

Contributions à l'étude de machines multi-enroulements pour l'aéronautique : machine synchrone à aimants permanents pour la tolérance aux défauts : machine asynchrone pour la traction

Nicolas Velly

▶ **To cite this version:**

Nicolas Velly. Contributions à l'étude de machines multi-enroulements pour l'aéronautique : machine synchrone à aimants permanents pour la tolérance aux défauts : machine asynchrone pour la traction. Autre. Institut National Polytechnique de Lorraine, 2011. Français. NNT : 2011INPL022N . tel-01752059

HAL Id: tel-01752059
https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01752059

Submitted on 21 May 2021

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.

UNIVERSITÉ DE LORRAINE

AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10
http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php
http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm

Nancy-Université
INPL

Institut National Polytechnique de Lorraine
ECOLE DOCTORALE **IAEM-Lorraine** « Informatique Automatique Electronique-Electrotechnique et Mathématiques » de Lorraine

THESE

Présentée à

L'Institut National Polytechnique de Lorraine

en vue de l'obtention du titre de

DOCTEUR DE L'I.N.P.L

Spécialité : Génie Electrique
par

Nicolas VELLY

Ingénieur INPL-ENSEM Nancy

CONTRIBUTIONS A L'ETUDE DE MACHINES MULTI ENROULEMENTS POUR L'AERONAUTIQUE :

MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS POUR LA TOLERANCE AUX DEFAUTS
MACHINE ASYNCHRONE POUR LA TRACTION

Soutenance à huis clos le 06 avril 2011

Membres du jury :

Rapporteurs:	Ch. ESPANET	Professeur, Université de Franche Comté, FEMTO-ST
	E. SEMAIL	Professeur, Université de Lille1, L2EP
Examinateurs:	M.E. ZAIM	Professeur, Université de Nantes, IREENA-CRTT
	P.Y. LIEGEOIS	Ingénieur R&D Messier Bugatti
Dir. de Thèse :	F. MEIBODY TABAR	Professeur, INPL-NANCY, GREEN
Co-directeur:	N. TAKORABET	Professeur, INPL-NANCY, GREEN
Invités :	F. NIERLICH	Ingénieur R&D Messier Bugatti
	B. NAHIDMOBARAKEH	Maître de conférences, INPL-NANCY, GREEN

REMERCIEMENTS

Ces travaux de recherche se sont déroulés au laboratoire du Groupe de Recherche en Electrotechnique et en Electronique de Nancy (GREEN). Ils s'inscrivent dans le cadre d'un contrat CIFRE entre le GREEN et la société Messier-Bugatti.

J'adresse mes respectueux remerciements à Monsieur S.Saadate, directeur du laboratoire GREEN, pour m'avoir accueilli dans son équipe tout au long de ces travaux de thèse, tout comme je remercie grandement Monsieur P.Y.Liégeois, ingénieur chez Messier Bugatti d'avoir répondu favorablement à ma candidature. Je le remercie pour toute l'attention qu'il a su me porter dans le cadre de mes travaux de recherches et qui m'ont permis de m'épanouir dans mon travail dans le cadre de projets très actuels et à la pointe de la technologie. A ce titre, je lui en suis infiniment reconnaissant. Je remercie par la même occasion monsieur F.Nierliech qui a su m'accueillir dans son équipe au sein de Messier-Bugatti et qui m'a donné la possibilité de m'inscrire dans une thématique de recherche très actuelle.

Cette thèse n'aurait pu se dérouler dans d'aussi bonnes conditions sans avoir à mes côtés des directeurs de thèse aussi compétents, humains et ouverts qu'ont pu l'être messieurs F.Meibody-Tabar et N.Takorabet. Je souhaite qu'ils trouvent en ces quelques mots ma profonde et sincère reconnaissance qui, je l'espère, sera source de futures collaborations. Quelles que soient les discussions, elles ont toujours été constructives, variées et riche d'enseignement. Merci à eux.

J'adresse également mes vifs et sincères remerciements à messieurs C.Espanet et E.Semail qui m'ont fait l'honneur de rapporter sur ma thèse. Les différents échanges que nous avons pu avoir avant, pendant et après la thèse ont été extrêmement riches d'enseignement.

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'a fait monsieur M.E.Zaim en étant le président du jury. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde reconnaissance

Je souhaite également adresser de chaleureux remerciements à l'ensemble des membres du GREEN et tout particulièrement à :
S.Colinet qui a su être ouverte et disponible lorsque j'ai pu avoir besoin d'elle
I.Schwenker pour sa bonne humeur de tous les instants et qui a su par son écoute me redonner le moral quand le besoin s'en faisait sentir
L.Zoua qui a su également se rendre disponible lorsqu'il y a eu des imprévus de dernières minutes
B.NahidMobarakeh pour son aide précieuse, sa pédagogie et sa bonne humeur
D. Netter pour les discussions riches d'enseignement mais également pour son soutien moral
J. Fontchastagner pour les petites pauses détentes et les discussions toujours pertinentes
J.P Caron dont j'ai apprécié la bonne humeur et l'expérience

J'adresse également un grand remerciement à mes collègues en thèse. Je pense plus particulièrement à T.Boileau, O.Berry et S.Chaithongsuk. Au fil des jours, des mois et de ces trois ans nous avons appris à nous connaître et je souhaite vivement garder contact afin de faire perdurer l'amitié que nous avons construit lors de ces trois années de dur labeur.

Que ceux qui se sentent oubliés, trouvent dans cette phrase ma profonde gratitude et mes remerciements pour l'aide et le soutien apportés durant ces années.

Je tiens également à remercier ma famille pour leur soutien de tous les jours. Je souhaite leur adresser par cette pensée toute la reconnaissance et l'amour que je leur porte même si je ne leur montre pas systématiquement cet égard ils ont été moteurs dans cette thèse. Je souhaite d'ailleurs

à mon frère Morgan toute la réussite qu'il mérite dans ces études et qu'il trouve midi à sa porte dans la voie qu'il a choisi. Je ne saurais non plus comment remercier mes grands parents qui ont su m'apporter un soutien inébranlable lors de ces dernières années et mes pensées vont tout droit vers eux. Je remercie mon père et ma mère pour leur soutien de tous les jours ; merci. Je remercierai enfin ma compagne qui a su être présente dans les moments difficiles mais qui a su également se montrer infiniment patiente car il faut l'avouer la rédaction d'une thèse est pénible et nécessite énormément de temps personnel. Merci à elle.

Je finirais ces remerciements par une citation que j'apprécie particulièrement : « *Ce qu'on sait, savoir qu'on le sait ; ce qu'on ne sait pas, savoir qu'on ne le sait pas : c'est savoir véritablement* » (Confucius).

A mes parents Catherine et Guy,

mes grands parents Nicole, Gilbert et Lorette,

mon frère Morgan

et mon ty cœur Julie

Merci à vous tous

SOMMAIRE

SOMMAIRE ____ *5*

GLOSSAIRE ____ *7*

INTRODUCTION GENERALE ____ *9*

PARTIE 1 : ETUDE D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS A DOUBLE ETOILE TOLERANTE AUX DEFAUTS ____ *23*

Nomenclature Partie 1 ____ **25**

1. Rappel des contraintes de dimensionnement sur les machines tolérantes aux défauts ____ **26**
1.1. Mise en évidence de la problématique de sûreté de fonctionnement ____ 26
1.2. Actionneurs redondés munis d'un unique étage de puissance ____ 30
1.3. Actionneurs redondés munis de deux étages de puissance ____ 32
1.4. Description des travaux menés dans ce chapitre ____ 36

2. Topologies de bobinage à deux étoiles indépendantes ____ **37**
2.1. Cas des machines à bobinage distribué ____ 38
2.2. Cas des bobinages à plot ____ 42
2.3. Intérêt des bobinages à plots ____ 49

3. Topologies de machines à courant de court-circuit limité ____ **51**
3.1. Modèle circuit de la MSDE en fonctionnement sain ____ 51
3.2. Modèle circuit de la MSDE en cas de court circuit ____ 54
3.3. Limitation du courant de court circuit par segmentation des aimants ____ 57
3.4. Limitation du courant de court circuit par action sur le rayon d'alésage ____ 59
3.5. Amélioration du découplage magnétique ____ 61

4. Etude des forces radiales ____ **64**
4.1. Modèle semi analytique ____ 65
4.2. Exemple de deux machines triphasées bobinées par plot ____ 70
4.3. Exemple de deux machines double étoile à bobinage à plots ____ 73

5. Conception et réalisation d'une machine à aimants double étoile tolérante aux défauts ____ **75**
5.1. Choix de la topologie de bobinage ____ 76
5.2. Résultats attendus ____ 78
5.3. Expérimentation ____ 80
5.3.1. Essais à vide ____ 81
5.3.2. Essais en Charge en fonctionnement sain ____ 82
5.3.3. Essais en mode dégradé ____ 83
5.3.3.1. Essai à vide ____ 83
5.3.3.2. Essai en charge avec une étoile court-circuitée ____ 85
5.3.4. Bilan sur l'étude expérimentale ____ 86

6. Conclusion ____ **87**

PARTIE 2 : ETUDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A POLARITE VARIABLE POUR LE GREEN TAXIING ____ *89*

Nomenclature Partie 2 ____ **90**

1. Positionnement du Problème ____ **92**

2. Démarche utilisée pour l'évaluation des performances – modélisation interne ____ **98**
2.1. Méthode de calcul du spectre de la densité de courant au stator ____ 98
2.2. Principe de résolution Magnéto-harmonique ____ 103
2.3. Principe de résolution Transitoire ____ 104

3. Choix du bobinage à polarité reconfigurable ____ **105**
3.1. Limites de l'utilisation de bobinage à simple couche ____ 106
3.2. Bobinage double couche ____ 111

4. Etude paramétrique ____ **117**
4.1. Justification de l'étude paramétrique multi-objectif de la machine asynchrone à polarité configurable ____ 118
4.2. Méthode utilisée pour l'étude paramétrique ____ 120
4.3. Choix du nombre de barres rotoriques ____ 122
4.4. Impact de l'entrefer sur la valeur du couple à glissement nominal ____ 123
4.5. Impact du rayon d'alésage ____ 124
4.6. Adaptation à la tension et choix du nombre de spires ____ 127
4.7. Impact de l'ouverture relative des isthmes d'encoches statoriques et rotoriques ____ 128
4.8. Impact de la hauteur des encoches rotoriques ____ 129

5. Performances de la topologie retenue ____ **130**
5.1. Choix de topologie au regard de la variation paramétrique ____ 130
5.2. Performances du moteur choisi ____ 132
5.3. Analyse des performances de la machine à polarité configurable ____ 135
5.3.1. Analyse des performances au regard de la spécification couple vitesse ____ 135
5.3.2. Possibilité d'augmentation de vitesse au-delà de 10500tr/min pour la machine configurée à 2 paires de pôles ____ 138
5.3.3. Procédé de changement de vitesse ____ 139
5.3.4. Considération de dimensionnement de l'étage de puissance ____ 140
5.4. Etude en régime dynamique du contenu harmonique du courant et du couple à tension et fréquence imposée ____ 140

6. Modèle de la machine asynchrone à double étoile en vue de la commande ____ **142**
6.1. Positionnement du problème ____ 142
6.2. Transformation mathématique nécessaire pour passer à un système de grandeurs inverse à un système de grandeurs direct ____ 145
6.3. modélisation de la MASDE par deux machines équivalentes ____ 146
6.3.1. Equations de flux et problématique des bobinages incomplets ____ 146
6.3.2. Modèle de la machine **M+** *dans un même repère fixe ou tournant* ____ 152
6.3.3. Modèle de la machine **M-**. *dans un même repère fixe ou tournant* ____ 156
6.4. Méthode d'estimation des paramètres de la MASDE ____ 158
6.4.1. Identification des paramètres statoriques ____ 158
6.4.2. Estimation des paramètres rotoriques ____ 160

7. Conclusion ____ **167**

CONCLUSION GENERALE ____ *170*

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES ____ *176*

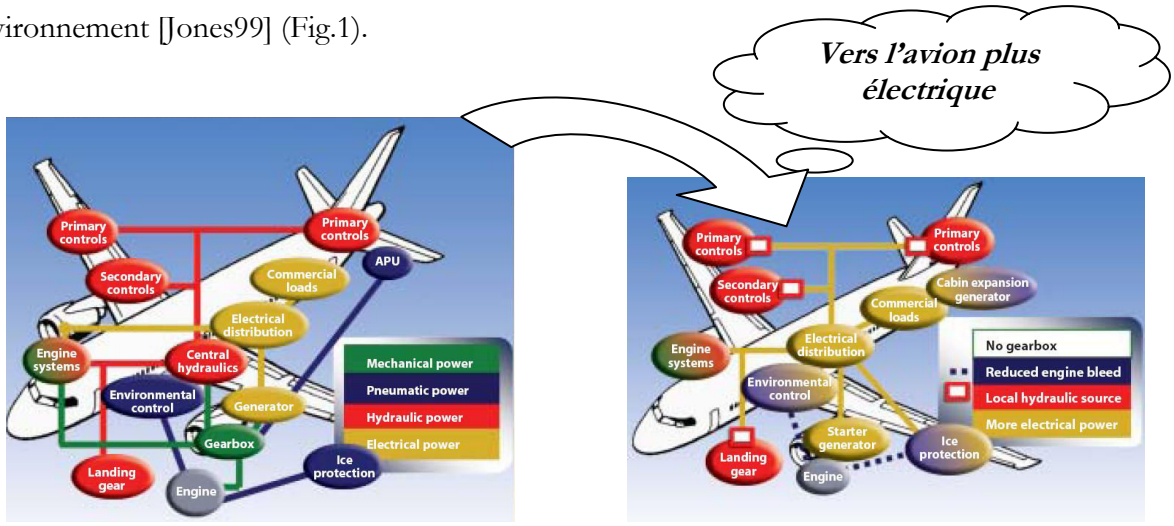
GLOSSAIRE

Actionneur	ensemble moteur+onduleur-redresseur-commande
Avionneur	Constructeur d'avions
EHA	Actionneur électro hydraulique
EMA	Actionneur électromécanique
fém	force électromotrice
fmm	force magnétomotrice
green taxiing	solution électrique pour le taxiage
MAS	machine asynchrone
MASDE	machine asynchrone à double étoile
MRVDS	machines à réluctance variable à double saillance
MSAP	machine synchrone à aimants permanents
MSDE	Machine synchrone à double étoile
mode dégradé	opération avec défaut de type court-circuit ou circuit-ouvet
mode sain	opération en mode normal sans défauts
systémier	l'entité ou les entités en chargede la conception, du développement de dispositif pour l'aéronautique
taxiing	phase de roulage de l'avion sur le tarmac
taxi in	phase de roulage pour rentrer au parking
taxi out	phase roulage pour aller sur la piste de décollage

INTRODUCTION GENERALE

Les travaux présentés dans ce mémoire font l'objet d'une collaboration de recherche entre le laboratoire GREEN (Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy) et la société Messier Bugatti du groupe SAFRAN, premier fournisseur mondial de trains d'atterrissage pour avions, dans le cadre d'une bourse CIFRE. Nous présentons dans ce qui suit les problématiques actuelles relatives à l'utilisation d'actionneurs électriques dans l'aéronautique. Nous détaillons ensuite les thèmes abordés dans cette thèse.

L'essor de l'avion plus électrique, autorisé par la maturité des électroniques de puissance en environnement sévère, ouvre la voie depuis plusieurs années à des moteurs d'actionneurs plus diversifiés. Le projet d'avion électrique vise à remplacer les vecteurs énergétiques que sont les fluides hydrauliques et l'air comprimé par le courant électrique et d'obtenir en conséquence une diminution significative de la consommation en carburant. Safran mène des études de systèmes électriques, développe des composants électriques et mécaniques, étudie la façon de les monter, les protéger, les surveiller au cours de leur vie. Les « avions plus électriques » permettront une baisse du coût global de possession, une meilleure efficacité propulsive et un moindre impact sur l'environnement [Jones99] (Fig.1).



a) Répartition actuelle b) Répartition possible de l'avion plus électrique

Fig.1 Schéma de principe de la répartition de puissance dans un aéronef [Aerospace america]

Beaucoup de développements futurs sont encore à faire [Weimer03] [Quigley93] et sont motivés par le fait que l'utilisation des actionneurs électriques va permettre :

- ➔ la simplification de la maintenance par la réduction des composants hydrauliques ;
- ➔ la réduction des pièces et des outils de maintenance·
- ➔ l'amélioration du diagnostic en temps réel ;
- ➔ l'amélioration de la disponibilité et de la fiabilité ;
- ➔ un gain en rendement énergétique et la limitation consommation en carburant

SAFRAN regroupe de nombreuses entreprises travaillant sur les différents systèmes embarqués : en passant par les moteurs de propulsion jusqu'aux motopompes pour la climatisation des cabines. Ainsi SPEC (Safran Power Electronics Center) a d'emblée établi cinq thèmes de recherche (réseau électrique, environnement et refroidissement de l'électronique de puissance, composants de puissance et topologie de convertisseur, architectures d'entraînement électrique, intégration de l'électronique de puissance en environnement turboréacteur) (Fig.2). Au jour d'aujourd'hui nombre d'entre elles tentent de remplacer des éléments de type hydrauliques par des actionneurs électriques.

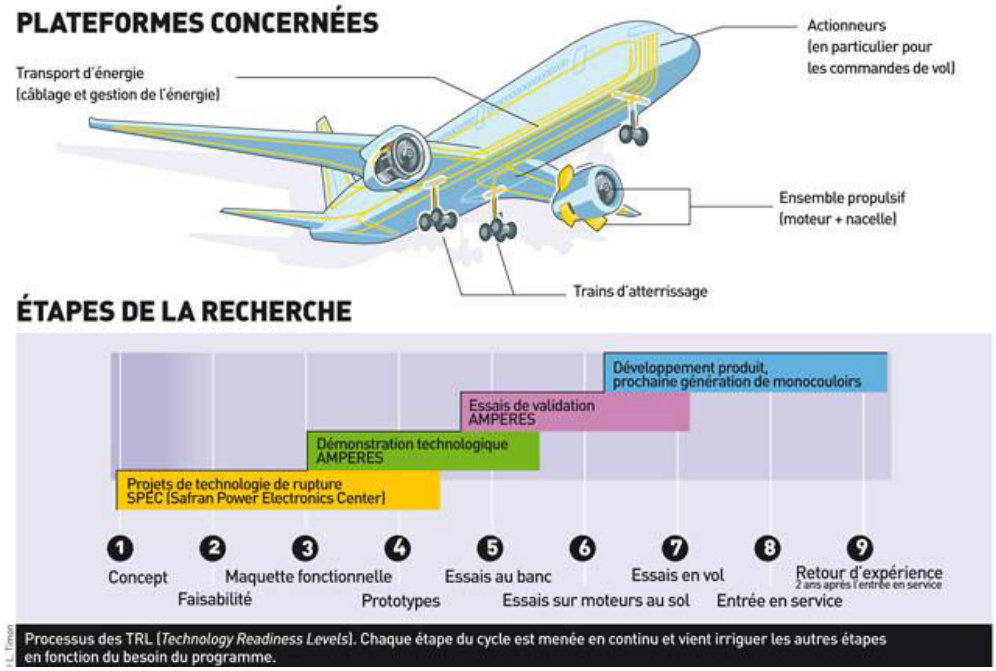


Fig.2. Division des zones de compétences de Safran pour l'implantation d'un produit sur aéronef

On citera ainsi Messier Bugatti qui a répondu aux exigences des avionneurs en termes de sécurité d'efficacité et de coûts en proposant un système de freinage électrique procurant également plus de confort lors des phases de freinage grâce à l'utilisation de moteurs électriques (Fig.3). L'utilisation à bord de ce type de moteur est possible grâce au réseau électrique embarqué. Ce réseau permet d'utiliser des moteurs avec des plages de fréquences d'alimentation allant jusqu'à 800Hz. Ainsi la thématique des actionneurs électriques pour l'aéronautique est en pleine émergence et nombre de systémier sont à la recherche de solutions pratiques et économiques afin de minimiser leur dépense mais également de garantir une sécurité encore plus accrue dans des systèmes où la sécurité et la fiabilité sont primordiaux voire vitaux.

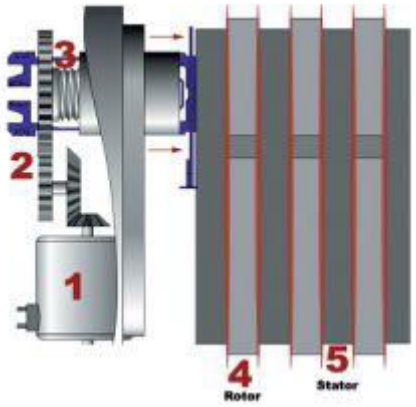


Schéma du principe du frein électrique (source Messier-Bugatti)

1) Moteur électrique
2) Réducteur à engrenages
3)Vis et écrou
4) Disque carbone rotor
5) Disque carbone stator



Fig.3. Frein électrique fabriqué par Messier Bugatti

Jusqu'à récemment, la quasi-totalité des actionneurs des aéronefs étaient hydrauliques. En effet, l'hydraulique offre une excellente capacité de charge par unité de masse. Cette propriété intrinsèque a longtemps favorisé cette technologie dans le domaine de l'actionnement aéronautique, où les efforts à combattre sont élevés (commandes de vol, mais aussi freinage et gestion des trains d'atterrissage…) et où la contrainte de masse est une contrainte essentielle. En effet, chaque kilogramme superflu nécessite un ajout de masse de structure, des poussées de moteur plus élevée, et plus de carburant pour le transporter, si bien qu'on tombe dans un cercle non vertueux, où il faut ajouter de la masse pour transporter le kilogramme en trop. Ainsi, les moteurs qu'on trouvait couramment dans les actionneurs des avions étaient des moteurs de servitude, de faible puissance, et souvent alimentés par le réseau 28Vdc. Il s'agissait de moteurs à balais le plus souvent.

D'une manière générale, l'électricité prend pourtant aujourd'hui une place prépondérante dans le schéma énergétique des véhicules, notamment dans la distribution interne d'énergie. Les aéronefs n'échappent pas à cette tendance. Le besoin en puissance électrique est de plus en plus croissant comme l'illustre la figure 4, ce qui pourrait entraîner l'abandon progressif de l'énergie hydraulique ou pneumatique à bord des aéronefs : c'est le concept de l'avion « *tout électrique* ».

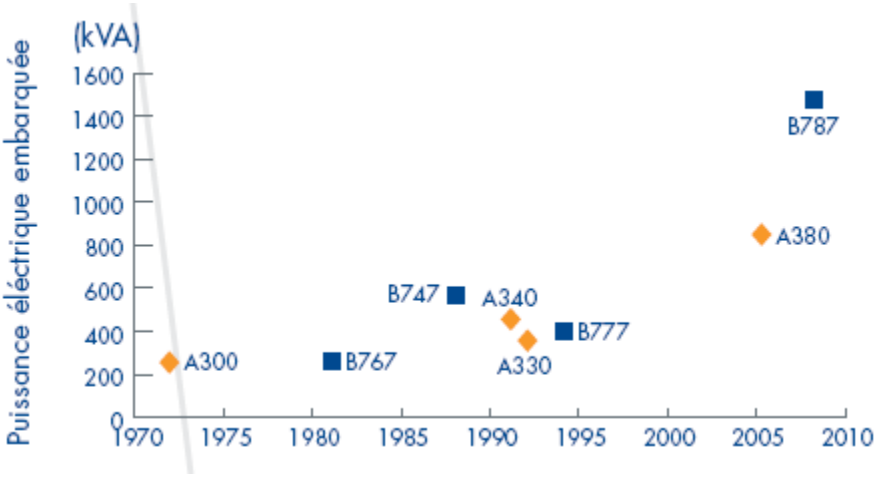


Fig.4 .Besoin en énergie électrique pour différentes classe d'aéronefs[Classe Affaire 05]

Le remplacement des systèmes hydrauliques ou oléopneumatique s'opère via l'utilisation de moteurs optimisés au regard de l'application envisagée. Il peut s'agir de moteurs montés sur les pompes hydrauliques dans le cadre d'EHA (Electro Hydrostatic Actuator). Un actionneur électro-hydrostatique est un actionneur utilisant un circuit hydraulique déporté dont la pression est assurée par un moteur électrique. C'est donc un actionneur à puissance électrique à circuit hydraulique local. Un des principaux avantages de cette technologie réside dans la possibilité de dupliquer sur un EHA les modes opératoires d'un actionneur hydraulique conventionnel. Ces configurations permettent d'assurer le service requis à partir de deux actionneurs mis en parallèle. Leur conception est très particulière puisque l'entrefer sert aussi de drain hydraulique. Contrairement à un EHA, un EMA (electromechanical actuator) ne possède plus de circuit hydraulique, la transmission de la puissance s'effectue par le biais d'une transmission mécanique. On dénotera alors deux types d'EMA : les EMA en attaque directe (direct drive) ou déporté et muni d'un étage de réduction. Dans le premier cas, le rotor du moteur est directement relié au système à entraîner. Ce type d'application nécessite que les puissances en jeu ne soient pas trop importantes afin qu'une solution "direct drive" soit compétitive du point de vue de masse vis à vis d'une solution hydraulique. Dans le cas d'une solution déportée, le moteur est relié à un engrenage mécanique permettant de réduire le couple nécessaire sur l'arbre. La machine est autorisée à tourner plus vite à moindre couple, toutefois cette solution augmente le taux de panne du système du fait de l'adjonction de sous systèmes mécaniques. Les moteurs électriques à venir devront ainsi encore mieux s'intégrer aux exigences spécifiques de l'actionneur sur lequel ils sont montés, et l'utilisation des avantages de l'électricité sera encore plus systématique, offrant de très nombreuses solutions et potentiellement une grande diversité aux topologies de moteurs qu'ont rencontrera à l'avenir.

Les couples massiques des moteurs électriques étant plus faible que ceux d'actionneur de type hydraulique, l'écart de performance peut alors être comblé en utilisant des étages de réduction multiples comme des étages épicycloïdaux avec des moteurs à vitesses de rotation très élevées. On retrouve ainsi ce type de procédé sur des moteurs destinés au mode secours des boîtiers d'accrochage des trains d'atterrissage. Dans la mesure de leur faisabilité, les solutions en attaque directe permettraient d'éliminer les étages mécaniques de l'actionneur et d'occulter les différents risques de grippages ou de casse dus aux conditions extrêmes dans lesquels ces actionneurs sont amenés à évoluer. On voit ainsi l'émergence de cette nouvelle contrainte sur les moteurs : être à la fois fort couple / basse vitesse et le plus léger possible.

Pour certaines applications critiques pour la sécurité des passagers, il faut présenter une redondance de manière à permettre à l'actionneur de fonctionner même en cas de panne d'une voie d'alimentation, d'un système de commande, d'une panne d'un organe de l'actionneur, ou voire même d'une panne mécanique de l'actionneur lui-même. Pour répondre à ce type d'exigence, l'actionneur peut être mécaniquement totalement ou partiellement redondé. Chaque demi-actionneur est alors pourvu de son moteur, et lui-même de son onduleur. Malheureusement, ce type d'architecture est lourd et complique la mécanique, apportant à son tour des sources de panne potentielle. La redondance peut s'opérer sur la chaîne de puissance et /ou le moteur. Avec une MSAP, munie d'un bobinage triphasé monté en étoile et alimentée via un onduleur à trois bras (système mono-convertisseur mono-machine), un défaut sévère dans un élément de la chaîne de conversion d'énergie peut à lui seul entraîner la perte (totale ou partielle) de contrôle de l'actionneur [Moubayed98]. Parmi les défauts, ceux concernant le réseau ainsi que ceux de l'onduleur et sa commande rapprochée peuvent être considérés comme étant les plus probables. Etant donné qu'il existe dans certains systèmes embarqués deux réseaux, soit identiques soit l'un principal et l'autre auxiliaire, en cas de défaut sur un réseau il est possible d'alimenter l'actionneur par le deuxième. Par contre, les défauts de l'onduleur conduisent à la perte de contrôle de courant et des ondulations de couple d'amplitude élevée. On cherchera donc à redonder les éléments pouvant être source de panne par différentes manières et on parlera d'actionneurs tolérants aux défauts [Ertugrul02] [Bianchi05] [Mecrow96] [Thomsen06].

Ainsi les sources de puissance pneumatique ou hydrauliques pourraient à terme être remplacées par des actionneurs électriques permettant de garantir une maintenabilité plus aisée. En effet la purge des systèmes hydraulique étant nécessaire au remplacement de pièces défectueuses, le remplacement d'éléments hydraulique permettrait de réduire les temps d'attente au sol et donc de

diminuer le coût des interventions de maintenance. Nous présentons sur la figure 5 une comparaison non exhaustive de ces différents systèmes afin de mettre en avant leurs points forts et d'indiquer leurs faiblesses.

		Hydraulique	**Pneumatique**	**Electrique**
Performances	+	Forte densité de puissance Adapté aux fonctionnement impulsionnels	Adapté aux charges continues de forte puissance	Rendement élevé Réponse rapide Commande aisée
	-	Peu d'améliorations envisageables (technologie mature)	Pertes	Puissance massique moindre
Fiabilité	+	très fiable	Fiable	Diagnostic en temps réel possible Gestion des défauts Redondance assurant la disponibilité
	-	Possibilités de fuites Pas de diagnostic	Difficulté de localiser les fuites	Connectique Contraintes environnementales sévères
Economique	+	Coût de développement (technologie mature)	Coût de développement (technologie mature)	Coût d'exploitation Amélioration de la maintenance Diminution de la consommation
	-	Coût de maintenance	Coût de maintenance	Coût de développement et prototypage avant certification

Fig.5. Tableau comparatif des différents procédés de conversion de puissance

Les avancées technologiques et les besoins en terme de disponibilité et fiabilité poussent alors la recherche à développer des méthodes de conception d'actionneurs tolérants aux défauts [Velly09] [Mavier07]. Ainsi grâce à des technologies innovantes de redondance sur l'électronique de puissance et/ou sur les moteurs électriques, les actionneurs électriques deviennent tolérants aux défauts et permettent d'assurer la continuité de service quel que soit le mode opératoire. L'utilisation d'actionneurs électriques tolérants aux défauts justifie ainsi la mise en place de

méthodes de détection de défauts afin d'imposer leur reconfiguration pour fonctionner en mode dégradé. Les méthodes de détection de pannes électriques [Boileau07] [Leboeuf10] permettent de garantir une meilleure visibilité sur les éléments apparaissant dans les actionneurs électriques. On peut dès lors déterminer via des mesures électriques en temps réel [Arkan01] à quel type de panne on se trouve confronté, quel en est le degré de criticité et donc déterminer si il y a lieu d'intervenir en reconfigurant le système dans un premier temps voire de procéder au remplacement de l'appareil défectueux le cas échéant. On pourrait ainsi espérer pouvoir pronostiquer l'apparition d'une panne côté actionneur électrique et donc palier préventivement au problème, ce qui assurerait un temps de maintenance plus court car un temps de détection de panne plus faible.

Pour cette raison, un des objectifs des travaux menés dans cette thèse est de proposer une topologie de moteur à aimants permanents tolérante aux défauts adaptée aux actionneurs embarqués.

Aujourd'hui, l'objectif des avionneurs est de répondre à la demande croissante de réduction de la consommation, des émissions de gaz polluants et des nuisances sonores causées par l'aéronef. Aujourd'hui la consommation typique des moteurs de propulsion est de l'ordre de 12Kg de carburant par minute à l'allure de roulage (taxiiage). Or le nombre de cycles de roulage pour des avions de ligne peut atteindre 14 par jour. Cette période de roulage nécessaire pour rejoindre la piste de décollage ou le retour à la zone d'embarquement est un gouffre économique contre lequel Messier Bugatti tente de proposer une solution technologique réduisant ces coûts. Il existe à l'heure actuelle des véhicules permettant la traction de l'avion pendant cette période de roulage mais le systémier est désireux de trouver une solution autonome à implémenter directement sur le train d'atterrissage dont il est garant de la conception. Le principe serait alors de proposer une technologie de moteurs permettant de fournir la puissance nécessaire pour la traction de l'avion, ce système électrique se logerait au niveau du train principal de l'avion puisque 80% du poids total y est réparti (Fig.6) et serait alimenté par le réseau de bord de l'avion.



Fig.6. Exemple de tracteur pour aéronef : Le Push-back Comet 12 [MULAG]

Au delà de la réduction significative de la consommation au sol et des émissions, cette solution permettrait d'assurer la parfaite autonomie de l'avion durant la période de roulage. De plus l'utilisation d'un tracteur effectuant le "push back" de l'avion sera évitée. Or l'utilisation de ce type de tracteur nécessite de solliciter les freins de façon importante pour limiter la poussée des réacteurs de propulsion. De ce fait l'utilisation, d'un actionneur électrique autonome permettrait de limiter l'usure des disques carbones et donc d'améliorer leur durée de vie. La réduction du bruit lié au nombre des avions engagés sur le parc serait également déterminante. Le gain en consommation sur un avion de type moyen et long courrier serait alors de l'ordre de 4% ce qui à l'échelle de la flotte représente une économie considérable.

Il y a encore quelques années cette idée n'était pas concevable du fait du faible rendement de ce type d'actionneurs. Aujourd'hui les technologies ont évolué [Almadi] et les moteurs de type synchrone ou asynchrone atteignent des rendements qui permettent d'espérer que ce type de solution peut être viable dans l'aéronautique.

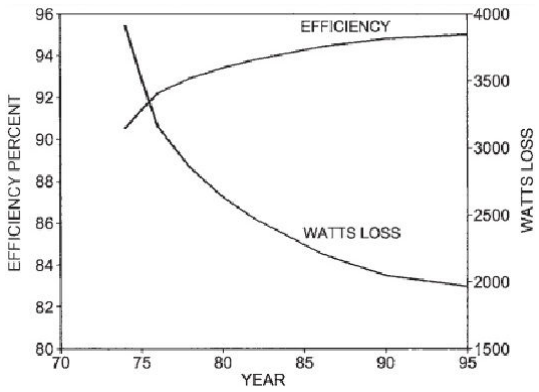


Fig. 7. Evolution du rendement au cours des dernières années d'une MAS de 35KW tournant à 1800 tr/min

Ce type d'actionneur permettant d'entraîner l'avion au sol nécessite de grandes puissances. On peut alors déterminer plusieurs types d'actionneur permettant de remplir ces conditions :

actionneurs à attaque direct ou déportés. Mais du fait des forts couples nécessaires il est souvent nécessaire d'adjoindre un réducteur afin de permettre à la machine de tourner plus vite à plus faible couple. L'enveloppe admise pour ces actionneurs est restreinte et comme tout appareillage il est soumis à de fortes contraintes d'encombrement. L'ajout d'étage de réduction permettra compacter le moteur et donc de gagner en volume et masse. Mais les fortes puissances en jeu impliquent également d'optimiser ces moteurs pour des pertes minimales. Les éléments de refroidissement jouent donc un rôle primordial dans la chaîne de conversion de puissance. En effet les couples demandés et l'encombrement alloué nécessitent de refroidir le moteur de manière conséquente. L'actionneur abritera donc en son sein un élément de type extracteur de chaleur afin d'éviter une surchauffe trop importante du moteur. Il est donc possible d'envisager une traction électrique pour les aéronefs dans la mesure où les topologies de moteurs sont adaptées à la demande de puissance et que l'évacuation de la chaleur s'opère convenablement.

Pour cette raison, le second des travaux menés dans cette thèse est de proposer une solution adaptée à cette application, en utilisant une machine asynchrone double étoile originale permettant d'avoir un cœfficient de couple commandable.

Dans le cadre des travaux menés dans cette thèse, nous nous sommes focalisés sur les machines multi enroulements faisant partie des machines polyphasées [Klingshirn 83]. Quel que soit le type de machines considéré, il existe des interactions entre les harmoniques de temps et d'espace. Or plus le nombre de phases est élevé plus les harmoniques de couple pouvant exister sont de rang élevé. De ce fait, on peut facilement éliminer les harmoniques de rang faible, sources d'oscillations de couple, en augmentant le nombre de phases.

Pour les applications de type aéronautiques, les machines de types multi enroulements permettent de garantir une plus grande disponibilité du système. En effet en cas de défaut sur l'un des enroulements ou son alimentation [Jahns 80], la commande pourrait être reconfigurée pour que les enroulements restant garantissent la continuité de service [Martin00].

La puissance consommée par chacune des phases d'une machine multi enroulements est réduite en comparaison avec une machine triphasée (simple enroulement) ; lors du dimensionnement des composants du ou des onduleurs qui les alimentent, on pourra être amené à choisir des composants de calibre inférieur limitant de ce fait les pertes par commutation des composants.

L'utilisation de machines polyphasées permet également de diminuer le courant de phase sans augmentation de la tension qui est propice aux applications embarquées où la réserve de tension de bus continu est imposée. Pour les applications nécessitant de fortes puissances, il peut être très intéressant de s'attarder sur la manière dont on pourrait ségréguer la puissance en faisant varier le nombre de phases du moteur et donc le nombre de bras du ou des onduleurs [Moubayed98] [Martin00].

Nous avons ainsi scindé les études menées dans cette thèse en deux parties mettant chacune en valeur les avantages des machines à multi enroulements pour différentes applications aéronautiques.

Dans la première partie de cette thèse, nous nous intéressons aux contraintes de disponibilité et de tolérance aux défauts auxquelles sont soumis les actionneurs destinés à l'aéronautique. Nous reviendrons tout d'abord sur les procédés permettant à un actionneur de fonctionner même en cas de défauts par reconfiguration de l'électronique de puissance et présenterons les différentes architectures d'onduleur et/ou de moteurs permettant d'assurer une certaine continuité de service. Nous nous focaliserons ainsi sur les principes de conception d'un moteur synchrone à aimants permanents double étoile tolérant aux défauts. Nous proposerons un moteur à bobinage concentrique permettant de réduire l'encombrement de ce type de moteur mais surtout permettant de rendre l'architecture de bobinage symétrique même en l'absence d'alimentation d'une des étoiles. En cas de défauts, l'actionneur peut être amené à ne faire fonctionner qu'un des deux enroulements ; l'utilisation de machines à aimants permanents dans ces conditions, induit que l'enroulement non alimenté est siège de tension induite et que si cet enroulement est court-circuité, en raison d'un défaut d'onduleur, le courant de court-circuit peut nuire à l'intégrité du matériel si il n'est pas limité. Par conséquent, nous proposerons différentes méthodes de limitation de ce courant afin de réduire les risques potentiels engendrés par la mise en court circuit d'un enroulement, tandis que l'enroulement sain doit être en mesure d'assurer la génération de couple nécessaire. De plus l'utilisation de machines à deux enroulements au sein d'un même stator est source de couplage magnétique entre étoiles. Les étoiles doivent alors être découplées magnétiquement de telle sorte qu'en cas de fonctionnement dégradé, l'étoile saine puisse opérer correctement sans être perturbée par l'étoile mise en défaut. Afin de prendre en considération l'ensemble de ces affirmations, nous proposerons un modèle de la machine à double étoile prenant en compte le couplage magnétique entre les étoiles et permettant de visualiser l'impact des différentes grandeurs électriques sur l'amplitude du courant de court

circuit. Enfin, l'utilisation de machines multi enroulements peut être source de déséquilibre des efforts radiaux agissant sur le rotor lorsqu'un seul des enroulements est alimenté. Nous répondrons à cette problématique en proposant un modèle semi analytique d'estimation de la résultante des forces radiales ainsi que la détermination d'une borne supérieure de ces forces permettant d'ajouter un critère supplémentaire de dimensionnement des roulements. Nous mettrons en œuvre l'ensemble des principes de conception énoncés grâce à la réalisation d'un prototype permettant de valider l'ensemble des critères de dimensionnement que nous avons établis.

Dans la seconde partie de cette thèse, nous nous intéressons à la faculté de reconfiguration des machines asynchrones à multi enroulements. Nous présentons tout d'abord les spécificités de l'application considérée : le green taxiing. Nous proposons d'étudier une machine asynchrone à cage à polarité reconfigurable par la commande. Le but est alors d'obtenir une machine à coefficient de couple commandable suivant la vitesse et ainsi de réduire les contraintes sur l'alimentation lorsque la machine évolue sur une large plage de vitesse comme le nécessite l'application. Nous avons mené une étude sur les types de bobinages permettant une reconfiguration de la polarité par inversion grâce à la commande de son alimentation. Nous avons dégagé ainsi une solution de bobinage à double couche dont la qualité de bobinage reste convenable dans les deux configurations de polarité. Nous proposons ainsi de dimensionner ce type de moteur au regard de la spécification de l'application « green taxiing ». Nous montrons ainsi que le dimensionnement de ce type de moteur nécessite de prendre en considération le fait que les zones saturées changent suivant la polarité configurée et qu'il est nécessaire d'effectuer un compromis de dimensionnement entre les deux configurations. Nous effectuons, par la suite, une variation paramétrique prenant en compte plusieurs objectifs de dimensionnement et dégageons ainsi une solution compétitive sur l'ensemble de la plage de vitesse considérée. En raison de la spécificité du bobinage étudié et de sa reconfiguration possible par la commande, il a également été nécessaire de proposer un modèle de la machine prenant en compte les singularités de bobinage. Ce modèle établi, nous utilisons une méthode d'estimation de paramètre grâce à l'utilisation du modèle analytique couplé à la résolution par un calcul élément fini en magnétodynamique. Nous comparons les résultats obtenus grâce au modèle à ceux obtenus par la résolution numérique. Nous validons ainsi théoriquement, le principe de machine asynchrone à coefficient de couple variable pour des applications de type transport.

PARTIE 1 :
ETUDE D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS A DOUBLE ETOILE TOLERANTE AUX DEFAUTS

Nomenclature Partie 1

B_n :	Induction normale dans l'entrefer
B_t :	Induction tangentielle dans l'entrefer
C_p	la capacité calorifique du cuivre
δt	désigne le temps de fonctionnement
ΔT	désigne l'élévation de température
$F_{x,y}$	réprésente la projection de la résultante des forces radiales sur les axes x et y
$\left[G^k_{abc}\right]$	est la resprésentation vectorielle d'une grandeur G triphasée de l'étoile k
γ	désigne le décalage électrique entre les 2 étoiles
i_{dcc}	désigne la composante d'axe d du courant de court circuit
i_{qcc}	désigne la composante d'axe q du courant de court circuit
I_{cc}	désigne l'amplitude du courant de courant circuit
J	désigne la densité de courant sur le cuivre
$k = M_{12} / L$	caractérise le couplage magnétique entre les deux étoiles
k_{bn}	amplitude du cœfficient de bobinage de rang n
L_{cu}	désigne la longueur de cuivre d'un fil de conducteur aller-retour, comprenant la longueur active plus la longueur des têtes de bobine
L_p	est l'inductance propre de chaque phase
m	désigne la masse de cuivre
M_{st}	représente la mutuelle entre les phases d'une même étoile.
$M_{y1,y2}$	représente le module de l'inductance mutuelle entre étoile
N_s	désigne le nombre de plots bobinés
N_r	désigne le nombre de pôles rotoriques
p	désigne la polarité de la machine
$P(x)$	désigne la matrice rotation d'un angle x
Ψ_{fabc}	fera référence au flux d'aimants
q	désigne le nombre d'encoche par rôle et par phase
R	la résistance de phase
ρ_m	désigne la masse volumique du cuivre
$\rho_e = \rho_{cu}$	désigne la résistivité électrique du cuivre
S_{cu}	désigne la section d'un conducteur
T_{32}	désigne la matrice de Concordia
t :	la dépendance des courants en fonction du temps
θ_s :	une position courante le long de l'alésage du stator
θ :	la position du rotor par rapport à un repère fixe lié au stator. Au synchronisme nous avons $\theta = \omega t / p + \theta_0$ où θ_0 est la position du rotor à l'instant initial

1. Rappel des contraintes de dimensionnement sur les machines tolérantes aux défauts

Dans un souci environnemental, les concepteurs des systèmes embarqués se tournent vers le domaine électrique. Bien que les moteurs thermiques servant à la propulsion des avions soient indispensables compte tenu de leur puissance, de nombreux systèmes hydrauliques pourraient être remplacés par des systèmes électriques dont la maintenance est beaucoup plus aisée à réaliser puisqu'elle ne nécessite qu'un remplacement de l'appareil défectueux et non une purge du système hydraulique comme par exemple pour le remplacement d'un piston. Ainsi la politique des concepteurs est de se tourner vers un avion qui, si il n'est pas 'tout électrique' serait pour le moins 'plus électrique' [Jones99].

1.1. Mise en évidence de la problématique de sûreté de fonctionnement

Dans le domaine aéronautique, l'implantation de nouveaux systèmes est soumise à des normes drastiques qui définissent différents critères de sécurité et de sûreté de fonctionnement. Suivant l'environnement dans lequel évoluera le dispositif, certains critères seront essentiels dont il faut tenir compte lors du dimensionnement. On définit alors différents principes, extraits de la norme NF X 60-500, auxquels doivent se soumettre les dispositifs :

➔ Les critères de défaillances : La défaillance correspond à une altération du dispositif à accomplir sa tache.

➔ Les critères de pannes : Suite à une défaillance le système est dans l'incapacité totale d'effectuer sa fonction principale.

➔ La fiabilité : Le dispositif doit être en mesure d'assurer la continuité de service

➔ La disponibilité : Elle correspond à la faculté du dispositif d'assurer une fonction requise en supposant que tout autre élément extérieur au dispositif contribue sans défaillance à la fonction.

➔La maintenabilité : elle correspond à la faculté du système à pouvoir être réparé ou évoluer dans son environnement.

➔ La tolérance aux fautes : Il s'agit de la détection et du traitement des défaillances en vue d'assurer la continuité de service par reconfiguration du dispositif.

La figure I.1 présente la chaîne de conversion de puissance d'un EMA constituée de :

- ➔ Un réseau de bord qui peut être triphasé ou monophasé
- ➔ Un pont redresseur pour fournir une tension continue
- ➔ Des éléments capacitifs et inductifs permettant de lisser la tension en sortie de redresseur
- ➔ Un onduleur permettant d'obtenir une alimentation adaptée au moteur
- ➔ Un moteur électrique permettant d'assurer la conversion électromécanique de la puissance

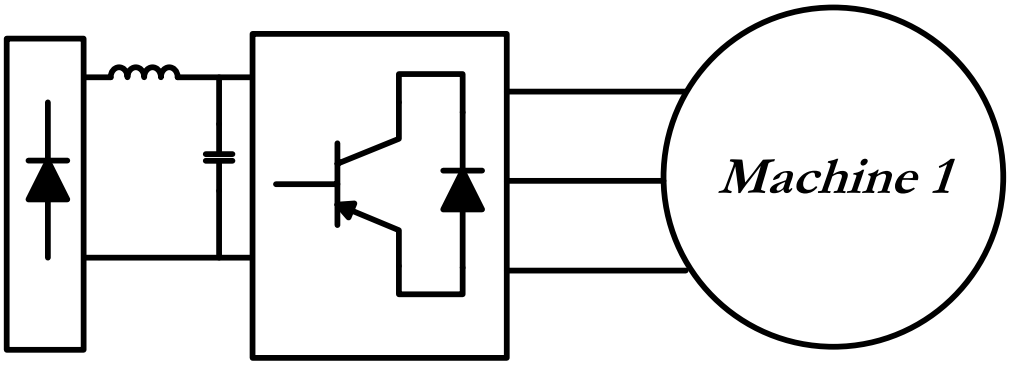


Fig.I.1. Chaîne de conversion de Puissance

La conversion de puissance est assurée tant que tous les composants de la chaîne fonctionnent conjointement sans défaillance. Néanmoins, lorsqu'un défaut apparaît sur l'un des composants de l'actionneur, celui-ci peut ne plus être en mesure d'assurer sa fonction et risque ainsi de mettre en péril le bon fonctionnement du dispositif. La criticité d'un organe ou d'une fonction exprime le niveau de gravité que présentent les conséquences de ses modes de défaut et de son indisponibilité pour le fonctionnement de l'avion. En sûreté de fonctionnement, on définit la fiabilité d'un système par rapport à son niveau de criticité qui peut être visualisé schématiquement sur la courbe de Farmer (Fig.I.2). Sur cette figure, on définit une courbe de référence correspondant à un risque constant, en dessous de laquelle on considère que le risque acceptable. C'est une courbe d'allure hyperbolique qui autorise une forte gravité si le taux de panne est très faible et vice-versa.

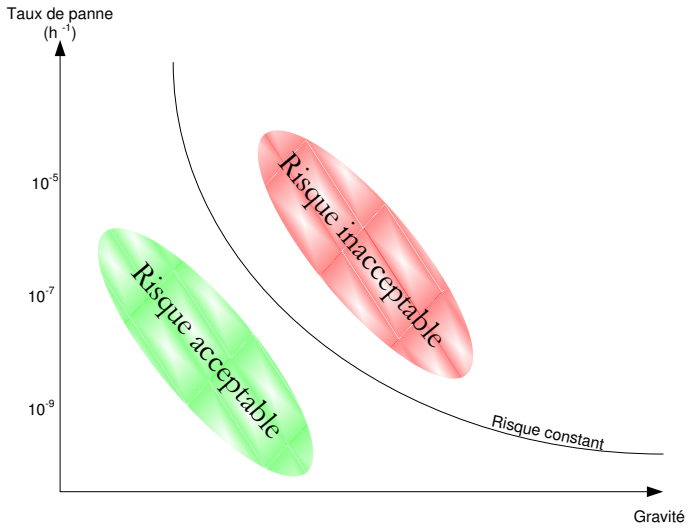
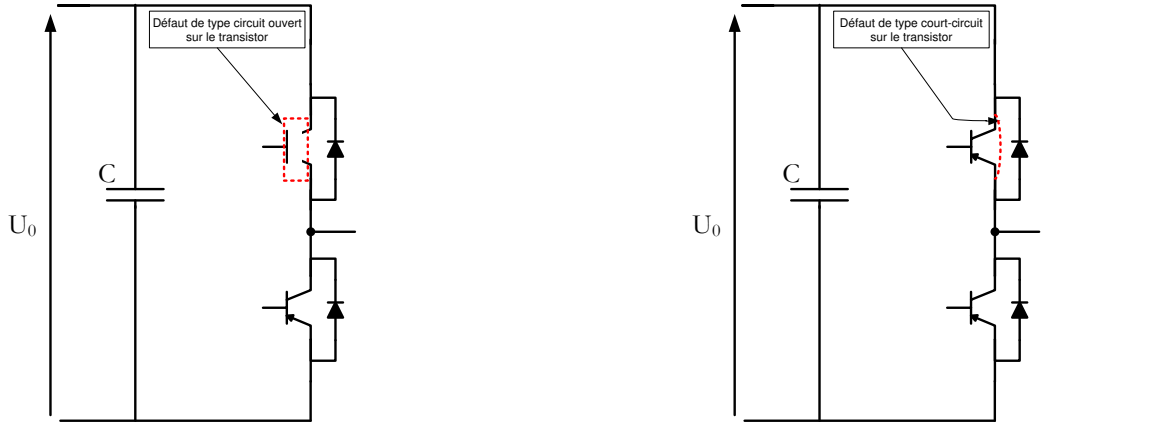


Fig.I.2. Courbe de Farmer type d'un système

En pratique, les différents défauts pouvant apparaître peuvent concerner :

- le réseau (microcoupures, court-circuit…),
- le redresseur (casse de diode),
- l'onduleur (casse de transistor ou de diode, défaut dans le circuit de la commande),
- la machine (court-circuit dans le bobinage, démagnétisation des aimants, défauts mécaniques),
- les capteurs de courants ou de position.

Les éléments présentant les plus forts taux de pannes sont les éléments de type diode ou transistor présents au niveau de l'onduleur ou du redresseur. Les défauts de l'onduleur, qu'ils proviennent de sa commande (défauts de driver ou de capteur par exemple) ou d'un composant de puissance (un IGBT par exemple), conduisent à la perte de contrôle de courant et à l'apparition des ondulations de couple d'amplitude élevée [Fan 94]. Les défauts d'onduleur conduisent alors à deux situations : circuit ouvert ou court circuit d'un transistor (Fig.I.3).



a) défaut circuit ouvert (haute impédance) d'un transistor.

b) défaut court-circuit (basse impédance) d'un transistor

Fig.I.3. Types de défauts sur les transistors d'un bras de l'onduleur

➔ Défaut de type circuit ouvert :

A la suite d'un défaut de type circuit ouvert dans un interrupteur du haut d'un bras, le courant de la phase connectée à ce bras ne peut plus être contrôlé lorsque sa référence est positive ; il ne peut être que négatif ou nul (Fig.I.4) [Chong08]. Lorsque celui-ci devient nul, les courants des deux autres phases (à somme nulle), prennent des valeurs instantanément élevées pour maintenir le couple moyen et donc la vitesse. Le démarrage de la machine en présence de ce type de défaut peut ne pas être assuré car le couple à certaines positions du rotor est proche de zéro quelles que soient les valeurs des courants des phases.

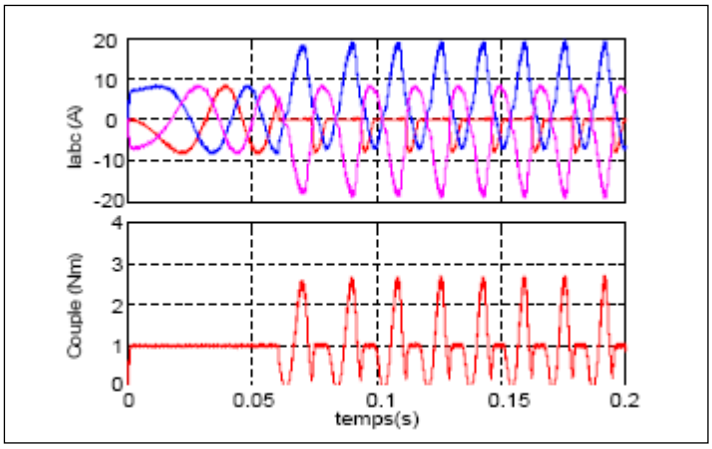


Fig.I.4. Allure des courants de phase et du couple en cas de défaut de type circuit ouvert d'un interrupteur de l'onduleur [Shamsi These]

➔ Défaut de type court-circuit

Avec un défaut de type court-circuit [Dwari07], [Shamsi These] d'un interrupteur de l'onduleur même si la commande de l'onduleur détecte le défaut et ouvre rapidement l'interrupteur non défectueux du bras défectueux, le contrôle des courants n'est pas possible à cause de la mise en conduction non contrôlée des diodes antiparallèles des autres bras (Fig.I.5). Pour les MSAP classiques, les courants des phases deviennent fortement déséquilibrés et leurs amplitudes peuvent atteindre plusieurs fois celle du courant nominal. Cela engendre non seulement de très fortes ondulations du couple, mais risque également d'endommager les autres composants de l'onduleur et les aimants (Fig.I.6). Ce type de défaut d'onduleur est alors beaucoup plus critique que le défaut de type circuit ouvert.

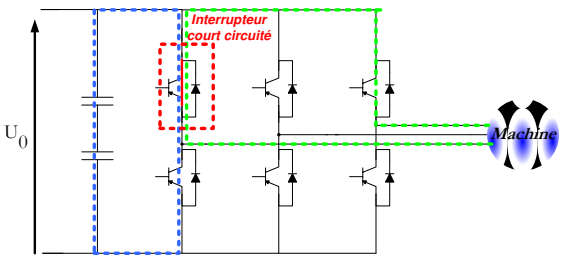


Fig.I.5. Parcours du courant dans le cas d'un défaut de court circuit dans un interrupteur de l'onduleur

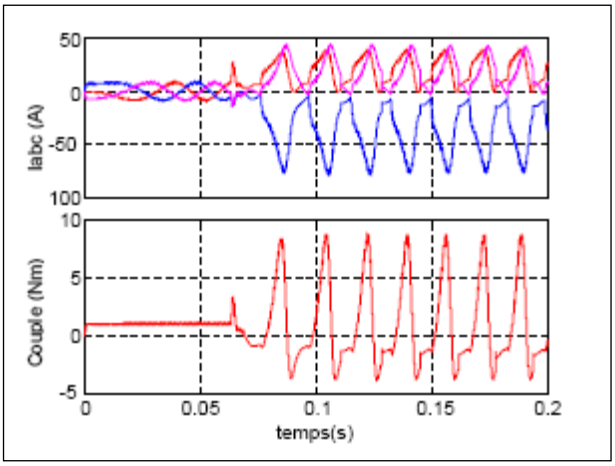


Fig.I.6. Allure des courants de phase et du couple en cas de défaut de type court-circuit d'un interrupteur de l'onduleur [Shamsi These]

Dans le but de répondre à la demande de haute disponibilité et de tolérance aux fautes, de nombreux types de redondances peuvent être envisagés et sont présentées dans les paragraphes suivants.

1.2. Actionneurs redondés munis d'un unique étage de puissance

L'utilisation d'un actionneur mono machine mono convertisseur ne permet pas d'assurer la continuité de service. Ainsi il est nécessaire dans un premier temps, de s'intéresser aux systèmes permettant d'assurer cette continuité de service en agissant sur le convertisseur présentant le plus fort taux de pannes. On peut utiliser deux onduleurs branchés en parallèle alimentant une seule machine ; cette solution entraîne un surpoids de l'actionneur. La redondance peut s'effectuer au

sein même de l'onduleur. Le défaut le plus sérieux pouvant engendrer la perte de la continuité du service est le défaut de type court circuit sur l'un des interrupteurs de l'onduleur. Un première solution serait de confiner ce défaut en isolant le bras défectueux. Pour ce faire certains auteurs préconisent d'utiliser des fusibles sur chacun des interrupteurs de l'onduleur [Mavier07]. Le défaut est alors restreint à un seul bras (Fig.I.7). Toutefois ce système présente l'inconvénient que la machine n'est plus alimentée que sur deux bras et de fortes oscillations de couple peuvent donc apparaître. Ces oscillations sont si néfastes que cette solution n'est pas viable.

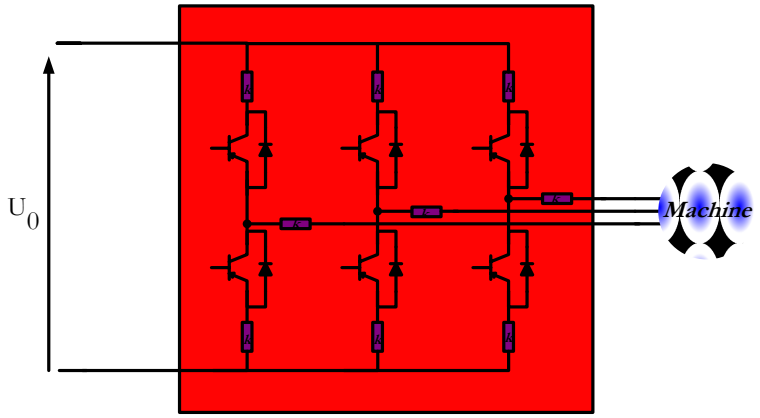


Fig.I.7. Solution d'isolation de bras d'onduleurs par interrupteurs [Mavier07]

Toutefois cette solution peut être améliorée si l'on adjoint un bras supplémentaire à l'onduleur. Dans ce cas, afin de palier à l'isolation d'un des bras, il est nécessaire d'ajouter des interrupteurs bidirectionnels en courant [Mavier07]. La commande permettra d'agir sur les interrupteurs et d'isoler le bras défectueux et le remplacer par le bras de secours permettant de conserver une alimentation triphasée même en cas de défaut (Fig.I.8). Cette solution augmente les pertes car les interrupteurs commandables d'isolement k ou k' induisent des pertes supplémentaires par conduction. De même, l'ouverture d'un interrupteur d'isolement nécessite la détection du passage par zéro du courant de la phase associée qui peut être problématique à basse vitesse.

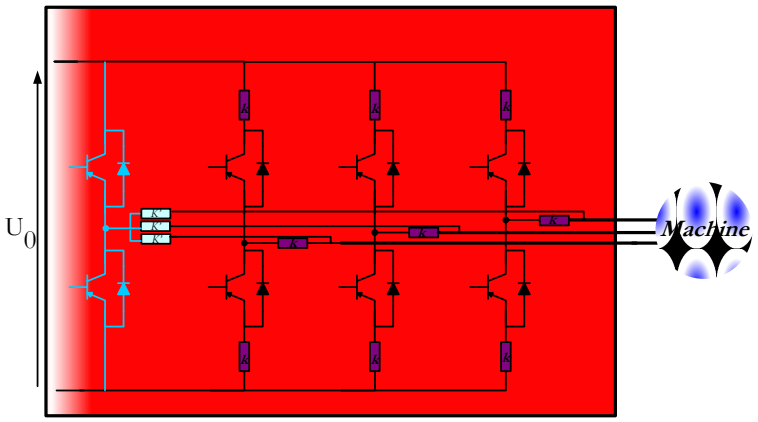


Fig.I.8. Solution d'isolation de bras d'onduleurs par interrupteurs avec adjonction d'un quatrième bras de secours [Mavier07]

Cette solution est toutefois contraignante du fait du nombre d'interrupteur à rajouter au système initial. En effet le surpoids engendré par ce type d'interrupteur peut être conséquent dans le cas de machines à puissances à importantes. Le surpoids peut être évité en branchant le quatrième bras sur le neutre de la machine. Ainsi en cas de défaut ce neutre ne servira non pas à un retour du courant homopolaire mais bien à l'alimentation de la machine avec deux phases indépendantes [Mavier07]. Le bras défectueux sera isolé grâce à un interrupteur bidirectionnel en courant (Fig.I.9). Cette solution permet de diminuer le nombre de composants actifs de la partie puissance. Ce système a été breveté [Richardeau05].

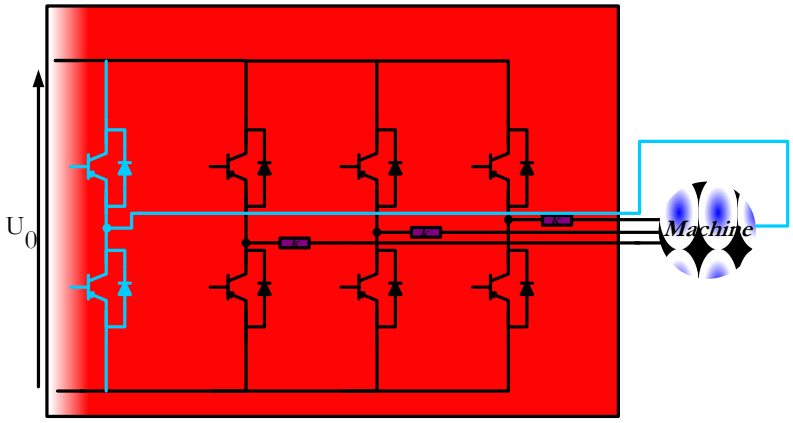


Fig.I.9. Mise au neutre du quatrième bras de secours

1.3. Actionneurs redondés munis de deux étages de puissance

Pour assurer la continuité de service, une seconde solution consiste à segmenter la puissance. On peut alors envisager plusieurs possibilités. La première venant à l'esprit est d'utiliser deux convertisseurs et un unique moteur [Shamsi These] [Messier-Bugatti/GREEN]. Les deux onduleurs sont branchés en série sur les enroulements de la machine (Fig.I.10). En cas de défaut de type court circuit sur l'un des onduleurs, la commande impose un court circuit sur les interrupteurs des bras sains de l'onduleur défectueux afin de simuler un branchement en étoile de la machine. De ce fait l'onduleur sain fournira l'ensemble de la puissance et devra être dimensionné en conséquence.

