionnement à la puissance maximale (P_{max}) et à la vitesse de base (2000 tr/min). Ce modèle estime beaucoup mieux le flux en charge de la machine en fonction du courant et de l'angle de pilotage.

En outre, cette comparaison montre que l'influence des effets croisés est beaucoup plus sensible au voisinage de la vitesse de base et sous forte charge. Au delà de la vitesse de base, une réduction de flux est nécessaire pour réduire la tension aux bornes de la machine [Jahns-87]. Cela conduit à diminuer l'état de saturation du circuit magnétique. A puissance donnée, le couple et donc le courant NI_q est réduit avec la vitesse. Les effets croisés sont alors moins prononcés.

D'autres points de fonctionnement à puissance réduite et à vitesse supérieure à la vitesse de base ont été calculés avec le modèle analytique (Figure II-13). En imposant les mêmes courants et angles internes, les simulations par éléments finis indiquent des écarts ϵ sur le couple inférieurs à 5 %.

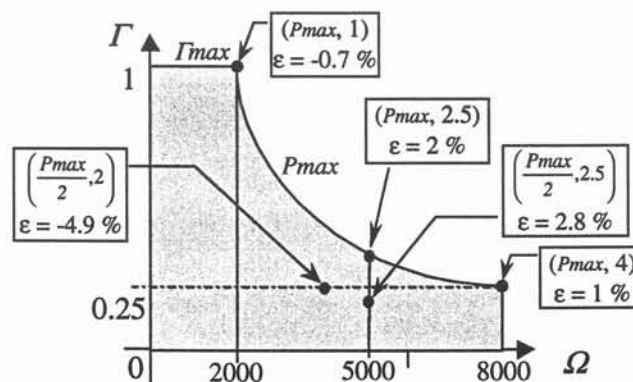


Figure II-13 : Précision du modèle analytique

Le modèle du flux en charge est particulièrement précis pour les deux points de fonctionnement de puissance maximale pour une vitesse de rotation de 2000 et 8000 tr/min. Le choix des simulations a été réalisé dans cet objectif.

L'hypothèse d'une influence linéaire des effets croisés avec le courant entraîne des écarts assez faibles sur le couple. Ces écarts sont inférieurs à 5 % pour l'ensemble des points caractérisés. Il s'agit des points de fonctionnement pour lesquels les courants NI_d et NI_q sont proche du centre du domaine de validité ($\frac{NI_{dn}}{2}$ et/ou $\frac{NI_{qn}}{2}$). Ces points correspondent à un fonctionnement à mi-vitesse et mi-charge. C'est autour de ces points de fonctionnement que l'écart sur le flux estimé, donc sur le couple, est le plus élevé.

Sur la figure ci-dessous, nous avons reporté les points de fonctionnement sur le plan du courant NI_d et NI_q (Figure II-10). Ces points de fonctionnement ont été obtenu par une optimisation de la commande dans un objectif de minimisation du courant de phase. Le plan couple-vitesse a été quadrillé à la fois sur le couple (jusqu'à Γ_{max}) et la vitesse (de 2000 à 8000 tr/min par pas de 500 tr/min). La puissance est limitée à P_{max} .

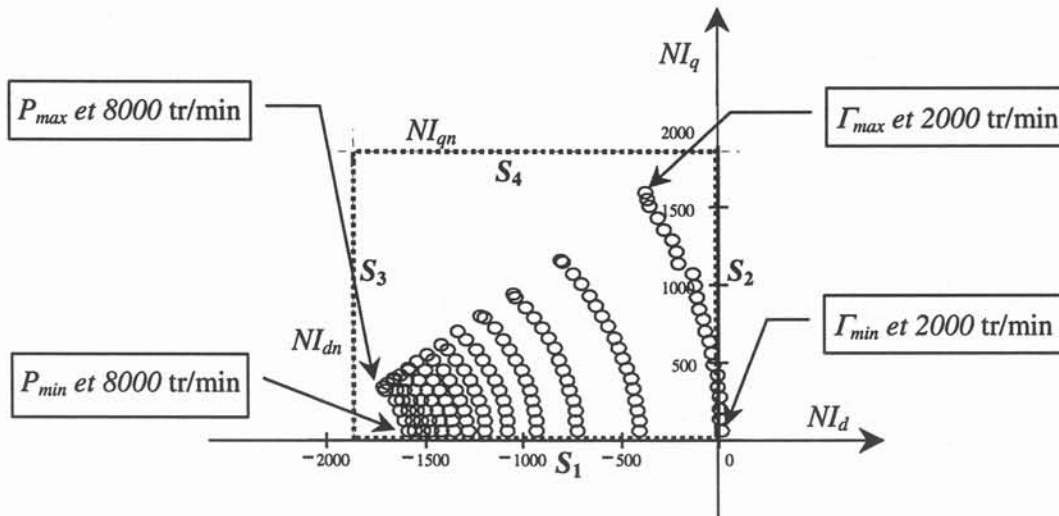


Figure II-14 : Lieu des points de fonctionnement dans le domaine de validité

On vérifie d'une part que tous les points de fonctionnement sont à l'intérieur du domaine de validité du modèle de flux. D'autre part, lorsque la vitesse augmente, le couple (par l'intermédiaire de NI_q) diminue et la réduction de flux (par NI_d) s'accroît.

Nous venons ici de présenter un modèle analytique du flux en charge d'une la machine synchrone à aimants. Ce modèle repose sur la méthode des éléments finis et ne dépend pas de la configuration des aimants. La connaissance du flux en charge nous permet alors d'estimer la commande optimale (NI_d , NI_q) pour n'importe quel point de fonctionnement (Γ , Ω).

II.4. La méthode d'estimation des pertes proposée

II.4.a Les pertes Joule

Le modèle analytique du flux en charge permet d'estimer le courant absorbé en fonction du point de fonctionnement considéré. Le calcul de la résistance est fonction du bobinage et de sa température moyenne estimée. Les pertes Joule s'en déduisent alors facilement.

II.4.b Les pertes fer : méthode d'interpolation

Les pertes fer peuvent être simulées précisément pour un point de fonctionnement à partir d'un logiciel développé par Ch. Cester et T. Chevalier. Ce logiciel est incorporé en tant que module additionnel au post-processeur de FLUX2D. Ce module permet d'estimer les pertes fer d'une tôle en utilisant l'évolution de l'induction $B(t)$ et sa variation $\frac{dB}{dt}$. La caractérisation d'un échantillon de tôle est nécessaire au préalable. La mesure des pertes fer massiques du matériau utilisé est effectuée en imposant différentes valeurs de $B(t)$ et $\frac{dB}{dt}$. Le calcul des pertes fer sous FLUX2D s'effectue pour chaque élément fini. En faisant la somme sur l'ensemble des éléments, nous obtenons les pertes fer totales dans les tôles pour le point de fonctionnement considéré [Cester-92], [Chevalier-99].

Il est ainsi possible d'estimer les pertes fer de la machine pour un point de fonctionnement à partir d'une simulation temporelle. Cependant, chaque simulation est assez longue. Aussi avons-nous développé un modèle analytique simplifié qui permet à partir de quelques simulations sous FLUX2D d'interpoler les pertes fer de la machine pour n'importe quel point de fonctionnement dans le plan couple-vitesse.

Nous souhaitons établir un modèle analytique des pertes fer pour évaluer leur amplitude en fonction du point (T, Ω) considéré. Nous avons mesuré l'évolution temporelle de l'induction dans une dent pour divers points de fonctionnements (Figure II-16) et calculé les pertes pour ces quelques points à partir du logiciel de calcul par éléments finis (Figure II-15).

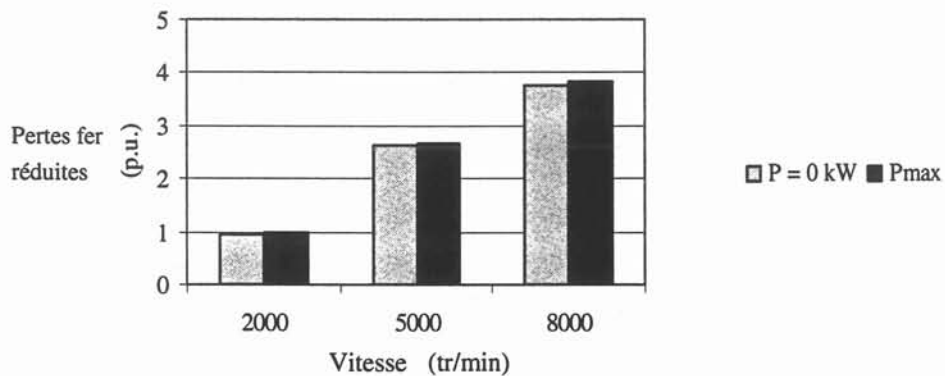
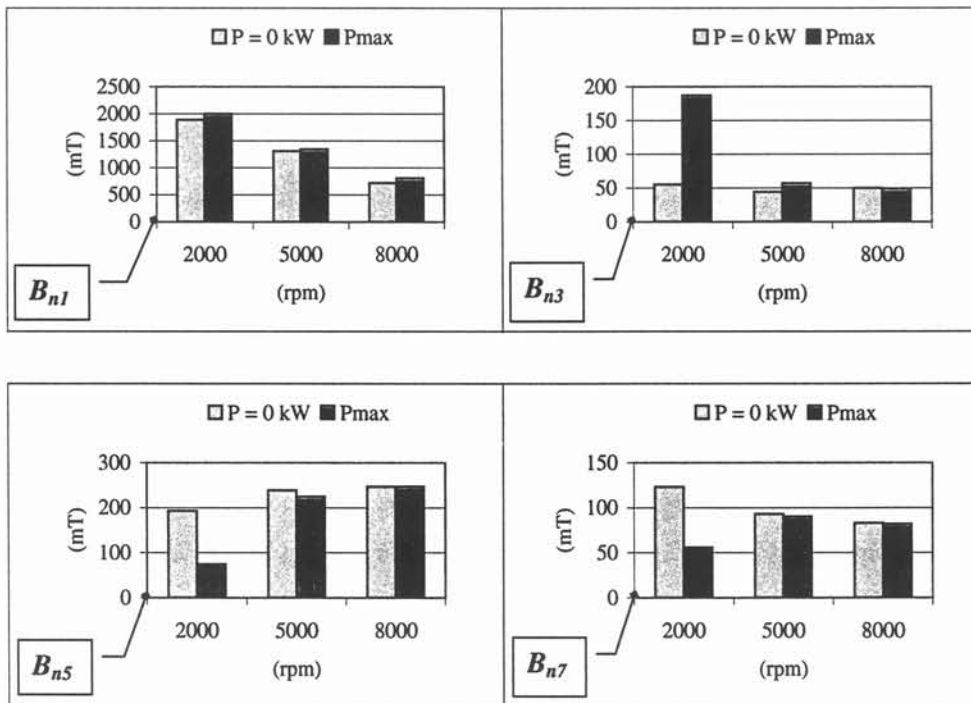


Figure II-15 : Evolution des pertes fer (FLUX2D) en fonction de la charge et de la vitesse pour la machine de référence (Pertes réduites par rapport à celles du point de base)

Puissance	0 kW	P_{max}	0 kW	P_{max}	0 kW	P_{max}
Vitesse (p.u.)	1	1	2.5	2.5	4	4
Pertes fer (p.u.)	0.95	1	2.64	2.67	3.76	3.84

Table II-3 : Pertes fer réduites de la machine de référence (FLUX2D)

Nous remarquons que ces pertes fer évoluent de façon importante avec la vitesse et beaucoup moins avec la charge (Table II-3 et Figure II-15). Pour ces points de fonctionnement, nous avons extrait l'amplitude des harmoniques de l'induction dans les dents du stator (Figure II-16). Nous constatons que l'amplitude des harmoniques (B_{n3} , B_{n5} , B_{n7}) ne varie pas sensiblement avec la vitesse et la charge. L'amplitude du fondamental B_{n1} est quand à lui diminué avec la réduction de flux). Le point de fonctionnement à couple maximum et vitesse de base est le seul à ne pas vérifier ces quelques hypothèses. On notera que l'état de saturation très élevé de ce point de fonctionnement ($B_{n1} = 2 T$) modifie nettement le comportement électromagnétique de la machine.

Figure II-16 : Amplitude des harmoniques de l'induction en fonction de la charge et de la vitesse
Résultats de simulations dans les dents du stator

Pour établir notre modèle, nous allons supposer l'influence des harmoniques de l'induction $B(t)$ indépendante de la charge. Les pertes associées aux harmoniques auront le même comportement fréquentiel que celles liées au fondamental. L'amplitude de ce dernier est quant à elle contrôlée par la réaction d'induit. On considèrera enfin la superposition des pertes harmoniques.

A partir de mesures expérimentales réalisées sur la tôle utilisée (excitation sinusoïdale), on détermine un modèle de pertes fer pour un niveau d'induction B_n et une pulsation ω_n donnés.

Son expression est la suivante :

$$P_{fer_n}(B_n, \omega_n) = K_{fer} \cdot \omega_n^x \cdot (a \cdot B_n^y + b \cdot B_n^z)$$

Équation II-17 : Modèle de pertes fer en excitation sinusoïdale

Compte tenu de nos hypothèses simplificatrices, nous proposons un modèle d'interpolation des pertes fer de la machine à partir de 3 simulations par éléments finis.

$$P_{fer}(B_1, \omega_1) = \omega_1^x \cdot (K_{fer_1} \cdot [a \cdot B_1^y + b \cdot B_1^z] + K_{fer_harmoniques})$$

où a, b, y et z sont des constantes expérimentales ;
les constantes $K_{fer_1}, K_{fer_harmoniques}$ et x sont
déterminées à partir de 3 simulations par éléments finis.

Équation II-18 : Modèle de pertes fer

Pour plus de précision sur l'évolution des pertes fer avec la vitesse, nous utilisons trois simulations numériques (P_{max} à 2000, 5000 et 8000 tr/min) pour déterminer les constantes $x, K_{fer_1}, K_{fer_harmoniques}$ pour chaque machine (Équation II-18). Les autres constantes (a, b, y et z) sont tirées des mesures en excitation sinusoïdale (Équation II-17).

Le modèle analytique du flux en charge permet d'estimer le fondamental du flux pour un point de fonctionnement quelconque. Le niveau d'induction du fondamental B_1 dans les dents du stator est alors déduit de cette valeur. Les pertes fer sont décomposées en des pertes liées à l'amplitude du fondamental de l'induction B_1 et à celles supposées constantes des harmoniques B_n à vitesse donnée ω_1 . Ce modèle d'interpolation nous permet simplement de représenter le comportement des pertes fer en fonction de la charge et de la vitesse pour une machine donnée.

Nous souhaitons comparer les points de fonctionnement à la puissance maximale pour les vitesses de base et maximale. Pour déterminer les valeurs des paramètres qui n'ont pas été fixées, nous simulerons trois points de fonctionnements sous FLUX2D. Les pertes fer de la machine sont alors déterminées pour n'importe quel point de fonctionnement (I, Ω) à partir de l'Équation II-18. La table suivante récapitule les résultats de simulations des pertes fer avec le module sous FLUX2D et les estimations avec notre modèle simplifié de l'Équation II-18.

Puissance	0 kW	P_{max}	0 kW	P_{max}	0 kW	P_{max}
Vitesse (tr/min)	2000	2000	5000	5000	8000	8000
FLUX2D (Chevalier)	0.95	1	2.64	2.67	3.76	3.84
Analytique (Équation II-18)	0.94	1	2.69	2.67	3.84	3.84
Erreur relative	-1 %	0 %	+1.9 %	0 %	+2.1 %	0 %

Table II-4 : Précision du modèle des pertes fer. Pertes fer réduites par rapport au point de base

L'écart sur les points de fonctionnement qui serviront pour la comparaison (P_{max} à 2000 et 8000 tr/min) est nulle. Les pertes correspondent directement aux mesures réalisées avec le modèle analytique implanté sous FLUX2D [Chevalier-99]. Notre modèle simplifié des pertes

fer présente l'intérêt de la rapidité par rapport à une simulation pas éléments finis. Il nous sera ainsi possible d'estimer les pertes fer d'une machine dans le plan couple-vitesse pour tracer une carte d'isorendement de la machine.

II.4.c Les pertes mécaniques

Dans l'étude comparative des machines, nous considérerons un alésage et un entrefer mécanique lisse (frettes si nécessaire) constants. Ces hypothèses nous permettent ainsi de supposer ces pertes indépendantes de la structure du rotor. Les pertes mécaniques ne sont ainsi pas discriminantes pour notre étude comparative. Ces pertes ne seront pas considérées.

II.5. Conclusion

Après avoir précisé les objectifs de la modélisation de machines à aimants que nous souhaitons faire, nous avons retenu, parmi les différents modèles existants, une technique qui s'appuie sur des résolutions par éléments finis. Nous obtenons alors un modèle analytique du flux en charge qui prend en compte les interactions existant entre les axes direct et en quadrature. La précision de ce modèle est évidemment très bonne pour les points de fonctionnement qui ont servi pour l'établissement du modèle. Pour les autres points de fonctionnement, les écarts constatés sur le couple ne dépassent pas 5 % dans le pire des cas. Ce modèle fournit toutes les informations concernant les fondamentaux temporels des grandeurs électromagnétiques notamment celui du flux.

Dans un deuxième temps, nous nous sommes intéressés aux pertes fer. Nous avons utilisé, là aussi, une méthode numérique pour établir notre modèle d'interpolation de pertes fer. Cette méthode repose sur le calcul *a posteriori* du champ magnétique $H(t)$ dans le matériau à partir de l'évolution temporelle de l'induction $B(t)$. De ces deux termes $H(t)$ et $B(t)$, il est possible de remonter directement aux pertes fer. Notre modèle d'estimation des pertes fer suppose une contribution constante des harmoniques d'induction dans le matériau, à vitesse donnée. Seule la part due au fondamental évolue avec l'amplitude du flux résultant dans la machine. Les pertes fer associées au fondamental et aux harmoniques évoluent de façon similaire avec la vitesse de rotation. Trois résolutions temporelles par éléments finis suffisent pour caler le modèle. Notre méthode d'estimation permet de retrouver à quelques pour-cents, les valeurs calculées numériquement par éléments finis.

Nous sommes ainsi à même d'estimer le courant de phase et les pertes (pertes Joule et pertes fer) d'une machine pour n'importe quel point de fonctionnement dans le plan couple-vitesse. Notre modèle permet l'étude de machines synchrones à aimants indépendamment de la disposition des aimants.

Chapitre III

Vers une méthodologie d'étude de machines

III VERS UNE MÉTHODOLOGIE D'ÉTUDE DE MACHINES	61
III.1. LA MACHINE DE RÉFÉRENCE	61
<i>III.1.a La commande optimale au point de base</i>	<i>61</i>
III.1.a.i Anisotropie d'une machine à aimants en surface.....	62
III.1.a.ii Influence de l'angle de commande sur le couple à forte charge.....	63
<i>III.1.b Evolution du courant de phase sur la courbe enveloppe</i>	<i>64</i>
<i>III.1.c Conclusions</i>	<i>67</i>
III.2. LES CRITÈRES DE COMPARAISON	67
<i>III.2.a Contraintes.....</i>	<i>67</i>
<i>III.2.b Le courant de phase et la tension aux bornes de la machine</i>	<i>67</i>
<i>III.2.c Sensibilité des performances à la hauteur des aimants.....</i>	<i>70</i>
<i>III.2.d De l'utilité d'un indicateur de coût global.....</i>	<i>72</i>
<i>III.2.e Cartes d'isorendement et consommation sur cycles.....</i>	<i>73</i>
<i>III.2.f Ondulations de couple et champ démagnétisant.....</i>	<i>75</i>
III.3. CONCLUSION	76

III VERS UNE METHODOLOGIE D'ETUDE DE MACHINES

Nous venons de présenter un modèle de machines synchrones à aimants permanents avec lequel nous allons pouvoir étudier diverses structures de machines. Ce modèle analytique est fondé sur une caractérisation de la machine par la méthode des éléments finis. Il permet d'estimer le flux en charge et les pertes de la machine pour n'importe quel point de fonctionnement en couple-vitesse.

On se propose tout d'abord d'étudier avec ce modèle une machine dite de *référence* que l'on nommera **PMREF**. Une comparaison avec des résultats expérimentaux a été réalisée. En particulier, la possible *anisotropie* des machines à aimants en surface est présentée. Une étude de la sensibilité du courant de phase à l'épaisseur des aimants est ensuite réalisée. Elle servira à mettre en évidence l'intérêt d'un indicateur de coût qui ne considère pas seulement le volume des aimants de la machine.

Dans une deuxième partie, nous mettrons en place une méthodologie d'étude de machines à aimants. La comparaison avec la machine de référence pourra ainsi être réalisée de façon pertinente sur des critères ciblés.

III.1. La machine de référence

Nous disposons d'une machine à aimants en surface de référence **PMREF** sur laquelle des essais expérimentaux ont été effectués. Il s'agit d'une machine synchrone à aimants permanents où les aimants sont collés en surface, une frette est placée autour du rotor pour la tenue mécanique. Cette machine a été spécialement développée pour des applications véhicules électriques. Sa puissance est de l'ordre de quelques dizaines de kilowatts pour une vitesse de rotation maximale de 8000 tr/min.

Ces mesures pourront alors être confrontées aux résultats de simulations. Pour cela, nous avons caractérisé la géométrie de la machine et les propriétés des matériaux mis en œuvre. Nous disposons ainsi d'un modèle analytique de la machine qui permet de déterminer la commande optimale en courant pour n'importe quel point de fonctionnement.

On se propose tout d'abord d'étudier le comportement électromagnétique de la machine pour souligner la présence d'une anisotropie pour les machines à aimants en surface. Une étude de la sensibilité du courant de phase à l'épaisseur des aimants soulignera l'utilité d'un indicateur de coût global de la chaîne de traction (machine et onduleur).

III.1.a La commande optimale au point de base

Nous avons indiqué précédemment que les contraintes du secteur automobile entraînent de très fortes sollicitations (en terme de coût et d'encombrement) sur les machines électriques.

En particulier, la contrainte sur l'encombrement des machines conduit à un dimensionnement du circuit magnétique au plus juste pour satisfaire au cahier des charges de la traction électrique.

Le point de base se caractérise par le couple maximum fourni. Le niveau de saturation de la machine est alors le plus élevé. Dans le cas d'un circuit magnétique linéaire, seul un courant dans l'axe en quadrature ($\alpha=0^\circ$) produit un couple. En considérant la non linéarité du circuit, on obtient que la commande optimale nécessite la présence d'un courant dans l'axe direct ($\alpha>0^\circ$) pour réduire le flux créé par les aimants. Ceci correspond au cas d'une machine à aimants anisotrope pour laquelle l'inductance dans l'axe en quadrature est supérieure à celle de l'axe direct ($L_q>L_d$). Une explication de ce phénomène est présentée ci-dessous.

III.1.a.i Anisotropie d'une machine à aimants en surface

Si on considère que les matériaux magnétiques ont un comportement linéaire, quel que soit le flux circulant dans l'axe direct et/ou en quadrature, la machine est isotrope ($L_d=L_q$).

Les aimants créent à vide un flux qui polarise la machine dans l'axe direct. En supposant le matériau infiniment perméable, il est possible d'exprimer l'ordre de grandeur de l'induction à vide dans l'air, B_{air} (Équation III-1) en fonction des caractéristiques de l'aimant et de l'entrefer.

$$B_{air} = \frac{B_r}{1 + \mu_r \cdot \frac{e_méca}{Hpm}} \quad \text{Équation III-1}$$

Où Hpm représente l'épaisseur des aimants (3 mm);
 B_r , l'induction rémanente des aimants (1 Tesla);
 μ_r , la perméabilité relative des aimants (1);
 $e_méca$, l'entrefer mécanique (1.5 mm).

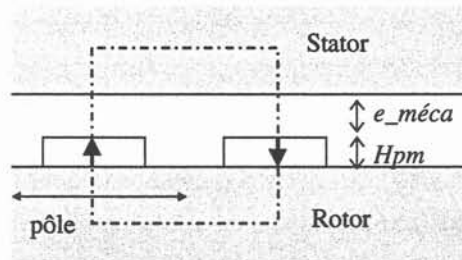


Figure III-1 : Trajet simplifié du flux à vide d'une machine à aimants permanents en surface

D'après l'application numérique proposée à l'Équation III-1, l'induction à vide dans l'air atteint 0.67 Tesla. En supposant que le rapport largeur de dent sur pas dentaire vaut 0.33, l'induction dans une dent située dans l'axe direct atteindrait 2 Tesla.

Pour un matériau usuel, en Fe-Si, ce niveau d'induction est très élevé. Le coude de saturation de sa courbe $B(H)$ est largement franchi. Dans la réalité, si on tient compte du comportement réel des tôles et des ampères-tours perdus dans celles-ci, l'induction est un peu plus faible. A ce point de fonctionnement, les tôles présentent une perméabilité statique notablement plus réduite que pour les faibles valeurs d'induction (cas des dents situées dans l'axe q, entre les aimants). Cette variation est encore plus marquée pour la perméabilité

dynamique $\frac{\Delta B}{\Delta H}$ qui intervient dans la détermination des réactances du stator. Si dans une direction (axe d, ici), les matériaux magnétiques ont une perméabilité dynamique plus faible, la réactance selon cet axe sera également plus faible. Cela explique comment, avec une machine synchrone à aimants permanents placés en surface du rotor, il est possible d'obtenir, dans certains cas, une machine non isotrope. Cela provient d'une polarisation énergétique des matériaux magnétiques statoriques par les aimants. Sur la machine de référence, nous avons relevé un rapport $\frac{L_q}{L_d}$ voisin de 1.6 pour des courants faibles.

Notons que la présence de cette anisotropie est utilisée dans le cadre des commandes sans capteur. Pour déterminer la position initiale du rotor, il est possible d'utiliser un signal de tension à haute fréquence au stator. Une analyse des effets de l'anisotropie de la machine sur l'amplitude de la composante de courant associée permet alors de déterminer la position du rotor. Ainsi, même les machines à aimants en surface présentent une légère anisotropie qui peut être exploitée du fait de la présence des aimants [Consoli-99].

III.1.a.ii Influence de l'angle de commande sur le couple à forte charge

On se propose ci-après de vérifier expérimentalement la présence de cette anisotropie pour la **machine de référence** à aimants en surface. Pour cela, nous avons mesuré le couple de la machine sur un banc d'essai pour une vitesse de 1700 tr/min, inférieure à la vitesse de base. La démarche a consisté à relever l'évolution du couple en fonction de l'angle de commande α , à courant de phase I_{pho} donné. Ces données ($\Gamma_{\text{mesuré}}$) sont reportées sur la Figure III-2. D'autre part, cette même démarche a été réalisée avec la machine de référence en simulation. Nous avons ici aussi fait varier l'angle de commande de la machine en imposant la même amplitude du courant de phase I_{pho} . L'évolution du couple simulé ($\Gamma_{\text{simulé}}$) est alors décrite sur la même figure. Le couple unitaire correspond au couple maximum de la machine.

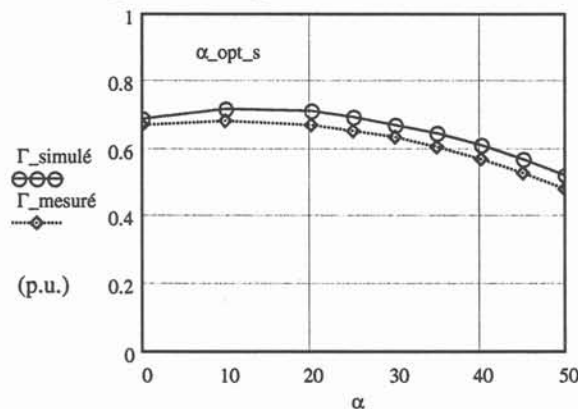


Figure III-2 : Evolution du couple en fonction de l'angle de commande à I_{pho} donné.

On peut d'ores et déjà remarquer la concordance entre les résultats expérimentaux et les simulations. L'écart sur le couple est inférieur à 8.5 % (valeur obtenue pour $\alpha_{\text{max}}=50^\circ$) sur toute la plage de variation de l'angle α . Autour de la valeur de l'angle de commande optimale α_{opt_s} , cet écart est limité à 4.5 %. Le modèle du couple est alors tout à fait satisfaisant.

Notons ensuite que le maximum du couple n'est pas obtenu pour un angle de commande nul. Cela confirme qu'il peut être intéressant d'utiliser un courant dans l'axe direct pour accroître le couple de la machine à courant de phase donné.

Nous venons ainsi de vérifier qu'il est possible dans certains cas d'utiliser l'anisotropie des machines à aimants en surface pour créer un couple plus élevé à courant donné. De même, nous avons montré par simulations [Fonseca 1-99] que l'utilisation de cette anisotropie permet de réduire l'amplitude du courant de phase pour le couple maximum de cette machine de référence. Un gain de 5 % a ainsi été obtenu par rapport à une commande en courant qui ne considère que le courant dans l'axe en quadrature pour la création de couple (Table III-1).

Pilotage	En quadrature	Optimum
Courant de phase	1	0.95
Pertes Joule	1	0.91
Rendement (Pertes Joule et fer)	92.3 %	92.9 %

Table III-1 : Deux stratégies de pilotage au point de base [Fonseca 1-99]

Notons que ce gain correspond tout de même à une réduction de 9 % des pertes Joule pour ce point de fonctionnement. Le rendement a ainsi été accru de 0.6 point avec la commande en courant adéquate.

III.1.b Evolution du courant de phase sur la courbe enveloppe

On se propose maintenant de comparer le courant de phase mesuré et simulé pour la machine de référence. Intéressons nous à l'évolution de ce courant sur la courbe enveloppe du plan couple-vitesse. Il s'agit du fonctionnement à couple maximum (Γ_{max}) entre 0 et 2000 tr/min, suivi du fonctionnement à puissance maximale (P_{max}) pour les vitesses supérieures.

Sur la Figure III-3 est reportée l'évolution des ampères-tours mesurés ($N_{Iph_mesuré}$) et simulé ($N_{Iph_simulé}$) sur la courbe enveloppe. La température des aimants est supposée à 20°C pour les simulations.

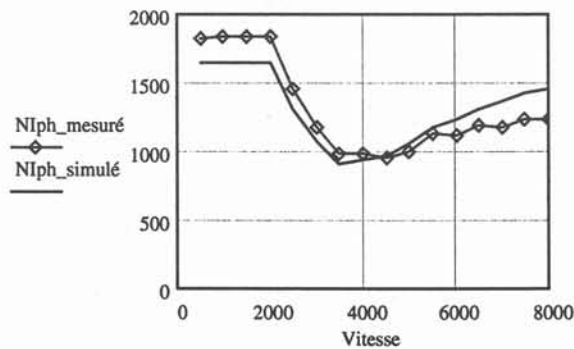


Figure III-3 : Evolution des ampères-tours sur la courbe enveloppe

On vérifie tout d'abord que le courant de phase est constant en dessous de la vitesse de base, le couple de la machine étant imposé (T_{max}). Les pertes Joule sont ainsi indépendantes de la vitesse. Si on considère l'augmentation des pertes fer et de la tension avec la vitesse, le point de base (T_{max} , 2000 tr/min) est un point dimensionnant de la machine.

Avec la diminution du couple (puissance constante) au delà de la vitesse de base, on note que le courant de phase a tendance à diminuer. A partir d'une certaine vitesse, l'accroissement du courant de l'axe direct, nécessaire à la réduction de flux, compense la réduction du courant dans l'axe en quadrature. Le courant de phase a alors tendance à augmenter avec la vitesse (environ au delà de 4000 tr/min). Le courant de phase, les pertes fer et les pertes Joule sont alors accrus avec la vitesse. Le point à la puissance et vitesse maximale est alors un autre point dimensionnant de la machine.

On constate ainsi une évolution cohérente entre les deux courbes des ampères-tours en fonction de la vitesse. La tendance est correcte. Cependant, l'amplitude de l'écart est assez sensible entre les ampères-tours estimés ($NIph_{simulé}$) et ceux mesurés ($NIph_{mesuré}$). Cet écart en pourcentage (Ecart_Niph) est représenté en fonction de la vitesse à la Figure III-4.

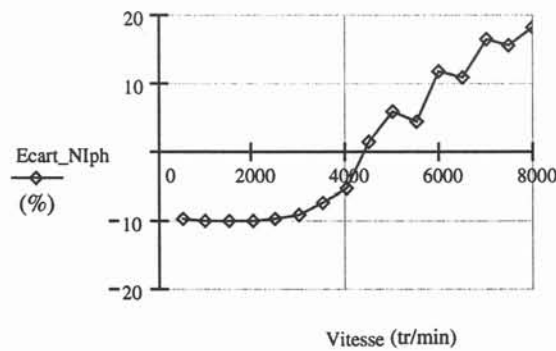


Figure III-4 : Ecart entre le courant mesuré ($NIph_{mesuré}$) et le courant simulé ($NIph_{simulé}$)

A basse vitesse, le courant est sous-estimé d'environ 10 %. A l'inverse, au delà de 5000 tr/min, le courant simulé est le plus élevé. L'écart atteint même près de 20 % pour la vitesse maximale, ce qui est une valeur très élevée.

Une explication possible à cet écart sur le courant repose sur l'incertitude concernant le moment magnétique créé par les aimants \mathcal{M}_{aim} . Tout se passe comme si l'induction B_r était surestimée. En effet, toute diminution de B_r entraîne une réduction du flux produit par les aimants. Le courant de phase simulé serait alors accru pour le couple maximum (Figure III-3). A l'inverse, cette diminution de l'induction B_r est favorable au mode de fonctionnement en réduction de flux. Le courant I_d est alors réduit. De plus, cette diminution de I_d est d'autant plus sensible sur le courant de phase que la vitesse est élevée (Figure III-3). Notons que la segmentation des aimants à la surface du rotor entraîne aussi une réduction du volume des aimants et donc du moment magnétique \mathcal{M}_{aim} . L'écart sur le courant serait alors réduit sur toute la plage de vitesse avec cette seule atténuation de la fem induite par les aimants (Figure III-4).

Les caractéristiques des aimants en *NdFeB* utilisés et les facteurs qui influent sur cette induction rémanente B_r , sont indiqués à la Table III-2. Le constructeur indique que la température maximale de fonctionnement des aimants en continu est de 180 °C.

Température des aimants	Induction rémanente		Champ coercitif		Evolution de B_r avec la température $\Delta B_r / B_r$ (%/K)
	B_r typ (T)	B_r min (T)	$H_{c,j}$ min (kA/m)	$H_{c,j}$ typ (kA/m)	
20 °C	1.1	1.05	2150	2470	-0.12
150 °C	0.9	0.86	720	880	

Table III-2 : Caractéristique des aimants en *NdFeB* utilisés

Evaluons alors la plage de variation de l'induction rémanente typique en fonction de la température. Pour une augmentation de 160 °C (de 20°C à 180°C), l'induction B_r est réduite de 19.2 % ($\Delta B_r / B_r = -0.12$ %/K). B_r est alors compris entre 0.89 et 1.1 Tesla.

Or toute réduction de B_r entraîne une augmentation du courant simulé au point de base pour conserver l'amplitude du couple. La Figure III-5 représente l'écart en pourcentage entre le courant mesuré et le courant simulé en fonction de la réduction de l'induction rémanente ΔB_r . On note ainsi qu'avec une réduction de 20 % de cette induction, le courant de phase est alors surestimé de près de 10 %.

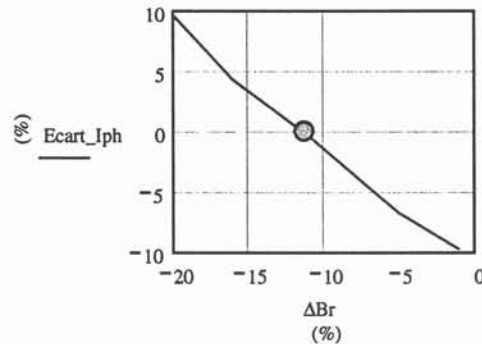


Figure III-5 : Evolution de l'écart du courant au point de base en fonction de la variation de B_r

Considérons alors la variation de B_r (-11%) telle que le courant soit quasiment identique au point de base. Cette diminution de l'induction rémanente est tout à fait cohérente avec sa plage de variation. L'écart entre les ampères-tours simulés et mesurés sur la courbe enveloppe est à nouveau tracé. Cet écart est alors inférieur à 1.5 % sur toute la plage de fonctionnement (Figure III-6).

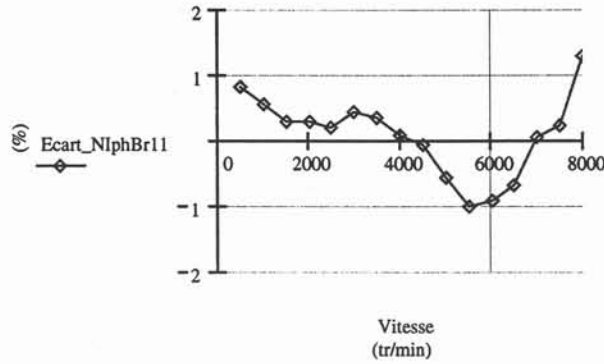


Figure III-6 : Ecart entre le courant mesuré ($Nlph_mesuré$) et le courant simulé ($Nlph_simulé$)

Cette réduction de 11 % du moment magnétique permet à elle seule de corriger les écarts importants sur l'estimation du courant de phase sur toute la plage de fonctionnement. Le modèle du courant est ainsi parfaitement validé.

III.1.c Conclusions

Nous avons établi un modèle analytique au chapitre précédent qui permet d'estimer le courant pour un point de fonctionnement donné. L'application de ce modèle à la machine de référence a permis de le valider. Ce dernier permet d'estimer de façon tout à fait satisfaisante l'évolution du couple et du courant de phase. La réduction des écarts entre les simulations et les mesures sur banc d'essai peuvent simplement s'obtenir par une adaptation du modèle des aimants (Induction rémanente) dans une plage de variation tout à fait normale compte tenu des conditions d'utilisation de la machine.

III.2. Les critères de comparaison

III.2.a Contraintes

Pour notre étude comparative, les modifications ne porteront que sur le rotor. Le stator, avec son diamètre extérieur et son alésage sera conservé constant. Le nombre de pôles et d'encoches par phase ne sera pas changé pour toutes les machines présentées. L'entrefer mécanique sera lui aussi maintenu égal à celui de la machine de référence (1.75 mm), ainsi que l'épaisseur de la culasse rotorique. Notre étude a ainsi pour but d'appréhender et de quantifier l'évolution des performances des machines à aimant, dans un encombrement (stator) donné compte tenu des capacités de refroidissement de la machine de référence.

III.2.b Le courant de phase et la tension aux bornes de la machine

Nous avons modifié l'épaisseur des aimants pour estimer l'évolution du courant et de la tension en fonction du couple à 2000 tr/min. Les variations de l'épaisseur des aimants H_{pm} sont de 43 % autour de l'épaisseur de référence (2 mm, 3.5 mm et 5 mm). Ces trois machines ont fait l'objet d'une caractérisation complète par éléments finis. On dispose ainsi d'un modèle analytique de flux pour chacune des machines (Chapitre II).

La Figure III-7 présente l'évolution du courant de phase réduit pour les différentes machines étudiées avec le même nombre de spires que PMREF (N_{so}) en fonction du couple de la machine à la vitesse de base :

- la machine de référence (I_{ph_REF}) ;
- la machine pour laquelle l'épaisseur des aimants est de 2 mm (I_{ph_Hpm2}) ;
- et celle pour laquelle l'épaisseur est de 5 mm (I_{ph_Hpm5}).

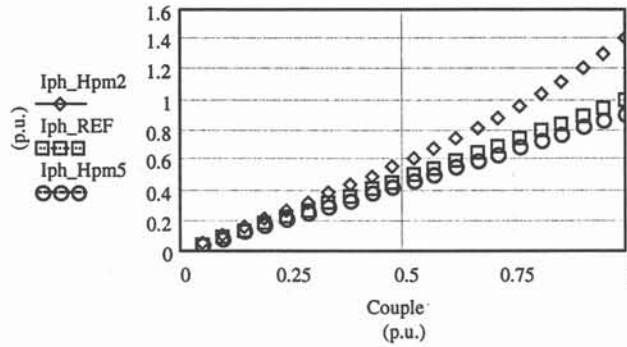


Figure III-7 : Evolution du courant à 2000 tr/min (PMREF, Hpm2 et Hpm5)

Sur cette figure, on peut noter que le courant augmente avec la charge et ce d'autant plus que le flux produit par les aimants est faible. On remarque ainsi d'une part que pour une augmentation de 43 % du volume des aimants, le courant de phase n'est réduit que de 9 %. D'autre part, une forte réduction de l'épaisseur des aimants (-43 %) entraîne un accroissement notable du courant de phase de 42 %.

La tension maximale disponible aux bornes d'une machine dépend de la tension aux bornes de la batterie. Nous définissons la tension unitaire aux bornes de la machine ($V_m = 100\%$) comme la tension maximale disponible avec la tension typique de la batterie. La tension aux bornes de la machine de référence est ainsi de 70 %, au point de base. Cette tension correspond à la tension maximale disponible aux bornes de la machine lorsque la tension de la batterie est minimale. Lorsque cela sera nécessaire, l'adaptation du nombre de spire aura pour objectif de fixer une tension de 70 % au point de base, pour une comparaison pertinente avec la machine de référence.

Intéressons nous maintenant à l'évolution de la tension aux bornes de ces machines (Figure III-8). On peut d'ores et déjà remarquer que l'évolution de la tension est très différente entre les machines Hpm2 et Hpm5. Pour la première, la tension s'accroît de 41 % entre une simulation à couple nul et celle à couple maximum. Cette variation de la tension est limitée à 6 % pour PMREF et à 3 % pour Hpm5.

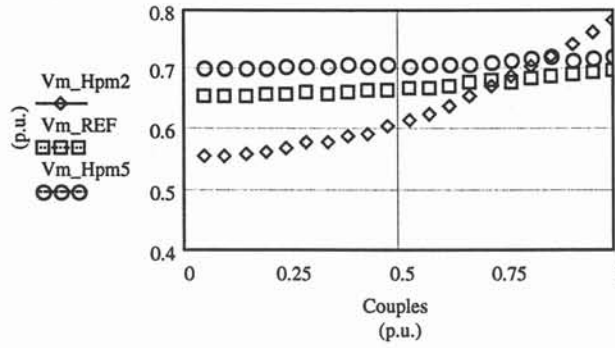


Figure III-8 : Evolution de la tension à 2000 tr/min (PMREF, Hpm2 et Hpm5)

Les comparaisons sur le courant sont réalisées à partir des simulations au point de base (Figure III-7). Or les tensions au point de base pour les trois machines ne sont pas identiques à même nombre de spires (N_{so}). La Table III-3 récapitule les résultats de simulation (Figure III-7, Figure III-8) pour ce point de fonctionnement.

	I_{ph} (p.u.)	V_m (p.u.)	S_n/P_{max}
Hpm2	1.42	0.78	1.7
PMREF	1	0.70	1.1
Hpm5	0.91	0.72	1.03

Table III-3 : Evolution du courant, de la tension et de la puissance apparente (S_n) au point de base (P_{max} , 2000 tr/min) avec le même nombre de spires (N_{so}) pour les trois machines

Hpm2 présente une tension supérieure de 12 % à celle de la machine de référence. Une simple comparaison des courants pour le point de base n'est alors pas pertinente (courant accru de 42 %). La puissance apparente a, quant à elle, été accrue de 58.5 %. Pour rendre l'étude de la variation de l'amplitude du courant adéquate, indépendamment de la tension aux bornes de la machine, nous proposons d'ajuster cette dernière avec la tension de la machine de référence au point de base. La comparaison du courant de phase ou de la puissance apparente donnera alors les mêmes résultats.

Pour adapter les tensions au point de base, remarquons que la tension V_m aux bornes de la machine est proportionnelle aux nombres de spires des bobines. Les ampères-tours sont eux indépendants du nombre de spires. Un facteur k_{ns} sera alors calculé de façon à assurer une tension $V_{m_{ns}}$ (70 %) identique entre toutes les machines pour le point de base (Γ_{max} et 2000 tr/min).

$$V_{m_{ns}} = k_{ns} \sqrt{\Phi_d (NI_d, NI_q)^2 + \Phi_q (NI_d, NI_q)^2}$$

$$k_{ns} = \frac{N_s}{N_{so}} \quad \begin{array}{l} N_s \cdot I_{dns} = N_{so} \cdot I_d \\ N_s \cdot I_{qns} = N_{so} \cdot I_q \end{array} \quad \begin{array}{l} I_{dns} = k_{ns}^{-1} \cdot I_d \\ I_{qns} = k_{ns}^{-1} \cdot I_q \end{array}$$

Où I_d, I_q, Φ_d, Φ_q sont les valeurs données pour le nombre de spires N_{so} (PMREF) ;
 $I_{dns}, I_{qns}, V_{m_{ns}}$ sont les valeurs des paramètres modifiés ;
 k_{ns} représente le rapport nécessaire pour assurer l'égalité des tensions V_m .

En adaptant le niveau de tension avec un coefficient k_{ns} (70 % au point de base), nous pouvons alors tracer l'évolution du courant de phase et la comparer pour différentes épaisseurs d'aimant.

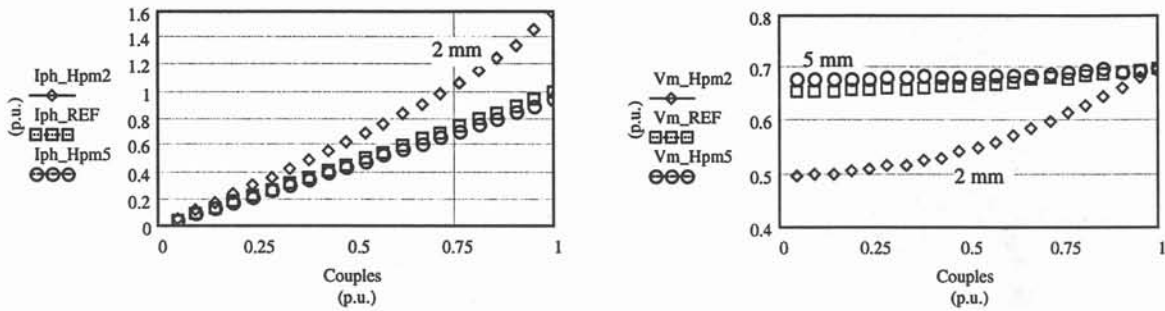


Figure III-9 : Evolution corrigée (k_{ns}) du courant et de la tension à 2000 tr/min

L'évolution des résultats de simulation au point de base sont alors indiqués à la Table III-4.

	k_{ns}	I_{ph} (p.u.)	Flux inducteur à vide (mWb)	V_m (p.u.)	S_n/P_{max}
Hpm2	0.89	1.59	2.09	0.70	1.7
PMREF	1	1	2.47	0.70	1.1
Hpm5	0.97	0.94	2.69	0.70	1.03

Table III-4 : Evolution du courant, du flux inducteur à vide, de la tension et de la puissance apparente des machines au point de base (P_{max} , 2000 tr/min) avec le nombre de spires adapté pour les trois machines ($V_m = 70\%$)

On note ainsi que le courant de phase de HPM2 est accru de 59 % pour le couple maximum. Le gain sur le courant de HPM5 est de 6 %, la tension au point de base étant fixée. On note ici la limite à l'augmentation du volume des aimants (+43 %) pour réduire le courant de phase (-6 %), à circuit magnétique donné.

Nous venons donc d'indiquer une méthode de comparaison de machines qui permet d'étudier l'évolution du courant de phase. La tension au point de base sera ainsi adaptée par une modification du nombre de spires N_s .

III.2.c Sensibilité des performances à la hauteur des aimants

On se propose ici d'appliquer la méthode précédente à l'étude du courant sur la courbe enveloppe pour les diverses épaisseurs d'aimants (2 mm, 3.5 mm et 5 mm).

La Figure III-10 indique l'évolution du courant de phase sur la courbe enveloppe en fonction de la vitesse (le couple maximum de 0 à 2000 tr/min et la puissance maximale au delà de 2000 tr/min). Les deux évolutions extrêmes en terme de variation de l'épaisseur des aimants (+/- 43 %) sont présentées en plus de celle de la machine de référence.

On vérifie la forte augmentation du courant à basse vitesse (59 %) avec la réduction de l'épaisseur des aimants. Une forte augmentation de l'épaisseur ne conduit qu'à une faible réduction du courant de phase (6 %) à basse vitesse. A vitesse maximale, une variation de 43 % de l'épaisseur d'aimant conduit à une variation de 30 % du courant de phase absorbé. L'état de saturation du circuit magnétique est ici peu influencé par la charge de la machine.

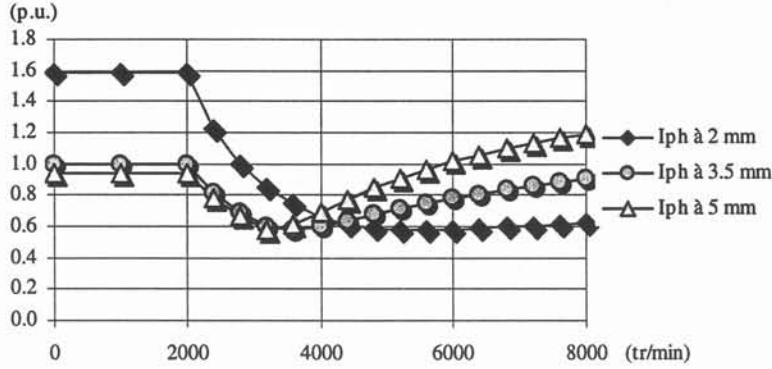


Figure III-10 : Evolution du courant de phase en fonction de l'épaisseur des aimants en surface pour la courbe enveloppe

En dessous de la vitesse de base, l'accroissement de l'épaisseur H_{pm} des aimants augmente la fem induite. Le courant de phase nécessaire à un couple donné est alors réduit (Figure III-10). Cependant, le gain sur le courant de phase est limité (6 %) compte tenu de la saturation du circuit magnétique qui limite l'augmentation du flux créé par les aimants dans l'axe direct. A l'inverse, toute réduction de H_{pm} induit une forte augmentation du courant de phase. La constante de couple K_c (rapport entre le couple et le courant de phase) est en effet fortement réduite avec l'augmentation de la charge compte tenu de l'état de saturation élevé du circuit magnétique (Figure III-11).

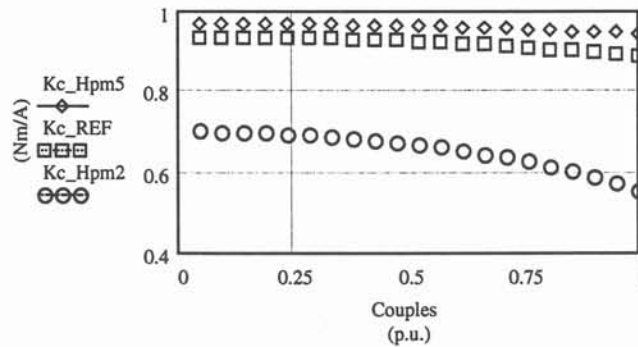


Figure III-11 : Evolution de la constante de couple en fonction de la charge pour différentes épaisseurs d'aimant à 2000 tr/min

Pour la machine de référence, on constate une réduction de 4.5 % de K_c lorsque le couple passe de 0.25 à une fois le couple maximum. Cette réduction de la constante de couple atteint 20 % pour H_{pm2} contre seulement 2.5 % pour H_{pm5} . La variation de l'état de saturation du circuit magnétique est ainsi d'autant plus élevée que l'épaisseur des aimants est faible.

A contrario, sur la Figure III-10, on vérifie que le courant à la vitesse maximale est d'autant plus important que l'épaisseur des aimants H_{pm} est élevée. Il faut alors réduire le flux plus important créé par ces derniers avec une réaction d'induit moins efficace. En effet, à entrefer mécanique constant $e_{méca}$, l'entrefer magnétique ($e_{méca}+H_{pm}$) est accru avec H_{pm} .

La réduction de l'épaisseur des aimants accroît le courant absorbé à basse vitesse et forte charge. A l'inverse, cette diminution du volume des aimants est favorable à haute vitesse à la réduction de flux.

III.2.d De l'utilité d'un indicateur de coût global

Toute diminution de l'épaisseur des aimants réduit le coût lié à ces derniers. Le coût de la machine est ainsi réduit. Cependant, une réduction trop élevée (-40%) induit une très forte augmentation du courant de phase commuté par l'électronique de commande (+60%). Or le dimensionnement de cette électronique, à tension maximale donnée, est fonction entre autre du courant maximum commuté. Le coût de l'onduleur sera alors accru.

On constate donc qu'une forte diminution de H_{pm} entraîne une réduction de la fonction coût liée aux aimants de la machine et un accroissement de celle liée au courant commuté par le convertisseur statique.

Plusieurs questions se posent alors. Comment prendre en compte l'accroissement du courant commuté par l'électronique de commande ? Existe-t-il un optimum en terme de réduction de coût ? Est-il réellement intéressant de réduire le coût du moteur (aimants) sans se préoccuper du coût de la chaîne de traction dans son ensemble (à la fois l'onduleur et la machine) ?

Pour répondre à ces questions, nous avons décidé de mettre en place un indicateur de coût qui intègre 2 éléments prépondérants du coût de la chaîne de traction :

- le volume des aimants de la machine Vol_{aim}
- et l'amplitude du courant maximum commuté par le convertisseur $I_{eff_{max}}$.

Cet indicateur de coût $Ind_{coût}$ est alors simplement obtenu par une équation linéaire liant ces deux variables aux coefficients de coût associés à ces dernières ($C_{Coût_I_{eff}}$, $C_{Coût_Aimant}$)

$$Ind_{coût} = C_{coût_I_{eff}} \cdot I_{eff_{max}} + C_{coût_Aimant} \cdot Vol_{aim}$$

Équation III-2 : Indicateur de coût de la chaîne de traction (onduleur et machine à aimants)

Nous avons alors appliqué cet indicateur de coût sur des machines à aimants en surface. La hauteur des aimants (H_{pm}) a été modifiée, tout en conservant l'entrefer mécanique constant. La Figure III-12 permet de visualiser l'évolution de l'indicateur de coût de chacune des machine lorsque la hauteur des aimants évolue entre 2 et 5 mm.

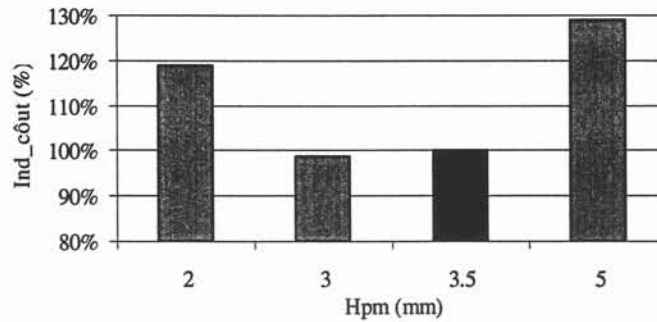


Figure III-12 : Evolution de l'indicateur de coût en fonction de Hpm (aimants en surface)

On note sur ce graphique que la réduction ou l'augmentation de l'épaisseur des aimants de 43 % induit un accroissement de l'indicateur de coût assez sensible par rapport à la machine de référence (3.5 mm). Il existe un optimum entre ces deux épaisseurs. On note d'ailleurs que la machine de référence semble très proche du minimum de la fonction coût à stator donné.

Le dimensionnement optimal d'une chaîne de traction nécessite à la fois une prise en compte du coût de la machine et du convertisseur statique [Lindström-96]. En outre, les effets liés à la saturation influent sur l'amplitude du courant de phase de la machine. Toute optimisation de la chaîne de traction nécessite la prise en compte de ces phénomènes, en particulier dans les applications contraintes en coût et en volume [Lovelace-99]. Cet indicateur de coût permettra ainsi de conclure sur la pertinence d'une réduction du volume des aimants face à une augmentation du courant de phase.

III.2.e Cartes d'isorendement et consommation sur cycles

A partir d'une modélisation analytique d'une machine à aimants, nous sommes à même d'estimer les pertes Joule et les pertes fer pour n'importe quel point de fonctionnement dans le plan couple-vitesse. Une température moyenne des bobines de 150 °C est considérée pour le calcul des pertes Joule de la machine. Les pertes fer sont déterminées par interpolation de simulations éléments finis.

Les cartes d'isorendement permettent de représenter le rendement de la machine dans le plan couple-vitesse d'utilisation potentielle. Une modification apportée sur la machine peut avoir une influence sur le rendement de cette dernière. La carte d'isorendement permet alors de visualiser cette influence.

Les cartes d'isorendement des machines PMREF et Hpm2 sont ainsi proposées à la Figure III-13. On vérifie que le rendement a fortement chuté aux fortes charges avec l'augmentation des pertes Joule. Le rendement au point de base est ainsi réduit de 6 points de rendement pour atteindre 87 % pour Hpm2. Au delà de la vitesse de base, on assiste à un accroissement notable de la zone de fonctionnement avec un rendement supérieur à 96 %. La réduction de flux nécessite un courant moins élevé.

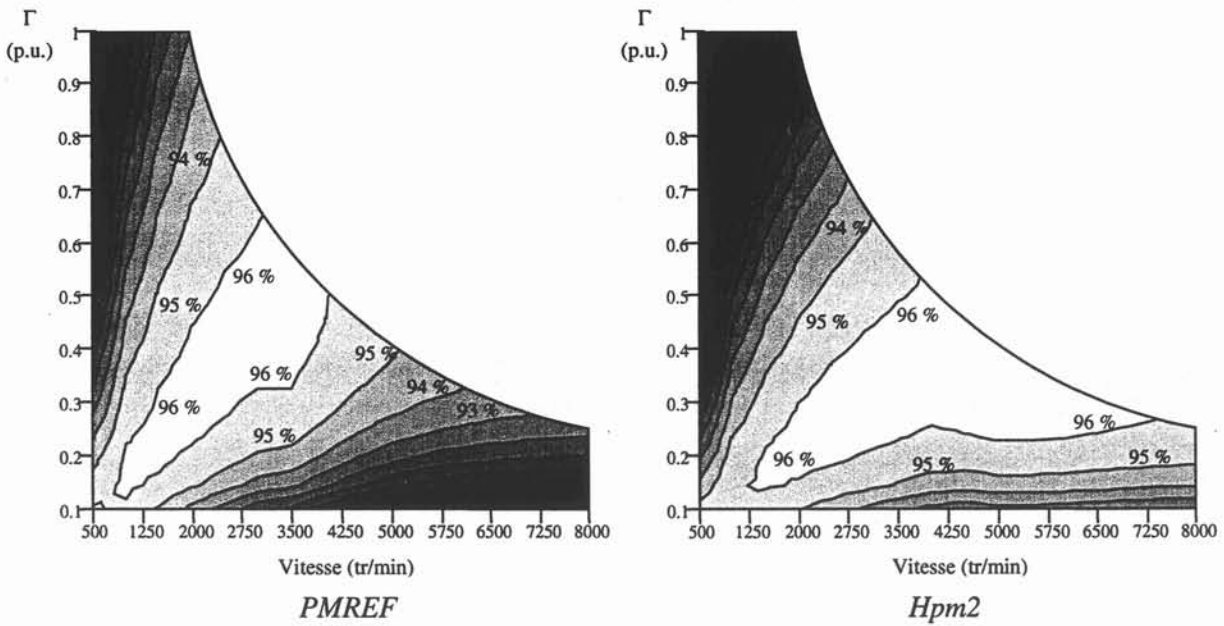


Figure III-13 : Cartes d'isorendement de machines à aimants (PMREF et Hpm2)

Cependant, il est difficile de conclure quant au gain apporté sur la consommation du moteur en fonctionnement. Nous avons alors mis en place un calcul de la consommation sur divers cycles de route. Ces derniers permettent de simuler un cycle urbain, péri-urbain et autoroutier sur un véhicule de type *Scénic Electrique*.

Un cycle de route se compose de la loi du couple et de la vitesse de la machine électrique en fonction du temps. A chaque instant, il est alors possible avec notre modèle de connaître le rendement de la machine $\eta(\Gamma, \Omega)$. Rappelons que seules les pertes Joule et fer de la machine sont considérées, les pertes de l'onduleurs ne sont pas prises en compte. Le calcul de la consommation sur le cycle est alors obtenu par la somme des énergies consommées. Le cycle est ainsi discrétisé par intervalle de temps Δt . On considère que le couple et la vitesse sont constants pendant l'intervalle de temps Δt .

$$Conso_elec = \sum_{i=1}^n \Gamma_i \cdot \Omega_i \cdot \Delta t \cdot kr_i$$

$$où : kr_i = \begin{cases} si \Gamma_i \cdot \Omega_i \geq 0, & \frac{1}{\eta(\Gamma_i, \Omega_i)} & \text{fonctionnement en moteur} \\ sinon & \eta(\Gamma_i, \Omega_i) & \text{fonctionnement en générateur} \end{cases}$$

Équation III-3 : Consommation en énergie électrique sur cycles de route (Mode moteur et générateur)

L'utilisation de cet outil de calcul permet alors d'estimer la consommation électrique des moteurs Hpm2 et Hpm5 par rapport à celle de la machine de référence (Table III-5).

	Urbain	Autoroutier
Hpm2	-0.6%	-6.1%
Hpm5	0.0%	6.3%

Table III-5 : Consommation comparées des machines sur cycles de route

On constate sur la Table III-5 que la modification de l'épaisseur des aimants modifie peu la consommation de la machine électrique sur cycle urbain (Figure III-14). La réduction de l'épaisseur des aimants autorise un gain sur les pertes Joule dès la phase de réduction de flux (au delà de 2000 tr/min). Cette diminution est alors compensée par les pertes Joule accrues à basse vitesse et charge élevée. Il semble que ce soit exactement l'inverse dans le cas d'une augmentation de *Hpm*. Les gains réalisés à basse vitesse sont compensés par une réduction de flux plus gourmande en énergie. Notons que la variation de rendement est principalement due à l'évolution du courant et donc des pertes Joule dans la machine.

Le cycle autoroutier favorise les points de fonctionnement à faible charge et vitesse élevée, zone de fonctionnement en réduction de flux. La machine Hpm2 est ici favorisée. Sa consommation est alors réduite de 6 % par rapport à celle de la machine de référence. A l'inverse, la consommation énergétique de la machine Hpm5 est accrue de 6 % (Table III-5).

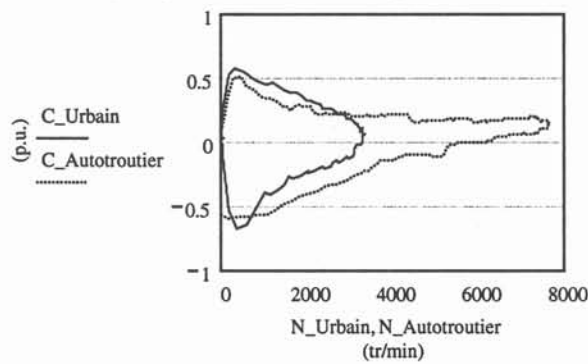


Figure III-14 : Représentation de l'enveloppe des cycles urbain et autoroutier (plan couple-vitesse)

Nous venons donc de montrer que la connaissance de la consommation sur cycle de route permet de quantifier l'influence d'une modification de la machine sur l'autonomie d'un véhicule. Cet outil est ainsi un élément complémentaire pour la comparaison des machines électriques.

III.2.f Ondulations de couple et champ démagnétisant

Enfin, parmi les critères de comparaison, il nous a semblé utile d'intégrer les ondulations de couple et les risques de démagnétisation des aimants en fonctionnement normal. Ces deux données seront le résultat de simulations par la méthode des éléments finis pour chaque point de fonctionnement.

Les ondulations de couple sont estimées à partir d'une simulation en régime permanent de la rotation de la machine. Cette dernière est supposée à encoches statoriques droites. Aucune inclinaison de la position des aimants au rotor n'est considérée.

Les simulations avec les éléments finis ne prennent pas en compte la limite imposée par les aimants en champ démagnétisant. Or si le champ dans les aimants venait à être supérieur, en valeur absolue, au champ critique H_k , les aimants seraient démagnétisés de façon irréversible. Ceci étant bien entendu à exclure. Par conséquent, nous nous assurerons *a posteriori* que le champ magnétique n'atteint pas des valeurs trop élevées, quel que soit le point de fonctionnement de la machine. Nous relèverons pour chacune d'elle la valeur du champ dans les

aimants la plus élevée sur toute la plage de fonctionnement. La valeur absolue du champ critique des aimants utilisés diminue avec la température des aimants. Il est alors possible d'exprimer la température maximale des aimants en fonction de l'amplitude du champ critique. Pour cela, nous utilisons l'expression linéaire suivante :

$$H_k = \alpha.T_{max} - H_0$$

Équation III-4 : Champ critique H_k des aimants en fonction de leur température maximale (T_{max})

Ainsi, la connaissance de l'amplitude maximale du champ dans les aimants permet d'estimer leur température maximale. Il suffira alors de s'assurer que cette température est compatible avec le fonctionnement de la machine.

On montre d'une part que le champ magnétique dans les aimants en surface est d'autant plus élevé que leur épaisseur est faible, toutes choses égales par ailleurs. D'autre part, ce même champ magnétique s'accroît avec la réaction magnétique d'induit. La Figure III-15 permet de vérifier que la réduction de l'épaisseur des aimants entraîne une augmentation du champ inverse dans les aimants. Ceci entraîne alors une réduction de la température maximale de fonctionnement de ces derniers. Pour l'épaisseur de 2 mm, la réduction de la température maximale semble critique. Les risques de désaimantation sont accrus avec une si faible épaisseur des aimants.

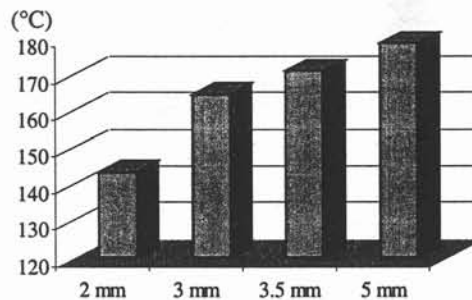


Figure III-15 : Température maximale de fonctionnement (°C)

La connaissance de l'amplitude de l'ondulation de couple et surtout la température de fonctionnement maximale des aimants sont les deux derniers éléments qui vont nous permettre de comparer les machines entre elles.

III.3. Conclusion

Nous venons dans ce chapitre de mettre en place une méthodologie d'étude de machines synchrones à aimants. Divers critères ont été présentés dans un souci de rendre toute comparaison la plus pertinente possible.

Une étude rapide sur l'épaisseur des aimants a permis de mettre en évidence l'intérêt d'un indicateur de coût. Enfin, la comparaison sera associée à un recalage systématique de la tension des moteurs au point de base en adaptant le nombre de spires de la machine.

Chapitre IV

Etudes de machines à aimants permanents

IV ETUDES DE MACHINES À AIMANTS PERMANENTS	79
IV.1. LA RÉDUCTION DE LA LONGUEUR ACTIVE	79
IV.2. AIMANTS EN SURFACE ET RÉDUCTION DES PERTES FER	82
IV.3. LES MACHINES À AIMANTS ENCASTRÉS	86
<i>IV.3.a Etude du courant avec un circuit magnétique linéaire ou non linéaire</i>	<i>86</i>
<i>IV.3.b Comparaison des performances de PMREF et INSET REF.....</i>	<i>89</i>
<i>IV.3.c Limiter les courts-circuits.....</i>	<i>90</i>
<i>IV.3.d Une machine à aimants encastrés sans court-circuit (PLOT33).....</i>	<i>92</i>
<i>IV.3.e Conclusion sur les machines à aimants encastrés.....</i>	<i>94</i>
IV.4. LES MACHINES À AIMANTS ENTERRÉS	95
<i>IV.4.a Les structures étudiées</i>	<i>95</i>
<i>IV.4.b Les résultats de simulation.....</i>	<i>96</i>
<i>IV.4.c Conclusions sur les machines à aimants enterrés</i>	<i>98</i>
IV.5. CONCLUSION.....	99

IV ETUDES DE MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

Une méthodologie d'étude de machines synchrones à aimants a été mise en place. Analysons et comparons maintenant le comportement de diverses machines. Les objectifs sont ici une réduction du volume, une amélioration des performances (réduction des pertes, des contraintes sur les aimants, ...) et/ou une réduction de l'indicateur de coût.

Toutes les machines seront comparées sur la même caractéristique de sortie couple-vitesse. La courbe enveloppe est délimitée par le couple maximum de 0 à 2000 tr/min, puis par la puissance maximale jusqu'à 8000 tr/min.

Nous proposerons tout d'abord d'étudier l'influence du **raccourcissement** de la longueur active de la **machine de référence** sur le comportement de la machine.

Nous analyserons ensuite l'influence de la **forme des aimants** de cette même machine de référence sur les **pertes** à haute vitesse.

Une étude sur les machines à **aimants encastrés et enterrés** sera réalisée. Elle présentera les effets liés à la présence de contact entre le bord des aimants et les plots ferromagnétiques.

IV.1. La réduction de la longueur active

Le modèle analytique a été développé pour permettre de faire évoluer la longueur active ainsi que le nombre de spires d'une machine. On se propose ainsi de comparer avec notre méthodologie la machine de référence (PMREF) avec une machine de longueur active réduite de 30 % (PMREF_red).

Pour adapter la tension au point de base, le nombre de spires N_s a été accru de 26 % par rapport à PMREF. La réduction de la longueur active entraîne en outre une réduction du flux créé par les aimants de 30 %.

On montre que la force électromotrice induite par les aimants à vide (E_o) est proportionnelle au nombre de spires N_s des bobines. Aussi la fem E_o est ici réduite de 12 % par rapport à celle de PMREF (0.7×1.26). Les inductances sont, quant à elles, proportionnelles au carré du nombre de spires. Elles sont alors accrues de 11 % (0.7×1.26^2) à nombre d'ampères-tours donnés. La machine raccourcie est ainsi plus *inductive* que la machine de référence. La réduction de flux sera ainsi facilitée. Cependant, à courant I_q donné au point de base, la tension aux bornes de la machine raccourcie sera accrue. Son facteur de puissance est alors dégradé.