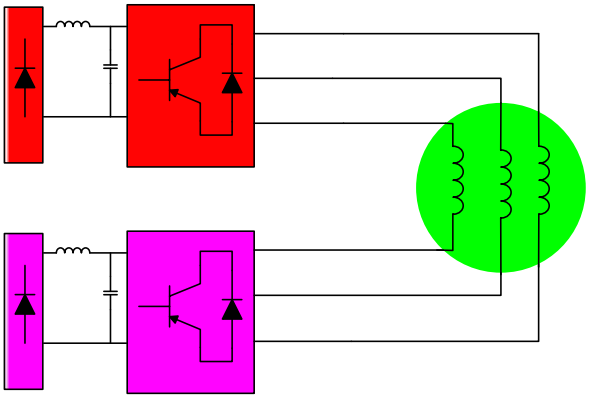


Fig.I.10. Actionneur redondé à deux onduleurs en série sur le moteur

Une seconde méthode de redondance avec deux étages de puissance serait d'utiliser deux moteurs alimentés par deux onduleurs séparés (Fig.I.11). Les onduleurs peuvent être branchés au même réseau ou sur deux réseaux différents. L'avantage de cette méthode est d'avoir une ségrégation totale de la puissance. La redondance pourrait même être améliorée en utilisant deux topologies différentes de moteur afin de réduire les risques de panne. Chacun des éléments de la chaîne de la conversion de puissance est redondée ce qui assure une certaine sûreté de fonctionnement. Toutefois cette topologie d'actionneur nécessite un couplage mécanique qui peut être gourmand en masse. De plus l'utilisation de deux moteurs augmente également la masse de l'actionneur.

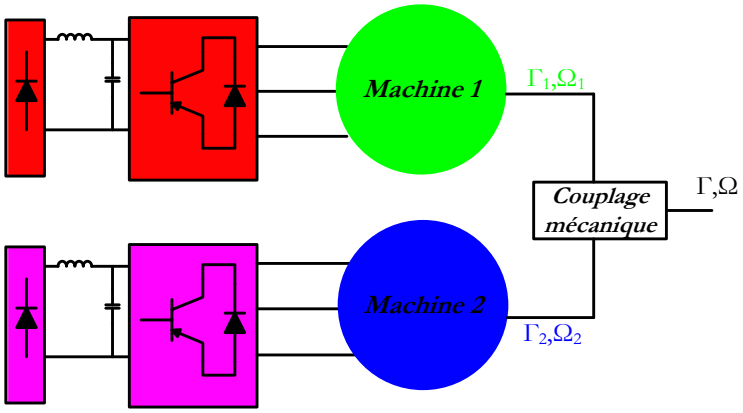


Fig.I.11. Actionneur redondé à deux moteurs couplé mécaniquement

Une autre solution consiste à utiliser deux onduleurs alimentant une même machine ayant deux bobinages distincts (Fig.I.12). Ce principe est intéressant puisque l'on s'affranchit du couplage mécanique. Cette topologie de moteur synchrone à deux enroulements distincts est appelée moteur synchrone à double étoile (MSDE). Cette topologie a l'avantage de réduire la masse de l'actionneur. Toutefois le moteur doit être dimensionné pour pouvoir fonctionner sur l'une ou l'autre des deux étoiles de manière indépendante. Cette redondance peut être froide ou chaude. Dans le cas d'une redondance froide, une seule étoile fournie la totalité de la puissance tandis que

l'autre étoile n'est pas utilisée. Si un défaut apparaît l'étoile de secours est mise en fonction pour fournir la puissance. Dans le cas d'une redondance chaude les deux étoiles fonctionnent conjointement fournissant chacune la moitié de la puissance et lorsque un défaut apparaît sur une étoile, l'autre étoile prend en charge la totalité de la puissance à fournir.

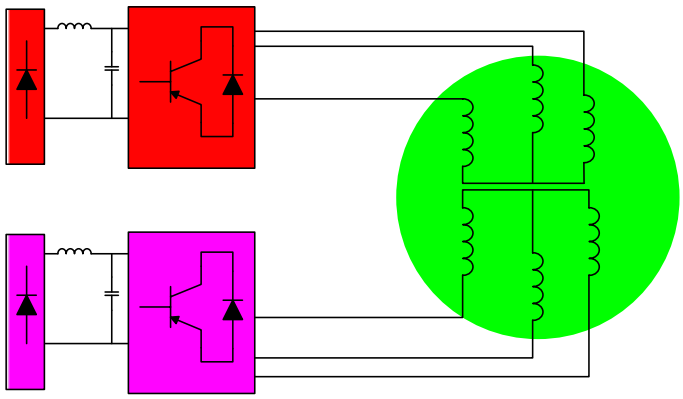


Fig.I.12. Actionneur avec machine double étoile

Toutefois les moteurs utilisés dans ce type de configuration nécessitent des considérations particulières de dimensionnement. Lors de l'apparition d'un défaut de type court-circuit sur un bras d'un onduleur, la commande le détecte et impose un court circuit équilibré sur l'ensemble de l'étoile [Thèse Shamsi]. Un court circuit triphasé équilibré est moins dangereux qu'un court circuit déséquilibré. Dans ces conditions, la machine doit pouvoir fonctionner sur l'étoile saine en présence d'un court circuit sur l'autre étoile. Pour cette raison, le dimensionnement de la machine doit être fait de sorte que le courant de court circuit soit limité (pertes et échauffement limités) et que la génération du couple par l'étoile saine ne soit pas affectée (découplage magnétique entre les deux étoiles).

Contrairement aux méthodes évoquées précédemment, cette méthode implique que la machine continue à fonctionner en présence d'un court circuit sur l'un des deux bobinages. Partant de ce constat il est nécessaire d'étudier le comportement thermique de la machine en fonction de l'amplitude du courant de court circuit. Pour ne pas détériorer la machine, la température de fonctionnement est limitée à une valeur dépendant du type de matériaux utilisés. Cette limite impose une durée de fonctionnement admissible qui dépend de l'amplitude du courant de court circuit.

Supposons un fonctionnement adiabatique où les pertes Joule dues au courant de court circuit se convertissent uniquement en dégagement de chaleur tel que

$$\delta Q = R I_{cc}^2 \delta t \qquad (1)$$

avec $\delta Q = m C_p \Delta T$

où m désigne la masse de cuivre correspondant à une phase

C_p la capacité calorifique du cuivre

ΔT désigne l'élévation de température

R la résistance de phase

δt désigne le temps de fonctionnement

Le tableau qui suit indique le temps de fonctionnement pour une élévation de température maximale de 50°C en fonction du courant passant dans l'encoche en supposant un transfert de chaleur de type adiabatique tel que :

$$\delta t = \frac{\varrho_m C_p}{\varrho_e J^2} \Delta T \qquad (2)$$

où ϱ_m désigne la masse volumique du cuivre

ϱ_e désigne la résistivité électrique du cuivre

C_p désigne la capacité calorifique du cuivre

J désigne la densité de courant sur le cuivre

En prenant l'exemple d'une machine dont la densité de courant nominale est 5 A/mm², nous pouvons tracer pour une élévation de température admise de 50°C la durée de fonctionnement en fonction de la densité de courant (Fig.I.13).

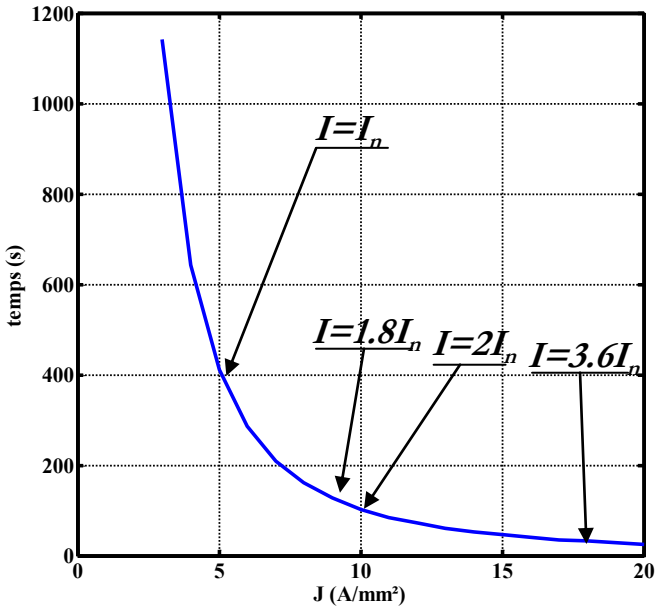


Fig.I.13. Temps de fonctionnement de la machine en fonction de la valeur de la densité de courant sur cuivre pour une élévation de température de 50°C

Courant dans l'encoche	Densité de courant sur le cuivre	Elévation de température admise	Temps de fonctionnement
I_n	5 A/mm²	50 °C	410 s
I_{cc}= 1.8 I_n	9 A/mm²	50 °C	126 s
2 I_n	10 A/mm²	50 °C	102 s
I_{cc}= 3.6 I_n	18 A/mm²	50 °C	31 s

On se rend bien compte que le temps de fonctionnement est divisé presque par 20 par rapport au fonctionnement sain si le courant de court circuit vaut 3.6I_n. Le type d'actionneurs auxquels se destinent les travaux menés dans cette thèse sont de type impulsionnels et leur temps de fonctionne excède rarement la minute toutefois un défaut dans la conception notamment en terme de courant de court-circuit peut nuire à l'intégrité du matériel et le détruire très rapidement.

1.4. Description des travaux menés dans ce chapitre

Dans ce chapitre, nous intéressons à la redondance parallèle effectuée sur les actionneurs destinés à l'aéronautique. Celle-ci s'effectue en utilisant un unique moteur synchrone à aimants permanents dont on aurait scindé les enroulements en deux étoiles disjointes fonctionnant simultanément en mode normal. En cas de défaut, seule l'étoile saine fournit la totalité de la puissance ; idéalement sans être perturbée par l'étoile en défaut. Ces notions font donc transcrire plusieurs aspects de dimensionnement nécessaires à la bonne opération dans chacune des configurations.

D'une part, les étoiles doivent être découplées magnétiquement de telle sorte qu'en cas de fonctionnement dégradé, l'étoile saine puisse opérer correctement sans être perturbée par l'étoile mise en défaut. D'autre part, ce type de moteur doit être à courant de court circuit limité pour éviter un échauffement excessif des enroulements mis en défaut. De plus, si l'échauffement est trop important, il peut se propager à l'étoile saine et conduire à la destruction des bobines des deux étoiles. Il est donc primordial de limiter ce courant de court circuit de la même manière qu'il est essentiel de réduire le couplage magnétique entre les deux étoiles.

Nous montrerons que les architectures de moteurs satisfaisant à ces critères de découplage magnétiques peuvent engendrer des dissymétries qui sont source d'un déséquilibre des efforts

radiaux sur le rotor. Ceux-ci se répercutent sur les éléments de maintien mécanique (paliers) entraînant leur fatigue prématurée et nécessitant donc une maintenance plus fréquente. L'objectif est donc de limiter ces forces radiales quel que soit le mode opératoire de la machine. Le choix du type de bobinage sera alors un point essentiel lors du dimensionnement.

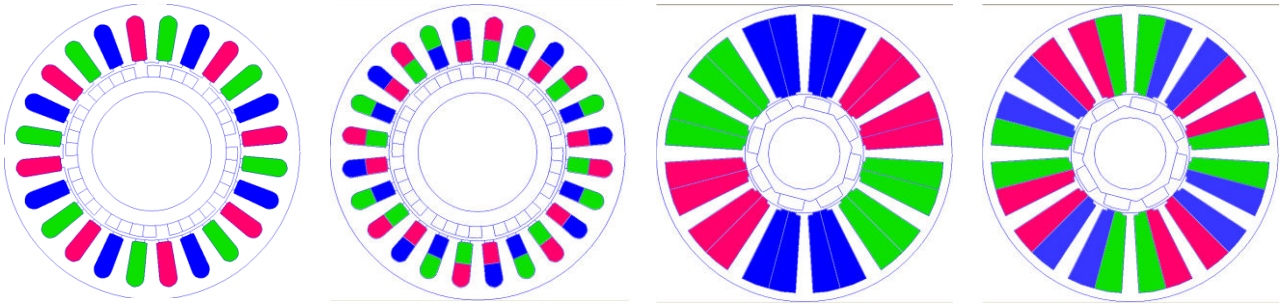
L'ensemble des méthodes exposées tout au long de ce chapitre, sera mis en œuvre pour la réalisation d'un prototype de machine synchrone à aimants permanents à double étoile tolérante aux défauts. Les essais expérimentaux permettront de vérifier l'efficacité de ces solutions.

2. Topologies de bobinage à deux étoiles indépendantes

Nous venons d'exposer les différentes architectures d'actionneurs permettant une haute disponibilité et pouvant être utilisés en aéronautique. La machine à aimants permanents est choisie comme organe de conversion électromécanique pour les différents avantages qui lui sont reconnus. Nous distinguons alors pour une même polarité rotorique différents types de bobinage au stator :

- les bobinages distribués pour lesquels les bobines peuvent être à pas diamétral ou à pas raccourci,
- les bobinages concentriques, appelé également «dentaires » ou « à plots » pour lesquels les bobines sont bobinées autour des dents (plots) statoriques.

Nous présentons sur la figure I.14 quelques exemples de ce bobinage.



Simple couche Distribué | Double couche raccourci Distribué | Bobinage Simple couche concentrique | Bobinage Double couche concentrique

Fig.I.14. Types de bobinages possibles pour une machine synchrone à aimants permanents

2.1. Cas des machines à bobinage distribué

Le bobinage distribué, qu'il soit simple ou double couche a déjà fait ses preuves et permet d'obtenir de bonnes performances. Nous proposons d'étudier les manières dont la topologie de bobinage peut être adaptée en vue de rendre cette machine tolérante aux défauts. Des études ont déjà évalué les performances de machines double étoile [Takorabet08], mais il est bon d'en rappeler les avantages et inconvénients afin de proposer une topologie plus adaptée.

Nous proposons de considérer une machine à aimants classique, puis de décrire les techniques permettant de la rendre tolérante aux défauts par une reconfiguration de son bobinage.
A titre d'exemple, nous proposons ici l'étude d'une machine triphasée à $N_{enc} = 24$ encoches statoriques (Fig.I.15) pour un nombre de pôles au rotor $2p = 8$. Une première manière d'obtenir deux bobinages indépendants consiste à scinder les encoches statoriques en deux groupes disjoints et d'y loger deux bobinages triphasés comme indiqués sur la figure I.15. Cette ségrégation géométrique des encoches permet de limiter le couplage magnétique des deux bobinages mais impose d'ores et déjà certaines conditions sur la machine initiale. Tout d'abord, pour obtenir deux bobinages de même polarité, il est nécessaire que le nombre de paires de pôles de la machine soit pair.

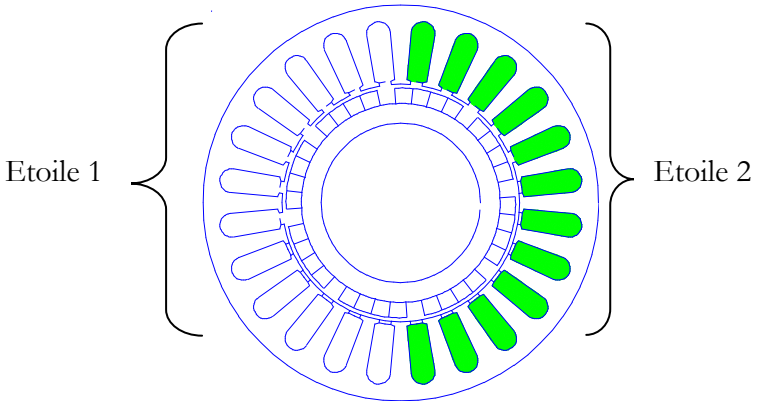


Fig.I.15. Allure de la tôlerie statorique pour une machine double étoile dont les 2 étoiles sont mécaniquement dissociées

Sur la figure I.15, nous constatons que les deux étoiles occupent deux secteurs disjoints de la machine ce qui permet de limiter leur couplage magnétiques

Dans le cas d'un défaut sur une des deux étoiles, fonctionnement que l'on qualifiera de « dégradé », la répartition des ampère-tours sur l'alésage statorique n'est plus symétriques et bien

que l'induction radiale soit fournie principalement par les aimants, l'induction globale dans l'entrefer se trouve alors déséquilibrée (Fig.I.16). Cette situation laisse d'ores et déjà supposer l'apparition d'un déséquilibre des efforts radiaux sur le rotor que nous visualisons sur les courbes (Fig.I.17). Sur cette figure, nous présentons la résultante des forces radiales sur le rotor projetée dans un repère cartésien (x,y) lorsque le rotor effectue une rotation d'une période électrique. Celles-ci sont obtenues par un calcul complet utilisant la méthode des éléments finis. Nous reviendrons plus en détail sur un modèle d'évaluation semi-analytique de ces efforts basé sur la décomposition spectrale de l'induction d'entrefer au paragraphe (4) de ce même chapitre.

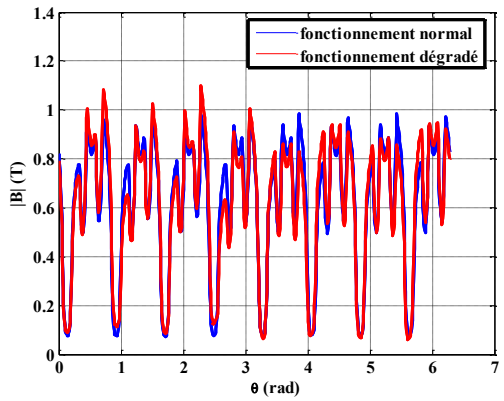


Fig.I.16. Module de l'induction le long de l'entrefer en fonctionnement normal et dégradé

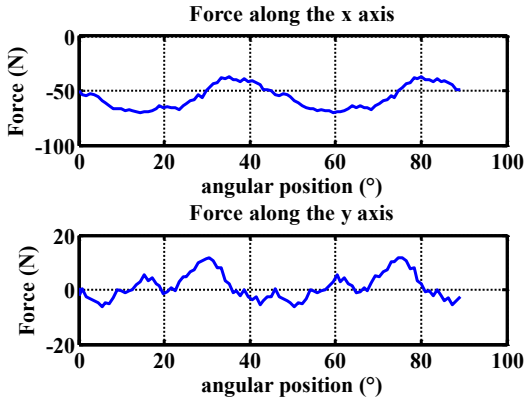


Fig.I.17. Formes d'ondes des forces agissant sur le rotor en mode dégradé

Dans ces conditions de fonctionnement, le rotor peut s'excentrer légèrement, fatiguer les roulements et finalement diminuer la durée de vie de l'actionneur. De plus dans le cas d'applications silencieuses, ce problème de forces est fortement dérangeant et peut être un frein à la conception de ce type de moteur.

Pour remédier à ce problème, une première solution consisterait à réarranger le bobinage de sorte que la répartition des encoches d'une même étoile soit symétrique (Fig.I.18). Dans cette configuration, la répartition d'induction reste symétrique le long de l'entrefer même en fonctionnement dégradé, et par conséquent la résultante des efforts radiaux est nulle quelque soit le mode opératoire. Nous visualisons sur les figures I.19 et I.20, les courbes analogues à celles de la figure I.16 pour la répartition de bobinage indiquée précédemment. Cette topologie de bobinage permet d'obtenir une répartition symétrique de l'induction d'entrefer et une résultante des forces très faible à valeur moyenne nulle.

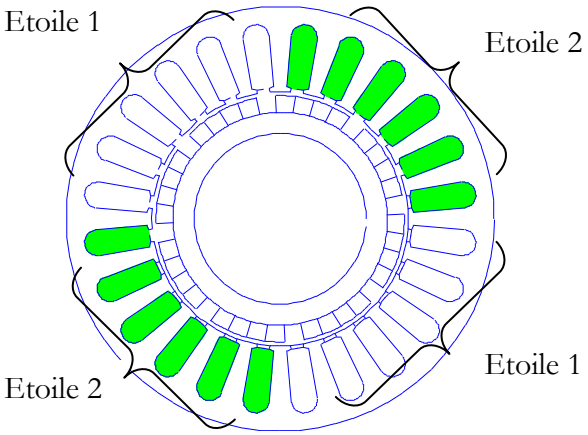


Fig.I.18. Allure de la tôlerie statorique pour une machine double étoile dont les 2 étoiles sont ségréguées par paire de pôles

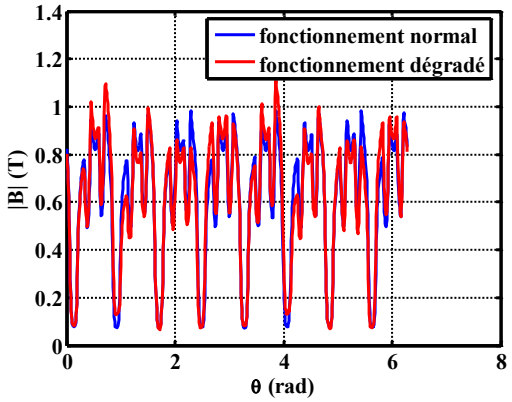


Fig.I.19. Module de l'induction le long de l'entrefer en fonctionnement normal et dégradé

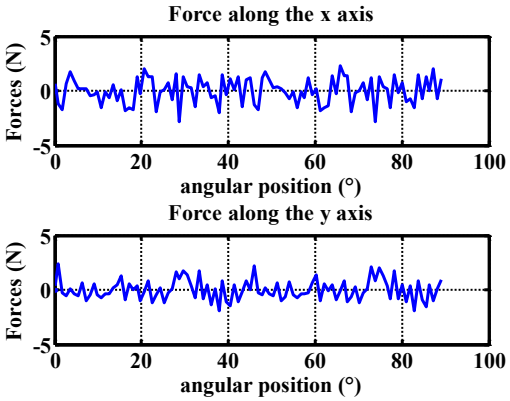


Fig.I.20. Formes d'ondes des forces agissant sur le rotor en mode dégradé

Cependant les auteurs dans [Takorabet 08] [Shamsi Thèse] ont montré que ce type de bobinage introduit un déséquilibre de tensions phase et par la même occasion des courants de court circuit (Fig.I.21) dû à la non circularité de la matrice inductance (3). Ainsi il est nécessaire d'avoir une réserve de tension suffisante afin de piloter la machine dans le but de compenser le déséquilibre en fonctionnement normal. Cependant en cas de court circuit triphasé sur les enroulements d'une étoile, les courants de chaque phase de l'étoile court-circuitée ne sont pas équilibrés(Fig.I.21), du fait qu'il ne sont plus commandés, ce qui engendre des pertes supplémentaires dans certaines des bobines. Cet échauffement peut nuire à la durée de vie du moteur et des composants de l'électronique de puissance. De plus cette non circularité de la matrice inductance entraîne des oscillations de couple importantes dans le cas d'une alimentation en tension puisque les courants seront déséquilibrés. Il est ainsi préférable de piloter ce type de machine en injectant des courants triphasés équilibrés dans l'étoile saine et en adaptant la tension sur chacune des phases. Enfin, des oscillations de couple importante surviennent lors d'un fonctionnement avec court circuit sur une

étoile même avec un pilotage en courant. Ces oscillations de couple proviennent du fait que l'étoile court-circuitée génère un couple frein dû à la présence d'un courant d'axe *q* non nul pulsatoire du fait de la non circularité de la matrice inductance.

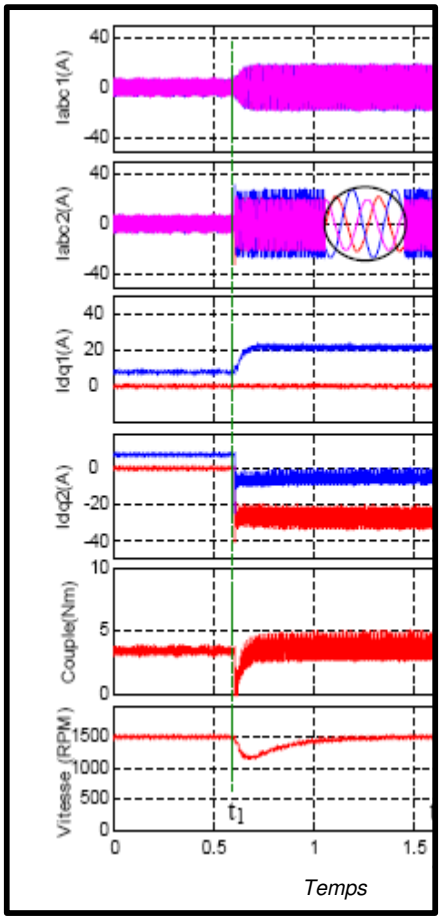


Fig.I.21. Forme d'ondes expérimentales avec un contrôle en courant i_q [Shamsi These], si $t>t_1$ l'étoile 2 est court circuitée

$$M = \left[\begin{array}{ccc|ccc} 1.56 & 0.06 & -0.33 & -0.19 & -0.19 & 0.19 \\ 0.06 & 1.56 & -0.33 & -0.19 & -0.19 & 0.19 \\ -0.33 & -0.33 & 1.56 & 0.19 & 0.19 & -0.19 \\ \hline -0.19 & -0.19 & 0.19 & 1.56 & 0.06 & -0.33 \\ -0.19 & -0.19 & 0.19 & 0.06 & 1.56 & -0.33 \\ 0.19 & 0.19 & -0.19 & -0.33 & -0.33 & 1.56 \end{array}\right] \quad (3)$$

En conclusion, nous pouvons affirmer que ce dernier type de bobinage permet de limiter les efforts radiaux. Cependant, la répartition des conducteurs est telle que la matrice inductance n'est pas circulante ce qui engendre un déséquilibre des courants de court-circuit et par conséquent des ondulations de couple. Nous nous attacherons donc dans la suite du document à proposer des méthodes, basées sur l'utilisation de bobinages concentriques, permettant de récupérer la

propriété de circularité de la matrice inductance afin de palier au problème engendrer par le déséquilibre de ce type de machines.

2.2. Cas des bobinages à plot

Nous venons d'exposer certains principes de réalisation d'enroulements à double étoile utilisant des bobinages distribués permettant d'obtenir deux étoiles « magnétiquement » découplées et mécaniquement équilibrées. Néanmoins ces méthodes induisent systématiquement le déséquilibre de la matrice inductance qui engendre les problèmes cités précédemment. L'utilisation des bobinages à plots apporte une grande flexibilité sur la disposition géométrique des bobines le long de la circonférence statorique. Nous pouvons ainsi disposer les bobines de chaque étoile de telle manière à assurer un déphasage mécanique identique entre les bobines d'une même étoile garantissant la circularité de la matrice inductance. Ainsi en considérant la configuration présentée sur la figure I.22 par exemple, nous pouvons connecter les bobines 1 3 5 (resp. 2 4 6) afin de former une étoile (resp. l'autre étoile) permettant de garantir que les mutuelles entre les phases d'une même étoiles sont identiques tant que le rotor est magnétiquement lisse.

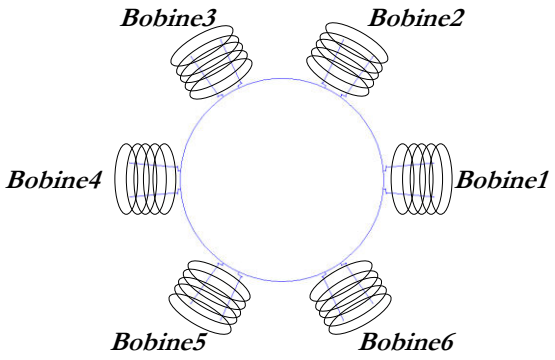


Fig.I.22. Tôlerie statorique à 6 plots bobinés

Cette architecture apporte une réponse au problème de la circularité de la matrice inductance des machines double étoile. Néanmoins, le critère précédent concernant la symétrie de distribution des ampère-tours le long de l'alésage du stator doit toujours être respectée afin d'assurer l'équilibre des forces radiales. Il est donc judicieux de retrouver cette symétrie mécanique par dédoublement du nombre de bobines de chacune des phases en les plaçant de façon géométriquement antagoniste (Fig.I.23). Sur cette figure, les bobines 1 et 7 formeront une phase de la première étoile. Les bobines 5 et 11 formeront une deuxième phase de la même étoile. Par ce principe, nous retrouvons une symétrie électrique et mécanique de la structure.

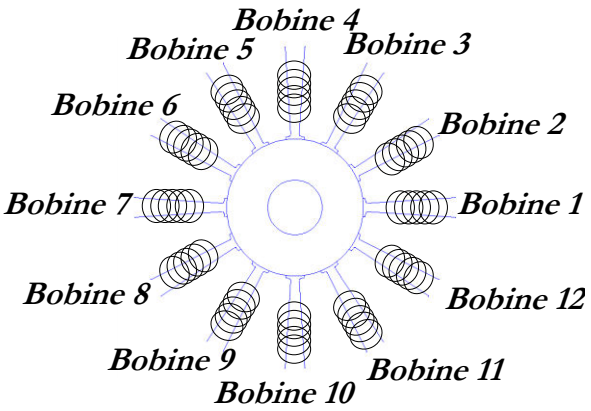
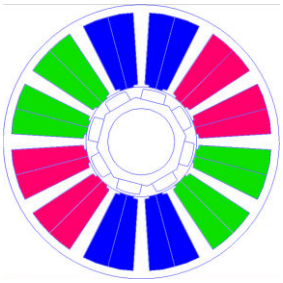
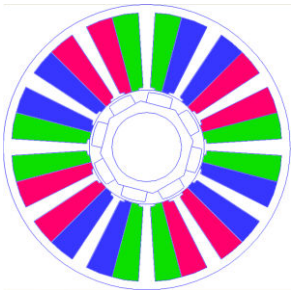


Fig.I.23. Tôlerie statorique à 12 plots bobinés

Nous allons détailler les méthodologies d'obtention de machines à plots triphasés. Il existe ainsi plusieurs façon de réaliser ce type de bobinage ; à l'instar du bobinage distribué on peut le réaliser en simple couche ou double couche. Dans le cas d'un bobinage simple couche, une encoche est remplie avec les conducteurs d'une même phase. Les encoches d'une machine bobinée en double couche sont partagées en deux parties égales et abritent les conducteurs de deux phases différentes (Fig.I.24).



Bobinage Simple couche concentrique



Bobinage Double couche concentrique

Fig.I.24. Typologies de machines à bobinages concentriques

Jusque là, nous nous sommes focalisés sur la matrice inductance des bobinages statoriques ; néanmoins l'équilibre des forces électromotrices dépend également du flux provenant du rotor. En effet, le nombre de pôles au rotor impose la fréquence et les déphasages des forces électromotrices pour une vitesse donnée. Ainsi, pour un même bobinage statorique plusieurs polarités rotoriques peuvent être envisagées.

Différentes études ont déjà été menées concernant la prédiction des combinaisons possibles du nombre de paires de pôles p et du nombre bobines au stator N_s permettant d'assurer la conversion électromécanique [Ishak04]. Cependant, les règles énoncées, se limitent à des valeurs

très proches entre la polarité et le nombre de bobines statoriques et la relation est de la forme : $N_s - N_r = \mp 2$. Des règles similaires peuvent être trouvées dans la littérature concernant des machines à reluctance à double saillance [Sargos96]. Les MRVDS étudiées portent souvent les dénomination 6-4, 12-8, …, référence aux nombres de dents statoriques et rotoriques. Nous allons exposer les lois régissant les combinaisons possibles pour les MSAP.

Considérons une machine à Ns bobines (N_s plots bobinés) au stator et N_r=2p pôles au rotor. Une machine triphasée nécessitera de décomposer en groupe de $N_s/3$ bobines afin d'avoir un nombre égal de bobines par phase. La figure I.25 présente le cas d'une machine où N_s=18 et N_r=16 (8 paires de pôles)

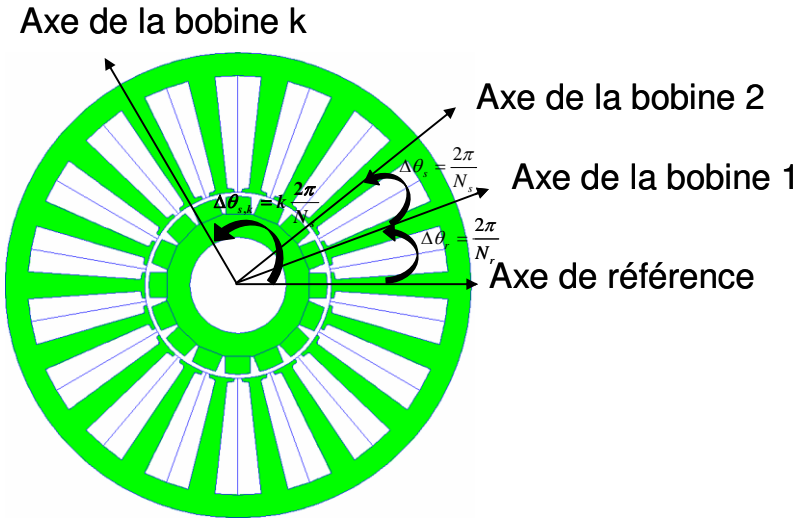


Fig.I.25. Présentation des axes d'une machines à 18 dents bobinées et 16 aimants

Le décalage entre deux plots bobinés successifs est donc $\Delta\theta_s = 2\pi / N_s$ et le pas polaire s'écrit $\Delta\theta_r = 2\pi / N_r$ (N_r=2p). Lorsque l'axe de la bobine 1 est confondu avec l'axe d'excitation des aimants (l'axe direct), si parmi les autres bobines il existe au moins deux bobines telles que leur décalage électrique par rapport à l'axe direct soient soit égale à $2\pi/3$, il est possible de réaliser au moins un bobinage triphasé équilibré. L'objectif est de trouver la position $\Delta\theta = k\left|\Delta\theta_s - \Delta\theta_r\right|$ tel que le déphasage entre les bobines 1 et (k+1) soit égal à $2\pi/3$ électriques; (soit $2\pi/3p$ mécanique). Nous devons donc réaliser la condition suivante :

$$k\left|\Delta\theta_s - \Delta\theta_r\right| = \frac{2\pi}{3p} \qquad (4)$$

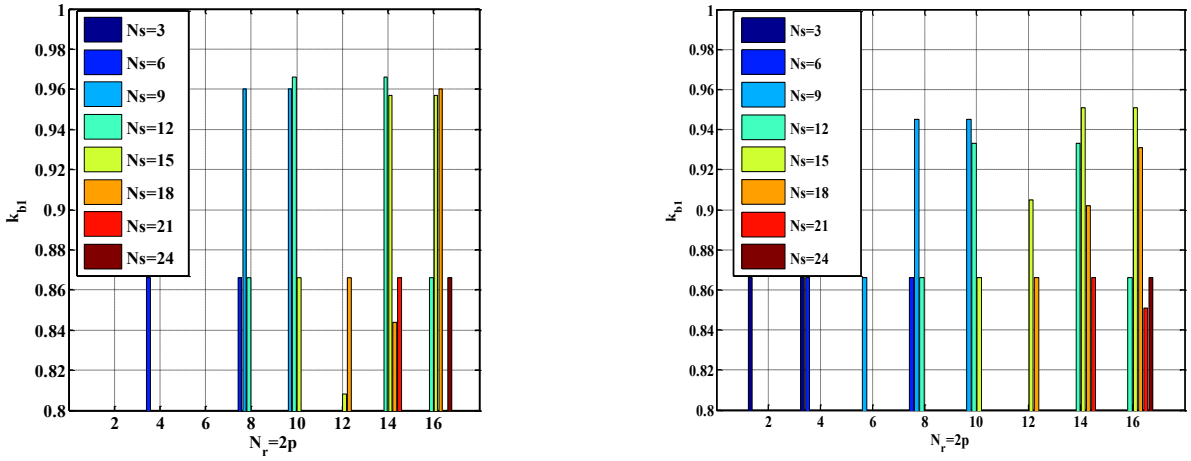
où *k* est un entier positif.

Nous obtenons donc la condition, reliant le nombre de bobines statorique à la polarité, pour garantir la possibilité de réalisation d'un système triphasé équilibré :

$$\left|\frac{1}{N_s}-\frac{1}{2p}\right|=\frac{1}{3p\,k} \tag{5}$$

En prenant l'exemple d'un moteur à 6 plots bobinés, les combinaisons possibles (N_s, N_r) satisfaisant la relation précédente seraient donc : 6-2, 6-4, 6-8, 6-10. De la même façon, pour un moteur à 12 plots bobinés nous avons les possibilités de combinaisons : 12-4, 12-8, 12-10 [Barcaro09] [Ishak04] [Bianchi08] 12-14 [Velly 09].

Certains auteurs [Magnussen03] ont effectué le calcul des coefficients de bobinages pour ces types de machines qu'elles soient en simple couche ou en double couche. Les résultats de simulations obtenus par [Magnussen03] sont répertoriés dans les histogrammes ci dessous (Fig.I.26). On constate d'après ces histogrammes, que les polarités les plus avantageuses pour un nombre de bobines est le nombre le plus proche correspondant à la formule énoncée précédemment.

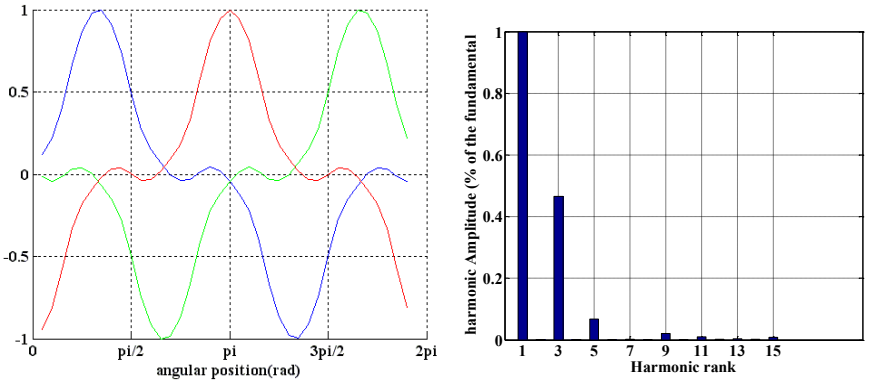


a- simple couche

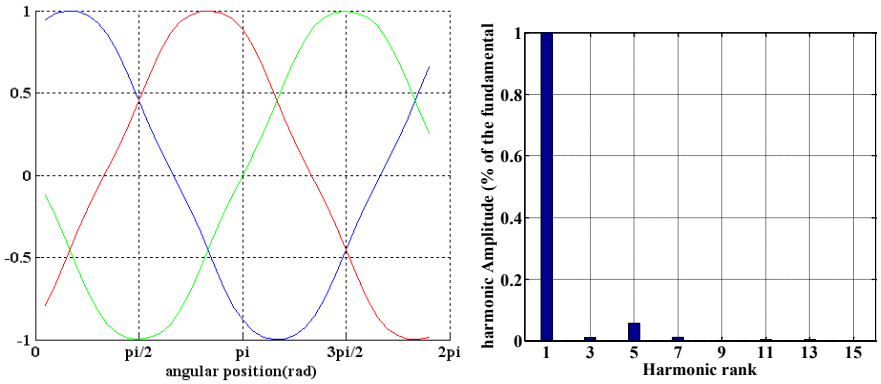
b- double couche

Fig.I.26. Coefficients de bobinage pour une machine à simple couche à gauche et double couche à droite en fonction du nombre de pôles 2p et du nombre d'encoches statoriques N_s [Magnussen03]

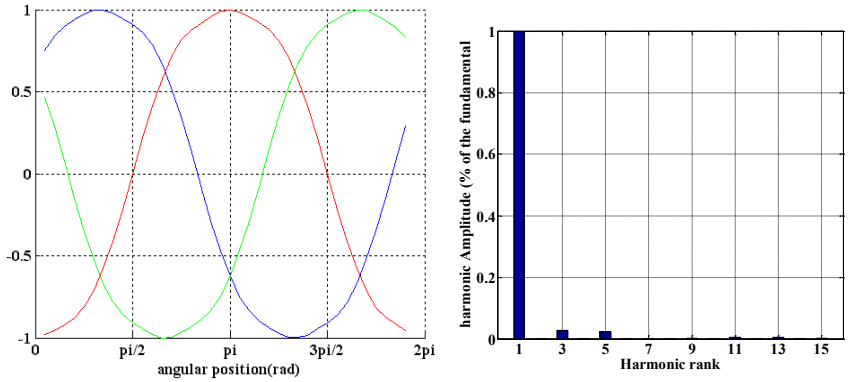
Nous présentons ci-dessous (Fig.I.27), les formes d'ondes des fém ainsi que leur contenu harmoniques afin de mieux visualiser explicitement ces propos. Ces courbes sont obtenues pour une machine à $N_s = 12$ plots bobinés en double couche et des aimants occupant 80% du pas polaire. Ces courbes sont normalisées pour que cette illustration garde un caractère qualitatif mettant en avant leur contenu harmonique relatif.



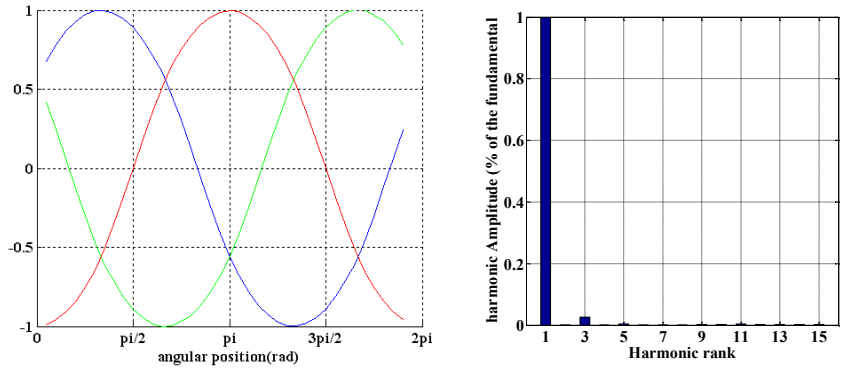
$N_s = 12$; $N_r = 2p = 4$



$N_s = 12$; $N_r = 2p = 8$



$N_s = 12$; $N_r = 2p = 10$



$N_s = 12$; $N_r = 2p = 14$

Fig.I.27. Fém à vide et analyse spectrale pour différentes combinaisons (N_s;N_r)

Par cet exemple, nous avons illustré la condition énoncée dans l'équation (5) tout en confirmant les règles de dimensionnement énoncées dans la littérature.

Ainsi, ces techniques de bobinage peuvent être adaptés aux machines à aimants permanents à double étoile pour répondre à la problématique de disponibilité. L'utilisation de bobinages à plots symétrisés permet donc d'assurer l'équilibre magnétique et géométrique de sorte que l'on se trouve dans des conditions optimales quelque soit le mode de fonctionnement (normal ou dégradé). A titre d'exemple, si l'on considère une machine à 12 plots bobinée en double couche pour obtenir deux étoiles indépendantes selon les connectiques énoncés précédemment (Fig.I.12) , les bobines de l'étoile 1 sont représentées en vert sur la figure I.28. L'induction d'entrefer reste symétrique en fonctionnement normal et dégradé et les forces radiales sont équilibrées (Fig.I.29 et Fig.I.30).

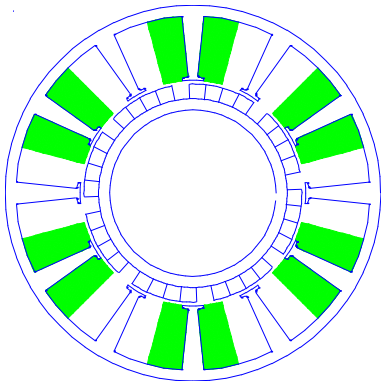


Fig.I.28. Tôlerie pour une machine double étoile à bobinage concentrique

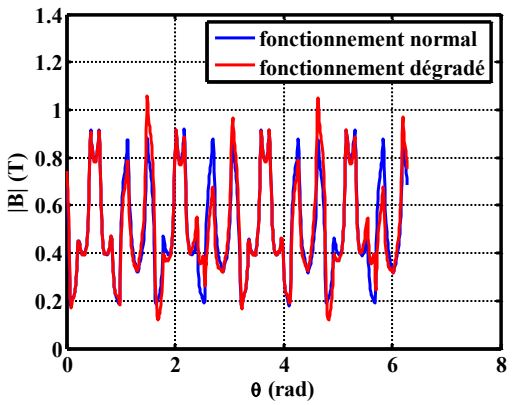


Fig.I.29. Module de l'induction le long de l'entrefer en fonctionnement normal et dégradé

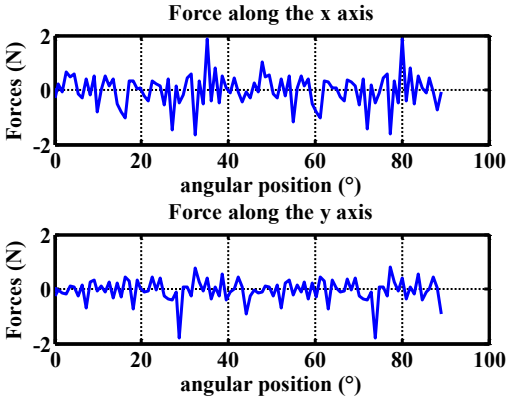
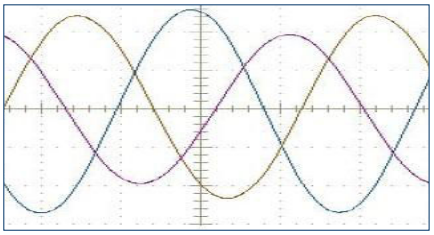


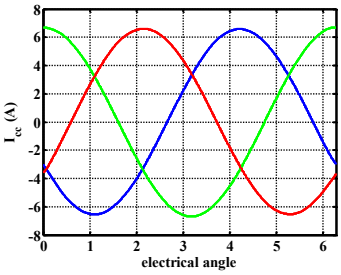
Fig.I.30. Formes d'ondes des forces agissant sur le rotor en mode dégradé

Pour ce type de moteurs, le bobinage étant symétrique, la matrice inductance est circulante et par conséquent les courants de court circuit d'une étoile seront triphasés équilibrés (Fig.I.31-b) contrairement à ceux d'une machine double étoile à bobinage distribué (Fig.I.31-a). Nous nous

affranchissons dès lors des problèmes d'oscillations de couple en fonctionnement dégradé. Cette topologie semble ainsi la plus adaptée à l'application « Double étoile » puisque d'un point de vue magnétique cette machine reste symétrique quelque soit le mode opératoire et d'un point de vue mécanique ce type de bobinage offre l'assurance d'obtenir des forces radiales nulles.



a) Bobinage distribué [Takorabet08]



b) Machine à plots bobinés[Velly 09]

Fig.I.31. Allure des courants de court circuit expérimentaux

L'utilisation de bobinages concentriques à deux étoiles permet une certaine flexibilité concernant la polarité du rotor suivant la règle énoncée précédemment (5). Selon le nombre de pôles au rotor, le déphasage électrique entre les deux étoiles peut différer. Ce déphasage peut être choisi pour réduire les oscillations de couple sur le même principe des machines double étoile décalées de 30° étudiée dans les années 70 [Caron thèse]. Considérons une machine double étoile dont les axes des bobines homologues sont décalées d'un angle γ (Fig.I.32).:

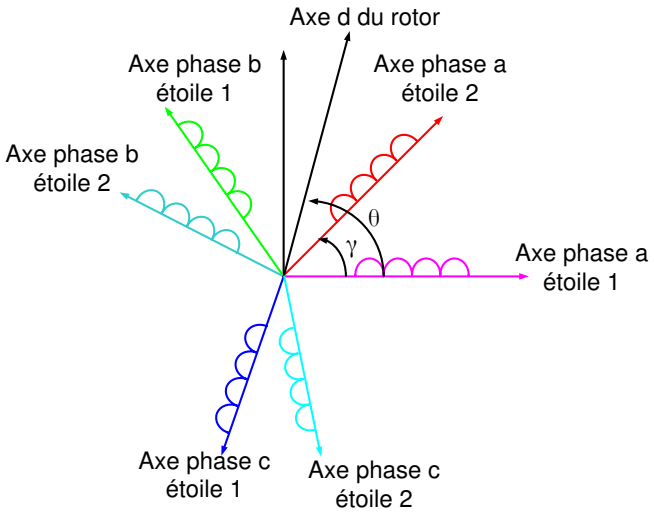


Fig.I.32. Schéma de principe du décalage d'un angle γ entre les étoiles

Avec une alimentation sinusoïdale, seuls les harmoniques multiples de 6 existent dans le spectre du couple. Lorsque les deux étoiles sont alimentées avec les courants sinusoïdaux en phase avec

leur fém homologues, les composantes pulsatoires des deux couples produits par les deux étoiles sont déphasées d'un angle γ. Le couple de la machine est la somme des couples des deux étoiles :

$$\begin{cases} \Gamma^1 = \Gamma_0 + \sum_n \Gamma_{6n} \sin(6n\theta - \varphi_n) \\ \Gamma^2 = \Gamma_1(\theta+\gamma) = \Gamma_0 + \sum_n \Gamma_{6n} \sin(6n\theta - \varphi_n + 6n\gamma) \end{cases} \Longrightarrow \quad \Gamma_{em} = \Gamma^1 + \Gamma^2$$

On aura donc

$$\Gamma_{em} = 2\Gamma_0 + \sum_n 2\Gamma_{6n} \sin(6n\theta - \varphi_n + 3n\gamma)\cos\frac{6n\gamma}{2} \qquad (6)$$

Il suffira d'annuler le terme $\cos 3n\gamma$ pour éliminer un harmonique donné. En général, on choisit d'annuler le premier harmonique de couple gênant en choisissant un décalage angulaire électrique entre les phases des deux étoiles γ de 30° électriques modulo 60°. Dans le cas d'une machine à 12 plots bobinés et 14 aimants rotoriques, il existe alors plusieurs possibilités pour placer les bobines des deux étoiles et nous pouvons ainsi obtenir des valeurs différentes de l'angle γ. Le bobinage décrit sur la figure I.33, permet de réaliser un décalage angulaire de 90° mécanique soit p*90°=90° électrique entre les phases homologues des deux étoiles. Ainsi nous constatons que le premier harmonique du couple généré par l'étoile 1 est en opposition de phase avec le premier harmonique du couple généré par l'étoile 2, ce qui permet d'annuler les pulsations de 6ω sur la résultante (Fig.I.33).

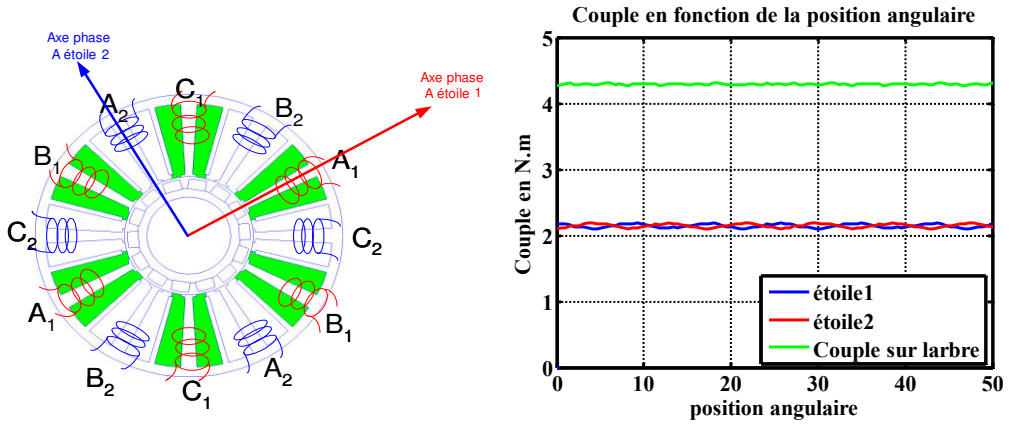


Fig.I.33. Formes d'ondes du couple total de la machine (en vert) , contribution de l'étoile 1 (resp.2) en bleu (resp. rouge) pour un décalage entre étoile de 90° mécaniques

2.3. Intérêt des bobinages à plots

Nous venons de décrire deux topologies de bobinages pour les machines à aimants permanents que sont les bobinages distribués et les bobinages concentriques à plots. Les bobinages distribués sont relativement contraignants car selon la polarité du rotor, le nombre d'encoches statoriques

se trouve imposé pour une qualité de fém donnée. Pour certains jeux de paramètre vitesse de rotation et fréquence d'alimentation il peut être technologiquement impossible de réaliser une machine à bobinage distribué car le nombre d'encoche peut être élevé. Dans ce cas les limites d'usinages des dents statoriques peuvent interdire la réalisation d'une machine à bobinage distribué dans un encombrement restreint. L'intérêt des machines à plots bobinés est de pouvoir augmenter la polarité pour un nombre d'encoches fixé selon la règle énoncée dans l'équation (5). De plus, ce type de bobinage a l'avantage d'améliorer le coefficient de remplissage mais également de réduire la taille des têtes de bobines. Nous présentons sur la figure (Fig.I.34) les photos de deux machines dimensionnées au laboratoire et réalisées en relation avec différentes société du Groupe SAFRAN (Messier, Hispano-Suiza et Technofan) mettant en évidence l'encombrement supplémentaire engendré par l'utilisation de bobinage distribué. De plus la diminution de la longueur des têtes de bobines permet également d'en diminuer la résistance de phase et l'inductance de fuite liées aux têtes des bobines.

On constatera ainsi que le bobinage à plot possède de nombreux avantages justifiant ainsi leur utilisation dans le cadre de notre application et plus généralement pour les actionneurs utilisés dans les systèmes embarqués.

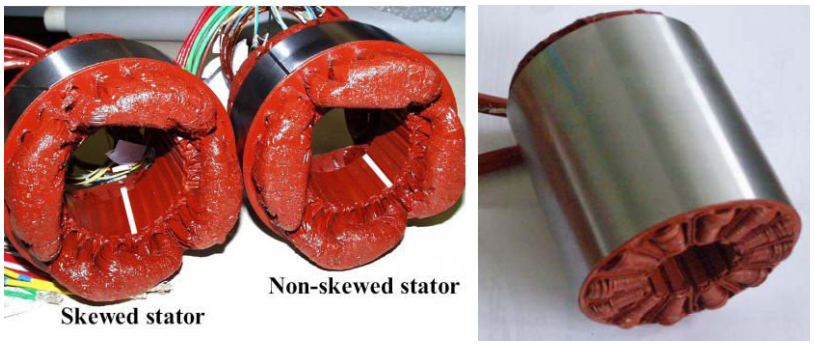


Fig.I.34. Deux réalisations de moteurs synchrones et vue sur les têtes de bobines

3. Topologies de machines à courant de court-circuit limité

Dans la thèse de Shamsi [Shamsi these], un modèle externe de la machine synchrone à aimants permanents à double étoile a été établi en vue de la commande tant en mode normal que en mode dégradé. Des techniques basées sur les lois de la commande de la machine, ont été présentées dans le but de limiter les oscillations de couple dues au déséquilibre des courants de court-circuit. Nous allons établir un modèle circuit inspiré du modèle de Shamsi dans le but de résoudre les problèmes liés à l'application double étoile par la conception de la machine afin de soulager la commande en mode dégradé. Nous nous intéresserons ainsi aux problèmes suivants :

➔ Limitation du courant de circuit

➔ Amélioration du découplage magnétique

➔ Réduction des oscillations de couple en fonctionnement sain

3.1. Modèle circuit de la MSDE en fonctionnement sain

La machine double étoile a la caractéristique d'avoir deux enroulements disjoints et dont les alimentations sont indépendantes [Shamsi06] [Bianchi06]. Toutefois, de par la présence de deux enroulements au sein d'une même tôlerie statorique il existe toujours un couplage magnétique entre les bobines des deux étoiles.

Dans ce modèle nous adaptons les hypothèses classiquement prises telle que :

➔ Le rotor est supposé lisse afin de négliger les effets d'une éventuelle saillance

➔ Les harmoniques de FEM sont négligés

➔ L'état de saturation de la machine est supposé constant de sorte que les éléments de la matrice inductance soient constants.

➔ Les deux étoiles seront décalées d'un angle électrique noté γ (Fig.I.35)

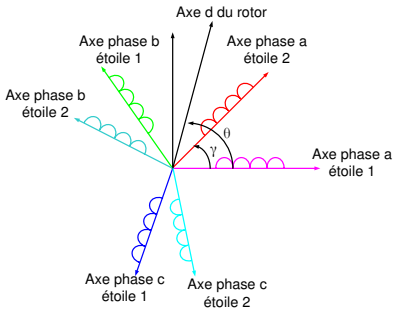


Fig.I.35. Schéma de principe sur le décalage entre les différents axes des enroulements du stator et des aimants au rotor

Nous introduisons une matrice d'inductance mutuelle traduisant le couplage inductif entre les deux étoiles. L'écriture des flux par étoile est précisée par la relation (7):

$$\begin{aligned}\left[\Psi^1_{abc}\right] &= \left[L_{s1}\right].\left[I^1_{abc}\right] + \left[M_{s1,s2}\right].\left[I^2_{abc}\right] + \left[\Psi^1_{f\,abc}\right] \\ \left[\Psi^2_{abc}\right] &= \left[L_{s2}\right].\left[I^2_{abc}\right] + \left[M_{s1,s2}\right]^t.\left[I^1_{abc}\right] + \left[\Psi^2_{f\,abc}\right]\end{aligned} \tag{7}$$

Où ➔les exposants (1) (resp(2)) font référence à l'étoile 1 (resp (2)),

➔ $\left[\Psi^1_{f\,abc}\right]$ et $\left[\Psi^2_{f\,abc}\right]$ sont les flux des aimants à travers les bobines des deux étoiles 1 et 2 respectivement. Leurs expressions sont données par :

$$\left[\Psi^1_{f\,abc}(\theta)\right] = \Psi_f\sqrt{\frac{2}{3}}\left[-\sin\theta \quad \sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) \quad -\sin\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right)\right]^t \quad \text{et} \quad \left[\Psi^2_{f\,abc}(\theta)\right] = \left[\Psi^1_{f\,abc}(\theta-\gamma)\right] \tag{8}$$

avec : $\Psi_f = \sqrt{\left(\Psi_{fa}{}^1\right)^2 + \left(\Psi_{fb}{}^1\right)^2 + \left(\Psi_{fc}{}^1\right)^2} = \sqrt{\left(\Psi_{fa}{}^2\right)^2 + \left(\Psi_{fb}{}^2\right)^2 + \left(\Psi_{fc}{}^2\right)^2}$

➔les matrices inductances L_{11} et L_{22} seront définies comme suit:

$$L_{s1} = L_{s2} = \begin{bmatrix} L_p & M_{st} & M_{st} \\ M_{st} & L_p & M_{st} \\ M_{st} & M_{st} & L_p \end{bmatrix} \tag{9}$$

où L_p est l'inductance propre de chaque phase et M_{st} représente la mutuelle entre les phases d'une même étoile.

➔ Compte tenu du décalage électrique entre les deux étoiles et de la symétrie du bobinage à plots, la matrice inductance mutuelle entre étoile s'écrit:

$$M_{s1,s2} = M_{y1,y2}\begin{bmatrix} \cos\gamma & \cos\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma+\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma+\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\gamma & \cos\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma+\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\gamma \end{bmatrix} \tag{10}$$

Nous allons établir le modèle diphasé équivalent de la MSDE. Dans un premier temps, nous projetons les grandeurs des deux étoiles dans un repère (α,β) tel que l'axe α est confondu avec l'axe de la phase a de l'étoile 1. Du fait du décalage angulaire γ entre les deux étoiles, il est plus commode d'appliquer une rotation d'angle fixe γ aux grandeurs de l'étoile 2 afin des les projeter

dans le même repère α,β. La transformation associée à une grandeur triphasée G_{123} est donnée par :

➔ pour l'étoile 1 $\quad [G_{\alpha\beta}] = T_{32}^t [G_{123}]$ (11)

➔ pour l'étoile 2 $\quad [G_{\alpha\beta}] = P(-\gamma) T_{32}^t [G_{123}]$ (12)

où $T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$ désigne la matrice de Concordia

et $P(x) = \begin{bmatrix} \cos x & \sin x \\ -\sin x & \cos x \end{bmatrix}$ désigne la matrice rotation d'un angle x

On aura ainsi

$$\begin{cases} [\Psi_{\alpha\beta}^1] = T_{32}^t [L_{11}] T_{32} . [I_{\alpha\beta}^1] + T_{32}^t [M_{s1,s2}] . T_{32} P(-\gamma) [I_{\alpha\beta}^2] + [\Psi_{f\,\alpha\beta}^1] \\ [\Psi_{\alpha\beta}^2] = P(\gamma) T_{32}^t [L_{22}] T_{32} \; P(-\gamma) . [I_{\alpha\beta}^2] + P(\gamma) T_{32}^t [M_{s1,s2}]^t . T_{32} [I_{\alpha\beta}^1] + [\Psi_{f\,\alpha\beta}^2] \end{cases} \quad (13)$$

Le passage aux grandeurs continues (dq) s'effectue en appliquant la rotation d'un angle θ. Ainsi nous aurons pour chaque grandeur G : $[G_{dq}] = P(-\theta)[G_{\alpha\beta}]$ quel que soit l'étoile considérée. En effet, les transformations précédentes (11) et (12) ont permis de projeter les grandeurs sur le même repère α,β. Dès lors, les flux des deux étoiles dans le repère dq peut s'exprimer par :

$$\begin{aligned} [\Psi_{dq}^1] &= L [I_{dq}^1] + M_{12} [I_{dq}^2] + [\Psi_{f\,dq}^1] \\ [\Psi_{dq}^2] &= L [I_{dq}^2] + M_{12} [I_{dq}^1] + [\Psi_{f\,dq}^2] \end{aligned} \quad (14)$$

où

- $L = L_p - M_{st}$ est l'inductance cyclique d'une phase statorique
- $M_{12} = P(\gamma) T_{32}^t [M_{s1,s2}] T_{32}$ est l'inductance mutuelle entre les bobines diphasées équivalentes d'axe d et q, or dans le cas qui nous intéresse la matrice est circulante et la transformation opérée diagonalise la matrice M telle que $M_{12} = \frac{3}{2} M_{y1,y2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, on notera par la suite le scalaire $M_{12} = \frac{3}{2} M_{y1,y2}$
- $[\Psi_{f\,dq}^1] = \Psi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$
- $[\Psi_{f\,dq}^2] = \Psi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$

On pourra ainsi écrire de la même façon les équations de tension pour chacune des deux étoiles. Nous aurons:

$$\begin{pmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{pmatrix} = R\begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt}\cdot\begin{pmatrix} \Psi_{d1} \\ \Psi_{q1} \end{pmatrix} + \dot{\theta} P\left(\frac{\pi}{2}\right)\cdot\begin{pmatrix} \Psi_{d1} \\ \Psi_{q1} \end{pmatrix}$$
$$\begin{pmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{pmatrix} = R\begin{pmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt}\cdot\begin{pmatrix} \Psi_{d2} \\ \Psi_{q2} \end{pmatrix} + \dot{\theta} P\left(\frac{\pi}{2}\right)\cdot\begin{pmatrix} \Psi_{d2} \\ \Psi_{q2} \end{pmatrix} \quad (15)$$

Le couple en régime normal est donné par l'expression suivante:

$$\Gamma = p\left\{\left(\Psi_{d1}\, i_{q1} - \Psi_{q1}\, i_{d1}\right) + \left(\Psi_{d2}\, i_{q2} - \Psi_{q2}\, i_{d2}\right)\right\} \quad (16)$$

En fonctionnement sain, où les deux étoiles participent de façon conjointe à la conversion de puissance et de telle sorte que la commande impose les courants de couple i_q et fixe les courants i_d à 0 afin de limiter les pertes, le couple s'exprime par :

$$\Gamma = p\left(i_{q1} + i_{q2}\right)\Psi_f \quad (17)$$

3.2. Modèle circuit de la MSDE en cas de court circuit

Dans le cas d'un défaut de type circuit ouvert [Chong08], le courant dans l'étoile en défaut est coupé ($i_{d2} = i_{q2} = 0$), alors que l'autre étoile est alimentée par un courant dont l'amplitude est doublée, par rapport au fonctionnement sain, pour fournir le couple nécessaire. La valeur du couple peut être obtenue par l'expression donnée ci-dessus (17) dans laquelle i_{q1} est doublé. Cependant, en cas de court circuit, le courant dans l'étoile en défaut n'est plus nul et possède une composante d'axe *q* qui contribue au couple. Nous allons établir les expressions du couple et de ce courant de court circuit en fonction des paramètres du modèle.