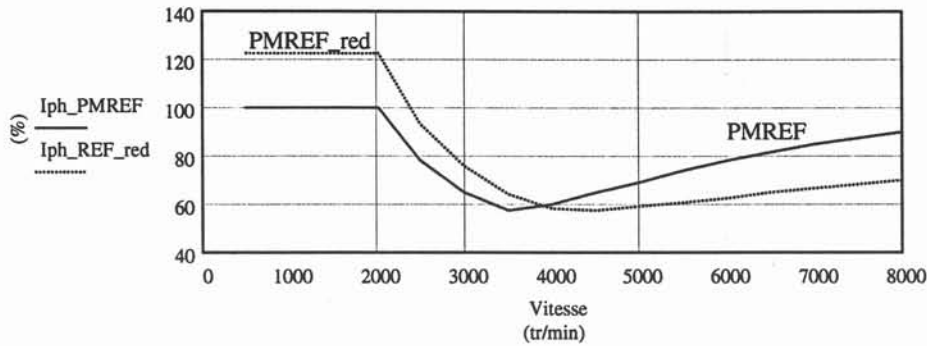


Figure IV-1 : Evolution comparée du courant de phase de PMREF et de PMREF_red sur la courbe enveloppe

On note sur la Figure IV-1 une augmentation de 22 % du courant de la machine raccourcie en dessous de la vitesse de base. Cette augmentation est nettement supérieure à la simple baisse de fem E_o (-12 %). La saturation du circuit magnétique permet d'expliquer cette différence. Le couple par unité de surface de l'entrefer a en effet été augmenté de 44 % (1/0.7).

A l'inverse, le gain sur le courant de défluxage I_d est d'autant plus notable que la vitesse de rotation est élevée. Pour la vitesse maximale, le courant est ainsi réduit de 22 % pour la puissance maximale. Dans le cas d'un circuit magnétique linéaire, le gain serait de 23 %, valeur très proche de celle obtenue avec un circuit linéaire. L'état de saturation pour ce point de fonctionnement est en effet assez faible (faible charge et fonctionnement en réduction de flux).

L'augmentation du courant au point de base entraîne une augmentation très élevée des pertes Joule. Elles sont ici quasiment doublées (+ 98 % pour atteindre 14 % de la puissance maximale). A haute vitesse, le gain sur ces pertes est limité à 20 % (Table IV-1).

Notons que l'évolution des pertes Joule n'est pas directement reliée à celle du courant. En effet, le nombre de spires a été systématiquement modifié pour adapter le niveau de tension des machines au point de base. Les ampères-tours de la machine raccourcie sont augmentés de 155 % au point de base par rapport à ceux de la machine de référence. La longueur d'une spire n'est cependant réduite que de 18 % (contre 30 % sur la longueur active) compte tenu de l'importance relative de la longueur des têtes de bobine. On vérifie ainsi que les pertes Joule sont accrues de 98 % : $\left(\frac{155}{100}\right)^2 \times \left(\frac{100-18}{100}\right) = +98\%$.

On constate ensuite que la réduction des pertes fer est limitée à 21 %. Notons que cette réduction est elle aussi inférieure à celle appliquée sur la longueur active (-30%).

	Pmax 2000 tr/min	Pmax 8000 tr/min
Pertes joules	+ 98%	- 20%
Pertes fer	- 21%	- 21,0%

Table IV-1 : Evolution (%) des pertes de la machine raccourcie par rapport à PMREF

Cette évolution des pertes entraîne ainsi une réduction du rendement de la machine au point de base de 5.5 points de rendement par rapport à la machine de référence. Pour le point à vitesse maximale et puissance maximale, le rendement de la machine raccourcie est au contraire accru de plus d'un point (Table IV-2). Notons que ce gain sur le rendement à haute vitesse (8000 tr/min) est d'autant plus important que la puissance est plus faible. Pour le dixième de la puissance maximale, le rendement est ainsi augmenté de plus de 9 points pour atteindre 67 % pour PMREF_red.

	Pmax 2000 tr/min	Pmax 8000 tr/min
PMREF	92.9%	92.5%
PMREF_red	87.4%	93.9%
Evolution	-5.5	1.4

Table IV-2 : Rendement (%) de PMREF et PMREF_red et son évolution à Pmax

Visualisons maintenant sur la carte d'isorendement l'influence de la réduction de la longueur active de 30 %. Les deux cartes suivantes ont été obtenues pour une tension aux bornes de la machine de 100 % (Figure IV-2). Cette modification permet de réduire le courant absorbé et les pertes fer à haute vitesse. Le rendement est alors accru. A l'inverse, à basse vitesse, l'accroissement de la charge périphérique entraîne une réduction du rendement. On note un déplacement de la zone de fonctionnement à 96 % vers les hautes vitesses et plus faibles charges pour PMREF_red.

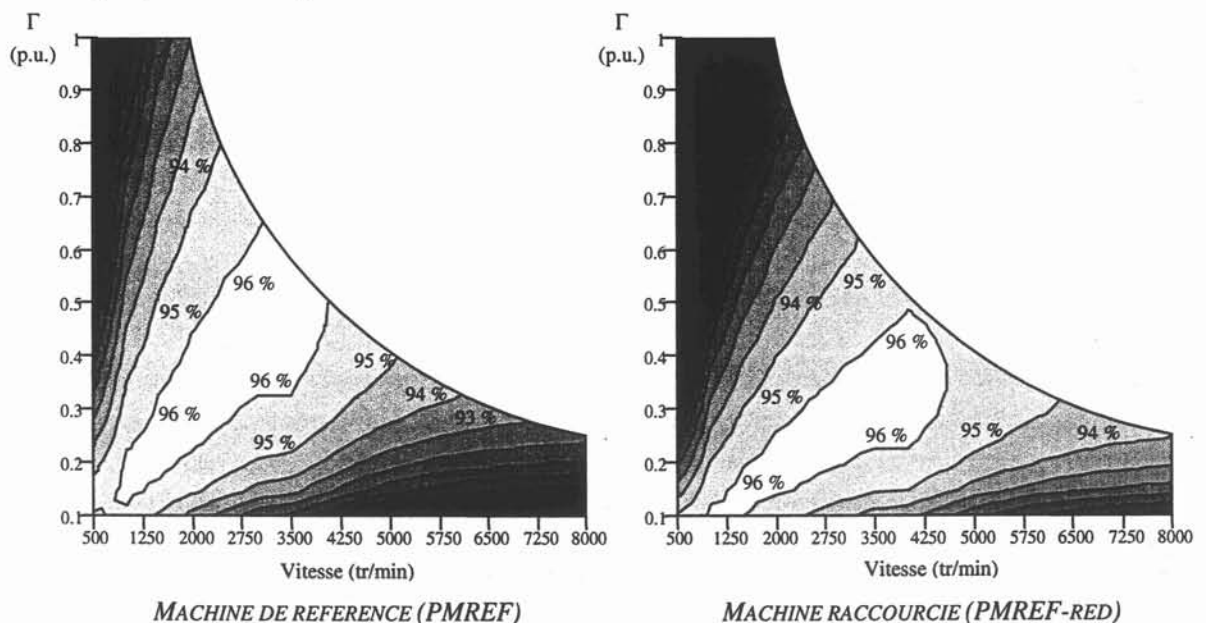


Figure IV-2 : Cartes d'isorendement dans le plan couple – vitesse (500-8000 tr/min)

Il est cependant difficile de conclure quant au gain apporté par ces modifications (longueur active et nombre de spires). Evaluons alors pour l'ensemble des trois cycles de route la consommation des deux machines. Il en résulte que cette dernière est légèrement augmentée

dans le cas d'un cycle urbain (+ 0.3 %) pour le moteur raccourci. La consommation de ce moteur est néanmoins réduite de plus de 3.6 % pour les cycles péri-urbain et autoroutier.

Cycle	Urbain	Péri-urbain	Autoroutier
PMREF red	+ 0.3 %	- 4.6 %	- 3.6 %

Table IV-3 : Evolution (%) de la consommation du moteur raccourci

Cette machine présente par conséquent un intérêt en terme de réduction de volume et d'accroissement des performances sur les cycles extra-urbain. Notons toutefois que la réduction de la longueur active conduit à un accroissement plus que sensible de la charge périphérique au point de base (I_{max} à 2000 tr/min). Ce point de fonctionnement ne pourra alors pas être atteint pendant un temps aussi long que pour la machine de référence, à système de refroidissement identique. Il est alors important de considérer le comportement thermique de ce moteur pour en adapter l'utilisation.

L'évaluation de l'indicateur de coût indique une légère augmentation de 0.4 % par rapport à celui de PMREF. On constate que la réduction de la longueur active n'entraîne pas de réduction immédiate de l'indicateur de coût. Le volume des aimants a bien été réduit de 30 %. Cependant, l'accroissement du courant au point de base (+22 %) compense complètement le gain réalisé sur le coût des aimants.

Notons enfin d'une part que la réduction de la longueur active n'a aucune influence sur l'amplitude de l'ondulation de couple de la machine. D'autre part, le champ inverse dans les aimants est accru de façon importante avec la réaction magnétique d'induit au point de base. La température maximale de fonctionnement des aimants est alors diminuée de 13 °C pour atteindre 158 °C.

Pour conclure, on notera que la diminution de la longueur active de la machine entraîne une réduction du volume de la machine sans qu'aucun gain sur le coût de la chaîne de traction ne soit réalisé. Les performances en terme de consommation sont accrues de plus de 3.6 % pour les cycles extra-urbains. La modification de la longueur active permet ainsi d'adapter les performances thermiques de la machine aux besoins réels du véhicule.

IV.2. Aimants en surface et réduction des pertes fer

L'augmentation du rendement est particulièrement intéressante dans les zones de fonctionnement où un maximum d'énergie est consommé par la machine. Nous allons nous intéresser tout particulièrement au rendement à faible charge et à vitesse élevée. Cette zone de fonctionnement est défavorable pour les machines synchrones à aimants permanents car un courant sur l'axe direct, non producteur de couple, est nécessaire pour fonctionner en réduction de flux. Les pertes Joule sont alors assez importantes. De plus, nous avons montré que les pertes fer évoluaient de façon importante avec la vitesse de rotation.

On se propose alors de réduire ces pertes fer sans modifier l'état magnétique global de la machine quelles que soient la charge et la vitesse. Pour ce faire, nous allons nous intéresser à la réduction de l'amplitude des harmoniques d'induction vus par le stator au cours du temps.

Les machines à aimants en surface possèdent une forme d'induction trapézoïdale dans l'entrefer (Figure IV-3). Cela provient de l'utilisation de tuiles parallélépipédiques comme le montre la Figure IV-4.

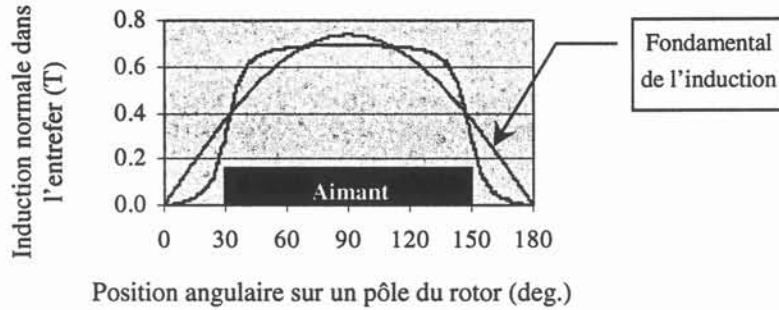


Figure IV-3 : Répartition de l'induction dans l'entrefer le long d'un pôle de PMREF



Figure IV-4 : Forme d'un aimant de la machine de référence

Cette allure trapézoïdale est riche en harmoniques. La réduction de flux ne réduit que l'amplitude du fondamental de l'induction dans l'entrefer. Ce sont ces harmoniques hautes fréquences, non réduits par le champ statorique en mode de réduction de flux, qui provoquent l'augmentation des pertes fer à haute vitesse.

Divers auteurs proposent de réduire l'amplitude des harmoniques de l'induction dans l'entrefer en modifiant la forme des aimants à la surface du rotor. Ils préconisent l'utilisation de plusieurs aimants par pôle pour atténuer les harmoniques de la tension induite [De La Ree-90] ou les ondulations de couple [Nipp-96]. Notre étude devra permettre d'évaluer l'influence de la réduction de l'amplitude des harmoniques de l'induction dans l'entrefer sur les pertes fer et les performances de la machine.

Pour cela, nous proposons de modifier la forme de l'aimant. Nous nous sommes toutefois imposés de conserver l'amplitude du fondamental de la fem sensiblement constante. L'aimant doit être en outre de forme assez simple. La recherche d'une forme adéquate de l'aimant a été réalisée à partir de simulations éléments finis avec un stator uniforme, i.e. sans dents. Par une simple adaptation du profil de l'aimant (Figure IV-5), nous avons obtenu une répartition de l'induction dans l'entrefer nettement plus proche de l'induction sinusoïdale souhaitée (Figure IV-6). L'épaisseur au bord de l'aimant n'a pas pu être réduite de façon trop importante. En effet, d'une part sa fragilité mécanique aurait été accrue, d'autre part, une zone de plus faible épaisseur serait plus sensible au champ inverse. La température maximale de

fonctionnement des aimants est ici réduite de 13 °C par rapport à la machine de référence pour atteindre 158 °C.



Figure IV-5 : Forme de l'aimant proposé

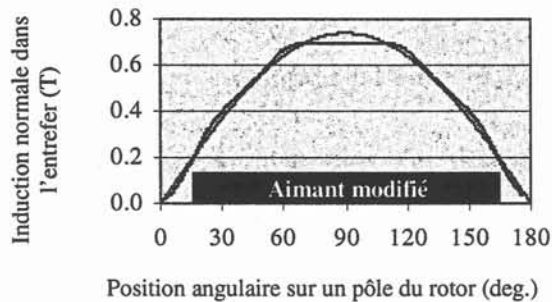


Figure IV-6: Répartition de l'induction dans l'entrefer le long d'un pôle de la machine modifiée

En considérant la machine réelle (dents et encoches au stator), nous avons mesuré l'évolution temporelle de l'induction à vide dans une dent du stator pour les deux formes d'aimants. La Table IV-4 présente la décomposition en série de Fourier de la composante normale de cette induction à vide. On constate une forte augmentation ($\times 3.3$) de l'amplitude de l'harmonique 3. On note ensuite que la modification de la forme des aimants a permis de diviser l'amplitude de l'harmoniques 5 [resp. 7] d'un facteur 4.4 [resp. 2.5]. On vérifie alors l'importance de la réduction de l'amplitude des harmoniques avec la nouvelle forme d'aimant.

Harmoniques	Bn 3	Bn 5	Bn 7
% de Bn 1	9.3	2.3	2.5
Evolution	$\times 3.3$	+4.4	+2.5

Table IV-4: Composante normale de l'induction à vide dans une dent statorique pour la machines à aimants modifiés

Nous avons alors estimé les pertes fer de la machine pour 4 points de fonctionnement de la machine de référence et celle dont la forme des aimants a été modifiée. Les simulations de pertes fer ont été réalisées avec les éléments finis [Chevalier-99]. Les résultats de la Table IV-5 permettent d'évaluer le gain réalisé par l'atténuation de l'amplitude des harmoniques d'induction sur ces pertes.

Puissance	0 kW	Pmax	0 kW	Pmax
Vitesse (p.u.)	2000	2000	8000	8000
P_{fer} Initiale (p.u.)	1	1.05	3.95	4.03
P_{fer} Modifiée (p.u.)	0.94	0.96	1.46	1.57
Evolution (%)	-6	-9	-54	-62

Table IV-5: Evolution des pertes fer P_{fer}

On constate que la modification de la forme de l'induction d'entrefer permet de réduire de plus de 50 % l'amplitude des pertes fer à la vitesse maximale, quelle que soit la charge. L'influence de la réduction des harmoniques sur les pertes fer est surtout sensible à haute vitesse

(Table IV-5). Evaluons alors l'impact de cette réduction sur le rendement de la machine pour différents points de fonctionnement.

Puissance	P_{max}	$P_{max}/10$	P_{max}
Vitesse (tr/min)	2000	8000	8000
Evolution de P_{fer} (%)	-9.1	-55	-61.7
Rendement η (%)	93.4	60.6	92.9
Evolution du η (Pts)	-0.4	+3.9	+1.4

Table IV-6: Rendement de la machine et son évolution

La réduction des pertes fer est surtout sensible pour les faibles charges car la part relative des pertes est alors plus importante. On vérifie alors que le gain en rendement est d'autant plus important que la vitesse est élevée et la puissance faible (Table IV-6). A 8000 tr/min, le rendement est accru de 3.9 points pour le dixième de la puissance maximale pour atteindre 61 %, contre un gain limité à 1.4 % pour la puissance maximale.

La consommation de la machine sur l'ensemble des cycles a été simulée (Table IV-7).

Cycles		
Urbain	Péri-urbain	Autoroutier
-1.4 %	-2.9 %	-2.5 %

Table IV-7 : Evolution (%) de la consommation du moteur à aimants modifiés

Les pertes Joule ne sont que légèrement modifiées par la forme des aimants (+ 6 % au point de base et - 9 % au point à la vitesse et puissance maximale). La fem à vide E_o est en effet réduite de 2 %. Le courant de phase est alors accru à basse vitesse et forte charge. A l'inverse, la réduction de flux est moins importante réduisant ainsi les pertes Joule aux vitesses élevées. C'est alors principalement la réduction des pertes fer qui autorise de tels gains de consommation (supérieurs à 2.5 %) sur les cycles extra-urbains. Ces derniers sollicitent les points de fonctionnement à haute vitesse et faible charge où la part des pertes fer est accrue.

Nous avons montré que la modification de la forme des aimants entraîne une induction dans l'entrefer de forme plus sinusoïdale que celle de la machine de référence. Il est important de noter que cette modification a aussi pour conséquence une réduction par deux de l'amplitude des ondulations de couple (puissance maximale à 2000 et 8000 tr/min). L'absence du front d'induction créé par le bord des aimants de la machine de référence atténue en effet l'interaction entre le rotor et les dents statoriques.

Notons que le volume des aimants est accru de 5.6 % pour permettre d'atteindre une forme sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer. Le fondamental de la fem E_o est toutefois inférieur de 2 % à celle de la machine de référence. Le courant de phase maximum est ainsi accru de 3 % (point de base). Ces deux effets ont pour conséquence d'accroître l'indicateur de coût de la machine de 4.2 %.

Nous venons ici d'analyser les conséquences de la modification de la forme des aimants en surface. La forme de l'aimant obtenue n'est certainement pas optimale. Une induction dans l'entrefer *sinusoïdale* permet une réduction importante des pertes fer (plus de 50 % à 8000 tr/min). Elle apporte ainsi un gain notable de rendement pour les points de fonctionnement les plus utilisés (faible charge à vitesse élevée). La consommation de la machine est alors réduite sur l'ensemble des cycles de route. Cette modification entraîne en outre une réduction notable de l'amplitude des ondulations de couple. On notera tout de même une augmentation de l'indicateur de coût de 4 % et une réduction de la température maximale de fonctionnement des aimants.

IV.3. Les machines à aimants encastrés

On se propose dans cette partie d'analyser le fonctionnement d'une machine à aimants encastrés obtenue à partir de la structure de la machine de référence. Des plots magnétiques viennent remplir l'espace entre les aimants de deux pôles consécutifs au rotor (Figure IV-7).

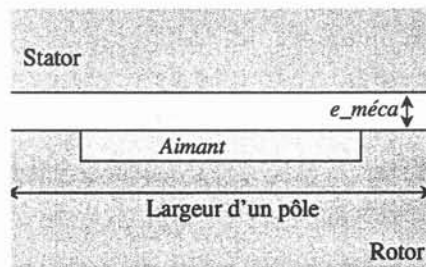


Figure IV-7 : Représentation simplifiée d'un pôle d'une machine à aimants encastrés

Le rotor devient ainsi anisotrope. L'épaisseur de l'entrefer mécanique ($e_{méca}$) est maintenue constante. Cette structure doit apporter un gain en terme de couple à courant donné compte tenu de la présence du couple de réductance (anisotropie du rotor) [Miura-96].

Nous avons ainsi caractérisé cette structure (INSET REF) avec la méthodologie développée précédemment pour comparer les résultats avec ceux de la machine de référence (PMREF).

IV.3.a Etude du courant avec un circuit magnétique linéaire ou non linéaire

La table suivante indique l'évolution du nombre d'ampères-tours entre les deux machines pour les deux points de fonctionnement dimensionnant. On note d'ores et déjà que le nombre d'ampères-tours n'est réduit que pour le point à vitesse maximale.

	P_{max} 2000 rpm	P_{max} 8000 rpm
PMREF	100	90
INSET REF	104	77
Evolution (%)	+ 3.8%	- 14.5%

Table IV-8 : Ampères-tours comparés entre PMREF et INSET REF

En adaptant le nombre de spires pour obtenir la même tension au point de base pour les deux machines, on constate sur la Table IV-9 que le courant au point de base est accru de 8 % pour la machine à aimants encastrés. A l'inverse, le courant est réduit de 11 % pour le point de fonctionnement à vitesse maximale. Notons que l'angle de commande est systématiquement optimisé pour réduire l'amplitude du courant de phase.

	P_{max} 2000 rpm	P_{max} 8000 rpm
PMREF	100	90
INSET REF	108	80
Evolution (%)	+ 8.4%	- 10.7%

Table IV-9 : Courant de phase comparé entre PMREF et INSET REF

Pour analyser plus précisément le comportement de ces machines, nous avons étudié les mêmes structures géométriques avec cependant un circuit magnétique linéaire (*PMREF_lin* et *INSET REF_lin*). Hors effets liés à la saturation, nous allons pouvoir tirer diverses conclusions.

Les mêmes simulations que précédemment sont répertoriées dans les deux tables ci-dessous.

	P_{max} 2000 rpm	P_{max} 8000 rpm
PMREF_lin	100	98
INSET REF_lin	96	80
Evolution (%)	- 3.7%	- 18.9%

Table IV-10 : Ampères-tours comparés entre *PMREF_lin* et *INSET REF_lin*

	P_{max} 2000 rpm	P_{max} 8000 rpm
PMREF_lin	100	98
INSET REF_lin	103	86
Evolution (%)	+ 3.4%	- 12.9%

Table IV-11 : Courants comparé entre *PMREF_lin* et *INSET REF_lin*

Si on compare les ampères-tours des machines à circuit magnétique linéaire, on constate qu'ils sont réduits de 18.9 % pour la vitesse maximale. On note en effet une réduction du flux des aimants de 3.8 % par rapport à celui de la machine de référence (à volume d'aimant constant) et l'inductance de l'axe direct est accrue de 13 % avec la présence des plots magnétiques. Ceci permet de justifier le gain sur les ampères-tours à haute vitesse. Ces mêmes remarques peuvent s'appliquer pour les machines comportant un circuit magnétique non linéaire.

Au point de base, on note une réduction des ampères-tours limitée à 3.7 % (*INSET REF_lin*). L'inductance de l'axe en quadrature est accrue de 83 %. L'utilisation du couple réluctant est ainsi possible pour la machine *INSET REF_lin*. La part du couple réluctant

est ici toutefois limitée à 13 % du couple maximum au point de base. L'accroissement de l'inductance L_q entraîne une augmentation du couple réluctant, favorable à la réduction des ampères-tours. Cependant, cela induit un accroissement notable du déphasage de la tension aux bornes de la machine par rapport au courant. Le facteur de puissance est alors réduit. La tension est accrue avec la charge de façon plus importante pour la machine à aimants encastrés. L'adaptation du nombre de spires conduit à limiter le gain sur le courant de phase.

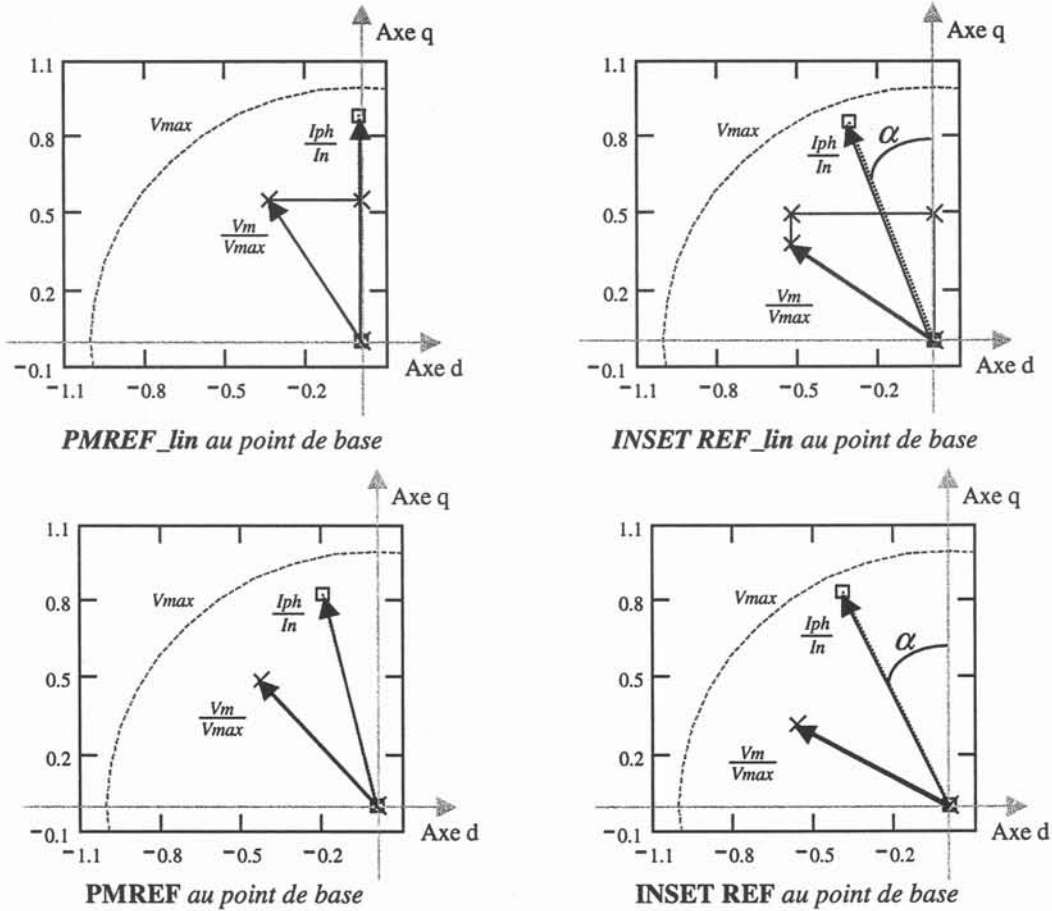


Figure IV-8 : Diagramme vectoriel de la tension et du courant au point de base

	Linéaire	Non linéaire
PMREF	$\alpha = 0^\circ$	$\alpha = 13.5^\circ$
INSET_REF	$\alpha = 19.7^\circ$	$\alpha = 25.3^\circ$

Table IV-12 : Angles d'autopilotage de ces machines au point de base

Cette machine *INSET_REF_lin* est par conséquent moins performante (courant plus élevé) à tension équivalente que la machine à aimants en surface *PMREF_lin* pour le point de base (Figure IV-8). Cela provient d'une plus faible fem compte tenu de la présence des courts-circuits et d'une utilisation assez faible du couple réluctant. Les paramètres équivalents de la machine ne semblent ainsi pas adaptés.

Le diagramme vectoriel pour les machines avec un circuit magnétique non linéaire (Figure IV-8) confirme les remarques sur le facteur de puissance réduit avec la machine à aimants encastrés étudiée.

IV.3.b Comparaison des performances de PMREF et INSET REF

La présence des plots magnétiques à la surface du rotor entraîne une augmentation des inductances de l'axe direct et en quadrature. Dans le cas de notre structure avec un circuit magnétique linéaire, on rappelle que l'inductance L_d est accrue de 13 % et L_q de 83 %. La part du couple réactant est alors limitée à 13 % du couple au point de base.

Les gains obtenus sur le courant de INSET REF sont comparables à ceux attendus lorsque l'on considère un circuit magnétique linéaire. Cependant, au point de base, les phénomènes liés à la saturation du circuit magnétique interviennent.

L'anisotropie de la machine à aimants encastrés diminue avec la charge compte tenu de la saturation du circuit magnétique beaucoup plus sensible sur l'axe en quadrature. A faible charge, en dessous de la vitesse de base, la part du couple synchrone reste très importante. Le courant est principalement orienté sur l'axe en quadrature. Or la présence des plots magnétiques induit une augmentation de la réactance de l'axe en quadrature. Le flux le long de cet axe est ainsi plus élevé pour la machine à aimants encastrés. A forte charge, les effets croisés sont plus sensibles sur la machine à aimants encastrés. A NI_q donnés, la baisse du flux créé par les aimants sur l'axe direct est plus importante.

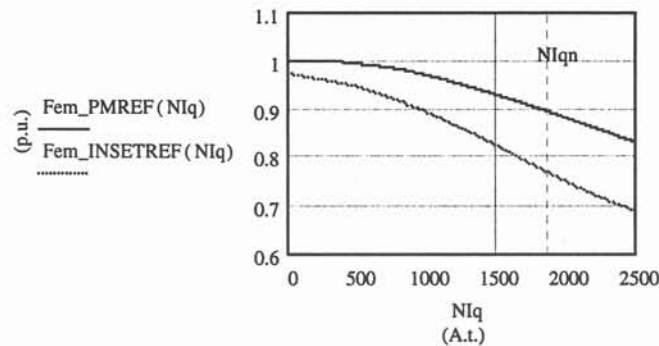


Figure IV-9 : Fem à vide en fonction des ampères-tours NI_q (PMREF et INSET REF)

Sur la Figure IV-9, on vérifie d'une part la réduction de la fem à vide de 3.8 % compte tenu de la présence des courts-circuits (contact entre les aimants et les plots magnétiques). D'autre part, pour les ampères-tours NI_{qn} , on vérifie que la réduction de la fem est limitée à 10 % pour PMREF contre plus de 20 % pour INSET REF.

Quelle que soit la charge de la machine, un même volume d'aimant produit une fem moins importante. Si on s'intéresse à l'indicateur de coût de la machine, on note une augmentation de 5 % pour INSET REF compte tenu de l'augmentation du courant au point de

base. On retiendra alors que le volume des aimants est moins bien utilisé pour cette machine (présence de courts-circuits).

IV.3.c Limiter les courts-circuits

On se propose de limiter l'impact des courts-circuits au niveau des aimants sur les performances de la machine à aimants encastrés.

Tout d'abord, nous avons souhaité connaître la sensibilité de l'écart entre les aimants et les plots sur l'amplitude du flux créé par les aimants dans l'entrefer. Pour cela, nous sommes parti d'une machine à aimants en surface dont l'ouverture angulaire des aimants couvre la moitié du pas polaire. Le circuit magnétique de la machine est linéaire. Le flux créé par les aimants a alors été déterminé par la méthode des éléments finis. Nous avons ensuite ajouté des plots magnétiques entre les aimants jusqu'à ce que les cales couvrent la totalité de la place disponible au rotor (l'autre moitié du pas polaire).

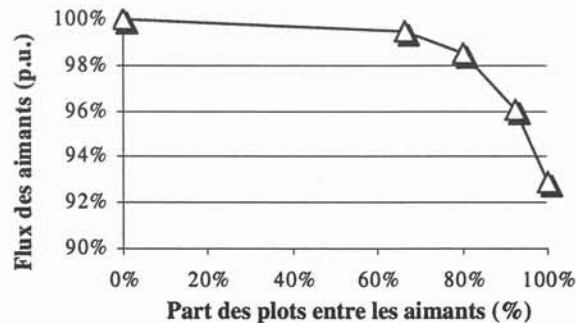


Figure IV-10 : Evolution du flux des aimants en fonction de la part de l'espace libre entre les aimants couvert par les plots magnétiques

On note sur la Figure IV-10 que le flux produit par un même volume d'aimants évolue avec l'espace entre les aimants et le plots magnétique. On note ainsi une réduction de 7 % du flux en cas de contact direct. On considèrera par la suite l'espace $espace_o$ entre un plot et un aimant qui ne réduit le flux des aimants que de 1.5 % (80 % de l'espace libre entre les aimants). Cet espace correspond ainsi à une épaisseur équivalente à celle de l'entrefer.

On se propose alors de comparer le courant de trois machines différenciées par l'ouverture angulaire des plots magnétiques. PLOT xx correspond à une machine dont les plots couvrent xx % d'un pôle (Figure IV-11). I ph_PLOT33 correspond ainsi au courant de la machine dont les plots couvrent le tiers d'un pôle. Les aimants ne couvrent alors qu'une part inférieure à 67 % du pôle. L'intervalle entre les aimants et les plots est fixé à la valeur $espace_o$. On supposera pour cette étude l'épaisseur des aimants constante et le circuit magnétique saturable.

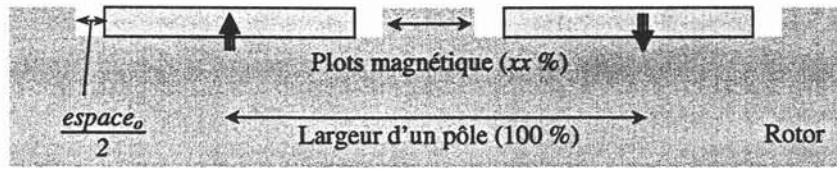


Figure IV-11 : Coupe simplifiée d'une machine à aimants encastrés PLOTxx

La Figure IV-12 représente l'évolution du courant de phase sur la courbe enveloppe pour 3 machines à aimants encastrés (PLOT50, PLOT33 et PLOT23) et la machine de référence. Notons que le nombre de spires de chacune des machines a été recalé pour adapter la tension au point de base ($V_m = 70\%$).

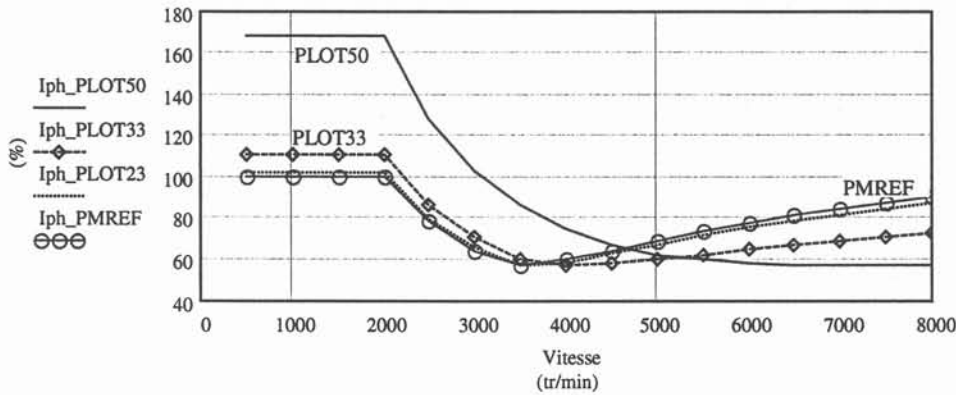


Figure IV-12 : Courant (%) en fonction de la vitesse pour PLOT50, PLOT33 et PLOT23.

On constate tout d'abord une augmentation du courant au point de base avec la diminution de l'ouverture angulaire des aimants (baisse de la fem E_o). L'état de saturation élevé atténue l'anisotropie du rotor apportée par l'augmentation de la part des plots magnétiques.

A haute vitesse, la réduction de flux est d'autant plus aisée que la part des plots magnétiques est grande (PLOT50). L'inductance L_d est accrue alors que la fem E_o diminue avec l'ouverture angulaire plus faible des aimants.