Considérons dans l'exemple précédent que l'étoile indicée 2 soit court-circuitée, les équations électriques en régime établi de cette étoile se résument alors à :

$$v_{d2} = 0 = R\, i_{d2} - \omega\, \Psi_{q2}$$
$$v_{q2} = 0 = R\, i_{q2} + \omega\, \Psi_{d2} \quad (18)$$

La résolution de cette expression par rapport aux courants i_{d2} et i_{q2}, aboutit à :

$$i_{d2} = \frac{\omega L}{R^2 + (L\omega)^2}\left(\frac{M_{12}}{L} R\, i_{q1} - \omega\, \Psi_f\right)$$
$$i_{q2} = \frac{R}{R^2 + (L\omega)^2}\left(-M_{12}\omega \frac{L\omega}{R} i_{q1} - \omega\, \Psi_f\right) \quad (19)$$

Dans les expressions des courants, nous retrouvons un terme lié au flux des aimants et un terme lié au couplage magnétique entre les étoiles ; ce dernier était négligé dans les études précédentes.

Nous présentons sur la figure I.36 l'allure générale des courants i_{d2} et i_{q2} en fonction de la vitesse et analysons quantitativement leur comportement selon la vitesse.

N.B : Nous représenterons dans la suite du document les courbes représentant les valeurs absolues des courants $|i_{d2}|$ et $|i_{q2}|$ pour plus de commodité quant à leur visualisation.

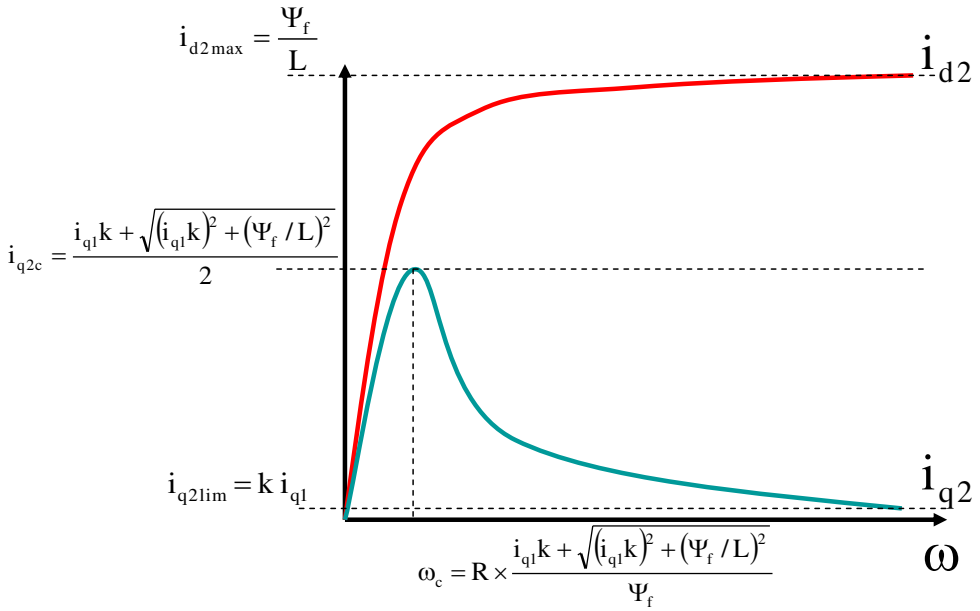


Fig.I.36. Allure théorique des courants de court circuit d'axe d et q $(k = M_{12} / L)$

Notons que la composante en quadrature du courant de l'étoile en court-circuit est négative à vitesse positive générant ainsi un couple frein. Nous allons alors déterminer l'influence du couplage entre les étoiles sur les performances de la machine en cas de défaut de type court circuit triphasé.

-A haute vitesse on peut considérer que la résistance R est négligeable par rapport à $L\omega$ et donc que les courants i_{d2} et i_{q2} peuvent s'exprimer par :

$$i_{d2} \approx -\frac{\Psi_f}{L} \tag{20}$$

$$i_{q2} \approx -\frac{M_{12}}{L} i_{q1} \tag{21}$$

On définit le coefficient $k = M_{12} / L$, caractérisant le couplage magnétique entre les deux étoiles. Dans ces conditions, l'étoile en défaut génère un couple négatif dû uniquement au couplage magnétique entre les deux étoiles s'opposant au couple de l'étoile saine. Rappelons que si le couplage entre les deux étoiles, est faible alors le courant d'axe q est faible pour les hautes vitesses et le couple frein correspondant est négligeable.

- A basse vitesse ($L\omega << R$), les courants peuvent être approchés par :

$$i_{d2} \approx \frac{L\omega}{R} k\, i_{q1} \tag{22}$$

$$i_{q2} \approx -\frac{\omega \Psi_f}{R} \tag{23}$$

Le courant i_{q2} est principalement dû au flux des aimants tandis que le courant d'axe d est dû au couplage magnétique, mais celui reste faible dans le cas où $L\omega << R$.

Entre ces deux extrema, le courant i_{q2}, image du couple frein de l'étoile en défaut, présente un maximum obtenu lors que la vitesse est égale à:

$$\omega_c = R \times \frac{i_{q1} k + \sqrt{(i_{q1} k)^2 + (\Psi_f / L)^2}}{\Psi_f} \tag{24}$$

Cette vitesse critique dépend du flux des aimants ainsi que des paramètres du modèle. Dans le cas où le couplage entre les étoiles est nul cette vitesse critique (électrique) est égale à R/L ; ce résultat a été précédemment établi par les auteurs [Noel04] [Shamsi These].

L'analyse que nous venons d'effectuer permet d'étudier les deux composantes du courant de court circuit de façon indépendante, afin de mettre en évidence l'impact du court circuit sur le courant d'axe q, image du couple frein. Pour l'étude des échauffements dus au court circuit, l'analyse de l'amplitude du courant de phase de court-circuit $I_{cc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{i_{d2}^2 + i_{q2}^2}$ suffit à la prédiction du comportement thermique de la machine. En reprenant les expressions obtenues dans la relation (19) on peut estimer la valeur de l'amplitude du courant de court circuit I_{cc} :

$$\begin{aligned} I_{cc} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{i_{d2}^2 + i_{q2}^2} \\ I_{cc} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\frac{1}{R^2 + (L\omega)^2} \left(\omega^2 \Psi_f^2 + L^2 \omega^2 k^2 i_{q1}^2 \right)} \end{aligned} \tag{25}$$

Ainsi à haute vitesse on aura toujours l'approximation précédente $R << L\omega$ et donc le module du courant de court circuit peut être approximé par

$$I_{cc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\left(\frac{\Psi_f}{L} \right)^2 + k^2 i_{q1}^2} \tag{26}$$

Si le couplage est nul on revient bien à $I_{cc} \approx \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\Psi_f}{L}$, mais dans le cas où il y a un couplage magnétique fort l'amplitude du courant peut augmenter.

Pour assurer un fonctionnement en mode dégradé sans altération des performances de la machine, il est nécessaire que le couple frein ainsi que les pertes Joule dus au court circuit soient limités. Ces grandeurs étant liées directement à l'amplitude du courant de court circuit, la réduction de celui-ci devient donc un critère important qu'il convient de satisfaire.

Nous allons présenter des méthodes de réduction du court circuit de part la conception de la machine en agissant sur les paramètres de l'équation (21). Plusieurs méthodes peuvent être envisagées dans le but de limiter le courant de court circuit : la première méthode consiste à diminuer le flux des aimants, la seconde consiste à augmenter la valeur de l'inductance [Noel 04] (Fig.37). Par ailleurs, l'amélioration du découplage magnétique des bobinages des deux étoiles contribue également à la réduction du courant de court circuit.

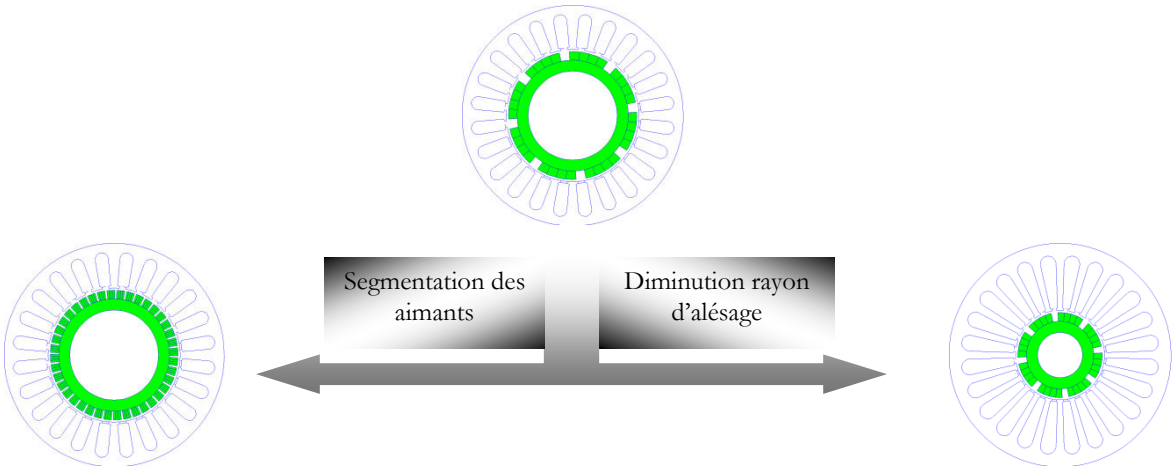


Fig.I.37. Méthodologies de limitation du courant de court-circuit

3.3. Limitation du courant de court circuit par segmentation des aimants

Afin de limiter le courant de court circuit, on peut être amené à réduire le flux d'aimants. Pour ce faire on augmente la polarité de la machine [Takorabet07] [Vaseghi10]. Partant de l'expression générale du couple dans une machine à aimants ($\Gamma = p\,\Psi_f\,i_q$), l'idée consiste à diviser le flux des aimants par un coefficient k et à multiplier la polarité par le même coefficient pour conserver le couple. Nous envisageons alors de subdiviser les 2p aimants rotoriques en un nombre 2kp pour multiplier la polarité p du rotor, par un facteur k ; les bobinages statoriques étant inchangés. Cette subdivision engendre une diminution du flux, néanmoins à vitesse de rotation constante, la fréquence électrique des flux et des fém se trouve multiplié p par k. Il est donc nécessaire d'augmenter la fréquence d'alimentation de f à kf.

Toutefois ce nombre de subdivision d'aimants ne peut être choisi aléatoirement. Les auteurs en [Noel 04] [Vaseghi10] ont établi que ce coefficient k doit correspondre à un des harmoniques de la force magnétomotrice de la forme :

$$k = 6n \pm 1 \text{ où n est un entier}$$

Le postulat précédent a été établi sous réserve d'un couplage parfait entre le rotor et le stator signifiant que l'ensemble des fuites statoriques et rotoriques sont négligeables. Toutefois, la subdivision des aimants entraîne une diminution de leur taille qui devient comparable aux autres dimensions dans l'entrefer (denture et épaisseur d'entrefer), ce qui augmente considérablement les fuites. A titre d'exemple, on voit ainsi clairement sur la figure I.38 qu'une grande partie des lignes de flux d'aimants sont court-circuitées et ne vont donc pas générer de couple. Il est toujours possible de rattraper ce déficit de flux par l'optimisation de la tôlerie statorique en adaptant la taille des dents et des culasses.

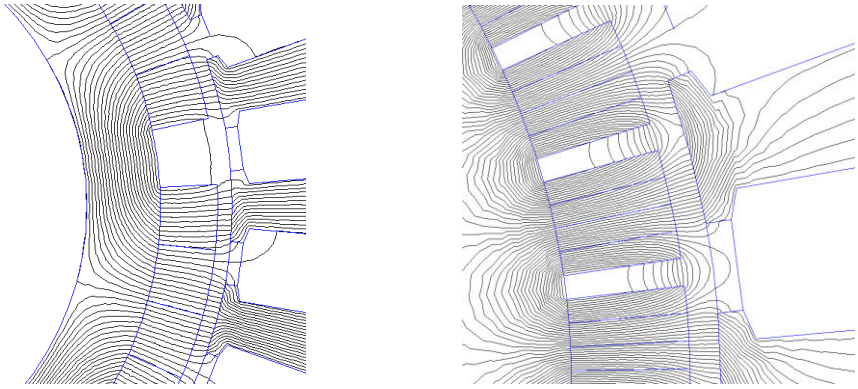
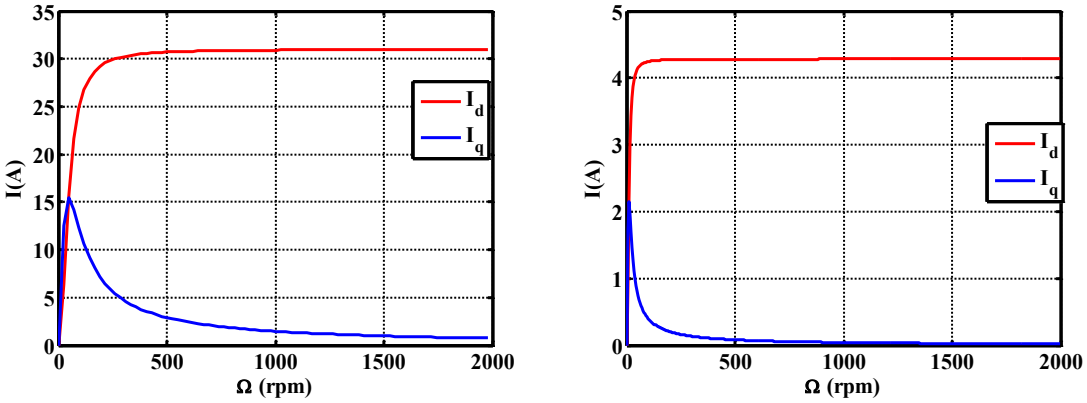


Fig.I.38. Comparaison des fuites des aimants pour une machine classique (à gauche) et une machine à aimants segmentés (à droite)

A titre d'exemple, nous présentons le cas d'une machine non segmentée dont le flux est égal à 0.3526 Wb alors qu'une segmentation des aimants avec k=5 conduit à un flux 0.0486 Wb qui représente une réduction d'un rapport nettement supérieur à 5. Nous noterons que les bobinages dans les deux configurations sont identiques. A la saturation près, la segmentation des aimants n'entraîne pas de modification de la valeur de l'inductance. Dans ces conditions, le courant de court circuit est réduit d'un facteur supérieur à 5. Traçons alors l'allure des courants de court circuit en fonction de la vitesse pour cette machine avant et après segmentation des aimants rotoriques (Fig.I.39).



a) machine à 8 pôles b) machines à 40 pôles

Fig.I.39. Allure des courants directs et en quadrature en fonction de la vitesse de rotation

Ces courbes présentent une allure en accord avec le modèle présenté ci-dessus. Le courant i_q présente un maximum pour les basses vitesses et il est faible à haute vitesse. La composante directe du courant de l'étoile court-circuitée tend asymptotiquement vers sa valeur limite Ψ_f / L. La réduction du courant de court circuit est ici flagrante (Fig.I.39), puisque l'on passe d'un courant de 31 A à 4.5 A soit une diminution de plus de 6 fois le courant de court circuit, ce qui justifie l'efficacité de la réduction du courant de court circuit par la segmentation des aimants d'un rapport $k = 6n \pm 1$. L'autre intérêt d'augmentation du nombre de paires de pôles est la possibilité de réduction des culasses rotoriques et statoriques et un gain de masse non négligeable, notamment pour les machines à vitesse nominale faible.

Toutefois la segmentation des aimants nécessite l'augmentation de la fréquence des courants statoriques et par la même occasion les pertes fer dans la tôle. L'augmentation trop importante de la fréquence peut également être un frein à la conception. Dans les applications aéronautiques, les fréquences usuelles étant initialement élevées (quelques centaines de Hertz), la segmentation des aimants conduiraient à des fréquences encore plus élevées qui dégraderaient les performances de la machine. Cet effet secondaire peut être néfaste du point de vue rendement de la machine. Par ailleurs, pour les petits moteurs destinés à l'aéronautique, la subdivision conduirait à l'utilisation d'aimants de très petite taille de sorte que les fuites soient importantes. En définitive, nous pouvons conclure que la technique de segmentation des aimants permet certes de réduire le courant de court circuit mais elle n'est pas adaptée aux applications aéronautiques à haute vitesse.

3.4. Limitation du courant de court circuit par action sur le rayon d'alésage

Dans l'expression (26) le courant de court circuit dépend principalement du rapport Ψ_f / L. L'action sur le rayon d'alésage peut avoir des conséquences à la fois sur le flux et la valeur de

l'inductance. En effet, le flux sous un pôle est directement lié au pas polaire qui diminue lorsque le rayon d'alésage diminue. Par contre, la valeur de l'inductance dépend de plusieurs autres paramètres tels que le nombre de spires et la hauteur des encoches. Pour une application donnée, une machine est dimensionnée avec des contraintes de fém et de courant (E_0, I_0) afin de développer le couple nécessaire. L'adaptation de la fém à la tension du bus continu conduit à un nombre de spires N_{s0} pour un flux Ψ_{f0}. Dans le but de garantir les performances en terme de puissance il est nécessaire de conserver le produit $E_0 I_0$ constant. La réduction du rayon d'alésage entraîne directement la réduction du flux sous un pôle.
Une démarche de dimensionnement consisterait à compenser la diminution de la fém, due à la diminution du flux, par une augmentation du courant de phase. Dans ces conditions, le nombre de spires par phase reste inchangé mais à rayon extérieur fixé, les encoches statoriques verront leur surface augmenter, de sorte que la section des conducteurs augmentent permettant de conserver une densité de courant quasiment constante notamment pour les machines de faible puissance. La diminution du flux conduirait à une réduction du courant de court circuit, mais les propriétés externes de la machine ont changé(E diminue et I augmente).

Dans une autre démarche, on tentera de conserver les propriétés externes de la machine par une bonne adaptation du nombre de spires par phase pour conserver la valeur de la fém. Dans ces conditions le nombre de spires se verra augmenté d'un coefficient α et l'inductance sera augmentée d'un coefficient voisin de α^2. La section des conducteurs restera sensiblement constante pour maintenir la densité de courant constante. Par conséquent, l'inductance augmentant, la valeur du courant de court circuit diminuera. D'un point de vue intégration, cette deuxième démarche est plus adaptée car elle ne nécessite pas la modification des calibres des interrupteurs de l'onduleur.

Sur la figure I.40, nous montrons un plan de coupe d'une machine à aimants à 8 pôles dont on aurait diminuer le rayon d'alésage fixé dans le but de réduire le courant de court circuit. D'un point de vue purement géométrique, cette modification de l'architecture de la machine entraîne une augmentation de la masse totale car la machine devient moins « creuse ».

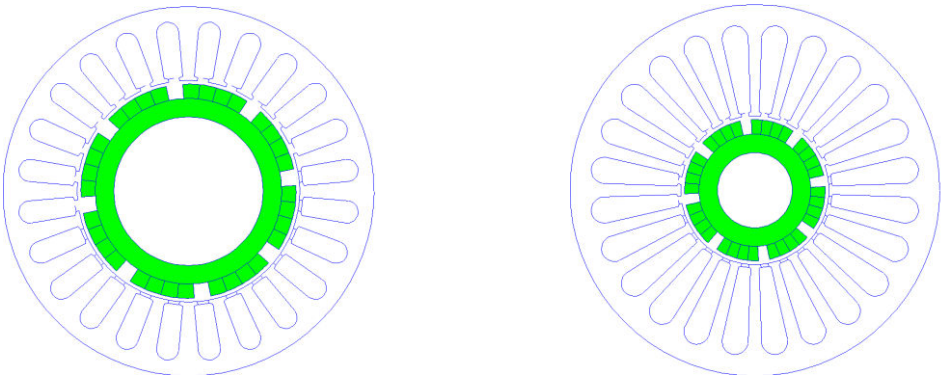


Fig.I.40. Tôlerie de deux moteurs à gauche avec un rayon d'alésage de référence et à droite de moitié moindre

3.5. Amélioration du découplage magnétique

En se référant à l'expression du courant de court circuit, nous allons mettre en évidence la contribution du couplage sur son amplitude. La figure I.41 montre l'évolution de l'amplitude du courant de court circuit obtenu avec différents couplages et ce en fonction de la vitesse pour un jeu de paramètre donné R=0.65ohms L=7.05 mH $\psi_f = 0.0583$Wb i_{q1}=8.4A. Dans cet exemple, le rapport Ψ_f / L est prépondérant ce qui est le cas en règle général dans les machines. On rappelle alors que le courant I_{cc} vaut $I_{cc} = \sqrt{\frac{2}{3}}\sqrt{\left(\frac{\Psi_f}{L}\right)^2 + k^2 i_{q1}^2}$ dans le cas des hautes vitesses

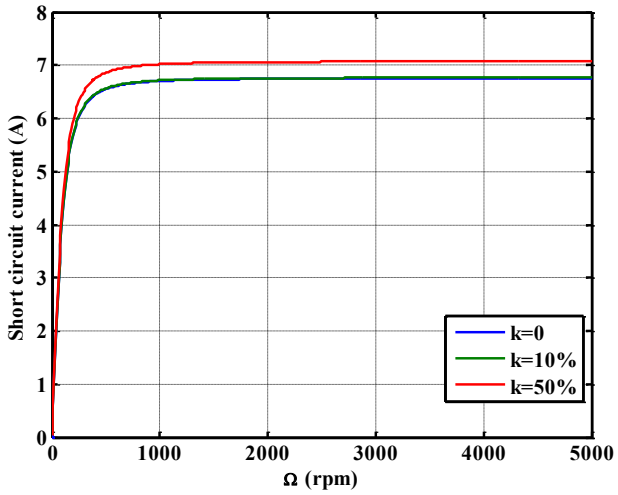


Fig.I.41. Influence du couplage magnétique sur la valeur de la norme du courant de court circuit en fonction de la vitesse

Nous avons donc vu que le courant de court circuit augmentait avec la valeur du couplage entre les étoiles. Nous avons montré précédemment qu'à haute vitesse le couple frein est uniquement du au couplage magnétique. En cas de court-circuit sur l'étoile 2, la valeur de i_{q2} n'étant plus commandée mais étant égale à $i_{q2} = -\frac{M_{12}}{L} i_{q1} = -k i_{q1}$ pour les hautes vitesse. Le couple total s'écrira donc pour les hautes vitesses :

$$\Gamma \cong p \Psi_f i_{q1}(1-k) \tag{27}$$

Ainsi même pour un couplage faible entre étoile la valeur du couple diminue ce qui entraîne la commande à augmenter la valeur du courant de couple de l'étoile saine afin de garder une valeur constante du couple électromoteur. Ainsi bien qu'il n'affecte que très modérément la valeur du courant de court circuit, il est primordial de limiter ce couplage. Afin de résoudre ce problème il faut pouvoir orienter les lignes de flux de telle sorte que le flux d'une bobine traverse peu la bobine voisine (Fig.I.43). L'idée préconisée consiste à insérer une dent additionnelle entre les bobines permettant de canaliser les lignes de flux et donc limiter le couplage magnétique. La forme de ces dents est présentée sur la figure I.42. Nous avons appelé cette dent : dent de découplage ou « Decoupling tooth ». (Fig.I.42) [Velly09].

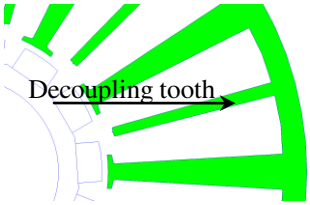
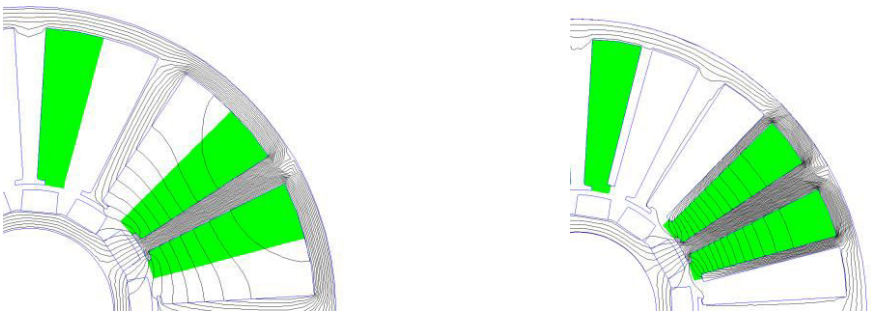


Fig.I.42. Présentation de la dent de découplage



a. sans dents de découplage b. avec dents de découplage

Fig.I.43. Allures des lignes de champs dans le cas où une seule étoile est alimentée pour deux topologies de moteurs à plots

La figure I.43 représente le trajet des lignes de champs dans une machine à 12 plots statoriques bobinés et 14 aimants rotoriques lorsque seule l'une des phases d'une des étoiles est alimentée.

Sur la figure I.43-a, la machine ne présente pas de dispositif permettant le découplage magnétique entre bobines. Le couplage magnétique y est apparaît donc clairement et les trajets des lignes de champ coupe les emplacements des bobines de la deuxième étoile. On constate alors que l'ajout d'une dent de découplage entre les bobines d'une même encoche permet de canaliser les lignes de champ de telle sorte qu'elles ne passent pas à travers la bobine voisine (Fig.I.43-b). Cette dernière assertion peut également être vérifiée en analysant les matrices inductances de ces deux machines :

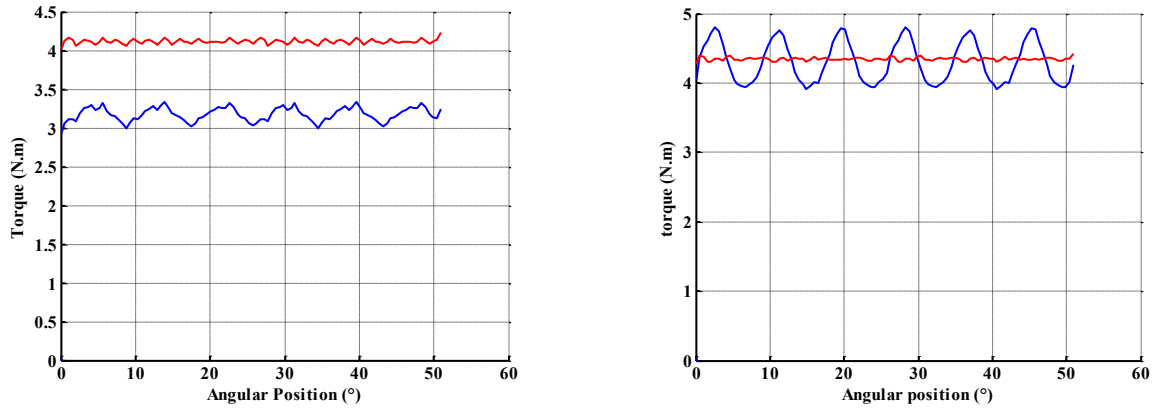
Matrice d'inductance de la machine sans dents de découplage (mH)

$$L=\begin{pmatrix} 4.7 & 0 & 0 & 0 & -1.1 & 1.1 \\ 0 & 4.7 & 0 & 1.1 & 0 & -1.1 \\ 0 & 0 & 4.7 & -1.1 & 1.1 & 0 \\ 0 & 1.1 & -1.1 & 4.7 & 0 & 0 \\ -1.1 & 0 & -1.1 & 0 & 4.7 & 0 \\ 1.1 & -1.1 & 0 & 0 & 0 & 4.7 \end{pmatrix}$$

Matrice d'inductance de la machine avec dents de découplage (mH)

$$L=\begin{pmatrix} 7.2 & 0 & 0 & 0 & -0.15 & 0.15 \\ 0 & 7.2 & 0 & 0.15 & 0 & -0.15 \\ 0 & 0 & 7.2 & -0.15 & 0.15 & 0 \\ 0 & 0.15 & -0.15 & 7.2 & 0 & 0 \\ -0.15 & 0 & 0.15 & 0 & 7.2 & 0 \\ 0.15 & -0.15 & 0 & 0 & 0 & 7.2 \end{pmatrix}$$

Dans le cas d'une machine sans dent de découplage le coefficient de couplage que nous avons appelé $k = M_{12} / L$ vaut 26% alors que dans le cas d'une machine avec découplage magnétique ce même coefficient vaut 3%. L'impact de ce couplage peut alors se vérifier sur la valeur du couple électromagnétique obtenu lorsque seule l'une des étoiles est alimentée et l'autre étant court-circuitée. Ces deux machines ont un couple moyen en fonctionnement sain de l'ordre de 4.2N.m pour un courant d'amplitude I_n= 4.2A par étoile (i_q=5.1 A et i_d=0 A). On observe alors une diminution de près de 28% du couple moyen dans la machine lorsque celle-ci n'est pas munie d'un dispositif de découplage magnétique (Fig.I.44-a) alors que la machine possédant cette dent de découplage a un couple qui diminue de près de 4% (Fig.I.44-b). Ainsi l'utilisation de cette dent de découplage permet de limiter de façon significative le couplage entre les étoiles. De plus il est intéressant de noter que cette dent de découplage magnétique permet également d'augmenter la surface d'échange de chaleur avec la tôlerie, et donc permet de diminuer sensiblement l'échauffement global de la machine. On peut également noter que l'introduction de la dent « de découplage » fait augmenter l'inductance de fuite, ce qui permet d'obtenir un courant de court-circuit limité sans la nécessité de réduire le rayon d'alésage de façon significative.



a. sans dents de découplage b. avec dents de découplage

Fig.I.44. Formes d'ondes du couple total de la machine pour un fonctionnement sain (en rouge) et dégradé (en bleu)

Toutefois l'insertion d'un telle dent de découplage fait perdre de la place au sein même de l'encoche ainsi à surface et courant identiques nous aurons une densité de courant plus forte dans le cas où nous utiliserons une dent de découplage magnétique. Une optimisation de la géométrie des encoches s'impose afin de trouver un compromis entre le découplage magnétique et l'espace alloué aux conducteurs. Sur la figure I.44, nous constatons que le fonctionnement en mode dégradé conduit à des oscillations de couple non négligeables qui n'apparaissent pas lors du fonctionnement simultané des deux étoiles.

4. Etude des forces radiales

Lors de la conception de machines électriques il est bon de s'intéresser au bilan des forces agissant sur le rotor de la machine et qui ne sont pas source de couple moteur. Plusieurs auteurs ont étudié cette thématique sur différents types de machines électriques : des machines à réluctance variable [Husain00], ou des machines à aimants particulières [Hoefer06] [Dorrell03] En effet, une résultante non nulle des forces radiales sur le rotor engendrerait une excentration du rotor [Kim01] et donc du bruit. Dans ces conditions, les roulements subissent ces efforts et sont sollicités d'une façon plus sévère, ce qui peut engendrer une réduction de leur durée de vie et donc nécessiter une maintenance plus fréquente.

Dans le cas d'une machine bobinée de façon symétrique, il apparaît que la résultante des forces radiales agissant sur le rotor est nulle. Cependant, dans le cas de machines dont le bobinage n'est pas symétrique [Zhu07], la résultante des forces agissant sur le rotor n'est plus nulle comme nous l'avions évoqué au début de ce chapitre (Fig.I.17). Nous allons établir un modèle de calcul semi

analytique permettant de prédire l'amplitude de cette résultante afin que la conception de moteurs tolérants aux défauts prenne en compte ce phénomène. Comme nous l'avons vu précédemment, dans certains bobinages spéciaux nous observons une dissymétrie de la distribution de l'induction dans l'entrefer (Fig.I.16) conduisant ainsi à une dissymétrie de la pression magnétique sur la surface du rotor. Ce type de répartition d'induction dans l'entrefer est synonyme de présence d'harmoniques pairs et impairs. Notre démarche consistera à analyser le spectre de l'induction d'entrefer et d'en déduire les composantes des efforts.

4.1. Modèle semi analytique

Il existe plusieurs méthodes permettant de calculer les efforts que subit le rotor. Une première méthode consiste à utiliser un code de calculs par éléments finis et à chaque position du rotor, calculer la résultante des forces. Ce procédé peut être gourmand en temps de calcul suivant la finesse attendue pour le résultat. On peut également calculer de façon analytique ces efforts en faisant des hypothèses lors du calcul de l'induction dans l'entrefer [Yaïci02] [Zhu 93] [Caron] [Liu06]. L'objet de l'étude présentée ici est de proposer une alternative à ces deux démarches qui consiste en un couplage entre la précision donnée par un calcul de champ numérique et la rapidité d'un calcul analytique basé sur une analyse spectrale.

Les composantes de la force peuvent être déterminées grâce à la connaissance de l'induction au niveau de l'entrefer. Cette induction résulte de la contribution des deux sources d'induction rotorique et statorique. Dans le cadre de notre démarche, nous considérerons cette induction connue qu'elle soit obtenue par un calcul analytique ou numérique. Nous avons choisi de calculer l'induction d'entrefer par un calcul numérique prenant en compte la géométrie exacte de la machine et l'état de saturation. Nous pouvons dès lors décomposer la résultante de l'induction sous la forme d'un développement en série de Fourrier tel que :

$$B_n(\theta_s,\theta)=\frac{1}{2}\sum_k\left[B_{n,k}\ e^{j(k\theta_s-\theta)}+B_{n,k}^*\ e^{-j(k\theta_s-\theta)}\right]$$
$$B_t(\theta_s,\theta)=\frac{1}{2}\sum_k\left[B_{t,k}\ e^{j(k\theta_s-\theta)}+B_{t,k}^*\ e^{-j(k\theta_s-\theta)}\right] \quad (28)$$

où B_n : Induction normale dans l'entrefer

B_t : Induction tangentielle dans l'entrefer

$B_{n,k}$: Représentation complexe de l'harmonique de rang k de l'induction normale

$B_{t,k}$: Représentation complexe de l'harmonique de rang k de l'induction tangentielle

θ_s : une position courante (point M) le long de l'entrefer

θ : la position du rotor par rapport à un repère fixe lié au stator. Au synchronisme nous avons $\theta = \omega t/p + \theta_0$ où θ_0 est la position du rotor à l'instant initial

t : la dépendance des courants en fonction du temps

p : la polarité de la machine

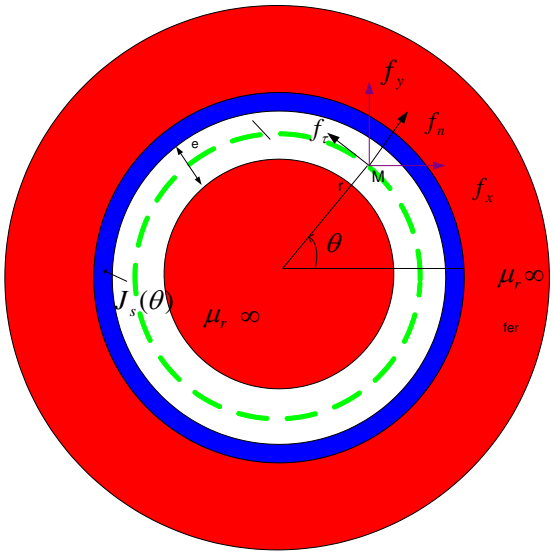


Fig.I.45. Schéma de principe

Considérons alors le tenseur des contraintes magnétiques de Maxwell exprimé en coordonnées curvilignes (n,t) avec un champ magnétique et une induction ayant des composantes normale et tangentielles dans l'entrefer tel que:

$$\overline{\overline{T}} = \frac{1}{\mu_0}\begin{pmatrix} \frac{1}{2}\left(B_n^2 - B_t^2\right) & B_n B_t & 0 \\ B_t B_n & -\frac{1}{2}\left(B_n^2 - B_t^2\right) & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2}\vec{B}\vec{B} \end{pmatrix} \quad (29)$$

Les composantes des forces seront calculées sur une surface cylindrique au milieu de l'entrefer de rayon r et de profondeur L_u. [Velly09] Dans le repère $(O,\vec{n},\vec{t})$, les forces sont obtenues par la contraction du tenseur et de la normale à la surface délimitée par le cercle de rayon r ; pour obtenir les forces dans le repère du stator il suffit de projeter les forces normales et tangentielles sur les axes (O,x) *et* (O,y)

$$\vec{F} = \iint_{\Sigma} \overline{\overline{T}}\,\vec{n}\, dS \quad (30)$$

avec $\vec{n}$ normale sortante à la surface

Les différents types de sollicitation auxquelles sont soumises les rotors des machines électriques peuvent être caractérisées par des efforts de traction ou de compression. La distribution de ces efforts (traction ou compression), appliqués au rotor peut se décomposer en modes de vibration (Fig.I.46) [Bekermans These] [Zhu09]. Le premier mode m=0 correspond à une distribution uniforme de la force. Elle ne sollicite pas le stator en traction, mais uniquement en compression. Le mode 1 n'excite le stator ni en compression ni en traction ; il s'agit, ici, d'un mode dit rigide qui déplace le rotor sans déformation. Ce mode correspond en réalité à ce que certains appellent le balourd magnétique. Quant aux autres modes m>1, ils excitent le rotor en mode de traction et compression d'une façon alternative sur la périphérie du rotor.

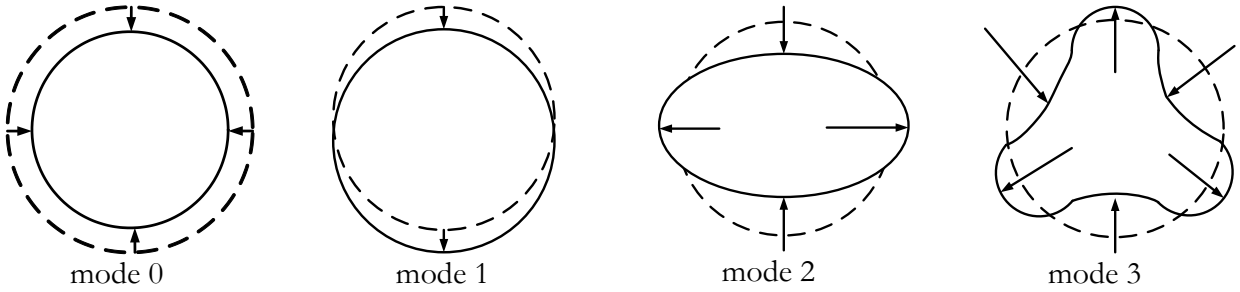


Fig.I.46. Présentation des modes de vibrations et des directions des forces agissant sur le rotor

Le calcul des efforts sera donc donné pour un mode m

$$F_{x,m} = \frac{rL_u}{2\mu_0}\int_0^{2\pi}\left[\left(B_t^2 - B_n^2\right)\cos m\theta_s + 2B_t B_n \sin m\theta_s\right]d\theta_s$$
$$F_{y,m} = \frac{rL_u}{2\mu_0}\int_0^{2\pi}\left[\left(B_t^2 - B_n^2\right)\sin m\theta_s - 2B_t B_n \cos m\theta_s\right]d\theta_s \quad (31)$$

Nous nous focaliserons dans la suite de l'étude sur le mode 1 de vibration, le seul mode susceptible d'entraîner une fatigue excessive des roulements. Les résultantes des forces suivant les deux axes sont donc données par :

$$F_x = \frac{rL_u}{2\mu_0}\int_0^{2\pi}\left[\left(B_t^2 - B_n^2\right)\cos\theta_s + 2B_t B_n \sin\theta_s\right]d\theta_s$$
$$F_y = \frac{rL_u}{2\mu_0}\int_0^{2\pi}\left[\left(B_t^2 - B_n^2\right)\sin\theta_s - 2B_t B_n \cos\theta_s\right]d\theta_s \quad (32)$$

Notre démarche consiste à injecter la décomposition spectrale des composantes normales et tangentielles de l'induction d'entrefer dans l'équation ci-dessus (32). Etant donné que ces expressions sont lourdes nous allons les présenter d'une façon générique. Nous allons expliciter séparément les termes B_n^2 , B_t^2 et $B_n B_t$:

$$B_n^2 = \frac{1}{4}\sum_i\sum_k\begin{bmatrix} B_n(i)B_n(j)e^{j((i+k)\theta_s-2\theta)} + (B_n(i))^*(B_n(k))^* e^{-j((i+k)\theta_s-2\theta)} \\ + B_n(i)(B_n(k))^* e^{j((i-k)\theta_s)} + B_n(k)(B_n(i))^* e^{-j((i-k)\theta_s)} \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$B_t^2 = \frac{1}{4}\sum_i\sum_k\begin{bmatrix} B_t(i)B_t(j)e^{j((i+k)\theta_s-2\theta)} + (B_t(i))^*(B_t(k))^* e^{-j((i+k)\theta_s-2\theta)} \\ + B_t(i)(B_t(k))^* e^{j((i-k)\theta_s)} + B_t(k)(B_t(i))^* e^{-j((i-k)\theta_s)} \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$B_nB_t = \frac{1}{4}\sum_i\sum_k\begin{bmatrix} B_n(i)B_t(k)e^{j((i+k)\theta_s-2\theta)} + (B_n(k))^*(B_t(i))^* e^{-j((i+k)\theta_s-2\theta)} \\ + B_n(i)(B_t(k))^* e^{j((i-k)\theta_s)} + B_t(k)(B_n(i))^* e^{-j((i-k)\theta_s)} \end{bmatrix} \quad (35)$$

Ces termes permettent donc d'atteindre les valeurs des forces projetées dans le repère (O,x,y,z) du stator. Regardons alors la force portée par l'axe (O,x)

$$F_x = \frac{rL_u}{2\mu_0}\int_0^{2\pi}\left[\left(B_t^2 - B_n^2\right)\cos\theta_s + 2B_tB_n\sin\theta_s\right]d\theta_s \quad (36)$$

On décomposera cette intégrale en 3 membres afin d'en faciliter l'écriture :

$$\begin{cases} I_1 = \int_0^{2\pi} B_n^2\cos\theta_s\, d\theta_s \\ I_2 = \int_0^{2\pi} B_t^2\cos\theta_s\, d\theta_s \\ I_3 = \int_0^{2\pi} B_nB_t\sin\theta_s\, d\theta_s \end{cases} \quad (37)$$

En utilisant les expressions eulériennes des fonctions trigonométriques nous obtenons :

$$I_1 = \frac{1}{8}\sum_{k,i\in Z}\int_0^{2\pi}\begin{bmatrix} B_n(i)B_n(k)e^{j((k+i+1)\theta_s-2\theta)} + B_n(i)B_n(k)e^{j((k+i-1)\theta_s-2\theta)} \\ + B_n^*(i)B_n{}^*(k)e^{-j((k+i+1)\theta_s-2\theta)} + B_n{}^*(i)B_n{}^*(k)e^{-j((k+i-1)\theta_s-2\theta)} \\ + B_n(i)B_n{}^*(k)e^{j((-k+i+1)\theta_s)} + B_r(i)B_n{}^*(k)e^{j((-k+i-1)\theta_s)} \\ + B_n(k)B_n{}^*(i)e^{j((k-i+1)\theta_s)} + B_n{}^*(i)\,B_n{}^*(k)e^{j((k-i-1)\theta_s)} \end{bmatrix} d\theta_s \quad (38)$$

Ce type d'expression étant lourde, pour faciliter la lecture nous présentons ici une écriture générique en considérant deux composantes B^α et B^β où les exposants α,β peuvent être indépendamment n ou t . Soit par exemple :

$$B^\alpha B^\beta\cos\theta_s = \frac{1}{8}\sum_{l,k}\begin{bmatrix} B_l^\alpha B_k^\beta e^{j(q_1\theta_s-2\theta)} & + B_l^\alpha B_k^\beta e^{j(q_2\theta_s-2\theta)} \\ + B_l^{\alpha*} B_k^{\beta*} e^{-j(q_1\theta_s-2\theta)} & + B_k^{\alpha*} B_l^{\beta*} e^{-j(q_2\theta_s-2\theta)} \\ + B_l^\alpha B_k^{\beta*} e^{j(q_3\theta_s)} & + B_l^\alpha B_k^{\beta*} e^{j(q_4\theta_s)} \\ + B_k^{\alpha*} B_l^\beta e^{-j(q_3\theta_s)} & + B_k^{\alpha*} B_l^\beta e^{-j(q_4\theta_s)} \end{bmatrix} \quad (39)$$

$$B^\alpha B^\beta\sin\theta_s = \frac{1}{8j}\sum_{l,k}\begin{bmatrix} B_l^\alpha B_k^\beta e^{j(q_1\theta_s-2\theta)} & + B_l^\alpha B_k^\beta e^{j(q_2\theta_s-2\theta)} \\ - B_l^{\alpha*} B_k^{\beta*} e^{-j(q_1\theta_s-2\theta)} & - B_k^{\alpha*} B_l^{\beta*} e^{-j(q_2\theta_s-2\theta)} \\ + B_l^\alpha B_k^{\beta*} e^{j(q_3\theta_s)} & + B_l^\alpha B_k^{\beta*} e^{j(q_4\theta_s)} \\ - B_k^{\alpha*} B_l^\beta e^{-j(q_3\theta_s)} & - B_k^{\alpha*} B_l^\beta e^{-j(q_4\theta_s)} \end{bmatrix} \quad (40)$$

avec $q_1 = l+k+1$, $q_2 = l+k-1$, $q_3 = l-k+1$ et $q_4 = l-k-1$

Du fait de l'orthogonalité des fonctions trigonométriques, on montre que la résultante des forces correspondant au mode 1 agissant sur le rotor est nulle sauf si le spectre de l'induction d'entrefer contient des harmoniques de rang successifs non nuls ie $|1 \pm k| = 1$. Ce résultat est prévisible du fait que l'existence d'harmoniques de rangs successifs (l'un pair et l'autre impair) dénote du déséquilibre de la répartition des conducteurs dans les encoches du stator puisque le rotor est constitué d'aimants répartis de façon symétrique et l'induction due aux aimants comporte uniquement des harmoniques impairs si le nombre de dents au stator est pair. Dans ce cas, la dissymétrie de l'induction d'entrefer proviendrait de la dissymétrie de la répartition des ampères-tours statoriques. Cette situation peut être rencontrée dans des bobinages spéciaux, mais également dans certaines machines double étoile lorsque seule l'une des étoiles est alimentée.

Nous pouvons également remarquer que ces forces ont une pulsation double de la pulsation des courants (au synchronisme ou régime autopiloté).

Lors du dimensionnement d'actionneurs pouvant être sujets à ce type de problème, il est intéressant de disposer d'un outil rapide de majoration de ces efforts radiaux dans le but de dimensionner les éléments mécaniques en conséquence. Dans cet objectif, une recherche de borne supérieure de ces forces a été menée afin de donner un ordre de grandeur du maximum de ces efforts. Les forces étant des grandeurs sinusoïdales dans le temps, nous affranchissons de la dépendance temporelle et analysons uniquement les amplitudes de ces efforts en utilisant l'inégalité triangulaire comme par exemple en utilisant ces procédés sur l'équation (39):

$$B^{\alpha}B^{\beta}\cos\theta_s < \frac{1}{8}\sum_{l,k} 2\left|B_l^{\alpha}\right|\left|B_k^{\beta}\right|\left(\cos(q_1\theta_s)+\cos(q_2\theta_s)+\cos(q_3\theta_s)+\cos(q_4\theta_s)\right) \tag{41}$$

Nous pouvons majorer le terme en $B^{\alpha}B^{\beta}\sin\theta_s$ par cette même expression en utilisant les inégalités trigonométriques. Les seuls termes non nuls résultant de l'intégration satisfont le critère $|1 \pm k| = 1$, ainsi le double indice de la somme peut être ramené à un seul indice ce qui amène à :

$$\begin{aligned}\int_0^{2\pi}\left|B^{\alpha}B^{\beta}\cos\theta_s\right|d\theta_s &\le \int_0^{2\pi}\frac{1}{8}\sum_{l,k} 8\left|B_l^{\alpha}\right|\left|B_k^{\beta}\right|\left(\left(\cos(1+k)\theta_s\right)\cos\theta_s\right)\\ &\le \int_0^{2\pi}\frac{1}{8}\sum_{n} 2*8\left|B_n^{\alpha}\right|\left|B_{n+1}^{\beta}\right|\left(\cos\theta_s\right)^2\\ &\le 2\pi\sum_{n}\left|B_n^{\alpha}\right|\left|B_{n+1}^{\beta}\right|\end{aligned} \tag{42}$$

L'expression des composantes des forces fait intervenir les contributions $\left(B^{\theta}\right)^2, \left(B^{r}\right)^2$ et $B^{r}B^{\theta}$ et donc la résultante globale de ces forces peut être bornée par l'expression suivante (Velly09):

$$\left|F_{x,y}\right| \le 2\pi \frac{rL_u}{2\mu_0}\left(\sum_n \left|B_n^r B_{n+1}^r\right| + \left|B_n^{\theta} B_{n+1}^{\theta}\right| + 2\left(\left|B_n^r B_{n+1}^{\theta}\right| + \left|B_{n+1}^r B_n^{\theta}\right|\right)\right) \quad (43)$$

où les exposants (r et θ) correspondent aux composantes radiale et tangentielle de l'induction et n correspond au rang de l'harmonique

L'avantage de la démarche proposée réside dans la rapidité d'évaluation des résultantes des forces ; elle se base un unique calcul de champ utilisant la méthode des éléments finis. Le calcul de champ à un instant donné pour une position donnée du rotor permet d'obtenir la forme d'onde de l'induction à cet instant, néanmoins lorsque le rotor tourne, l'amplitude des harmoniques de rangs élevés dépend de la position relative des dents par rapport aux aimants. Nous commettons donc une erreur sur l'évaluation des harmoniques mais ceux-ci n'interviennent pas sur le mode 1 des efforts. Cette démarche présente également l'intérêt de pouvoir proposer une majoration de la force de façon assez rapide permettant de dimensionner les roulements dans de bons calibres.

Dans la section suivante, nous allons confronter ces résultats à un modèle éléments finis sur deux topologies de moteurs bobinés par plots : un moteur triphasé à 9 encoches statoriques et 8 aimants rotorique et un moteur à 18 encoches statoriques et 16 aimants rotoriques et une application double étoile à bobinage par plots en simple et double couche.

4.2. Exemple de deux machines triphasées bobinées par plot

Nous nous intéressons à l'étude des efforts radiaux d'un moteur à 9 bobines et 8 aimants qui présente la particularité d'avoir un bobinage dissymétrique (Fig.I.47). De part l'asymétrie du bobinage le spectre de l'induction fera apparaître des harmoniques à la fois pairs et impairs (Fig.I.48). Nous allons donc comparer les résultats obtenus par le modèle semi analytique établi précédemment à ceux d'un calcul par éléments finis et vérifier sa pertinence vis-à-vis du calcul donnant la borne supérieure de cette force.

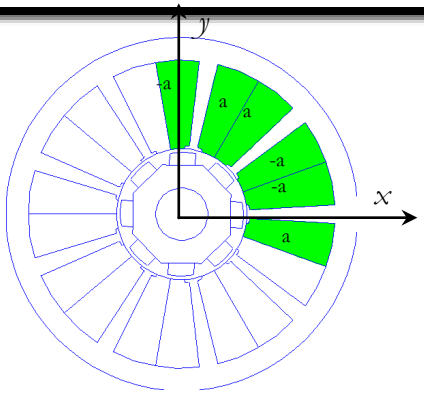


Fig.I.47. Plan de coupe de la machine 9 encoches et 8 aimants rotoriques

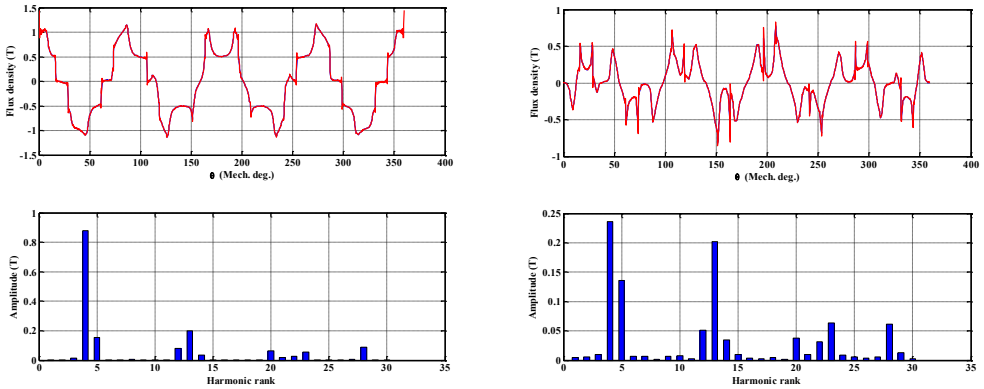


Fig.I.48. Forme d'ondes des inductions normale et tangentielle ainsi que leur spectre harmonique

D'une part le nombre de dents statoriques étant impair, la denture présente déjà une dissymétrie mécanique. D'autre part, la répartition des ampere-tours de cette machine étant asymétrique, la répartition de l'induction dans l'entrefer n'est pas symétrique et fait apparaître des harmoniques d'induction pairs et impairs et notamment des harmoniques successifs tels que les harmoniques 4 et 5 ou 12 et 13 (Fig.I.48).

Nous présentons sur la figure I.49, les formes d'ondes des forces Fx et Fy sur une période électrique. Les deux méthodes de résolution donnent des résultats sensiblement identiques. La valeur crête de ces efforts est de l'ordre de 1280N ce qui n'est pas négligeable pour un petit moteur de diamètre 100mm et une longueur de 400mm. Le modèle analytique prévoit une borne supérieure (courbes bleues sur Fig.I.49) qui surestime convenablement la valeur de la force puisque nous avons le même ordre de grandeur entre la borne supérieure (2600 N) et la valeur crête de cette force.

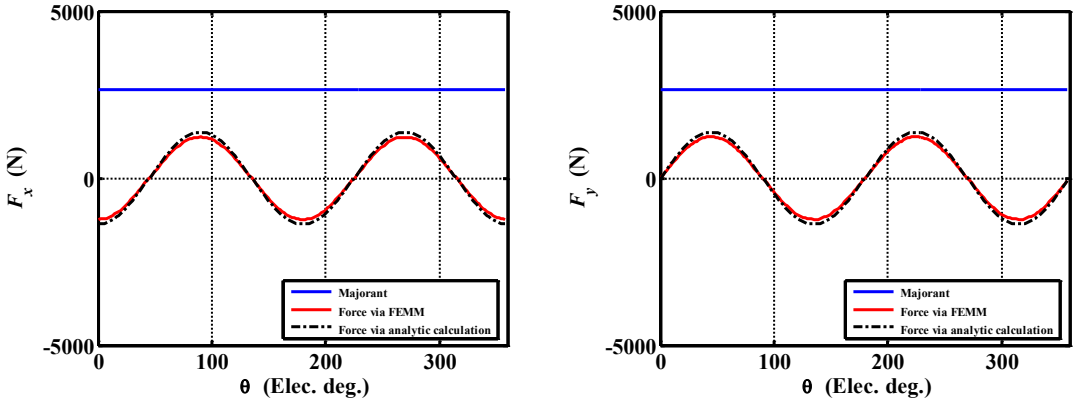


Fig.I.49. Amplitude des composantes de la force agissant sur le rotor de la machine 9-8

Nous avons déjà indiqué que la symétrisation de la tôlerie statorique et du bobinage permet d'éliminer ces efforts. Nous préconisons de passer à une machine 18 bobines 16 aimants (Fig.I.50). Les efforts obtenus ont une valeur crête de l'ordre de 15N qui relève des erreurs numériques comparées à la valeur précédente (Fig.I.51).

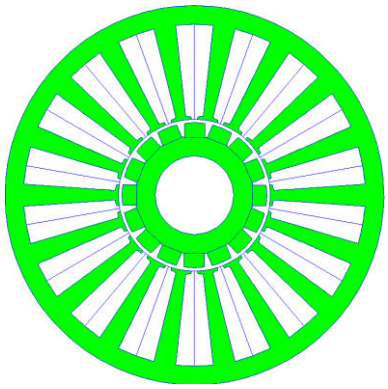


Fig.I.50. Plan de coupe de la machine 18 encoches et 16 aimants rotoriques

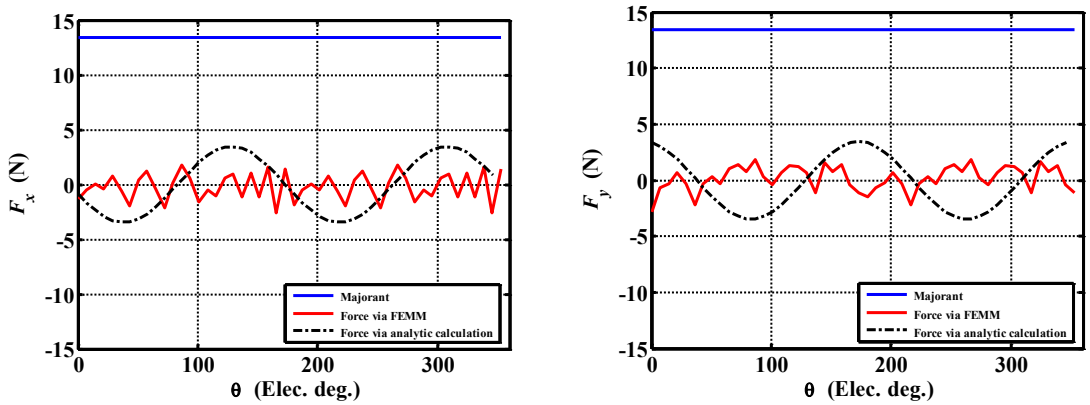


Fig.I.51. Amplitude des composantes de la force agissant sur le rotor de la machine 18-16

Nous avons ainsi validé le modèle semi analytique proposé qui permet de donner des résultats très satisfaisant avec des temps de calcul très courts et permet aussi de donner un critère de dimensionnement des roulements via une borne supérieure de ces efforts avec une bonne marge

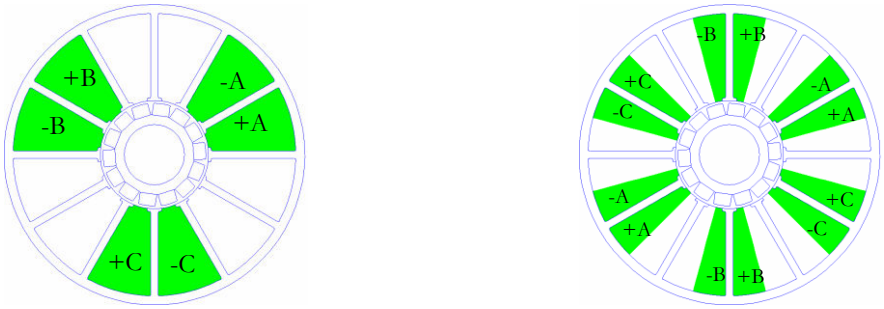
de sécurité. Nous allons maintenant utiliser ce modèle pour étudier le comportement mécanique des machines à double étoile.

4.3. Exemple de deux machines double étoile à bobinage à plots

L'étude se base ici sur deux moteurs double étoile à 14 pôles où seule la façon de bobiner le stator change, le rotor et la tôlerie statorique restant identiques dans les deux moteurs présentés ici. Nous nous baserons sur un fonctionnement sur une seule étoile en supposant que l'autre étoile n'est pas alimentée pour cause de défaut de type circuit ouvert d'un onduleur. Les moteurs présentés ici sont à bobinages concentriques et présentés sur la figure I.52 :

➔ Sur la figure I.52-a, les bobines d'une même phase remplissent entièrement une encoche, les phases de l'étoile alimentée sont représentées en vert ; il n'y a que 6 plots bobinés et les 6 autres plots non bobinés.

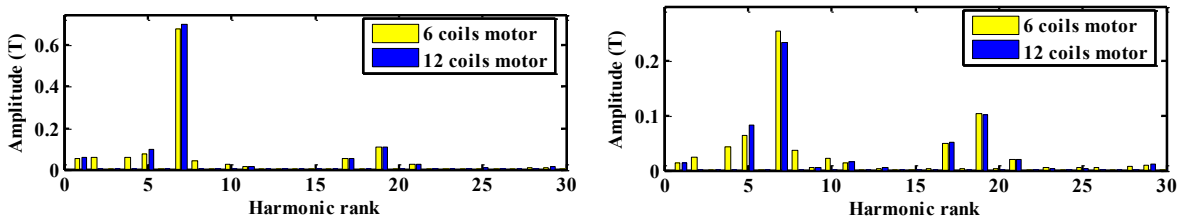
➔ Sur la figure I.52-b, une encoche contient des bobines de deux phases de deux étoiles différentes. Le bobinage est rendu symétrique de telle sorte que les deux bobines d'une même phase soit placées dans des positions géométriques antagonistes, les phases de l'étoile alimentée sont représentées en vert ; les 12 plots sont bobinés.



a. Moteur à 6 bobines 14 pôles b. Moteur à 12 bobines 14 pôles

Fig.I.52. Coupe transversale des moteurs pour une même tôlerie statorique

Sur la figure I.52, il est clair que lorsque l'une des étoiles est non alimentée la répartition de courant devient asymétrique dans le cas d'une machine à 6 bobines et restera symétrique dans le cas de machine à 12 bobines. Le contenu harmonique de l'induction d'entrefer dans ces deux machines est présenté sur la figure I.53. Sur cette figure, nous présentons le spectre des composantes normale et tangentielle de l'induction lorsque une seule étoile est alimentée. Les courbes en bleu représentent la machine symétrique à 12 bobines alors que les courbes en jaune présentent les spectres correspondant à la machine asymétrique à 6 bobines.

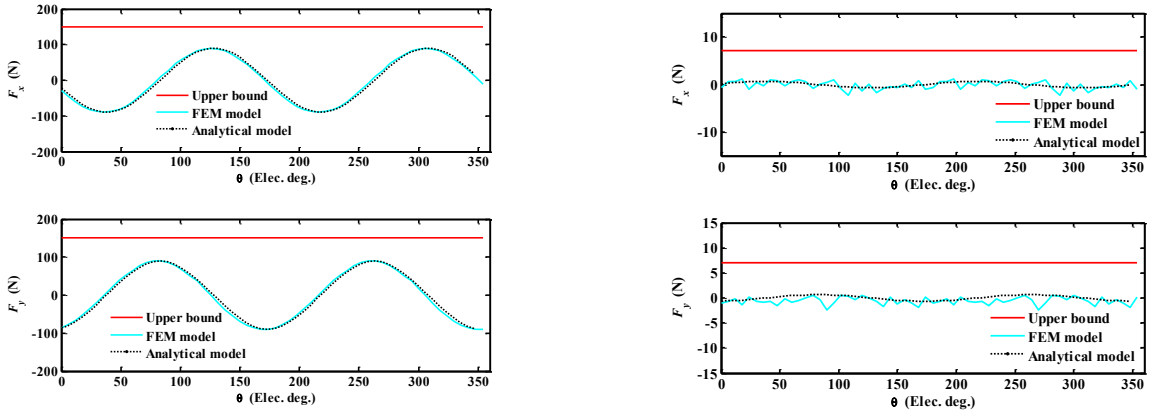


(a) Induction normale (b) Induction tangentielle

Fig.I.53. Spectre harmonique de l'induction d'entrefer pour les deux machines 6/14 et 12/14

La présence du fondamental d'induction de rang 7 et de l'harmonique suivant de rang 8 va engendrer un déséquilibre des efforts agissant sur le rotor de la machine à 6 bobines tandis que la machine à 12 plots bobinés ne contient pas d'harmoniques pairs et restera équilibrée du point de vue des efforts même en cas de fonctionnement sur une étoile.

Nous confrontons alors les modèles analytiques et éléments finis de calculs des efforts sur la figure I.54. On constate une très bonne concordance entre les 2 modèles. La borne supérieure de ces forces est de l'ordre de 150 N pour le cas de la machine à 6 plots bobinés ce qui sur évalue la valeur maximale de la résultante des forces sur le rotor mais en gardant un ordre de grandeur acceptable. En ce qui concerne la machine à 12 bobines, la résultante des forces est nulle à l'erreur numérique près, on constate que cette topologie garantie un bon équilibre des efforts sur le rotor. De plus l'estimation de la borne supérieure par la formule approchée donne une force de l'ordre de 8 N très négligeable vis-à-vis à des 150 N précédents.



(a) Moteur à 6 bobines (b) moteur à 12 bobines

Fig.I.54. Confrontation des résultats obtenus par le modèle analytique et par le modèle élément finis

Dans cette partie, nous avons proposé un modèle semi analytique permettant de réduire considérablement le temps nécessaire au calcul des efforts que subit le rotor dans le cas d'asymétrie dans le bobinage statorique. La méthode proposée permet d'obtenir des résultats concordants avec la méthode éléments finis et l'estimation d'une borne supérieure sera un bon

indicateur quant au dimensionnement des roulements des machines pouvant être sujettes à ce type de phénomènes.

5. Conception et réalisation d'une machine à aimants double étoile tolérante aux défauts

Pour une application aéronautique, nous envisageons le dimensionnement d'une MSAP à double étoile pour répondre à la spécification définie sur le tableau de la figure I.55. Nous allons appliquer un certain nombre de résultats et recommandations théoriques que nous avons présentés tout au long de ce chapitre pour obtenir la meilleure architecture répondant à cette spécification.

La machine double-étoile doit également répondre à d'autres critères de dimensionnement ne pouvant s'inclure dans un tableau à savoir :

- fournir le couple requis en mode dégradé, avec une des deux étoiles non alimentée ou court-circuitée ; l'étoile saine sera alimentée avec un courant d'environ *2*In.*
- La forme d'onde de la fém entre phases doit être aussi sinusoïdale que possible pour que la commande sinus soit judicieusement utilisée.
- La résultante des forces radiales sur le rotor en modes normal et dégradé doit être nulle
- Le couplage magnétique entre les deux étoiles doit être limité

Spécification	*Couple*	*N.m*	*4,4*
	vitesse	*tr/min*	*4000*
Alimentation	*tension bus continu*	*V*	*540*
	fréquence des courants	*Hz*	*400*
	Courant de court circuit max	*A*	$I_{cc}=2I_n$
Constantes de dimensionnement	*Diamètre extérieur*	*mm*	*100*
	Longueur utile	*mm*	*100*
Contrainte Thermique	*densité de courant efficace en mode normal*	*A/mm²*	*<5*

Fig.I.55. Spécification de la MSDE envisagée

5.1. Choix de la topologie de bobinage

Avant toute forme de dimensionnement, il est bon de s'intéresser à la topologie de moteur à envisager. Comme nous l'avons vu précédemment la topologie double étoile à bobinage concentrique avec des dents de découplage magnétique permet d'assurer la continuité de service sans altération des performances même en cas de court-circuit sur une étoile. Nous opterons donc logiquement vers ce type de configuration. La vitesse de rotation de cette machine étant de 4000 tr/min, nous répertorions les combinaisons fréquence-polarité permettant d'obtenir cette vitesse (Fig.I.56). Parallèlement nous présentons les valeurs des coefficients de bobinage obtenus pour des machines à bobinage concentrique double couche. (Fig.I.57).

Polarité	Fréquence
2	133.33
4	266.67
5	333.33
7	466.67
8	533.33

Fig.I.56. Polarités possibles en fonction de la fréquence

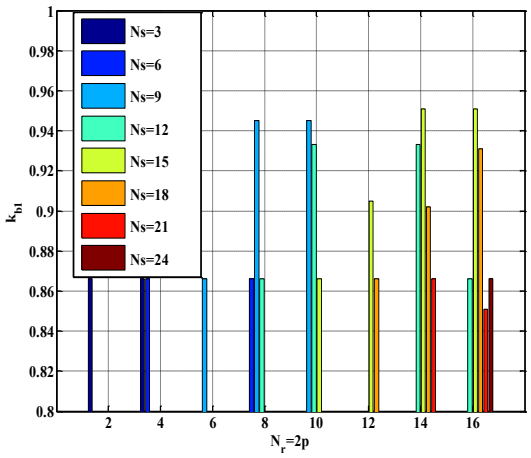


Fig.I.57. Coefficients de bobinages de machines bobinées à plots en double couche

Les combinaisons les plus intéressantes du point de vue des coefficients bobinages sont les machines à 12 plots bobinés. En effet bien que les configurations à 9 et 15 plots bobinés aient de meilleurs coefficients de bobinages, elles s'excluent naturellement du fait de l'incapacité de réaliser un bobinage double étoile symétrique permettant l'annulation des efforts radiaux. De plus, pour des raisons de limitation de courant de court circuit, il est également préférable de travailler avec un nombre de pôles élevé, puisque de cette façon nous pourrons réduire le flux des aimants. Les plages de fréquences le permettant, nous opterons pour une topologie à 12 plots bobinés en double couche avec 14 aimants montés à la surface du rotor. De plus nous bobinerons notre machine de telle sorte que les bobines des phases homologue de chaque étoile soient décalées d'un angle de 90° afin de limiter les oscillations de couple en fonctionnement sain

tel que nous l'avons décrit précédemment. Sur la figure I.58, nous présentons un plan de coupe de la machine dans lequel les bobines numérotées de 1 à 12 seront connectées selon la méthodologie présentée sur le tableau de la figure I.59.

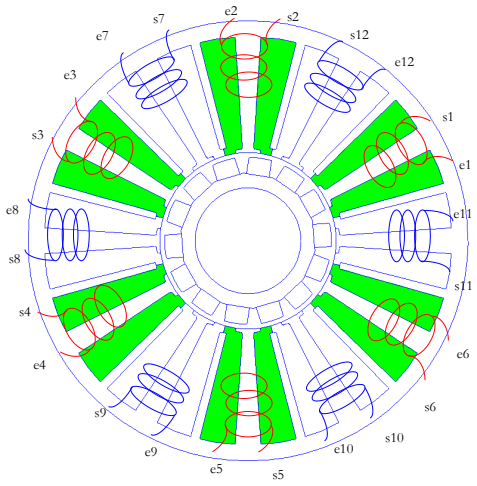


Fig.I.58. Allure de la tôlerie statorique de la machine dimensionnée

Phase et étoile considérées	Fils correspondants
Phase a Etoile 1	Entrées : e1, e4
	Sorties : s1, s4
Phase b ou c Etoile 1	Entrées : e5, e2
	Sorties : s5, s2
Phase c ou b Etoile 1	Entrées : e3, e6
	Sorties : s3, s6
Phase a Etoile 2	Entrées : e7 e10
	Sorties : s7 s10
Phase b ou c Etoile 2	Entrées : e8, e11
	Sorties : s8 s11
Phase c ou b Etoile 2	Entrées : e9, e12
	Sorties : s9, s2

Fig.I.59. Tableau de connectivité de la MSDE 12 bobines 14 aimants

Nous avons dimensionné ce moteur en concordance avec le cahier des charges et allons présenter ces performances sans spécifier les caractéristiques de construction qui ne présentent pas d'intérêt particulier pour ce chapitre.

5.2. Résultats attendus

Nous présentons tout d'abord les formes d'onde des fém à vide calculées par éléments finis lorsque la machine tourne à 4000 tr/min (Fig.I.60). Pour obtenir le couple requis (4.4N.m), la commande doit imposer un courant d'amplitude 4.2 A soit une densité de courant sur le cuivre de 3,3A/mm² max (2.3 A/mm² efficace) en fonctionnement normal. Le contenu harmonique des fém de phase est assez pauvre et ne contient que des harmoniques 3 et 5 (Fig.I.61). L'harmonique 3 ne participant pas à la conversion de puissance, seule l'harmonique 5 est gênant puisqu'il engendre des oscillations de couples de fréquence 6ω (Fig.I.62). Ces oscillations de couple sont générées par chacune des étoiles mais du fait du choix du décalage entre étoiles, ces oscillations se compensent de telle sorte que le couple total (courbe verte sur Fig.I.62) soit lisse.

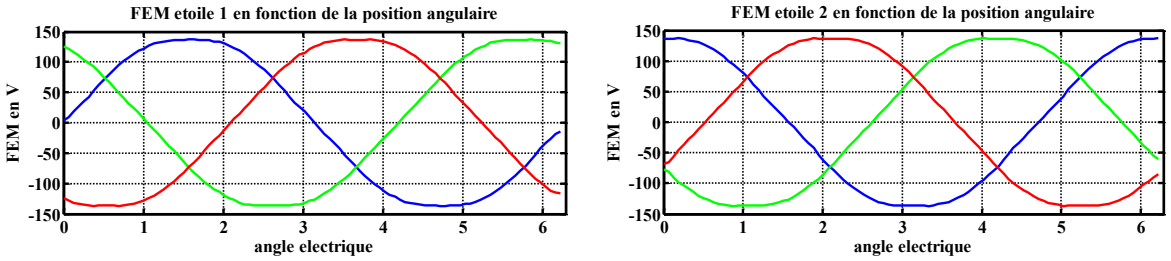


Fig.I.60. Fém à vide et courants dans les deux étoiles

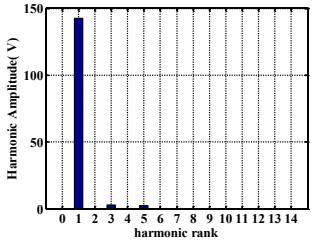


Fig.I.61. Analyse spectrale de la FEM dans l'une des phases de l'étole 1

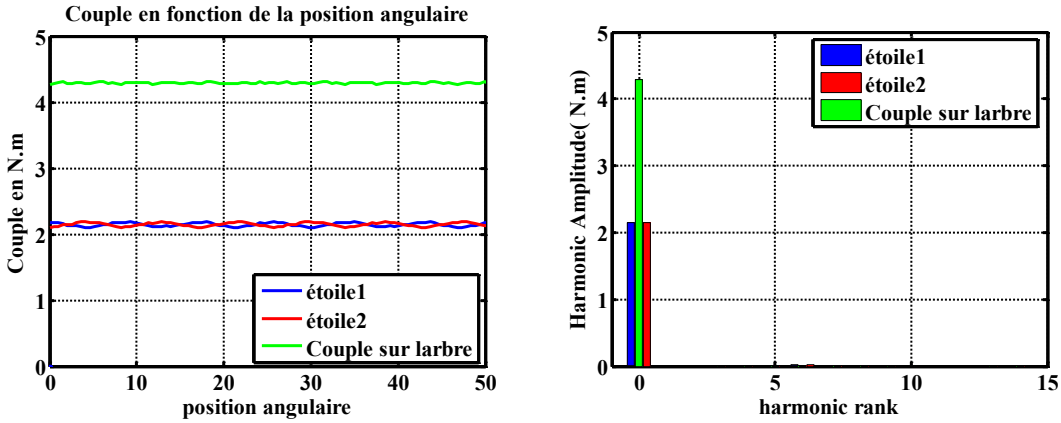


Fig.I.62. Allure du couple et de sa décomposition spectrale en fonctionnement à vide

Les paramètres de la machine sont établis comme suit :

➔Les inductances sont obtenues par un calcul utilisant un code de type éléments finis en régime linéaire :

$$L=\begin{bmatrix}(L_{s1}) & (M_{s1,s2})\\ (M_{s1,s2})^t & (L_{s2})\end{bmatrix}=\begin{pmatrix}7.05 & 0 & 0 & 0 & -0.22 & 0.22\\ 0 & 7.05 & 0 & 0.22 & 0 & -0.22\\ 0 & 0 & 7.05 & -0.22 & 0.22 & 0\\ 0 & 0.22 & -0.22 & 7.05 & 0 & 0\\ -0.22 & 0 & 0.22 & 0 & 7.05 & 0\\ 0.22 & -0.22 & 0 & 0 & 0 & 7.05\end{pmatrix} \quad (44)$$

On remarque que les matrices inductances propres ($(L_{s1})=(L_{s2})$) à chaque étoile sont diagonales et que la matrice inductance mutuelle entre étoiles ($(M_{s1,s2})$) est circulante à valeurs faibles devant l'inductance propre témoignant de l'efficacité du découplage magnétique. L'inductance propre de chaque phase (donc l'inductance cyclique de la machine) est de 7.05mH alors que les mutuelles entre phases des deux étoiles sont soient nulle soient ± 0.22mH soit un coefficient de couplage k=M/L=3%.

➔ La résistance est calculée analytiquement en tenant compte de la température normale de fonctionnement ; elle est estimée à 0.65 Ω.

Nous allons présenter les performances de la machine pour le mode de fonctionnement dégradé (avec une étoile court-circuitée). Pour ce faire nous utilisons le logiciel de calcul par éléments finis FEMM et alimentons chacune des étoiles avec les courants correspondants au mode de fonctionnement. Les courants dans l'étoile en court-circuit sont imposés tels que leur composante directe et en quadrature soient fixées à celles données dans les relations (20) et (21) : $i_{d2cc}=-\frac{\Psi_f}{L}$ et $i_{q2cc}=-k\ i_{q1}$. L'étoile saine est alimentée avec un courant d'amplitude légèrement supérieure à $2I_n$ ($i_{d1}=0$ et $i_{q1}=2.2\sqrt{\frac{3}{2}}\ I_n$) afin de compenser le couple frein généré par l'étoile court-circuitée. Sur la figure I.63, on observe les formes d'ondes du couple obtenues pour ce fonctionnement. Les oscillations de couple d'harmonique 6 sont bien présentes mais la valeur moyenne du couple total sur l'arbre reste constante et égale au couple requis.

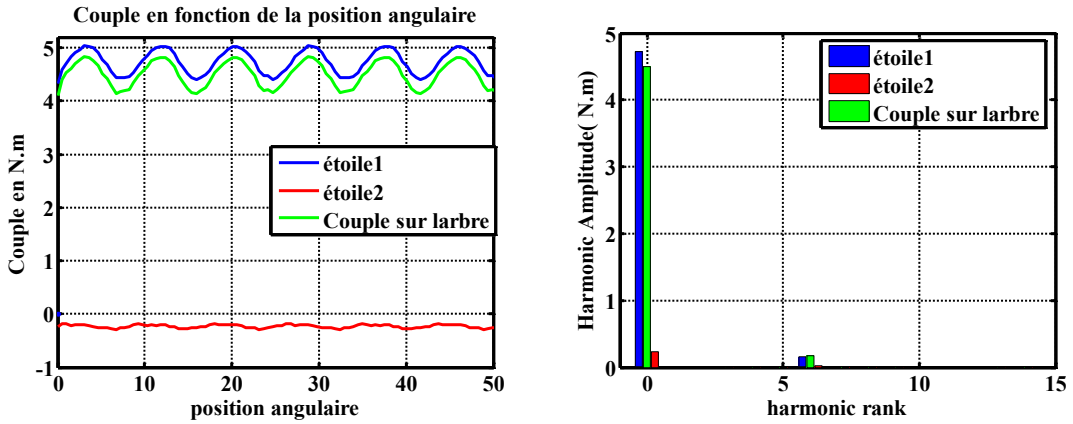


Fig.I.63. Allure du couple et de sa décomposition spectrale en cas de court-circuit sur une étoile

Le couple frein dû au court-circuit est vraiment minime dans cette machine ; il est de l'ordre de 4%, ceci témoigne du bon découplage des deux étoiles. Néanmoins, l'utilisation d'une seule étoile réintroduit les harmoniques de rang 6 de couples (environ 10% du couple moyen utile).

Nous avons également étudié la résultante des forces radiales lorsque la machine fonctionne en mode dégradé (Fig.I.64). On constate ici que les forces sont pratiquement nulles même si une seule étoile est alimentée.

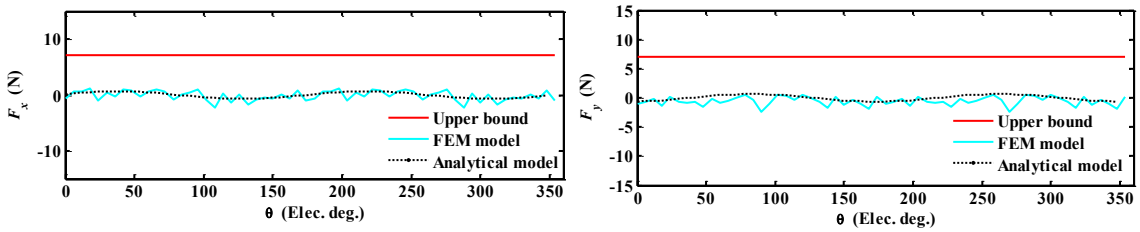


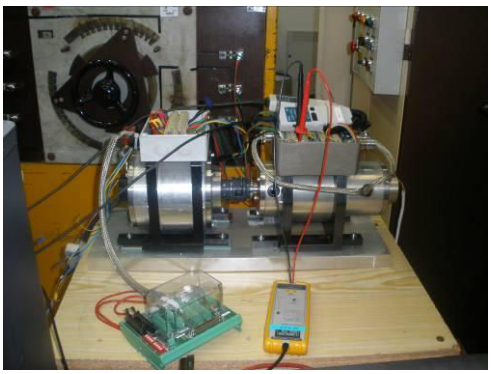
Fig.I.64. Etude des forces radiales en mode dégradé avec une seule étoile alimentée

5.3. Expérimentation

En collaboration avec la société Hispano-Suiza et Messier Bugatti, un prototype du moteur étudié précédemment a été réalisé par la société Technofan du groupe SAFRAN. L'objectif de cette collaboration est de vérifier expérimentalement les recommandations topologiques de conception préconisées pour obtenir deux étoiles découplées et à courant de court circuit limité.



a) Stator de la machine réalisée



b) accouplement au moteur d'entraînement

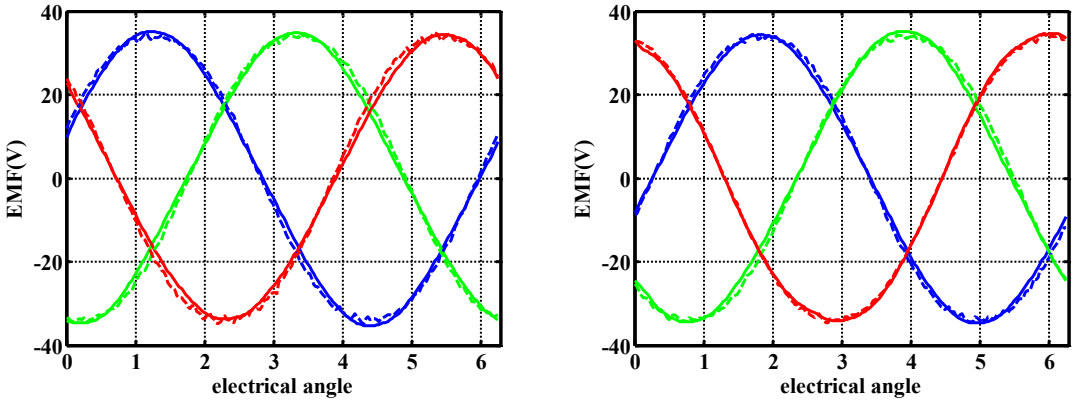
Fig.I.65. Présentation du moteur conçu et du banc d'essai

Sur la figure I.65-a est présenté une photo du stator pendant la phase de réalisation. On constate qu'effectivement les têtes de bobines sont très réduites, ce qui par conséquent réduit le volume de l'actionneur. Le moteur est accouplé à un deuxième moteur pouvant servir de moteur d'entraînement ou de charge (Fig.I.65-b).

Toutefois la machine servant de moteur d'entraînement nécessite une tension d'alimentation importante pour atteindre la vitesse nominal du moteur étudié (4000tr/min), nous disposons d'une source de tension continu stabilité limitée à 400V. Nous ne pourrons donc pas mener les essais à pleine vitesse.

5.3.1. Essais à vide

Nous présentons un essai à 1000 tr/min et relevons les allures des tensions aux bornes de la machine. Nous les comparons alors avec celles données par la simulation et les résultats montrent que nous avons un écart très faible de l'ordre de 0.3% entre les calculs numériques et les mesures expérimentales (Fig.I.66). On constate un décalage entre les FEM des deux étoiles qui est multiple de 30° ce qui est conforme aux prédictions théoriques.



a. Etoile 1 b. Etoile 2

Fig.I.66. Comparaison des formes d'ondes des FEM expérimentales (en trait plein) et de simulation (en pointillés)

5.3.2. Essais en Charge en fonctionnement sain

On propose ici différents résultats d'expérimentations permettant de mettre en œuvre la machine double étoile. Nous nous servons toujours de deux onduleurs avec une tension de bus continu de l'ordre de 400V. De ce fait nous ne pourrons atteindre la vitesse nominale de la machine car la vitesse nominale (4000 tr/min) devrait être atteinte pour une tension du bus continu de 540 V. Pour ces essais, la vitesse maximale à laquelle on peut prétendre est de l'ordre 3000 tr/min avec un couple de *3.5* N.m (Fig.I.67). En effet, la machine charge débite sur une résistance triphasée et à 3000 tr/min le couple demandé à la machine double étoile est effectivement 3.5 N.m. On propose dès lors de défluxer la machine en injectant une composante directe du courant négative. Grâce au défluxage de la machine on peut augmenter la vitesse de la machine et tendre vers les performances attendues. Toutefois l'injection de courant supplémentaire fait augmenter la norme du courant et donc diminuer le temps de fonctionnement du moteur car on augmente les pertes Joule de la machine. Il est à noter qu'avec l'augmentation de la vitesse la puissance débitée dans la charge résistive augmente avec le carré de la vitesse alors que le couple augmente pratiquement proportionnellement à la vitesse (voir Fig I.68)

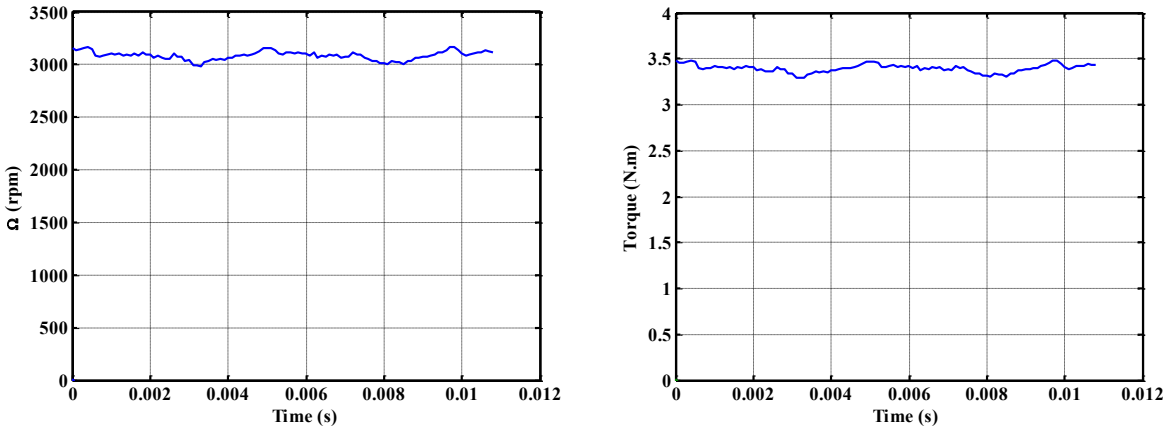


Fig.I.67. Allure de la vitesse et du couple obtenu expérimentalement en fonctionnement sain

Les points de fonctionnement présentés ci dessous ne font donc pas état d'un fonctionnement de longue durée mais plutôt d'une visualisation de la qualité de défluxage de la machine. Lorsque la machine charge débite sur deux valeurs différentes de charges, on constate alors que pour un courant direct de l'ordre de 5A nous atteignons la valeur de 4.4N.m à 4000 tr/min (Fig.I.69) malgré une tension insuffisante. Toutefois l'amplitude de ce courant est de l'ordre du courant nominal. Le courant total de la machine augmente donc de l'ordre de 40% ce qui peut nuire à l'intégrité du moteur en cas de fonctionnement longue durée. On constate ainsi que bien que notre machine soit une machine synchrone, le défluxage est efficace grâce à de valeurs relativement importantes des inductances.

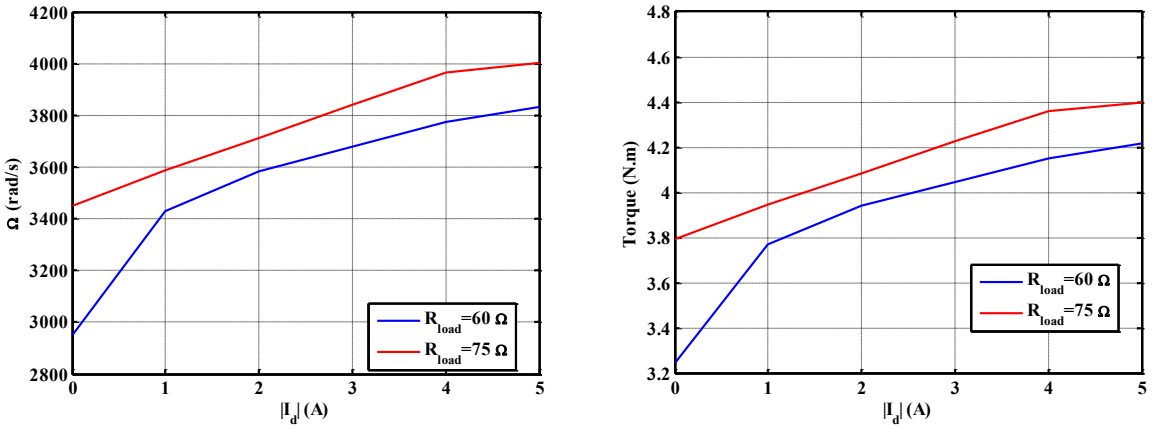


Fig.I.68. Impact du défluxage sur la valeur du couple et de la vitesse

5.3.3. Essais en mode dégradé

5.3.3.1. Essai à vide

La machine étant entraînée à 1000 tr/min, nous court-circuitons l'une des deux étoiles au stator et faisons un relevé de la fém d'une phase de l'étoile saine ("Short circuit operation") que nous comparons à la courbe obtenue par simulation dans les mêmes conditions ("FE simulation") et à la courbe de fém à vide en fonctionnement sain mesurée précédemment ("No load operation") (Fig.I.69).

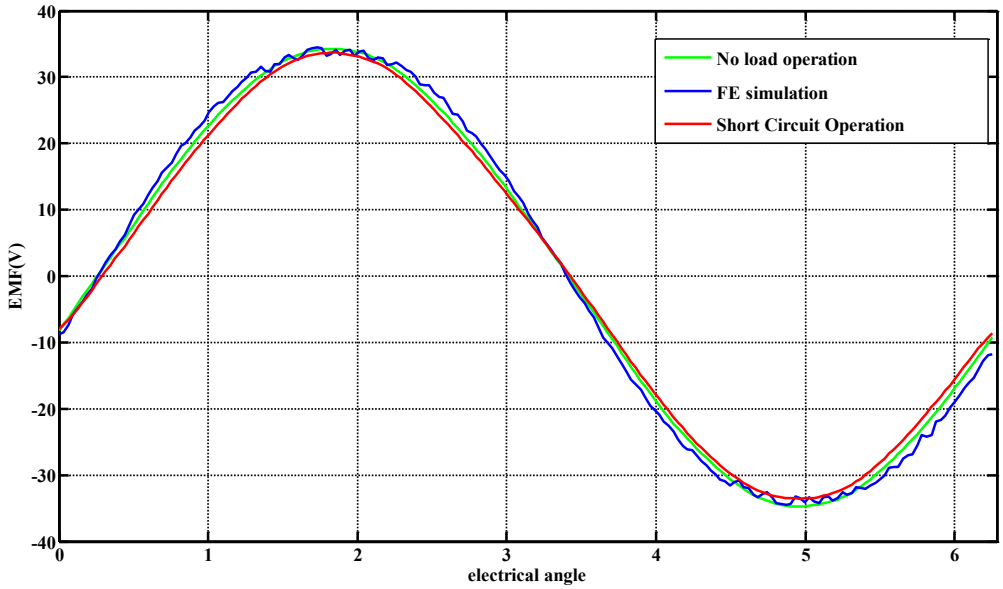


Fig.I.69. Impact du court circuit sur la chute de tension

On constate que la FEM diminue légèrement mais de façon très faible ce qui assure que le court circuit d'une étoile n'affecte pas les fém de l'autre étoile ce qui est garantit par le bon découplage magnétique. De plus en visualisant l'allure des courants de court circuit à 1000rpm (Fig.I.70) on constate que le courant est limité et que le système de courant est triphasé équilibré ce qui assure que les matrices d'inductance par étoile et de mutuelle sont circulantes. La valeur du courant est ici de 6.5A qui est très légèrement en deçà des prévisions. Ceci pourrait s'expliquer par le fait que les inductances de têtes de bobines bien que faibles ont été négligées.

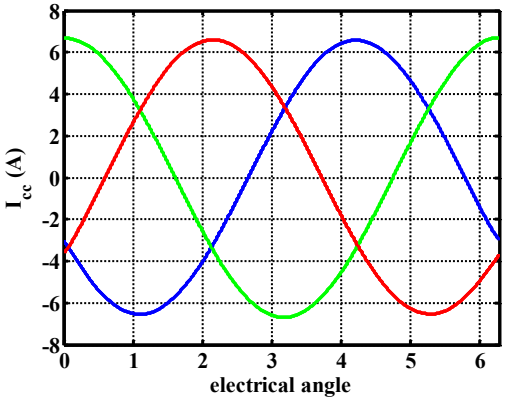


Fig.I.70. Allure des courants de court circuit triphasés obtenus expérimentalement

Nous avons dès lors imposé à notre machine une rampe de vitesse par la commande en fonctionnement générateur afin de visualiser l'amplitude du courant de court circuit en fonction de la vitesse de rotation de la machine (Fig.I.71). Ces courbes présentent les allures prédites par le

modèle théorique, toutefois les courants présentent une composante pulsatoire de haute fréquence d'amplitude relativement élevée due au découpage des onduleurs.

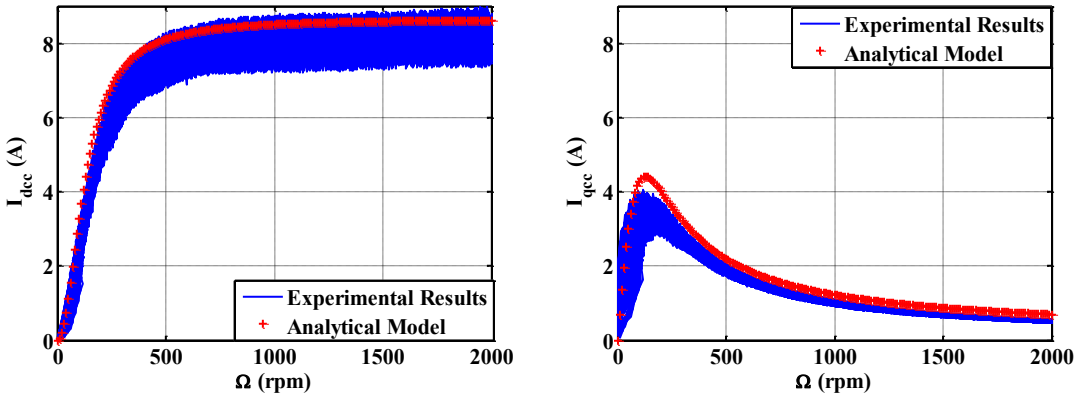


Fig.I.71. Allure de l'amplitude des courants i_{dcc} et i_{qcc} en fonction de la vitesse

Nous retrouvons bien que le courant i_{qcc} présente un maximum pour une vitesse de l'ordre de 200 tr/min comme prévu par le modèle théorique. Pour des vitesses suffisamment importantes le courant i_{dcc} se stabilise à hauteur de 8A alors que le courant d'axe q tend asymptotiquement vers 0.3 A. Nous avons donc validé le principe de limitation de courant de court-circuit. Toutefois les résultats de l'expérimentation, indiquent une amplitude de courant légèrement inférieure au modèle.

5.3.3.2. Essai en charge avec une étoile court-circuitée

Nous proposons ici de nous intéresser à un fonctionnement en mode dégradé dans lequel l'étoile saine doit fournir la totalité du couple moteur. Ce mode de fonctionnement permet de vérifier que l'étoile saine est en mesure d'assurer la puissance requise si un défaut de type court circuit apparaît sur l'onduleur. Nous constatons sur la figure I.72, que la vitesse est régulée à une valeur de 2700 tr/min qui est en dessous de la valeur indiquée par la figure I.68 correspondant fonctionnement sain. Cette légère diminution s'explique par le fait que la réserve de tension est limitée, et bien que le couple frein soit faible il doit tout de même être compensé.

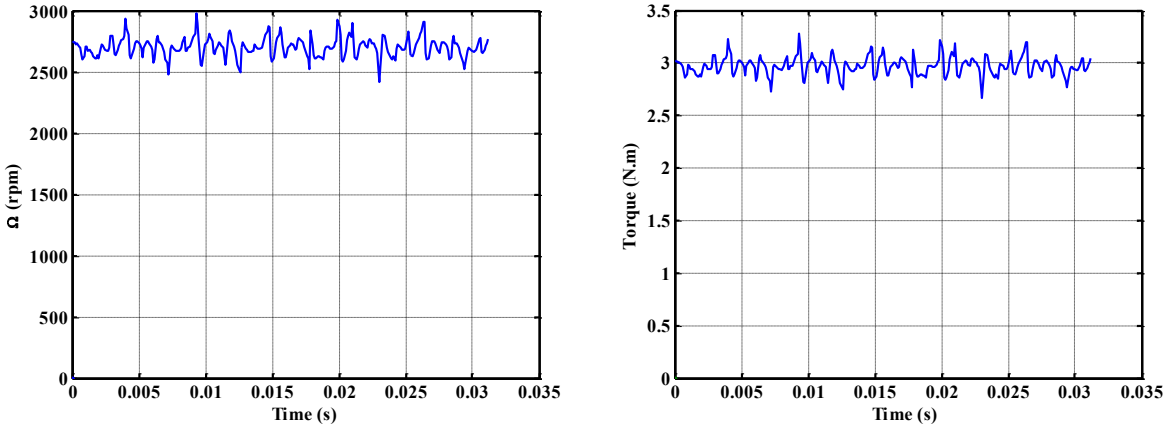


Fig.I.72. Allure de la vitesse et du couple obtenu expérimentalement en fonctionnement dégradé

5.3.4. Bilan sur l'étude expérimentale

L'étude expérimentale que nous venons de mener a permis de valider le principe de découplage magnétique de deux étoiles grâce à l'architecture de bobinage proposé et à l'insertion de dents de découplage. Le choix d'une machine à 12 bobines et 14 aimants a permis d'obtenir électriquement décalées de 30° permettant d'annuler les harmoniques de rang 6. Par ailleurs la symétrie de bobinage conduit à un équilibre des forces radiales même en fonctionnement dégradé. Les essais à vide et en court circuit ont confirmé la bonne estimation des paramètres et le comportement de la machine dans ces deux modes de fonctionnement. Toutefois en raison de la limitation de la source de tension, il ne nous a pas été possible d'atteindre les performances à pleine vitesse.

6. Conclusion

Les applications aéronautiques nécessitent un très haut niveau de disponibilité, et l'amélioration des technologies déjà existantes passe par la bonne compréhension du besoin du systémier mais également par une étude des procédés permettant de répondre aux exigences de ce type d'application. La sévérité de l'environnement et le critère de tolérance aux défauts nous ont permis de dégager plusieurs axes de réflexion que nous avons tenté d'élucider par les méthodes de conception de ce type de moteur. La réflexion s'est alors dirigée vers une étude de moteurs synchrones à aimants permanents double étoile à courant de court circuit limité et à couplage magnétique limité.

La prise en compte des phénomènes liés à l'utilisation d'un seul enroulement, nous a permis de dégager un modèle de calcul semi analytique des efforts agissant sur le rotor, estimant ces efforts avec une très bonne précision et beaucoup moins gourmand en temps de calcul. Nous avons également démontré que le déséquilibre de ces efforts était du à l'existence d'harmoniques de rang successifs dans la décomposition spectrale de l'induction d'entrefer. De plus, grâce à ce modèle il nous est permis d'estimer une borne supérieure de la résultante des forces par un calcul rapide en adéquation avec les calculs éléments finis.

Les précédentes études, menées au GREEN, avaient mis l'accent sur les problèmes engendrés par la non circularité de la matrice inductance des machines double étoile à bobinage distribué. Les travaux menés dans le cadre de cette thèse nous ont permis de dégager une solution éprouvée par la comparaison du design et de son calcul par élément fini à un prototype réalisé suivant les critères de dimensionnement établis. Le choix d'une topologie de moteur synchrone à aimants permanents à bobinage à plots pour les applications nécessitant une haute disponibilité, réside dans la flexibilité d'arrangement du bobinage permettant de réaliser une machine à deux étoiles mécaniquement et magnétiquement découplées. En effet, l'ajout d'une dent dite de « découplage magnétique » assure que le fonctionnement en mode dégradé n'est pas altéré par l'étoile mise en défaut. De plus cette dent de découplage permet d'augmenter la surface d'échange thermique et permet d'améliorer le comportement thermique. L'augmentation des fuites induites par l'ajout de cette dent permet également d'augmenter l'inductance cyclique de la machine et par la même occasion contribue à la limitation du courant de court circuit. Ce type de découplage permet également d'avoir un découplage diélectrique entre bobines ce qui limitent les zones de champs électrique fort qui seraient source de claquage des isolants. La réflexion sur la modélisation externe de la machine a été poussée dans le but de prendre en considération l'effet du couplage magnétique entre les deux étoiles et d'en caractériser l'impact sur les performances. Les résultats de simulation sont en adéquation avec les tests effectués sur le prototype et montre

ainsi la pertinence du modèle établi et ce même avec des hypothèses restrictives quant à l'état de saturation de la machine par exemple. Les machines à courant de court-circuit limité ont une inductance plus élevé que les machines classiques, le fonctionnement à haute vitesse en régime dégradé peut être pénalisé, mais nous pouvons défluxer efficacement la machine afin d'atteindre les performances souhaitées. Enfin de part la flexibilité du bobinage étudié, il a également été rendu possible l'élimination de certains harmoniques de couple lors du fonctionnement normal de ce type de machines. Au final, nous avons obtenus une machine compétitive et tolérante aux défauts qui permet d'assurer la continuité de service en toute circonstance sans dégradation des performances. Toutefois ce type de machine présente l'inconvénient d'avoir une dent intermédiaire qui peut être difficilement réalisable dans le cas de petits moteurs mais également dans l'optique de moteurs plus grands où une dent de cette taille aurait une tenue mécanique limitée par rapport aux dents principales.

PARTIE 2 : ETUDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A POLARITE VARIABLE POUR LE GREEN TAXIING

Nomenclature Partie 2

A_z	désigne la composante se l'axe z du potentiel vecteur
B_m	est l'induction maximale atteinte
d	est l'épaisseur de la tôle
f	désigne la fréquence
f_a^+	est la fonction de bobinage associée à la basse polarité
f_a^-	est la fonction de bobinage associée à la haute polarité
G^+	désigne les grandeurs associées à la machine + (basse polarité)
G^-	désigne les grandeurs associées à la machine – (hautepolarité)
$[G_{abc}^k]$	est la resprésentation vectorielle d'une grandeur G triphasée de l'étoile k
γ	désigne le décalage électrique entre les 2 étoiles
I	désigne la valeur efficace du courant de phase
I_a^+	est le courant associé à la faible polarité (p=2)
I_a^-	est le courant associé à la forte polarité (p=4)
I_r	courants de phase du rotor
$\bar{I}'_r$	désigne le courant rotorique ramené au stator
J_s	désigne la composante selon l'axe z de la densité de courant en cas de présence de source dans le domaine
k_{bn}	amplitude du coefficient de bobinage de rang n
k_e	désigne le coefficient de pertes en excès
k_h	désigne le coefficient de pertes par hystérésis
K_r	coefficient de remplissage de l'encoche
L_s^+	Inductance cyclique statorique de la machine +
L_s^-	Inductance cyclique statorique de la machine -
L_{rr}	matrice inductance du rotor
L_{s1}	matrice inductance de l'étoile 1
L_{s2}	matrice inductance de l'étoile 2
L_u	désigne la longueur utile de la machine
L_{tete}	désigne la longueur des têtes de bobines
$M_{s1,s2}$	matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et l'étoile 2
$M_{s2,s1}$	matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et l'étoile 1
$M_{s1,r}$	matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et le rotor
$M_{s2,r}$	matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et le rotor
M_{sr}^+	Inductance rotor stator de la machine +
M_{sr}^-	Inductance rotor stator de la machine -
μ	désigne la perméabilité du domaine considéré
N_{enc}	nombre d'encoches statoriques
N_s	désigne le nombre de spires en série dans un faisceau de conducteurs
$N_{faisceaux}$	nombre de faisceaux de conducteurs avec dans notre cas 16 faisceaux de conducteurs par phase
N_r^+	désigne l'inductance de fuite rotorique ramenée au stator pour la machine +
Ω	vitesse du rotor
p	polarité de la machine
σ	désigne la conductivité électrique du matériau
q	nombre d'encoches par pôles et par phase
σ	désigne la conductivité du matériau

ϱ_e	désigne la résistivité électrique
R'_r	désigne la résistance rotorique ramenée au stator pour la machine + ou -
R_s	désigne la résistance statorique
S_{fil}	désigne la surface d'un conducteur
θ_s	désigne la position angulaire d'un point courant M sur l'alésage du stator par rapport à un repère fixe $\theta = \omega_s t + \varphi$ avec ω_s la pulsation des courants des phases
τ_r^+	constante de temps rotorique de la machines +
τ_r^-	constante de temps rotorique de la machine –

1. Positionnement du Problème

Les systémiers se tournent de plus en plus vers des projets visant à utiliser des technologies électriques dans le but de limiter l'impact environnemental. Une des applications actuelles est la traction des aéronefs par des procédés limitant l'utilisation des réacteurs principaux. Messier Bugatti souhaite pouvoir offrir une solution électrique permettant cette traction dans le cadre d'un projet ayant pour dénomination le "Green Taxiing". Les solutions envisagées doivent pouvoir fournir les performances de couple sur une large plage de vitesse (voir Fig.II.1). De part la plage de vitesse importante et les besoins en couple moteur, il est nécessaire d'utiliser des topologies de moteur performantes avec un fort couple massique. Ce principe peut être réalisé par un fonctionnement à vitesse variable d'une machine synchrone ou d'une machine asynchrone [Razik06] à l'aide d'une alimentation à fréquence variable par des onduleurs de tension dont la tension du bus continu est fixée par le réseau d'avion. Les contraintes d'intégration du moteur ont conduit à une solution associant la machine à un réducteur de rapport important (de l'ordre de 60 ici). La plage des hautes vitesses passerait donc de près de 175 tr/min à 10500 tr/min. Le profile couple vitesse de la Fig.II.1, nécessitant un très fort couple au démarrage et à très basse vitesse, un fort couple à basse et moyenne vitesses et un fonctionnement à puissance constante à vitesses élevées, fait apparaître plusieurs points durs à passer (vu de moteur) :

- ➔ Le couple de démarrage 79.5 N.m
- ➔ Un couple d'accélération de 50 N.m
- ➔ Un couple à vitesse de croisière de l'ordre de 23N.m

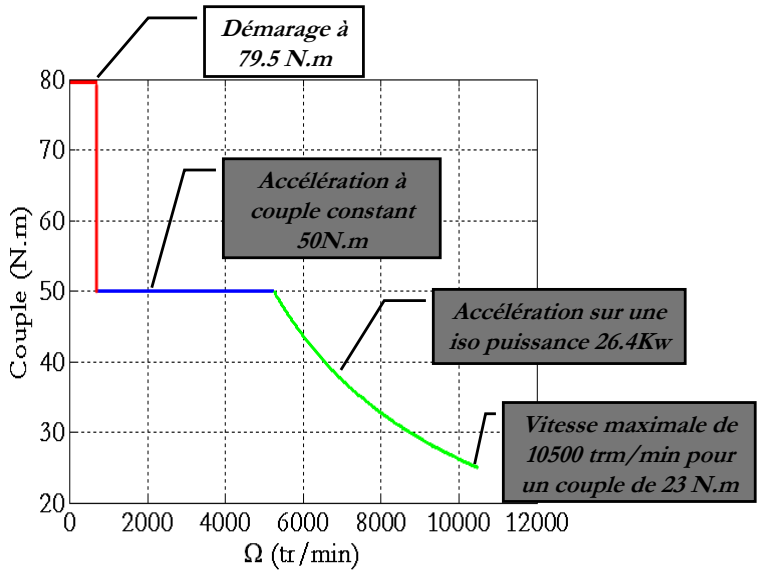


Fig.II.1. Spécification de la caractéristique couple vitesse demandée

Si l'on utilise les machines synchrones à aimants permanents classiques (MSAP) qui sont connues pour leur compacité (couple massique relativement élevé), on doit vaincre plusieurs problèmes. Le premier est lié au fait que ces machines ne peuvent pas être facilement défluxer de manière significative. De ce fait, d'une part le couple de ces machines est pratiquement proportionnel à l'amplitude (ou la valeur efficace) des courants de phase si l'on néglige l'impact de la saturation et d'autre part la tension nécessaire à imposer le courant augment presque linéairement avec la vitesse. Compte tenu du profil couple-vitesse, la plage de courant d'une MSAP classique doit pouvoir aller du simple (à vitesse maximale) au quadruple (au démarrage). Même si le courant élevé n'est exigé que durant quelque secondes lors de chaque démarrage, il impose des contraintes très sévères à la fois sur le dimensionnement de l'onduleur et sur le dimensionnement des aimants qui peuvent risquer une démagnétisation partielle notamment si la température interne de la machine est élevée [Dubas05]. Pour atténuer les contraintes liées à une très forte valeur du courant au démarrage, nous proposons donc de nous intéresser à une topologie de moteur permettant d'avoir un coefficient de couple variable suivant la vitesse de fonctionnement désirée avec une limitation du courant au démarrage. Etant donné que le coefficient de couple des machines à courant alternatif (synchrone ou asynchrone) est proportionnel au produit du nombre de paires de pôles et du flux magnétisant, on peut envisager des machines permettant de modifier simplement le nombre de paires de pôles, le flux magnétisant ou les deux à la fois, selon la vitesse du fonctionnement de la machine.

En ce qui concerne les machines synchrones, celles équipées d'une bobine excitatrice au rotor ou au stator, qu'elles comportent des aimants permanent ou pas, permettent une modification aisée du flux magnétisant et donc du coefficient du couple. Cependant, ces machines n'autorisent pas la modification du nombre de paires de pôles et nécessitent deux convertisseurs, l'un pour modifier le courant d'excitation (un hacheur par exemple) et l'autre pour contrôler les courants d'induit au stator.

Les machines asynchrones à cage d'écureuil qui ont une structure simple et robuste, permettent aisément de varier son flux magnétisant en agissant sur la composante directe du courant statoriques. De plus, les moteurs asynchrones à cage ont une autre propriété intéressante : leur nombre de paires de pôles est identique à la polarité de la distribution des courants totaux dans les encoches statoriques. Cette propriété est classiquement utilisée pour obtenir deux vitesses de fonctionnement pour certaines machines asynchrones à cage alimentées directement par un réseau à tension et à fréquence imposées. En utilisant des bobinages spécifiques de type Dahlander, configurables à l'aide des contacteurs ou commutateurs dédiés, la distribution des courants dans les encoches statorique peut présenter deux polarités distinctes et

ainsi la machine fonctionne à deux vitesses différentes avec une alimentation à fréquence constante. Pour que les distributions des courants totaux dans les deux configurations soient suffisamment sinusoïdales et n'entraînent pas des pertes excessives au rotor, les bobinages de la machine doivent être bien choisis [St-Michel]. La difficulté d'utilisation de cette solution pour une application à vitesse variable embraquée réside dans la lourdeur et la complexité des contacteurs ou commutateurs nécessaires à la reconfiguration de la polarité des bobinages statoriques.

Nous l'avons vu au chapitre précédent que les machines synchrones peuvent être alimentées par deux onduleurs permettent de garantir les critères de haute disponibilité et de tolérance aux défauts. Mais ce type de machine peut également être considéré comme une machine à 6 phases dont les enroulements sont décalés d'un angle électrique permettant dans certains cas de réduire les oscillations de couples. Ces machines double-étoile sont très intéressantes dans les applications aéronautiques puisqu'elles sont d'une part tolérantes aux défauts et d'autre part permettent une segmentation de puissance. Certaines études sur la segmentation de puissance ont été menées sur des moteurs asynchrones [Hadiouche01]. Ces moteurs sont polyphasés afin de réduire le courant de phase.

Nous proposons dans ce chapitre, une nouvelle solution basée sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil à un bobinage double-étoile alimenté par deux onduleurs de tension permettant la reconfiguration électronique de la polarité de la distribution de courant, sans utiliser les commutateurs mécaniques lourds et complexes. Ainsi, en contrôlant les courants des étoiles par les deux onduleurs nous pouvons non seulement imposer un fonctionnement à vitesse variable et à flux magnétisant réglable sur toute la plage de vitesse, mais également avoir la possibilité de choisir entre deux polarités différentes selon que la machine fonctionne à basse et à moyenne vitesses ou à grande vitesse en modifiant le déphasage relative des courants dans les deux étoiles.

Compte tenu du fait que le coefficient de couple peut-être modifié en agissant à la fois sur les deux leviers que sont le nombre de paires de pôles et le flux magnétisant, nous montrons que cette solution permet de réduire fortement le courant au démarrage, soulageant ainsi les composants des onduleurs, et d'avoir la possibilité d'imposer le couple souhaité sur toute la plage de vitesse avec des niveaux de pertes raisonnables au rotor et stator de la machine.

Ainsi il est envisageable de déterminer une topologie de moteur permettant d'avoir le choix entre deux polarités grâce à la commande. Nous montrons que si le bobinage double-étoile est bien choisi, le changement de la polarité peut être réalisé en effectuant une simple inversion du courant dans l'un des onduleurs. La figure II.2 présente le principe du bobinage double-étoile et la façon de variation de la polarité dans un rapport 2 par l'inversion du courant dans une étoile.

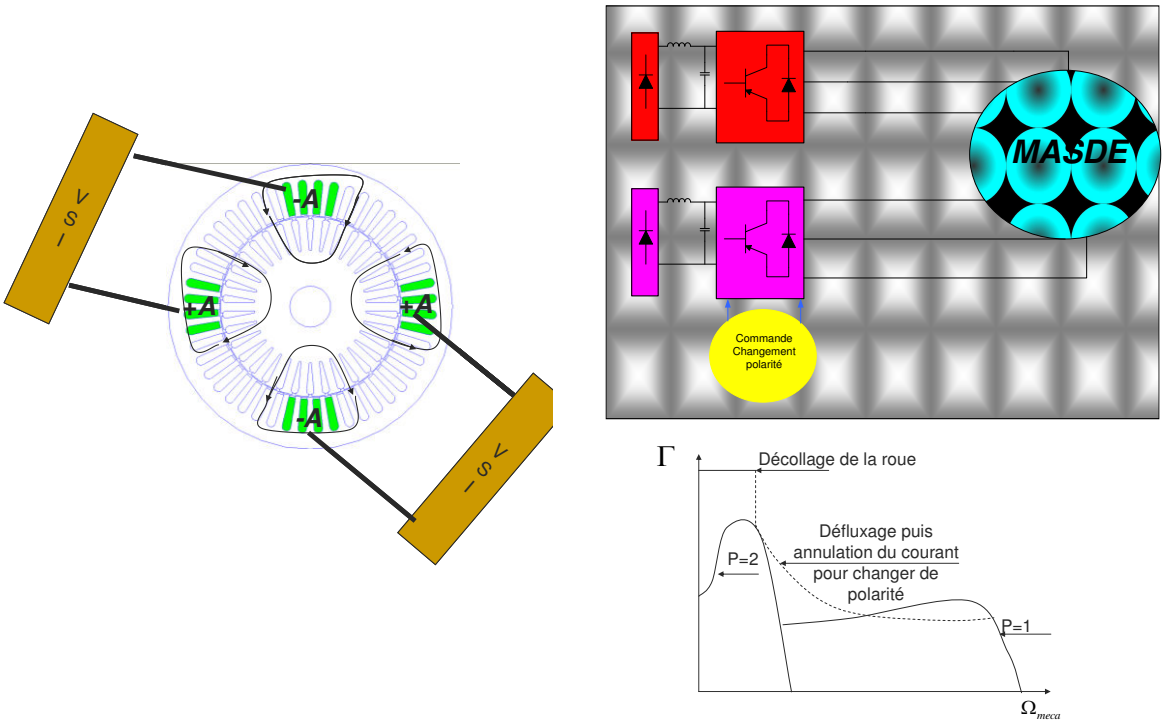


Fig.II.2. Principe du changement de polarité

L'optimisation de ce type de moteur est alors le résultat de plusieurs considérations :

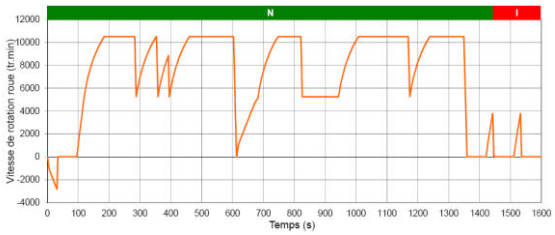
➔ La nécessité d'obtenir les gammes de puissance désirées à chaque vitesse

➔ La limitation des pertes dans l'ensemble des configurations

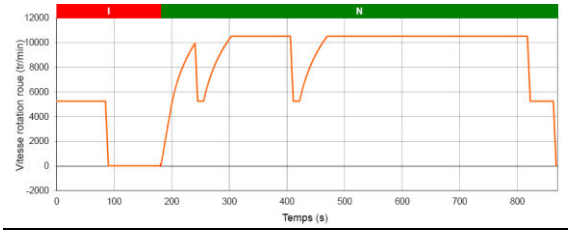
➔ L'obtention du couple de démarrage à basse vitesse

Etant donné les deux profils de la vitesse de roulage (Fig.II.3) et la caractéristique couple-vitesse (Fig.II.1), le mode de fonctionnement le plus long et le plus contraignant en terme d'échauffement est l'utilisation à haute vitesse. En effet la période d'accélération dure environ 1min30. Durant cette période la vitesse augmente et le couple diminue à partir d'une certaine vitesse. Une fois cette phase d'accélération terminée, la période de roulage peut durer jusqu'à 10min. Ainsi il est primordial de limiter l'échauffement du moteur durant cette plage d'utilisation

relativement longue en limitant la densité du courant au stator et le glissement du rotor. Toutefois il sera également important de limiter l'échauffement du moteur dans les autres plages d'utilisation afin d'éviter des pertes trop importantes dans l'ensemble de la phase de « taxiiage d'avion ». Nous allons donc proposer une étude de machine permettant d'obtenir les différentes valeurs de puissances nécessaires tout en limitant les pertes à haute vitesse.



Phase de taxi 'out'



Phase de taxi 'in'

Fig.II.3. Deux phases de roulage envisagées

Dans un souci technologique et d'encombrement nous utiliserons un matériau de type fer cobalt. Ce matériau a la caractéristique d'avoir une induction de saturation relativement élevée (proche des 2T). Ces hautes induction de saturation permet de diminuer considérablement la largeur des dents et donc d'augmenter la surface allouée au cuivre. Ce dernier point est primordial car à la vue des performances requises il est nécessaire d'avoir une surface de cuivre importante afin de limiter la densité de courant sur le cuivre. Il est à noter que l'augmentation de l'induction de saturation des matériaux magnétiques permet également d'accroître l'induction moyenne dans l'entrefer de la machine asynchrone avec un courant magnétisant relativement faible ce qui permet aussi de réduire les pertes Joule en réduisant la composante magnétisante du courant. La caractéristique B(H) du matériau magnétique utilisé (VacoFLUX50) est présentée ci-dessous (Fig.II.4).

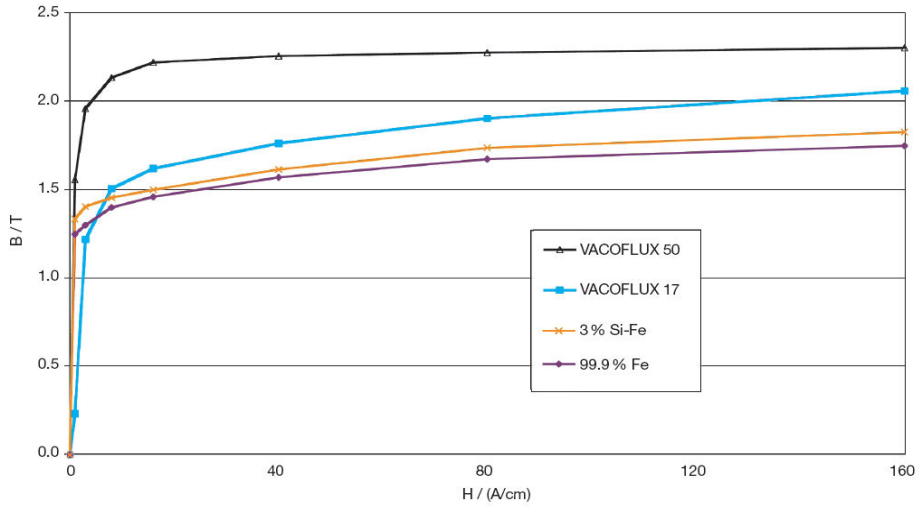


Fig.II.4. Caractéristiques B(H) de différents matériaux ferromagnétiques pour l'aéronautique

Etant donné que les machines optimisées doivent être intégrées sur les trains d'atterrissage de l'avion, les dimensions externes de la machine seule (en attaque direct) ou de l'ensemble machine-réducteur mécanique sont soumises à des contraintes assez sévères. Compte tenu de l'ensemble des contraintes mécaniques et thermiques, les exigences de dimensionnement suivantes sont imposées :

- Diamètre extérieur : 160mm +- 2mm
- Longueur max admissible : 75mm+- 2mm
- Densité de courant efficace inférieure à 10 A/mm² à vitesse de croisière (10500 tr/min)
- Epaisseur d'entrefer supérieur à 0.3 mm

Nous allons donc investiguer sur les performances d'une machine asynchrone permettant d'obtenir un changement de polarité avec des performances acceptables vis-à-vis de la caractéristique couple-vitesse définie précédemment.

Nous présenterons dans cette partie les topologies de bobinage permettant d'avoir une reconfiguration possible de la polarité. Nous mettrons en œuvre deux procédés de bobinage et montrerons qu'une topologie de bobinage de type double couche à fort raccourcissement est la topologie la plus adaptée à notre problématique. Puis nous mettrons l'accent sur l'aspect multi objectif de l'étude paramétrique visant à dimensionner un moteur avec les spécifications requises. Dans le but de rendre le moteur performant sur l'ensemble de la plage vitesse, nous proposerons d'étudier l'impact des différents paramètres liés à la géométrie de la machine et convergerons vers une solution présentant un compromis entre le fonctionnement à basse vitesse et le fonctionnement à haute vitesse. Le moteur ainsi optimisé, nous analyserons les performances du moteur sur l'ensemble de la plage de vitesse et mettrons en évidence l'intérêt de ce type de machine pour l'application considérée. Enfin nous proposerons un modèle circuit de la machine en vue de sa commande. Le bobinage étant particulier, nous proposerons une méthode astucieuse afin de revenir à des considérations connues sur la modélisation de machines asynchrones à cage d'écureuil. Nous présenterons une méthode analytique couplée avec les éléments finis afin d'effectuer l'estimation des paramètres du modèle et nous comparerons ainsi les performances de la machine définie par ces paramètres du modèle équivalent aux performances obtenues par un calcul éléments finis.

2. Démarche utilisée pour l'évaluation des performances – modélisation interne

Les études qui suivront se basent sur le choix d'un type de bobinage et il est donc nécessaire de pouvoir caractériser la pertinence d'un bobinage par rapport à nos exigences. L'objectif étant de réaliser un bobinage statorique reconfigurable pour modifier la polarité d'une machine asynchrone, il est nécessaire de garantir une distribution sinusoïdale dans les deux configurations sous peine qu'un taux d'harmonique élevé entraîne des pertes excessives au niveau du rotor difficilement évacuables.

La démarche utilisée pour évaluer la qualité des différents bobinages et « optimiser » la topologie la plus adaptée est basée sur l'étude et l'analyse des spectres de la densité de courant dans les encoches statoriques ainsi que sur le taux de distorsion harmonique dont nous exposons les principes dans la première partie de cette section.

Les bobinages retenus par leur « sinusoidalité » seront alors évalués quantitativement (couple, pertes, rendement) par un calcul de champ par éléments finis. L'apparition d'harmoniques supplémentaires dus au changement de polarité et de la dégradation de la qualité du bobinage nécessite d'utiliser deux applications logicielles sous FLUX 2D. Un premier calcul au sens du premier harmonique d'espace (calcul magnéto-harmonique) permettra de déterminer rapidement les performances en régime mono-harmonique. Toutefois en cas de taux de distorsion harmonique important, les calculs ne sont pas assez précis doivent être confronté à des résultats obtenus par une méthode plus précise à savoir un calcul transitoire, dans lequel l'ensemble des harmoniques d'espace sera pris en compte qui se trouve être beaucoup plus long en temps de résolution. Pour cette raison nous allons expliquer le principe de résolution de ces deux méthodes afin de mettre en évidence leurs limites et leurs avantages dans le cadre de notre étude.

2.1. Méthode de calcul du spectre de la densité de courant au stator

Dans le cas classique d'un bobinage régulier simple couche triphasé on définit les coefficients de bobinages [Laporte] d'une machine en fonction d'un nombre d'encoche q par pôles et par phase tel que $q = \frac{N_{enc}}{6p}$ où N_{enc} désigne le nombre d'encoches statoriques de la machine et p le nombre de paires de pôles. On définit alors l'angle électrique entre deux encoches par $\gamma = \frac{2\pi\, p}{N_{enc}}$.