Recherchons alors une ouverture angulaire la plus adaptée à nos besoins.

A hauteur des plots magnétiques donnée, on peut montrer dans le cas d'un circuit magnétique linéaire, que la différence $L_d - L_q$ la plus élevée est obtenue lorsque les plots magnétiques couvrent la moitié d'un pôle. Le courant de phase est alors le plus faible. Cependant, pour arriver à un tel rapport (0.5), la tension aux bornes de la machine n'est pas considérée. Ce raisonnement n'est donc pas acceptable dans notre cas.

On se propose alors d'étudier l'évolution de l'indicateur de coût des machines précédentes (Figure IV-13) pour rechercher l'optimum. Rappelons que la tension au point de base de ces machines est identique ($V_m = 70\%$).

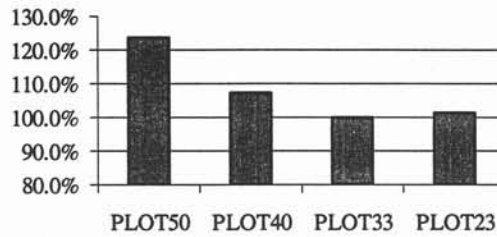


Figure IV-13 : Evolution de l'indicateur de coût en fonction de l'ouverture des plots

Au vu de cette étude, il semble intéressant de s'attarder sur la machine PLOT33 pour estimer ses performances. Elle seule permet d'atteindre la même valeur de l'indicateur que la machine de référence. Toute augmentation de l'ouverture des plots diminue la fem E_o . La réduction du volume des aimants ne permet alors pas de compenser l'augmentation du courant de phase.

IV.3.d Une machine à aimants en castrés sans court-circuit (PLOT33)

La machine PLOT33 présente une anisotropie du rotor par la présence de plots magnétiques qui couvrent 1/3 du pôle. Un aimant est placé entre ces plots, son volume est réduit de 15 % par rapport à la référence pour limiter les effets de courts-circuits sur ses bords. Un schéma simplifié de cette machine est représenté à la Figure IV-14.

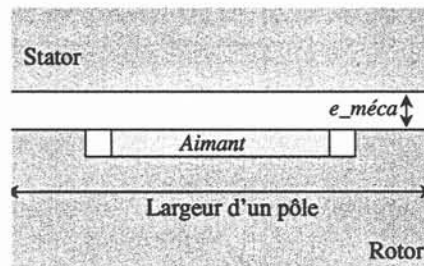


Figure IV-14 : Représentation simplifiée d'un pôle de la machine à aimants encastrés PLOT33

On se propose ici de comparer la machine PLOT33 à la machine de référence PMREF et à une machine à aimants en surface avec les mêmes aimants (volume réduit de 15%). Cette dernière machine sera ainsi nommée REFm15.

La Table IV-13 récapitule l'évolution du courant de phase de la machine à aimants en surface REFm15 et de la machine à aimants encastrés PLOT33 par rapport au courant de la machine de référence pour les deux points de fonctionnement dimensionnant.

	Pmax 2000 tr/min	Pmax 8000 tr/min
REFm15	+ 10.1%	- 12.4%
PLOT33	+ 10.9%	- 18.6%
REFm15 linéaire	+ 6.2%	- 15.0%
PLOT33 linéaire	+ 8.0%	- 23.0%

Table IV-13 : Courant de phase comparé à la machine de référence (REFm15 et PLOT33)

On note pour le point de base un comportement sensiblement identique des deux machines. Le courant de phase est accru de 10 % pour un circuit magnétique non linéaire. Les mêmes tendances sont relevées dans le cas d'un circuit magnétique linéaire. Au point de base, on vérifie ainsi d'une part que la faible part du couple réductant (15 % de Γ_{max}) ne permet pas à PLOT33 de compenser la réduction de 15 % du volume des aimants. Le courant est accru de 8 % par rapport à la machine à aimants en surface PMREF linéaire. D'autre part, à volume d'aimant donné (REFm15 et PLOT33 en linéaire), le courant est plus faible de 1.8 % pour la machine à aimants en surface. L'augmentation de l'inductance en quadrature accroît le déphasage entre la tension et le courant. Le facteur de puissance étant réduit, à tension donnée, le courant est augmenté pour la machine à aimants encastrés PLOT33.

Pour la vitesse maximale, on constate un gain sur le courant de phase de plus de 12 % du fait de la réduction de 15 % du volume des aimants (Table IV-13). Ce gain est plus élevé pour la machine à aimants encastrés. La présence des plots magnétiques entraîne une augmentation de l'inductance de l'axe direct.

L'augmentation du courant au point de base entraîne un accroissement des pertes Joule de plus de 18.4 % pour les deux machines (Table IV-14). A la vitesse maximale, la machine à aimants encastrés nécessite moins d'énergie en réduction de flux, les pertes Joule sont alors réduites de 36.3 % par rapport à celles de la machine de référence. Ce gain est limité à 22 % pour REFm15.

	Pmax 2000 tr/min	Pmax 8000 tr/min
REFm15	+ 23.5%	- 22.0%
PLOT33	+ 18.4%	- 36.3%

Table IV-14 : Pertes Joule comparées à la machine de référence (REFm15 et PLOT33)

La Table IV-15 reprend les résultats de simulations des pertes fer.

	Pmax 2000 tr/min	Pmax 8000 tr/min
REFm15	+ 3.6%	+ 17.6%
PLOT33	+ 13.6%	+ 71.2%

Table IV-15 : Pertes fer comparées à la machine de référence (REFm15 et PLOT33)

On notera une augmentation de 17.6 % pour REFm15 à la vitesse maximale. A cette même vitesse, les pertes fer de la machine à aimants encastrés sont accrues de 71.2 % par rapport à PMREF compte tenue de la présence des plots magnétiques.

Au point de base, les pertes sont accrues pour les deux machines. Leur rendement est ainsi réduit de plus d'un point (Table IV-16).

	P _{max} 2000 tr/min	P _{max} /4 4000 tr/min	P _{max} 8000 tr/min
PMREF	92.9%	91.4%	92.5%
REFm15	- 1.4	+ 1.0	+ 0.7
PLOT33	- 1.2	- 1.4	+ 0.3

Table IV-16 : Rendement de PMREF et son évolution pour REFm15 et PLOT33

Une comparaison des deux machines à vitesse et puissance maximales indique une augmentation des pertes fer et une réduction des pertes Joule. Ces variations sont plus élevées pour la machine à aimants encastrés. Cependant, sur le rendement, on note une légère augmentation du rendement (+0.3 point pour PLOT33 et +0.7 point pour REFm15) (Table IV-16). La réduction des pertes Joule est alors compensée par l'augmentation des pertes fer pour les deux points dimensionnant des machines.

Les pertes Joule varient avec la charge alors que les pertes fer sont nettement plus sensibles à la vitesse. Aussi, pour un point de fonctionnement à mi-vitesse (4000 tr/min) et faible charge ($P_{max}/4$), les pertes Joule sont réduites au contraire des pertes fer, indépendantes de la charge. La machine à aimants en surface REFm15, dont les pertes fer augmentent nettement moins avec la vitesse, est alors privilégiée. Son rendement est alors accru d'un point contre une diminution de 1.4 point pour PLOT33 (Table IV-16).

Ceci souligne les différences de comportement des machines en consommation (Table IV-17). Sur l'ensemble des cycles de route, la consommation de la machine à aimants en surface REFm15 est inférieure à celle de la machine à aimants encastrés. L'évolution importante des pertes fer de cette dernière machine avec la vitesse limite l'intérêt apporté par une réduction de flux plus sobre en courant.

	Urbain	Péri-urbain	Autoroutier
REFm15	0.56%	- 1.7%	- 1.5%
PLOT33	+ 2.6%	+ 1.4%	- 0.5%

Table IV-17 : Consommation sur cycles comparées à la machine de référence

Notons ensuite que les ondulations de couple de la machine à aimants encastrés sont accrues de 50 % (PLOT33). Nous avons constaté que l'amplitude de celles de REFm15 ne sont pas modifiées par la réduction de l'ouverture angulaire des aimants en surface. Le champ inverse maximum dans les aimants est accru de 6 % pour atteindre 620 kA/m pour le point de base. La réaction magnétique d'induit est ici accrue. La température de fonctionnement des aimants est alors réduite de seulement 4°C.

Enfin, l'étude de l'indicateur de coût ne permet pas de trancher en faveur de la machine à aimants encastrés que nous avons caractérisée. L'indicateur des deux machines est identique à celui de la machine de référence. La réduction de l'épaisseur des aimants permet de compenser l'accroissement du courant de phase maximum.

IV.3.e Conclusion sur les machines à aimants encastrés

La présence d'une anisotropie du rotor offre la possibilité d'une utilisation du couple réluctant. Ce dernier permet de réduire le courant de phase et/ou le volume des aimants à couple donné. Cependant, la prise en compte de la tension aux bornes de la machine limite dans notre cas le gain apporté. Avec les contraintes que l'on s'est imposées, les machines à aimants encastrés n'offrent un intérêt que sur le courant en mode de réduction de flux par rapport aux machines à aimants en surface. La réduction des pertes Joule en réduction de flux ne permet pas toujours de compenser l'augmentation des pertes fer des machines à aimants encastrés. La consommation de ces machines est ainsi accrue.

Dans le cas d'une machine à circuit magnétique saturable, les simulations permettent de conclure que les effets de la saturation sont beaucoup plus prononcés pour la machine à aimants encastrés. Le fait de considérer un même circuit magnétique pour les deux machines (isotrope et anisotrope) est défavorable à la machine à aimants encastrés. Cette machine, à basse vitesse utilise un flux sur l'axe en quadrature beaucoup plus élevé que la machine à aimants en surface. Dans le cas d'un circuit magnétique linéaire, le gain apporté par l'anisotropie des machines simulées n'est pas très important. La configuration du rotor (plots et aimants) ne semble pas adapté. Pour conclure quant aux gains réels qu'une machine à aimants encastrés pourrait apporter, il faudrait ainsi pouvoir disposer d'un modèle qui permette d'adapter les paramètres géométrique de la machine (largeur et hauteur des plots magnétiques, aimants) de la machine pour rechercher la structure la mieux adaptée aux besoins.

IV.4. Les machines à aimants enterrés

IV.4.a Les structures étudiées

A *EVS'15*, une machine à aimants permanents enterrés a été étudiée par la société AISIN AW [Sasaki-98]. Elle semble autoriser des performances intéressantes en réduction de flux. L'aimant est légèrement enterré à la surface d'un pôle. Pour ce qui est de la structure du rotor, tout se passe comme si une frette métallique était posée autour du rotor d'une machine à aimants encastrés (Figure IV-15). On se propose ici d'étudier une machine de ce type (AISIN) à partir de la structure PLOT33 que nous avons étudiée dans la partie précédente.

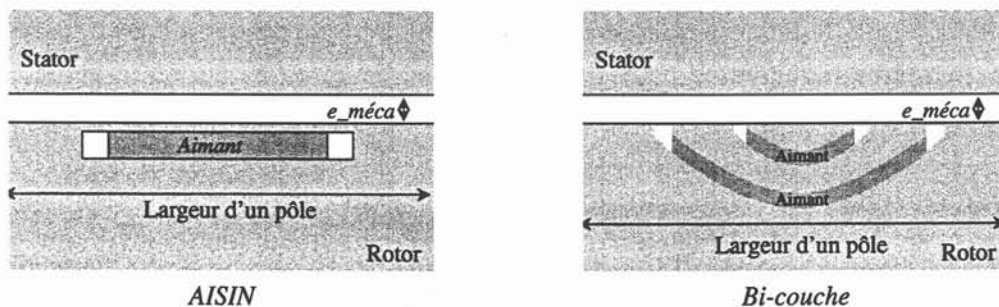


Figure IV-15 : Représentation simplifiée d'un pôle de machines à aimants enterrés

Nous avons vu précédemment que les pertes fer des machines à aimants encastrés (PLOT33) étaient augmentées de 71 % à haute vitesse par rapport à la machine de référence. La machine avec frette se comportera probablement de façon peu différente. Aussi, nous proposons d'étudier en parallèle une autre structure de machine, à deux couches d'aimant au rotor (Figure IV-15). L'objectif est ici d'atténuer les pertes fer par une forme de l'induction plus sinusoïdale dans l'entrefer. Notons que nous avons considéré une épaisseur de courts-circuits magnétiques de 0.5 mm pour ces deux machines en lieu et place d'une frette amagnétique de même épaisseur. L'épaisseur de l'entrefer mécanique a été réduite de 0.5 mm pour atteindre 1.25 mm.

IV.4.b Les résultats de simulation

Le rotor de la machine *Bi-couche* a été conçu dans un objectif de réduction de l'amplitude des harmoniques de l'induction dans l'entrefer. La Figure IV-16 permet de vérifier ceci (réduction de plus de 70 % des harmoniques de rang 3 et 5 par rapport aux machines PLOT33 et AISIN).

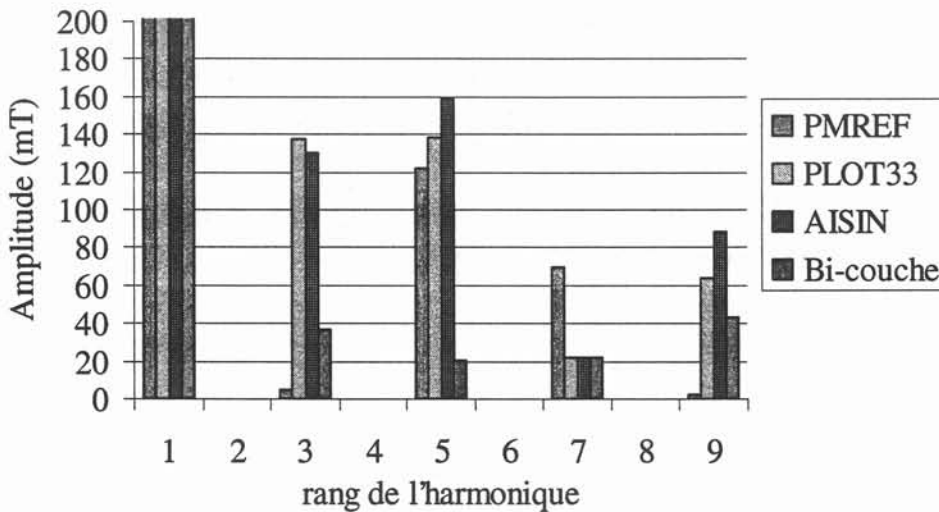


Figure IV-16 : Harmoniques de l'induction dans l'entrefer à vide

Ces réductions entraînent une diminution très notable des pertes fer à haute vitesse. A stator donné, on constate les mêmes pertes fer pour la machine de référence et la machine à aimants encastrés *Bi-couche* (Table IV-18).

	Pmax 2000 tr/min	Pmax 8000 tr/min
PLOT33	+ 14%	+ 71%
AISIN	+ 13%	+ 89%
Bi-couche	+ 11%	+ 1%

Table IV-18 : Pertes fer comparées à la machine de référence

La machine AISIN se présente comme une machine à aimants enterrés. Cependant, par rapport à une machine à aimants encastrés similaire (PLOT33), elle n'apporte aucun gain significatif sur les performances. Le courant au point de base est, ici aussi, accru de 9 % par

rapport à PMREF (Table IV-19) malgré une anisotropie du rotor plus élevée, en l'absence de réaction d'induit (Table IV-20).

	Pmax 2000 tr/min	Pmax 8000 tr/min
PLOT33	+ 11%	- 19%
AISIN	+ 9%	- 22%
Bi-couche	+ 2%	- 13%

Table IV-19 : Courants de phase comparés à la machine de référence

	<i>Lq/Ld</i>	<i>Evolution</i>
PMREF	1.62	100
PLOT33	2.32	+ 43 %
AISIN	2.77	+ 71 %
Bi-couche	3.32	+ 105 %

Table IV-20 : Anisotropie du rotor des machines à courant faible

Les pertes Joule sont ainsi dégradées de 11 % au point de base (Table IV-21). A haute vitesse, les machines PLOT33 et AISIN autorisent des gains de courants similaires et très intéressants (-20 % environ). Les pertes Joule sont alors réduites de près de 40 % pour la puissance maximale à 8000 tr/min (Table IV-21).

	Pmax 2000 tr/min	Pmax 8000 tr/min
PLOT33	+ 18%	- 36%
AISIN	+ 11%	- 42%
Bi-couche	- 4%	- 30%

Table IV-21 : Pertes Joule comparées à la machine de référence

Cependant, la réduction des pertes Joule est compensée par la forte augmentation des pertes fer (Table IV-18). La consommation sur cycles est ainsi identique quel que soit le cycle considéré (Table IV-22).

	Urbain	Péri-urbain	Autoroutier
PLOT33	+ 2.6%	+ 1.4%	- 0.5%
AISIN	+ 2.3%	+ 1.5%	- 0.4%
Bi-couche	- 0.9%	- 2.9%	- 2.7%

Table IV-22 : Consommation sur cycles comparées à la machine de référence

La machine *Bi-couche* ne nécessite pour le point de base qu'une augmentation de 2 % du courant. Le volume des aimants a cependant été accru de 4.8 % pour atteindre une induction sinusoïdale dans l'entrefer dont le fondamental est légèrement inférieur à la valeur de référence (-1%). On note alors une réduction des pertes Joule au point de base de 4 % par rapport à la machine de référence. A l'inverse, à haute vitesse, la réduction du courant (-13 %) et des pertes Joule (-30%) est moins importante que pour les autres machines.

Les gains réalisés sur les pertes de la machine *Bi-couche* permettent d'obtenir des réductions de consommation très intéressantes sur l'ensemble des cycles de routes (Table IV-22). En particulier, sur les cycles extra-urbains, ce gain est supérieur à 2.7 %.

La Table IV-23 récapitule l'évolution de la masse des aimants et du courant maximum commuté pour indiquer la tendance sur l'indicateur de coût.

	Masse des aimants	Courant commuté	Indicateur de coût
PLOT33	- 15%	+ 10.9%	+ 0%
AISIN	- 15%	+ 9.0%	- 1%
Bi-couche	+ 4.8%	+ 1.7%	+ 3.0%

Table IV-23 : Indicateurs de coût comparés à la machine de référence

On constate ainsi qu'un gain limité de 1 % est réalisé avec la machine AISIN, compte tenue d'une plus faible augmentation du courant de phase par rapport à PLOT33. L'augmentation du courant est compensée par la réduction du volume des aimants de 15 %.

L'augmentation à la fois du volume des aimants et du courant de phase de la machine *Bi-couche* par rapport à la machine de référence entraîne un accroissement de 3 % de l'indicateur de coût.

La machine AISIN présente des ondulations de couple semblables à celles de PLOT33. Ces ondulations sont supérieures de 60 % au point de base par rapport à la machine de référence. A 8000 tr/min pour la puissance maximale, cette augmentation atteint 78 %. Pour ce point de fonctionnement, l'amplitude de ces ondulations représente 36 % du couple.

On constate une forte augmentation ($\times 3$) de l'amplitude des ondulations de couple de la machine *Bi-couche*. La part des ondulations sur le couple total est alors très élevée (58 %) pour le point de fonctionnement à 8000 tr/min et la puissance maximale. Notons que cette part reste limitée à 14 % pour le point de base.

Enfin, l'analyse du champ dans les aimants indique que le champ inverse maximum dans les aimants est identique entre PMREF et AISIN, malgré l'augmentation de la réaction d'induit. La température maximale de fonctionnement des aimants est alors de 171 °C.

La machine *Bi-couche* présente quant à elle une réduction de 15 % de ce champ inverse maximum par rapport à la machine de référence. Le gain sur la température des aimants est alors de +9°C pour atteindre 180 °C. Cette étude confirme que la présence de pièces polaires suffisamment importantes permet une meilleure utilisation de l'ensemble du volume des aimants en réduction de flux.

IV.4.c Conclusions sur les machines à aimants enterrés

Aucune différence notable sur le comportement électromagnétique n'a été notée entre PLOT33 et AISIN. Tout se passe comme si la *frette* métallique était saturée. Elle ne modifie pas les performances de la machine. Par contre, une frette extérieure au rotor n'est pas nécessaire si

la structure AISIN est suffisamment robuste mécaniquement. Notons qu'un brevet a été déposé par la société AISIN AW sur la tenue mécanique des rotors des machines à aimants enterrés de ce type [Yamagushi-98]. Cette structure permet alors d'éviter tout le processus lié à la pose de cette frette. Notons tout de même que la mise en place des aimants dans un rotor à aimants enterrés nécessitera un processus adapté.

La modification de la forme de l'induction dans l'entrefer permet une réduction notable des pertes fer par rapport à une structure à aimants encastrés. Les performances en consommation sont alors meilleures que pour la machine de référence avec un surcoût limité à 3 %. La présence de pièces polaires permet de limiter les risques de démagnétisation des aimants. On note cependant une forte augmentation des ondulations de couple.

IV.5. Conclusion

Différentes machines à aimants ont pu être analysées à partir de la méthodologie d'étude développée précédemment. L'analyse des résultats nous a permis de mettre en évidence tout d'abord l'intérêt d'une modification de la longueur active de la machine de référence pour adapter les capacités de refroidissement aux besoins d'un concepteur. A coût identique, un gain de 30 % sur les parties actives est réalisé. La consommation sur cycles extra-urbains est ainsi réduite de plus de 3.5 %.

Une modification de la forme des aimants en surface nous a permis de diviser par deux les pertes fer à vitesse maximale. La consommation de la machine est ainsi réduite sur l'ensemble des cycles de route, mais avec une augmentation de 4.2 % de l'indicateur de coût.

Une étude des machines à aimants encastrés a montré les effets néfastes des courts-circuits liés au contact du bord des aimants et des pièces polaires. Une machine à aimants encastrés qui limite ce phénomène a alors été étudiée (PLOT33). Une réduction du volume des aimants de 15 % entraîne une augmentation du courant au point de base, mais l'indicateur de coût est resté intact par rapport à la référence. Cette machine permet par contre de réduire le courant en mode de réduction de flux. L'accroissement des pertes fer n'est ici pas entièrement compensé par la réduction des pertes Joule, en particulier à vitesse élevée et faible charge. La consommation est ainsi augmentée pour les cycles urbains et péri-urbains. Nous avons enfin montré qu'une machine à aimants en surface avec le même volume d'aimants est plus performante en terme de consommation compte tenue de la plus faible augmentation des pertes fer avec la vitesse.

Les machines à aimants enterrés permettent de ne pas utiliser de frette autour du rotor de la machine, si ce dernier résiste aux contraintes de la force centrifuge. Nous avons alors étudié une machine dont l'aimant orthoradial est légèrement enterré (AISIN). Les résultats suggèrent un comportement similaire à celui de PLOT33 (courant, pertes, coût). Le seul gain réside dans une légère réduction du champ inverse maximum appliqué aux aimants. La

température de fonctionnement des aimants est alors identique à celle de référence malgré l'augmentation de la réaction d'induit.

Enfin, pour profiter à la fois des gains sur le champ inverse et en réduction de flux apportés par ces machines à aimants encastrés, nous avons conçu un rotor qui permet de limiter l'augmentation des pertes fer avec la vitesse. L'induction dans l'entrefer est rendue plus sinusoïdale avec une augmentation de l'indicateur de coût limitée à 3 %. La consommation de cette machine est alors réduite par rapport à celle de la machine de référence quel que soit le cycle de route considéré. On notera cependant une forte augmentation de l'ondulation de couple. Sa part représente 58 % du couple pour le point de fonctionnement à puissance et vitesse maximales.

Au vu de ces études, nous retenons que la machine à aimants enterrés semble être légèrement mieux adaptée au fonctionnement en réduction de flux. Une adaptation de l'induction dans l'entrefer est rendue possible pour limiter les pertes fer. De plus, la présence des pièces polaires permet de limiter les risques de démagnétisation des aimants, même si leur épaisseur est assez faible. Un léger surcoût est à noter sur la machine étudiée. Notons tout de même que la machine précédente ne résulte pas d'un dimensionnement optimal. Des gains sur le coût restent peut être possibles. Les ondulations de couple sont à considérer. Diverses solutions connues existent pour les réduire, comme l'inclinaison des encoches du stator. L'absence de frette autour du rotor nécessite une rigidité suffisante de ce dernier contre les effets de la force centrifuge. La tenue mécanique est le point critique à prendre en compte pour toute validation de la structure de la machine. Les nécessités mécaniques vont en effet à l'encontre des exigences électrotechniques.

Les machines à aimants en surface présentent des atouts non négligeables. Il est en effet possible de réduire les pertes fer avec une simple modification de la forme des aimants. Les consommations sur cycles de la machine à aimants en surface modifiés sont tout à fait comparables à celle de la machine *Bi-couche*. Les ondulations de couple sont beaucoup plus faibles pour les machines à aimants en surface.

Pour les machines étudiées, la présence d'une anisotropie au rotor n'a pas permis de réduire le courant au point de base grâce à une utilisation du couple de réluctance. Cela est dû à la nécessaire adaptation du nombre de spires pour la prise en compte de la tension. Les paramètres de ces machines ne semblent pas globalement adaptés pour cela. Nous avons cependant montré qu'il n'était pas simple de trouver un compromis optimal pour notre application avec une machine anisotrope dont le circuit magnétique est non linéaire. Notre modèle actuel est très mal adapté à une variation des grandeurs géométriques de la machine comme l'ouverture angulaire des aimants et des plots. Il n'est pas possible d'adapter automatiquement ces grandeurs géométriques au besoin du concepteur.

Notre modèle de flux en charge permet certes une analyse assez fine du comportement électromagnétique d'une machine à aimants, mais il ne peut cependant pas répondre à une attente de pré dimensionnement optimal d'une machine synchrone à aimants permanents.

Chapitre V

Machines à aimants en surface et optimisation

V MACHINES À AIMANTS EN SURFACE ET OPTIMISATION	103
V.1. LE MODÈLE PAR RÉSEAU DE RÉLUCTANCES	104
V.1.a <i>Le modèle analytique</i>	104
V.1.b <i>Non-linéarités des réluctances</i>	104
V.1.c <i>Les effets croisés</i>	108
V.2. VALIDATION DU MODÈLE	113
V.3. INFLUENCE DE L'ÉPAISSEUR DES AIMANTS	116
V.3.a <i>La réluctance d'entrefer et flux de fuite</i>	116
V.3.b <i>Les ampères-tours des aimants</i>	120
V.3.c <i>Prédiction des points de fonctionnement à puissance maximale</i>	122
V.3.d <i>Réluctance du circuit magnétique</i>	123
V.4. EDEN : UN LOGICIEL D'AIDE À LA CONCEPTION	125
V.4.a <i>Modèle analytique</i>	126
V.4.b <i>Cahier des charges & optimisation</i>	126
V.4.c <i>Compte rendu</i>	126
V.5. LE MODÈLE IMPLANTÉ SOUS EDEN	126
V.5.a <i>Grandeurs d'entrée</i>	126
V.5.b <i>Grandeurs optimisables</i>	127
V.5.c <i>Grandeurs de sortie</i>	127
V.5.d <i>Equations implicites</i>	127
V.5.e <i>Comparaison des résultats</i>	128
V.6. OPTIMISATION D'UN PARAMÈTRE DE LA MACHINE SYNCHRONE	129
V.6.a <i>Le nombre de spires</i>	129
V.6.b <i>La longueur active</i>	129
V.6.c <i>L'épaisseur des aimants</i>	130
V.6.c.i <i>A basse vitesse</i>	130
V.6.c.ii <i>A vitesse maximale</i>	130
V.7. OPTIMISATION À BASSE VITESSE EN IMPOSANT V_m À 70 %	131
V.7.a <i>Nombre de spires N_s variable</i>	131
V.7.b <i>Nombre de spires N_s et épaisseur des aimants H_{pm} variables</i>	133
V.7.c <i>La commande à facteur de puissance unitaire</i>	134
V.8. OPTIMISATION À BASSE ET HAUTE VITESSE SIMULTANÉMENT	137
V.8.a <i>Duplication du modèle</i>	137
V.8.b <i>Fonction objectif : maximum de deux valeurs</i>	137
V.8.c <i>La longueur active L_{act}</i>	137
V.8.d <i>La longueur active L_{act} et le nombre de spires N_s</i>	138
V.8.d.i <i>Le courant de phase</i>	138
V.8.d.ii <i>L'indicateur de coût</i>	139
V.8.e <i>Optimisation globale</i>	140
V.9. CONCLUSION	142

V MACHINES A AIMANTS EN SURFACE ET OPTIMISATION

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté un modèle analytique qui permet de déterminer le flux en charge d'une machine à aimants. Ce modèle repose sur de nombreux points de simulations obtenus par la méthode des éléments finis et sur des interpolations linéaires. Le but du modèle était d'estimer le flux pour différents points de fonctionnement donnés. Ce modèle analytique a ainsi permis de comparer les performances de différentes machines dans le plan couple-vitesse. Ce modèle assez simple dans sa construction répond à un besoin du concepteur et permet d'estimer le comportement des machines sur un cycle de route (Consommation). Il repose néanmoins entièrement sur des simulations numériques. Toute modification de la géométrie comme l'épaisseur des aimants nécessite une caractérisation complète de la machine avec cette méthodologie d'étude.

L'acte de conception nécessite aussi de connaître la sensibilité des performances aux variations de paramètres. Or, le modèle précédent ne permet pas de connaître une sensibilité à un paramètre autre que la longueur active ou le nombre de spires. L'influence des paramètres ne peut être caractérisée que de façon globale sur les résultats finaux.

Dans ce chapitre, nous allons proposer un nouveau modèle électromagnétique de la machine à aimants. Cette modélisation est réalisée dans un objectif de conception et d'optimisation des performances de la machine. Nous souhaitons rationaliser l'utilisation de la méthode des éléments finis. On s'efforcera de proposer un modèle du flux en charge plus proche des paramètres géométriques. La prédiction des performances de façon quantitative sera alors possible, dans la limite de la plage de validité du modèle. Une étude d'optimisation conclura cette dernière partie. Elle mettra en évidence l'intérêt d'une optimisation globale du groupe motopropulseur (onduleur et machine).

Pour répondre au besoin de conception, nous proposons de modéliser la machine synchrone à aimants en surface par un réseau de réductance. La machine de référence servira de base pour la validation du modèle proposé.

V.1. Le modèle par réseau de ré reluctances

Nous souhaitons mettre en place un modèle analytique le plus simple possible pour décrire l'évolution du flux en charge en fonction du point de fonctionnement. La précision du modèle est un point important à considérer. Compte tenu des remarques faites avec le modèle décrit au chapitre II, la non linéarité du circuit magnétique sera prise en compte.

V.1.a Le modèle analytique

On souhaite utiliser un modèle simple pour caractériser, entre autre, l'influence des aimants dans l'entrefer. L'évolution du flux le long d'un axe est supposée découplée de celle du flux de l'autre axe. Les équations du modèle analytique proposé sont décrites ci dessous. Notons d'une part que les ré reluctances \mathfrak{R} sont non-linéaires. D'autre part, la ré reluctance d'un axe prend en compte à la fois la ré reluctance de l'entrefer et celle du circuit magnétique.

$$\begin{cases} NI_{ds} - NI_{aim} = \mathfrak{R}_d(\phi_d) \cdot \phi_d & \text{Axe direct} \\ NI_{qs} = \mathfrak{R}_q(\phi_q) \cdot \phi_q & \text{Axe en quadrature} \end{cases}$$

Équation V-1 : Modèle analytique initial

Nous avons représenté ci dessous les équations de flux suivant les deux axes sous la forme de circuits électriques équivalents.

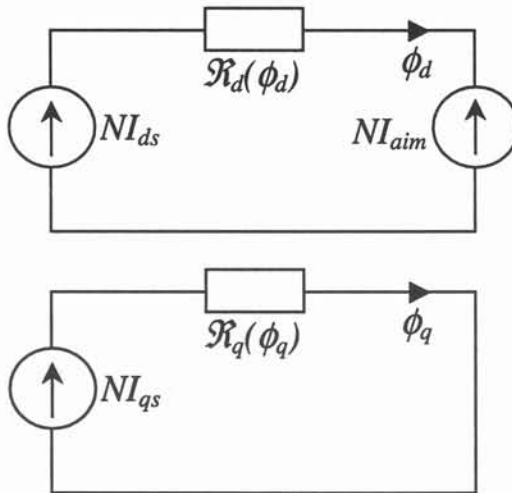


Figure V-1 : Représentation du modèle analytique initial

V.1.b Non-linéarités des ré reluctances

Les ré reluctances évoluent avec le flux de l'axe considéré. La méthode des éléments finis est à nouveau utilisée pour déterminer leur évolution en fonction du matériau utilisé. L'objectif est aussi de rendre plus pertinente l'utilisation des éléments finis dans le but de réduire le nombre de simulations.

On se propose de caractériser le flux le long de l'axe direct. La précision du modèle en mode de réduction de flux dépend principalement du flux le long de cet axe. Cette caractérisation avec les éléments finis est alors réalisée en présence des aimants dans l'entrefer. On mesure l'évolution de ϕ_d , le fondamental du flux le long de l'axe direct, en fonction des ampères-tours NI_{ds} du stator (Figure V-2).

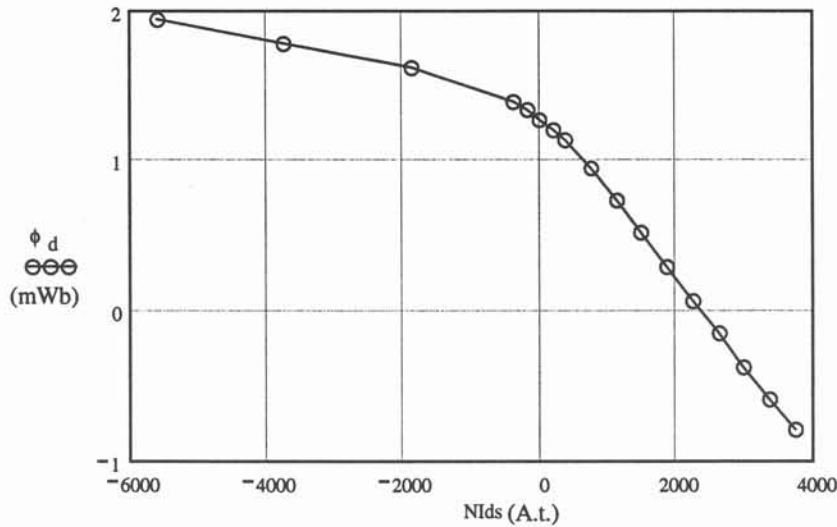


Figure V-2 : Evolution de ϕ_d (mWb) en fonction des ampères-tours NI_{ds} (A.t.)

Le flux créé à vide par les aimants est d'environ 1.3 mWb. On note que la présence d'ampères-tours positifs permet de réduire le flux le long de l'axe direct et que l'augmentation du flux le long de cet axe est rendue difficile par la saturation du circuit magnétique.

Pour déterminer la réluctance de l'axe direct, il convient de connaître les ampères-tours équivalents créés par les aimants (Équation V-1). D'après l'équation de l'axe direct $NI_{ds} - NI_{aim} = \mathcal{R}_d(NI_d)\phi_d$, lorsque la somme des ampères-tours est nulle, le produit du flux par la réluctance l'est aussi. Il vient alors que les ampères-tours NI_{aim} sont tels que $\phi_d=0$. La recherche du zéro de la courbe précédente permet d'obtenir NI_{dso} tel que $\phi_d(NI_{dso})=0$. Il vient alors que $NI_{aim} = NI_{dso} = 2370$ ampères-tours.