Le motif élémentaire des conducteurs des phases se répète tout les $q\gamma = \frac{\pi}{3}$ radian électrique. On décompose la distribution de densité de courant dans les encoches d'une armature en série de Fourrier tel que l'on ait :

$$J_n = \frac{1}{2\pi}\int_{2\pi} j(\theta_s)e^{-jn\theta_s}d\theta_s \qquad (1)$$

Où $j(\theta_s)$ est la distribution de densité de courants dans ces mêmes encoches, θ_s est le coordonné d'un point courant sur l'alésage du stator et J_n désigne l'amplitude de l'harmonique de rang de n de la densité de courant

Prenons un motif classique à 2 encoches par pôles et par phases pour une machine possédant 12p encoches statoriques. $j(\theta_s)$ sur une période électrique est présentée sur la figure II.5 :

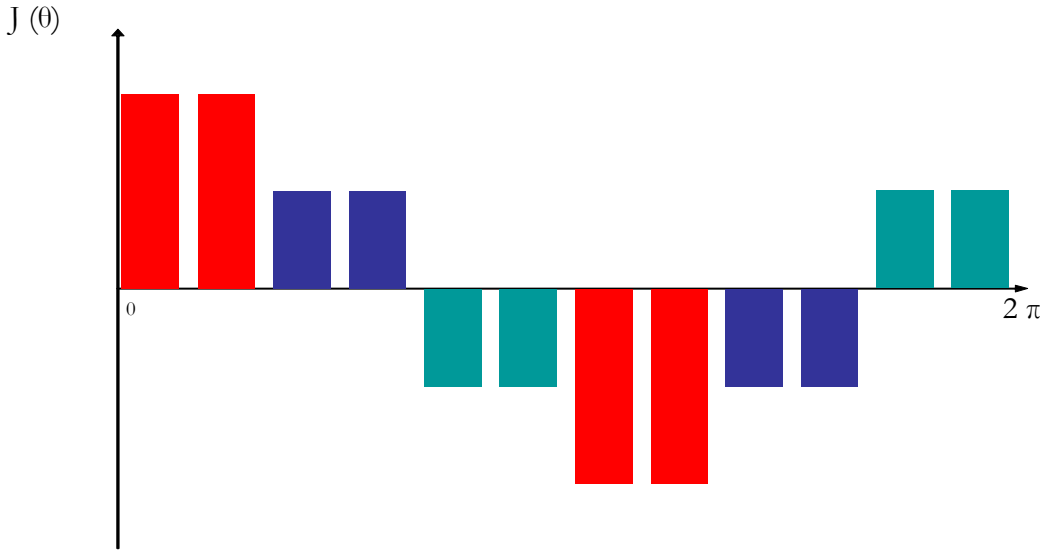


Fig.II.5. Répartition de la densité de courant équivalente d'une machine à 2encoches par pôles et par phase en fonction de l'angle électrique θs

Nous pourrons alors généraliser cette distribution de courant pour les bobinages à simple couche en indiquant les valeurs des densités de courant en fonction de l'angle électrique θ_s :

$$\begin{cases} j(\theta_s) = (-1)^k \ si\ \theta_s \in [k\pi \quad k\pi + q\gamma] \\ j(\theta_s) = (-1)^k 1/2\ si\ \theta_s \in [k\pi + q\gamma \quad k\pi + 2q\gamma] \\ j(\theta_s) = -(-1)^k 1/2\ si\ \theta_s \in [k\pi + 2q\gamma \quad k\pi + 3q\gamma] \end{cases} \qquad \text{avec : } k \geq 0 \qquad (2)$$

On aura alors

$$k_{bn} = \frac{\sin(n\frac{q\gamma}{2})}{q\sin(n\frac{\gamma}{2})} \qquad \text{avec : } n = (2m+1) \qquad (3)$$

Le tableau ci-après donne les coefficients de bobinage pour différentes valeurs *q* du nombre d'encoches par pôles et par phases en appliquant la relation 3 :

	k_{b1}	k_{b5}	k_{b7}	k_{b11}
q=1	1	1	1	1
q=2	0.966	0.26	0.26	0.966
q=3	0.96	0.217	-0.177	0.177

Fig.II.6. Tableau récapitulatif des coefficients de bobinage pour différentes valeurs de q

Les coefficients de bobinages ainsi définis sont périodiques, on retrouve alors le même coefficient pour un rang d'harmonique égal à n et à 6q-n.

A la vue de la spécificité des bobinages reconfigurables à deux polarités différentes nous ne pouvons utiliser ces principes de calcul analytique de coefficients de bobinage.

Nous allons donc introduire une seconde manière de calculer les coefficients de bobinages de nos machines [St-Michel]. Le principe de calcul se base sur la présence d'un axe de symétrie dans le bobinage.

Cas d'un nombre d'encoche par pôle et par phase pair :

Sur la figure II.7 on présente un motif à 4 encoches possédant N_1 et N_2 faisceaux de conducteurs d'une même phase par encoche.

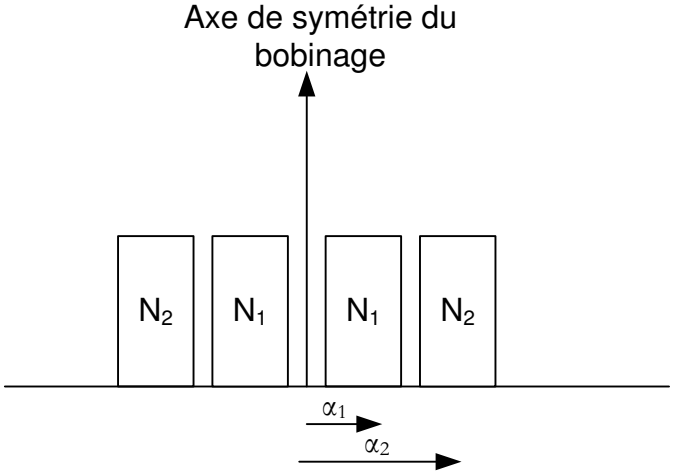


Fig.II.7. Exemple de répartition des conducteurs d'une phase avec présence d'axe de symétrie

Les coefficients de bobinages seront alors calculés par

$$k_{bn} = \frac{N_1 \cos\alpha_1 + N_2 \cos\alpha_2}{N_1 + N_2} \qquad (4)$$

Cas d'un nombre d'encoche par pôle et par phase impair :

Sur la figure II.8 on présente un motif à 5 encoches possédant N_1 N_2 et N_3 faisceaux de conducteurs d'une même phase par encoche.

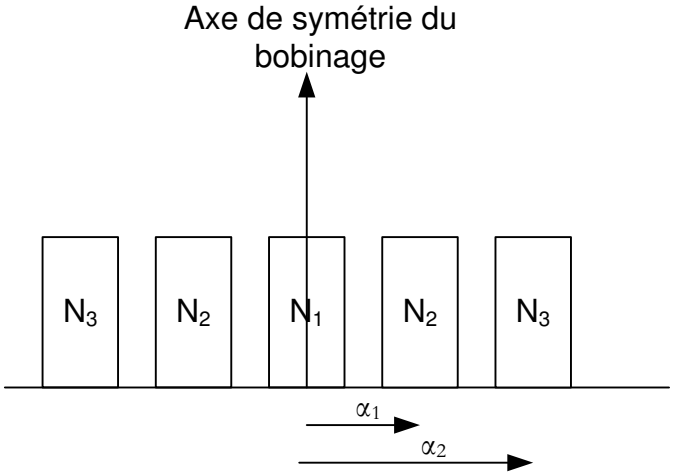


Fig.II.8. Exemple de répartition des conducteurs d'une phase avec présence d'axe de symétrie

Les coefficients de bobinages seront alors calculés par

$$k_{bn} = \frac{N_1 \cos 0 + N_2 \cos\alpha_1 + N_3 \cos\alpha_2}{N_1 + N_2 + N_3} \qquad \text{Avec n= 2k+1 où k est entier} \tag{5}$$

On pourra dès lors généraliser ces formules pour les enroulements simple couche et double couche afin d'atteindre les coefficients de bobinage de chacune des phases, les angles définis pouvant prendre en compte le pas de bobinage dans le cas de machine à double couche. De plus afin de caractériser les machines en terme de distorsion harmonique, il est nécessaire d'introduire le taux de distorsion harmonique. Pour ce faire nous avons besoin de connaître la valeur des coefficients de la décomposition en série de Fourrier de la force magnétomotrice afin de caractériser les bobinages vis-à-vis de leur taux de distorsion harmonique. Supposons alors que nous alimentons les 3 phases de notre machine avec des courants triphasés équilibrés, on pourra dès lors écrire :

$$\begin{aligned}
J_{sa} &= \frac{I\sqrt{2}\cos(\theta)}{R_a}\sum_n k_{bn}\cos(n\theta_s) \\
J_{sb} &= \frac{I\sqrt{2}\cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right)}{R_a}\sum_n k_{bn}\cos\left(n\left(\theta_s-\frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
J_{sc} &= \frac{I\sqrt{2}\cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right)}{R_a}\sum_n k_{bn}\cos\left(n\left(\theta_s+\frac{2\pi}{3}\right)\right)
\end{aligned} \tag{6}$$

où I désigne la valeur efficace du courant de phase

θ_s désigne la position angulaire d'un point courant M sur l'alésage du stator par rapport à un repère fixe

$\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{\omega}_s t + \boldsymbol{\varphi}$ avec ω_s la pulsation des courants des phases

Nous appliquerons dès lors le principe de densité de courant superficielle équivalente afin de déterminer la répartition de densité de courant le long de l'alésage d'une machine ayant pour rayon d'alésage R_a.(Fig.II.9).

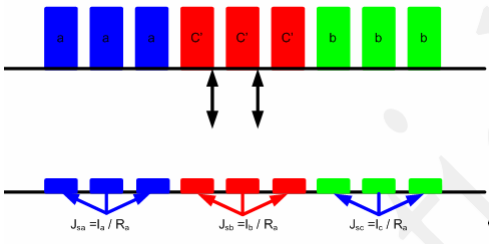


Fig.II.9. Exemple de répartition des conducteurs d'une phase avec présence d'axe de symétrie

Dès lors

$$J_s(\boldsymbol{\theta}_s, \boldsymbol{\theta}) = J_{sa}(\boldsymbol{\theta}_s, \boldsymbol{\theta}) + J_{sb}(\boldsymbol{\theta}_s, \boldsymbol{\theta}) + J_{sc}(\boldsymbol{\theta}_s, \boldsymbol{\theta}) \tag{7}$$

Les harmoniques pairs et multiples de 3 étant nuls nous avons :

$$J_s(\boldsymbol{\theta}_s, \boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{\omega} t) = \frac{3I\sqrt{2}}{R_a} \sum_{n\geq 1} k_{b,6n-1} \cos\left(\boldsymbol{\omega} t + (6n-1)\boldsymbol{\theta}_s\right) + \sum_{n\geq 0} k_{b,6n+1} \cos\left(\boldsymbol{\omega} t - (6n+1)\boldsymbol{\theta}_s\right) \tag{8}$$

Le calcul de la force magnétomotrice s'exprime en intégrant l'expression de la densité superficielle de courant telle que :

$$\mathrm{FMM} = \int_0^{\theta_s} J_s(\theta_s, \theta = \omega t) R_a \, d\theta_s \tag{9}$$

on aura dès lors :

$$FMM = \sum_{n\geq 1} FMM_{6n-1} \sin\left(\boldsymbol{\omega} t + (6n-1)\boldsymbol{\theta}_s\right) + \sum_{n\geq 0} FMM_{6n+1} \sin\left(\boldsymbol{\omega} t - (6n+1)\boldsymbol{\theta}_s\right)$$

$$FMM_{6n-1} = 3I\sqrt{2}\,\frac{k_{b6n-1}}{6n-1} \tag{10}$$

$$FMM_{6n+1} = 3I\sqrt{2}\,\frac{k_{b6n+1}}{6n+1}$$

On détermine alors le taux de distorsion harmonique par

$$\mathrm{THD} = \sqrt{\frac{\mathrm{F_{eff}}^2 - \mathrm{FMM_1}^2}{\mathrm{FMM_1}^2}} \tag{11}$$

où F_{eff} désigne la valeur efficace de la FMM

FMM_1 désigne la valeur efficace du fondamental de FMM

2.2. Principe de résolution Magnéto-harmonique

La modélisation d'une machine asynchrone ne pouvant être résolu par un calcul statique avec des logiciels type FEMM, nous utiliserons l'application Magnéto-harmonique du logiciel FLUX®2D. Cette application permet d'étudier les dispositifs en régime harmonique (régime permanent sinusoïdal mono-harmonique) à une fréquence donnée. Cette application permet de prendre en compte les courants induits dans les régions conductrices ainsi que l'effet de peau. Les équations résolues par le logiciel sont alors :

$$\nabla\left(\frac{1}{\mu}\vec{\nabla}A_z\right)+\sigma\left(\frac{\partial A_z}{\partial t}\right)=J_s \tag{12}$$

où A_z désigne la composante se l'axe z du potentiel vecteur

μ désigne la perméabilité du domaine considéré

σ désigne la conductivité électrique du matériau

J_s désigne la composante selon l'axe z de la densité de courant en cas de présence de source dans le domaine

Dans le cadre de notre application, les courants statoriques et rotoriques d'une machine asynchrone ne pulsent pas à la même fréquence. Ainsi l'induction au stator pulse à ω, les grandeurs rotoriques pulsent à $g\,\omega$ lorsqu'elles sont exprimées dans leur repère propre. Au sens du premier harmonique d'espace et de temps, ces grandeurs pulsent à la fréquence de la source lorsqu'elles sont exprimées dans le repère de la source (le stator). Ainsi la méthode magnéto-harmonique peut être effectuée à rotor bloqué en traduisant la vitesse par l'affectation de la conductivité σ des pièces conductrices du rotor (la cage qui deviendrait donc artificiellement : $g\sigma$. [Shen85], [Vassent89], [Chatelain 89] [Mézani 04] [Vinsard95]. Ainsi pour chaque zone nous aurons

$$\text{au stator : } \nabla\left(\frac{1}{\mu}\vec{\nabla}A_z\right)+j\omega\sigma A_z=J_s \tag{13}$$

$$\text{au rotor } \nabla\left(\frac{1}{\mu}\vec{\nabla}A_z\right)+jg\omega\sigma A_z=0 \tag{14}$$

Ainsi lors de la résolution par FLUX®2D, le logiciel fera varier la valeur de la conductivité des barres présentes au rotor proportionnellement avec la valeur du glissement. Ceci permettra de décrire le système en imposant la fréquence des courants statoriques et en prenant en compte le glissement. Le couplage avec un modèle circuit permet alors d'atteindre l'ensemble des performances de notre système. Le principe consiste alors à obtenir le courant statorique [Lateb06] du modèle circuit de la machine à tension imposée et de l'introduire comme paramètres d'entrée dans le modèle par éléments finis. La connaissance du potentiel vecteur permet d'atteindre l'ensemble des performances de notre machine. La résolution en complexe des équations de Maxwell suppose que toutes les grandeurs physiques varient de façon sinusoïdale dans le temps à une fréquence donnée [Vinsard95]. Le champ magnétique est lié à la présence de courants électriques variables, obligatoirement sinusoïdaux. Toutefois ce type de résolution est limité car elle ne prend pas en compte, ou prend mal, les harmoniques de dentures et de bobinages. De ce fait les résultats dans cette configuration sont à prendre avec précaution et doivent rester dans l'hypothèse du premier harmonique et devront ainsi être comparés au modèle transitoire dons le principe est présenté ci-après afin d'être validés.

2.3. Principe de résolution Transitoire

La résolution en magnétodynamique transitoire « en pas à pas dans le temps » utilise les mêmes hypothèses prises pour la résolution magnéto-harmonique dans une géométrie bidimensionnelle à l'exception que les grandeurs électriques et magnétiques peuvent avoir un comportement non sinusoïdal par rapport au temps. . Ainsi les tensions sont imposées et le courant de phase est obtenu grâce au couplage circuit. C'est un couplage fort dans le sens où les équations électriques et magnétiques sont résolues simultanément. L'équation de champ à résoudre est de la forme :

$$\nabla\left(\frac{1}{\boldsymbol{\mu}}\vec{\nabla}A_z\right)+\boldsymbol{\sigma}\left(\frac{\partial A_z}{\partial t}\right)=\vec{J}_s \qquad (15)$$

De ce fait l'ensemble des harmoniques de dentures sont pris en compte, mais également les possibles harmoniques induits par la répartition de bobinage. Cette méthode de résolution est beaucoup plus précise que la résolution avec l'application Magnéto Harmonique. Mais elles est très longue en temps de calcul et ne peut faire l'objet d'une étude paramétrique. Ainsi du fait de la rapidité de calcul de l'application Magnéto Harmonique, il est préférable de l'utiliser, mais il est surtout indispensable de vérifier les résultats obtenus par un calcul sur un point de fonctionnement avec l'application Transitoire.

3. Choix du bobinage à polarité reconfigurable

Pour réaliser les machines à polarité configurable plusieurs approches peuvent être considérées. Une première approche consiste à utiliser une machine asynchrone dans laquelle on créerait deux polarités en partageant les encoches pour deux enroulements différents : sur la figure II.10 nous présentons deux enroulements de 2 polarités différentes pour une moitié de machine à 36 encoches statoriques [St-Michel]. La moitié de surface d'encoche est associé au bobinage de l'une des polarités et la seconde moitié du bobinage à la seconde polarité. Ici le bas d'encoche est associé à un bobinage quadripolaire, et le fond d'encoche est associé à un bobinage hexapolaire. Le problème se pose sur la bonne isolation entre les deux enroulements qui ne pourront opérer conjointement et donc l'espace dédié aux conducteurs est encore plus réduit. De ce fait seule la moitié des conducteurs d'une encoche devra pouvoir assurer la puissance. Si les puissances en jeu sont trop importantes et les dimensions faible il peut s'avérer impossible de garantir les performances.

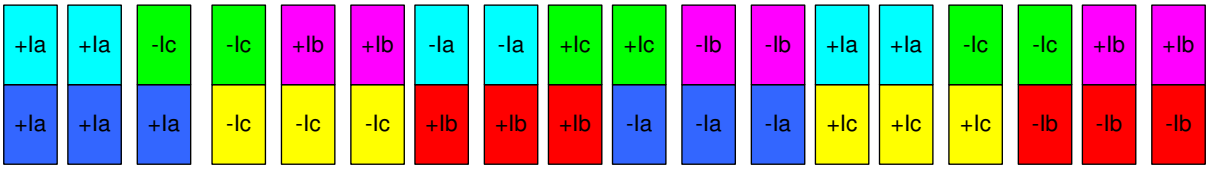


Fig.II.10. Répartition de conducteurs pour une MAS à deux enroulements disjoints

Une deuxième approche consiste à envisager des machines asynchrones à double alimentation au stator et à rotor bobiné [Hopfensperger01] [POZA LOBO03]. Toutefois une topologie de moteur à rotor bobiné est contraignante à mettre en œuvre du fait du bobinage rotorique et donc de sa commande dans le cadre de notre application. Dans le domaine de l'aéronautique l'encombrement est un élément clé du dimensionnement et cette solution ne permettrait pas d'obtenir les performances voulues.

Nous nous intéresserons ainsi dans cette partie, aux bobinages de type simple et double couche qui permettent d'utiliser la totalité des surfaces des encoches allouée aux conducteurs de façon optimale. Nous présenterons en premier lieu une étude sur les bobinages à simple couche à polarité configurable et montreront que du fait de leur taux de distorsion harmonique d'espace (THD) important au moins dans l'une des polarités, ils ne peuvent satisfaire aux exigences de la spécification du moteur de taxiiage. Dans la seconde partie de cette section, nous proposerons une étude sur les bobinages double couche à pas raccourcis permettant d'obtenir des taux d'harmoniques d'espace suffisamment faibles pour obtenir une répartition sinusoïdale des

conducteurs et assurer ainsi de bonnes performances dans les deux polarités. La topologie retenue assure que les contraintes sont réduites à la fois sur la machine et sur les onduleurs qui les alimentent et ce sur l'ensemble de la plage de vitesse requise.

3.1. Limites de l'utilisation de bobinage à simple couche

Typiquement si l'on analyse une topologie classique de bobinage statoriques [Clement60] de moteur asynchrones, le bobinage peut alors être partagé sur deux enroulements triphasés pouvant être connectés en deux bobinages montés en étoile à neutre isolé. Ainsi on utilisera les notations suivantes : **Les indices 1 réfèrent aux encoches de la première étoile et les indices 2 réfèrent aux encoches de la deuxième étoile.** Avec le bobinage présenté sur la figure 8, la polarité du bobinage dépend du déphasage entre les phases homologues des deux étoiles. Le schéma de bobinage présenté sur la figure II.11 permet d'obtenir une polarité de 2 (4 pôles) lorsque les phases homologues des deux étoiles sont alimentées en phase (Iabc1=Iabc2) et en alimentant les bobines de l'étoile 2 dans le sens opposé de l'étoile 1 (Iabc1=-Iabc2, déphasage de 180° électriques) nous pouvons obtenir une polarité égale à 1 (2 pôles). (Fig.II.12)

Ainsi le motif de base permet d'obtenir une polarité passant de 1 à 2. En juxtaposant ce motif p fois, il est possible d'obtenir un bobinage configurable à polarité p et $2p$.

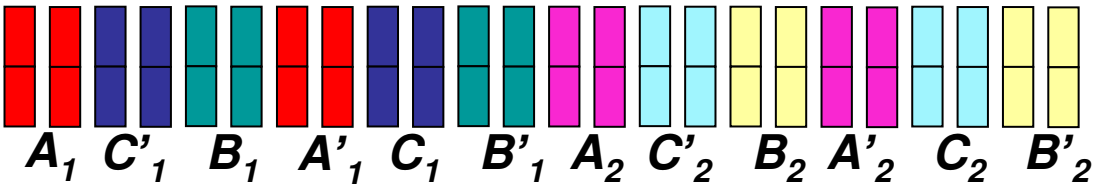


Fig.II.11. Motif de principe d'une machine à 24 encoches statoriques à 2 encoches par pôle et par étoile permettant d'obtenir deux polarités (1 et 2) avec un bobinage simple couche.

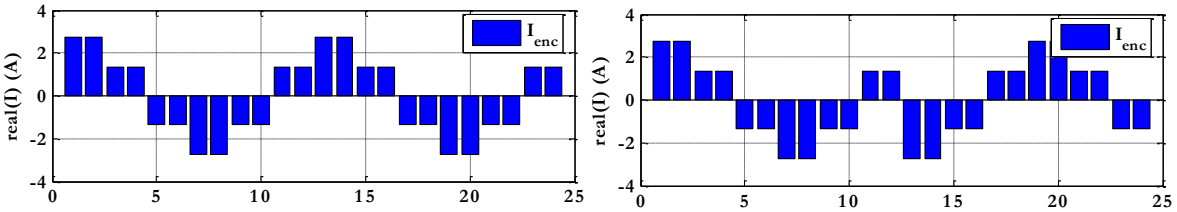
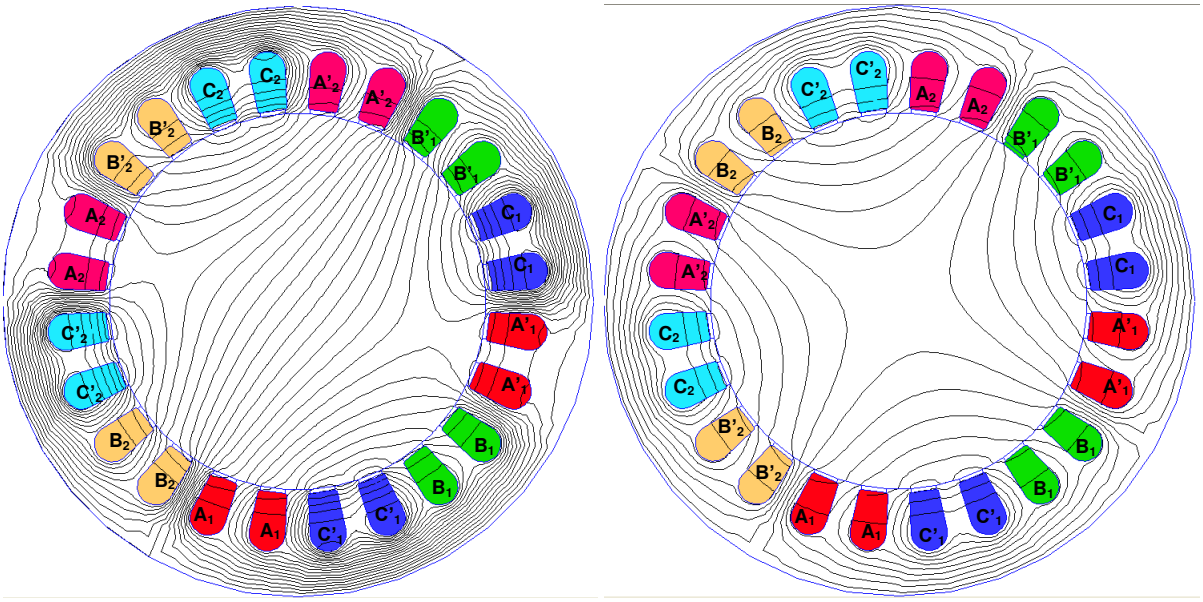


Fig.II.12. Allure de la distribution de la densité de courant pour la configuration p=2 à gauche (Iabc1=Iabc2) et p=1 à droite (Iabc1=-Iabc2)

Nous proposons de vérifier ce principe en alimentant le stator de cette machine avec les courants adéquat et en vérifiant l'allure des lignes de champ dans le cas d'un rotor lisse sans encoches

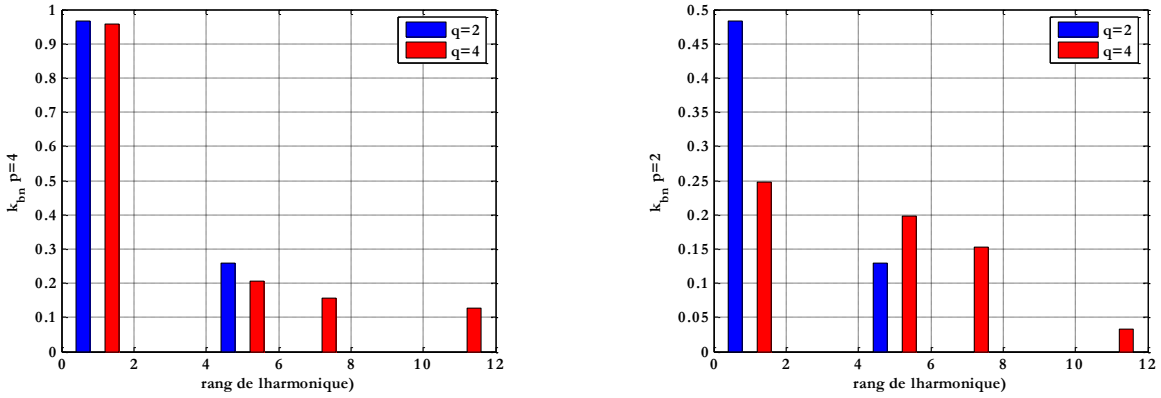
rotoriques : pour une machine permettant d'être configurée pour 1 ou 2 paires de pôles selon les signes de courant imposés par les onduleurs.



a) p=1 $I_{abc1}=-I_{abc2}$ b) p=2 $I_{abc1}=I_{abc2}$

Fig.II.13. Allure des lignes de champs pour une MAS dans deux configurations de polarités (indiquer le bobinage et signe de courant)

On constate alors que suivant l'alimentation de notre machine nous pouvons obtenir deux polarités clairement apparentes sur les cartes de lignes de champ présentées en Fig.II.13. Ce motif de bobinage simple couche permet donc d'avoir une polarité égale 1 (2 pôles) ou 2 (4 pôles). Ainsi en juxtaposant ces motifs on peut augmenter la polarité de la machine. Afin d'évaluer la qualité de ce bobinage dans les deux configurations de polarité, nous proposons une étude sur l'amplitude du fondamental de bobinage (Fig.II.14) dans chaque polarité ainsi que la valeur du taux de distorsion harmonique d'espace (THD) de la force magnétomotrice (FMM) présentées sur la figure II.15. Les figures II.14. et II.15 proposent une étude des coefficients de bobinages et le THD de la FMM en fonction du nombre d'encoche par pôle à haute polarité, par phase et par étoile, noté *q* sur les figures II.14 et II.15.



a) p=4 b) p=2

Fig.II.14. Evolution du coefficient de bobinage pour deux valeurs du nombre d'encoche par pôles et par phase (q=2 et q=4) pour les deux polarités (p=4 à gauche et p=2 à droite)

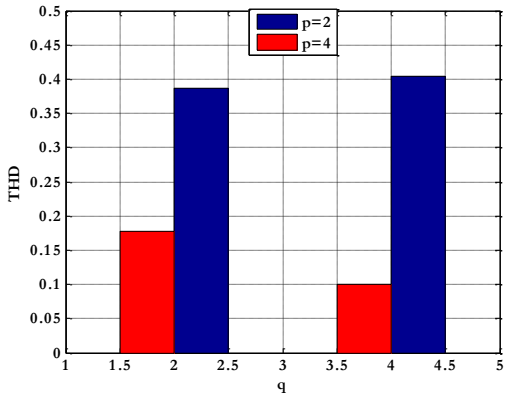
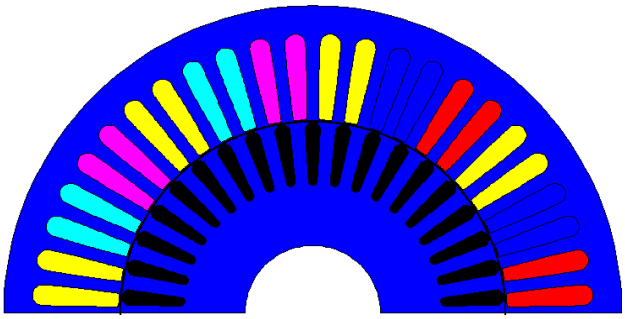


Fig.II.15. Evolution du THD de la FMM pour deux valeurs du nombre d'encoche par pôle à haute polarité, par phase et par étoile (q=2 et q=4), pour les deux polarités (p=2 et p=4)

Les résultats présentés sur les figures II.14 et II.15 montrent que l'utilisation de bobinage à simple couche nécessite un nombre d'encoches par pôles et par phase faible afin de limiter le déséquilibre engendré par le changement de polarité. Ainsi la chute du fondamental de distribution de courant entre les deux configurations est de l'ordre de plus 50% ce qui engendre une nette perte de puissance et nécessite d'augmenter le courant dans la polarité la plus faible. De plus, la distorsion harmonique dans le cas de la basse polarité est relativement importante ce qui témoigne de la mauvaise qualité de la force magnétomotrice de ce type de machines. Dans ces conditions les pertes au rotor sont importantes et difficilement évacuables. L'utilisation de bobinage à simple couche nécessite un nombre d'encoches par pôles et par phase faible afin de limiter le déséquilibre engendré par le changement de polarité.

Afin de montrer l'imprécision de la méthode Magnéto-harmonique dans l'évaluation des performances de la machine à fort taux de distorsion harmonique d'espace, nous proposons une étude sur machine double étoile asynchrone à polarité reconfigurable bobinée en simple couche permettant de passer d'une polarité égale à 2 à une polarité égale 4 basée sur la juxtaposition de deux motifs de la figure II.16 (48 encoches au lieu de 24). Le dimensionnement est effectué en se basant sur la spécification du §1 de ce chapitre en utilisant la résolution de type Magnéto-harmonique. L'allure du couple en fonction du glissement dans les deux polarités est présenté sur la figure II.17 pour une tension d'alimentation d'amplitude 300V pour un nombre de spires par phase égal à 36 et une fréquence des courants statorique de 350 Hz. La fréquence d'alimentation ne variant pas dans les deux polarités les vitesses de synchronisme dans les deux configurations varient du simple au double en passant de 5250tr/min à 10500 tr/min (fonctionnement à V/f constant). Il est à noter qu'avec ce type de topologie le couple de 50N.m n'est pas atteint. L'allure du couple en fonction du glissement pour cette topologie montre que les couples nominaux sont obtenus pour de grandes valeurs de glissement ce qui entraîne de forte pertes au rotor difficilement évacuables.



	glissement	%	2,3
p=2	Couple	N.m	23,1
	Jeff	A/mm²	9,9
	Bentrefer	T	0,49
p=4	glissement	%	3,5
	Couple	N.m	42,6
	Jeff	A/mm²	12
	Bentrefer	T	0,54

Fig.II.16. Plan de coupe d'une machine à 48 encoches statoriques

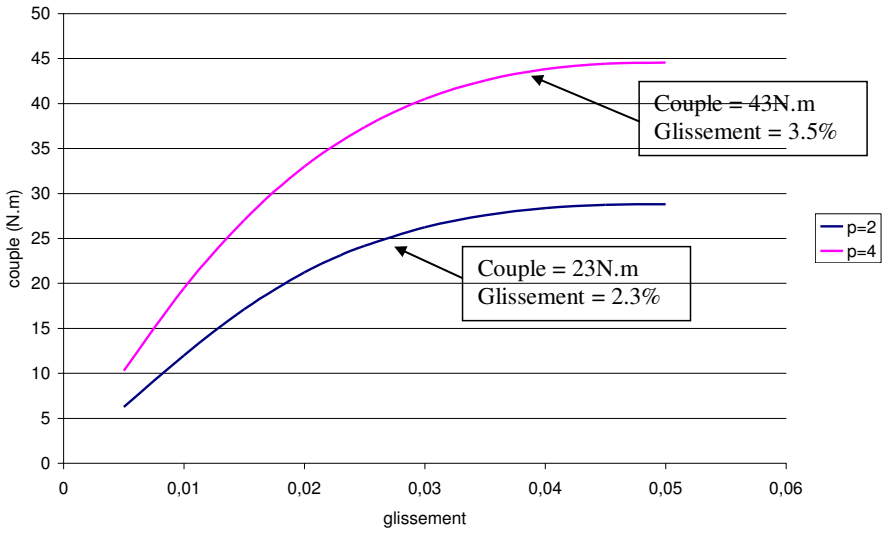
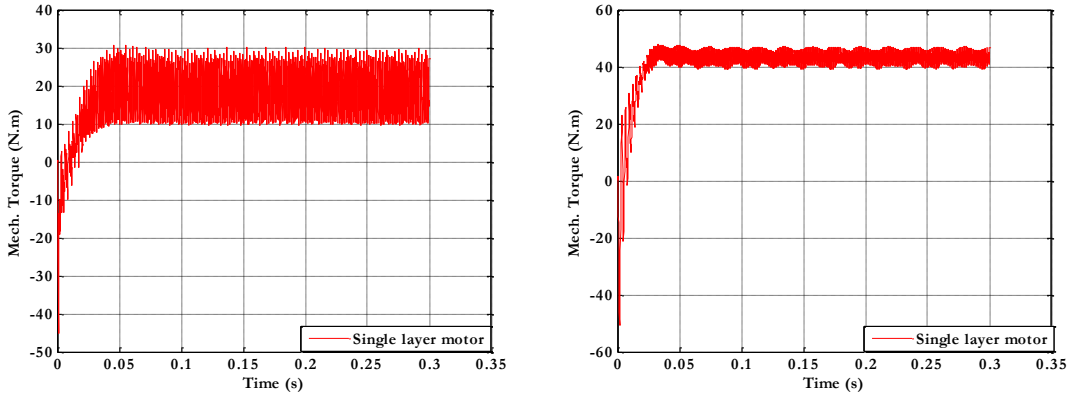


Fig.II.17. Caractéristique couple glissement dans les 2 polarités

Comme nous l'avons constaté la chute du fondamental entre les 2 polarités et l'augmentation du taux de distorsion harmonique ne permet d'affirmer que les résultats obtenus par simulation Magnéto Harmonique sont cohérents. En effet du fait de la forte distorsion des harmoniques d'espace l'hypothèse du fondamental n'est pas réellement vérifiée.

Nous allons donc vérifier un point de fonctionnement obtenu en magnéto-harmonique à l'aide d'un calcul de la machine en régime transitoire en utilisant le logiciel FLUX2D pas à pas dans le temps. En utilisant la même machine que lors du calcul du Magnéto-harmonique dans la configuration p=2, nous imposons la vitesse de fonctionnement à $\Omega=(1-g)\Omega_s$, où Ω_s est la vitesse de synchronisme de la machine à savoir 10500 tr/min à 350hz et le glissement étant de 2.3% comme l'indiquait le calcul Magnéto-harmonique. Nous rappelons alors qu'à glissement égal à 2.3% nous avons obtenu par calcul Magnéto-Harmonique un couple magnétique égal à 23.2N.m pour une densité de courant de 9.8A/mm² (Fig. II.18). Le couple moyen obtenu par calcul pas à pas dans le temps est de l'ordre de 19 N.m. avec de fortes oscillations de couple de l'ordre de 30% (voir figure II.18.a). Nous sommes confronté ici à un problème de valeur du couple moyen qui est en deçà de la valeur attendue donnée par le calcul Magnéto-harmonique.



a) p=2 b) p=4

Fig.II.18. Allure du couple après une résolution avec l'application transitoire de FLUX®2D

Le bobinage étant dissymétrique les mutuelles entre les différentes phases de notre machine ne sont pas toutes identiques. Comme nous l'avons vu dans le cadre de la machine synchrone lorsque la matrice inductance n'est pas circulante pour imposer des courants sinusoïdaux il est nécessaire d'imposer des tensions de phase déséquilibrées afin de compenser le déséquilibre interne dû au bobinage. La réserve de tension est ainsi réduite, on est donc amené à mettre moins de spires par faisceaux et donc mettre un courant plus élevé ce qui engendre des contraintes sur

l'onduleur. De plus si nous imposons les tensions sinusoïdales équilibrées, les courants de phases deviennent déséquilibrés ce qui engendre des oscillations de couple d'amplitude importantes.

$$L_{p=2} = \begin{bmatrix} 26.4 & 0.5 & -14.8 & -6 & -8.9 & 6.6 \\ 0.5 & 26.4 & -14.8 & -8.9 & -6 & 6.6 \\ -14.8 & -14.8 & 26.4 & -6.6 & -6.6 & -6 \\ -6 & -8.9 & 6.6 & 26.4 & 0.5 & -14.8 \\ -8.9 & -6 & 6.6 & 0.5 & 26.4 & -14.8 \\ 6.6 & 6.6 & -6 & -14.8 & -14.8 & 26.4 \end{bmatrix} \quad L_{p=4} = \begin{bmatrix} 26.4 & 0.5 & -14.8 & 6 & 8.9 & -6.6 \\ 0.5 & 26.4 & -14.8 & 8.9 & 6 & -6.6 \\ -14.8 & -14.8 & 26.4 & 6.6 & 6.6 & 6 \\ 6 & 8.9 & -6.6 & 26.4 & 0.5 & -14.8 \\ 8.9 & 6 & -6.6 & 0.5 & 26.4 & -14.8 \\ -6.6 & -6.6 & 6 & -14.8 & -14.8 & 26.4 \end{bmatrix}$$

Le bobinage simple couche ne semble donc pas adapté à l'application envisagée, de part le fait que les performances ne sont pas atteintes pour les contraintes en encombrement ainsi qu'en densité de courant mais également du fait que les oscillations de couple sont très importantes. Ce type de machine engendre énormément d'harmonique ne participant à l'effort de conversion électromécanique et augmente les pertes de la machine. Enfin cette machine présente un glissement nominal important à basse vitesse qui pourrait engendrer des pertes importantes au rotor, notamment si le cycle de fonctionnement nécessite plusieurs arrêts et démarrage.

3.2. Bobinage double couche

De part la forte distorsion harmonique de la machine bobinée en simple couche et par la chute du coefficient de bobinage lors de la reconfiguration de la polarité, il est plus intéressant d'optimiser des moteurs à double couche comme nous le mettrons en évidence dans cette partie. En s'imposant une limite mécanique d'usinage des tôles, le nombre d'encoche au stator avec un diamètre maximal de 110mm est limité à 50. Nous allons utiliser une topologie de moteur double étoile nécessitant un nombre d'encoche multiple de 6. Dans ces conditions le nombre maximal d'encoche autorisé est de 48. Avec un nombre d'encoche de 48 nous pourrions créer des polarités 1-2 , 2-4 et 4-8 . De plus pour minimiser le taux de distorsions harmonique on se donne une limite minimale d'encoche par pôle et par phase de 3 ce qui exclue la configuration 4-8. Pour augmenter la compacité de la machine nous préférerons utiliser des configurations 2-4 permettant de limiter les tailles de culasse. Il est à noter que si les dimensions minimales mécaniques étaient moindre ou le diamètre d'alésage autorisé pour l'application serait plus grand nous aurions opté pour un nombre d'encoche plus élevé pour pouvoir utiliser la configuration 4-8 permettant d'augmenter davantage la compacité de la machine. La configuration de polarité 2-4 conduit à une fréquence d'alimentation limitée à 350Hz pour la polarité 2 correspondant aux hautes

vitesses, ce qui peut être facilement imposée avec une fréquence de découpage raisonnable. **Par conséquent, suite aux contraintes mécaniques imposées, nous utiliserons le bobinage à polarité configurable 2-4 avec un nombre d'encoche par pôle à haute polarité, par phase et par étoile égal à 4.**

Dans l'étude qui suit nous proposons d'étudier l'impact du pas de bobinage (raccourcissement) sur les valeurs des coefficients de bobinages et du THD de la FMM dans les deux polarités 2 et 4 (Fig. II.22-II.23). Avec le nombre d'encoches statoriques considéré (48), nous avons étudié plusieurs configurations et proposons 3 pas de bobinages (5, 6 et 11) permettant d'apprécier l'impact du pas de bobinage sur la qualité du bobinage dans les deux polarités. Notons que pour le cas considéré, le pas polaires est de 12 encoches pour p=2 ; il est de 6 pour p=4.

➔ *Configuration 1 :* pas de bobinage de 5. Dans cette configuration et ce type de connexion du bobinage le cas $I_{abc1}=I_{abc2}$ correspond à basse polarité (p=2) et $I_{abc1}=-I_{abc2}$ à la haute polarité (p=4).

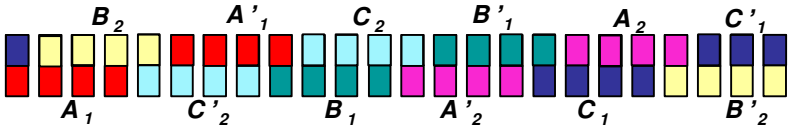


Fig.II.19. Schéma de bobinage de la configuration 1

➔ *Configuration 2* : pas de bobinage 6. Dans cette configuration et ce type de connexion du bobinage le cas $I_{abc1}=I_{abc2}$ correspond à basse polarité (p=2) et $I_{abc1}=-I_{abc2}$ à la haute polarité (p=4)

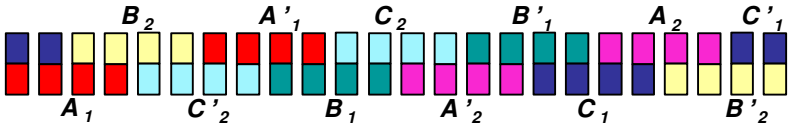


Fig.II.20. Schéma de bobinage de la configuration 2

➔ Configuration 3 : pas de bobinage 11. Dans cette configuration et ce type de connexion du bobinage le cas $I_{abc1}=I_{abc2}$ correspond à basse polarité (p=2) et $I_{abc1}=-I_{abc2}$ à la haute polarité (p=4).

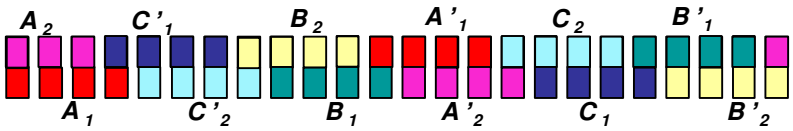
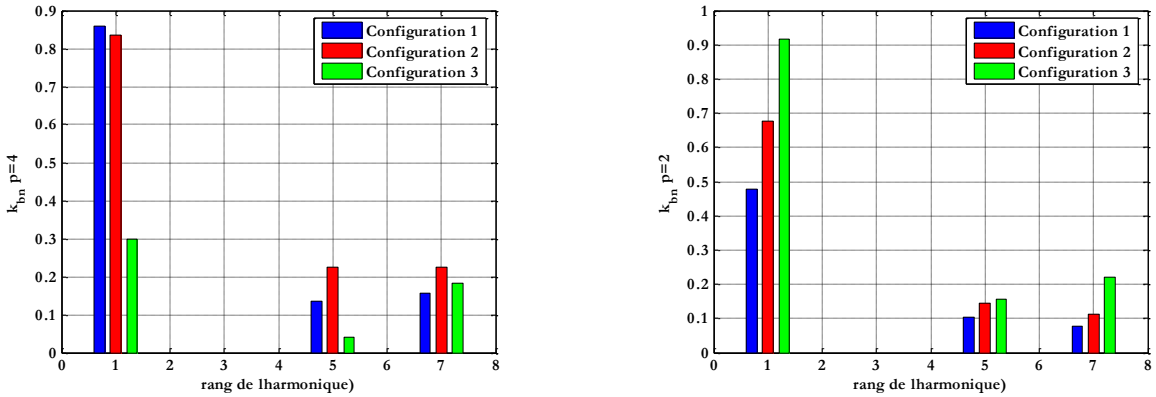


Fig.II.21. Schéma de bobinage de la configuration 3

Les figures II.22 et II.23 permettent d'évaluer ces trois configurations de bobinage en termes des coefficients de bobinage et du THD des FMM correspondantes dans les deux polarités.



a) p=4, I_{abc1}=-I_{abc2} b) p=2, I_{abc1}=I_{abc2}

Fig.II.22. Evolution du coefficient de bobinage pour différentes valeurs de pas de bobinage

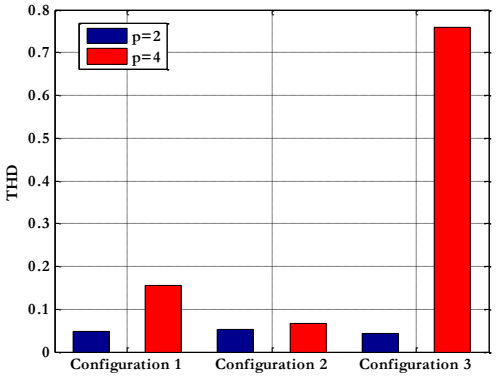


Fig.II.23. Evolution du THD de la FMM pour les deux polarités en fonction du raccourcissement des bobines

Contrairement à la configuration de bobinage 2, les configurations de bobinage 1 et 3 ont chacune un très faible coefficient de bobinage (k_{b1}) dans l'une des deux polarités, même si elles ont un fort coefficient de bobinage dans l'autre polarité. On peut souligner que la configuration 3 est inadaptée car elle a un coefficient k_{b1} faible dans la fort polarité, ce qui entraîne la nécessité d'un courant extrêmement fort au moment démarrage lorsqu'il faut fournir le couple le plus élevé. Dans ces conditions, à la fois la machine et les onduleurs qui les alimentent doivent être fortement surdimensionnés. La configuration 2, correspondant à un pas de bobinage 6 pour un pas polaire de 12 encoches pour la faible polarité (p) et de 6 pour un pas polaire de 6 encoches pour la forte polarité ($2p$), permet d'obtenir un fondamental de la distribution du courant (k_{b1}) assez élevé dans la forte polarité, tout en gardant un coefficient de bobinage (k_{b1}) acceptable

lorsque l'on passe à basse polarité. Cette configuration de bobinage est donc le meilleur compromis pour le fonctionnement dans les deux polarités si l'on s'intéresse à réduire la valeur efficace des courants de phase et donc les pertes Joule sur une large plage de vitesse. Nous remarquons également que la configuration de bobinage 2 a un THD de la FMM assez pauvre, ce qui correspond à des formes d'ondes très sinusoïdales et correspond à ce que l'on peut trouver dans les moteurs de type Dahlander où la commutation de polarité s'effectue par des contacteurs.

Toutefois dans le cadre de notre étude il faut nous intéresser aux différents points de fonctionnement à faire passer à notre machine. En effet nous avons un long régime permanent nécessitant une densité de courant sur le cuivre faible afin de garantir un faible échauffement. Les phases d'accélération et de démarrage étant moins longues, on peut s'autoriser de monter la densité de courant tout en tentant de garder cette valeur raisonnable afin de justifier l'utilisation de la MASDE. Ce schéma de bobinage possède l'avantage d'avoir un taux de distorsion harmonique faible du fait de la bonne répartition des conducteurs dans les encoches mais en contre partie les coefficients de bobinages chutent lors du passage d'une polarité à une autre.

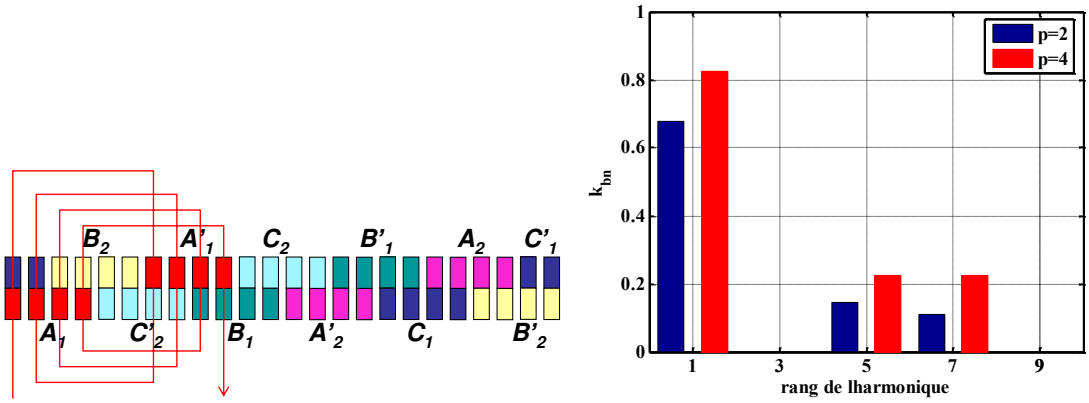
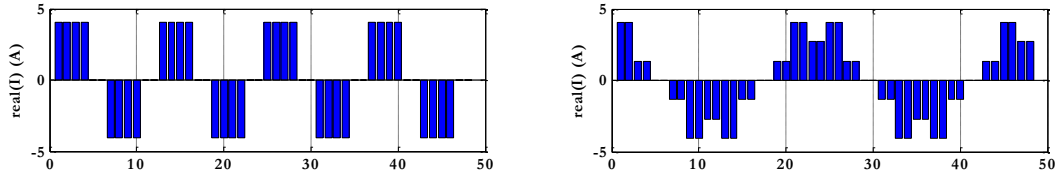


Fig.II.24. Schéma de principe du bobinage double couche à pas de bobinage 6 et coefficients de bobinage

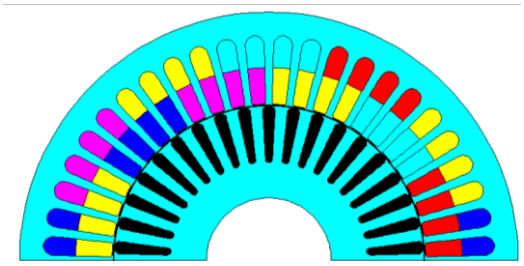


a) p=4, I_{abc1}=-I_{abc2} b) p=2, I_{abc1}=I_{abc2}

Fig.II.25. Distribution des courants totaux dans les encoches d'une machine double couche (48 encoches)

Afin de valider les futurs calculs et gagner en temps de calculs nous nous proposons de présenter les résultats obtenus par calcul magnéto-harmonique et les confronter au modèle pas à pas dans le temps pour une machine bobinée avec le schéma type Dalhander (configuration de

bobinage retenue). Nous rappelons alors les performances de la machine obtenues par calcul magnéto harmonique pour une phase θ_0=0° et indiquons un plan de coupe de ladite machine :



	Glissement	***%***	***1.4***
p=2	Couple	N.m	23
	J_{eff}	A/mm²	8.9
	$B_{entrefer}$	T	0.42
	Glissement	%	2
p=4	Couple	N.m	50
	J_{eff}	A/mm²	16
	$B_{entrefer}$	T	0.6

Fig.II.26. Plan de coupe de la machine optimisée à p=2 et tableau des performances

La tension d'alimentation à basse vitesse est fixée à 260V max à 350Hz et haute vitesse nous utiliserons une tension d'alimentation de 300V max à 350Hz . La première constatation concernant les allures de couple en fonction du glissement (Fig.II.27) est que la valeur du glissement nominal (pour obtenir 23N.m à haute vitesse et 50N.m à basse vitesse) est assez faible. De plus même à basse vitesse (p=4) le glissement nominal est assez éloigné du glissement critique de la machine et donc nous pourrons éviter le décrochage de la machine et faciliter son pilotage. Nous allons alors effectuer un calcul en dynamique afin de vérifier la véracité de ces résultats. En effet le cas précédent (MASDE à bobinage simple couche) étant atypique nous espérons obtenir grâce à cette topologie de bobinage à double couche des performances quasi identiques dans chacun des systèmes de calcul.

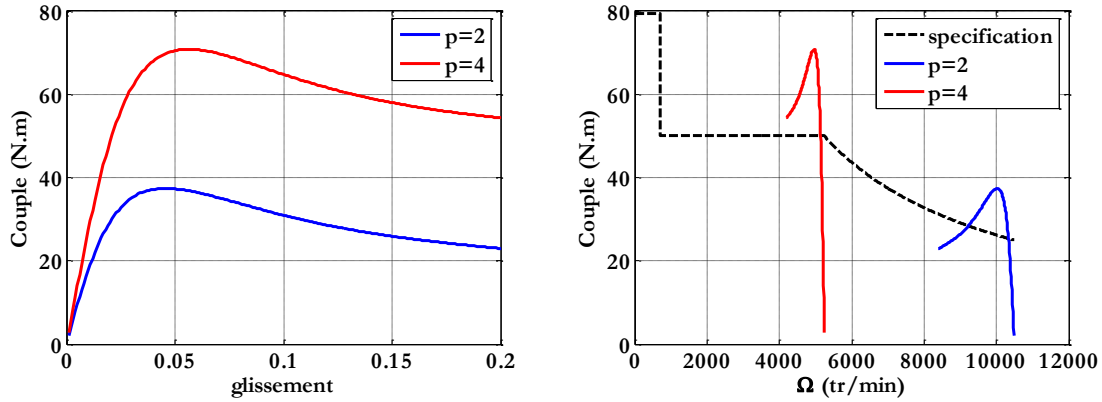


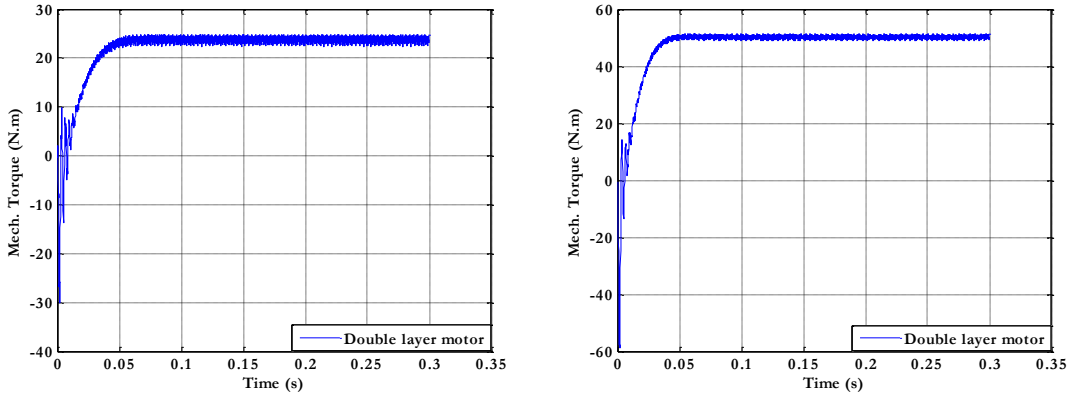
Fig.II.27. Caractéristique couple glissement dans les deux configurations de polarités obtenues par calcul Magnéto Harmonique

Pour vérifier les résultats précédents nous étudierons deux points significatifs de la machine : à haute polarité pour une vitesse de l'ordre 5250 tr/min et un couple de 50N.m, et à basse polarité pour une vitesse de l'ordre de 10500tr/min pour un couple de 23N.m, nous effectuons des calculs par en magnétodynamique. Nous effectuerons ainsi un calcul pas à pas dans le temps où l'on fixera la vitesse. Nous étudierons ainsi deux points significatifs de la machine :

➔ Un glissement de 1.4% pour une fréquence des courants statoriques de 350Hz à p=2 soit une vitesse d'entraînement de 10353 tr/min

➔ Un glissement de 2% pour une fréquence des courants statoriques de 350Hz à p=4 soit une vitesse d'entraînement de 5154 tr/min

La figure II.28 présente les résultats concernant les points ci-dessus. Les performances obtenues concernant le couple sont en adéquation avec les résultats du calcul magnéto-harmonique. En effet ici la répartition des ampères tours dans l'encoche fait intervenir beaucoup moins d'harmoniques que dans le cas de machines à bobinages simple couche et l'hypothèse forte d'un unique harmonique fondamental est ici en partie vérifiée.



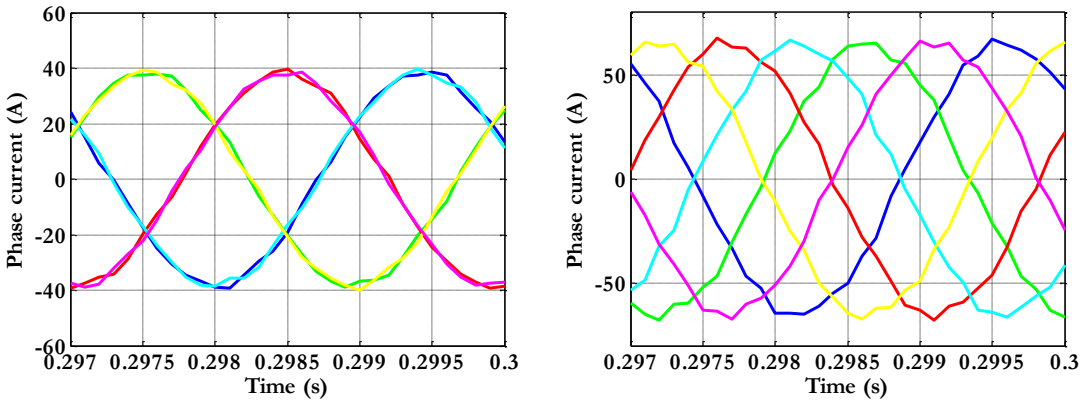
a) p=2 b) p=4

Fig.II.28. Caractéristique couple glissement dans les deux configurations de polarités obtenues par calcul transitoire

De plus, les matrices d'inductance de la machine dans les deux polarités sont totalement circulantes ce qui permet d'obtenir des formes d'onde de courant totalement équilibrées (Fig.II.29), la commande de la machine s'en trouve ainsi facilitée.

$$L_{p=2} = \begin{bmatrix} 18.4 & -8 & -8 & 8 & -2 & -2 \\ -8 & 18.4 & -8 & -2 & 8 & -2 \\ -8 & -8 & 18.4 & -2 & -2 & 8 \\ 8 & -2 & -2 & 18.4 & -8 & -8 \\ -2 & 8 & -2 & -8 & 18.4 & -8 \\ -2 & -2 & 8 & -8 & -8 & 18.4 \end{bmatrix} \quad L_{p=4} = \begin{bmatrix} 18.4 & -8 & -8 & -8 & 2 & 2 \\ -8 & 18.4 & -8 & 2 & -8 & 2 \\ -8 & -8 & 18.4 & 2 & 2 & -8 \\ -8 & 2 & 2 & 18.4 & -8 & -8 \\ 2 & -8 & 2 & -8 & 18.4 & -8 \\ 2 & 2 & -8 & -8 & -8 & 18.4 \end{bmatrix} \quad (16)$$

De ce fait les oscillations de couple de la machine dans les deux configurations sont également très faibles (fig. 25).



a) p=2 , $I_{abc1}=I_{abc2}$ b) p=4 , $I_{abc1}=-I_{abc2}$

Fig.II.29. Allure des courants de phases obtenus pour les deux polarités via un calcul en transitoire

Dès lors nous pouvons nous concentrer sur cette topologie de bobinage et proposer une étude paramétrique via un calcul magnéto-harmonique qui rendra correctement compte des résultats lorsque l'on prend en compte les effets de dentures dans le calcul. Cela permettra de réduire le temps de résolution et ne pas être obligé d'utiliser la résolution en pas à pas dans le temps dans la phase d'étude paramétriques.

4. Etude paramétrique

Nous allons proposer une étude paramétrique multi objectif en vue de l'optimisation de la topologie du moteur asynchrone à polarité configurable. En effet comme nous allons le voir dans cette partie, le moteur ne peut être optimisé uniquement pour le point de fonctionnement haute vitesse. Le changement de polarité va imposer un changement d'état de saturation dans des zones différentes de la machine. La problématique du dimensionnement ici est que le circuit magnétique de la machine doit être bien utilisé sans être trop saturé ni à basse et moyenne vitesses lorsque la machine est configurée à fort polarité ni à vitesse très élevée lorsqu'elle est configurée à basse polarité. En effet comme nous le verrons, à forte polarité (p=4) l'induction moyenne dans les culasses statorique et rotorique de la machine ne doit pas être trop élevée pour que à basse polarité (p=2) elles ne se saturent pas trop. De même, les dimensions des dents statoriques et rotoriques doivent être correctement choisies pour qu'elles ne saturent pas trop à forte polarité. Nous proposerons ensuite une étude sur les paramètres les plus influents dans le fonctionnement du moteur. Nous estimerons l'impact de l'entrefer sur les performances du moteur. Nous

évaluerons également l'impact du diamètre d'alésage sur le couple et les pertes dans la machine. De même, une étude succincte montre que le choix du nombre de spires par phase permet de réduire l'amplitude des courants fournis par les onduleurs qui les alimentent en utilisant au mieux la tension du bus continu de ces onduleurs. Enfin une étude sur les paramètres géométriques des encoches statoriques et rotoriques mettra en valeur la façon dont leur taille influe sur la caractéristique couple glissement du moteur ; ces résultats nous guiderons dans le choix des dimensions « optimales » des dents statoriques et rotoriques pour que la machine développe le fort couple exigé au démarrage avec des courants d'amplitude raisonnable afin que les onduleurs ne soient pas surdimensionnés.

4.1. Justification de l'étude paramétrique multi-objectif de la machine asynchrone à polarité configurable

Pour montrer qu'un compromis est nécessaire pour déterminer les « dimensions optimales » de la machine asynchrone à polarité configurable (par une étude paramétrique), nous présentons une optimisation effectuée au regard de l'une des polarités et vérifions que ce type d'optimisation conduit à des performances médiocres dans l'autre polarité. Nous soulignerons alors les critères de dimensionnement nécessaire à l'obtention d'une machine compétitive dans les deux polarités sur toute la gamme de vitesse. Nous présentons alors deux modes de fonctionnement d'une machine à changement de polarité avec une optimisation de la topologie pour la haute vitesse (p=2). Dans ces conditions, les valeurs de couple et de densité de courant obtenues en fonction du glissement sont présentées sur la figure II.30. Les valeurs de couples nominaux (23N.m à 10500 tr/min (p=2) et 50 N.m à 5250 tr/min (p=4)) sont obtenues pour des densités de courants de l'ordre de 17A/mm² efficace à basse vitesse (p=4) et 8.1 A/mm² efficace à haute vitesse (p=2). L'écart est très important, le courant est doublé lors du changement de polarité. Ceci s'explique par le changement d'état de saturation du moteur entre les 2 polarités comme nous pouvons le constater sur la figure II.31. En effet la densité de courant étant image du courant, on constate que le courant magnétisant à basse vitesse (p=4, 50N.m.) est beaucoup plus important qu'à haute vitesse (p=4, 23 N.m.). La machine étant plus saturée à basse vitesse il est nécessaire d'injecter plus de courant afin de tenir les performances requises. Les pertes augmentant, le rendement diminue et l'intérêt du changement de polarité s'en trouve diminué.