Définissons maintenant la réluctance \mathcal{R}_d de l'axe direct. Soit $NI_d = NI_{ds} - NI_{aim}$, la somme des ampères-tours de l'axe direct.

$$\mathcal{R}_d(NI_d) = \frac{NI_d}{\phi_d(NI_d)}$$

La réluctance de l'axe direct \mathcal{R}_d est ainsi définie pour une excitation équivalente le long de l'axe direct NI_d . La Figure V-3 représente l'évolution de cette réluctance en fonction de l'excitation.

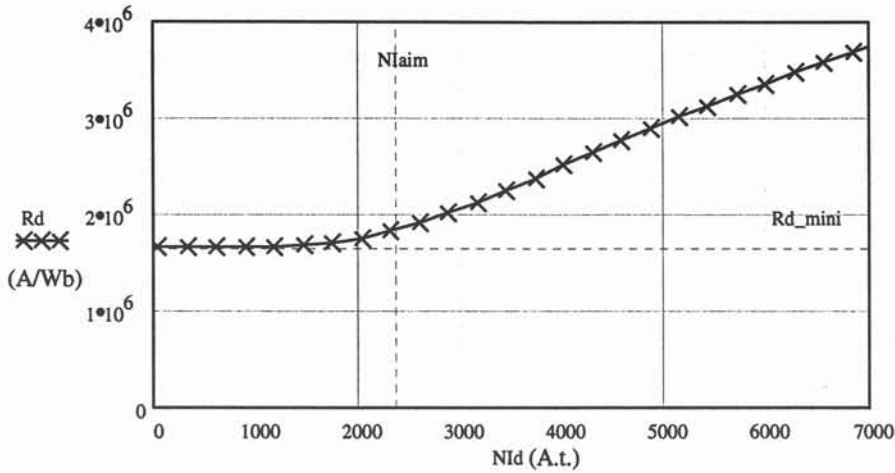


Figure V-3 : Evolution de \mathcal{R}_d en fonction des ampères-tours équivalent NI_d

On vérifie que la réluctance \mathcal{R}_d augmente avec l'excitation de l'axe direct. Pour une excitation nulle (sans aimant, ni excitation au stator) ou suffisamment faible (inférieure à 1000 A.t.), la réluctance n'évolue pas autour de sa valeur minimale $\mathcal{R}_{d_mini} = 1,67.10^6$ A/Wb. On considérera alors que cette valeur représente la réluctance de l'entrefer de l'axe direct $\mathcal{R}_{d_mini} = \mathcal{R}_{d_ent}$. L'accroissement de la réluctance provient de la saturation du circuit magnétique ($\mathcal{R}_{d_cm}(NI_d)$). On peut enfin noter que la seule présence des aimants crée une polarisation suffisante de l'axe direct (NI_{aim}) pour que la réluctance du circuit magnétique ne soit plus négligeable. On note ainsi une augmentation de +11 % de la réluctance de l'axe direct à vide (Figure V-3). Le circuit magnétique équivalent devient alors :

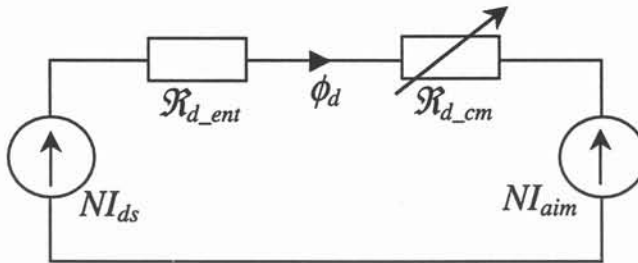


Figure V-4 : Représentation du modèle analytique initial le long de l'axe direct

L'utilisation de la réluctance $\mathcal{R}_d(NI_d)$ permet d'estimer précisément le flux le long de l'axe direct de la machine. Elle a été déterminée à partir des simulations par éléments finis à cet effet.

$$\mathcal{R}_d(NI_d) = \frac{NI_d}{\phi_d(NI_d)} \text{ avec } \mathcal{R}_d(NI_d) = \mathcal{R}_{d_ent} + \mathcal{R}_{d_cm}(NI_d)$$

Or cette définition de réluctance en fonction des ampères-tours équivalents est identique à celle de l'axe en quadrature à l'indice près.

$$\mathcal{R}_q(NI_{qs}) = \frac{NI_{qs}}{\phi_q(NI_{qs})}$$

Pour déterminer la réluctance de l'axe en quadrature, nous proposons alors d'utiliser cette même réluctance en modifiant uniquement la partie de la réluctance liée à l'entrefer (\mathcal{R}_{q_ent}). A ampères-tours donnés, nous émettons l'hypothèse selon laquelle les réluctances du circuit magnétique de l'axe direct et de l'axe en quadrature sont identiques.

$$\mathcal{R}_{q_cm}(NI) = \mathcal{R}_{d_cm}(NI)$$

La réluctance de l'axe en quadrature s'exprime alors comme suit :

$$\mathcal{R}_q(NI_{qs}) = \frac{NI_{qs}}{\phi_q(NI_{qs})} \text{ avec } \mathcal{R}_q(NI_{qs}) = \mathcal{R}_{q_ent} + \mathcal{R}_{q_cm}(NI_{qs})$$

Le circuit magnétique équivalent est ainsi représenté ci-après.

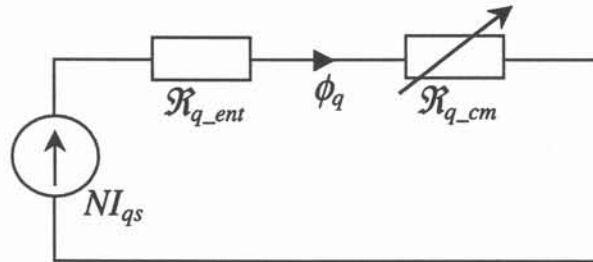


Figure V-5 : Représentation du modèle analytique initial le long de l'axe q

Il ne reste alors plus qu'à déterminer la réluctance de l'entrefer le long de l'axe en quadrature \mathcal{R}_{q_ent} . Pour cela, on propose d'exciter la machine par des ampères-tours de faible amplitude le long des deux axes. Cela permettra de négliger la réluctance du circuit magnétique. De plus, cet essai devra être réalisé en l'absence d'aimants pour s'assurer que l'excitation le long de chaque axe soit très faible. Les résultats de cet essai sont reportés ci-dessous.

Axes	$\mathcal{R}_{ent} (\times 10^6)$
Direct	1.697
En quadrature	1.705

Table V-1 : Réluctance d'entrefer. Résultats de simulation FLUX2D sans aimant (PMREF)

Avec cet essai, on retrouve d'une part que la machine de référence est une machine à aimants en surface, ou à entrefer lisse (Ecart inférieurs à 5 ‰ sur les réluctances d'entrefer des deux axes). D'autre part, cette valeur de réluctance correspond bien à celle déterminée à partir de la mesure du flux de l'axe direct \mathcal{R}_{d_mini} . L'écart entre ces réluctances est inférieur à 2 ‰.

Les deux réluctances \mathcal{R}_d et \mathcal{R}_q sont par conséquent identiques à ampères-tours donnés. On se propose alors d'estimer l'évolution du flux $\phi_q(NI_{qs})$ de l'axe q en fonction de la seule excitation de l'axe q. La comparaison sera faite avec un essai réalisé avec la méthode des éléments finis en présence des aimants. Sur la Figure V-6 sont représentés le flux de l'axe q estimé par le réseau de réluctances $\phi_{q_init}(NI_q)$ et celui simulé par la méthode des éléments finis $\phi_{q_F2D}(NI_q)$.

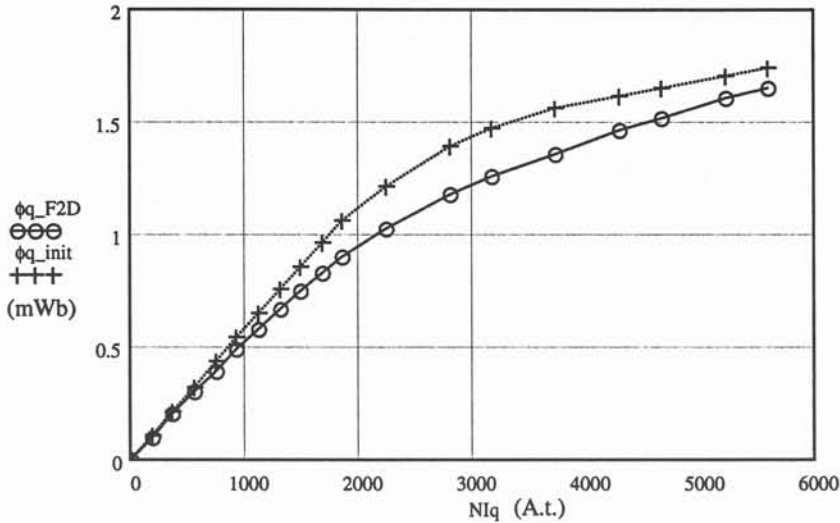


Figure V-6 : Evolution de ϕ_q en fonction des ampères-tours équivalent NI_q

On constate sur cette figure que le flux de l'axe q est surestimé par le réseau de réductance ϕ_{q_init} . L'écart entre le flux estimé et le flux simulé est inférieur à 19 %. Notre modèle néglige le couplage des flux d et q dans les culasses de la machine. Or nous avons montré avec le modèle du chapitre II que la prise en compte de la non linéarité ne suffisait pas à atteindre une précision suffisante sur le flux de l'axe q. Les effets croisés ont une importance non négligeable sur ce flux. Comme nous l'avons montré à la Figure V-3, la présence des aimants polarise le circuit magnétique de l'axe direct et en particulier les culasses de la machine.

V.1.c Les effets croisés

Le modèle de réseau de réductances proposé jusqu'à présent négligeait l'influence des aimants sur le flux de la machine le long de l'axe en quadrature. On propose ici de remédier à la carence de ce modèle en couplant les circuits magnétiques des deux axes.

Ce couplage est réalisé au niveau des culasses de la machine. Pour cela, le circuit magnétique de la machine est arbitrairement séparé en deux parties : d'une part les dents du stator et d'autre part les culasses de la machines (stator et rotor).

Le comportement du flux dans les dents est relativement indépendant des effets croisés. Les dents du stator le long d'un axe ne sont principalement parcourues que par le flux de cet axe. Nous considérerons la réductance des dents \mathcal{R}_{dt} comme fonction uniquement du flux de cet axe. A l'inverse, les culasses de la machine sont traversées par la composition des flux des deux axes de la machine. La réductance globale des culasses \mathcal{R}_{c_dq} sera alors déterminée à partir de la somme vectorielle des flux ϕ_d et ϕ_q .

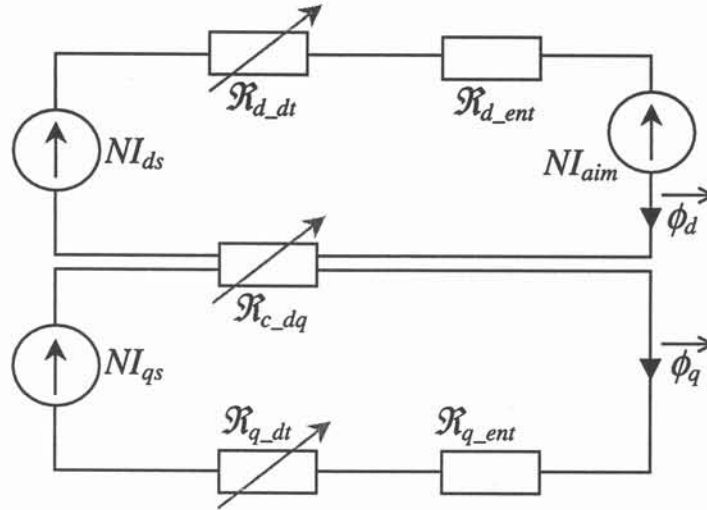
Les équations du circuit magnétique sont précisées dans le système décrit ci-dessous. Il présente le modèle analytique couplé qui intègre les effets croisés.

$$\begin{cases} NI_{ds} - NI_{aim} = [\mathcal{R}_{d_dt}(\phi_d) + \mathcal{R}_{d_ent} + \mathcal{R}_{c_dq}(\phi_{tot})]\phi_d & \text{Axe direct} \\ NI_{qs} = [\mathcal{R}_{q_dt}(\phi_q) + \mathcal{R}_{q_ent} + \mathcal{R}_{c_dq}(\phi_{tot})]\phi_q & \text{Axe en quadrature} \end{cases}$$

où $\phi_{tot} = \sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2}$

Équation V-2 : Modèle analytique couplé

La figure ci-après reprend l'ensemble du circuit magnétique de la machine.


Figure V-7 : Représentation du modèle analytique couplé

A partir de simulations par éléments finis le long de l'axe direct, nous avons défini une réactance équivalente comme suit :

$$\mathcal{R}_d(NI_d) = \frac{NI_d}{\phi_d(NI_d)}$$

On propose pour la suite de l'étude de considérer les réactances comme des fonctions du flux. Cette réactance s'exprime alors par la relation suivante :

$$\mathcal{R}_d(\phi_d) = \mathcal{R}_d(\phi_d(NI_d)) = \frac{NI_d}{\phi_d(NI_d)}$$

Lorsque la machine n'est excitée que sur l'axe direct, le flux de l'axe en quadrature est nul. L'équation du flux de l'axe direct se réduit alors à :

$$NI_{ds} - NI_{aim} = [\mathcal{R}_{d_dt}(\phi_d) + \mathcal{R}_{c_dq}(\phi_d) + \mathcal{R}_{d_ent}] \phi_d = \mathcal{R}_{equ}(\phi_d)$$

Dans ce cas, la réactance $\mathcal{R}_d(\phi_d)$ correspond précisément à cette réactance équivalente $\mathcal{R}_{equ}(\phi_d)$. La valeur minimale \mathcal{R}_{d_mini} est alors égale à la réactance de l'entrefer \mathcal{R}_{d_ent} . La somme des réactances des dents et des culasses correspond exactement à celle du circuit magnétique $\mathcal{R}_{d_cm}(\phi_d) = \mathcal{R}_{d_dt}(\phi_d) + \mathcal{R}_{c_dq}(\phi_d)$. L'évolution de cette réactance est représentée ci-dessous en fonction du flux le long d'un axe. Comme on peut le constater, la

réductance du circuit magnétique \mathcal{R}_{d_cm} est nulle pour un flux suffisamment faible. On vérifie à nouveau la polarisation de l'axe direct par les aimants.

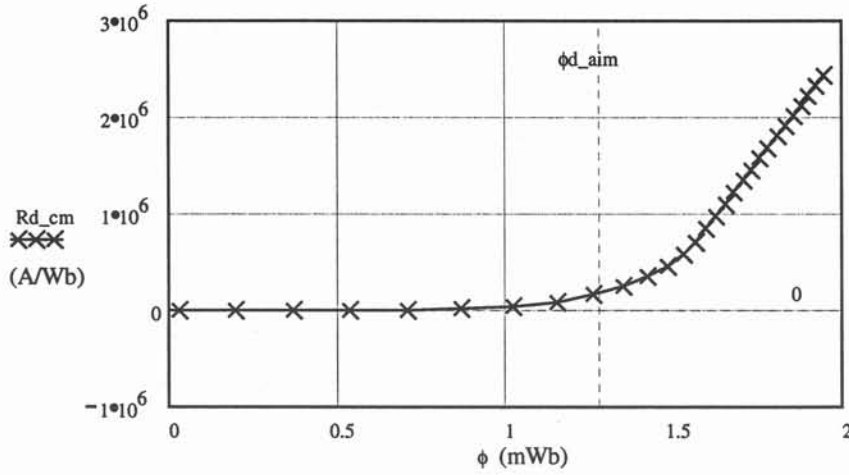


Figure V-8 : Evolution de \mathcal{R}_{d_cm} (A/Wb) en fonction du flux ϕ (mWb) le long d'un axe

Il reste alors à déterminer la répartition de \mathcal{R}_{d_cm} entre les dents et les culasses. Introduisons le paramètre *dent* pour considérer la part de la réductance du circuit magnétique \mathcal{R}_{d_cm} affectée à la réductance des dents de l'axe direct.

$$\begin{cases} \mathcal{R}_{d_dt}(\phi) = dent \cdot \mathcal{R}_{d_cm}(\phi) \\ \mathcal{R}_{c_dq}(\phi) = (1 - dent) \cdot \mathcal{R}_{d_cm}(\phi) \end{cases}$$

Dans le cas particulier précédent ($NI_{qs}=0$), la somme des deux réductances du circuit magnétique est indépendante de la valeur de *dent* [$\mathcal{R}_{d_dt}(\phi) + \mathcal{R}_{c_dq}(\phi) = \mathcal{R}_{d_cm}(\phi)$]. Le flux de l'autre axe est nul. Cependant, dans le cas inverse ($NI_{ds}=0$), cette remarque n'est plus valable. L'axe direct est polarisé par les aimants. Le flux dans la réductance des culasses dépend de la somme vectorielle ϕ_{tot} des flux ϕ_d et ϕ_q .

Les équations qui régissent le flux de la machine s'expriment avec le système suivant :

$$\begin{cases} NI_{ds} - NI_{aim} = [\mathcal{R}_{d_dt}(\phi_d) + \mathcal{R}_{d_ent} + \mathcal{R}_{c_dq}(\phi_{tot})] \phi_d \\ NI_{qs} = [\mathcal{R}_{q_dt}(\phi_q) + \mathcal{R}_{q_ent} + \mathcal{R}_{c_dq}(\phi_{tot})] \phi_q \end{cases}$$

soit avec le paramètre *dent* :

$$\begin{cases} NI_{ds} - NI_{aim} = [dent \cdot \mathcal{R}_{d_cm}(\phi_d) + \mathcal{R}_{d_ent} + (1 - dent) \cdot \mathcal{R}_{d_cm}(\phi_{tot})] \phi_d \\ NI_{qs} = [dent \cdot \mathcal{R}_{d_cm}(\phi_q) + \mathcal{R}_{q_ent} + (1 - dent) \cdot \mathcal{R}_{d_cm}(\phi_{tot})] \phi_q \end{cases}$$

Équation V-3 : Modèle analytique par réseau de réductances couplées (*dent*)

Dans ce système, les ampères-tours équivalents créés par les aimants (NI_{aim}) et les réductances d'entrefer (\mathcal{R}_{d_ent} et \mathcal{R}_{q_ent}) sont des constantes déterminées à partir de simulations.

La réluctance $\mathcal{R}_d(\phi)$ est elle aussi déterminée à partir de simulations par la méthode des éléments finis.

Dans le système précédent, seule la valeur de *dent* reste à déterminer. Supposons dans un premier temps cette valeur connue. Le système est alors composé de deux équations non linéaires. En imposant la valeur des flux ϕ_d et ϕ_q , la résolution de ce système permet de déterminer la valeur des deux dernières inconnues (NI_{ds} et NI_{qs}).

Pour que ce modèle soit complet, il ne reste plus qu'à déterminer la valeur du paramètre *dent*. Nous proposons d'utiliser une ultime simulation par éléments finis. Nous choisissons un point de fonctionnement *arbitraire* ($NI_{dso} = 0$ et $NI_{qso} = 2000$ A.t. en présence des aimants) et relevons alors les flux ϕ_{do} et ϕ_{qo} . Cet essai permet de simuler un point de fonctionnement proche du point de base où le couple et l'influence des effets croisés sont les plus élevés. Le paramètre *dent* représente un degré de liberté qui permet au modèle de mieux prendre en compte les effets croisés.

En imposant une valeur de *dent*, la résolution du système précédent permet d'estimer la valeur des flux ϕ_{do} et ϕ_{qo} pour les ampères-tours NI_{dso} et NI_{qso} . Notons que cette résolution est le fruit d'un sous-programme implanté sous Mathcad qui permet de résoudre ce système non-linéaire implicite. Nous avons effectué la résolution de ce système pour un ensemble de valeur de *dent* comprises entre 0 % et 100 %. Nous avons reporté les écarts entre les valeurs estimées et celles simulées en fonction de la valeur de *dent* (Figure V-9). Ces écarts portent sur :

- le flux total (*erreur_φ*) ;
- le flux de l'axe direct (*erreur_φd*) ;
- et le flux de l'axe en quadrature (*erreur_φq*).

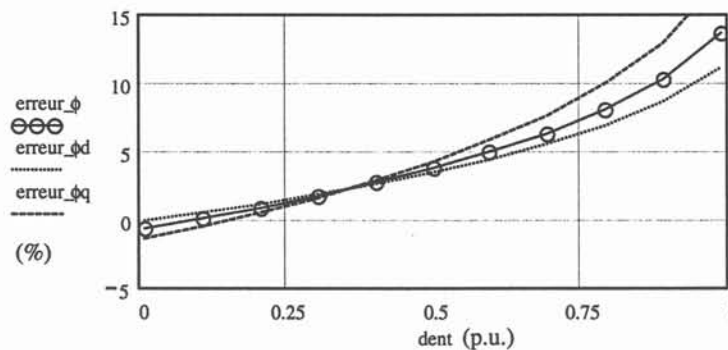


Figure V-9 : Ecart (%) sur le flux estimé en fonction de *dent*

On note que les écarts augmentent avec la valeur de *dent*. Le couplage entre les deux circuits est d'autant plus faible que cette valeur est élevée. Dans le cas extrême où $dent = 100\%$, aucun couplage n'existe. Les effets croisés ne sont pas pris en compte. Les écarts sur l'estimation du flux sont alors les plus importants.

La détermination de *dent* sera réalisée par la recherche de l'écart minimum sur le flux total. La valeur de *dent* pour la machine de référence est ainsi de $dent_o = 8.5\%$. On peut aussi

remarquer que la sensibilité des erreurs à la valeur de $dent$ est assez faible. Pour une valeur comprise entre 0 % et 50 %, l'erreur sur les flux est inférieure à 5 %.

Avec le modèle complété par $dent_o$, on se propose d'estimer à nouveau l'évolution du flux $\phi_q(NI_{qs})$ de l'axe q en fonction des ampères-tours de l'axe q. La comparaison sera faite avec les essais réalisés en présence des aimants. Sur la figure suivante sont représentés le flux de l'axe q estimé par le réseau de réductances $\phi_{q_croisés}(NI_q)$ ($dent_o$) et celui simulé par la méthode des éléments finis $\phi_{q_F2D}(NI_q)$. Nous avons en outre représenté le flux de l'axe q estimé avec une valeur de $dent$ égale à 50 % $\phi_{q_dent_50}(NI_q)$.

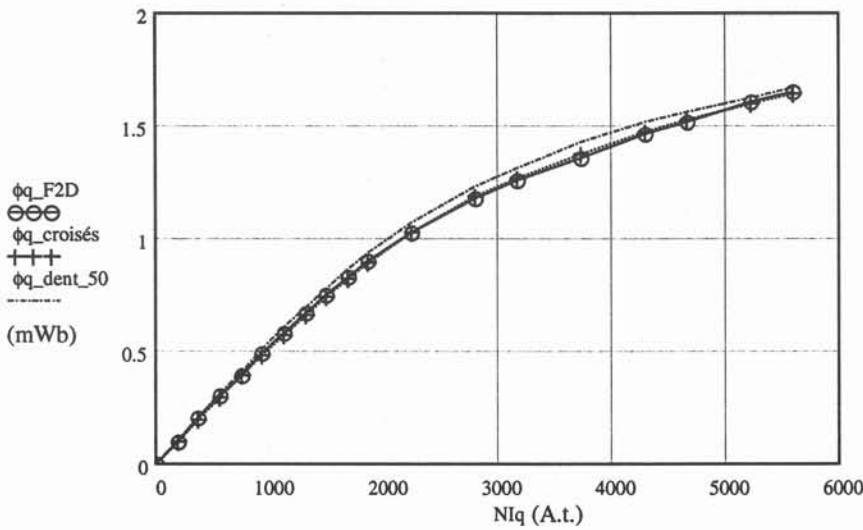


Figure V-10 : Evolution de ϕ_q (mWb) en fonction des ampères-tours équivalent NI_q

On constate d'une part que le modèle complet avec $dent_o$ permet d'estimer parfaitement les effets croisés dans les culasses de la machine. L'écart entre le flux estimé $\phi_{q_croisés}$ et celui simulé est inférieur à 1.3 % sur toute la plage de variation des ampères-tours. On note d'autre part que la sensibilité des écarts à la valeur de $dent$ est assez faible. Pour une valeur de 50 %, l'erreur sur le flux est inférieure à 5 %. Rappelons pour mémoire que sans la prise en compte des effets croisés, cet écart était porté à 19 % (Figure V-6).

Le modèle proposé permet d'estimer correctement l'évolution du flux dans l'axe q avec comme seuls essais l'évolution du flux dans l'axe d et une simulation dans l'axe en quadrature ($NI_s=NI_{qso}$) en présence des aimants pour déterminer la répartition des réductances entre la culasse et les dents. Notons que le modèle présenté au chapitre II utilisait les simulations sur le flux $\phi_q(NI_{qs})$ pour l'interpolation. Il ne commettait ainsi aucune erreur sur l'estimation de ce flux.

V.2. Validation du modèle

On se propose ici de comparer les deux modèles d'estimation du flux de la machine en charge. Il s'agit d'une part de l'ancien modèle, présenté au chapitre II, qui utilise des interpolations du flux sur les axes d et q. D'autre part, le nouveau modèle est représenté par le réseau de réluctance couplé avec la valeur $dent_o$.

L'ancien modèle utilisait une série de simulations du flux en fonction de NI_{qs} à NI_{dsn} donné. Ces essais permettait d'accroître la précision du modèle en réduction de flux. Nous allons utiliser le réseau de réluctance pour estimer cette évolution du flux. Sur la Figure V-11 sont représentés les écarts entre ce flux estimé avec le modèle de réluctance et les simulations par éléments finis.

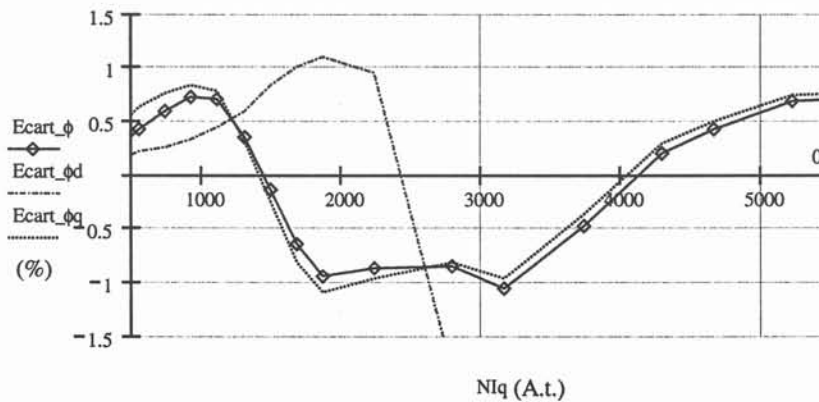


Figure V-11 : Ecart (%) sur le flux estimé en fonction NI_q (A.t.) à NI_{dsn}

On constate que les écarts sur le flux estimé de l'axe en quadrature et le flux total sont sensiblement identiques (inférieurs à 1%). Les écarts sur l'estimation du flux de l'axe direct sont inférieurs à 7% sur toute la plage de variation de NI_q (de 0 à 6000 A.t.). Cependant, le flux de l'axe direct ne représente qu'une faible part du flux total de la machine. L'erreur sur le flux de l'axe direct n'est pas significative sur l'estimation du flux total de la machine.

Cette comparaison permet ici encore de valider le modèle par réseau de réluctances couplées. Le modèle du chapitre II ne commettant dans ce cas aucune erreur, ses essais par éléments finis sont utilisés.

Nous avons de plus mis en évidence une des faiblesses de cet ancien modèle présenté au chapitre II [IMACS'99]. Ce modèle utilise des interpolations linéaires sur les flux simulés pour estimer le flux quelles que soit les valeurs des ampères-tours. Nous avons alors déterminé l'écart entre le flux estimé et simulé en fonction de NI_{qs} avec $\frac{NI_{dsn}}{2}$. La Figure V-12 rappelle les résultats obtenus avec le modèle du chapitre II. Les écarts sur le module du flux sont inférieurs à 2.5% (écart de 10% sur ϕ_d et 5% sur ϕ_q).

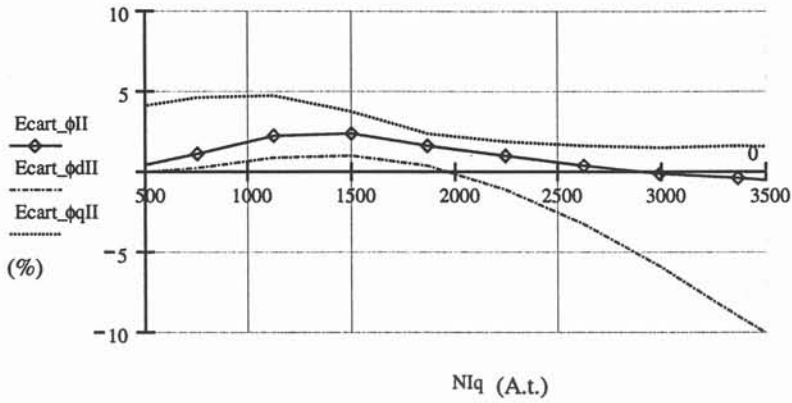


Figure V-12 : Ecart (%) sur le flux estimé en fonction NI_q à $\frac{NI_{dsn}}{2}$ (Modèle Chapitre II)

Les mêmes essais réalisés avec le modèle par réseau de réductances couplées donne les résultats regroupés dans la Figure V-13. On note une meilleure précision pour ce dernier modèle. Les écarts sur les flux (module, ϕ_a et ϕ_q) sont inférieurs à 1 %.

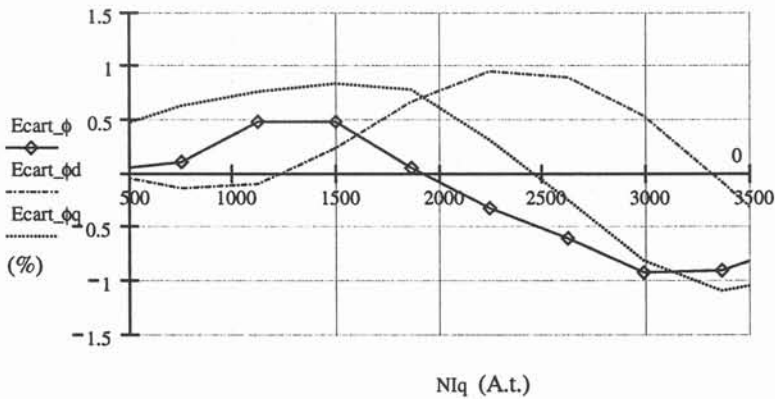


Figure V-13 : Ecart (%) sur le flux estimé en fonction NI_q à $\frac{NI_{dsn}}{2}$ (Modèle réductant)

Le modèle par réseau de réductance couplé est le plus intéressant des deux. Il est ainsi plus précis que le modèle par interpolation linéaire sur les zones de fonctionnement (mi-vitesse, mi charge). Il est en outre plus simple de mise en œuvre avec un nombre de simulations réduit.

On se propose enfin d'estimer les courants optimum de la machine PMREF pour les points de fonctionnement à puissance maximale et les vitesses de 2000, 5000 et 8000 tr/min. Notons qu'au delà de la vitesse de base, la tension aux bornes de la machine est imposée à la tension maximale unitaire ($V_m = 100\%$).

Les tables suivantes récapitulent les résultats de simulation pour le modèle de flux par réseau de réductances et celui par interpolations. Nous avons simulé chacun des points de fonctionnement de la machine avec la méthode des éléments finis et relevé la puissance effectivement produite. ε_{Pmax} représente l'écart entre la puissance désirée (Puissance maximale) et la puissance calculée à partir des simulations sous FLUX2D (Table V-2).

Interpolations sur les axes d et q
Ancien modèle
PMREF à Pmax
Nso

Vitesse (tr/min)	V_m (%)	I_{ph} (%)	$\varepsilon_{P_{max}}$ (%)
2000	70	100	- 0.8 %
5000	100	69.5	1.9 %
8000	100	90	1.0 %

Réseau de réductances couplées
Nouveau modèle
PMREF à Pmax
Nso

Vitesse (tr/min)	V_m (%)	I_{ph} (%)	$\varepsilon_{P_{max}}$ (%)
2000	68	100.6	- 0.3 %
5000	100	72.1	0.5 %
8000	100	94.7	0.4 %

Table V-2 : Aimants en surface à la puissance maximale (PMREF)

On note d'une part que les écarts sur les points à puissance maximale sont assez faibles (inférieur à 2%) et qu'ils sont plus faibles pour le réseau de réductances. On constate d'autre part que les écarts sur les courants de phase sont inférieurs à 5 %, quel que soit le point de fonctionnement à puissance maximale.

L'ensemble des essais comparatifs permettent de valider la méthode d'étude avec le modèle par réseau de réductances pour une machine à aimants en surface. Les mêmes comparaisons ont été effectuées avec des machines à aimants encastrés (PLOT33) et enterrés (*Bi-couche*). Les résultats sont regroupés ci-dessous (Table V-2-bis).

Interpolations sur les axes d et q
Ancien modèle
PLOT33 à Pmax
 $N_s=0.98 \times N_{so}$

Vitesse (tr/min)	V_m (%)	I_{ph} (%)	$\varepsilon_{P_{max}}$ (%)
2000	70	110.9	2.3
5000	100	60.1	2.7
8000	100	73.3	1.3

Réseau de réductances couplées
Nouveau modèle
PLOT33 à Pmax
 $N_s=1.02 \times N_{so}$

Vitesse (tr/min)	V_m (%)	I_{ph} (%)	$\varepsilon_{P_{max}}$ (%)
2000	70	106.9	2.3
5000	100	61.4	1.7
8000	100	75.3	0.9

Interpolations sur les axes d et q
Ancien modèle
Bi-couche à Pmax
 $N_s=0.97 \times N_{so}$

Vitesse (tr/min)	V_m (%)	I_{ph} (%)	$\varepsilon_{P_{max}}$ (%)
2000	70	101.7	1.2
5000	100	63.8	5.7
8000	100	78.3	2.5

Réseau de réductances couplées
Nouveau modèle
Bi-couche à Pmax
 $N_s=0.98 \times N_{so}$

Vitesse (tr/min)	V_m (%)	I_{ph} (%)	$\varepsilon_{P_{max}}$ (%)
2000	70	96.9	-1.9
5000	100	66	-2
8000	100	81	-2.6

Table V-2-bis : Aimants encastrés (PLOT33) et enterrés (Bi-couche) à la puissance maximale

Sur ces tables, on peut noter que les écarts entre les résultats des deux modèles analytiques et ceux obtenus par éléments finis sont tout à fait satisfaisants. Hormis pour un point de fonctionnement (Pmax à 5000 tr/min pour *Bi-couche* avec l'ancien modèle, zone où ce dernier est le moins précis), ces écarts sont inférieurs à 2.7 %.

En conclusion, quels que soient le point de fonctionnement et la structure du rotor (aimants en surface, encastrés ou enterrés), le modèle analytique du flux obtenu par réseau de réductances est très intéressant. Il répond parfaitement à notre besoin d'analyse.

V.3. Influence de l'épaisseur des aimants

Le modèle par réseau de réluctances permet d'estimer l'influence des aimants en surface sur le flux de la machine. Nous sommes à même de déterminer le nombres d'ampères-tours équivalents créés par ces aimants. De plus, l'intérêt de ce modèle réside dans la prédiction de l'évolution des performances en fonction des paramètres géométriques de la machine pris en compte.

Nous limiterons l'étude présentée à l'influence de l'épaisseur des aimants sur les performances de la machine. Dans un premier temps, nous allons caractériser puis simuler avec la méthode du réseau de réluctances deux machines pour obtenir des résultats de références. Dans un deuxième temps, nous chercherons à modéliser la machine de telle sorte qu'il soit possible de prédire l'évolution des performances en fonction de l'épaisseur des aimants.

Les machines étudiées sont HPM2 et HPM5 dont les aimants ont une épaisseur respective de 2 et 5 mm. L'épaisseur de l'entrefer mécanique est de 1.75 mm (épaisseur entre l'alésage du stator et la surface des aimants). Les résultats de simulations sont reportés ci-dessous avec un nombre de spires adaptés pour obtenir une même tension réduite (70 %) au point de base. Au delà de la vitesse de base, la tension V_m est imposée à 100 %.

HPM2 0.96×N _{so}					HPM5 0.98×N _{so}				
Vitesse (tr/min)	V_m (%)	I_d (%)	I_q (%)	I_{ph} (%)	Vitesse (tr/min)	V_m (%)	I_d (%)	I_q (%)	I_{ph} (%)
2000	70	45.4	143	150	2000	70	19.4	89	92.4
8000	100	55.6	28.6	63.4	8000	100	124.4	19.9	126

Table V-3 : HPM2 et HPM5 à la puissance maximale (Modèle de réluctances)

L'objectif de l'étude qui suit est de chercher à estimer les performances de ces deux machines à partir des seules simulations sur la machine de référence. On se propose de caractériser l'évolution des paramètres simulés (la réluctance d'entrefer \mathcal{R}_{ent} et les ampères-tours créés par les aimants NI_{aim}) en fonction de l'épaisseur des aimants H_{pm} et de la longueur active de la machine. Nous nous attacherons à mettre en évidence les tendances d'évolution de ces paramètres.

V.3.a La réluctance d'entrefer et flux de fuite

Déterminons tout d'abord l'influence de l'épaisseur e de l'entrefer magnétique sur la valeur de la réluctance de ce même entrefer. Considérons le cas idéal schématisé sur la Figure V-14. L'entrefer est lisse. La distribution des ampères-tours NI est sinusoïdale dans l'entrefer avec une périodicité d'une paire de pôles de la machine.

Soit $NI(\theta_m)$, les ampères-tours dans l'entrefer en fonction de l'angle mécanique θ_m décrit par la relation suivante :

$$NI(\theta_m) = NI_{\max} \cdot \sin(pp \cdot \theta_m)$$

Le calcul du fondamental du flux sous un pôle en fonction des ampères-tours, répartis sinusoïdalement dans l'entrefer, conduit à l'Équation V-4 pour la réluctance de l'entrefer \mathcal{R}_{ent} :

$$\mathcal{R}_{ent} = \frac{e \cdot pp}{2 \cdot \mu_o \cdot Rrot \cdot Lact} \quad \text{Équation V-4}$$

où e représente l'épaisseur de l'entrefer ;
 pp , le nombre de paires de pôles ;
 $Rrot$, le rayon du rotor à l'entrefer ;
 $Lact$, la longueur active de la machine.

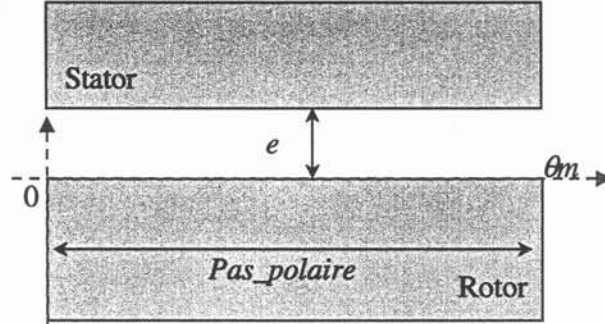


Figure V-14 : Représentation simplifiée de l'entrefer d'une machine

De l'Équation V-4, on retiendra uniquement que la réluctance de l'entrefer est proportionnelle à l'épaisseur de l'entrefer magnétique e et à l'inverse de la longueur active de la machine (Équation V-5).

$$\mathcal{R}_{ent} = \mathcal{R}_{ent_o} \frac{e}{e_o} \frac{Lact_o}{Lact} \quad \text{Équation V-5}$$

Pour notre machine de référence, la valeur de la réluctance d'entrefer calculée \mathcal{R}_{ent} est de 2.2×10^6 A/Wb (Équation V-4). D'après la Table V-1, la réluctance de l'entrefer \mathcal{R}_{ent} estimée par éléments finis est de 1.7×10^6 A/Wb. On note un écart important de 23 % sur la valeur de cette réluctance d'entrefer.

Une analyse de la cartographie du flux de la machine sous FLUX2D a mis en évidence un flux de fuite d'encoche non négligeable. En l'absence d'aimants, le flux créé par les ampères-tours du stator ne traverse pas complètement l'entrefer. Notre modèle doit par conséquent intégrer cette notion de flux de fuite. On propose d'exciter la machine avec le même courant NI sur l'axe d et q en s'assurant que l'induction soit suffisamment faible pour considérer le circuit comme infiniment perméable. Notons pour cet essai l'absence de l'excitation des aimants. On mesure alors le flux le long de chaque axe dans l'entrefer ϕ_{ent} et au travers de la bobine ϕ_{bob} (milieu de l'encoche [Teixeira]).

Le résultat de la simulation est reporté ci-dessous.

ϕ_{bob} (mWb)	ϕ_{ent} (mWb)	ϕ_{fuite} (mWb)	\mathcal{R}_{fuite} (A/Wb)	\mathcal{R}_{ent} (A/Wb)
0.11	0.08	0.03	5.6×10^6	2.4×10^6

Table V-4 : Résultat de simulation FLUX2D sans aimants sur PMREF

Sur la machine HPM2 et HPM5, ces mesures ont pu être réalisées. Il en découle que :

- la réluctance de fuite \mathcal{R}_{fuite} ne dépend pas de l'épaisseur des aimants ;
- les réluctances \mathcal{R}_{fuite} et \mathcal{R}_{ent} sont indépendantes des axes considérés.

On constate que le flux traversant l'entrefer représente 70 % du flux mesuré au milieu des encoches. Nous avons supposé pour notre modèle que tout le flux mesuré au milieu des encoches traversait l'entrefer. Supposons que les aimants soient en série avec la réluctance d'entrefer et que cet ensemble soit en parallèle sur la réluctance de fuite d'encoche. La présence de cette réluctance de fuite d'encoche \mathcal{R}_{fuite} permet de *dérivée* une partie du flux créé par le stator hors de l'entrefer. Elle est déterminée par le rapport suivant :

$$\mathcal{R}_{fuite} = \frac{NI_s}{\phi_{bob} - \phi_{ent}}$$

Le circuit magnétique équivalent de la machine est alors modifié. La Figure V-15 reproduit le schéma du modèle avec la prise en compte du flux de fuites d'encoches.

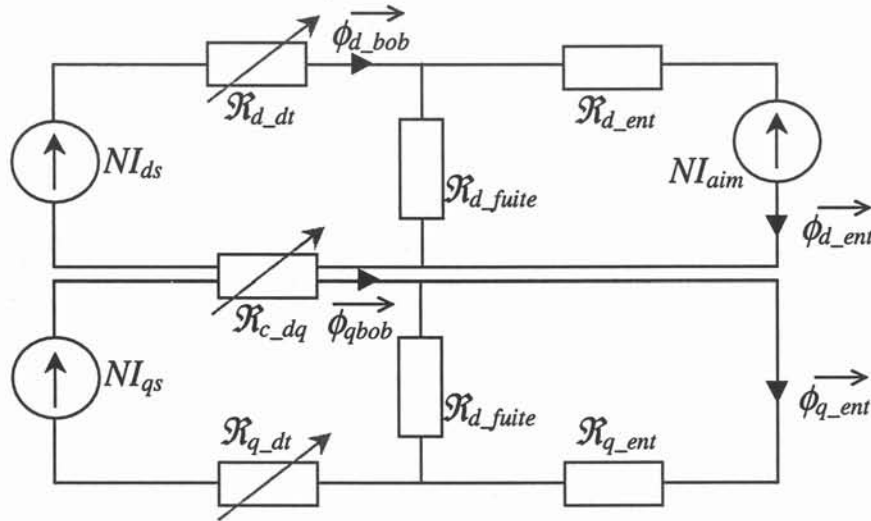


Figure V-15 : Représentation du modèle analytique couplé avec le flux de fuite

Le modèle couplé avec les fuites permet d'estimer dans l'entrefer le flux et les ampères-tours créés par les aimants. La recherche d'un schéma équivalent permet de se ramener au modèle couplé sans la prise en compte des fuites moyennant quelques adaptations indiquées ci-dessous.

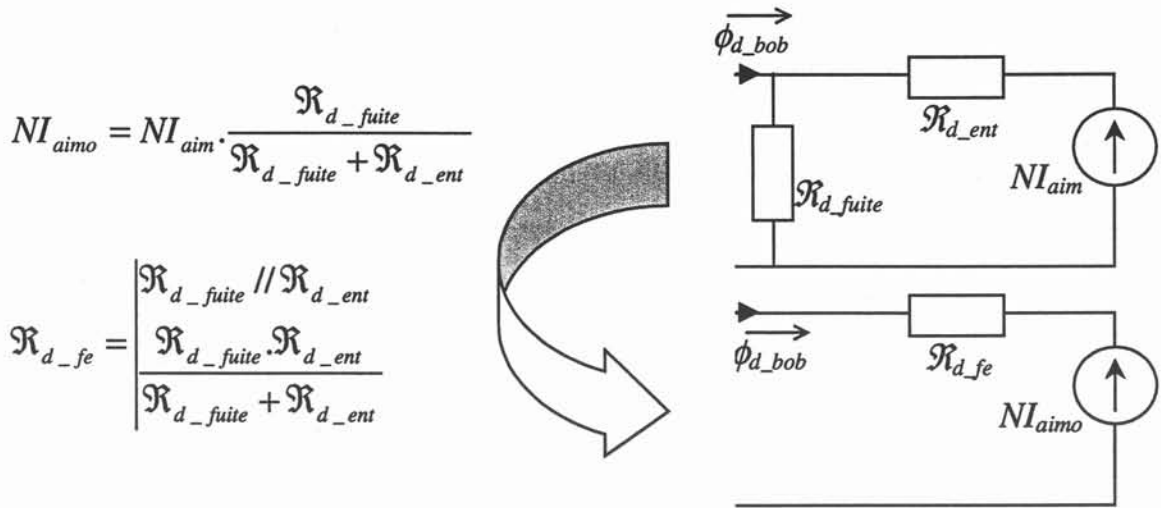


Figure V-16 : Equivalence du modèle couplé avec ou sans le flux de fuite

La réductance équivalente de l'axe direct correspond à la mise en parallèle de la réductance de fuite et de celle de l'entrefer. La réductance d'entrefer déterminée à partir des essais avec le flux au milieu des bobines correspond en réalité à la réductance équivalente \mathcal{R}_{d_fe} . La réductance d'entrefer calculée était de $2.2 \cdot 10^6$ A/Wb. Les simulations de la table V-4 donnent une réductance d'entrefer de $2.4 \cdot 10^6$ A/Wb. L'écart sur la réductance d'entrefer est alors ramené à 9 %. De même, déterminons par le calcul, la réductance équivalente de l'axe direct à partir des mesures de la Table V-4. On obtient $\mathcal{R}_{d_fe} = 1.7 \cdot 10^6$ A/Wb. Il s'agit précisément de la valeur de \mathcal{R}_{d_mini} . La réductance de fuite est ici le résultat de simulations sous FLUX2D. On la considérera indépendante de l'épaisseur des aimants comme on peut le constater sur la Table V-5.

La table suivante récapitule les réductances (en MA/Wb) simulées par éléments finis pour les trois machines ayant une épaisseur d'aimants différente (HPM2, PMREF et HPM5). Dans cette table, sont indiquées les valeurs des réductances de fuites et d'entrefer ainsi que la réductance équivalente. De plus, nous avons reporté l'écart des valeurs simulées (FLUX2D) avec les valeurs de ces réductances calculées (Équation V-4).

	HPM2	PMREF	HPM5
\mathcal{R}_{d_fuite}	5.7	5.6	5.6
\mathcal{R}_{d_ent}	1.8 (+9.7 %)	2.4 (+8.9 %)	3 (+7.5 %)
\mathcal{R}_{d_fe}	1.3 (+7.8 %)	1.7 (+6.4 %)	2 (+4.7 %)

Table V-5 : Evolution des réductances simulées (MA/Wb) et écart (%) avec l'Équation V-4

On note que l'écart sur la réductance équivalente calculée est inférieur à 8 %. Cet écart est d'autant plus faible que l'épaisseur des aimants s'accroît.

Pour diminuer l'erreur sur la réductance équivalente, on se propose de caler le modèle analytique sur les valeurs de PMREF. Le modèle permettra alors d'effectuer des variations autour de cette épaisseur d'entrefer, la réductance d'entrefer variant proportionnellement à cette épaisseur (Équation V-5). La table précédente est alors modifiée ci-dessous.

	HPM2	PMREF	HPM5
$\mathcal{R}_{d_{ent}}$	1.8 (+ 0.9 %)	2.4 (0 %)	3 (-1.6 %)
$\mathcal{R}_{d_{fe}}$	1.3 (-0.9 %)	1.7 (0 %)	2 (+ 1.3 %)

Table V-6 : Evolution des réluctances simulées FLUX2D et écart (%) avec l'Équation V-5

Les écarts sont ainsi ramenés à une valeur inférieure à 1.5 %. L'Équation V-5 permet d'estimer précisément l'évolution de la réluctance d'entrefer en fonction de l'épaisseur des aimants. L'évolution de la réluctance en fonction de la longueur active est de fait parfaitement estimée par rapport à FLUX2D. Le flux est en effet proportionnel à la longueur active de la machine, les effets de bords sont en effet négligés.

V.3.b Les ampères-tours des aimants

Déterminons maintenant l'évolution des ampères-tours équivalents créés par les aimants en fonction de l'épaisseur de l'entrefer mécanique (e_m) et des aimants (H_{pm}).

Notons tout d'abord que le champ magnétique réel dans l'entrefer de la machine est déformé par la présence des encoches et des dents. Pour prendre en compte ce phénomène et se ramener à un stator lisse et un même flux dans l'entrefer, un terme correctif doit être appliqué à l'épaisseur de l'entrefer. Ceci se fait par l'intermédiaire du coefficient de CARTER modifié K_{Cm} , qui s'applique sur l'épaisseur de l'entrefer mécanique e_m [GIERAS]. On définit alors $e_{méca}$ comme l'épaisseur de l'entrefer mécanique corrigée par le coefficient K_{Cm} :

$$e_{méca} = K_{Cm} \cdot e_m$$

Le modèle magnétique de l'aimant est indiqué ci-dessous [Leprince]. Cette équation lie l'induction magnétique de l'aimant B_{aim} au champ magnétique appliqué H_{aim} .

$$B_{aim}(H_{aim}) = J_s + \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H_{aim}$$

Calculons alors le champ créé par les aimants dans le cas idéal d'un entrefer lisse schématisé ci-dessous.

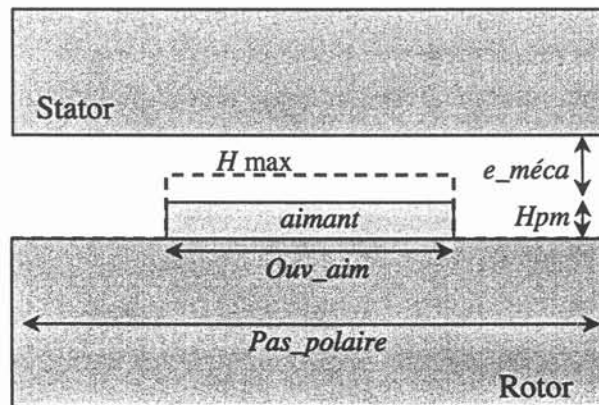


Figure V-17 : Représentation simplifiée d'un pôle d'une machine à aimants

En considérant que les aimants créent un champ en créneau dans l'entrefer, on montre alors que la valeur maximale du champ H_{max} au droit des aimants s'exprime par l'Équation V-6 en supposant le circuit magnétique infiniment perméable.

$$H_{max} = \frac{J_s}{\mu_0 \left(1 + \mu_r \cdot \frac{e_{méca}}{H_{pm}} \right)} \quad \text{Équation V-6}$$

En ne considérant que le fondamental de ce champ magnétique H_{max} , on obtient la formule suivante pour le champ créé dans l'air par les aimants H_{air} .

$$H_{air} = \frac{4}{\pi} \cdot H_{max} \cdot \sin \left[\frac{Ouv_{aim}}{Pas_{polaire}} \cdot \frac{\pi}{2} \right]$$

dans laquelle $\frac{Ouv_{aim}}{Pas_{polaire}}$ correspond au rapport de l'ouverture angulaire des aimants sur le pas polaire.

De plus, pour créer le même champ dans l'air H_{air} avec des ampères tours équivalents au rotor NI_{equ} et un même entrefer magnétique $e_{méca} + H_{pm}$, il faut que la relation suivante soit vérifiée.

$$H_{air} = \frac{NI_{equ}}{e_{méca} + H_{pm}}$$

On en déduit alors l'Équation V-7 ci-après qui décrit la variation des ampères tours équivalents NI_{equ} créés par les aimants en fonction des paramètres géométriques de l'entrefer.

$$NI_{equ} = \frac{J_s \cdot e_{méca} + H_{pm}}{\mu_0 \cdot \frac{e_{méca}}{H_{pm}}} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sin \left[\frac{Ouv_{aim}}{Pas_{polaire}} \cdot \frac{\pi}{2} \right] \quad \text{Équation V-7}$$

Nous avons reporté dans la Table V-7 la valeur calculée des ampères tours créés par les aimants dans l'entrefer NI_{aim} (Équation V-7). La comparaison de cette dernière valeur avec les simulations a été réalisée pour l'ensemble des trois machines. L'écart entre ces deux valeurs est indiqué en pourcentage.

NI_{aim}	HPM2	PMREF	HPM5
Équation V-7	1892	3331	4773
FLUX2D	1960	3394	4760
(Ecart)	(-14 %)	(-1.9 %)	(+ 0.3%)

Table V-7 : Evolution des NI créés par les aimants (A.t.) et écart avec le calcul (%)

On note ici à nouveau que l'écart entre les simulations et le calcul diminue avec l'augmentation de l'épaisseur des aimants. Entre 3.5 mm et 5 mm, l'écart sur la valeur des ampères-tours créés est inférieur à 2 %. La modélisation utilisée pour obtenir NI_{equ} suppose que l'épaisseur de l'entrefer mécanique est faible par rapport à l'épaisseur de l'entrefer (peu de flux de fuite des aimants). Cette hypothèse est d'autant moins valable que l'épaisseur des

aimants est réduite (- 14 % pour $H_{pm}=2$ mm). Le modèle utilisé est ainsi très précis pour une épaisseur d'aimants comprise entre 3.5 et 5 mm.

Dans le modèle analytique, nous n'utiliserons que la variation des ampères-tours créés par les aimants en fonction de leur épaisseur. On en déduit alors l'Équation V-8.

$$NI_{equ} = NI_{equ_0} \frac{e_{méca} + H_{pm}}{1 + \mu_r \cdot \frac{e_{méca}}{H_{pm}}} \frac{1 + \mu_r \cdot \frac{e_{méca_0}}{H_{pm_0}}}{e_{méca_0} + H_{pm_0}} \quad \text{Équation V-8}$$

Notons que ces ampères-tours créés par les aimants sont indépendants de la longueur active L_{act} de la machine.

V.3.c Prédiction des points de fonctionnement à puissance maximale

Le modèle analytique permet de prévoir l'évolution de l'épaisseur des aimants sur les ampères-tours créés par ces derniers et la réluctance d'entrefer. Ce modèle doit nous permettre de réaliser une optimisation de l'épaisseur des aimants. On se propose de calculer des points de fonctionnement des machines HPM2 et HPM5 à partir du modèle de la machine de référence.

Supposons que l'on cherche à réduire au minimum le courant de phase à basse vitesse pour la puissance maximale. Nous avons montré que l'épaisseur des aimants devait être accrue. Nous avons par conséquent simulé la machine HPM5 (Machine HPM5 caractérisée). De plus, la même simulation a été réalisée à partir du modèle analytique de la machine de référence ($H_{pm_0}=3.5$ mm) avec des paramètres dimensionnels adaptés. Les résultats sont reportés ci-dessous.

Pmax – 2000 tr/min
 $H_{pm} = 5$ mm
 $1.02 \times N_{so}$

	V_m (%)	I_d (%)	I_q (%)	I_{ph} (%)	Φ_d (mWb)	Φ_q (mWb)
$H_{pm_0}=5$	72.9	18.7	86.6	88.6	1.22	0.66
$H_{pm_0}=3.5$	77.1	21.4	79.4	82.2	1.32	0.66

Table V-8 : Fonctionnement au point de base pour une épaisseur des aimants de 5 mm

$H_{pm_0} = 5$ mm : machine HPM5 modélisée ($\mathcal{R}_{d_cm}(\phi) \Big|_{H_{pm}=5mm}$)

$H_{pm_0} = 3.5$ mm : machine PMREF modélisée ($\mathcal{R}_{d_cm}(\phi) \Big|_{H_{pm}=3.5mm}$) et épaisseur des aimants adaptée

On note un écart important sur le courant de l'axe d (+15 %). Le flux de l'axe direct et le courant de l'axe q sont sous-estimés de 8 %. Cet écart provient principalement d'une hypothèse qui n'est pas valable dans le modèle pour une telle variation de l'épaisseur des aimants. Nous avons en effet considéré que la réluctance non linéaire du circuit magnétique était indépendante de l'épaisseur des aimants : $\mathcal{R}_{d_cm}(\phi_d) = \mathcal{R}_{d_dt}(\phi_d) + \mathcal{R}_{c_dq}(\phi_d)$.

Remplaçons uniquement la fonction externe de la réductance du circuit magnétique $\mathfrak{R}_{d_cm}(\phi)_{3,5mm}$ par celle relative à une épaisseur d'aimants de 5 mm $\mathfrak{R}_{d_cm}(\phi)_{5mm}$ dans le modèle de référence, toute chose égale par ailleurs ($H_{pmo}=5$ mm).

Pmax – 2000 tr/min
HPM5
1.02×Nso

	Vm (%)	Id (%)	Iq (%)	Iph (%)	Φd (mWb)	Φq (mWb)
Hpm=5	72.9	18.7	86.6	88.6	1.22	0.66
Hpmo=5	73.4	19	85.8	87.8	1.24	0.66

Table V-9 : Points de fonctionnement à Pmax et 2000 tr/min pour HPM5

Le résultat dans la Table V-9 est tout à fait concluant. Les erreurs sur les courants sont réduites de façon importante (inférieure à 2%).

De même, pour une épaisseur d'aimant de 2 mm, le même phénomène est constaté. L'utilisation de la réductance adéquate $\mathfrak{R}_{d_cm}(\phi)_{2mm}$ permet de diminuer les écarts sur les courants de 20 % à 1.3 %.

Le modèle de référence n'est par conséquent pas totalement satisfaisant pour un accroissement aussi important de l'épaisseur des aimants (+/- 43 %).

V.3.d Réductance du circuit magnétique

Sur les deux essais précédents, nous avons pu constater qu'une variation de plus de 40 % de l'épaisseur des aimants autour de la valeur de référence conduisait à un écart notable sur les résultats en terme de courant. On se propose dans cette partie de mettre en évidence l'influence de la hauteur des aimants sur la réductance du circuit magnétique.

Nous avons reporté sur la courbe suivante l'évolution des réductances en fonction du flux pour des épaisseurs d'aimants de 2, 3.5 et 5 mm.

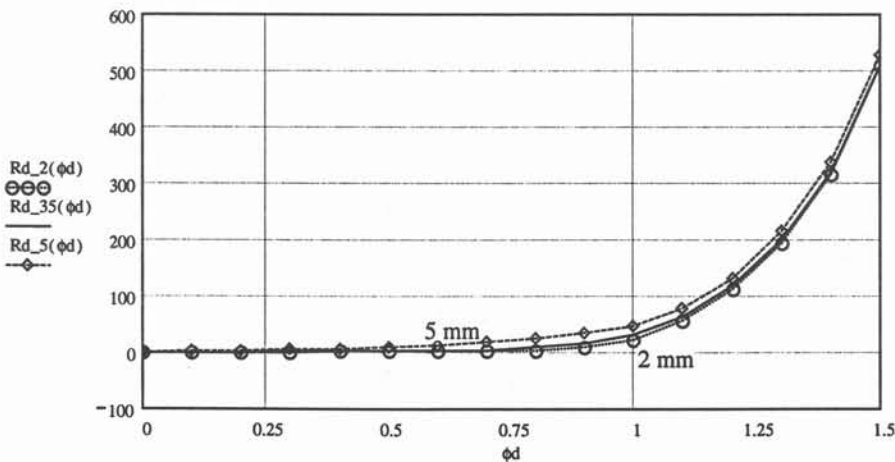


Figure V-18 : Réductance du circuit magnétique (kA/Wb) en fonction du flux (mWb)
Influence de l'épaisseur des aimants H_{pm}

On constate que les réluctances tracées ne sont pas exactement identiques. La réluctance pour une épaisseur de 2 mm est inférieure à celle de 3.5 mm qui est elle même inférieure à celle pour l'aimant de 5 mm. On remarque alors que la réluctance du circuit magnétique est d'autant plus grande que l'épaisseur des aimants est importante.

Intéressons nous à la distribution de l'induction dans le circuit magnétique de la machine pour montrer l'influence de l'épaisseur des aimants. Considérons la valeur crête de l'induction dans les dents du stator. Nous imposons que le 1^{er} harmonique de flux au travers des bobines du stator soit de 1 mWb quelle que soit la hauteur H_{pm} . Nous considérons alors l'évolution temporelle de l'induction dans les dents. On constate un comportement légèrement différent de l'induction entre deux dents consécutives. Ce phénomène s'explique par la présence de deux encoches par pôles et par phase. On montre dans ce cas que l'amplitude de l'évolution temporelle du champ dans l'entrefer dépend de la position par rapport aux encoches du stator. La réaction d'induit crée un champ supérieur dans l'entrefer en face des dents se situant entre deux encoches d'une même phase.

Sur la figure suivante nous avons représenté, pour chacune des machines, l'induction crête des deux types de dents (dents entre encoches de même phase et entre encoches de phases différentes). Ces valeurs ont été reportées sur la caractéristique d'aimantation des tôles prise en compte dans le modèle par éléments finis.

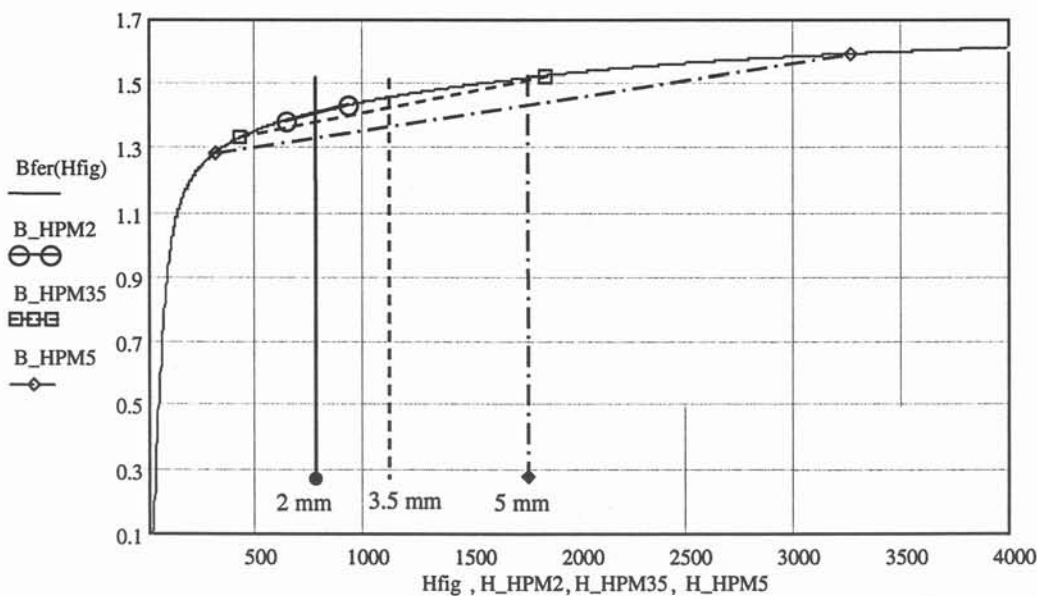


Figure V-19 : Evolution de l'induction dans les dents du stator en fonction de H_{pm}

On note une assez faible variation de l'induction entre les deux types de dents pour HPM2. La variation du champ est elle aussi assez faible. Avec l'augmentation de l'épaisseur des aimants, pour un même flux, les variations du champ magnétique sont accrues. Nous avons reporté le champ moyen entre les deux types de dents. On constate une augmentation très sensible de ces ampères-tours moyens. Ceci s'explique par la proximité du coude de saturation

pour notre essai. Pour une épaisseur de 5 mm, l'augmentation de l'induction maximale conduit à une très forte augmentation du champ dans les dents entre deux encoches d'une même phase.

Les ampères tours nécessaires à faire circuler un flux de 1mWb sont d'autant plus élevés que l'épaisseur des aimants est grande. L'état magnétique du circuit le long de l'axe direct n'est par conséquent pas identique à même flux embrassé par les bobines du stator. La réluctance du circuit magnétique à flux donné n'est alors pas indépendante de l'épaisseur des aimants H_{pm} . La perméabilité du circuit magnétique diminuant, sa réluctance s'accroît avec H_{pm} (Figure V-18).

Nous avons supposé que la réluctance du circuit magnétique était indépendante de l'épaisseur des aimants. Nous venons de montrer que cette hypothèse n'est pas valable. Il s'agit d'un résultat auquel on ne s'attendait pas *a priori*. Pour toute étude d'une machine à aimants dont l'épaisseur des aimants varie de façon assez sensible (+/- 40 %), on adaptera l'expression de la réluctance du circuit magnétique pour tenir compte de cet effet.

Une amélioration du modèle consisterait à prendre en compte les harmoniques du champ dans l'entrefer. Le champ créé par le stator dans l'entrefer est approximativement sinusoïdal. Or celui créé par les aimants est plus proche d'un trapèze. La réduction du fondamental du flux créé par les aimants ne réduit pas l'amplitude des harmoniques du champ des aimants. Ce sont ces dernières qui génèrent d'importantes pertes fer à haute vitesse.

V.4. EDEN : un logiciel d'aide à la conception

Nous avons développé un modèle analytique en vue de réaliser une étude d'optimisation. On se propose ici de présenter brièvement l'outil que l'on utilisera pour atteindre cet objectif.

EDEN (Electrical Design ENvironment) [Atienza 1-99] est un logiciel d'aide à la conception de dispositif électrotechnique. Cet outil est développé dans l'équipe Conception et Diagnostic Intégré (C.D.I.) du LEG. Il s'agit d'une seconde implémentation des concepts développés dans PASCOSMA [Wurtz-95], [Atienza 2-99], dans le but de l'enrichir. Il s'appuie sur un modèle analytique du dispositif à dimensionner pour générer un programme de calcul du modèle. Ce programme est utilisé par un algorithme d'optimisation sous contraintes avec calcul formel des dérivées partielles, afin de proposer un nouveau dispositif qui respecte le cahier des charges tout en minimisant une fonction objectif [Wurtz-95].

L'idée du processus d'utilisation de EDEN est la suivante :

- *On part d'un modèle analytique, on génère automatiquement les programmes de calcul, on définit le cahier des charges et on optimise. Le résultat est une proposition de dimension pour un dispositif meilleur (au sens du cahier des charges, et dans la limite de validité du modèle).*

V.4.a Modèle analytique

Le modèle analytique est un ensemble d'équations représentant le modèle. Toutes les équations ne peuvent pas être traitées par le logiciel : comme les équations implicites, etc. Néanmoins le langage sur lequel s'appuie Eden permet de spécifier :

- ❑ Toutes les équations analytiques explicites ;
- ❑ Les fonctions mathématiques de base ;
- ❑ Les équations différentielles ;
- ❑ Possibilité d'intégrer des fonctions externes : une fonction écrite en Java par l'utilisateur lui même. Cette possibilité permet à l'utilisateur averti de rajouter des fonctions qui lui son propre (Ex : Possibilité d'intégrer une fonction définie par un ensemble de points) ;

V.4.b Cahier des charges & optimisation

Les algorithmes d'optimisation sous contraintes minimisent une fonction objectif tout en respectant des contraintes. Cette propriété est utilisée par EDEN afin de proposer au concepteur un nouveau produit. Le concepteur traduit son *cahier des charges* en cahier des charges pour l'optimisation (contraintes d'égalité, contraintes d'inégalité, fonction objectif). EDEN connecte alors automatiquement les programmes de calcul, à un algorithme d'optimisation sous contraintes. L'optimisation conduit donc à proposer des dimensions pour le dispositif. D'après le modèle utilisé, le dispositif est meilleur que le dispositif initial au sens de la fonction objectif, tout en respectant les contraintes.

V.4.c Compte rendu

Lorsqu'une optimisation a été faite, il est possible de générer une page HTML qui récapitule le premier état (état initial), l'état optimisé (état final), ainsi que tous les points intermédiaires, en relation avec le cahier des charges. Le modèle analytique utilisé est également affiché afin de garantir que l'optimum trouvé concerne le bon modèle.

V.5. *Le modèle implanté sous EDEN*

Le modèle analytique se présente sous la forme d'équations liant des grandeurs entre elles. Ces grandeurs peuvent se répartir en trois classes (entrées, optimisables, sorties) décrites ci-après.

V.5.a Grandeurs d'entrée

Ces grandeurs sont essentiellement des paramètres géométriques de la machine à aimants en surface. Le modèle analytique développé permet d'estimer l'évolution de ces grandeurs en fonction des paramètres géométriques.

H_{pm}	Hauteur des aimants
Ouv_{pm}	Ouverture angulaire des aimants
Ent_{meca}	Entrefer mécanique
$Lact$	Longueur active de la machine
$Dent$	Valeur du coefficient de répartition entre les réluctances de la culasse et des dents
N_s	Nombre de spires
N_{rpm}	Vitesse de rotation de la machine

Grandeurs mesurées sous FLUX2D pour les valeurs de paramètres de référence

N_{aim}	Ampères-tours équivalents créés par les aimants dans l'entrefer
$\mathcal{R}_{fd}, \mathcal{R}_{fq}$	Réluctances de fuite dans les axes d et q
$\mathcal{R}_{ed}, \mathcal{R}_{eq}$	Réluctances d'entrefer de l'axe d et q mesurées sous FLUX2D

V.5.b Grandeurs optimisables

Il s'agit des grandeurs qui seront utilisées pour satisfaire au cahier des charges. Il s'agit entre autres des composantes du courant I_d et I_q et des composantes de flux ϕ_d et ϕ_q . La connaissance de ces quatre grandeurs permet de caractériser entièrement un point de fonctionnement donné si toutes les grandeurs d'entrées sont déterminées.