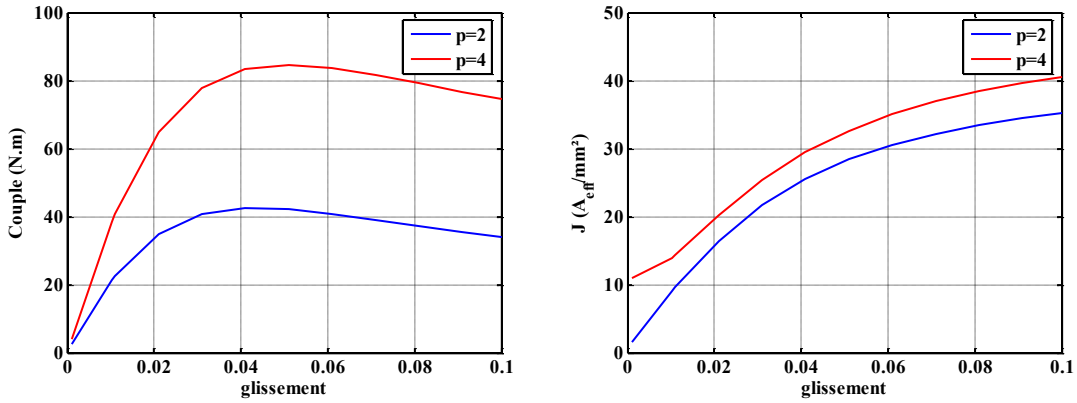


Fig.II.30. Caractéristiques couple-glissement et densité de courant efficace-glissement, obtenues par calcul Magnéto Harmonique dans les deux configurations de polarités

A basse polarité le coefficient de bobinage est plus faible (k_{b1} pour p=2 sur Fig.II.21), et du fait de la faible polarité la culasse aura tendance à saturer (Fig.II.31-a). D'un autre côté, le bobinage à haute polarité possède un meilleur coefficient de bobinage (k_{b1} pour p=4 sur Fig.II.24), de ce fait si les dents sont dimensionnées pour la basse polarité, à haute polarité elles satureront du fait du passage de flux plus important (Fig.II.32-b). Le changement de polarité entraîne donc une modification de la saturation dans la machine.

Ainsi il est nécessaire d'orienter l'optimisation de la machine pour les deux modes de fonctionnement afin de garantir des états de saturation corrects dans les deux cas et éviter une surintensité trop importante lors du passage à haute polarité nécessaire au bon fluxage du rotor. Il sera également nécessaire lors du dimensionnement d'assurer l'obtention du couple de démarrage de 79.5N.m pour cela il faudra ajuster la géométrie afin de pouvoir atteindre également ce type de performances mais avec des valeurs de densités de courants acceptables pour que les courants que doivent fournir les onduleurs restent d'amplitude raisonnable, ce qui a un impact fort sur le refroidissement et le poids des onduleurs.

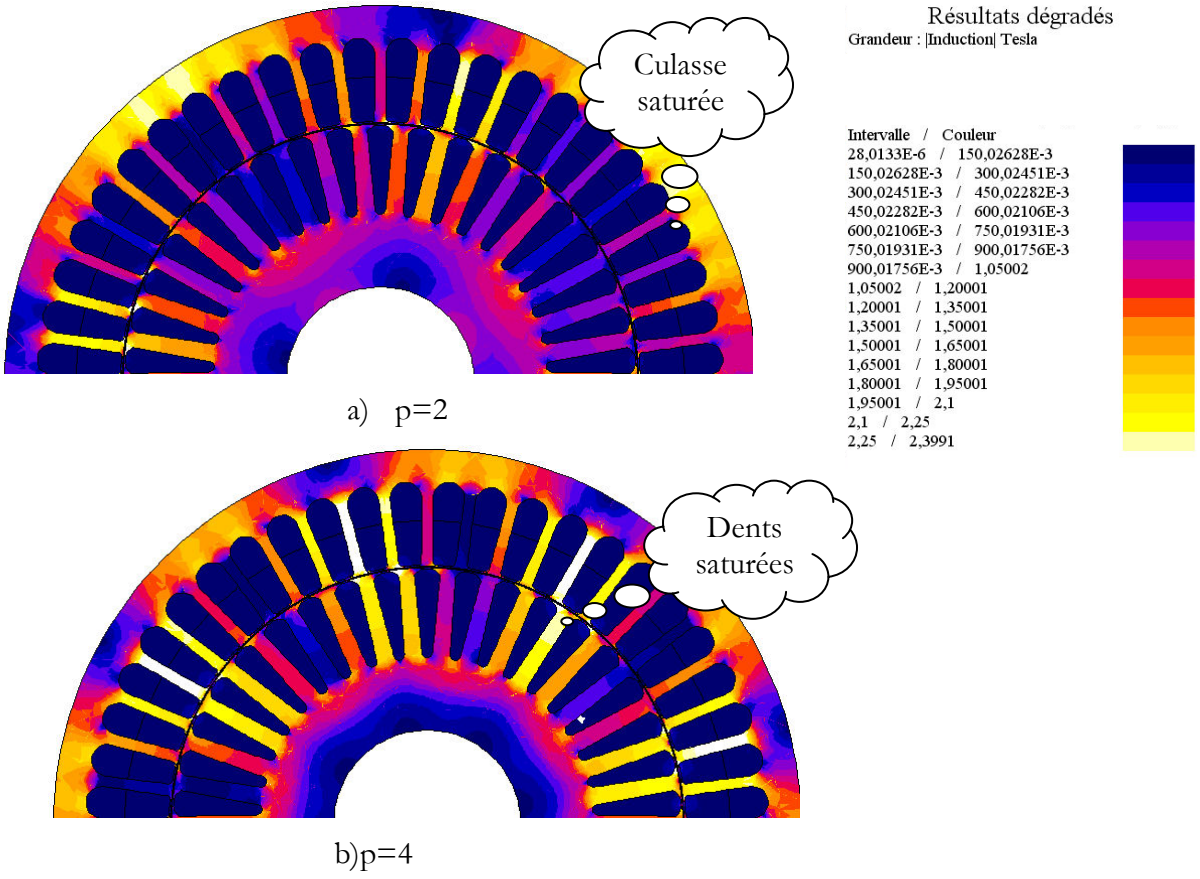


Fig.II.31. Carte d'induction au glissement nominal pour chacune des deux polarités, obtenues par calcul Magnéto Harmonique

4.2. Méthode utilisée pour l'étude paramétrique

Dans le cadre de l'étude paramétrique visant à optimiser le moteur double étoile asynchrone à changement de polarité il a été nécessaire d'utiliser le logiciel éléments finis FLUX®2D afin de déterminer les performances de chaque topologie. Les calculs ont été effectués avec l'application Magnéto harmonique et avec la caractéristique magnétique du matériau ferromagnétique utilisé (Fig.II.4). Du fait des zones de saturations de la machine et du temps de calcul, il a été nécessaire de réaliser un protocole de calcul permettant d'optimiser les recherches d'optima dans chaque configuration. Pour ce faire nous avons tracé l'évolution du couple et de la densité de courant efficace dans chacune des configurations et pour chaque paramètre. Le nombre de point de calculs a été limité à 10 valeurs de glissement adaptées à chaque configuration. Les courbes ont ensuite été interpolées via un polynôme afin d'obtenir couples et densités exactes pour les glissement intermédiaire et donc éviter des itérations trop nombreuses**. Le temps de simulation pour chaque nouveau paramètre se situe dans la plage horaire 7H à 16H suivant la précision voulue, la fréquence et la tension d'alimentation déterminant l'état de saturation du moteur.** L'organigramme présenté sur la

figure II.32 relate le processus de variation paramétrique. Il est évident que le processus d'adaptation de la tension ne nécessite pas d'adaptation de la géométrie contrairement au choix du diamètre d'alésage. L'ensemble de ce processus de variation paramétrique est un processus long et fastidieux. En effet, l'optimisation de la machine devra se faire selon 3 objectifs de performances à savoir : le passage des couples 80N.m (basse vitesse p=4) et 50N.m (moyenne vitesse p=4) et 23N.m (très haute vitesse p=2) , la minimisation de la densité de courant dans ces 3 cas de figure mais également l'impact du paramètre sur les états de saturations de la machine suivant la polarité.

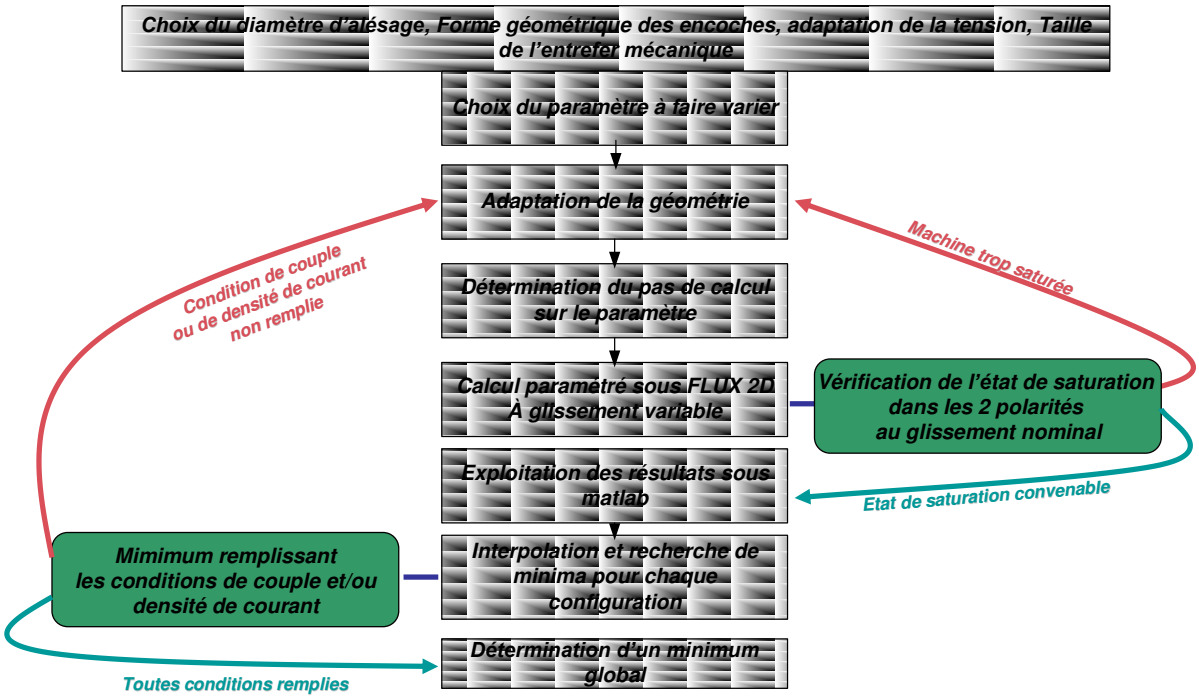


Fig.II.32. Méthodologie d'optimisation de la machine double étoile

N.B **: Chacune des topologies présentées ci après sont optimisées pour le paramètre considéré. Chaque variation du paramètre entraînant une modification de la tôlerie de la machine. Ainsi chaque machine est optimisée et ne possède donc pas les mêmes dimensions dans chaque configuration. De plus le volume utile de la machine étant fixé, nous fixerons le diamètre extérieur à 160mm pour une longueur utile de la machine (hors tête de bobines) de 75mm.**

4.3. Choix du nombre de barres rotoriques

Le choix du nombre de barres rotoriques découle directement des lois de dimensionnement des moteurs asynchrones [Liang95] classiques afin de limiter les effets des harmoniques de denture [Bouchard97], [Lateb thèse]. Si on note N_r le nombre de barres au rotor et N_s le nombre d'encoches statoriques, ces paramètres doivent obéir aux règles suivantes :

➔ Limitation du couple réluctant dans les deux polarités engendrant des pulsations de couple:

$$\left|nN_s \pm mN_r\right| \neq 2kp \tag{17}$$

où p désigne la polarité

et $n,m,k \in N^+$

➔ Limitation des vibrations et des forces radiales agissant sur le rotor :

$$\left|N_s - N_r\right| \neq kp + r \tag{18}$$

où k est un entier

r est le mode de vibration des forces radiales

On se propose donc d'étudier l'impact du nombre de barres dans les deux configurations de bobinage. En effet du fait du changement de polarité, le nombre de barres rotoriques doit être un compromis permettant de limiter le couple réluctant et les efforts radiaux dans les deux polarités. On constate ainsi que la topologie à 48 encoches statoriques et 46 encoches rotoriques minimise les oscillations de couple à p=4 mais le passage à p=2 entraîne des oscillations de couples dues à la présence de l'harmonique 48 directement lié à la denture. En effet cet harmonique satisfait à la relation (16) pour le triplet n=1, m=0 k=12 (resp. k=6) pour p=2 (resp. p=4). La configuration la plus intéressante est donc un nombre de barres rotoriques égal à 38 car les oscillations de couple sont minimisées dans les deux configurations de polarité. A titre d'exemple un nombre de barres rotoriques égal à 40 et un nombre d'encoches statorique égal à 48 donne un grand nombre de valeurs $n,m,k \in N^+$ satisfaisant la relation (16), et ce quelque soit la polarité, le couple réluctant sera donc important comme le montre les figures II.33 et II.34.

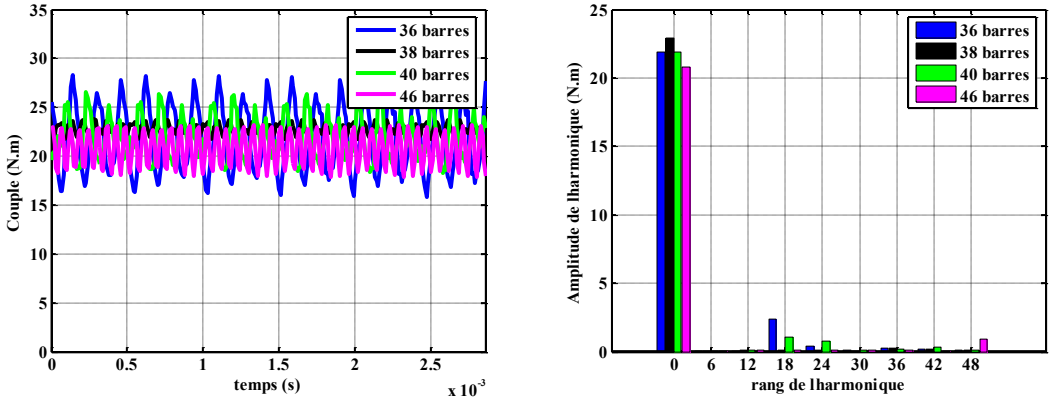


Fig.II.33. Calcul du couple en fonction du temps et de son spectre harmonique pour différentes valeur du nombre de barres rotoriques à **p=2 et à Ns=48**

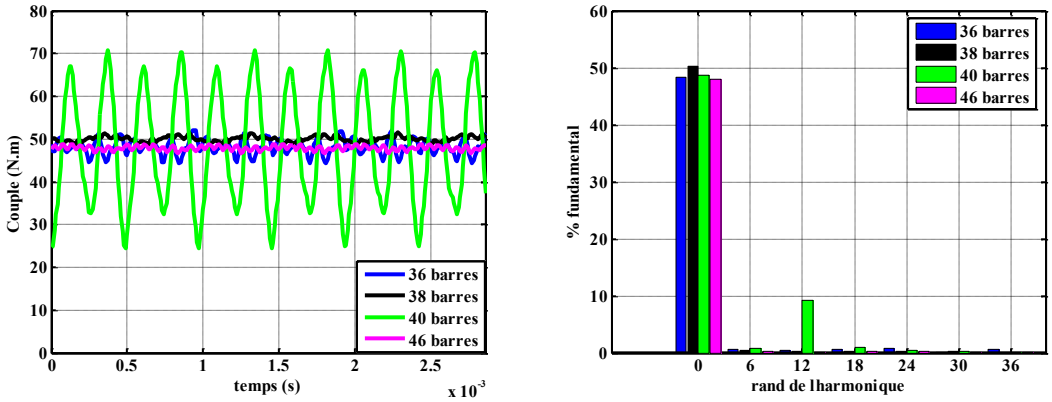


Fig.II.34. Calcul du couple en fonction du temps et de son spectre harmonique pour différentes valeur du nombre de barres rotoriques à **p=4 et à Ns=48**

Ainsi afin d'optimiser notre géométrie dans les deux polarités le choix d'un nombre de barres se portera sur un nombre égal à 38 permettant de limiter les oscillations de couple dans les deux polarités. Dans ces conditions, la relation (17) est vérifiée au moins pour les modes gênant (mode 1), ce choix de nombres d'encoches permet d'éviter les désagréments causés par ce mode de vibration. Les modes de rang élevé auront un impact négligeable.

4.4. Impact de l'entrefer sur la valeur du couple à glissement nominal

Une étude succincte a été menée afin de vérifier l'impact de la valeur de l'entrefer sur le couple. Il est à noter que pour une valeur de l'entrefer de 0.3mm, le couple souhaité à haute vitesse (23N.m) est obtenu pour un glissement d'environ 1%. Pour cette même valeur du glissement nous faisons varier l'épaisseur de l'entrefer à tout autre paramètre constante avec une alimentation à V/f constant (V=300V max et f=350 Hz). On constate bien que les performances de la machine diminuent de près de 30% si l'on passe d'un entrefer de 0.3mm à 1mm.

L'augmentation de l'entrefer entraîne la diminution de couplage entre les bobinages statoriques et les bars rotoriques (augmentation des fuites) ce qui a pour conséquence la diminution du couple et l'augmentation du courant magnétisant à glissement donné. Afin de donner un maximum de chances à la solution du moteur asynchrone à polarité configurable, il convient de choisir un entrefer mécanique le plus petit possible pour garantir de bonnes performances. Toutefois nous nous limiterons à un entrefer de 0.3 mm en raison des limites technologiques de surfaçage des pièces ferromagnétiques. Pour la suite de l'étude l'épaisseur de l'entrefer sera fixée à sa valeur minimale autorisée par les contraintes mécaniques (0.3 mm dans notre cas).

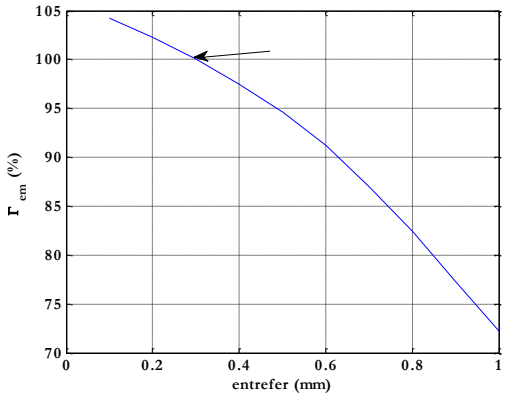


Fig.II.35. Impact de la taille de l'entrefer sur le couple à glissement fixé

4.5. Impact du rayon d'alésage

Le rayon d'alésage a un impact prépondérant sur les performances des machines électriques en général. Nous étudions alors l'impact de ce paramètre avec les contraintes imposées par l'application :

- ➔ Diamètre extérieur imposé (160mm)
- ➔ Alimentation donnée pour un point de fonctionnement (tension de 290V max et une fréquence 350 Hz)
- ➔ Densité de courant efficace maximale de 10Aeff/mm²

En effet, toute autre grandeur mise à part, le couple est proportionnel au carré du diamètre d'alésage. Dans ces conditions, l'espace alloué pour les encoches pour un diamètre important diminue rapidement. L'augmentation du diamètre d'alésage est limitée par l'augmentation rapide de la densité de courant sur le cuivre. L'intervalle admissible de variation du diamètre d'alésage est borné par : une valeur maximale au-delà de laquelle la densité de courant et donc les pertes Joule augmentent fortement, par une valeur minimale car le couple diminuant nous ne pouvons garantir les performances sur la plage de vitesse. Pour cette raison,

nous limitons l'étude sur un intervalle (90mm à 110mm), dans lequel nous sommes assuré d'obtenir les performances dans l'ensemble des configurations Nous proposons une étude sur cet intervalle à nombre de spires par faisceaux de conducteurs fixé à 9 (72 par phase) afin d'avoir une bonne adaptation à la tension d'alimentation. La variation paramétrique sur le diamètre d'alésage permet d'obtenir les courbes des figures II.36 à II.39.

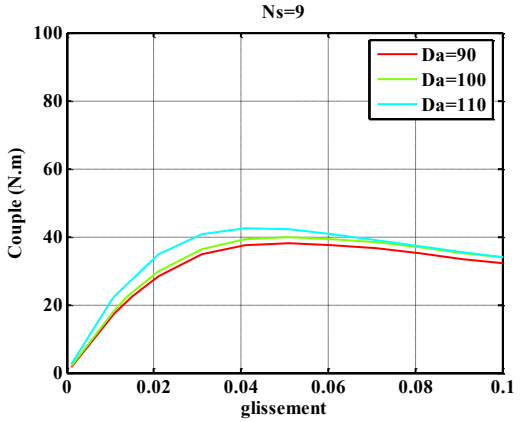


Fig.II.36. Caractéristiques couple glissement obtenues pour différentes valeurs du rayon d'alésage

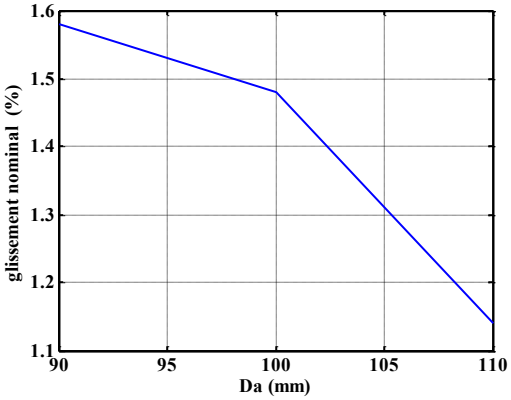


Fig.II.38. Allure du glissement nominal de la machine en fonction du diamètre d'alésage.

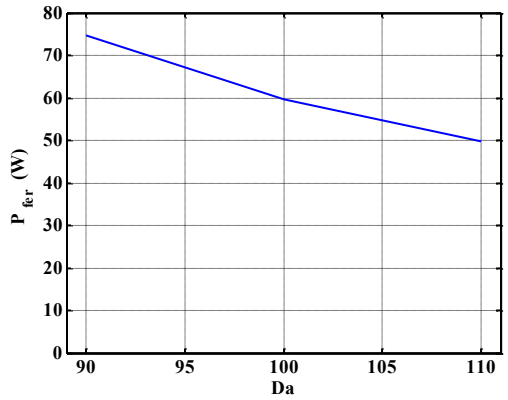


Fig.II.37. Allure des pertes fer en fonction de Da au point nominal

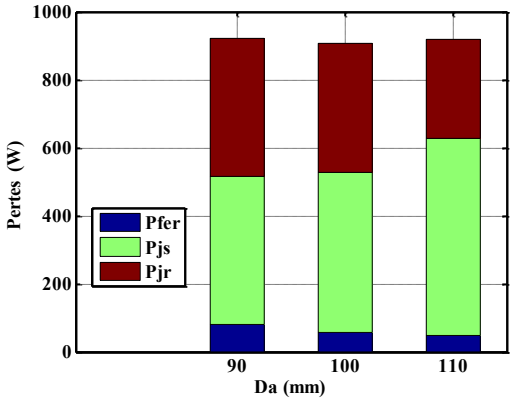


Fig.II.39. Allure des pertes en fonction du diamètre d'alésage

Nous constatons tout d'abord comme nous l'avions annoncé précédemment que les pertes Joules statoriques augmente lorsque le diamètre d'alésage augmente (Fig.II.39). L'espace alloué aux encoches étant plus faible, la résistance augmente et par la même occasion les pertes Joule statorique. De plus, les fuites diminuant lorsque l'on augmente le rayon d'alésage, une machine à rayon d'alésage important permet de diminuer le glissement nominal et par la même occasion diminuer les pertes au rotor (Fig.II.38 et Fig.II.39). De plus un couple maximal important dans le cas de machines pour application de traction est primordial afin de pouvoir avoir les ressources nécessaires pour effectuer le démarrage. Globalement les pertes joules

rotoriques étant plus délicates à évacuer que les pertes au stator il est préférable d'utiliser des moteurs présentant un minimum de pertes rotoriques en gardant des pertes joules au stator raisonnables.

La masse de la machine diminuant lorsque l'on augmente le rayon d'alésage il est alors judicieux d'avoir un rayon d'alésage le plus important possible ce qui permet d'augmenter le rayon intérieur image de la taille de culasse rotorique et ce qui permet d'améliorer son couple massique point important pour les applications embarquées.

Nous rappelons que les pertes fer exposées sur les figures II.38 et II.39 sont calculées sous Flux2D grâce à la formule de Bertotti [Bertotti90] [Fiorillo90]. La densité volumique de puissance moyenne dP_{moy} s'écrit :

$$dP_{moy} = k_h B_m^2 f + \frac{\pi \sigma d^2}{6}\left(B_m f\right)^2 + k_e\left(B_m f\right)^{3/2}.8.67 \qquad (19)$$

Où k_h désigne le coefficient de pertes par hystérésis

k_e désigne le coefficient de pertes en excès

σ désigne la conductivité du matériau

d est l'épaisseur de la tôle

f la fréquence

B_m est l'induction maximale atteinte

Les constantes évoquées ci-dessus sont identifiées à l'aide des données de constructeur pour les matériaux utilisé dont la caractéristique magnétique est précisée sur la figure II.4.

Ici également il est plus intéressant de dimensionner notre moteur avec un diamètre important. En effet l'augmentation du diamètre d'alésage tend à faire diminuer le volume de fer du moteur et par là même occasion diminuer les pertes fer. De plus du fait de l'excellente qualité du fer utilisé ces pertes fer sont vraiment minimes. 95% des pertes fer se situent dans la tôlerie statoriques, en effet la fréquence du champ créé au rotor est très faible du fait du très faible glissement de ces machines. De plus la qualité de tôle utilisée permet de limiter également ces pertes fer, l'épaisseur de tôle étant de 0.1mm.

On constate ainsi que la somme des pertes est globalement constante sur l'intervalle considéré du diamètre d'alésage. Cependant, si l'on considère les pertes Joule rotoriques , l'augmentation du rayon d'alésage permet de les diminuer. En contrepartie les pertes joules statoriques sont plus importantes mais également plus faciles à évacuer car l'espace alloué aux encoches est plus réduit.

En d'autres termes un rayon d'alésage proche de 110 mm permet de limiter l'échauffement au rotor tout en conservant des pertes au stator raisonnables. Un rayon d'alésage plus élevé réduirait fortement l'espace alloué aux conducteurs et dès lors la densité de courant dépasserait fortement les limites thermiques de la machine. L'étude proposée ici ne concernait que la plus basse polarité. Nous orienterons donc la suite de l'étude sur une machine ayant un diamètre d'alésage de l'ordre de 110mm qui sera amené à être légèrement modifié du fait de la spécificité du dimensionnement de machines à polarité configurable destinées à la traction. En effet les besoins de couple à basse vitesse nécessiteront d'affiner cette valeur afin d'obtenir les performances souhaitées avec un niveau de pertes joules admissible au regard des contraintes thermiques de la machine.

4.6. Adaptation à la tension et choix du nombre de spires

Afin d'utiliser au mieux la tension disponible au niveau du bus continu (540V DC), il faut adapter correctement la valeur du nombre de spires par phase. Pour ce faire nous proposons de calculer, pour plusieurs valeurs du nombre de spires par faisceaux de conducteurs, la valeur du couple nominal à haute vitesse (23N.m à 10500 tr/min (p=2)). La figure II.40 propose les valeurs de tension d'alimentation à imposer pour obtenir un minimum de densité de courant sur le cuivre. Nous fixerons ainsi le diamètre d'alésage à une valeur de 110mm. Ainsi comme nous pouvions nous y attendre l'augmentation du nombre de spires permet d'utiliser au mieux la valeur de tension d'alimentation. Un nombre de spires égal à 10 permet d'obtenir une densité de courant efficace minimale sur le cuivre de 9.4 A/mm² pour 23N.m et une tension d'alimentation de 301 V à 350 Hz pour le fonctionnement à 10500 tr/min. A basse vitesse, le fondamental de coefficients de bobinages est plus important et donc l'induction moyenne d'entrefer augmentera, de ce fait la tension nécessaire à haute polarité sera plus faible.

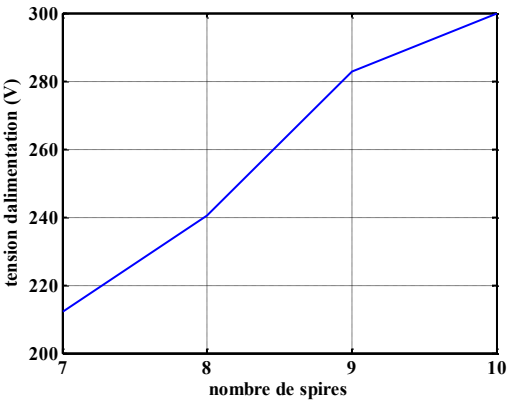
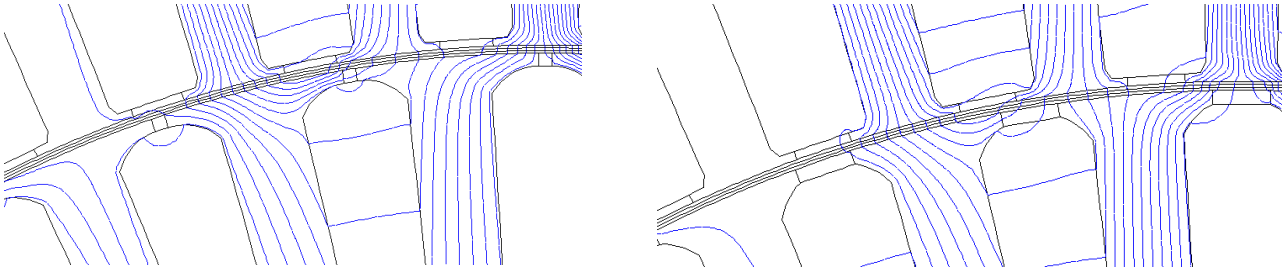


Fig.II.40. Valeur nominale de la tension à imposer en fonction du nombre de spires par faisceaux

4.7. Impact de l'ouverture relative des isthmes d'encoches statoriques et rotoriques

En ouvrant l'isthme d'encoche, qu'il soit statorique ou rotorique, diminue l'inductance de fuite (Fig.II.41) Nous définissons ici l'ouverture relative d'encoche comme étant le rapport entre l'isthme d'encoche et l'ouverture d'encoche. Ce phénomène permet d'augmenter la valeur du couple à glissement donné. Néanmoins, l'induction moyenne dans l'entrefer va baisser ce qui conduira à la réduction du couple à glissement donné. Par conséquent un compromis sur l'ouverture d'isthme d'encoche est nécessaire.



Ouverture relative de 10% Ouverture relative de 70%

Fig.II.41. Allure des lignes de champs pour deux valeurs d'ouverture relative d'encoche rotoriques

A ce titre une étude paramétrique a été menée afin de vérifier ces propos en faisant varier l'ouverture relative d'encoche rotorique de 10% à 95%. Les réquisitions en couple à basse vitesse étant plus contraignantes puisqu'ils nécessitent des couples très élevés, les études porteront sur la configuration à polarité haute p=4.

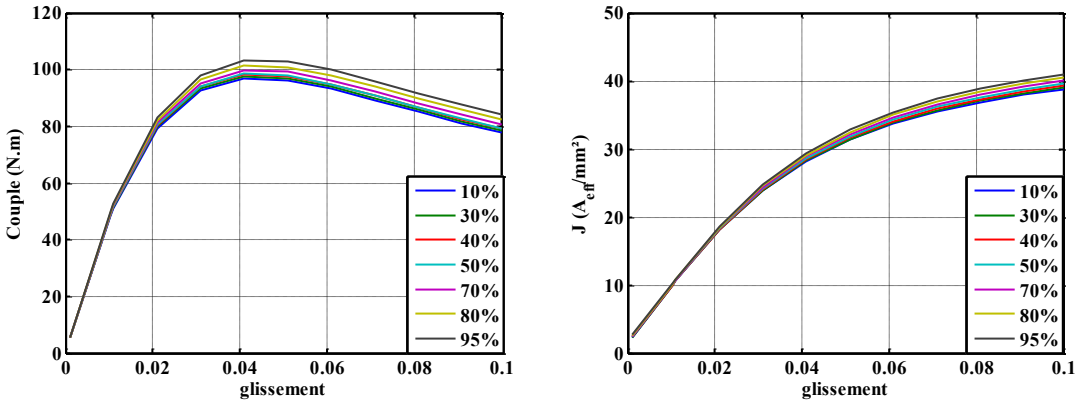


Fig.II.42. Allure du couple et de la densité de courant efficace en fonction du glissement pour différentes valeur de l'ouverture d'isthme d'encoche rotorique

Ces résultats mettent en évidence que l'ouverture relative de l'encoche rotorique va peu affecter la valeur du glissement nominal de la machine correspondant ici à un couple de 50N.m (Fig.II.42). Toutefois l'amplitude du couple maximal augmentant il est intéressant d'augmenter l'ouverture

relative afin de gagner les quelques N.m nécessaires au passage du point à très basse vitesse et au couple de 79.5N.m correspond à la phase de démarrage du roulage. De la même manière une ouverture relative importante de l'isthme d'encoche statorique permet également d'augmenter le couple maximal de notre machine. L'impact de ces ouvertures est minimes mais peut permettre de passer le couple au démarrage en jouant uniquement sur la taille de ces isthmes (Fig.II.43). Dans la suite de l'étude, nous utiliserons des encoches relativement ouvertes à la fois au rotor et au stator.

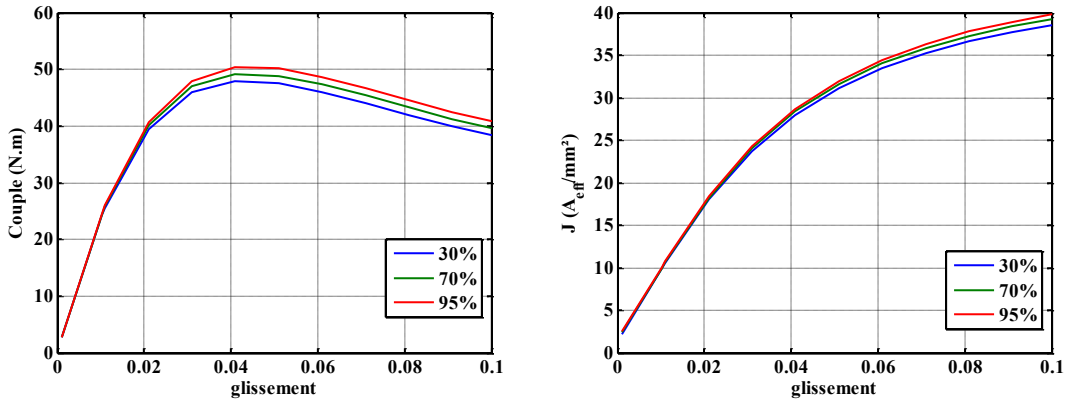


Fig.II.43. Allure du couple et de la densité de courant efficace en fonction du glissement pour différentes valeur de l'ouverture d'isthme d'encoche statorique

4.8. Impact de la hauteur des encoches rotoriques

Une augmentation de la hauteur de l'encoche rotorique diminuera la valeur de la résistance rotorique puisque sa surface s'en verra également augmentée. Mais cette augmentation de la longueur de l'encoche rotorique augmente la valeur de l'inductance de fuites rotorique et par conséquent réduira la valeur du couple maximal (Fig.II.44).

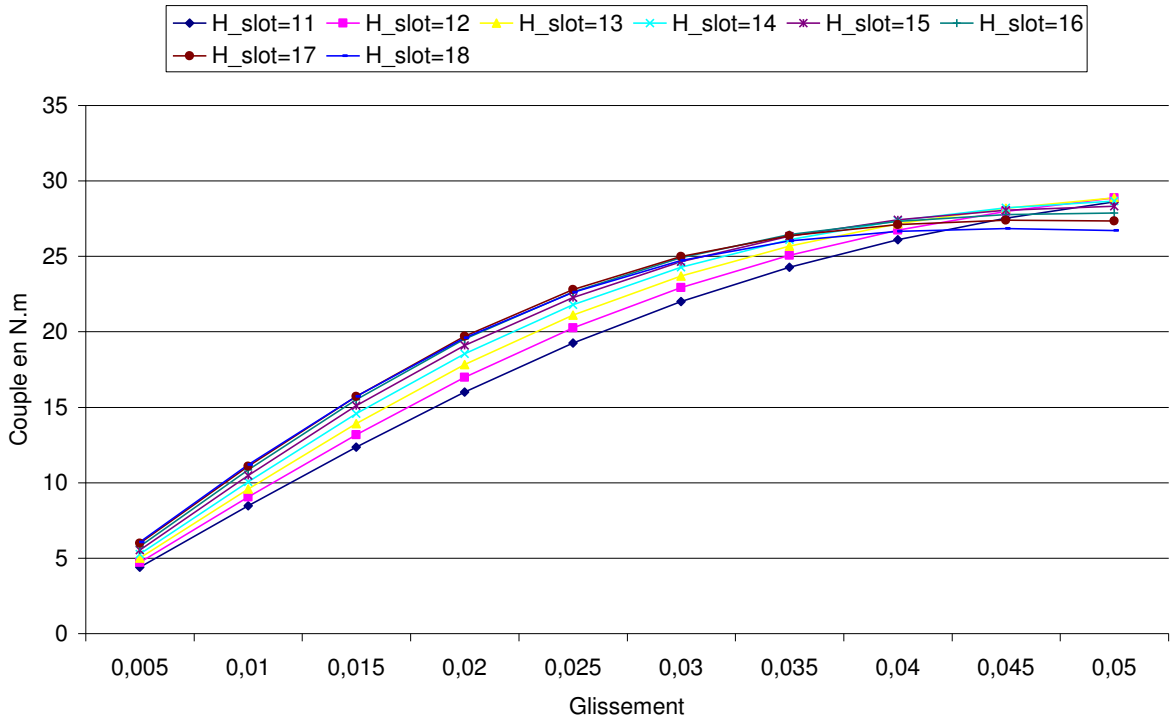


Fig.II.44. Allure du couple en fonction du glissement pour différentes valeurs de la longueur des encoches rotoriques

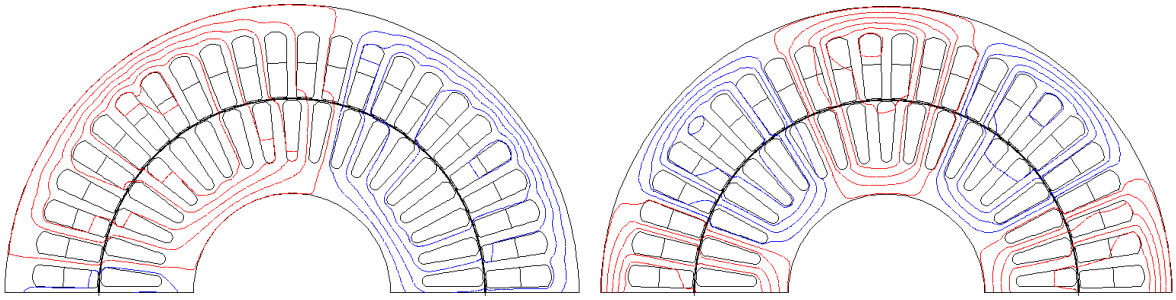
Toutefois, une hauteur d'encoche trop importante augmente la masse de la machine. Par conséquent, le choix de la hauteur d'encoche est un compromis entre la minimisation du glissement pour le couple souhaité (23N.m par exemple) et la réduction de masse. Avec ces contraintes, une hauteur d'encoche comprise entre 14 et 17 mm pourrait être admise

5. Performances de la topologie retenue

Au regard des précédentes études, nous allons ici nous intéresser à l'étude d'une topologie optimisée. Les principes de dimensionnement rappelé nous étudierons les allures des courbes couple glissement afin de déterminer les performances de notre machine à chacun des points de la caractéristique couple vitesse de la spécification.

5.1. Choix de topologie au regard de la variation paramétrique

Nous proposons ici les résultats d'optimisation de la machine asynchrone à changement de polarité (Fig.II.46). L'ensemble des points précédents ont été pris en compte afin d'obtenir une topologie de moteur permettant d'être intéressante dans l'ensemble des configurations (Fig.II.45)



a) p=2 *b)p=4*

Fig.II.45. Allure des lignes de champ dans les deux configurations.

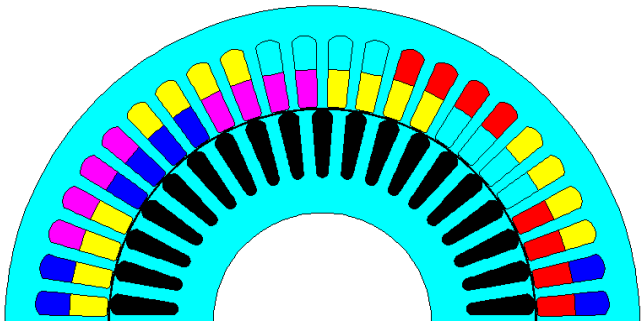


Fig.II.46. Plan de coupe de la machine retenue

Le choix d'un nombre de spire égal à 10 permet d'utiliser la tension disponible au niveau du Bus continu de façon optimale pour les hautes vitesses correspondant aux durées les plus longues de fonctionnement. Nous avons vu précédemment que l'augmentation du diamètre d'alésage permet de limiter les pertes Joules au rotor. C'est pourquoi nous avons opté pour une machine ayant un diamètre d'alésage proche de 110mm. Nous n'avons pas gardé 110mm car avec ce diamètre le ratio culasse/surface d'encoche était insuffisant pour éviter la saturation dans la culasse et une densité de courant efficace sur le cuivre inférieure à 10Aeff/mm². Nous avons dès lors choisi de conserver la taille des encoches statoriques mais en diminuant de 1 mm le rayon d'alésage le portant à 54.5mm.Grâce à ce procédé nous gagnons 1mm de culasse permettant de la dé-saturer et par la même occasion nous diminuons le courant nécessaire à l'obtention du couple du fait de la diminution des zones saturées dans la machine. La figure II.47 présente les états de saturation dans les deux polarités. La saturation dans les zones les plus sujettes à la saturation est de l'ordre de 2.3 T (une surface limitée de culasse à p=2 et un nombre limité de dents statoriques à p=4). Les dents statoriques sont de forme trapézoïdales car la saturation apparaissait plutôt en haut de dent. Ainsi l'augmentation des dents statoriques dans cette zone permet de limiter quelque peu la saturation de la machine. L'ouverture des isthmes statoriques est choisi de telle sorte que l'on limite les oscillations de couple et permet d'augmenter sensiblement les valeurs des couples maxima.

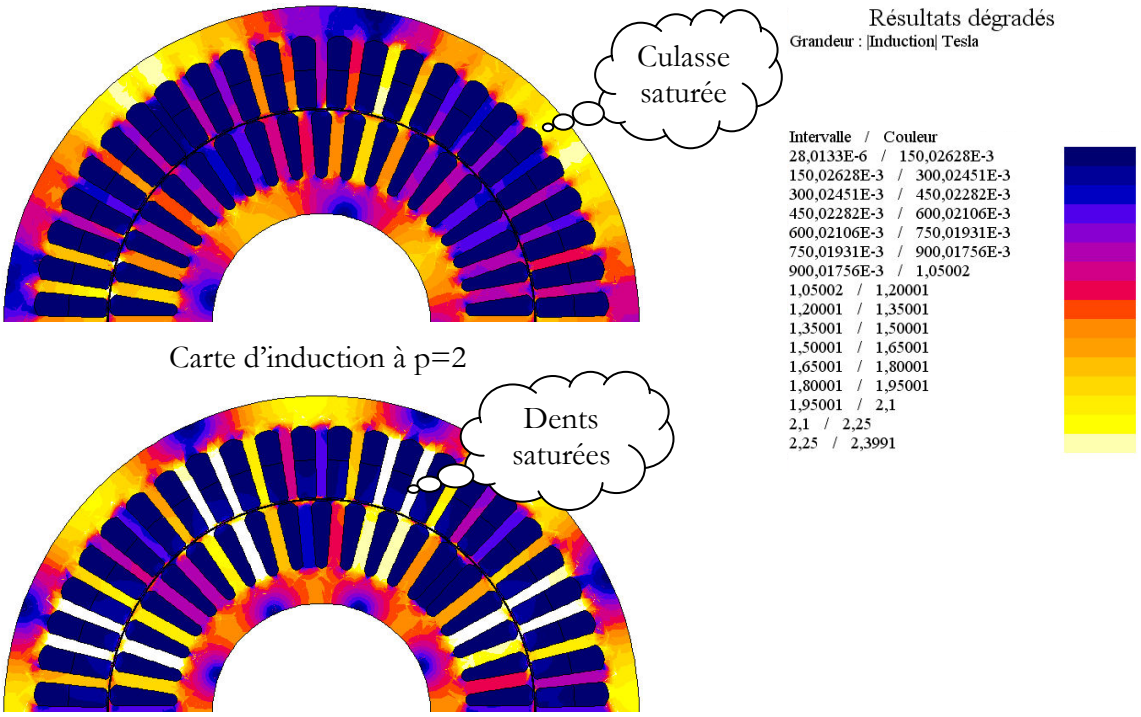


Fig.II.47. Carte d'induction pour les deux polarités

5.2. Performances du moteur choisi

Nous présentons tout d'abord les allures de couples et densités de courant à 360hz à 300V pour p=2 (vitesse de rotation de 10500tr/min) et 275V à p=4 (vitesse de rotation de 5250 tr/min) obtenues grâce à calcul avec l'application Magnéto-harmonique. Les parties utiles des courbes (Fig.II.48), concerne les glissements inférieurs à 2% à p=2 et 3.7% à p=4.

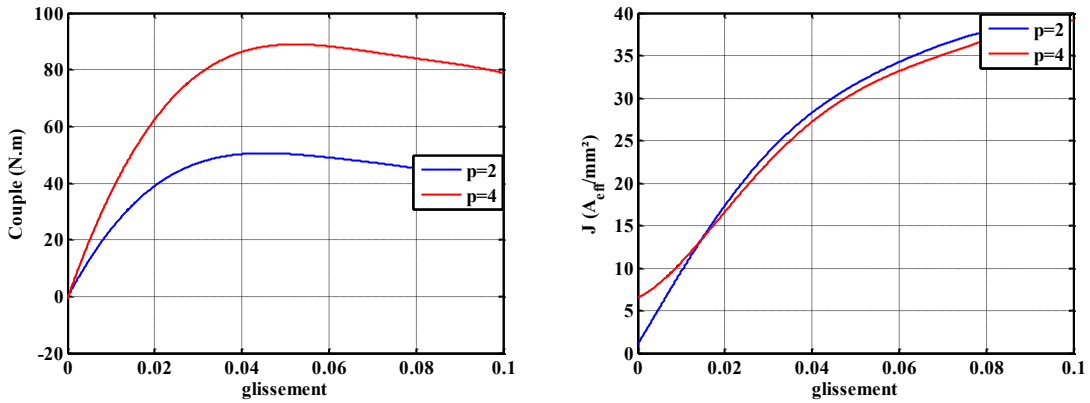


Fig.II.48. Allure du couple et de la densité de courant efficace en fonction du glissement pour les deux polarités à 360Hz

On constate tout d'abord que pour la polarité la plus basse correspondant à la haute vitesse, le courant magnétisant est assez faible ce qui garantit un état de saturation correct dans la machine dans cette configuration. Comme nous l'avions indiqué précédemment, dans le cas de la forte polarité l'induction dans les dents est plus importante et ce qui aura pour effet l'augmentation du courant pour satisfaire aux exigences de couple dans la configuration p=4.

A la vue de l'allure du couple à basse polarité, il apparaît clair que nous ne pourrons pas surfluxer la machine de façon importante pour obtenir le couple de 50N.m à 5250 tr/min. En effet, nous constatons que le couple de 50N.m n'est pas atteint, et que de plus pour des couples supérieurs à 30N.m la densité de courant dépasse les 15 A/mm² efficace. De ce fait cette configuration ne sera pas très intéressante pour des couples supérieurs à cette valeur. On constate que pour la polarité 4, le courant magnétisant est plus important en raison de la saturation plus importante des dents statoriques. Ainsi il n'est pas possible d'obtenir une valeur de densité de courant comparable à la polarité précédente. De plus à la vue de l'allure de la figure II.48 il apparaît qu'il est possible d'atteindre le couple de démarrage (79.5 N.m). Afin de limiter la valeur de la densité de courant au démarrage il sera nécessaire d'adapter la tension correctement afin d'éviter une sur-saturation de la machine et par la même occasion causer une augmentation du courant magnétisant de la machine.

Nous proposons ci-dessous un tableau (Fig.II.49) présentant les performances du moteur à différents points de fonctionnement : Ainsi, pour une polarité de 2, le couple de 23N.m à 10500 tr/min est obtenu pour une densité de courant de 9.3A/mm² ce qui correspond aux exigences de la spécification. Le rendement est quant à lui de 96% hors pertes mécaniques. Les pertes Joules au stator sont assez faibles et pourront être évacuées facilement. 30% des pertes Joules sont localisées au niveau du rotor de la machine.

	p=2	*p=4*	*p=4*
Couple (N.m)	23	50	79.5
Glissement (%)	0.96	1.3	2.5
Vitesse (tr/min)	10500	5250	887
Js eff (A/mm²)	9.3	13.1	21.3
Ieff (A)	24	32.8	51.3
Vmax (V)	301	275	64
Cos phi	0.9	0.9	
Pmeca (kW)	24.2	28.2	//
Pactif (kW)	25.1	29.6	//
Pjs (W)	528	991	//
Pjr (W)	358	418	//
Pfer (W)	50	40	//
rendement	0.96	0.952	//

Fig.II.49. Tableau récapitulatif des performances

Il faudra ainsi une bonne évacuation de la chaleur afin d'éviter un échauffement excessif du rotor, l'amplitude de la densité de courant sur les barres de cuivre étant de l'ordre de 6.5A/mm² (Fig.II.50).

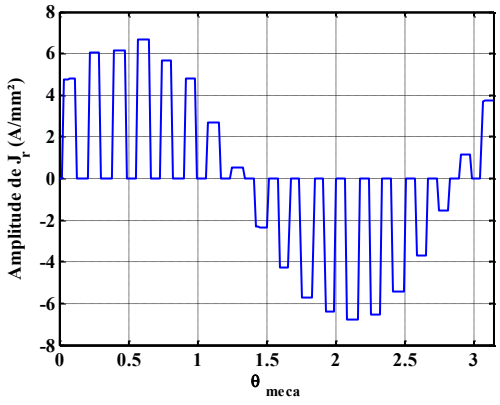


Fig.II.50. Densité de courant efficace sur les barres rotoriques au glissement nominal à p=2

En passant à une polarité de 4, le glissement augmente légèrement du fait l'augmentation de la saturation du moteur. Le rendement est similaire au cas précédent ce qui assure que la machine retenue reste performante dans les deux configurations. La densité de courant sur le cuivre au

stator est de l'ordre de 13.4A/mm² efficace qui reste comparable au cas précédent, mais du fait de la surintensité nécessaire au bon fluxage du moteur dans cette polarité le courant de phase doit augmenter sensiblement. Nous constatons également que le couple de démarrage est obtenu pour une densité de courant de 21.3A/mm² qui reste une valeur acceptable en raison de la très courte plage d'utilisation à ce couple (durée d'application de ce couple : 3s).

5.3. Analyse des performances de la machine à polarité configurable

En vue de l'application de taxiiage, nous nous devons de répondre aux performances de la spécification (Fig.II.51). De ce fait nous allons présenter ici l'allure du couple en fonction de la vitesse pour les 3 points durs de fonctionnement que sont les points A, B, C indiquée sur la (Fig.II.51) ainsi que des points intermédiaires permettant de tracer l'ensemble de la caractéristique présentée sur cette figure:

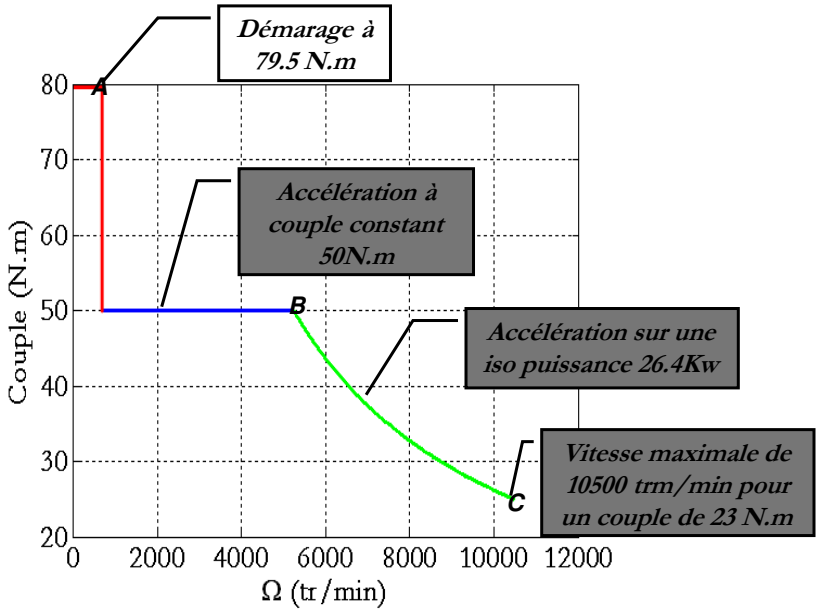


Fig.II.51. Spécification de la caractéristique couple vitesse demandée sur la plage 0-10500 tr/min

5.3.1. Analyse des performances au regard de la spécification couple vitesse

Les figures II.52 à II.57 présentent les courbes de couple, pertes, densité de courant et tension d'alimentation en fonction de la vitesse de rotation de la machine. Les caractéristiques couple-vitesse (Fig.II.52) obtenues avec la machine à polarité configurable montre que l'on peut satisfaire à la spécification sur l'ensemble de la plage de vitesse. Sur la figure II.52, nous constatons que la configuration à p=4 permet d'obtenir le couple requis au démarrage avec une densité de courant raisonnable sur 3s (<22 A/mm²) et permet une accélération à couple constant (50 N.m, Fig.II.52)

jusqu'à une vitesse de 5250 tr/min avec une densité de courant acceptable (13.1A/mm², Fig.II.55. Ce résultat est cohérent car sur l'ensemble de cette plage de vitesse car les calculs sont effectués à flux constant, le flux ne variant quasiment pas la densité de courant et le couple restent pratiquement constants à glissement pratiquement constant.

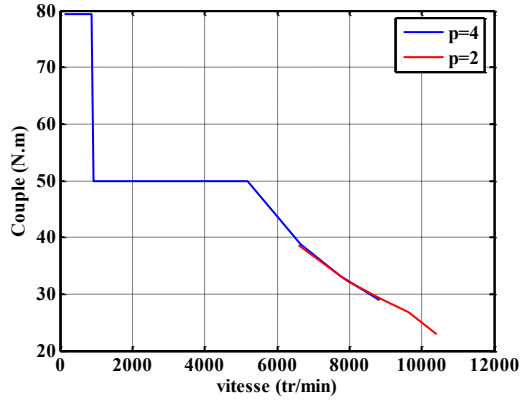


Fig.II.52. Allure du couple en fonction de la vitesse pour les deux polarités

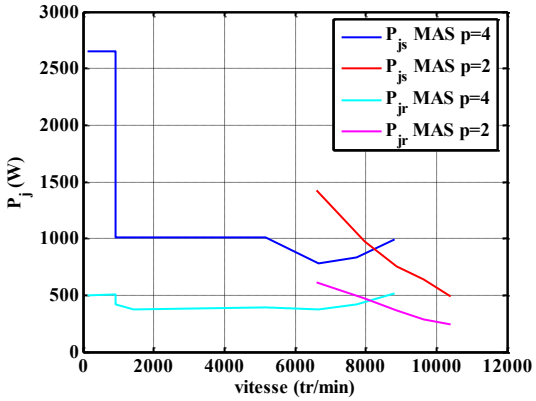


Fig.II.53. Allure des pertes en fonction de la vitesse pour les deux polarités

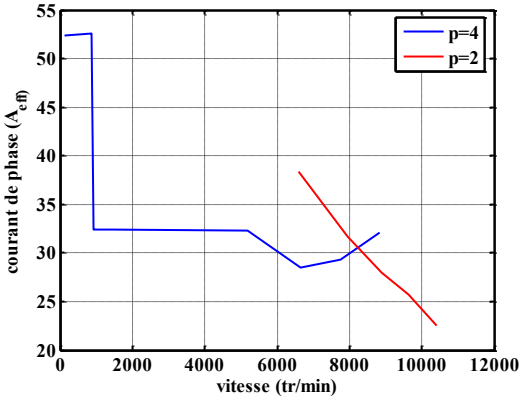


Fig.II.54. Allure de la valeur efficace du courant de phase en fonction de la vitesse pour les deux polarités

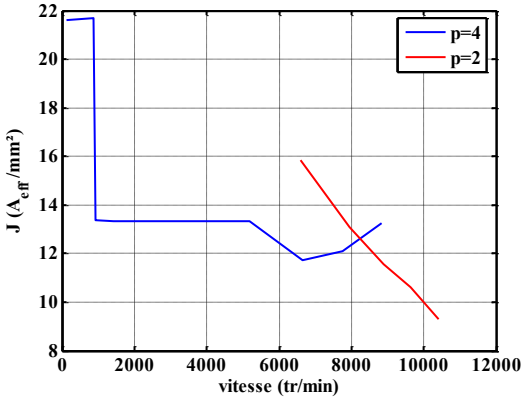


Fig.II.55. Allure de la valeur efficace de la densité de courant en fonction de la vitesse pour les deux polarités

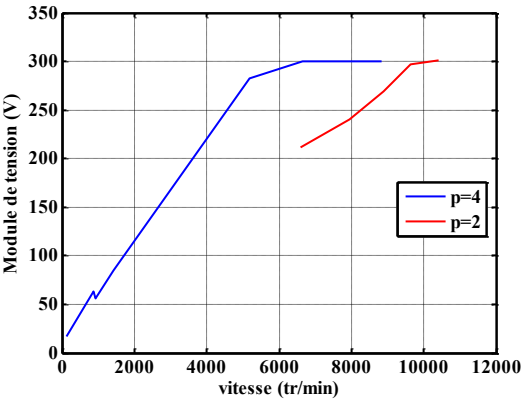


Fig.II.56. Tension d'alimentation en fonction de la vitesse pour les deux polarités

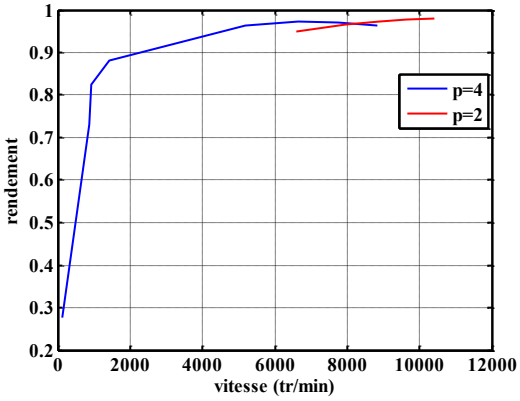


Fig.II.57. Allure du rendement en fonction de la vitesse pour les deux polarités

Il est à noter qu'après la zone d'accélération à couple constant jusqu'à 5250 tr/min, nous passons dans une zone où le couple diminue avec la vitesse en suivant une iso-puissance. Etant donné que la tension appliquée à 5250 tr/min est environ 275V, nous pouvons accélérer dans un premier temps en augmentant à la fois la tension et la fréquence d'alimentation en diminuant le couple car la tension maximale disponible est d'environ 300 V pour l'application avionique considérée. Cependant, compte tenu de la baisse du couple avec la vitesse nous réduisons aussi légèrement le flux entre 5250tr/min et 6500 tr/min, ce qui permet de diminuer l'état de saturation des dents et donc de réduire la composante du directe du courant (courant magnétisant) en même temps que la composante en quadrature qui impose le couple dans cette partie. Dans cette zone la densité de courant diminue du fait de la meilleure adaptation du niveau de saturation dans la machine et passe de 13.1A/mm² (à 5250 tr/min) à 11.9 A/mm² (à 6500tr/min) comme nous le constatons sur la Fig.II.55). Mais au-delà de 6500 tr/min le maximum de tension disponible est atteint et afin d'obtenir les performances souhaitées il est nécessaire d'augmenter le glissement et par conséquent le courant et la densité de courant augmentent (Fig.II.54 et Fig.II.55). De ce fait, pour des vitesses supérieures à 8200 tr/min, nous préconisons d'utiliser la configuration à 2 paires de pôles pour laquelle la densité de courants et les pertes sont plus faibles (Fig.II.55 et Fig.II.53).

Nous avons adapté la tension pour la configuration à la plus haute vitesse (10500 tr/min avec une tension de 300V et une fréquence d'environ 360 Hz), il est donc normal d'obtenir le minimum de densité de courant pour ce point de fonctionnement (Fig.II.55). A vitesse maximale de roulage (10500tr/min avec 23N.m), les pertes aussi bien au stator qu'au rotor sont minimisées grâce à la diminution du glissement et de la densité de courant qui est également raisonnable en ce point (9.4 A/mm²). Cette configuration permet également de diminuer la vitesse tout en augmentant le couple mais au dépend de la valeur du glissement qui augmente. En effet comme nous l'avons vu précédemment, du fait de l'allure de la courbe du couple en fonction du glissement on ne peut obtenir les performances en terme de couple qu'en augmentant le glissement. Cette augmentation tend à faire augmenter le courant et donc la densité de courant dans la machine et donc génère un échauffement supplémentaire qui peut nuire à l'intégrité du matériel si on diminue trop la valeur de la vitesse (vitesse inférieur à 8200 tr/min).

Etant donné l'application considérée, il est nécessaire que le moteur atteigne des rendements les plus élevés possible en minimisant les pertes. En effet du fait de l'étage de réduction et de son rendement, la spécification impose un rendement supérieur à 93% dans la phase de roulage. Compte tenu des pertes Joules en jeu, l'allure du rendement est présenté sur la figure II.57. On

constate ainsi que dans toute la période de roulage, c'est-à-dire une vitesse supérieure à 2000 tr/min, le rendement est supérieur à 90 % et au niveau du régime permanent on atteint un rendement hors pertes mécaniques sur l'arbre, de l'ordre de 96%. Ainsi, si les pertes sont évacuées correctement et nous atteignons les performances requises par la spécification.

Remarque :

Il est à noter que pour imposer le flux statorique ou rotorique dans le logiciel Flux2D à chaque point de fonctionnement, nous ne pouvions agir uniquement que sur la fréquence et la tension d'alimentation à chaque vitesse. De ce fait, le flux statorique ou rotorique n'est pas parfaitement fixé. Cependant en pratique, nous pourrons imposer la valeur des flux minimisant les pertes à chaque point de fonctionnement. Les résultats présentés ici ne sont que des valeurs approchées par borne supérieure des points optimaux. En effet, du fait du nombre de calculs nécessaire dans le but d'ajuster au mieux le point de fonctionnement à chaque vitesse, la finesse de résolution surestime légèrement le point de fonctionnement réel optimal.

5.3.2. Possibilité d'augmentation de vitesse au-delà de 10500tr/min pour la machine configurée à 2 paires de pôles

Dans le cas où le couple de charge est inférieur à 23N.m, il est possible de maintenir ce couple jusqu'à une vitesse supérieure afin d'augmenter la vitesse de roulage. Ce point pourrait présenter un intérêt pour optimiser le profil de roulage dans certains cas. La figure II.59 propose l'évolution des pertes à couple constant sur une plage de vitesse allant de 10500 tr/min à 16500tr/min. **La tension d'alimentation étant fixée à une amplitude 300 V,** on constate qu'il est possible d'accélérer jusqu'à une vitesse de près de 12000 tr/min avec des pertes de l'ordre 1kW comparables à la phase d'accélération avec la machine configurée à 2 paires de pôles (Fig.II.53). Si l'on s'autorise un échauffement supplémentaire, le gain en vitesse peut être considérable ; ce qui rend ce type de machine très compétitive puisque cette machine permet avec une bonne adaptation de la tension, de monter en vitesse en gagnant près de 15% de vitesse pour des pertes augmentant de 13%.