V.5.c Grandeurs de sortie

Certaines grandeurs ne peuvent être déterminées qu'à partir des grandeurs définies précédemment. Il s'agit principalement de la tension V_m aux bornes de la machine et du couple fourni par cette dernière.

V.5.d Equations implicites

Nous introduisons la non-linéarité du circuit magnétique dans le modèle implanté sous EDEN grâce aux fonctions externes. Nous utiliserons une fonction qui permettra de déterminer la valeur d'une réluctance \mathcal{R} à partir d'un flux ϕ . La valeur renvoyée par cette fonction est le résultat d'une interpolation linéaire d'un tableau tiré des simulations sous FLUX2D. ($\mathcal{R}_{d_{cm}}$ de la Figure V-8)

Notre modèle repose sur la connaissance des flux ϕ_d et ϕ_q pour déterminer la puissance et la tension à i_d et i_q donné. Pour déterminer ϕ_d et ϕ_q , il faut connaître les valeurs des réluctances du circuit magnétique qui dépendent elles-mêmes de l'amplitude de ces mêmes flux ϕ_d et ϕ_q . De façon analytique, cela revient à résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \phi_d = \frac{N_s.i_d - N_{iaim}}{\mathcal{R}_d(\phi_d)} \\ \phi_q = \frac{N_s.i_q}{\mathcal{R}_q(\phi_q)} \end{cases}$$

Il s'agit d'équations implicites qui nécessitent une méthode de résolution particulière pour être utilisable sous EDEN. La méthode retenue consiste à introduire des variables supplémentaires C1 et C2 et d'écrire le système de la façon suivante :

$$\begin{cases} C1 = -\phi_d + \frac{N_s.i_d - N_{iaim}}{\mathcal{R}_d(\phi_d)} \\ C2 = -\phi_q + \frac{N_s.i_q}{\mathcal{R}_q(\phi_q)} \end{cases}$$

Lors de la détermination du cahier des charges, les valeurs C1 et C2 seront contraintes à 0. Si la convergence est réalisée, on obtiendra nécessairement C1=C2=0 et alors le système implicite initial aura été résolu [Coutel-99].

V.5.e Comparaison des résultats

Après avoir implanté la fonction externe de la machine de référence, nous avons cherché à valider le modèle implanté sous EDEN, ainsi que la méthodologie qui consiste à utiliser EDEN pour la recherche de la commande optimale.

Les deux tables ci-dessous récapitulent les résultats de simulations avec le même modèle de réluctances sous Mathcad et EDEN pour la machine de référence (HPM_REF). Les deux points de fonctionnements sont caractérisés à 2000 et 8000 tr/min pour une puissance maximale. Notons que pour l'essai à 8000 tr/min sous EDEN, la tension V_m a été contrainte à la tension maximale de 100 %.

HPM_REF Mathcad 1.02×Nso					HPM_REF EDEN 1.02×Nso				
Vitesse (tr/min)	Vm (%)	Id (%)	Iq (%)	Iph (%)	Vitesse (tr/min)	Vm (%)	Id (%)	Iq (%)	Iph (%)
2000	70	24.8	94.7	97.9	2000	70.4	24.3	94.9	98
8000	100	91.3	21.2	93.7	8000	100	91.4	20.9	93.7

Table V-10 : Comparaison entre les résultats du modèle sous EDEN et Mathcad (réluctances)

Les écarts sur l'amplitude des flux et des courants suivants les axes d et q sont inférieurs à 1 % sur les 2 points de fonctionnement caractérisés. Ces résultats sont tout à fait satisfaisants. Ils serviront désormais de référence pour les études à venir. L'utilisation du logiciel d'optimisation EDEN permet d'obtenir la commande optimale en courant à nombre de spires donné.

V.6. Optimisation d'un paramètre de la machine synchrone

On se propose maintenant de profiter des possibilités offertes par le logiciel d'optimisation sous contraintes qu'est EDEN. Il est en effet possible d'optimiser divers paramètres en imposant certaines contraintes comme le couple et la tension. Faisons varier par exemple le nombre de spires, la longueur active et l'épaisseur des aimants pour vérifier la validité des évolutions entre le modèle implanté sous Mathcad et celui sous EDEN.

Dans cette partie, nous allons montrer que les résultats d'optimisation de notre modèle analytique s'expliquent parfaitement. Pour cela, nous limiterons ici l'optimisation sous contraintes à un seul paramètre.

V.6.a Le nombre de spires

Optimisons le nombre de spires N_s avec pour objectif de réduire le courant à basse vitesse. N_s est contraint à évoluer entre $0.3 \times N_{so}$ et $1.64 \times N_{so}$. N_{so} correspond au nombre de spires qu'il faut imposer à la machine de référence, sous EDEN pour obtenir une tension de 70 % au point de base.

HPM_REF EDEN

N_s	V_m (%)	I_d (%)	I_q (%)	I_{ph} (%)	Φ_d (mWb)	Φ_q (mWb)
N_{so}	70	58.8	96.9	100	1.03	0.87
$N_{sOpt} = N_{smax}$	115	35.9	59.1	61	1.03	0.87

Table V-11 : Optimisation du nombre de spires à 2000 tr/min et Γ_{max}

Comme on pouvait s'y attendre, la réduction du courant a conduit à l'augmentation du nombre de spires. Ce dernier a été accru jusqu'à sa butée supérieure, ici fixée à $1.64 \times N_{so}$. Le courant de phase final a ainsi été réduit dans le rapport du nombre de spires ($1/1.64$) soit une réduction de 39 % à 61 % du courant de la machine de référence avec N_{so} . Notons que la distribution du flux (ϕ_d et ϕ_q) dans la machine n'a pas été modifiée. Les ampères-tours calculés précédemment étaient déjà optimum. Notons enfin que la tension aux bornes de la machine a été accrue comme le nombre de spires (+64%). La puissance apparente de la machine n'est ainsi pas modifiée par cette adaptation du nombre de spires ($1.1 \times P_{max}$).

V.6.b La longueur active

On se propose ici d'optimiser la longueur active de la machine pour chercher à réduire le courant à vide (couple nul) à **haute vitesse**. Cette longueur active sera comprise entre $0.7 \times L_{acto}$ et L_{acto} , la longueur active de la machine de référence.

La réduction de la fonction objectif a eu pour conséquence de réduire la longueur active de la machine jusqu'à sa contrainte minimale ($0.7 \times L_{acto}$). A haute vitesse et à vide (couple nul), seul le courant i_d dans l'axe direct est présent. Il permet de réduire la tension induite par

les aimants pour conserver la tension aux bornes de la machine V_m constante. En notant que la tension induite par les aimants E_o et la réactance de l'axe direct X_d sont proportionnelles à la longueur active $Lact$, il vient l'équation suivante pour la tension V_m de ce point de fonctionnement à couple nul :

$$V_m = E_o \cdot \frac{Lact}{Lacto} - X_d \cdot id \cdot \frac{Lact}{Lacto}$$

En exprimant le courant id en fonction de la longueur active $Lact$ de la machine et en dérivant cette expression par rapport à cette longueur, il vient la relation suivante :

$$\frac{did}{dLact} = \frac{V_m}{\left(X_d \cdot \frac{Lact}{Lacto} \right)^2}$$

Cette dérivée est strictement positive. La réduction du courant impose bien par conséquent une diminution de la longueur active, et ce quelle que soit cette longueur.

V.6.c L'épaisseur des aimants

Dans cette partie, on se propose d'optimiser l'épaisseur des aimants en fonction de la vitesse du point de fonctionnement à puissance maximale. Cette épaisseur est contrainte entre 2 et 5 mm.

V.6.c.i A basse vitesse

On se propose ici d'optimiser l'épaisseur des aimants de la machine pour réduire le courant à basse vitesse et au couple maximum.

Comme on pouvait l'espérer le résultat de l'optimisation a été de fixer la hauteur des aimants à la valeur la plus élevée possible, ici 5 mm. La réluctance du circuit magnétique utilisée est celle déterminée avec HPM5 pour accroître la précision du modèle implanté sous EDEN.

P_{max} – 2000 tr/min
HPM5
N_{so}

	V_m (%)	I_d (%)	I_q (%)	I_{ph} (%)
Mathcad Hpm=5	72.9	19	88.4	90.4
EDEN Hpm=5	73.4	19.4	87.5	89.6

Table V-12 : Comparaison de simulations avec une épaisseur de 5 mm à 2000 tr/min et P_{max}

Les écarts entre le modèle sous EDEN et celui par réseaux de réluctances sous Mathcad sont assez faibles. Le résultat de l'optimisation est tout à fait satisfaisant.

V.6.c.ii A vitesse maximale

Optimisons maintenant l'épaisseur des aimants de la machine pour réduire le courant à vitesse et puissance maximales. Contrairement à l'essai précédent, il convient ici de réduire

l'épaisseur des aimants pour réduire le courant de défluxage. La valeur finale est de 2 mm pour l'épaisseur des aimants, la contrainte minimale imposée.

Le résultat de l'optimisation est décrit à la Table V-13.

P_{max} - 8000 tr/min
HPM2
N_{so}

	V_m (%)	I_d (%)	I_q (%)	I_{ph} (%)
Mathcad H_{pm}=2	100	57.6	27.3	63.9
EDEN H_{pmo}=2	100	56.9	27.4	63.1

Table V-13 : Comparaison de simulations avec une épaisseur de 2 mm à 8000 tr/min et P_{max}

Ces résultats sont tout aussi concluant que précédemment. Le modèle utilisé sous EDEN permet d'obtenir le courant de phase minimum en optimisant l'épaisseur des aimants. Il suffit pour cela d'utiliser la réluctance du circuit magnétique $\mathcal{R}_{d_{cm}}(\phi)$ adéquate.

V.7. Optimisation à basse vitesse en imposant V_m à 70 %

On se propose dans cette partie de rechercher, pour le point de base, les paramètres optimum (nombre de spires N_s et hauteur des aimants H_{pm}) qui permettent de réduire le courant absorbé par la machine. La tension V_m sera imposée à 70 % pour ce point de fonctionnement.

V.7.a Nombre de spires N_s variable

En imposant, le nombre de spires à N_{so}, la tension aux bornes de la machine de référence est de 70 %. La tension induite par les aimants à vide est de 67 %.

HPM_REF EDEN
N_{so}, P_{max}

Vitesse (tr/mn)	V_m (%)	I_d (%)	I_q (%)	I_{ph} (%)
2000	70	24.8	96.9	100

Table V-14 : Résultats de référence pour le point de base (EDEN)

Avec EDEN, à partir du point de fonctionnement précédent, nous avons contraint V_m à 70 %. Le nombre de spires est optimisable entre 0.3×N_{so} et 1.64×N_{so}. Le résultat de l'optimisation est reporté dans la table ci-dessous.

HPM_REF EDEN
N_{s_opt} = 1.25×N_{so}, P_{max}

Vitesse (tr/mn)	V_m (%)	I_d (%)	I_q (%)	I_{ph} (%)
2000	70	60.7	70.5	93

Table V-15 : Optimisation du nombre de spires de PMREF pour le point de base

Ce résultat est tout à fait intéressant. Le nombre de spires a été accru mais pas jusqu'à sa valeur maximale. Le courant de phase a été réduit de 7 %. Si on s'attache au calcul de la puissance apparente S_{app} , on s'aperçoit qu'il s'agit d'un point de fonctionnement proche du facteur de puissance unitaire. La puissance apparente a été réduite de 7 %.

HPM_REF EDEN
P_{max}

N_s	V_m (%)	I_{ph} (%)	S_{app}
N_{so}	70	100	$1.1 \times P_{max}$
$1.25 \times N_{so}$	70	93	$1.03 \times P_{max}$

Table V-16 : Variation du nombre de spires et puissance apparente (PMREF) pour le point de base

Le nombre de spires N_s et la tension induite par les aimants à vide E_o ont été fortement accrus (+25%). La tension induite par les aimants à vide est alors de 84 % à 2000 tr/min. Cette tension est supérieure au 70 % correspondant à la contrainte en tension aux bornes de la machine pour ce point de fonctionnement. Une réduction de flux est alors nécessaire, et ce quel que soit le couple de la machine pour cette vitesse. A vide, la vitesse de base de cette machine a été réduite à 1700 tr/min ($1.25 \times N_{so}$) contre 2100 tr/min auparavant (N_{so}). Cela signifie qu'à partir de cette vitesse, le courant dans l'axe direct ne sera pas nul, même à vide.

Nous avons optimisé le point de fonctionnement à basse vitesse le plus contraignant de façon à minimiser le courant de phase pour la tension de batterie minimale. Si la tension des batteries est supérieure à nombre de spires donné, ce courant de phase sera réduit (moins d'ampères-tours nécessaire à la réduction de flux des aimants) mais le facteur de puissance se dégradera. La commande optimale va alors tendre vers une réduction des ampères-tours du stator jusqu'à atteindre la valeur minimale des ampères-tours et la puissance apparente de $1.1 \times P_{max}$. Cela est illustré dans la table ci-dessous.

HPM_REF EDEN
 $1.25 \times N_{so}$, P_{max} à 2000 tr/min

V_{max} (%)	V_m (%)	I_{ph} (%)	S_{app}
70	70	93	$1.03 \times P_{max}$
81	81	82.3	$1.05 \times P_{max}$
90	87	80.2	$1.1 \times P_{max}$
100	87	80.2	$1.1 \times P_{max}$

Table V-17 : Evolution de la puissance apparente (PMREF) au point de base

V_m (%) correspond au rapport de la tension aux bornes de la machine sur la tension maximale aux bornes de la machine compte tenu de la tension batterie disponible ;

V_{max} (%) correspond au rapport de la tension batterie disponible sur la tension batterie maximale ;

Lorsque la tension des batteries est accrue, on note que le courant de phase est réduit jusqu'à la valeur minimale (80.2 %) qui correspond au nombre d'ampères-tours minimum (pas de réduction de flux à 2000 tr/min).

V.7.b Nombre de spires N_s et épaisseur des aimants H_{pm} variables

On se propose dans cette partie d'optimiser à la fois le nombre de spires et l'épaisseur des aimants pour satisfaire toujours au même cahier des charges pour une puissance maximale à 2000 tr/min. A partir du point de fonctionnement de référence, le résultat de l'optimisation est reporté ci-dessous.

HPM_REF EDEN - Pmax

$$N_{s_opt} = 1.25 \times N_{so}$$

$$H_{pm_opt} = 4.18 \text{ mm}$$

Vitesse (tr/mn)	Vm (%)	Id (%)	Iq (%)	Iph (%)
2000	70	57.3	70	90.5

Table V-18 : Optimisation du nombre de spires et épaisseur des aimants de PMREF
Modèle de réluctance avec $HPM_o = 3.5 \text{ mm}$

On constate tout d'abord que ce point de fonctionnement correspond ici au facteur de puissance unitaire. Il s'agit bien de la commande qui permet de réduire au minimum le courant de phase à tension imposée. On constate d'autre part que la fonction objectif (courant de phase I_{ph}) a bien été réduite de 3 % par rapport à l'optimisation précédente (de 93 % à 90.5 %). Ce gain a été apporté par une augmentation de l'épaisseur des aimants. La variation de cette épaisseur est un degré de liberté supplémentaire qui permet d'atteindre un point de fonctionnement à facteur de puissance unitaire. On constate une réduction plus notable de 13 % des ampères-tours. Enfin, l'épaisseur des aimants optimale est inférieure à la valeur maximale de l'épaisseur des aimants (5 mm).

Nous avons montré que le modèle n'était pas très précis en cas de variations importantes de l'épaisseur des aimants. On se propose alors de réaliser une optimisation sur le même cahier des charges en utilisant le modèle relatif à HPM5 avec sa fonction externe dédiée. L'épaisseur des aimants peut alors varier entre 3.5 et 6.5 mm.

A partir du point de fonctionnement de HPM5, le résultat de l'optimisation à 2000 tr/min est reporté ci-dessous. Nous avons de plus reporté la valeur du courant de phase à 8000 tr/min.

HPM5 EDEN - Pmax

$$N_{s_opt} = 1.08 \times N_{so}$$

$$H_{pm_opt} = 4.89 \text{ mm}$$

Vitesse (tr/mn)	Vm (%)	Id (%)	Iq (%)	Iph (%)
2000	70	49	76.2	90.5
8000	70	139.3	17.9	140.4

Table V-19 : Optimisation du nombre de spires et épaisseur des aimants de PMREF
Modèle de réluctance avec $HPM_o = 5 \text{ mm}$

Comme précédemment, le facteur de puissance du point de fonctionnement obtenu avec EDEN est unitaire. La valeur optimisée de l'épaisseur des aimants n'est pas venue en butée sur

la limite supérieure du modèle (6.5 mm). Elle a été réduite en dessous de 5 mm, comme pour l'optimisation à partir du modèle de référence. Cet essai semble confirmer qu'il n'est pas optimal d'accroître indéfiniment l'épaisseur des aimants pour réduire le courant de phase absorbé par la machine à 2000 tr/min. On note toutefois que le courant de phase à 8000 tr/min est très important (+40 %).

EDEN permet ainsi d'obtenir directement la commande optimale en courant à facteur de puissance unitaire. En imposant la tension la plus contraignante aux bornes de la machine, le nombre de spires et l'épaisseur des aimants sont alors optimisés pour ce point de fonctionnement.

V.7.c La commande à facteur de puissance unitaire

Nous présentons ici les implications d'une commande à facteur de puissance unitaire, ou proche de cette dernière. Nous nous limiterons à l'étude de l'évolution du courant de phase et des pertes Joule de la machine.

On se propose de comparer l'évolution du courant de phase pour les deux nombres de spires (N_{so} et $N_{sopt} = 1.25 \times N_{so}$) en imposant la tension V_m maximale aux bornes de la machine à 70 %, puis à 100 %. Cette évolution sera simulée sur la courbe enveloppe de la machine (Couple maximum de 0 à 2000 tr/min puis puissance maximum jusqu'à 8000 tr/min).

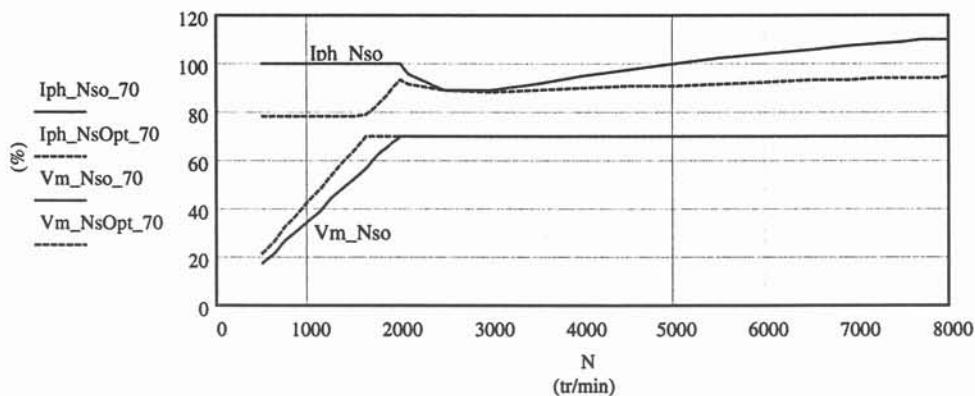


Figure V-20 : Evolution du courant et de la tension pour la courbe enveloppe ($V_m \leq 70 \%$)

Sur la Figure V-20, on vérifie que le courant de phase est réduit (-7 %) à 2000 tr/min avec le nombre de spires N_{sopt} . Ce nombre de spires permet d'atteindre quasiment un facteur de puissance unitaire avec la tension de batterie minimale. Lorsque la vitesse est réduite, le gain apporté sur le courant s'accroît pour atteindre 20 % en dessous de 1700 tr/min. Ce gain sur le courant correspond à l'accroissement du nombre de spires. Lorsque la vitesse augmente au delà de la vitesse de base mécanique (Couple constant jusqu'à 2000 tr/min), le courant de phase est réduit avec N_{sopt} . Pour la vitesse maximale, l'accroissement du nombre de spires conduit à une réduction de 14 % du courant de phase.

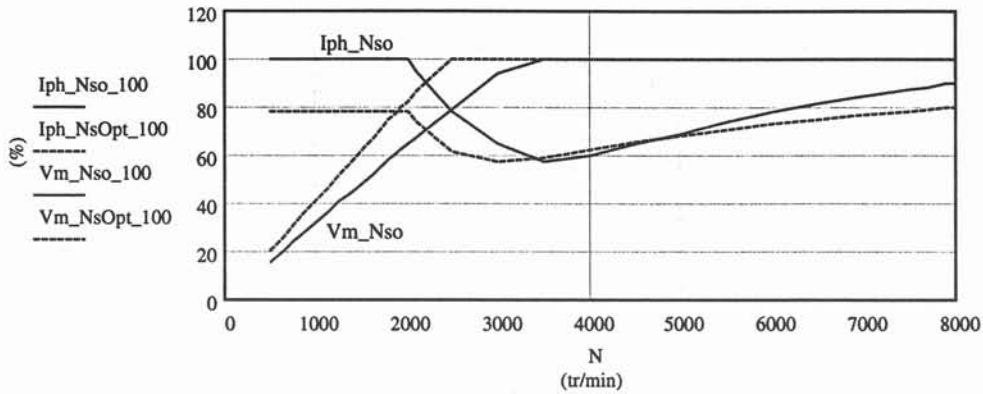


Figure V-21 : Evolution du courant et de la tension pour la courbe enveloppe ($V_m \leq 100\%$)

La Figure V-21 confirme le gain sur le courant apporté par l'augmentation du nombre de spires. On remarque simplement l'absence de l'accroissement du courant de phase en dessous de 2000 tr/min. Cela s'explique par le fait que la tension de la machine avec $NsOpt$ n'a pas atteint la valeur maximale.

On vérifie enfin sur ces figures que la vitesse de base du moteur électrique, vitesse au delà de laquelle une réduction de flux est nécessaire, est réduite avec l'augmentation de la fem induite par les aimants ($NsOpt$ et Hpm).

La recherche du couple maximum à courant de phase I_{ph} donné conduit à l'expression suivante de l'angle interne α [Van Haute] :

$$\sin \alpha = \frac{-\Phi_{aim}}{4.I_{ph}.(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{1}{2} + \left(\frac{-\Phi_{aim}}{4.I_{ph}.(L_d - L_q)} \right)^2}$$

Cette commande en courant suppose le nombre de spires constant. De fait, il s'agit de la commande qui permet de connaître le nombre d'ampères-tours minimum à couple donné. Cette commande a été utilisée jusqu'à présent. Elle correspond au choix effectué par le constructeur de la machine de référence. Pour s'en assurer, il suffit de vérifier que la tension à vide créée par les aimants au point de base (60 % à 2000 tr/min) est inférieure à la tension minimale disponible aux bornes de la machine (70 %).

La commande à facteur de puissance unitaire permet quant à elle d'obtenir le courant de phase minimum, sans garantir que les ampères-tours le soient. D'un point de vue de l'utilisateur, imposer la tension et rechercher le courant de phase minimum, revient à utiliser la commande à facteur de puissance unitaire pour un point de fonctionnement donné. Le nombre de spires doit être tel que le courant et la tension soient en phase. Or, l'utilisation d'un modèle analytique non linéaire complique la recherche de ce point optimum. EDEN apporte alors une aide à la conception de la machine en recherchant automatiquement le nombre de spires optimum pour réaliser cette dernière commande.

Nous avons montré que les pertes Joule dépendaient à la fois du courant de phase et du nombre de spires. Reportons l'évolution des pertes Joule pour les deux machines ci-dessous.

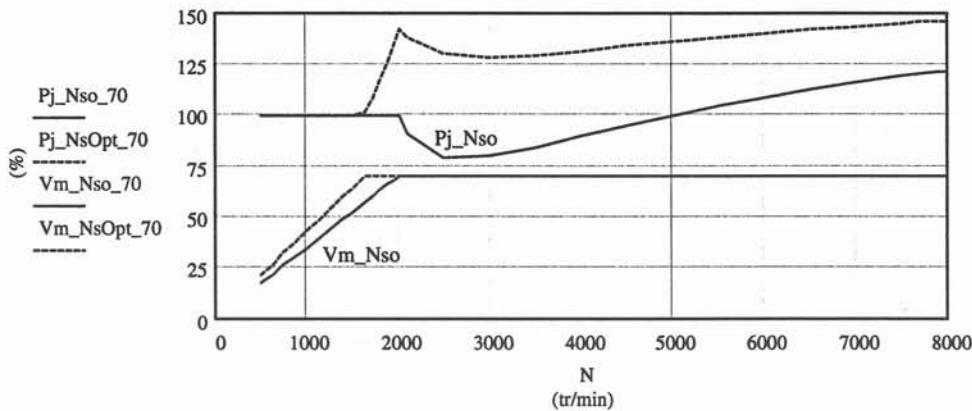


Figure V-22 : Evolution des pertes Joule pour la courbe enveloppe ($V_m < 70\%$)

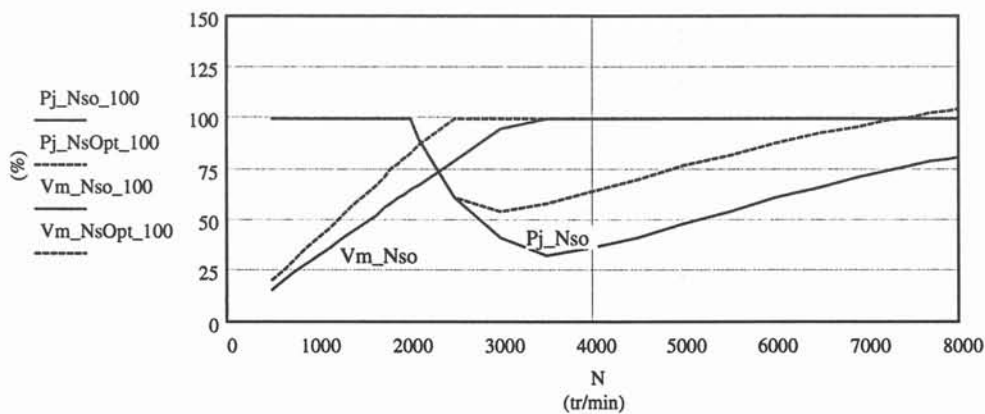


Figure V-23 : Evolution des pertes Joule pour la courbe enveloppe ($V_m < 100\%$)

La Figure V-22 présente les pertes Joule des machines pour une tension maximale de 70%. En dessous de la vitesse de base électrique, les deux machines ont des pertes Joule identiques. Le nombre d'ampères-tours est en effet conservé. Cependant, l'accroissement du nombre de spires oblige la commande à accroître le nombre d'ampères-tours de 19% entre la vitesse de base électrique (1700 tr/min) et la vitesse de base mécanique (2000 tr/min). Cet accroissement conduit à une élévation des pertes Joule de 42%.

On vérifie de plus un accroissement très sensible des pertes avec l'augmentation du nombre de spires au delà de la vitesse de base quelle que soit la tension de phase maximale (70% (Figure V-22) ou 100% (Figure V-23)).

Cette augmentation des pertes Joule ne peut être négligée en phase de conception. Le rendement est alors dégradé. La réduction du courant de phase (facteur de puissance unitaire) induit un accroissement des pertes Joule du moteur, en conservant le même circuit magnétique.

V.8. Optimisation à basse et haute vitesse simultanément

V.8.a Duplication du modèle

Nous avons jusqu'à présent réalisé une optimisation pour un seul point de fonctionnement à vitesse donnée. Pour optimiser plusieurs points de fonctionnement à la fois sous EDEN, il suffit de dupliquer le modèle analytique autant de fois que nécessaire. Plus précisément, il faut dupliquer toutes les variables qui caractérisent un point de fonctionnement. Citons principalement :

- la vitesse de rotation ;
- le couple de la machine ;
- le courant absorbé ;
- le flux de la machine ;
- et la tension aux bornes de celle-ci.

Actuellement, cette duplication doit être réalisée manuellement. A terme, un dispositif sous EDEN permettra de générer automatiquement des duplicata du modèle. Nous nous sommes limités à dupliquer le modèle pour deux points de fonctionnement à basse $_{bv}$ et haute vitesse $_{hv}$. Il sera alors possible d'imposer des contraintes différentes de couple et de tension pour les deux vitesses choisies.

V.8.b Fonction objectif : maximum de deux valeurs

Nous avons montré dans la partie précédente qu'une optimisation à basse vitesse du courant de phase conduit à une augmentation de l'épaisseur des aimants. Inversement, à haute vitesse, cette épaisseur doit être réduite pour diminuer le courant. On constate ici qu'un compromis doit être trouvé entre ces deux points de fonctionnement. Il faut impérativement pouvoir optimiser à la fois le courant à basse I_{ph_bv} et haute vitesse I_{ph_hv} simultanément.

Cette optimisation consiste à réduire le courant dont l'amplitude est la plus grande des deux. La fonction maximum convient parfaitement à cette optimisation. Il faut en effet réduire au minimum le maximum des courants I_{ph_bv} et I_{ph_hv} . Nous avons alors pu programmer cette fonction Maximum en externe ainsi que sa dérivée avec l'aide de l'équipe C.D.I.

V.8.c La longueur active L_{act}

A basse vitesse et à couple donné, l'augmentation de la longueur active diminue la charge périphérique d'induit et par là même l'état de saturation de la machine. Le courant de phase est alors réduit. A l'inverse, à haute vitesse, une diminution de celle-ci est plus favorable à la réduction du courant de défluxage I_{d_hv} .

HPM_REF - Pmax

$H_{pm} = 3.5 \text{ mm}$

$Lact = Lacto$

$N_s = N_{so}$

Vitesse (tr/min)	Vm (%)	Iph (%)
2000	70	100
8000	100	95.6

Table V-20 : Résultats de référence (P_{max} à 2000 et 8000 tr/min) avec le modèle implanté sous EDEN

La machine de référence sert de base à l'optimisation de cette longueur à nombre de spires donné. La longueur active est optimisable entre $0.7 \times Lacto$ et $1.15 \times Lacto$. Le résultat de l'optimisation est le suivant :

HPM_REF - Pmax

$H_{pm} = 3.5 \text{ mm}$

N_{so}

$Lact_{opt} = 1.03 \times Lacto$

Vitesse (tr/mn)	Vm (%)	Id (%)	Iq (%)	Iph (%)
2000	72.4	22.8	94	96.8
8000	100	94.5	20.8	96.7

Table V-21 : Optimisation globale du courant (P_{max} à 2000 et 8000 tr/min)

Seule la longueur active est optimisable

On note que la longueur active de la machine a été accrue de 3 % pour atteindre l'égalité des deux courants de phase. Cette valeur du courant a bien été réduite grâce à l'optimisation de la longueur active. Notons que la puissance apparente de la machine n'a pas été modifiée ($1.1 \times P_{max}$) car le nombre de spires était imposé.

V.8.d La longueur active Lact et le nombre de spires Ns

On se propose ici d'optimiser la commande au point de base pour atteindre le facteur de puissance unitaire. Pour cela, le nombre de spires est optimisable (entre $0.3 \times N_{so}$ et $1.6 \times N_{so}$) en plus de la longueur active (entre $0.7 \times Lacto$ et $1.15 \times Lacto$). Pour réaliser l'optimisation, nous disposons de deux fonctions objectif : le courant de phase ou l'indicateur de coût.

V.8.d.i Le courant de phase

Nous imposerons la tension la plus contraignante sur toute la plage de vitesse ($V_{m_{bv}} = V_{m_{hv}} = 70\%$) pour assurer une minimisation du courant de phase. Si la tension de la batterie était supérieure à sa valeur minimale, l'accroissement de la tension $V_{m_{bv}}$ et $V_{m_{hv}}$ à nombre de spires fixé permettrait de réduire le courant de phase. La commande à courant minimum au point de base ne sera alors plus à facteur de puissance unitaire mais les ampères-tours seront tout de même réduits pour tendre vers la valeur optimale. De même, à haute vitesse,

l'augmentation de la tension maximale permet de réduire les ampères-tours nécessaires à la réduction de flux. Le courant $I_{d_{hv}}$ sera alors réduit.

Le résultat de l'optimisation du courant de phase est reporté dans la table ci-dessous.

$$\begin{aligned} & \text{HPM_REF - Pmax} \\ & H_{pm} = 3.5 \text{ mm} \\ & Lact_{opt} = 1.15 \times Lact_o \\ & Ns_{opt} = 1.44 \times Ns_o \\ & Ind_{coût} = 101 \% \end{aligned}$$

Vitesse (tr/mn)	V _m (%)	I _d (%)	I _q (%)	I _{ph} (%)
2000	70	77	51.8	92.9
8000	70	91.9	12.9	92.9

Table V-22 : Optimisation globale du courant (P_{max} à 2000 et 8000 tr/min)
Le nombre de spires et la longueur active sont optimisables

On vérifie tout d'abord l'égalité des courants de phase pour la puissance maximale. Ensuite, la réduction du courant à haute vitesse a conduit à accroître la longueur active de la machine jusqu'à sa butée maximale de $1.15 \times Lact_o$ comme nous l'avions montré dans une partie précédente. Enfin, la puissance apparente au point de base est de $1.02 \times P_{max}$. Il s'agit de la puissance apparente minimale pour ces points de fonctionnement avec la longueur active et le nombre de spires optimisés. Notons qu'avec une butée maximale de $3.8 \times Lact_o$ sur la longueur active, le facteur de puissance est unitaire ($I_{ph} = 90.5 \%$).

V.8.d.ii L'indicateur de coût

On se propose maintenant d'inclure le coût des aimants et de l'ampère-tour commuté. La fonction objectif sera alors l'indicateur de coût développé au chapitre II sur la méthodologie de comparaison. Le résultat de l'optimisation avec le même cahier des charges est récapitulé ci-dessous.

$$\begin{aligned} & \text{HPM_REF - Pmax} \\ & H_{pm} = 3.5 \text{ mm} \\ & Lact_{opt} = 0.81 \times Lact_o \\ & Ns_{opt} = 1.37 \times Ns_o \\ & Ind_{coût} = 91.8 \% \end{aligned}$$

Vitesse (tr/mn)	V _m (%)	I _d (%)	I _q (%)	I _{ph} (%)
2000	70	59.5	81.9	101
8000	70	91.9	19.2	93.8
8000	100	74.5	19.2	77

Table V-23 : Optimisation globale de l'indicateur de coût (P_{max} à 2000 et 8000 tr/min)
Le nombre de spires et la longueur active sont optimisables

On note tout d'abord que l'optimisation de l'indicateur de coût permet une réduction de 8 % de sa valeur de référence par une réduction du volume des aimants. Cette machine est du point de vue de l'indicateur de coût nettement plus intéressante que la machine raccourcie.

On constate ensuite que le courant à 2000 tr/min est supérieur à celui à 8000 tr/min même pour la tension de 70 %. Une augmentation de la longueur active à $1.15 \times L_{\text{acto}}$, et donc du volume des aimants (+42 % ($1.15/0.81$)) ne permet de réduire le courant de phase que de 9 %. L'indicateur de coût serait ainsi augmenté. Une réduction de la longueur active aurait pour conséquence d'accroître le courant de phase à la vitesse de base. Le point optimal pour l'indicateur de coût ne conduit alors pas nécessairement à l'égalité des courants calculés pour une puissance maximale à 2000 et 8000 tr/min.

V.8.e Optimisation globale

On se propose tout d'abord d'optimiser l'indicateur de coût pour la longueur active de la machine de référence (Lacto). Pour cela, on autorisera l'épaisseur des aimants et le nombre de spires à varier. Le résultat de l'optimisation est le suivant.

$$\begin{aligned} & P_{\text{max}} \\ & H_{\text{pm_opt}} = 3.16 \text{ mm} \\ & L_{\text{act}} = L_{\text{acto}} \\ & N_{\text{s_opt}} = 1.21 \times N_{\text{so}} \\ & \text{Ind_coût} = 93.6\% \end{aligned}$$

Vitesse (tr/min)	V _m (%)	I _d (%)	I _q (%)	I _{ph} (%)	P _j (% P _{max})	η (%)
2000	70	58	79	98	10	90.4
8000	70	94	19.1	96	9.5	89.5
8000	100	76.9	19.1	79.3	6.7	91.8

Table V-24 : Optimisation globale de l'indicateur de coût à Lacto (P_{max} à 2000 et 8000 tr/min)
Le nombre de spires et l'épaisseur des aimants sont optimisables

On note que l'indicateur de coût de cette machine optimisée a été réduit de 6 % par rapport à celui de la machine de référence. Cependant, les pertes Joule de la machine de référence ne dépassaient pas 8.4 % de la puissance maximale (P_{max} à 8000 tr/min avec $V_m = 70\%$). Elles sont ici plus élevées. Le rendement est dans ce cas réduit de 1 point par rapport à la machine de référence.

Si on impose la longueur active à $0.7 \times L_{\text{acto}}$, l'optimisation de l'indicateur de coût conduit aux résultats reportés ci-dessous avec la caractérisation des réluctances de HPM5.

$$\begin{aligned} & P_{\text{max}} \\ & H_{\text{pm_opt}} = 4.43 \text{ mm} \\ & L_{\text{act}} = 0.7 \times L_{\text{acto}} \\ & N_{\text{s_opt}} = 1.61 \times N_{\text{so}} \\ & \text{Ind_coût} = 92.7\% \end{aligned}$$

Vitesse (tr/min)	V _m (%)	I _d (%)	I _q (%)	I _{ph} (%)	P _j (% P _{max})	η (%)
2000	70	59.6	78.3	98.4	14.7	86.9
8000	70	93.5	18.5	95.3	13.8	86.5

Table V-25 : Optimisation globale de l'indicateur de coût à $0.7 \times L_{\text{acto}}$ (P_{max} à 2000 et 8000 tr/min)
Le nombre de spires et l'épaisseur des aimants sont optimisables

On note que la réduction de la longueur active alliée à un accroissement de l'épaisseur des aimants permet de réduire la fonction objectif. Cet indicateur a été réduit de 6 % par rapport à celui de la machine raccourcie initiale ($L_{act}=0.7 \times L_{act0}$, $H_{pm}=3.5$ mm et $N_s = 1.24 \times N_{s0}$).

L'accroissement de l'épaisseur des aimants permet de réduire les ampères-tours. Ainsi, si on cherche à réduire cette fonction coût, le modèle va conduire à réduire la longueur active tout en augmentant le nombre de spires et l'épaisseur des aimants. Les pertes Joule vont alors s'accroître. La puissance maximale doit toutefois être délivrée pendant un temps suffisant sans risque d'échauffements excessifs. Pour cela, le système de refroidissement utilisé doit pouvoir évacuer les pertes de cette machine optimisée. Il faut ainsi prendre en compte les pertes de la machine pour limiter l'accroissement de ces dernières. On se propose alors d'inclure leur calcul pour réaliser une optimisation à la fois de l'épaisseur des aimants, de la longueur active et du nombre de spires, tout en limitant les pertes.

On supposera que la capacité à évacuer les pertes du système de refroidissement est proportionnelle à la longueur active de la machine. Les pertes maximales par unité de longueur ($Pl_{max}=1.8\% \times P_{max}/mm$) serviront alors de valeur à ne pas dépasser au cours de l'optimisation.

Le résultat de l'optimisation globale a été reporté ci-dessous. Notons tout d'abord que la fonction de réductance utilisée est celle liée à une épaisseur d'aimants de 5 mm. Nous avons limité les pertes linéiques à $Pl=Pl_{max}=1.8\% \times P_{max}/mm$.

$$\begin{aligned} P_{max} \\ Pl_{opt} &= Pl_{max} \\ H_{pm_{opt}} &= 4.62 \text{ mm} \\ L_{act_{opt}} &= 0.65 \times L_{act0} \\ N_{s_{opt}} &= 1.64 \times N_{s0} \\ Ind_{coût} &= 92.3 \% \end{aligned}$$

Vitesse (tr/min)	Vm (%)	Id (%)	Iq (%)	Iph (%)	Pj (% Pmax)	η (%)
2000	70	57.1	80.6	98.8	14.9	87
8000	70	94.	18.7	96	14	87.7

Table V-26 : Optimisation globale de l'indicateur de coût (P_{max} à 2000 et 8000 tr/min)

La longueur, le nombre de spires et l'épaisseur des aimants sont optimisables

Les pertes linéiques sont limitées à Pl_{max} .

En intégrant une limite sur la capacité de refroidissement de la machine, des gains très intéressants ont été obtenus à la fois sur l'indicateur de coût (7.7 %) et sur la longueur active (35 %) par rapport à la machine de référence. Il faut tout de même noter que le rendement de la machine a été réduit de 6 points de rendement à la vitesse de base et de 3 points pour la vitesse maximale.

Le modèle a atteint la valeur maximale des pertes linéiques. L'indicateur de coût a été réduit de seulement 0.5 % par rapport à l'optimisation précédente où la longueur active était

imposée à $Lact = 0.7 \times Lacto$. Le gain sur la longueur active est limité à 6 %. Si on autorise une augmentation de 25 % des pertes linéiques, on constate grâce aux résultats ci-dessous que l'indicateur de coût n'est réduit que de 1 % supplémentaire. Le seul gain réalisé est sur la réduction de la longueur active de 12 % par rapport à la machine précédente.

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{P_{max}} \\
 & \mathbf{Pl_{opt} = 1.25 \times Pl_{max}} \\
 & \mathbf{Hpm_{opt} = 5.15 \text{ mm}} \\
 & \mathbf{Lact_{opt} = 0.57 \times Lacto} \\
 & \mathbf{Ns_{opt} = 1.79 \times Nso} \\
 & \mathbf{Ind_{coût} = 91.4 \%}
 \end{aligned}$$

Vitesse (tr/min)	Vm (%)	Id (%)	Iq (%)	Iph (%)	Pj (% Pmax)	η (%)
2000	70	58.7	78.6	98.1	16.4	85.9
8000	70	94.3	17.9	96	15.8	86.4

Table V-27 : Optimisation globale de l'indicateur de coût (P_{max} à 2000 et 8000 tr/min)

La longueur, le nombre de spires et l'épaisseur des aimants sont optimisables

Les pertes linéiques sont limitées à $1.25 \times Pl_{max}$.

La réduction de la longueur active combinée à un accroissement de l'épaisseur des aimants permet de réduire l'indicateur de coût. Cependant, les pertes linéiques de la machine augmentent. Le rendement de la machine et la capacité d'évacuation pertes par le circuit de refroidissement doivent être considérés. On note qu'une augmentation de 25 % du pouvoir de refroidissement ne permet qu'une réduction de 1 % de l'indicateur de coût. Cette dernière machine ne semble pas présenter d'intérêt par rapport à la précédente.

V.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté un modèle par réseau de réluctances qui repose sur des simulations par la méthode des éléments finis. Ce modèle permet une utilisation plus rationnelle du calcul numérique. Il permet de caractériser des machines à aimants en surface, encastrés et enterrés de façon suffisamment précise. Ce modèle offre enfin une estimation du flux en charge de la machine en fonction de divers paramètres (hauteur des aimants Hpm et longueur active $Lact$).

Le modèle implanté sous EDEN, un logiciel d'aide à la conception, concerne une machine à aimants en surface. Ce modèle n'est pas très précis lorsque l'épaisseur des aimants varie de façon très importante (+/- 40 %), la réluctance du circuit magnétique étant dépendante de l'épaisseur des aimants. Pour accroître la précision du modèle, nous avons alors caractérisé deux autres épaisseurs d'aimants qui permettent de corriger les écarts entre le modèle analytique et les simulations sous FLUX2D.

Grâce à la méthodologie d'étude proposée par EDEN (Optimisation sous contraintes de modèles analytiques), nous avons pu réaliser directement une diminution assez sensible (6.3 %) de l'indicateur de coût de la machine à aimant en surface dans le volume de référence : chose que nous n'avions pas réussi jusqu'à présent avec les méthodes utilisées et les contraintes imposées. Le gain sur cet indicateur de coût était limité à 1 %.

L'utilisation d'une commande à facteur de puissance unitaire permet d'obtenir le courant de phase minimum à tension donnée (réduction de 7 %). Cependant, à circuit magnétique constant, les pertes Joule de la machines sont accrues par rapport à une commande à ampères-tours minimum. La baisse de rendement de la machine doit alors être considérée.

En intégrant une limite sur la capacité de refroidissement de la machine, des gains très intéressants ont été obtenus à la fois sur l'indicateur de coût (7.7 %) et sur la longueur active (35 %) de la machine.

Conclusions et perspectives

Le contexte des véhicules électriques et hybrides a beaucoup évolué ces dernières années avec l'apparition de véhicules hybrides commercialisés au Japon. L'estimation des performances des machines électriques pour la traction est un point important. Ce travail de thèse a ainsi permis la comparaison et l'optimisation de machines synchrones à aimants permanents. La diversité des structures de ces machines mérite en effet une étude approfondie et appropriée au contexte automobile.

Au cours du premier chapitre, différents matériaux magnétiques ont fait l'objet d'une présentation. Nous avons vu que les aimants à base de terres rares ($NbFeB$) se sont imposés pour les machines électriques de traction de plusieurs kilowatts de part leurs performances et que certains matériaux magnétiques doux permettaient d'accroître le rendement des machines (faible épaisseur et alliage Fer-Cobalt) ou peut être d'en réduire le coût (poudre de fer).

Plusieurs structures de machines ont été présentées en insistant sur la diversité des structures de rotors à aimants. Les machines à aimants encastrés et enterrés semblent permettre une réduction du volume des aimants et/ou du courant à couple donné. Cependant, les études présentées ont été menées avec des circuits magnétiques linéaires. Les contraintes de compacités liées à l'application vont à l'encontre de ces hypothèses.

Un modèle analytique du flux des machines à aimants a été développé au deuxième chapitre. Ce modèle repose entièrement sur des simulations par la méthode des éléments finis. Nous avons en outre mis en évidence la nécessité de prendre en compte les effets liés à la non linéarité des circuits magnétiques dans la modélisation de machines fortement contraintes en volume.

Nous avons ensuite défini un modèle de pertes fer qui utilise, là aussi, une méthode numérique pour estimer ces pertes pour un point de fonctionnement donné. Cette méthode repose sur le calcul *a posteriori* du champ magnétique dans le matériau à partir de l'évolution temporelle de l'induction. Il est alors possible d'estimer les pertes d'une machine pour un point de fonctionnement donné, quelle que soit la configuration des aimants au rotor.

Le troisième chapitre a permis de mettre en place une méthodologie d'étude de machines synchrones à aimants. Une validation du modèle du flux en charge a été réalisée par comparaison avec des mesures expérimentales sur la machine de référence. Divers critères ont été présentés pour rendre plus pertinentes les comparaisons de structures de machines. En particulier, nous avons retenu une adaptation du nombre de spires permettant d'obtenir la même tension pour toutes les machines au point de base.

Une étude rapide sur l'épaisseur des aimants a permis de mettre en évidence l'intérêt d'un indicateur de coût global qui prend en compte à la fois le volume des aimants de la machine et le courant maximum commuté par le convertisseur statique.

Cette méthodologie d'étude a été mise en œuvre au quatrième chapitre. Nous avons montré l'intérêt d'une modification de la longueur active de la machine de référence pour adapter les capacités de refroidissement. La réduction de cette longueur améliore les performances en réduction de flux. Une diminution de l'amplitude des harmoniques de l'induction dans l'entrefer permet aussi d'améliorer les performances en survitesse, par une réduction des pertes fer. Le déplacement de la zone des meilleurs rendements permet d'améliorer l'adéquation entre les performances du moteur et son utilisation. Un gain sur la consommation est alors obtenu. Notons enfin une augmentation de l'indicateur de coût.

Pour ce qui concerne les machines à rotor anisotrope, nous n'avons pas constaté de réduction de courant au point de base, à volume d'aimant et tension donnés. A contrario, ces machines permettent une réduction du courant en mode de réduction de flux. Cependant, le gain sur les pertes Joule est parfois annulé par une augmentation plus rapide des pertes fer en fonction de la vitesse. Les consommations sur cycles sont réduites pour les cycles urbains et péri-urbains.

Une possible adaptation de la forme de l'induction dans l'entrefer ainsi que des performances intéressantes en réduction de flux (courants plus faibles, risques de démagnétisation limités, rendement accru) suggèrent que les machines à aimants enterrés puissent être intéressantes pour nos applications. De plus, elles permettent de ne pas utiliser de frette autour du rotor de la machine, si celui-ci résiste aux contraintes de la force centrifuge.

Le dernier chapitre propose enfin une modélisation de machines à aimants adaptée aux besoins de conception et d'optimisation. Cet autre modèle utilise un réseau de réductances qui repose sur des simulations par la méthode des éléments finis, en nombre plus restreint. Il permet de caractériser des machines à aimants en surface, encastrés et enterrés de façon précise et rapide tout en gardant des relations directes avec les principales dimensions de la machine.

L'optimisation d'une machine à aimants en surface a été réalisée grâce à ce modèle et à l'utilisation d'un logiciel d'aide à la conception développé au laboratoire. En intégrant une limite sur la capacité de refroidissement de la machine, des gains très intéressants ont été obtenus à la fois sur l'indicateur de coût (7.7 %) et sur la longueur active (35 %) de la machine.

Il existe ainsi un intérêt évident à utiliser un modèle analytique lié à la géométrie de la machine qui permet d'estimer les tendances d'évolution des paramètres. C'est la seule méthode qui permet de réaliser une optimisation d'un modèle, sans *a priori*, avec plusieurs paramètres. Un modèle analytique même s'il n'est pas très précis permet de faire une étude de sensibilité. Pour accroître la précision du modèle, il est alors possible de recalibrer ce dernier grâce à des simulations par éléments finis.

La méthodologie d'étude développée dans le dernier chapitre est très intéressante. Des modèles à paramètres géométriques variables peuvent être développés pour les machines à aimants encastrés et enterrés. L'utilisation d'aimants liés pourrait alors être étudiée pour ces machines. Une étude d'optimisation globale serait alors pertinente pour trouver le compromis optimal pour chacune de ces deux structures, et peut être confirmer ainsi l'intérêt des machines à aimants enterrés.

Bibliographie

-
- [Arjona-99] A new lumped steady-state synchronous machine model derived from finite element analysis. M.A. Arjona L., D.C. Macdonald. Vol. 14, N°1, pp 1-7, IEEE transactions on Energy Conversion, March 99.
- [Atienza 1-99] Steps to an Electrical Design Environment. E. ATIENZA, J. BIGEON, F. WURTZ, B. BELHABIB "", IECON'99.
- [Atienza 2-99] A methodology for the Sizing and the Optimisation of an Electromagnetic Release. E. Atienza, M. Perrault, F. Wurtz, V. Mazauric, J. Bigeon, ", 12th Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, October 25-28, 1999, Sapporo, Japan, pp.642-643
- [Badin-99] Evaluation des performances du véhicule Toyota Prius. B. Jeanneret, F. Badin, et al, Cevelec'99 à Grenoble, Novembre 99, pp.168-178.
- [Bausch-98] A 30kW/9000 rpm switched reluctance drive for traction applications. H. Bausch, A. Grief, A.B.A. Nickel, pp 2149-2154, Vol. III, ICEM'98, Istanbul, septembre 1998.
- [Bavay] Alliages Fer-Silicium. Jean-Claude BAVAY From Ugine S.A. (France), Les Techniques de l'Ingénieur D 2110 – D 2112.
- [Berttoti-88] General properties of power losses in soft ferromagnetic materials. G. Berttoti, IEEE trans. on Mag., vol 24, n°1, Jan 1988, page 62.
- [Biais-98] Optimization of a permanent magnet traction motor for electric vehicle. F. Biais {Auxilec Thomson. (France)}, Ph. Langry {Renault (France)}, EVS 15, n°289.
- [Bianchi-98] Design of interior PM synchronous motors for given flux-weakening characteristics. N. Bianchi et al. ICEM'98, Vol II, pp 1178-1183.
- [Bolognani-98] Comparison of different synchronous motor drives for flux weakening applications. N. Bianchi, S. Bolognani, B.J. Chalmers, p. 946-51, Vol. II, ICEM'98, Istanbul, septembre 1998.
- [Brissonneau-91] Les aimants à base de terres rares : très performants mais coûteux. P. Brissonneau, Revue de Génie Electrique, N° 4/91, Avril 1991, pp 21-27.
- [Cester-96] Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion. Ch. CESTER, Thèse de Docteur de l'I.N.P.G, 1996.
- [Chillet-88] Machine synchrone multidisque à aimants permanents, Christian CHILLET, Thèse de Docteur de l'I.N.P. de Grenoble, 1988. (France)
- [Chillet-91] Mechanical problems in a synchronous multi disc permanent magnet machine, C.Chillet, P.Brissonneau, J.P.Yonnet From le L.E.G (Grenoble,France), SM 100 International Conference on the evolution and modern aspects of synchronous machines. pp 1090-1093. August 1991.
- [Chillet-93] Machine synchrone à aimants: calcul par la méthode des éléments finis, Ch. Chillet, J.P. Yonnet {LEG}, J.C. Teixeira {S.P. Brazil}: R.G.E. n°7/93, 1993, pp. 20-24
- [Chevalier-99] Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone. T. Chevalier, Thèse de Docteur de l'I.N.P.G, Déc. 1999.
-

-
- [Coutel-99] A Comparative Study of two Methods for constrained Optimisation with analytical models dealing with implicit parameters. C. COUTEL, F. WURTZ, J.BIGEON, , IEEE Transactions on Magnetics, vol. 35, No. 3 may 1999, pp.1738-1741
- [Consoli-99] Sensorless control of PM synchronous motors at zero speed. A. Consoli et al. IEEE IAS'99, Vol II, pp. 1033-1040, Phoenix (Arizona, USA), Octobre 1999.
- [Cros-98] Design of PM brushless motors using iron-resin composites for automotive application. J. Cros, P. Viarouge, C. Gélinas, p. 5 à 11, IEEE-IAS, St Louis, Missouri, Octobre 1998.
- [Dejaeger-90] Accounting for saturation in the synchronous machine modelling – Application to the steady state stability studies. E. Dejaeger, ICEM'90, Vol I, pp 83-87
- [De La Ree-90] Induced voltage harmonic reduction of PM cylindrical machines. J. De La Ree, N.Boules : IAS 90, Vol. 1, pp. 152-156.
- [Di Gerlando-99] Evaluation of the effects of the voltage harmonics on the extra iron losses in the inverter fed electromagnetic devices. A. Di Gerlando, Vol. 14, N°1, pp 57-65, IEEE transactions on Energy Conversion, March 99.
- [DOE-HEV] the Department of Energy (DOE) Hybrid Vehicle Propulsion Program On-line Resource Center brought (National Renewable Energy Laboratory (NREL)). http://www.hev.doe.gov/components/motor_controller.html
- [El Serafi-92] Effect of loading conditions on synchronous reactances of saturated synchronous machines, A.M. El-Serafi, A.S. Abdallah ICEM 92, Vol. 1, pp. 44-48.
- [Endo-97] *A high performance permanent magnet motor for electric vehicles*. K. Endo, A. Mashimo From FujiElectric Corp. R&D Ltd. (Japan), EVS 14 Dialog 2
- [Eriksson-93] Drive systems with permanent magnet synchronous. S. Eriksson, p. 1 à 21, Document Asea Brown Boveri (ABB), 1993.
- [Espanet-99] Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée, Application au moteur-roue. Ch. ESPANET, Thèse de Docteur, Université de Franche-Comté, Janvier 1999 (France)
- [Fahimi-99] Design considerations of switched reluctance motors : vibration and control issues. B. Fahimi et al. IEEE IAS'99, Vol IV, pp. 2259-2266
- [FLUX2D-96] Analyse des dispositifs électriques, magnétiques et thermiques par la méthode des éléments finis. Notice d'utilisation générale (Version 7.20). CEDRAT (1996)
- [Fonseca, 1-99] Modélisation du comportement non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents. A.Fonseca, Ch. Chillet, J.P. Yonnet, Ph. Langry, EF'99 à Lille (France), 1999, pp. 140-143.
- [Fonseca, 2-99] Efficiency increase of surface PM synchronous motor. Use of non-linear analytical modelling. A.Fonseca, Ch. Chillet, J.P. Yonnet, Ph. Langry, A-L. Bui-Van, Electrimacs'99 in Lisboa (Portugal), 1999, Vol. 2, pp. 267-272.
- [Fonseca, 3-99] Comparaison de deux machines à aimants permanents pour la traction électrique. A.Fonseca, A-L Bui-Van, Ch. Chillet et al., Cevelec'99 à Grenoble, Novembre 99, pp.72-79.
-

- [Fratta-87] Design criteria of an IPM machine suitable for field-weakened operation. A. Fratta, A. Vagati, F. Villata, p. 1059-65, IAS, Atlanta, Géorgie, Oct. 1987.
- [Gair-97] *Design of advanced electric drives and torque control methodologies for electric vehicles*. S. Gair, B. Hredzak From Napier University (Scotland-U.K.), J.F. Eastham From the University of Bath (England-U.K.), EVS 14 DPS 11
- [Garrigan-99] Radial force characteristics of a switched reluctance machine. N.R. Garrigan et al. IEEE IAS'99, Vol IV, pp. 2250-2258
- [Gasbi-99] Noise reduction of switched reluctance machine. M. Gasbi et al. IEEE IEMDC'99, (pp 263-265)
- [Gieras] *Permanent magnet motor technology, Design and applications*. J.F. Gieras, M.Wing From the University of Cape Town (South Africa). Marcel Dekker, Inc. ISBN: 0-8247-9794-9
- [Gordon-98] Segmental construction of large modular permanent-magnet machines. P. Gordon, E. Spooner, ICEM, Istanbul, septembre 1998, Vol. I, pp 1271-76.
- [Hasebe-96] Highly efficient electric vehicle drive system. M. Hasebe {Aisin AW Co., Ltd. (Japan)}, EVS 13, Vol II, pp 562-568
- [Hodkinson-97] Towards 4 Dollars per kilowatt. R.L. Hodkinson From Nelco Systems – Polaron Group (U.K.), EVS 14 Session 3B
- [Horsley-97] *Development of the Lotus-Zytek Elise E.V.* J. Horsley, D. Rendell, P. Monkhouse C.Birch, From Zytek Systems Ltd (England), EVS 14 Session EV 2A
- [Ide-99] Analysis of saturated synchronous reactances of large turbine generator by considering cross-magnetizing reactances using finite elements. K. Ide, Vol. 14, N°1, pp 66-71, IEEE transactions on Energy Conversion, March 99.
- [Imphy] *Alliages magnétiques, alliages métalimphy*. Plaquettes publicitaire de Imphy S.A., branche Aciers inoxydables et Alliages du Groupe Usinor-Sacilor.
- [Jack-92] Design and initial test results from a permanent magnet synchronous motor for e vehicule drive. AG Jack, BC Mecrow (University of Newcastle, NE17RU) AJ Mitcham (International Research & Development, Ltd, Fossway), ICEM'92, Sept. 92, Manchester, UK, Vol 2, pp. 751-754.
- [Jack 1-99] Iron loss in machines with powdered iron stators. A.G. Jack et al, IEMDC'99, pp 48-50
- [Jack 2-99] Permanent magnet machines with powdered iron cores and pre-pressed windings. A.G. Jack et al. IEEE IAS'99, Vol I, pp. 97-103.
- [Jahns-87] Flux weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor. T.M. Jahns, p. 681-89, Vol IA-23, NO. 4, IEEE Transactions on Industry Applications July/August 1987.
- [Jeanneret-99] New hybrid concept simulation tools, evaluation on the Toyota Prius car. EVS'16, Oct. 99, Chine.
- [Kogure-97] Development of motor control technology for electric vehicles. S. Kogure, Y.Kawabata, E.Yamada A. Kanamori, From TOYOTA Motor Corporation. (Japan), EVS 14 Session 3B

-
- [Leprince] Aimants permanents. Matériaux et applications. F. Leprince-Ringuet, Tech. de l'Ingénieur, D 187.
- [Letellier-99] Les entraînements directs de fortes puissances et à très basses vitesses. P. Letellier, CEMD'99 (ENS CACHAN), Février 99, pp 22-30.
- [Levy-97] Quelle motorisation pour le véhicule électrique : Synchrones à rotor bobiné ou à aimants ? A. Levy, Cevelec'97, pp B8-B14.
- [Levi-99] Saturation modelling in d-q axis models of salient pole synchronous machines. E. Levi, Vol. 14, N°1, p44, IEEE transactions on Energy Conversion, March 99.
- [Lindström-96] Design of high-efficiency electrical motors for a hybrid electric vehicle. J. Lindström, J. Hellsing, J. Luomi, Vol II, p. 64-69, EVS 13, 1996.
- [Lovelace-99] Impact of saturation and inverter cost on interior PM synchronous machine drive optimization. E.C. Lovelace, T.M. Jahns, J.H. Lang., IEEE IAS'99, Vol I, pp. 125-131
- [Lutz 96] Motor/generator design considerations for flywheel applications. J.F. Lutz, Vol. II, p. 183-89, EVS 13, 1996.
- [Lutz-97] Performance comparison of a 100 kW brushless PM and induction motor system. J.F. Lutz From Unique Mobility, Inc. B.R. Patel From GM Advanced Technology Vehicles (USA). EVS 14 Session 3B
- [Mecrow-98] Permanent Magnet Machines with Soft Magnetic Composite Stators. B.C. Mecrow, A.G. Jack, S.A. Evans, Vol. I, p. 346-51, ICEM, Istanbul, Sept.98.
- [Mellor-97] Operational experience of hub-mounted, electric drive system for a high-performance all-electric racing vehicle. P.H. Mellor, T. ALLEN, D. Howe From the University of Sheffield (U.K.), EVS 14 Session DPS 3
- [Merle-93] *Utilisation des aimants Néodyme-Fer-Bore dans les machines électriques.* Rémi MERLE, Thèse de Docteur de l'I.N.P. de Grenoble, 1993. (France)
- [Miura-96] Development of motor for electric vehicles, T.Miura, Y. Kawabata, E. Yamada From TOYOTA Motor Corp. (Japan), Vol II p 57-63, EVS 13, 1996.
- [Multon-95] Possibilités du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques. Bilan des essais d'un prototype de 27 kW. B. Multon, F. Camus, et al., CVELEC'95, Grenoble, février 95.
- [Murakami-96] Optimum design of an interior permanent magnet motor for electric vehicles", H. Murakami, Nishiyama, Kawano, Honda, Kondo, Higaki, p. 135-41, Vol. I, EVS-13, Osaka, octobre 1996.
- [Nagel-99] Modelling of a saturated switched reluctance motor using an operating point analysis and the unsaturated torque equation. N.J. Nagel et al. IEEE IAS'99, Vol IV, pp. 2219-2226.
- [Nipp-96] Reduction of torque ripple and current harmonics in surface-mounted permanent magnet motors. E. Nipp, ICEM 96, Vol. 2, pp. 273-277.
- [Nogarede-99] Des nouveaux matériaux aux machines électriques du futur – Quelques pistes prometteuses. B. Nogarede, C. Henaux, J.F. Rouchon, CEMD'99, ENS Cachan (Cachan, France), février 99, pp 142-154.
-

- [Patterson-97] High efficiency permanent magnet drive systems for electric vehicles. D.J. Patterson, p. 391-96, Vol. II, IECON, 1997.
- [Profumo-98] Design and realisation of a novel axial flux interior PM synchronous motor for wheel-motors applications. F. Profumo, A. Tenconi, Z. Zhang, A. Cavignino, p. 1791-1796, Vol. III, ICEM, Istanbul, sept. 1998.
- [Pyrhönen-98] Desirable properties of a PM-motor from the viewpoint of the control. J. Pyrhönen, J. Luukko, M. Seppä, M. Hirvonen, O. Pyrhönen, p. 1219-24, Vol. II, ICEM, Istanbul, sept. 1998.
- [Rasmussen-97] A magnetic equivalent circuit approach for predicting PM motor performance. C.B. Rasmussen, E. Ritchie, IEEE IAS'97, October 1997, Vol I, pp 10-17
- [Riezenman-92] Electric vehicles. J. Riezenman, p. 18 à 24 et 93 à 101, IEEE Spectrum, Novembre 1992.
- [Richter-84] Saturation effects in salient pole synchronous motors with permanent magnet excitation. E. Richter, T.W. Neumann {GEC (New York, USA)}, ICEM 84, Vol II, pp 603-606
- [Sasaki-98] Commuter Electric Vehicle Drive System. Y. Sasaki, Y. Yamaguchi {Aisin AW Co., Ltd. (Japan)} et al., EVS'15, Octobre 1998.
- [Sneyers-85] Field weakening in buried permanent magnet AC motor drives. Sneyers B., Novotny D.W., Lipo T.A., I.E.E.E. Trans. on Ind. App., Vol IA.21, March-April, 1985, pp 279-285
- [Sugii-96] Applicability of various motors to electric vehicles. Y. Sugii, M. Yada, S. Koga From Tepco, T. Ashikaga {Meidensha Corporation (Japan)}, EVS 13, Vol I, pp 757-764
- [Teixeira-94] Etude des machines synchrones à aimants permanents fonctionnant en réduction de flux. J.C. TEIXEIRA, Thèse de Docteur de l'I.N.P.G, 1994.
- [Van Haute-97] Design and control of a permanent magnet synchronous motor drive for a hybrid electric vehicle, S. Van Haute, St. Henneberger, K. Hameyer, R. Belmans From Katholieke Universiteit Leuven (Belgium), J. De Temmerman, J. De Clercq From Inverto N.V. (Belgium), EPE 97 in Trondheim, Vol I, pp 570-575.
- [Voyant-97] Calcul des performances d'une machine synchrone à pôles saillant. Jean-Yves VOYANT, Thèse de Docteur de l'I.N.P. de Grenoble, 1997. (France)
- [Voyant-99] Machines synchrones à aimants permanents pour la traction électrique. J.Y. Voyant, A. Fonseca, Ch. Chillet, La revue 3 E.I, SEE, Numéro 17, Juin 99, pp 64-72
- [Wurtz-95] A methodology and a tool for the Computer Aided Design with constraints of electrical devices. F. Wurtz, J. Bignon and C. Poirson, *IEEE Trans. Mag.*, vol. 32, No. 3, pp. 1429-1432, 1995.
- [Wurtz-96] Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques. Frédéric Wurtz, Thèse de Docteur de l'INP de Grenoble, 1996.
- [Xu-95] A new design concept of permanent magnet machine for flux weakening operation. L. Xu, L. Ye, L. Zhen, A. El-Antably, p 373-378, Vol 31, NO. 2, IEEE Transactions on Industry Applications March/April 95.

-
- [Yaegashi-98] Toyota Hybrid System : It's concept and technologies. T. Yaegashi, S. Sasaki, T. Abe. FISITA'98, Sept. 98, Paris, France.
- [Yamagushi-98] Permanent magnet type synchronous motor, Yasuo Yamagushi et al, European patent application, date of publication : 26.08.1998, application number : 98102909.3, EP 0 860 929 A2.
- [Yamakoshi-92] Easily assembled small size electric vehicles DC brushless motor. I. Yamakoshi, K. Endo, T. Shimoda, pp. 1-11, paper n° 8.07, Florence, 1992.
- [Yamamura-96] AC drive system for electrical vehicle. H. Yamamura, H. Katada, O. Koizumi, R. Masaki, S. Naito, F. Tajima, H. Kuwabara From Hitachi Ltd. (Japan), EVS 13 Vol II pp 770-775
- [Yonnet-96] Le véhicule électrique aux Etats-Unis, Véhicule et composants électriques. Rapport de veille technologique, Edition ADIT, Février 96.
- [Zhu-92] Finite element calculation of core losses in motors with non-sinusoidal fields. J.G. Zhu et al. ICEM'92, Sept.92, Vol. III, pp 1182-1186

RESUME en français

Ce travail se place dans le contexte de l'utilisation de **machines à aimants** permanents dans les véhicules **hybrides ou électriques**. Un modèle analytique, qui prend en compte les effets de la **non linéarité** du circuit magnétique, permet d'obtenir les pertes (Joule et fer) quel que soit le point de fonctionnement de la machine. Des **cartes d'isorendement** dans le plan **couple-vitesse** peuvent être tracées.

Ce modèle a ensuite été utilisé pour étudier des variantes d'une machine synchrone à aimants. Des comparaisons de **consommation sur cycles** de route ont été effectuées sur ces machines, ainsi que l'étude d'autres **structures de rotor** à aimants.

Un second modèle a été développé pour répondre à un besoin de **conception**. Il a servi pour une **optimisation sous contraintes** dans un objectif de **réduction de coût et de volume**.

TITRE en anglais

Comparison of permanent magnet synchronous motor drives for electrical and hybrid vehicles

RESUME en anglais

A modelling methodology is proposed to study **PM synchronous motor** for **electric drives**. A non-linear model is presented to take **saturation** effects into account. FEM accuracy is combined to analytical modelling to quicker reach motor performances whatever operating point. A new **FEM** magnetic loss estimation is exploited to obtain **efficiency maps** (Copper and core loss).

Influence of **active length shortening** is studied. Surface PM shape modification reduces high speed **core loss**. **Inset and Interior PM motors** are compared. **Driving cycle consumption** of Interior PM motor is improved by an airgap induction shape modification.

Another analytical model is dedicated to **conception**. It uses a reluctance network. **Constrained optimisation** of PM motors is then performed to reach **cost and volume reduction**.

DISCIPLINE

Génie Electrique

MOTS - CLES

Machines synchrones, aimants permanents, aimants en surface - encastrés - enterrés, véhicules électriques et hybrides, pertes fer, saturation, effets croisés, consommation sur cycles, optimisation

Synchronous motor drive, permanent magnet, surface - inset - interior magnet, electric and hybrid vehicles, core loss, saturation, cross-magnetising effect, driving cycle consumption, optimisation

INTITULE ET ADRESSE DE L'U.F.R. OU DU LABORATOIRE :

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
Rue de la Houille Blanche - BP 46
38402 St Martin d'Hères Cedex, France