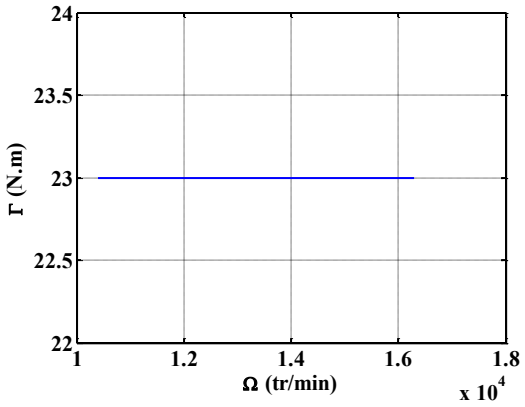


Fig.II.58. Allure du couple en fonction de la vitesse pendant la période de défluxage

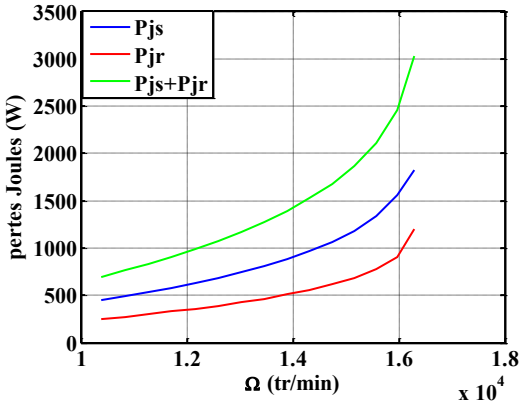


Fig.II.59. Allure des différentes pertes dans la machine en fonction de la vitesse pendant la période de défluxage

5.3.3. Procédé de changement de vitesse

A la vue des résultats précédents, on constate que d'un point de vue énergétique, il peut être convenu d'imposer le changement de polarité autour d'une vitesse de rotation de 8200 tr/min. En effet, en ce point, les densités de courant pour les deux polarités coïncident. Toutefois ce changement de polarité ne peut s'effectuer de façon instantanée. En effet lorsque la machine est configurée dans une polarité donnée, la répartition des courants induits au rotor présente la même polarité. Lors du changement de polarité, il est nécessaire de "défluxer" la machine complètement et la "fluxer" de nouveau dans la nouvelle polarité, ce qui conduit évidemment à une répartition instantanée des courants ayant cette nouvelle polarité à la fois dans les encoches statoriques que rotoriques. En pratique, une *première solution* consiste à inhiber les commandes des transistors des onduleurs, puis attendre plusieurs fois la constante d temps rotorique pour que la machine "se défluxe" totalement dans une polarité et finalement imposer la nouvelles polarité en reconfigurant la commande des deux onduleurs. Ce procédé de changement de polarité nécessite d'annuler la génération du couple durant la phase de défluxage dans une polarité et refluxage dans l'autre polarité, ce qui peut durer environ plusieurs centaines de millisecondes. Etant donné l'inertie liée à la masse de l'avion, on peut supposer que durant la phase de changement de polarité, la vitesse n'a pas le temps de varier significativement. L'autre solution serait de forcer par la commande la référence du flux (rotorique ou statorique selon la stratégie de commande utilisée) à *une valeur négative* toute en annulant la référence du couple. La composante en quadrature du courant (l'image de couple) s'annule rapidement (après quelques millisecondes) et la valeur estimée de flux diminue beaucoup plus rapidement qu'avec la première solution. Après passage par zéro du flux estimé, on reconfigure la commande de la machine pour que celle-ci

puisse fonctionner dans la nouvelle polarité. Comparée à la première solution de défluxage, cette solution permettrait de réduire significativement la durée de changement de polarité.
Il est donc nécessaire d'attendre un laps de temps afin que le flux s'annule avant d'enclencher la seconde polarité tout comme nous sommes amenés à le faire lors du changement de vitesse dans une automobile où il est nécessaire d'embrayer pour passer les rapports.

5.3.4. Considération de dimensionnement de l'étage de puissance

L'utilisation de ce type de moteur dans les domaines à larges plages de vitesse permet d'avoir des zones de fonctionnement dans lequel nous n'avons pas de surintensité trop importante. Ainsi dans le cadre de notre application, le courant de démarrage est de l'ordre de 53A par onduleur quand le courant nominal à haute vitesse est de l'ordre de 23Aeff. Ainsi les éléments de l'électronique de puissance doivent être dimensionnés de telle sorte que les pointes de courant au démarrage puissent être tolérées par les composants type diode ou transistor.

5.4. Etude en régime dynamique du contenu harmonique du courant et du couple à tension et fréquence imposée

On se propose ici de déterminer les performances de la MASDE optimisée avec un calcul en pas à pas dans le temps afin de déterminer l'impact des harmoniques d'espace, négligés pars l'étude magnéto-harmonique, sur les valeurs d'oscillations de couple ainsi que sur les harmoniques de courant. Nous allons étudier les deux point de fonctionnement nominal à haute vitesse à 23N.m pour un glissement de 0.96% et 50N.m à moitié de vitesse pour un glissement de 1.3%. Du fait de cette haute vitesse et de la capacité de stockage et de calcul de l'ordinateur utilisé, il n'est pas possible d'imposer un pas de temps nous permettant d'obtenir des formes d'ondes pertinentes au regard des harmoniques supérieurs à 6. La période du signal étant de 2.8ms il serait nécessaire d'utiliser 60 points de calculs par période au minimum pour visualiser les oscillations de couple. Dans cette partie nous imposons la vitesse de rotation du moteur et donc le glissement et analysons les performances. On constate ainsi que le fondamental de couple est fort sans harmonique 6 (Fig.II.60). Ceci provient de la répartition de bobinage qui est assez sinusoïdale. La FFT des courants statoriques font apparaître de très faibles taux d'harmoniques 5 et 7 ce qui garantit un très faible couple pulsatoire (Fig.II.61).

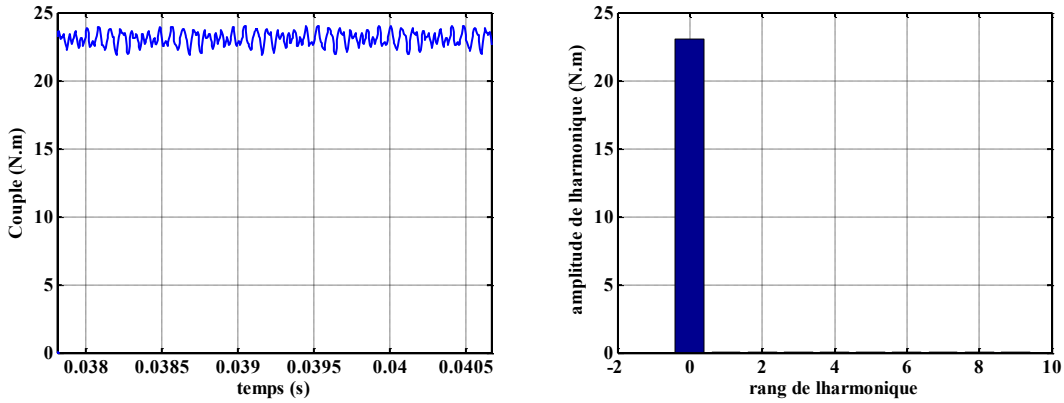


Fig.II.60. Allure du couple et de son spectre en régime établi à p=2

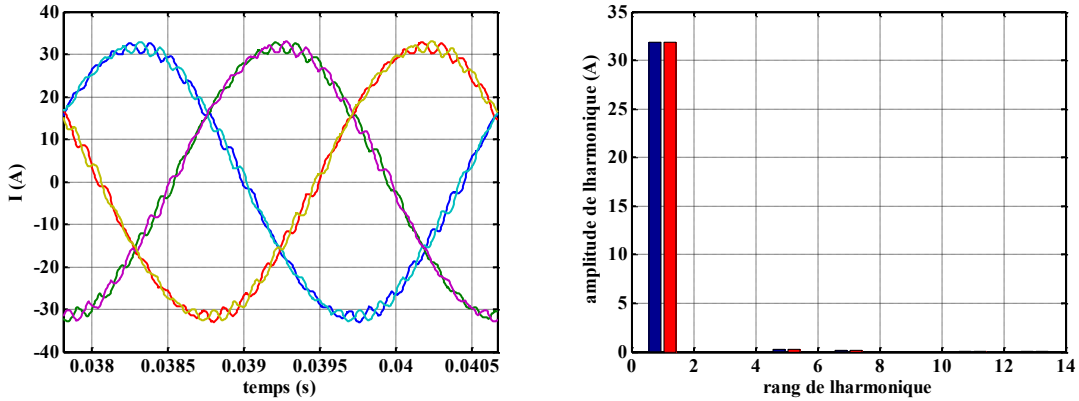


Fig.II.61. Allure des courants triphasés des deux étoiles et décomposition spectrale des courants de phase homologues en régime établi à p=2

Le fonctionnement à p=4 entraîne une saturation plus importante des dents statoriques et rotoriques de ce fait les harmoniques de courant vont avoir une amplitude plus importante et engendrer des harmoniques 6 de couple (Fig.II.62) relatifs aux harmoniques 5 et 7 de courant (Fig.II.63). Les oscillations, ici, sont plus importantes que précédemment mais étant donné que ce mode de roulage est peu utilisé ces harmoniques n'altèrent pas les performances globales du moteur sur un cycle de roulage.

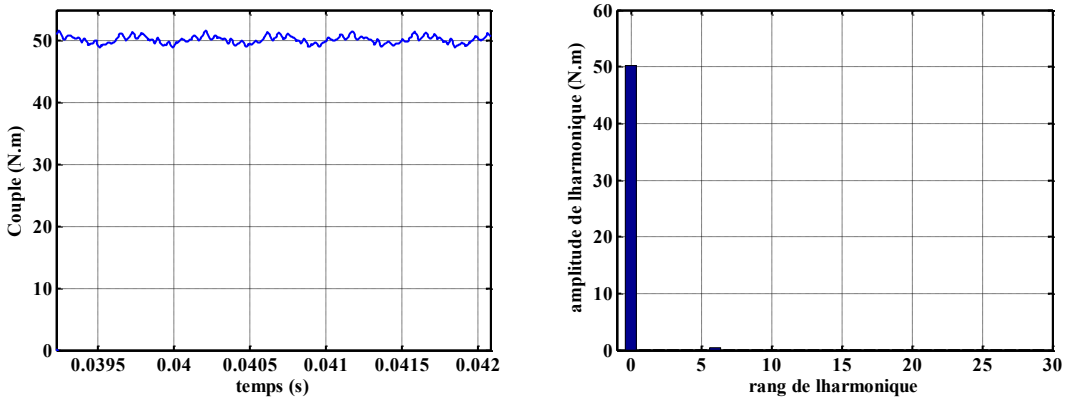


Fig.II.62. Allure du couple et de son spectre en régime établi à p=4

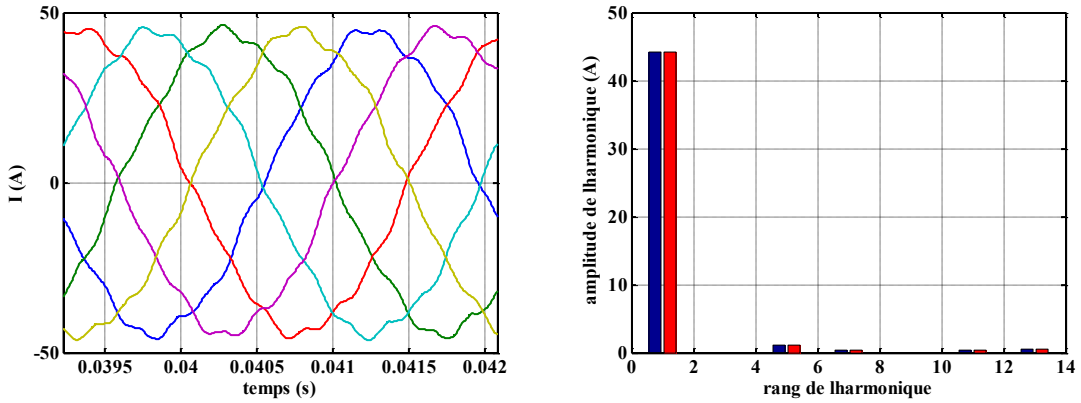


Fig.II.63. Allure des courants triphasés des deux étoiles et décomposition spectrale des courants de phase homologues en régime établi à p=4

6. Modèle de la machine asynchrone à double étoile en vue de la commande

De nombreuses études ont été menées sur la machine asynchrone concernant ses modèles [LATEB Thèse], l'identification de ses paramètres [Khenfer95] et sa commande [Naassani05] [Monmasson04] [Monmasson01]. Certaines de ses études ont même été menées sur des machines à induction à 6 phases [Lipo80] [Huang94] ou des moteurs asynchrones à double alimentation. [Atkinson97], [Moubayed EPE 99], [Benkhoris03] [Poitiers01]. Toutefois, du fait de la spécificité du bobinage et du changement de polarité nous nous devons établir, un modèle équivalent adapté de ce type de moteur à polarité configurable ainsi qu'une approche adaptée pour l'identification des paramètres de son modèle. En effet, la modification de la polarité entraîne la modification de la répartition du courant dans les encoches, entraînant ainsi la modification des paramètres de cette machine qui vont prendre des valeurs différentes selon la polarité considérée. Nous proposons ainsi une étude en se basant sur les topologies double étoile [Roger93] [Hadiouche01] en y insérant la spécificité de changement de polarité.

6.1. Positionnement du problème

Les calculs éléments finis étant gourmands en temps de calcul, il est nécessaire de pouvoir prédire le comportement de la machine grâce à une modélisation adaptée à sa simulation et à sa commande, dans la phase de sa mise en œuvre et après sa réalisation.

Dans cette partie, nous présentons des hypothèses généralement admises lors de la modélisation des machines asynchrones à bobinages classiques simple ou double étoile afin d'établir le modèle de la machine asynchrone à double alimentation au stator à polarité configurable :

➔ Le fonctionnement de la machine est supposé sans saturation et les effets hystérésis sont négligés.

➔ L'entrefer de la machine est supposé constant (les effets des dents statoriques et rotoriques sont donc négligés)

➔ La répartition des courants totaux dans les encoches est supposée sinusoïdale. Cette hypothèse n'est acceptable pour la machine à polarité configurable que si les deux bobinages en étoile soient alimentés avec des courants de même amplitude dans les phases homologues des deux étoiles. Il est à noter que dans ce cas le déphasage entre les courants dans les phases homologues doit être identique au décalage angulaire γ (angle électrique) entre les phases homologues pour que les deux bobinages en étoile absorbent la même puissance électrique. Ce décalage angulaire γ change selon que la polarité pour laquelle la machine asynchrone étudiée est configurée par son alimentation (les deux onduleurs).

Pour une machine asynchrone à cage d'écureuil comprenant au stator deux bobinages triphasés montés en étoile et décalés d'un angle électrique γ, la figure II.64 indique les axes des bobines statoriques de l'étoile 1 ($a_1b_1c_1$) et de l'étoile 2 ($a_2b_2c_2$). Sur cette même figure sont également représentés les axes des trois bobines équivalentes ($a_rb_rc_r$) montées en étoile et court-circuitées modélisant la cage d'écureuil au rotor. L'axe de la bobine a_1 de l'étoile 1 prise comme origine des angles, l'angle électrique θ entre l'axe a_r (l'axe de la phase a du rotor) et l'axe a_1 indique la position angulaire du rotor. La vitesse angulaire mécanique du rotor est définie connaissant le nombre de paires de pôles (p) :

$$\Omega = \frac{1}{p}\frac{d\theta}{dt} \tag{20}$$

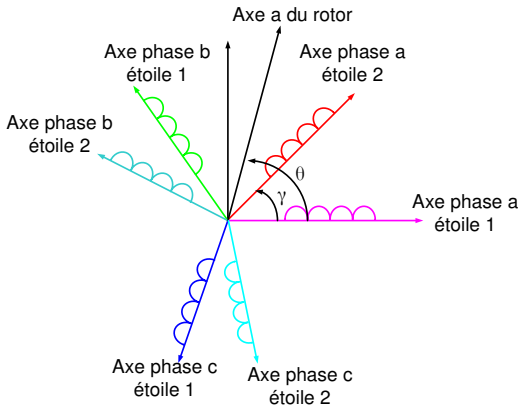


Fig.II.64. Schéma de principe des axes des différentes bobines de la MASDE

La manière de connecter les bobines est telle que l'on notera X les conducteurs aller et X' de retour de chaque bobine (Fig.II.65). De cette manière dans le cas où les bobines sont de l'étoile 2 sont alimentées avec des courants en phase avec ceux de l'étoile 1, nous obtiendrons la polarité p=2 (Fig.II.66-a et Fig.II.67-a). Dans le cas contraire la polarité est configurée telle que p=4. Si les courants de chaque étoile forment un système direct la configuration à p=2 conduit à une rotation dans le sens positif (Fig.II.66-b et Fig.II.67-b). Pour conserver ce sens de rotation dans le cas où la machine est configurée à p=4, il est nécessaire que le système de courant imposé soit inversé par rapport à la polarité p=2. On retiendra que le changement de polarité à une vitesse donnée (positive ou négative) nécessite une inversion du système de courant imposé par les deux onduleurs (Fig.II.68).

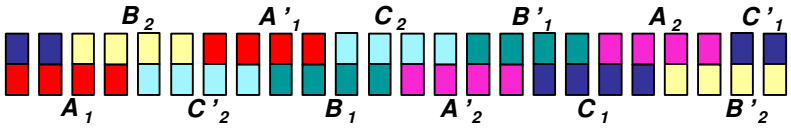
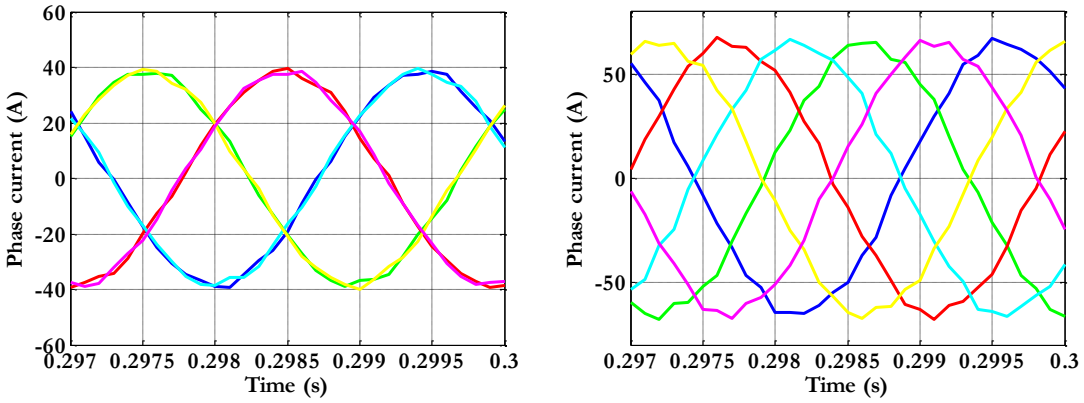
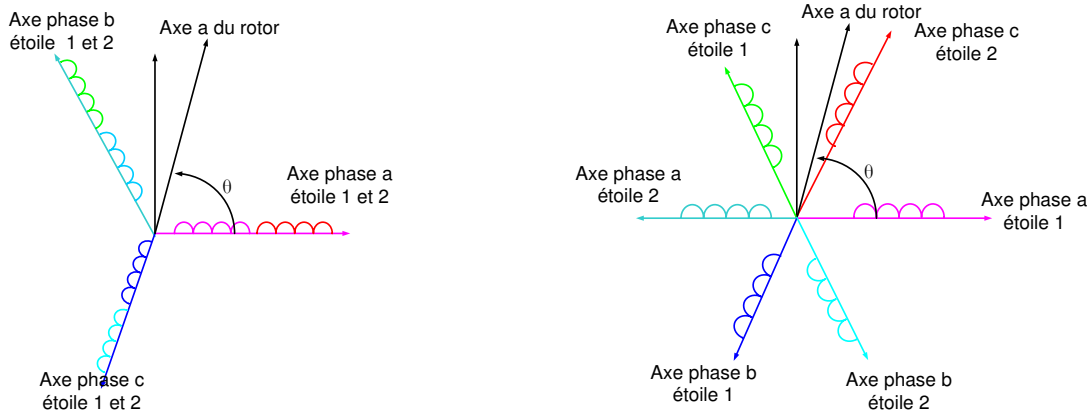


Fig.II.65. Schéma de bobinage indiquant le sens des conducteurs aller et retour



a) p=2 , $I_{abc1}=I_{abc2}$ b) p=4 , $I_{abc1}=-I_{abc2}$

Fig.II.66. Allure des courants des deux étoiles suivant la polarité à fréquence donnée (ici 350 Hz)



a) Configuration à p=2 a) Configuration à p=4

Fig.II.67. Schéma de principe des axes des bobines dans les deux polarités : p=2 système direct et p=4 système inverse

6.2. Transformation mathématique nécessaire pour passer à un système de grandeurs inverse à un système de grandeurs direct

Pour les grandeurs triphasées directes, nous appliquerons la transformée de Concordia classique $T_{32}^{t}\left[G_{abc}\right]=\left[G_{\alpha\beta}\right]$ afin de ramener les grandeurs triphasées abc à un système de grandeurs diphasés αβ.

Toutefois pour les grandeurs inverses, il est nécessaire de définir une nouvelle transformation permettant aux grandeurs de redevenir directes dans le repère αβ ce qui permet d'avoir le même modèle αβ quelque soit la configuration de polarité.

Notons alors $\left[G_{abc}\right]=G\left[\cos\xi \quad \cos\left(\xi+\frac{2\pi}{3}\right) \quad \cos\left(\xi-\frac{2\pi}{3}\right)\right]$, système de grandeurs triphasées inverse. Appliquons alors la transformée de Concordia à cette grandeur :

$$\left[G_{\alpha\beta}\right]=T_{32}^{t}\left[G_{abc}\right]=G\sqrt{\frac{3}{2}}\begin{bmatrix}\cos\xi\\-\sin\xi\end{bmatrix} \tag{21}$$

L'objectif est alors de déterminer une transformation S_{32}^{t} normée (de norme α) par analogie avec T_{32}^{t} telle que si elle est appliquée à la grandeur G_{abc}, nous obtenons $\left[G_{\alpha\beta}\right]=S\left[G_{abc}\right]=G\alpha\begin{bmatrix}\cos\xi\\\sin\xi\end{bmatrix}$ permettant d'obtenir un système direct de grandeurs dans le nouveau repère αβ.

Supposons qu'il existe une base de vecteurs orthonormés (s_1,s_2) telle que si l'on applique la transformation $S_{32}^{t}=\begin{bmatrix}s_1\\s_2\end{bmatrix}$ à la grandeur $\left[G_{abc}\right]$, nous obtenons des grandeurs $\left[G_{\alpha\beta}\right]$ directes. Nous supposerons que les vecteurs (s_1,s_2) peuvent être définis sur la base trigonométrique orthogonale $(\cos,\sin)$ tels que $\left[s_1\right]=\alpha\left[\cos x \quad \cos(x+y) \quad \cos(x-y)\right]$ et $\left[s_2\right]=\alpha\left[\sin x \quad \sin(x+y) \quad \sin(x-y)\right]$ par analogie avec la transformation de Concordia. Les vecteurs de la matrice S_{32}^{t} étant normés nous avons :

$$\alpha^2=(\cos x)^2+(\cos(x+y))^2+(\cos(x-y))^2=(\sin x)^2+(\sin(x+y))^2+(\sin(x-y))^2 \tag{22}$$

Appliquons la transformation S_{32}^{t} au vecteur G :

$$S_{32}^{t}\left[G_{abc}^{-}\right]=\alpha G\begin{bmatrix}\cos x\cos\xi+\cos(x+y)\cos\left(\xi+\frac{2\pi}{3}\right)+\cos(x-y)\cos\left(\xi-\frac{2\pi}{3}\right)\\\sin x\sin\xi+\sin(x+y)\sin\left(\xi+\frac{2\pi}{3}\right)+\sin(x-y)\sin\left(\xi-\frac{2\pi}{3}\right)\end{bmatrix} \tag{23}$$

Ces équations deviennent après transformations :

$$S_{32}^{t}\left[G_{abc}\right]=\alpha G\begin{bmatrix}\cos\xi\cos x-\cos\xi\cos x\cos y+\sqrt{3}\sin\xi\sin x\sin y\\ \cos\xi\sin x-\cos\xi\cos y\sin x-\sqrt{3}\sin\xi\cos x\sin y\end{bmatrix}=G_{\alpha\beta}\begin{bmatrix}\cos\xi\\ \sin\xi\end{bmatrix} \quad (24)$$

Le couple de paramètre x=0 et $y=-\frac{2\pi}{3}$ satisfont ce système d'équation et suffit à obtenir le changement de base voulu de telle sorte que $\alpha=\sqrt{\frac{2}{3}}$ et $G_{\alpha\beta}=\sqrt{\frac{3}{2}}G$

On notera alors

$$S_{32}^{t}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}1 & -1/2 & -1/2\\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2\end{bmatrix} \quad (25)$$

De la même façon, nous obtiendrons la transformation permettant de passer aux grandeurs abc avec comme point de départ les grandeurs α,β tel que $S_{32}\left[G_{\alpha\beta}\right]=\left[G_{abc}\right]$

6.3. modélisation de la MASDE par deux machines équivalentes

6.3.1. Equations de flux et problématique des bobinages incomplets

Les flux statoriques générés par les deux étoiles et le rotor se présentent sous la forme suivante :

$$\begin{cases}\left[\Psi_{abc}^{1}\right]=\left[L_{s1}\right].\left[I_{abc}^{1}\right]+\left[M_{s1,s2}\right]\left[I_{abc}^{2}\right]+\left[M_{r,s1}\right]\left[I_{r}\right]\\ \left[\Psi_{abc}^{2}\right]=\left[L_{s2}\right].\left[I_{abc}^{2}\right]+\left[M_{s2,s1}\right]\left[I_{abc}^{1}\right]+\left[M_{r,s2}\right]\left[I_{r}\right]\\ \left[\Psi_{abc}^{r}\right]=\left[L_{rr}\right].\left[I_{abc}^{r}\right]+\left[M_{r,s1}\right]\left[I_{abc}^{1}\right]+\left[M_{r,s2}\right]\left[I_{abc}^{2}\right]\end{cases} \quad (26)$$

Avec : L_{s1} matrice inductance de l'étoile 1

L_{s2} matrice inductance de l'étoile 2

$M_{s1,s2}$ matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et l'étoile 2

$M_{s2,s1}$ matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et l'étoile 1

$M_{s1,r}$ matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et le rotor

$M_{s2,r}$ matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et le rotor

L_{rr} matrice inductance du rotor

I_{abc} courants de phase

I_{r} courants de phase du rotor

Ainsi pour les deux configurations nous aurons deux matrices inductances. Supposons alors dans le cadre de cette modélisation que la répartition de bobinage est symétrique et que le rotor et le stator sont supposés lisses. On pourra ainsi écrire :

$$[L_{s1}] = \begin{pmatrix} L_p & M_1 & M_1 \\ M_1 & L_p & M_1 \\ M_1 & M_1 & L_p \end{pmatrix} \tag{27}$$

où M_1 est la mutuelle entre les phases de l'étoile 1 et L_p est l'inductance propre d'une des phases d'une des étoiles. Par raison de symétrie, les matrices inductances des deux étoiles sont identiques $[L_{s2}] = [L_{s1}]$.

Les matrices inductances mutuelles entre les deux étoiles sont données par :

$$[M_{s1,s2}] = \begin{pmatrix} M_p & M_2 & M_2 \\ M_2 & M_p & M_2 \\ M_2 & M_2 & M_p \end{pmatrix} \tag{28}$$

$$\text{Et } [M_{s2,s1}] = {}^t[M_{s1,s2}]$$

où M_2 est la mutuelle entre les phases non homologues des deux étoiles et M_p est l'inductance mutuelle entre deux phases homologues des deux étoiles.

Les matrices inductances et inductances mutuelles liées au rotor s'exprime alors par :

$$[L_{rr}] = \begin{pmatrix} L_{rr} & m_r & m_r \\ m_r & L_{rr} & m_r \\ m_r & m_r & L_{rr} \end{pmatrix} \tag{29}$$

Etant donné que la somme des courants de chaque étoile statorique ou rotorique est nulle, ces matrices peuvent être remplacées par un scalaire. L'expression du flux s'écrit alors :

$$\begin{cases} [\Psi^1_{abc}] = L_s . [I^1_{abc}] + M_s . [I^2_{abc}] + [M_{r,s1}][I_r] \\ [\Psi^2_{abc}] = L_s . [I^2_{abc}] + M_s [I^1_{abc}] + [M_{r,s2}][I_r] \\ [\Psi^r_{abc}] = L_r . [I^r_{abc}] + [M_{r,s1}].[I^1_{abc}] + [M_{r,s2}][I^2_{abc}] \end{cases} \tag{30}$$

tel que : $L_s = L_p - M_1$ inductance cyclique des deux étoiles statoriques

$M_s = M_p - M_2$ mutuelle « cyclique » entre les deux étoiles statoriques

$L_r = L_{rr} - m_r$ inductance cyclique de l'étoile équivalente rotorique

Les matrices inductances propres et mutuelles des deux étoiles sont facilement identifiables. Cependant, les matrices $[M_{s1,r}]$ et $[M_{s2,r}]$ traduisant le couplage avec le rotor ne peuvent être déterminées. En effet, la littérature indique que la mutuelle entre le rotor et le stator peut être calculée dans le cas où la distribution de courant au stator est pratiquement sinusoïdale et qu'elle induit une distribution sinusoïdale de courant au rotor de même polarité. Néanmoins, nous

pouvons concevoir que les éléments de ces matrices sont périodiques de période 2π mécanique, mais également que les deux étoiles sont couplées de manière identique avec le rotor avec un déphasage d'un angle électrique γ , où γ peut prendre les valeurs 0 ou π électriques.

Nous aurons dès lors

$$\left[M_{s2,r}(\theta_m)\right]=\left[M_{s1,r}(\theta_m)\right]e^{j\gamma}. \tag{31}$$

La polarité est imposée par le fonctionnement simultané des deux étoiles, ainsi le rotor voit globalement une densité de courant à distribution pratiquement sinusoïdale due à la contribution des courants imposés dans les deux étoiles.

De part le bobinage irrégulier de chaque étoile, il est nécessaire de déterminer une manière de régulariser ce bobinage afin de déterminer les paramètres de la machine. Ces deux distributions de bobinage, incomplètes chacune, vont être remplacées par deux distributions complètes. Pour cela, nous allons effectuer les transformations suivantes. La densité de courant ramenée à l'alésage du stator pour les deux phases a homologues des deux étoiles s'écrit :

$$\begin{aligned} J_{sa1}(\theta_s)&=N_s i_{a1} f_{a1}(\theta_s)\\ J_{sa2}(\theta_s)&=N_s i_{a2} f_{a2}(\theta_s)\end{aligned} \tag{32}$$

où $f_{a1}(\theta_s)$ (resp $f_{a2}(\theta_s)$)est la fonction de répartition du courant de la phase a sur l'alésage du stator comme représenté sur la figure II.68.

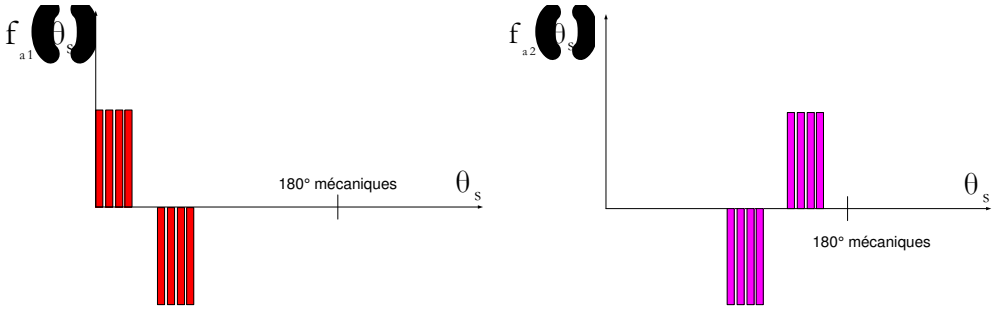


Fig.II.68. Fonction de bobinage pour les phases a_1 et a_2 des deux étoiles

Chaque bobinage contribue conjointement à la création du nombre de paires de pôles adéquat. Ainsi les contributions des deux étoiles se somment permettant d'obtenir une densité de courant équivalente complète notée J_{sa} telle que :

$$J_{sa}(\theta_s)=J_{sa1}(\theta_s)+J_{sa2}(\theta_s)=N_s i_{a1} f_{a1}(\theta_s)+N_s i_{a2} f_{a2}(\theta_s) \tag{33}$$

θ_s étant la position par rapport à une référence statorique

On peut réécrire l'expression précédente sous la forme suivante en utilisant une transformation normalisée

$$J_{sa}(\theta_s) = N_s\left(\frac{i_{a1}+i_{a2}}{\sqrt{2}}\frac{(f_{a1}(\theta_s)+f_{a2}(\theta_s))}{\sqrt{2}} + \frac{i_{a1}-i_{a2}}{\sqrt{2}}\frac{(f_{a1}(\theta_s)-f_{a2}(\theta_s))}{\sqrt{2}}\right) \quad (34)$$

On peut donc considérer deux fonctions de distribution sinusoïdales associées à 2 courants équivalents (associés à deux distributions complètes) permettant d'assurer que, quelque soit la configuration, la répartition des ampère-tours le long de l'alésage du stator est sinusoïdale telles que :

$$J_{sa}(\theta_s) = N_s\left(I_a^+ f_a^+ + I_a^- f_a^-\right) \quad (35)$$

où $I_a^+ = \frac{i_{a1}+i_{a2}}{\sqrt{2}}$ est le courant associé à la faible polarité (p=2)

$I_a^- = \frac{i_{a1}-i_{a2}}{\sqrt{2}}$ est le courant associé à la forte polarité (p=4)

$f_a^+ = \frac{f_{a1}(\theta_s)+f_{a2}(\theta_s)}{\sqrt{2}}$ est la fonction de bobinage associée à la basse polarité (Fig.II.69-a)

$f_a^- = \frac{f_{a1}(\theta_s)-f_{a2}(\theta_s)}{\sqrt{2}}$ est la fonction de bobinage associée à la haute polarité (Fig.II.69-b)

Nous utiliserons dans la suite du document les notations M+ (resp M-.) pour désigner la machine équivalent à basse polarité (resp. haute polarité).

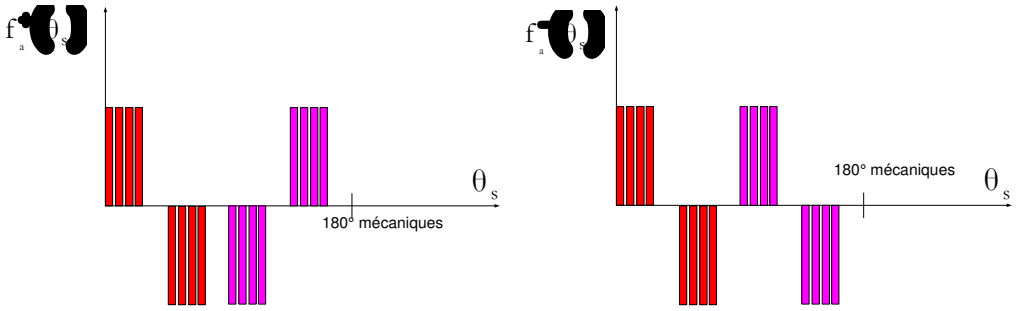


Fig.II.69. Fonction de bobinage pour les phases a^+ et a^- des deux étoiles

Afin de nous ramener une distribution sinusoïdale au stator engendrant un système de courant équivalent triphasé au rotor, nous allons opérer une transformation astucieuse afin de nous ramener à deux machines découplées, dans le cas d'un système de courant triphasé équilibré, pouvant opérer dans l'une ou l'autre des polarités suivant la consigne de courant. Nous proposons dans la suite du document de noter les grandeurs G^+ associé à la faible polarité et les grandeurs G^- associées à la forte polarité. Nous aurons ainsi deux machines que l'on notera **M+** et **M-** avec les considérations précédentes. Nous écrirons:

$$G_{abc}^+ = \frac{G_{abc}^1 + G_{abc}^2}{\sqrt{2}} \text{ et } G_{abc}^- = \frac{G_{abc}^1 - G_{abc}^2}{\sqrt{2}} \quad (36)$$

En appliquant cette transformation à l'équation de flux, nous pourrons dès lors écrire les flux des deux machines équivalentes **M+** et **M-** :

$$\begin{bmatrix}\left[\Psi^{+}_{abc}\right]=L^{+}_{s}\left[I^{+}_{abc}\right]+\left[M^{+}_{s,r}\right]\left[I^{r}_{abc}\right]\\ \left[\Psi^{-}_{abc}\right]=L^{-}_{s}\left[I^{-}_{abc}\right]+\left[M^{-}_{s,r}\right]\left[I^{r}_{abc}\right]\\ \left[\Psi^{r}_{abc}\right]=L_{r}\left[I^{r}_{abc}\right]+\left[M^{+}_{s,r}\right]\left[I^{+}_{abc}\right]+\left[M^{-}_{s,r}\right]\left[I^{-}_{abc}\right]\end{bmatrix} \quad (37)$$

Tel que $L^{+}_{s}=L_{s}+M_{s}$

$L^{-}_{s}=L^{+}=L_{s}-M_{s}$

$\left[M^{+}_{s,r}\right]=\dfrac{\left[M^{1}_{s1,r}\right]+\left[M_{s2,r}\right]}{\sqrt{2}}$, dont les éléments sont des fonctions de la position du rotor

$\left[M^{-}_{s,r}\right]=\dfrac{\left[M_{s1,r}\right]-\left[M_{s2,r}\right]}{\sqrt{2}}$, dont les éléments sont des fonctions de la position du rotor

Ces notations permettant de déduire que suivant la polarité l'une des deux machines équivalentes (**M+** (p=2) ou **M-**.(p=4)) va opérer indépendamment de l'autre et sans couplage magnétique entre les deux enroulements.

Dans la suite du document, nous supposerons que quelle que soit la polarité imposée, les courants des deux étoiles seront de modules égaux et en phase à p=2 ou en opposition de phase à p=4.

Nous pouvons par exemple, supposer que la machine est configurée pour la polarité p=2, dès lors les courants I_{a1} et I_{a2} sont supposés en phase avec la même amplitude et nous alimenterons ainsi la machine **M+** avec un courant $I^{+}_{abc}=\dfrac{I^{1}_{abc}+I^{2}_{abc}}{\sqrt{2}}$ et la machine **M-** n'est pas alimentée $I^{-}_{abc}=0$.

La machine étant configurée pour la polarité p=2, l'angle électrique entre les phases homologues des étoiles 1 et 2 est de 0°(voir le tableau récapitulatif de la figure II.71), et donc la matrice $\left[M^{-}_{s,r}\right]$ est nulle tout comme les courants et tensions $\left[I^{-}_{abc}\right]$ et.$\left[V^{-}_{abc}\right]$ Les équations de flux la machine double étoile ramenée à une machine mono étoile **M+** pour cette polarité (p=2) deviennent :

$$\begin{bmatrix}\left[\Psi^{+}_{abc}\right]=L^{+}_{s}\left[I^{+}_{abc}\right]+\left[M^{+}_{s,r}\right]\left[I^{r}_{abc}\right]\\ \left[\Psi^{-}_{abc}\right]=0\\ \left[\Psi^{r}_{abc}\right]=L_{r}\left[I^{r}_{abc}\right]+0+\left[M^{+}_{s,r}\right]\left[I^{+}_{abc}\right]\end{bmatrix} \quad (38)$$

Dans le cas où la machine est configurée pour la polarité p=4, les courants I_{a1} et I_{a2} sont supposés en opposition de phase avec la même amplitude et nous alimenterons ainsi la machine **M-** avec

un courant $I_{abc}^{-} = \frac{I_{abc}^{1} - I_{abc}^{2}}{\sqrt{2}}$ et la machine **M+** n'est pas alimentée $I_{abc}^{+} = 0$. La machine étant configurée pour la polarité p=4, l'angle électrique entre les phases homologues des étoiles 1 et 2 est de 180°(voir le tableau récapitulatif de la figure II.70), et donc la matrice $\left[M_{s,r}^{+}\right]$ est nulle tout comme les courants et tensions $\left[I_{abc}^{+}\right]$ et.$\left[V_{abc}^{+}\right]$ Les équations de flux de la machine double étoile ramenée à une machine mono étoile **M-** pour cette polarité (p=4) deviennent :

$$\begin{aligned} \left[\Psi_{abc}^{+}\right] &= 0 \\ \left[\Psi_{abc}^{-}\right] &= L_{s}^{-}\left[I_{abc}^{-}\right] + \left[M_{s,r}^{-}\right]\left[I_{abc}^{r}\right] \\ \left[\Psi_{abc}^{r}\right] &= L_{r}\left[I_{abc}^{r}\right] + \left[M_{s,r}^{-}\right]\left[I_{abc}^{-}\right] + 0 \end{aligned} \qquad (39)$$

p=2	Système direct	$\left[I_{abc}^{1}\right] = \left[I_{abc}^{2}\right]$	Machine **M+** excitée	$\gamma = 0$ électriques	$\left[M_{s,r}^{-}\right] = 0$
p=4	Système indirect	$\left[I_{abc}^{1}\right] = -\left[I_{abc}^{2}\right]$	Machine **M-** excitée	$\gamma = \pi$ électriques	$\left[M_{s,r}^{+}\right] = 0$

Fig.II.70. Tableau récapitulatif des deux configurations de polarités et des machines **M+** ou **M-**. associées

Quelle que soit la configuration, nous nous ramenons à une machine triphasée équivalente dont les paramètres peuvent être déterminés en utilisant les méthodes d'identification des paramètres appliquées aux machines asynchrones classiques.

Nous allons appliquer deux transformations différentes sur les deux enroulements équivalents de l'équation (37) afin de ramener les composantes dans le repère α,β de chaque machine équivalente triphasée (**M+** ou **M-**). De plus nous avons établi que dans le cas d'une polarité forte (p=4), la machine était configurée de telle sorte que les courants statoriques et par la même occasion les courants rotoriques forment un système inverse de courants si la vitesse est positive (et inversement si la vitesse est négative). Nous proposons ainsi d'utiliser une transformation de Concordia modifiée indépendante suivant la configuration de polarité.

Cette première transformation implique que si le système de courant est direct au stator (resp. indirect) il en sera de même au rotor. De ce fait on déduira alors les expressions des mutuelles inductances entre le rotor et le stator suivant le type de système auquel nous sommes confrontés et en supposant négligeables les harmoniques d'espace des distributions f_a^{+} et f_a^{-} (Fig.II.69).

➔Supposons la machine est configurée pour la polarité p=2, nous supposerons que la mutuelle entre le stator et le rotor s'écrit

$$\left[M^{+}_{s,r}(\theta)\right] = M^{+}\begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta+2\pi/3) \\ \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos\theta \end{pmatrix} \quad (40)$$

$$\text{Et } \left[M^{-}_{s,r}(\theta)\right] = \frac{M^{-}}{M^{+}}\left[M^{+}_{s,r}(\theta)\right]$$

➔Si nous considérons que le cas précédent est pris comme référence, nous avons établi que si le système de courant est direct à p=2 il devient inverse à p=4, nous aurons dès lors

$$\left[M^{-}_{s,r}(\theta)\right] = M^{-}\begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ \cos(\theta+2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) & \cos\theta \end{pmatrix} \quad (41)$$

$$\text{Et } \left[M^{+}_{s,r}(\theta)\right] = \frac{M^{+}}{M^{-}}\left[M^{-}_{s,r}(\theta)\right]$$

De par la spécificité de bobinage et la reconfiguration de la polarité, nous devons scinder les équations de flux rotorique suivant la polarité imposée par le stator. Pour un sens de rotation donnée, positif par exemple (resp. négatif), on appliquera la transformée $T_{32}{}^{t}$ (resp. $S_{32}{}^{t}$) dans le cas de la basse polarité et $S_{32}{}^{t}$ (resp. $T_{32}{}^{t}$) dans le cas de la forte polarité pour obtenir le même modèle diphasé sachant que les paramètres des deux machines peuvent différer. On obtient alors les grandeurs diphasées statoriques projetées dans le repère α_s, β_s lié au stator et dans le repère α_r, β_r pour les grandeurs diphasées rotoriques.

6.3.2. Modèle de la machine **M+** *dans un même repère fixe ou tournant*

Afin de trouver l'expression des équations de tension et flux dans un repère quelconque dq (Fig.II.71) faisant un angle θ_s avec l'axe statorique ($a_s{}^{+}$ ou $\alpha_s{}^{+}$) et θ_r avec l'axe rotorique (a_r), nous appliquons une rotation θ_s pour les grandeurs du stator et θ_r pour les grandeurs rotoriques.

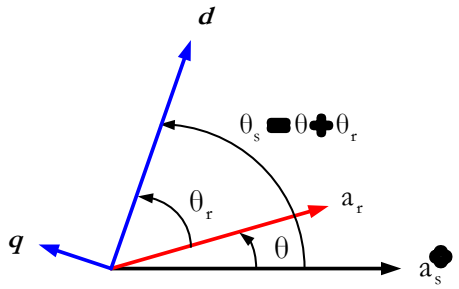


Fig.II.71. Définition des axes des différents référentiels statoriques $a_s{}^{+}$,rotoriques a_r et un repère quelconque dq, fixe ou tournant

A vitesse positive, dans le cas de la faible polarité, les grandeurs statoriques et rotoriques seront multipliées par $T_{32}{}^{t}$. De plus dans ce cas, le décalage γ est nul ce qui engendre que $M_{s,r}^{-}$ est nul et nous supposerons ici que les amplitudes des courants des deux étoiles sont égales (Fig.70). Seule la machine **M+** est excitée :

$$\begin{aligned}\left[\Psi^{+}_{\alpha_s\beta_s}\right] &= L_s^{+}\left[I^{+}_{\alpha_s\beta_s}\right] + \frac{3}{2}M^{+}P(\theta)\left[I^{r}_{\alpha_r\beta_r}\right] \\ \left[\Psi^{r}_{\alpha_r\beta_r}\right] &= L_r\left[I^{r}_{\alpha_r\beta_r}\right] + \frac{3}{2}M^{+}P(-\theta)\left[I^{+}_{\alpha_s\beta_s}\right]\end{aligned} \qquad (42)$$

On notera dans la suite du document $M_{sr}^{+} = \frac{3}{2}M^{+}$

De ce fait, les équations en tension statoriques et rotoriques dans leur repère respectifs pour la machine **M+** s'écrivent

$$\begin{aligned}\left[V^{+}_{\alpha_s\beta_s}\right] &= R_s\left[I^{+}_{\alpha_s\beta_s}\right] + \frac{d}{dt}\left[\Psi^{+}_{\alpha_s\beta_s}\right] \\ \left[V^{r}_{\alpha_r\beta_r}\right] &= 0 = R_r\left[I^{r}_{\alpha_r\beta_r}\right] + \frac{d}{dt}\left[\Psi^{r}_{\alpha_r\beta_r}\right]\end{aligned} \qquad (43)$$

Nous resterons dans l'hypothèse du fondamental d'harmonique d'espace en supposant que l'angle électrique peut être de 0 ou 180° électrique. Nous allons appliquer une rotation d'angle θ_s aux grandeurs statoriques et θ_r aux grandeurs rotoriques pour les ramener dans le même référentiel dq. Nous obtenons après calculs :

Pour la basse polarité (p=2) :

$$\begin{aligned}\left[\Psi^{+}_{dq}\right] &= L_s^{+}\left[I^{+}_{dq}\right] + M_{sr}^{+}\left[I^{r}_{dq}\right] \\ \left[\Psi^{r}_{dq}\right] &= L_r\left[I^{r}_{dq}\right] + M_{sr}^{+}\left[I^{+}_{dq}\right]\end{aligned} \qquad (44)$$

Nous allons écrire les équations en tension afin d'établir le modèle équivalent de la machine dans les deux configurations de polarité. On définit alors le complexe $\overline{G}_{dq}$ comme étant la représentation complexe du vecteur $\left[G_{dq}\right]$ tel que $\overline{G}_{dq} = G_d + jG_q$

➔ Nous aurons ainsi à basse polarité avec les notations précédentes concernant les valeurs des flux :

$$\begin{aligned}\overline{V}^{+}_{dq} &= R_s\overline{I}^{+}_{dq} + \frac{d\overline{\Psi}^{+}_{dq}}{dt} + j\dot{\theta}_s\,\overline{\Psi}^{+}_{dq} \\ 0 &= R_r\overline{I}^{r}_{dq} + \frac{d\overline{\Psi}^{r}_{dq}}{dt} + j\dot{\theta}_r\,\overline{\Psi}^{r}_{dq}\end{aligned} \qquad (45)$$

où $\dot{\theta}_s$ et $\dot{\theta}_r$ sont respectivement les vitesses du référentiel dq par rapport au repère lié au stator et repère lié au rotor.

Les grandeurs des équations (43) sont ramenées dans le repère du champ tournant, ainsi les grandeurs G^+_{dq} et G^r_{dq} de ce modèle sont des grandeurs continues constantes en régime établi. Afin de ramener ces grandeurs dans le repère statorique, il est nécessaire d'imposer θ_s=0, de telle sorte que la vitesse de rotation du champ lié au stator soit $\dot{\theta}_s = 0$ et donc que θ_r = -θ et par conséquent $\dot{\theta}_r = -\dot{\theta}$. Le but de cette démarche est d'exprimer le modèle dans le repère statorique dans lequel les paramètres peuvent être estimés via des méthodes d'identification connues.

Afin de revenir au modèle connu de la machine asynchrone, nous prendrons comme convention que le courant I^r est compté négatif dans les équations précédentes. Nous pouvons dès lors écrire les équations générales du modèle triphasé de la machine en régime établi et en supposant que les grandeurs sont supposées sinusoïdales tel que si nous nous intéressons à la machine **M+** nous ayons :

$$\begin{aligned} \overline{V}_s^+ &= R_s \bar{I}_s^+ + j\omega_s \overline{\Psi}_s^+ \\ 0 &= -R_r \bar{I}_r + jg\omega_s \overline{\Psi}_r \end{aligned} \qquad (46)$$

avec $\begin{aligned} \overline{\Psi}_s^+ &= L^+ \bar{I}_s^+ - M_{sr}^+ \bar{I}_r \\ \overline{\Psi}_r &= -L_r \bar{I}_r + M_{sr}^+ \bar{I}_s^+ \end{aligned}$

et les grandeurs $\overline{G}$ sont des grandeurs complexes associées aux grandeurs sinusoïdales g tel que $g(t) = G\sqrt{2}\cos(\omega t + \varphi)$ et donc $\overline{G} = Ge^{j\varphi}$.

Ces dernières équations indiquent que nous sommes en présence d'un transformateur monophasé de rapport de transformation M_{sr}^+ / L^+ tel que décrit sur la figure II.72.

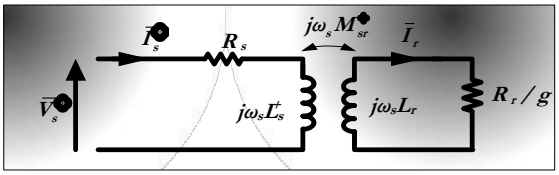


Fig.II.72. Schéma de type transformateur de la machine **M+**

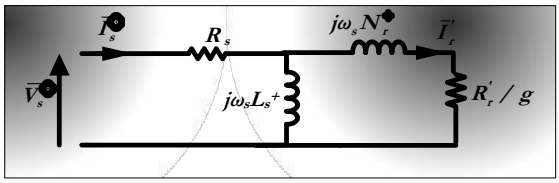


Fig.II.73. Schéma de monophasé équivalent machine **M+** ramené au stator

Nous obtenons ainsi le schéma équivalent de la figure II.73 avec les notations suivantes pour la machine **M+**:

- $\bar{I}'_r = \frac{M_{sr}^+}{L_s^+} \bar{I}_r$: désignant le courant rotorique ramené au stator

- $N_r^+ = N_r\left(\frac{L_s^+}{M_{sr}^+}\right)^2$ désigne l'inductance de fuite rotorique ramenée au stator avec $N_r = \sigma L_r$
- $R_r^{'} = \left(\frac{L_s^+}{M_{sr}^+}\right)^2 R_r$ désigne la résistance rotorique ramenée au stator
- ω_s désigne la pulsation des courants statoriques

Les équations en régime établi de la machine **M+** s'écriront ainsi :

$$\boxed{\begin{aligned}\overline{V}_s^+ &= R_s\overline{I}_s^+ + j\omega_s L_s^+\left(\overline{I}_s^+ - \overline{I}_r^{'}\right)\\ 0 &= -\frac{R_r^{'}}{g}\overline{I}_r^{'} + j\omega_s L_s^+\left(\overline{I}_s^+ - \overline{I}_r^{'}\right) - j\omega_s N_r^+\overline{I}_r^{'}\end{aligned}} \tag{47}$$

Le courant rotorique s'exprime donc par :

$$\overline{I}_r^{'} = \frac{\overline{V}_s^+}{R_r^{'}/g\,\frac{R_s}{jL_s^+\omega_s} + j\omega_s N_r^+ + \left(R_s\left(1+\frac{N_r^+}{L_s^+}\right) + R_r^{'}/g\right)} \tag{48}$$

Le courant statorique est obtenu tel que :

$$\overline{I}_s^+ = \frac{\overline{V}_s^+ + jL_s^+\omega_s\overline{I}_r^{'}}{R_s + jL_s^+\omega_s} \tag{49}$$

Calculons alors les pertes Joules rotoriques telles que $P_{jr} = 3R_r^{'}\left|I_r^{'}\right|^2$, on aura ainsi accès au couple en écrivant $\Gamma = \frac{p}{g\omega}P_{jr}$ qui s'écrira ::

$$\boxed{\Gamma = \frac{3p}{\omega_s}\frac{\frac{R_r^{'}}{g}\left|\overline{V}_s^+\right|^2}{\left[-R_r^{'}/g\,\frac{R_s}{L_s^+\omega_s} + \omega_s N_r^+\right]^2 + \left[\left(R_s\left(1+\frac{N_r^+}{L_s^+}\right) + R_r^{'}/g\right)\right]^2}} \tag{50}$$

Si on néglige la valeur de la résistance statorique par rapport aux autres grandeurs, nous retrouvons l'expression obtenue dans la littérature :

$$\boxed{\Gamma = \frac{3p}{\omega_s}\frac{R_r^{'}}{g}\frac{\left|\overline{V}_s^+\right|^2}{\left[\omega_s N_r^+\right]^2 + \left[R_r^{'}/g\right]^2}}$$

6.3.3. Modèle de la machine **M-***. dans un même repère fixe ou tournant*

Avec le même type de considération que dans le paragraphe précédent, nous pouvons déterminer le modèle de la machine **M-**. A vitesse positive, dans le cas de la haute polarité les grandeurs statoriques seront multipliées par $S_{32}{}^{t}$. Dans ce cas le décalage électrique γ est de 180° ce qui engendre que $\left[M^{+}_{s,r}\right]$ est nul. Seule la machine **M-** est excitée :

$$\begin{aligned}\left[\Psi^{-}_{\alpha_s\beta_s}\right] &= L^{-}_{s}\left[I^{-}_{\alpha_s\beta_s}\right] + \frac{3}{2}M^{-}P(\theta)\left[I^{r}_{\alpha_r\beta_r}\right] \\ \left[\Psi^{r}_{\alpha_r\beta_r}\right] &= L_{r}\left[I^{r}_{\alpha_r\beta_r}\right] + \frac{3}{2}M^{-}P(-\theta)\left[I^{-}_{\alpha_s\beta_s}\right]\end{aligned} \tag{51}$$

où θ désigne l'angle électrique entre les axes des phases homologues du stator et du rotor pour la machine **M-**.

On notera dans la suite du document $M^{-}_{sr} = \frac{3}{2}M^{-}$

De ce fait les équations statoriques et rotoriques en tension dans leur repère respectifs pour la machine **M-** s'écrivent

$$\begin{aligned}\left[V^{-}_{\alpha_s\beta_s}\right] &= R_s\left[I^{-}_{\alpha_s\beta_s}\right] + \frac{d}{dt}\left[\Psi^{-}_{\alpha_s\beta_s}\right] \\ \left[V^{r}_{\alpha_r\beta_r}\right] &= 0 = R_r\left[I^{r}_{\alpha_r\beta_r}\right] + \frac{d}{dt}\left[\Psi^{r}_{\alpha_r\beta_r}\right]\end{aligned} \tag{52}$$

Nous allons appliquer aux grandeurs statoriques et rotoriques des rotations $-\theta_s$ et $-\theta_r$ dans le but de ramener ces grandeurs dans un même référentiel dq comme nous l'avons effectué précédemment pour la machine **M+** .Les équations de flux deviennent :

$$\begin{aligned}\left[\Psi^{-}_{dq}\right] &= L^{-}_{s}\left[I^{-}_{dq}\right] + M^{-}_{sr}\left[I^{r}_{dq}\right] \\ \left[\Psi^{r}_{dq}\right] &= L_{r}\left[I^{r}_{dq}\right] + M^{-}_{sr}\left[I^{+}_{dq}\right]\end{aligned}$$

Les équations en tension s'écrivent :

$$\begin{aligned}\overline{V}^{-}_{dq} &= R_s\overline{I}^{-}_{dq} + \frac{d\overline{\Psi}^{-}_{dq}}{dt} + j\dot{\theta}_s\overline{\Psi}^{-}_{dq} \\ 0 &= R_r\overline{I}^{r}_{dq} + \frac{d\overline{\Psi}^{r}_{dq}}{dt} + j\dot{\theta}_r\overline{\Psi}^{r}_{dq}\end{aligned} \tag{53}$$

Afin d'obtenir le modèle équivalent de la machine **M-** ramené au stator, nous imposons une nouvelle fois $\theta_s = 0$ et donc $\dot{\theta}_s = 0$ et nous remplaçons $\dot{\theta}_r$ par $-\dot{\theta}$. Les équations restent analogues au cas précédents.

$$\begin{aligned}\overline{V}_{dq}^{-} &= R_s \overline{I}_{dq}^{-} + \frac{d\overline{\Psi}_{dq}^{-}}{dt} \\ 0 &= R_r \overline{I}_{dq}^{r} + \frac{d\overline{\Psi}_{dq}^{r}}{dt} - j\dot{\theta}\overline{\Psi}_{dq}^{r}\end{aligned} \tag{54}$$

En régime établi, avec une alimentation sinusoïdale équilibrée, nous pouvons de la même manière que pour la machine M- obtenir les équations de tension, de courant et de couple en régime établi en utilisant les grandeurs complexes associées aux grandeurs sinusoïdales tel que :

$$\begin{aligned}\overline{V}_s^{-} &= R_s \overline{I}_s^{-} + j\omega_s L_s^{-}\left(\overline{I}_s^{-} - \overline{I}_r^{'}\right) \\ 0 &= -\frac{R_r^{'}}{g}\overline{I}_r^{'} + j\omega_s L_s^{-}\left(\overline{I}_s^{-} - \overline{I}_r^{'}\right) - j\omega_s N_r^{-}\overline{I}_r^{'}\end{aligned} \tag{55}$$

Le courant rotorique s'exprime donc par :

$$\overline{I}_r^{'} = \frac{\overline{V}_s^{-}}{R_r^{'}/g \frac{R_s}{jL_s^{-}\omega_s} + j\omega_s N_r^{-} + \left(R_s\left(1 + \frac{N_r^{-}}{L_s^{-}}\right) + R_r^{'}/g\right)} \tag{56}$$

Le courant statorique est obtenu tel que :

$$\overline{I}_s^{-} = \frac{\overline{V}_s^{-} + jL_s^{-}\omega_s \overline{I}_r^{'}}{R_s + jL_s^{-}\omega_s} \tag{57}$$

Le couple s'écrira :

$$\Gamma = \frac{3p}{\omega_s} \frac{\frac{R_r^{'}}{g}\left|\overline{V}_s^{-}\right|^2}{\left[-R_r^{'}/g \frac{R_s}{L_s^{-}\omega_s} + \omega_s N_r^{-}\right]^2 + \left[\left(R_s\left(1 + \frac{N_r^{-}}{L_s^{-}}\right) + R_r^{'}/g\right)\right]^2} \tag{58}$$

- où $\overline{I}'_r = \frac{M_{sr}^{-}}{L_s^{-}}\overline{I}_r$: désignant le courant rotorique ramené au stator
- $N_r^{-} = N_r\left(\frac{L_s^{-}}{M_{sr}^{-}}\right)^2$ désigne l'inductance de fuite rotorique ramenée au stator avec $N_r = \sigma L_r$
- $R_r^{'} = \left(\frac{L_s^{-}}{M_{sr}^{-}}\right)^2 R_r$ désigne la résistance rotorique ramenée au stator
- ω_s désigne la pulsation des courants statoriques

La figure II.74 présente ainsi le schéma équivalent de la machine M- où toutes les grandeurs sont ramenées au stator.

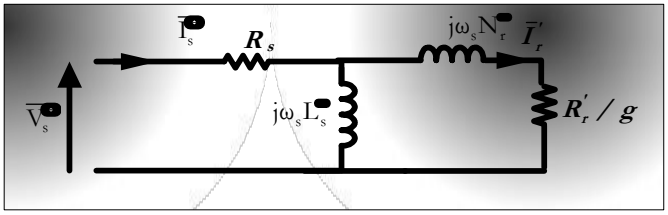


Fig.II.74. Schéma monophasé équivalent de la machine **M-** ramené au stator

6.4. Méthode d'estimation des paramètres de la MASDE

La résistance R_s est identique dans les deux machines et est calculée lors du dimensionnement de la machine. Pour la machine **M+** le jeu de paramètre à identifier est L_s^+ M_{sr}^+ et $\tau_r^+ = \frac{L_r}{R_r}$. De même le jeu de paramètre à identifier pour la machine **M-** est L_s^- M_{sr}^- et $\tau_r^- = \frac{L_r}{R_r}$

Le rotor étant court-circuité, nous avons un degré de liberté quant à l'estimation des paramètres rotorique. Nous utiliserons ce degré de liberté pour imposer dans chaque configuration la valeur de l'inductance rotorique à celle du stator des deux machines **M+** et **M-**. Après identification des constantes de temps, nous déterminerons les valeurs des résistances rotoriques équivalentes pour les machines **M+** et **M-**.

6.4.1. Identification des paramètres statoriques

La résistance statorique est assez simple à déterminer, on écrira ainsi

$$R_s = N_{faisceaux} N_s \rho_e \frac{L_u + L_{tete}}{S_{fil}} \quad (59)$$

où N_s désigne le nombre de spires en série dans un faisceau de conducteurs

$N_{faisceaux}$ nombre de faisceaux de conducteurs avec dans notre cas 16 faisceaux de conducteurs par phase

ϱ_e désigne la résistivité électrique

L_u désigne la longueur utile de la machine

L_{tete} désigne la longueur des têtes de bobines

$S_{fil} = \frac{S_{enc} K_r}{N_s}$ désigne la surface d'un conducteur avec S_{enc} surface occupée par les conducteurs et K_r coefficient de remplissage de l'encoche

Cette valeur dans notre cas étant égale à 0.16 ohm valeur identique pour les machines M+ et M-.

Afin de déterminer l'inductance statorique L_s^+ de la machine **M+**, il est nécessaire de se référer au modèle équivalent de machine asynchrone **M+**. Ainsi un fonctionnement à glissement nul impose que le courant rotorique est nul. On pourra ainsi écrire :

$$V_{abc}^+ = R_s I_{abc}^+ + j\omega_s L_s^+ I_{abc}^+ \quad (60)$$

et de la même façon pour la machine M- :

$$V_{abc}^- = R_s I_{abc}^- + j\omega_s L_s^- I_{abc}^- \quad (61)$$

Nous calculerons les valeurs des inductances en se plaçant à chacune des polarités : L^+ sera obtenu en injectant des tensions V_{abc}^+ (triphasées équilibrées et de même amplitude) de pulsation ω_s, un calcul par un logiciel élément fini permettra d'atteindre la valeur I_{abc}^+ correspondant au courant de magnétisation. La connaissance de ces deux grandeurs permet d'atteindre la valeur de l'inductance désirée. Nous procéderons de façon analogue pour déterminer la valeur de L_s^-. Il est primordial de rappeler que les deux machines **M+** et **M-** sont découplées magnétiquement et que si l'une des polarités est excitée via une des machines par des courants triphasés équilibrés de même amplitude, l'autre machine n'est pas alimentée. Sur la figure II.76, nous présentons les valeurs des inductances obtenues par un calcul élément fini dans le cas où g=0.

Afin de tenir compte de la saturation, nous proposons d'étudier ces valeurs en fonction de la valeur de tension imposée pour une fréquence de 350Hz. Les changements de pente des courbes d'inductance de la figure II.75 s'expliquent par la caractéristique du matériau Fet Cobalt utilisé dans lequel il existe 2 points d'inflexion qui modifient l'allure de la courbe que l'on a mis en évidence sur la figure II.76.

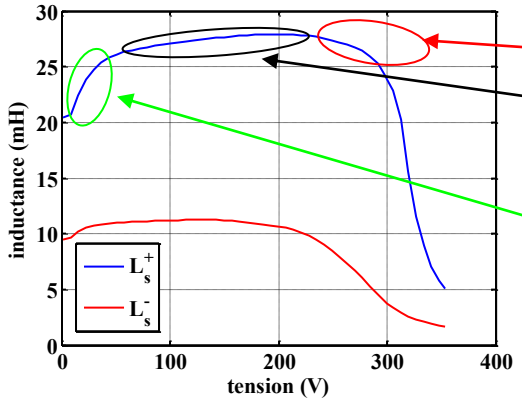


Fig.II.75. Allure de s inductances en fonction de la tension imposée

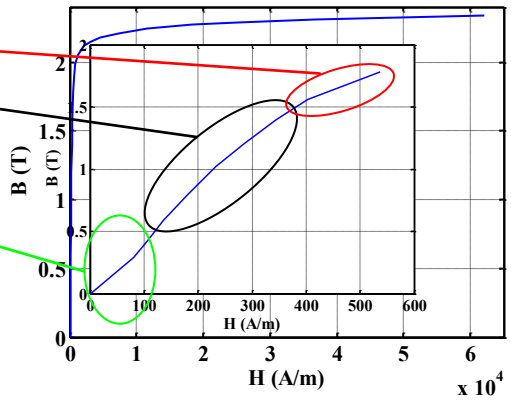


Fig.II.76. Caractéristique (BH) de la tôle utilisée

Ainsi sur le domaine d'étude à savoir 0 à 300V, l'inductance L_s^+ varie assez peu, alors que l'effet de la saturation sur L_s^- se fait sentir à partir de 200 V du fait de la variation d'état de saturation de la machine. Lorsque la machine **M+**(p=2) seule la culasse va saturer. Alors que lorsqu'on excite la machine **M-** (p=4), les dents statoriques vont saturer davantage que la culasse, la culasse étant pratiquement non saturée. On peut comparer les valeurs obtenues avec un modèle de calcul des inductances statiques dans le logiciel FEMM pour les zones non saturées ; c'est-à-dire la plage de valeur de tension où l'inductance est globalement constante (Fig.II.77).

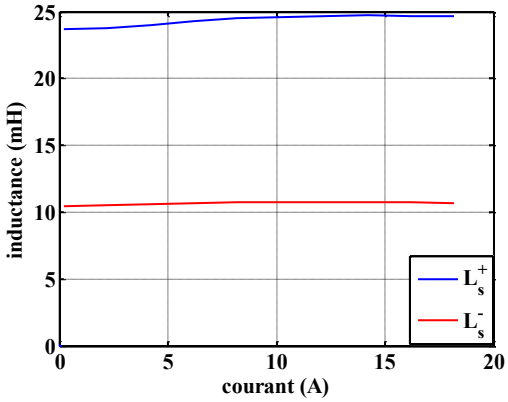


Fig.II.77. Allure des inductances en fonction du courant calculées par un calcul sous FEMM

On dénote ainsi un écart sur les valeurs des inductances « cycliques » statiques non saturées plus important à basse polarité qu'à haute polarité. L'écart est de 8% à basse polarité et 3% à haute polarité. Ainsi en appliquant un coefficient prenant en compte l'état de saturation un calcul statique permet d'approcher correctement les valeurs calculées par le modèle proposé. Ces inductances sont des inductances statiques de machine soit $L_s = \frac{\Psi_s}{I_s}$.

6.4.2. Estimation des paramètres rotoriques

Nous allons effectuer ici un calcul en transitoire pour déterminer les constantes de temps rotoriques ainsi que les mutuelles inductances stator et rotor dans les deux machines **M+** et **M-**. Pour cela, nous excitons l'une ou l'autre des machines par des sources de tension sinusoïdales équilibrées de pulsation ω_s et pour chaque configuration (machine **M+** ou **M-** excitée) nous allons imposer une vitesse d'entraînement constante égale à la vitesse de synchronisme . Une fois la machine correctement fluxée, nous annulerons les courants statoriques en ouvrant des interrupteurs modélisés dans le schéma circuit associé dans le logiciel Flux2D sous l'application magnétodynamique. Le couplage circuit avec FLUX®2D est présenté sur la figure II.78. Après

ouverture des interrupteurs et annulation des courants statoriques, il s'établit un courant au rotor pour maintenir le flux rotorique égal à sa valeur avant ouverture des interrupteurs. Ce courant n'est limité que par la résistance rotorique et l'inductance rotorique, ainsi le courant tend vers 0 exponentiellement. Le courant rotorique induit une fém triphasée équilibrée au stator dont l'amplitude diminue avec la constante de temps rotorique ce qui permet de déterminer cette dernière constante. La pertinence de cette approche est démontrée dans le paragraphe suivant.

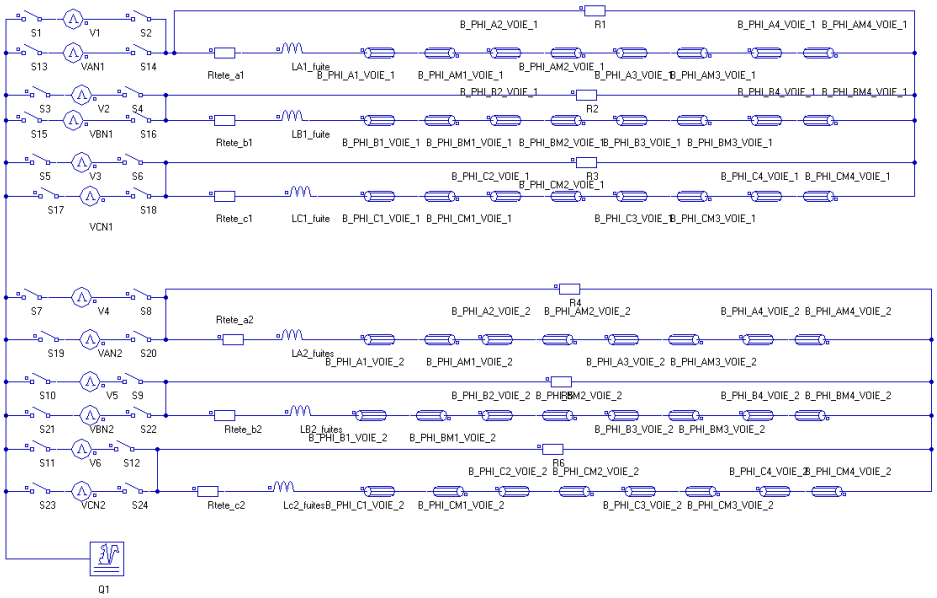


Fig.II.78. Schéma du couplage circuit dans FLUX®2D

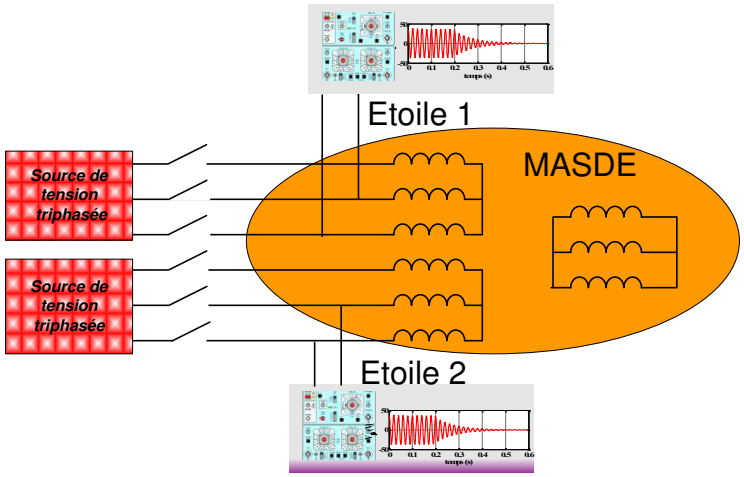


Fig.II.79. Schéma de principe du montage expérimental correspondant

- Estimation des paramètres rotoriques pour la machine **M+**

On suppose que nous sommes en régime établi avant ouverture des interrupteurs, les courants rotoriques étant nuls à la vitesse de synchronisme, nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} \overline{\Psi}_{dq}^{+} = L_s^{+}.\bar{I}_{dq}^{+} \\ \overline{\Psi}_{dq}^{r} = M_{sr}^{+}\bar{I}_{dq}^{+} \end{cases} \quad (62)$$

On écrira également les équations en tension en régime établi:

$$\bar{v}_{dq}^{+} = R_s \bar{i}_{dq}^{+} + j\dot{\theta}_s \overline{\Psi}_{dq}^{+} \quad (63)$$

A l'instant $t=t_{0-}$, instant qui précède l'ouverture des interrupteurs, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \overline{\Psi}_{dq}^{+}\Big|_{t_{0-}} = L_s^{+}.\bar{I}_{dq}^{+}\Big|_{t_{0-}} \\ \overline{\Psi}_{dq}^{r}\Big|_{t_{0-}} = M_{sr}^{+}.\bar{I}_{dq}^{+}\Big|_{t_{0-}} \end{cases} \quad (64)$$

A l'instant $t=t_{0+}$, nous ouvrons les interrupteurs côté source ; les courants dans les phases des 2 étoiles statoriques s'annulent et il apparaît un courant rotor pour maintenir le flux rotorique égal à sa valeur avant ouverture. Nous pouvons dès lors réécrire les flux tels que :

$$\begin{cases} \overline{\Psi}_{dq}^{+} = M_{sr}^{+}\bar{I}_{dq}^{r} \\ \overline{\Psi}_{dq}^{r} = L_r.\bar{I}_{dq}^{r} \end{cases} \quad (65)$$

et donc

$$\begin{aligned} \bar{v}_{dq}^{+} &= M_{sr}^{+}\frac{d}{dt}\bar{I}_{dq}^{r} + jM_{sr}^{+}\omega_s\bar{I}_{dq}^{r} \\ 0 &= R_r\bar{I}_{dq}^{r} + L_r\frac{d\bar{I}_{dq}^{r}}{dt} \end{aligned} \quad (66)$$

En considérant la continuité du flux rotorique lors de l'ouverture de l'interrupteur, nous pouvons estimer que :

$$\overline{\Psi}_{dq}^{r}\Big|_{t_{0+}} = L_r.\bar{I}_{dq}^{r}\Big|_{t_{0+}} = M_{sr}^{+}.\bar{I}_{dq}^{+}\Big|_{t_{0-}} = \overline{\Psi}_{dq}^{r}\Big|_{t_{0-}} \quad (67)$$

Le courant rotorique peut donc s'exprimer analytiquement par :

$$\bar{I}_{dq}^{r} = \bar{I}_{dq}^{r}\Big|_{t_{0+}} e^{-t/\tau_r^{+}} \quad (68)$$

tel que : $\tau_r^{+} = L_r / R_r$

et $.\bar{I}_{dq}^{r}\Big|_{t_{0+}} = \frac{M_{sr}^{+}}{L_r}.\bar{I}_{dq}^{+}\Big|_{t_{0-}}$

Etant donné que notre machine est alimentée en tension, il est nécessaire de déterminer les courants des axes dq en fonction de la tension d'alimentation. Pour ce faire, nous exprimons la valeur de la tension à l'instant t_{0-} :

$$\bar{v}_{dq}^{+}\Big|_{t_{0-}} = R_s.\bar{I}_{dq}^{+}\Big|_{t_{0-}} + j\omega_s L_s^{+}.\bar{I}_{dq}^{+}\Big|_{t_{0-}} \quad (69)$$

on aura donc :

$$\bar{I}^{+}_{dq}\Big|_{t_{0-}} = \frac{\bar{v}^{+}_{dq}\Big|_{t_{0-}}}{R_s + jL^{+}_{s}\omega_s} \tag{70}$$

On écrira dès lors l'expression de la tension induite au stator par ce courant rotorique :

$$\bar{v}^{+}_{dq} = M^{+}_{sr}\left(-\frac{1}{\tau^{+}_{r}} + j\omega_s\right)\bar{I}^{+}_{dq}\Big|_{t_{0+}} e^{-t/\tau^{+}_{r}} \tag{71}$$

Nous avons accès en simulation éléments finis aux courbes des grandeurs triphasées, nous devons donc nous ramener à ces grandeurs pour identifier les paramètres. Nous allons donc opérer une rotation d'angle θ ($\theta = \theta_s$ au synchronisme) afin d'obtenir les grandeurs αβ correspondantes :

$$\begin{aligned} v^{+}_{\alpha} &= \left|\bar{v}^{+}_{dq}\right| e^{-t/\tau^{+}_{r}} \cos\left(\theta + \arg\left(\bar{v}^{+}_{dq}\right)\right) \\ v^{+}_{\beta} &= \left|\bar{v}^{+}_{dq}\right| e^{-t/\tau^{+}_{r}} \sin\left(\theta + \arg\left(\bar{v}^{+}_{dq}\right)\right) \end{aligned} \tag{72}$$

$$\text{où} \quad \bar{v}^{+}_{dq} = M^{+}_{sr}\left(-\frac{1}{\tau^{+}_{r}} + j\omega_s\right)\frac{M^{+}_{sr}}{L_r}\frac{\bar{v}^{+}_{dq}\Big|_{t_{0-}}}{R_s + j\omega_s L^{+}_{s}} \tag{45}$$

Dès lors, le lien avec les grandeurs diphasées et triphasées est obtenu grâce à une transformation de Concordia telle que :

$$\begin{aligned} v^{+}_{\alpha} &= \sqrt{\frac{3}{2}}v^{+}_{a} \\ v^{+}_{\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left(v^{+}_{b} - v^{+}_{c}\right) \end{aligned} \tag{73}$$

Pour la détermination, les tensions entre phases sont mesurables par éléments finis à l'aide de l'application magnéto-dynamqiue de Flux 2D. Nous ramènerons aux grandeurs de la machine **M+**, en écrivant $v^{+}_{abc} = \frac{v^{1}_{abc} + v^{2}_{abc}}{\sqrt{2}}$. Afin que notre modèle puisse être cohérent, nous nous devons de respecter l'hypothèse du fondamental. Ainsi nous utiliserons l'expression de la tension dans l'axe β et les tensions composées permettant d'éliminer les harmoniques de rang 3 ainsi que minimiser les harmoniques de rang supérieurs. Nous allons utiliser la méthode des moindres carrés afin de minimiser l'erreur entre la courbe théorique et la courbe obtenue par éléments finis et ainsi déterminer les paramètres minimisant cette erreur. Pour limiter le nombre de pas de calculs nous utiliserons une fréquence d'alimentation de 50Hz sous tension réduite d'amplitude 30V pour une polarité de 4 et évitant ainsi la saturation de la machine. En effet les paramètres de la machine ne variant pas avec la fréquence, un calcul à 350Hz nécessiterait 7 fois plus de points et donc augmenterait considérablement la durée de résolution par FLUX®2D.

Les paramètres du modèle variant avec la polarité il est nécessaire d'effectuer la même étude pour machine **M-**. Il est évident que la méthode de résolution dans cette configuration sera strictement identique à celle présentée pour la machine **M+**.

La figure II.80 présente l'allures des tensions v_α^+ et v_β^+ lors d'une ouverture des sources à g=0 pour la machine **M+**. La figure II.81 présente la comparaison entre l'évolution de la tension v_β^+ obtenus par le calcul élément fini et l'évolution de cette même tension en utilisant le modèle établi avec le jeu de paramètres estimé.

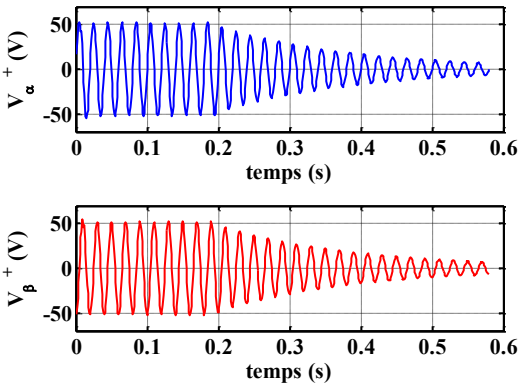


Fig.II.80. Résultat de Simulation EF sur les tensions v_α^+ et v_β^+ lors d'une ouverture des sources à g=0 et p=2

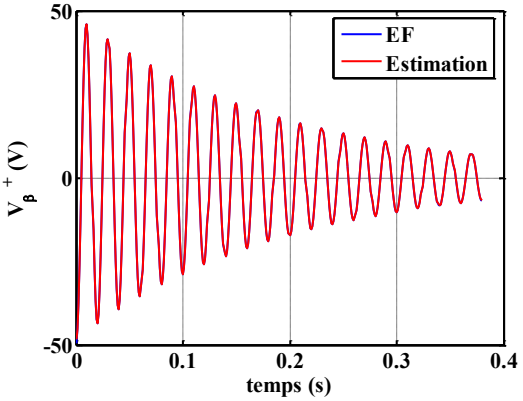


Fig.II.81. Tensions v_β^+ lors d'une ouverture des sources par simulation EF et par le modèle proposé à g=0 et p=2

Un jeu de paramètres minimisant l'erreur entre les deux méthodes de résolution est obtenu en se fixant un rapport de transformation égal à 1 entre le stator et le rotor de ce fait nous avons obtenu les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned}
&V_a^+ = \frac{V_a^2 + V_a^1}{\sqrt{2}} = 42.3\ \text{V}\\
&L_s^+ = 22.2\ \text{mH}\\
&\tau_r^+ = 0.19\text{s}\\
&M_{sr}^+ = 21.5\quad \text{mH}\\
&L_r = L_s^+ = 22.2\quad \text{mH}\\
&R_r = 0.116\,\Omega\\
&f = 50\ \text{hz}\\
&\omega_s = 2\pi f
\end{aligned} \qquad (46)$$

- Estimation des paramètres rotoriques de la machine **M-**

Nous utiliserons exactement le même principe que précédemment mais en alimentant la machine tel que le transitoire s'écrit

$$\begin{aligned} v_\alpha^- &= \left|\bar{v}_{dq}^-\right| e^{-t/\tau_r^-} \cos\left(\theta + \arg\left(\bar{v}_{dq}^-\right)\right) \\ v_\beta^- &= \left|\bar{v}_{dq}^-\right| e^{-t/\tau_r^-} \sin\left(\theta + \arg\left(\bar{v}_{dq}^-\right)\right) \end{aligned} \tag{74}$$

$$\text{où} \quad \bar{v}_{dq}^- = M_{sr}^- \left(-\frac{1}{\tau_r^-} + j\omega_s\right) \frac{M_{sr}^-}{L_r} \frac{\bar{v}_{dq}^-\big|_{t_0-}}{R_s + j\omega_s L_s^-} \tag{75}$$

Dès lors, le lien avec les grandeurs diphasées et triphasées est obtenu grâce à une transformation de Concordia telle que :

$$\begin{aligned} v_\alpha^- &= \sqrt{\frac{3}{2}} v_a^- \\ v_\beta^- &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left(v_b^- - v_c^-\right) \end{aligned} \tag{76}$$

De la même manière que pour la machine **M+**, la figure II.82 présente l'allures des tensions v_α^- et v_β^- lors d'une ouverture des sources à g=0 pour la machine **M-**. La figure II.83 présente la comparaison entre l'évolution de la tension v_β^- obtenus par le calcul élément fini et l'évolution de cette même tension en utilisant le modèle établi avec le jeu de paramètres estimé qui montre une très bonne concordance ; les deux courbes sont pratiquement confondues.

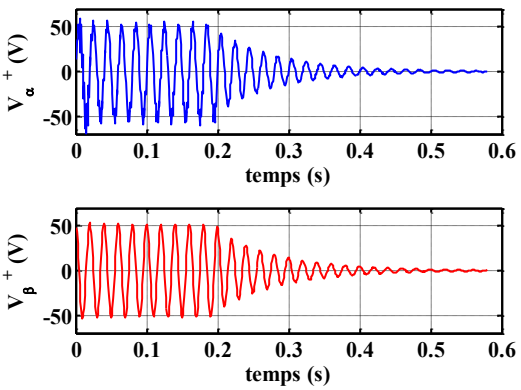


Fig.II.82. Résultat de Simulation EF sur les tensions v_α^+ et v_β^+ lors d'une ouverture des sources à g=0 et p=4

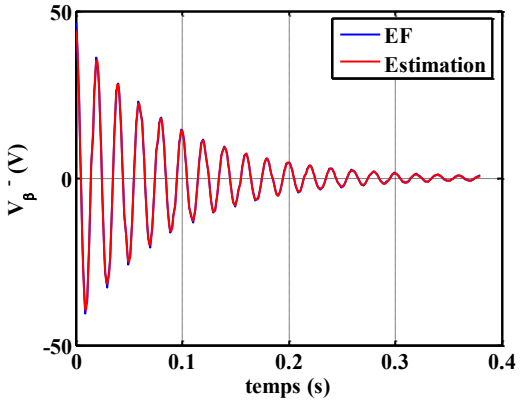


Fig.II.83. Tensions v_β^+ lors d'une ouverture des sources par simulation EF et par le modèle proposé à g=0 et p=4

Le jeu de paramètre du modèle de la machine **M-** est :

$$\begin{aligned} V_a^- &= \frac{V_a^1 - V_a^2}{\sqrt{2}} = 42.3\ \text{V} \\ L_s^- &= 7.7\ \text{mH} \\ \tau_r^- &= 0.088\,\text{s} \\ M_{sr}^- &= 7.4 \quad \text{mH} \\ L_r &= L_s^- = 7.7 \quad \text{mH} \\ R_r &= 0.0873\,\Omega \\ f &= 50\ \text{hz} \\ \omega_s &= 2\pi f \end{aligned} \tag{77}$$

Nous avons établi les modèles des machines **M-** et **M+** et proposé une méthode d'estimation de leurs paramètres. Nous allons vérifier que le modèle présenté avec les paramètres identifiés (Fig. 84) représente correctement le comportement de la machine dans les zones de glissement où les machines **M+**et **M-** vont opérer (par exemple pour f=350 Hz et V^+=300V et V^-=286V). Pour la machine **M+**, le modèle et les paramètres (Fig.II.84-a) doivent être concordant vis à vis de la résolution éléments finis sur la plage de variation de glissement entre 0 et 2% car la machine ne fonctionnera que dans cette plage. Pour la machine **M-**, nous devons vérifier que les résultats donnés par le modèle sur la plage de glissement 0 à 4% est en accord avec les résultats obtenus par éléments finis (Fig.II.84-b).

$$\begin{aligned} V_a^+ &= \frac{V_a^2 + V_a^1}{\sqrt{2}} = 300\ \text{V} \\ L_s^+ &= 22.2\ \text{mH} \\ \tau_r^+ &= 0.19\text{s} \\ M_{sr}^+ &= 21.5 \quad \text{mH} \\ L_r &= L_s^+ = 22.2 \quad \text{mH} \\ R_r &= 0.116\,\Omega \\ f &= 350\ \text{hz} \\ \omega_s &= 2\pi f \end{aligned}$$

a) Paramètres machine **M+** (p=2)

$$\begin{aligned} V_a^- &= \frac{V_a^1 - V_a^2}{\sqrt{2}} = 286\ \text{V} \\ L_s^- &= 7.7\ \text{mH} \\ \tau_r^- &= 0.088\,\text{s} \\ M_{sr}^- &= 7.4 \quad \text{mH} \\ L_r &= L_s^- = 7.7 \quad \text{mH} \\ R_r &= 0.0873\,\Omega \\ f &= 350\ \text{hz} \\ \omega_s &= 2\pi f \end{aligned}$$

b) Paramètres machine **M-** (p=4)

Fig.II.84. Jeux de paramètres pour estimer les caractéristiques couple courant en fonction du glissement

Les figures II.85 à II.88 montrent que le couple et la valeur efficace du courant statorique des machines **M+** et **M-** sont en accord avec la résolution par Flux2D sur les plages de valeurs utiles mentionnées précédemment. Cette vérification permet d'affirmer que la méthode utilisée pour l'estimation des paramètres est pertinente au moins sur la plage utile de fonctionnement de la machine asynchrone à polarité configurable.

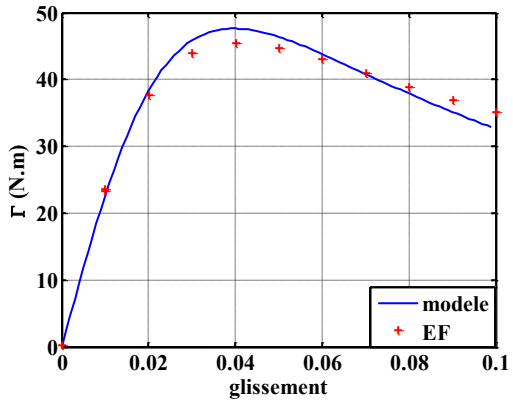


Fig.II.85. Confrontation des allures couple glissement par simulation EF et par le modèle proposé à p=2

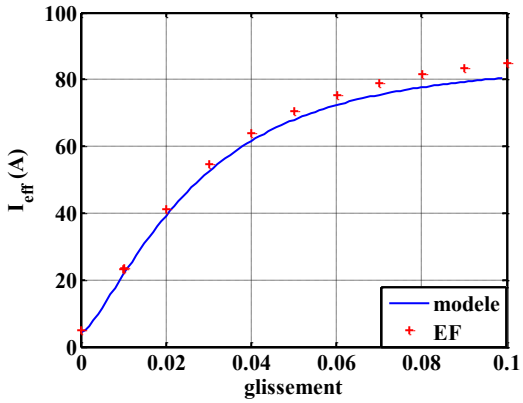


Fig.II.86. Confrontation des allures courant glissement par simulation EF et par le modèle proposé à p=2

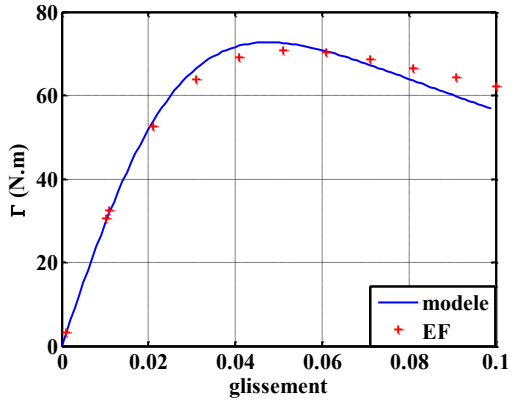


Fig.II.87. Confrontation des allures couple glissement par simulation EF et par le modèle proposé à p=4

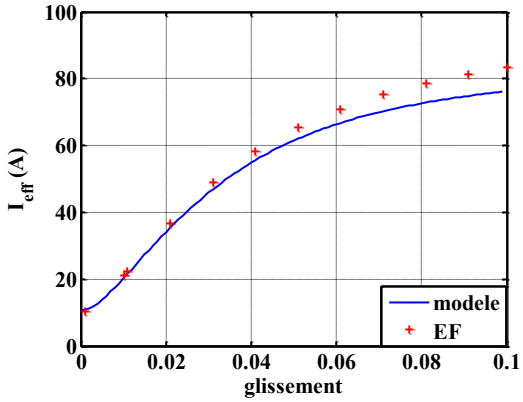


Fig.II.88. Confrontation des allures courant glissement par simulation EF et par le modèle proposé à p=4

Le modèle ainsi validé pourra être utilisé dans les travaux futurs sur cette machine pour établir les stratégies de commande adaptées pour contrôler le couple suivant la vitesse de rotation.

7. Conclusion

Dans cette partie, nous avons proposé un concept de machine asynchrone à deux étoiles alimentées par deux onduleurs de tension permettant d'être configurable en polarité par la commande.

La première problématique réside dans le choix de la topologie de bobinage permettant d'avoir une faible distorsion harmonique dans les deux configurations de polarité. Nous avons montré que pour remplir cet objectif, nous sommes amenés à utiliser un bobinage double couche avec un fort raccourcissement à basse polarité. Le choix de raccourcissement est fait de sorte que

les coefficients de bobinage dans chacune des polarités soit le plus élevé possible tout en garantissant un taux d'harmonique d'espace de force magnétomotrice le plus faible possible. Cependant, on signalera que les deux bobinages doivent être excités simultanément afin que la force magnétomotrice soit à faible taux d'harmonique d'espace. En effet, chaque bobinage alimenté séparément, conduit à une répartition de courant statorique comportant un très fort taux d'harmonique. En raison de la non « sinusoïdalité » de la distribution de courant de chaque étoile lorsqu'elle est alimentée seule, les paramètres d'une telle machine sont difficilement identifiables. Pour cette raison, nous avons proposé un changement de variable adapté permettant de définir deux machines équivalentes **M+** et **M-** découplées magnétiquement et chacune à taux d'harmoniques d'espace faible permettant ainsi d'identifier facilement les paramètres de leur modèle par les approches classiques.

La deuxième problématique est liée au fait que le circuit magnétique se sature dans des zones différentes selon la polarité imposée par la commande. Nous avons montré que les zones les plus saturées à basse polarité sont les culasses statoriques et rotoriques et qu'à haute polarité les dents statoriques et rotoriques sont amenées à saturer. Le dimensionnement de ce type de machine nécessite alors une étude paramétrique multi-objectif considérant que la machine doit être optimisée sur l'ensemble de la plage de vitesse pour les deux polarités, tout en minimisant d'une part son poids, les pertes, et d'autre part le courant d'alimentation notamment au démarrage qui est dimensionnant pour les composants des onduleurs. Nous avons montré ainsi que pour un rapport de couple de démarrage sur le couple de régime établi de 3.42, le courant n'augmentera que de 2.28 fois grâce au changement de polarité. En comparaison, une machine non reconfigurable en polarité aurait vu son courant augmenté dans les mêmes proportions que les rapports des couples. Cela imposerait des contraintes considérables en terme de pertes et de saturation du circuit magnétique nécessitant d'axer le dimensionnement de la machine pour fournir le couple de démarrage. Avec une solution de type machine à aimants, il faut ajouter le risque de désaimantation au démarrage lié à la forte réaction d'induit.

Le modèle établi pour les deux machines **M+** et **M-** correspond au modèle classique des machines asynchrones triphasées à rotor à cage d'écureuil. De part les contraintes de temps, et du fait que nous n'avons pas réalisé de prototype, il nous a été impossible de déterminer les paramètres expérimentaux. Afin de contourner ce problème, nous avons proposé une approche d'identification utilisant un logiciel de calculs éléments finis avec application magnétodynamique, pour déterminer les paramètres de cette machine et notamment les deux constantes de temps rotoriques et les mutuelles rotor stator pour les machines **M+** et **M-**. Les modèles ainsi établis et

la méthode d'identification proposée ont pu être comparés aux performances de la machine obtenues par un calcul élément fini.

Nous avons également montré que la stratégie de changement de polarité à vitesse donnée nécessite le défluxage de la machine jusqu'à extinction du flux rotorique et refluxage dans la nouvelle polarité pour obtenir les performances désirées.

Les travaux futurs s'axeront vers le choix des stratégies de commande adaptées à ce type de machine à polarité configurable de même que la réalisation d'un prototype afin de valider entièrement ce concept pour l'application taxiiage d'avion et éventuellement d'autres applications de transport.

CONCLUSION GENERALE

L'essor des technologies électriques permet, aujourd'hui, d'entrevoir des solutions viables pour des systèmes embarqués dans l'aéronautique. En effet, du fait de l'environnement sévère auxquels sont soumis les dispositifs implémentés sur les aéorenefs, il est nécessaire d'orienter la conception des moteurs électriques dans le but qu'ils soient performants quelque soient les conditions de fonctionnement. De plus, dans le domaine aéronautique et donc le transport de personnes, il est primordial d'assurer à la fois une excellente disponibilité et fiabilité du matériel tout en garantissant la tolérance aux défauts. Dans un souci environnemental et économique les systémiers sont de plus en plus enclin à se tourner vers des solutions d'actionneurs électriques.

Les travaux menés dans cette thèse ont eu pour objectif, dans un premier temps, de valider le principe de tolérance aux fautes sur des moteurs synchrones à aimants permanents de type double étoile. Nous avons étudié les topologies de bobinage distribués et concentriques et avons dégagé une solution permettant de garantir la circularité de la matrice inductance afin de s'affranchir du déséquilibre magnétique même si une seule des étoiles est active. Cette solution consiste à utiliser un bobinage à plot qui permet d'obtenir des courants de court circuit triphasés équilibré. Nous avons proposé une topologie de moteur permettant de garantir la continuité de service tout en assurant la non dégradation du matériel lors d'un défaut de type court circuit par limitation du courant de court circuit lors de la conception du moteur. De plus, nous avons montré qu'un couplage magnétique entre étoile important pouvait nuire au bon fonctionnement du moteur et avons proposé une méthode de conception permettant de limiter le couplage magnétique entre les deux étoiles en introduisant une dent de découplage magnétique de dimension adaptée. De plus, l'utilisation d'une telle dent permet d'augmenter la surface d'échange et réduire les contraintes thermiques. Parallèlement, nous avons proposé un modèle semi analytique d'estimation de la résultante des forces radiales dans le but de faciliter le dimensionnement des roulements. Dans ces conditions, nous préconisons l'utilisation de topologie de moteur à bobinage concentrique dans les applications nécessitant un haut degré de disponibilité. Ce type de moteur permet de garantir très bon comportement quelque soit le mode opératoire, sous réserve d'un dimensionnement correct.

Afin de valider, ces principes de conception, nous avons optimisé et réalisé un prototype de moteur à aimants permanents à deux étoiles magnétiquement découplées et à courant de court circuit limité. Nous avons ainsi pu vérifier expérimentalement les fondements proposés pour la conception de moteurs tolérants aux défauts. Nous avons ainsi comparés les performances expérimentales du moteur et le calcul prédictif de ces mêmes performances. Nous avons constaté

une très bonne adéquation entre ces résultats et avons validé ainsi les concepts proposés ainsi que la modélisation utilisée pour déterminer les performances de cette machine.

De part les contraintes industrielles, il ne nous a pas été possible d'exploiter ce moteur pendant une période suffisante. En effet, il aurait été judicieux de s'intéresser au modèle haute fréquence de ce moteur. Les vitesses de commutation des interrupteurs étant de plus en plus rapide, les contraintes de tenue en tension sur les isolants sont de plus en plus sévères. Cette assertion est encore plus vraie dans le cas de moteurs destinés à l'aéronautique où les plages de fréquence sont relativement élevées. Il serait alors intéressant de tenter de caractériser le comportement haute fréquence de ce type de moteur afin d'ajouter un degré supplémentaire de fiabilité au regard des isolants des conducteurs. Ce modèle pourrait être ainsi utilisé pour pronostiquer les défauts d'isolant mais également dans le but de dimensionner les filtres de mode commun.

Dans la seconde partie de ce mémoire, nous avons voulu répondre à la demande toujours plus forte des avionneurs en terme d'innovation en relation à l'écologie. Nous avons ainsi proposé une topologie de moteur asynchrone à polarité configurable pour l'application « Green Taxiing ». Cette application consiste à utiliser des dispositifs électriques permettant de remplacer la poussée des réacteurs lors des phases de roulage sur le tarmac. Nous avons axé notre recherche de topologie sur une configuration de bobinage permettant la reconfiguration de la polarité par la commande permettant d'obtenir un coefficient de couple variable ; ceci dans le but d'avoir une machine pouvant évoluer sur une très large plage de vitesse avec des courants d'amplitude raisonnables réduisant ainsi les contraintes sur les onduleurs. Nous avons ainsi dégagé une solution de moteur asynchrone bobinée à double couche dont les enroulements sont scindés en deux étoiles participant conjointement à la polarité. Mais la bonne compréhension des phénomènes liés à ce changement de polarité fut essentielle dans l'objectif de dimensionner un moteur performant. La reconfiguration de la polarité entraîne une variation de l'état de saturation du circuit magnétique, et dans le but d'optimiser le moteur pour l'ensemble de la plage de vitesse, il a été nécessaire de faire un compromis entre le fonctionnement basse et haute vitesse. La machine a donc été dimensionnée grâce à une « optimisation multi objectif », et nous avons pu constaté que ce type de machine présentait un grand intérêt vis-à-vis de l'application considérée. Nous avons proposé une méthode astucieuse permettant d'établir le modèle de ce type de machine. La répartition du bobinage de chaque étoile n'étant pas sinusoïdalement distribué le long de l'alésage du stator ; il a été nécessaire de proposer un changement de variable adapté permettant de définir deux distribution de courant équivalentes pratiquement sinusoïdales et

revenir à des considérations plus usuelles sur les moteurs asynchrones à cage d'écureuil. Nous avons proposé une méthode d'estimation des paramètres basée sur l'utilisation du modèle couplé à une résolution éléments finis magnétodynamique pour identifier les paramètres de la même manière que si on avait eu accès à un banc expérimental. Suite à l'identification des paramètres nous avons pu vérifier la validité du modèle et donc conclure quant à sa pertinence vis-à-vis du calcul éléments finis. En se basant sur les paramètres identifiés et validés par éléments finis, nous avons démontré la compétitivité de la solution proposée qui consiste à utiliser une machine asynchrone à polarité configurable.

Dans ces conditions, l'objectif est ainsi de réaliser un prototype. En effet, le principe de ce type de topologie ayant été validée théoriquement, il est nécessaire de confronter ces résultats à des résultats expérimentaux afin de monter l'intérêt de ce type de moteur au regard de l'application. L'utilisation du modèle permettra ainsi de simplifier la commande de la machine, mais il sera essentiel de déterminer une stratégie de commande permettant de reconfigurer la machine suivant la vitesse de rotation désirée. Par ailleurs, ce modèle peut encore être amélioré par la prise en compte du possible déséquilibre de tension imposé par les onduleurs. Une solution de moteur asynchrone pour l'application taxiiage semble être intéressante mais doit être éprouvée. En effet l'intérêt de ce type de moteur réside dans la facilité de réalisation de cette machine. Toutefois, lors de futures études sur des aéronefs de nouvelle génération, il pourra être judicieux de déterminer un volume plus adapté aux moteurs asynchrone dont les performances sont très dépendantes du diamètre d'alésage. D'une part l'augmentation du diamètre d'alésage permettrait d'augmenter le couple massique de ce type de machine, mais également présenterait l'avantage de pouvoir abriter plus de conducteurs et par la même occasion nous pourrions utiliser une configuration de bobinage permettant de passer d'une polarité 8 (p=4) à 16 (p=8) alors que nous nous sommes limités à une polarité passant de 4 à 8. Dans ces conditions le gain sur les performances dans l'ensemble de la plage de vitesse pourrait être considérable et rendre ce type de moteur encore plus compétitif. Une comparaison pourrait alors être menée dans le but de confronter les résultats de la machine asynchrone à polarité configurable à une topologie de machine synchrone classique à aimants ou une machine synchrone à double excitation aimants + inducteur bobiné.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Aerospace america AEROSPACE AMERICA/SEPTEMBER 2005 Beyond the more electric aircraft :http://www.aiaa.org/aerospace/images/articleimages/pdf/AA_Sept05_FAL.pdf

Alger70 Ph.L. Alger Induction Machines: Their behaviour and uses. Gordon and Breach Science Publisher, second edition, 1970, ISBN : 64-18799.

Almadi A. ALMADI Energy Efficient electric motors, third version revisited and expanded

Arkan01 Arkan, M., Perovic, D.K. and Unsworth, P., "Online stator fault diagnosis in induction motors Electric Power Applications," IEE Proceedings, vol. 148, no. 6, pp. 537-547, Nov. 2001.

Atkinson97 D.J. Atkinson, R.L. Lakin, R.Jones "A vector-controlled doubly-fed induction generator for a variable speed turbine application", Trans. Instrumentation Meas. And Control, vol. 19, no. 1, pp.2-12, 1997.

Barcaro09 Barcaro, M. Bianchi, N. Magnussen, F., "Analysis and tests of a dual three-phase 12-slot 10-pole permanent magnet motor", :Energy Conversion Congress and Exposition,. ECCE 2009. IEEE, pp 3587 – 3594, November 2009

Bekermans These Marc Bekemans Modélisation des machines électriques en vue du contrôle des efforts radiaux thèse souteunue en mars 2006

Benkhoris03 Benkhoris M, Merabtene M, Meibody F., Davat B., Semail E. "Approches de modélisation de la Machine Synchrone Double Etoile alimentée par des onduleurs de tension en vue de la commande" RIGE, Volume 6, n° 5-6/2003, pp 579-608

Bertotti90 G. Bertotti, General properties of power losses in soft ferromagnetic materials, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 24, no. 1, pp. 621 630, 1988.

Bianchi05 N. Bianchi, S. Bolognani, "Tolerant PM Motors in Automotive Applications", IEEE Conf. on Vehicle and power propulsion, Chicago, Sept. 2005, pp. 747-755.

Bianchi06 N. Bianchi, S. Bolognani, M. Dai Pré, G. Grezzani, «Design consideration for fractional-Slot winding configurations of synchronous Machines », IEEE Trans. Indust. Appl. Vol 42, No 4, July 2006

Bianchi08 N. Bianchi, S. Bolognani, M DAI Pré, "Magnetic Loading of Fractional-Slot Three Phase PM Motors with Nonoverlapped Coils", IEEE Transactions on industry applications, vol 466, n°5, pp1513-1521, September 2008

Boileau07 Boileau, T. Nahid-Mobarakeh, B. Meibody-Tabar, F.,"Back-EMF Based Detection of Stator Winding Inter-turn Fault for PM Synchronous Motor Drives", Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE ,p95

Bouchard97 BOUCHARD Réal-Paul, OLIVIER Guy,"Conception de moteurs asynchrones triphasés",ISBN : 978-2-553-00615-9,Parution : janvier 1997

Caron J.P. Caron Modélisation des machines par le calcul analytique du champ. Club eea http://www.clubeea.org/documents/mediatheque/J-P_Caron_Machines_electriques_par_les_Champs.pdf

Caron These J.P.Caron "Etude et mise en œuvre d'une machine synchrone spéciale alimentée par un convertisseur statique", Thèse de doctorat de l'Inpl, soutenue en 1981

Chatelain 89 J. Chatelain, « Machines Electriques », Traité d'électricité Vol X, Edition Presses Polytechniques Romandes 1989.

Chong08 L. Chong R. Dutta and M.F. Rahman "Open circuit analysis of concentrated winding in interior permanent magnet machines with fractional slot distribution" 4th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2008), p.235–239

Classe Affaire 05 Classe Affaire n° 31, Editions du 4eme trimestre 2005

Clement60 C.Clement, Construction des bobinages électriques Dunod 1960

Dorrell03 Dorrell, D.G. Ooshima, M. Chiba, A.." Force analysis of a buried permanent-magnet bearingless motor", Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, pp 1091 - 1097 vol.2, June 2003

Dubas05 Dubas F., Zire H.-S., Sairi S., Espanet C., Miraoui A, "Étude de la Désaimantation dans l'Air d'un Inducteur Cylindrique de Machines à Aimants permanents montés en Surface", in Électrotechnique du Futur (EF) - Électrotechnique du Futur (EF), France (2005) [hal-00322507 − version 1]

Dubas09 Dubas F., Espanet C.,"Analytical Solution of the magnetic Field in Permanent-Magnet Motors Taking Into Account Slotting Effect: No-Load Vector Potential and Flux Density Calculation" IEEE Transactions on Magnetics 45, 5 (2009) pp. 2097-2109 [hal-00467151 - version 1]

Dwari07 S. Dwari, L. Parsa, "Disturbance Free Operation of Permanent Magnet Motor Drives Under Short Circuit Fault Using Center Split Winding" Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE Volume 23-27 Sept. 2007 pp:1329 – 1334

Ertugrul02 N.Ertugrul, W. Soong, G. Dostal and D.Saxon " Fault Tolerant Motor Drive System with Redundancy for Critical Applications" Power Electronics Specialists Conference, 2002. PESC 02. 2002 IEEE 33rd AnnualVolume 3, 23-27 June 2002 pp1457 - 1462 vol.3

Faa CAST http://www.faa.gov/aircraft/air_cert/design_approvals/air_software/cast/cast_papers/

Fan 94 Y. Fan, J. P. Hautier, "Commande optimisée d'un ensemble convertisseur-machine synchrone autopilotée fonctionnant en mode dégradé biphasé", Journal Phys. III France 4, Page 143-157, January 1994.

Fiorillo90 F. Fiorillo and A. Nokinov, An improved approach to power losses in magnetic lamination under non sinusoïdal induction waweform » - – IEEE Trans. on Magn. Vol 26 n°5 sept. 1990

FLUX Flux2D, Finite Element Method, Cedrat, France

Hadiouche01 D. HADIOUCHE : Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure Thèse de doctorat de l'UHP, Nancy, Soutenue le 20 décembre 2001

Hoefer06 U.M. Hoefer, A.G. Jack and B.C. Mecrow, "Unbalanced magnetic pull in high speed brushless permanent magnet brushless motors – experimental observations and results", Proc. Of ICEM , paper n° 426, 2006

Hopfensperger01 B. Hopfensperger, D.J. Atkinson, "Doubly-fed a.c. machines : classifications and comparaison", EPE conference 2001-Gratz, DS 3.4-2.

Huang94 J.Huang, 'Application for p pole nphase system to the analysis of the 2-3 phase induction motor", Proc. ICEM 94, 5-8 september 1994, Paris France, Vol2, pp.591-595

Husain00 I. Husain, A. Radun, J. Nairus, "Unbalanced force calculation in swithced reluctance machines", IEEE Trans. Magn. Vol.36, No. 1, pp. 330-338, January 2000.

Ishak04 D. Ishak, Z.Q. Zhu, D. Howe "Comparative Study of Permanent Magnet Brushless Motors with all Teeth and Alternative Teeth Windings", IEE Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drive, 2004, pp834-839

Jahns 80 Jahns T.M. "Improved Reliability in solid State AC Drivers by means of Multiple independent Phase drive units", IEEE Trans. Ind. Appl, Vol Ia-16, No3, pp321-331, May june 1980

Jones99 R.I. Jones, "The More Electric Aircraft : The Past and The Future ?", College of Aeronautics, Cranfield University, 1999.

Khenfer95 N.Khenfer, machines asynchrones: ses modèles son identification et sa commande, Thèse de doctorat de l'INPL de Lorraine 1995

Kim01 K-T Kim, K-S Kim, S-M Hwang, T-J Kim, Y-H Jung , "Comparison of Magnetic Forces for IPM and SPM Motor with Rotor Eccentricity", Magnetics, IEEE Transactions on Volume 37, Issue 5, Part 1, pp 3448 – 3451 Sept. 2001

Klingshirn 83 Klingshirn, E.A, "high phase order Induction motors PartI-Description and theorcial Condisderations", IEEE Trans. Power App. Syst, Vol. PAS-102, no1, pp47-53, Jan 83

Laporte B. Laporte, Machine électriques tournantes, conception dimensionnement fonctionnement ISBN 978-2-7298-3658-0

Lateb Thèse R. LATEB : Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : Application à la propulsion marine par POD Thèse de doctorat de l'INPL, soutenue le 19 octobre 2006

Lateb06 R. Lateb, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, "Effect of magnets segmentation on the cogging torque of PM motors". IEEE Trans. Mag., Vol. 42, no. 3, March. 2006

LeBoeuf10 Leboeuf, N. Boileau, T. Nahid-Mobarakeh, B. Meibody-Tabar, F.,"Fault Detection in a Current Controlled PM Drive Using Back-EMF Estimation and Residual Analysis", Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2010 IEEE , p1

Liang95 F. Liang, D. W. Novotny, R. W. Fei, X. Xu, « Selection of the Pole Number of Induction Machines for Variable Speed Applications". IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 31, N°2, March/April 1995, pp. 304-310.

Lipo80 T.A. Lipo " a dq model for six phase Induction Machines", Proc ICEM 80, pp 860-867 Athens,Greece 1980

Liu06 Z.J. Liu and J.T. Li, "Accurate prediction of magnetic field and magnetic forces in permanent magnet motors using an analytical solution" IEEE Trans. On Energy Conversion, vol.23, n°3, pp] 717-726, 2006

Magnussen03 F. Magnussen, C. Sadarangani, "Winding factors and Joules Losses of Permanent Magnet Machines with concentrated Windings", Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International pp 333-339 Vol.1

Martin 00 Martin JP, Meibody Tabar F, Davat B, " Multiple phase Permanent magnet Synchronous Machine supplied by VSI's, workind durind Fault conditions", Conf. Record of 2000 IEEE IAS Annual meeting, 8-12 october 2000, Roma Italy

Mavier07 J. Mavier, "Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique", thèse de doctorat, INPT, Toulouse, mars 2007.

Mecrow96 B.C Mecrow,. A.G Jack, J.A Haylock, J.Coles," Fault-tolerant permanent magnet machine drives" Electric Power Applications, IEE Proceedings Volume 143, Issue 6, Nov 1996 pp437 – 442

Meier09 F. Meier, J. Soulard, **"**PMSMs with non-overlapping concentrated windings: Design guidelines and model references", Ecologic Vehicles-Renewable Energies, March 26-29 20009

Mercrow06 B.C. Mecrow, A. G. Jack, D. J. Atkinson, S. R. Green, G. J. Atkinson,A. King, B. Green, "Design and testing of a four-phase fault-tolerant permanent-magnet machine for an engine fuel pump", IEEE Trans.Energy Conversion., Vol. 19, NO. 4, March. 2006.

Messier-Bugatti/GREEN Messier-Bugatti, GREEN "Electric actuator including voltage inverters powering an electrical machine, and reconfigurable in the presence of defect" (WO/2010/034906)

Mezani 04 S. Mezani, «Modélisation Electromagnetique et Thermique des Moteurs à Induction, EnTenant Compte des Harmoniques d'Espace », Thèse de doctorat de l'INPL, Juillet 2004.

Monmasson 01 Extension du Concept de Contrôle direct du Couple par MLI vectorielle :- Eric Monmasson - Ahmad Ammar Naassani - Jean-Paul Louis- Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE), vol. 4, N° 3-4/2001, pp. 333-341.

Monmasson 04 Dynamic Reconfiguration of Control and Estimation Algorithms for Induction Motor Drives :- Eric Monmasson - Benoit Robyns - - Bernard De Fornel- Electromotion, vol. 11, n°2, pp. 67-76, avril-juin 2004

Moubayed98 N. Moubayed, F. Meibody-Tabar, B. Davat, " Alimentation par deux onduleurs de tension d'une machine synchrone double étoile", Revue Internationale de Génie Electrique, Vol. 1, No. 4, 457-470, 1998.

Moubayed99 N. Moubayed, F. Meibody-Tabar, B. Davat and I. Rasoanarivo,"Conditions of Safely Supplying of DSIM by two PWM-VSI", EPE 99

Mulag Vehicule de traction de type Mulag http://www.mulag.de/gse_comet12.html?&L=2

Naassani05 Contrôle direct du couple et du flux rotorique d'une machine asynchrone :- Ahmad Ammar Naassani - Eric Monmasson - Jean-Paul Louis- Revue Internationale de Génie Electrique, vol. 8 n°3-4/2005.

Noel04 C. Noel, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, "Short-Circuit Current Reduction Technique for Surface Mounted PM Machines in High Torque-Low Speed Applications", Conf. Rec. IEEE - IAS Annual Meeting, Seattle (USA), Oct. 2004.

Poitiers 01 F. Poitiers, M. Machmoum, R. Le Doeuff, M.E. Zaim, "Control of a doubly-fed induction generator for wind energy conversion systems", International Journal of Renewable Energy Engineering, Vol. 3, N° 3, December 2001, pp. 373-378.

POZA LOBO03 F.J. POZA LOBO Modélisation, Conception et Commande d'une Machine Asynchrone sans Balais Doublement Alimentée pour la Génération à Vitesse Variable Thèse de doctorat de l'INPG et de Mondragon UNIBERTSITATEA soutenue en 2003

Quigley93 Quigley, R.E. Jr., "More Electric Aircraft," Conference Record, IEEE Applied Power Electronics Conference, March 7-11, 1993, pp. 906-911

Razik06 Machine asynchrone à vitesse variable, 2 tomes, Hermes 2006,ISBN13 : 978-2-7462-1381-4,ISBN13 : 978-2-7462-1382-1

Richardeau05 F. Richardeau, H. Piquet, J. Mavier, "Onduleur de tension reconfigurable àtolérance de pannes", brevet INPI n°05.53116, octobre 2005.

Roger93 D. Roger, La machine asynchrone double étoile: Régimes transitoires-Alimentation à fréquence variable", Thèse de doctorat de l'université des sciences et technologies de Lille 1993

Sargos96 F.M. Sargos, P. Zaskaliicky, E.J. Gudefin, " Generalized theory of the structures of reluctance step motors", Conference Record IEEE IAS Annual Meeting 1993, pp. 211-216.

Semail08 E. Semail, X. Kestelyn, F. Locment "Fault Tolerant multiphase Electrical Drives: The Impact Of Design " EPJ AP (European Physical Journal-Applied Physics), Vol 43, n°2, August 2008 p. 159-163

Shamsi06] M.A. Shamsi Nejad, S. Pierfedericci , F. Meibody-Tabar, "The study of double star synchronous machine in normal mode and the control strategy in degraded mode", IEEE, Industrial Electronics, IECON 2006, pp5057-5062

Shamsi07 These M. A. SHAMSI-NEJAD : Architectures d'alimentation et de commande d'actionneurs tolérants aux défauts. Régulateur de courant non linéaire à large bande passante,hèse de Doctorat de l'INPL soutenue le 11 Juillet 2007

Shen85 D.Shen,G.Meunier,J.L. Coulomb, J.C. Sabonnadière, " Solution of magnetic fields and electrical circuits combined problems", IEEE Trans.Mag. Vol 21, N°6, pp2288-2291 Nov.1985

St-Michel Jacques SAINT-MICHEL Bobinage des machines tournantes à courant alternatif , techniques de L'ingénieur http://www.mecaniqueindustrielle.com/Bobinage_des_machines_tournantes_a_courant_alternatif.PDF

Takorabet07 N.Takorabet, "Sur le traitement des harmoniques d'espace dans les convertisseurs électromécaniques", Memoire présenté en vu de l'obtention de l'habilitation à dirigé des recherches 2007

Takorabet08 N. Takorabet, J.P. Caron, B. Vaseghi, B. Nahid-Moubarakeh, F. Meibody-Tabar, G. Humbert "Study of different architectures of fault tolerant actuator using double star PM motor", IEEE IAS Annual Meeting, pp 1-6, October 2008

Takorabet95 N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, F. Nierlich, O. Gosselin, C. Cassagnet, R. Meuret, "Machine synchrone double-étoile à fort ségrégation", Symposiom technology de l'avion organisé par le group SAFRAN, Evry, 8 et 9 Novembre 2005.

Thomsen06 J.S. Thomsen, M. Blanke, "Fault-tolerant Actuator System for Electrical Steering of Vehicles" IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on Volume , Issue , 6-10 Nov. 2006 pp:3597 – 3602

Traverse 06 TRAVERSE Pascal ; LACAZE Isabelle; SOUYRIS Jean;"Commandes de vol électriques airbus : un processus vers une sûreté de fonctionnement totale",Génie logiciel ISSN 1265-1397 ,2006, no79, pp. 41-53 [13

Vaseghi10 Vaseghi, B. Takorabet, N. Meibody-Tabar, F. "Short-circuit current reduction of PM motors by magnet segmentation technique", Electromagnetic Field Computation (CEFC), 2010 14th Biennial IEEE Conference on pp1 - 1, may 2010

Vassent89 E.Vassent, G.Meunier,J.C. Sabonnadière, "Simulation of indctuin machine operationusing complex magnetodynamic finite elemetns", IEEE Trans.Mag. Vol25, n°4,pp3064-3066 July.1989

Velly09 Velly, N. Takorabet, N. Meibody-Tabar, F. Liegeois, P.Y. Nierlich, F. Leynaert, F.N. Humbert, G. , "Double channel PM motor for avionic applications: impact of winding topologies", Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, pp 2387 – 2394

Velly09 N.Velly, N.Takorabet, F Meiboby-Tabar, P.Y Liégeois, "Magnetic Forces Calculation in Surface PM Motors with Asymmetric Stator Windings for Avionic Applications" IEEE International Electric Machines and Drives Conference IEMDC 2009 pp1134-1139

Vinsard95 G.Vinsard,B.Laporte An analysis of the first harmonic method to compute induction motors. IEEE Trabsactions on Magnetics, n°31 mai 1995, pp 2162-2165

WEIMER03 WEIMER, Joseph A, "The role of electric machines and drives in the more electric aircraft," in IEEE IEMDC'03 [CD-ROM], vol. 1,pp. 11-15, Piscataway, NJ, USA, 2003.

Wiki DO160 DO160 http://en.wikipedia.org/wiki/DO-160 dernière mise à jour 30 novembre 2009

Wiki DO254 DO-254: http://fr.wikipedia.org/wiki/DO-254 dernière màj mai 2010

Yaïci02 S. Yaïci , L.Hadjout, R. Ibtiouen, "A 3D and 2D Computations of the magnetic field in a permanent Magnet Synchronous Machines", Electrimacs 2002

Zhu 93 Z.Q.Zhu, D.Howe «Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. Part III : Effect of stator slotting Field.» IEEE Transaction on Magnetics,vol.29 No-1 January1993 - p.143-151.

Zhu07 Z.Q Zhu, D. Ishak, D. Howe, J. Chen, "Unbalanced Magnetic Forces in Permanent Magnet Brushless Machines with Diametrically Asymmetric Phase Windings" IEEE Trans. Indus. Appl., vol. 43 no 6, pp. 1544-1553, December 2007

Zhu09 Zhu, Z.Q. Xia, Z.P. Wu, L.J. Jewell, G.W., "Influence of slot and pole number combination on radial force and vibration modes in fractional slot PM brushless machines having single- and double-layer windings", Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, pp 3443 – 3450

INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE
DE LORRAINE

**AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE
DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE DE LORRAINE**

oOo

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :
Monsieur Christophe ESPANET, Professeur, Parc Technologique, Belfort

Monsieur Eric SEMAIL, Professeur, L2EP, Arts et Métiers PARISTECH, Lille

Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

Monsieur VELLY Nicolas

NANCY BRABOIS
2, AVENUE DE LA
FORET-DE-HAYE
BOITE POSTALE 3
F - 54501
VANDŒUVRE CEDEX

à soutenir devant un jury de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE, une thèse intitulée :

« Contribution à l'étude de machines multi-enroulements pour l'aéronautique : Machine synchrone à aimants permanents pour la tolérance aux défauts Machine asynchrone pour la traction »

en vue de l'obtention du titre de :

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

Spécialité : **« Génie Electrique»**

Fait à Vandoeuvre, le 18 mars 2011
Le Président de l'I.N.P.L.,
F. LAURENT

TEL. 33/03.83.59.59.59
FAX. 33/03.83.59.59.55

Résumé

Le projet d'avion électrique vise à remplacer les vecteurs énergétiques que sont les fluides hydrauliques et l'air comprimé par le courant électrique et d'obtenir en conséquence une diminution significative de la consommation en carburant Dans cette thèse, nous proposons deux solutions : la première dans un souci d'accroitre la disponibilités des actionneurs électriques et la seconde pour la traction au sol (taxiage d'avion). Dans la première étude, nous nous plaçons dans le cadre d'un actionneur pour lequel il est demandé une redondance électrique. Ceci peut être le cas d'un actionneur de mode « normal », redondé par un actionneur de type secours, mais où les fiabilités cumulées ne sont pas suffisantes, et où la partie électrique et la commande du système dit normal est redondé. Nous proposons une topologie de moteur synchrone à aimants permanents à bobinage à plots à deux étoiles découplées magnétiquement et à courant de court-circuit limité. Pour les machines à plots, nous avons établi un modèle semi analytique dans le but de prédire l'amplitude de la résultante des forces radiales agissant sur le rotor de cette machine en cas de fonctionnement en modes sain et dégradé. Nous avons établi le modèle de cette machine en vue de la commande et nous avons validé expérimentalement ce principe de conception sur un prototype dimensionné au laboratoire et réalisé par une société du groupe SAFRAN. Dans la seconde étude, nous avons investigué sur l'utilisation de moteurs multi-enroulements permettant de répondre au mieux à un cahier des charges exigeant pour une application de traction d'aéronefs: le « green taxiing ». Le principe est de permettre de faire varier le coefficient de couple d'un moteur de manière à optimiser la masse du moteur mais aussi les contraintes sur le convertisseur qui l'alimente permettant d'atteindre de larges plages de vitesse. Le modèle en vue de l'alimentation a été développé et validé par une comparaison à une résolution par éléments finis en magnétodynamique.

Mots clés : bobinage concentrique, tolérance aux défauts, forces radiales, découplage magnétique, MSAP double étoile, MAS double étoile, changement de polarité, traction, moteurs à large plage de vitesses

Abstract

The more electrical aircraft project aims at replacing most of current power generation sources by electrical ones. Consequently this replacement might generate a significant decrease of the fuel consumption. Through this thesis we determine two electrical solutions allowing on the one hand the increase of disponibility level of the actuators and on the other handthe aircraft taxiing by electrical means. We firstly focused on electrical actuators that require electrical redundancy. A first mean to achieve this redundancy is to use two actuators. Nevertheless this solution is not relevant under the reliability constraint because the global failure rate is increased. A double star permanent magnet synchronous motor with concentrated winding is proposed in which a special care was taken to the short circuit current limitation and the magnetic decoupling between the two star winding. We established a semi-analytic model for this kind of motors to predict the amplitude of the resultant of the radial forces acting on the rotor of the machine when operating under normal and faulty operation. We established the model of the machine in order to determine the command strategy. We experimentally validated all of the design principles mentioned above through a prototype designed in the laboratory and built by one of the SAFRAN group company. We secondly investigated on the way to apply the multi winding principles to a brand new project linked to the aircraft taxiing called "green taxiing". The goal is to obtain a motor topology that allows operating on a wide speed range thanks to the command strategy and the change of its torque coefficient. We established the model of the machine and we compared the results given by this ingenious model to the results given by a finite element resolution using a transient magnetic application.

Keywords: Fault tolerant motors, double channel topology, concentrated windings, magnetic decoupling, radials forces, taxiing, pole changing asynchronous motor, large speed range asynchronous motors