



HAL
open science

Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : application à la propulsion marine par **POD**

Ramdane Lateb

► **To cite this version:**

Ramdane Lateb. Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : application à la propulsion marine par POD. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut National Polytechnique de Lorraine - INPL, 2006. Français. NNT: . tel-00138509

HAL Id: tel-00138509

<https://theses.hal.science/tel-00138509v1>

Submitted on 26 Mar 2007

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

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

Institut National Polytechnique de Lorraine
ECOLE DOCTORALE « Informatique-Automatique-Electronique-Mathématiques »
Département de Formation Doctorale « Electrotechnique-Electronique »
Laboratoire « Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy »

THESE

Présentée à

L'Institut National Polytechnique de Lorraine

en vue de l'obtention du grade de

DOCTORAT DE L'I.N.P.L

Spécialité : Génie Electrique

par

Ramdane LATEB

MAGISTER en Génie Electrique (E.M.P d'ALGER)

MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES ET SYNCHRONES A AIMANTS AVEC PRISE EN COMPTE DES HARMONIQUES D'ESPACE ET DE TEMPS : Application à la propulsion marine par POD

le 19 octobre 2006 devant la Commission d'Examen

- Membres du Jury -

B. LEMAIRE-SEMAIL	Professeur à Polytech'Lille	Présidente
M-E ZAIM	Professeur à l'EPUN Saint Nazaire	Rapporteur
M. GABSI	Maître de Conférences à L'ENS Cachan	Rapporteur
A. REZZOUG	Professeur à L'UHP-Nancy	Examineur
F. MEIBODY-TABAR	Professeur à l'INPL	Directeur de la thèse
N. TAKORABET	Maître de Conférences à l'INPL	Co-directeur de thèse
J. ENON	CONVERTEAM Motors –Nancy	Invité
A. SARRIBOUEÏTE	CONVERTEAM Motors –Nancy	Invité
J-C. MERCIER	CONVERTEAM Motors –Nancy	Invité
A. MIRZAIAN	CONVERTEAM France–Belfort	Invité

Groupe de Recherche en Electrotechnique et en Electronique de Nancy
Unité Mixte de Recherche du CNRS 7037

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'une collaboration entre le GREEN, Converteam Motors de Nancy et Converteam France de Belfort, deux entités de Converteam anciennement Alstom Power Conversion.

J'adresse mes respectueux remerciements à Monsieur A. REZZOUG, Professeur à l'Université Henry Poincaré de Nancy et Directeur du GREEN qui a bien voulu m'accepter dans son laboratoire pour l'élaboration de cette thèse et de m'avoir fait l'honneur de faire partie de ce jury. Qu'il trouve en ces quelques mots ma reconnaissance et ma gratitude pour ces précieux conseils.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à Monsieur F. MEIBODY-TABAR, Professeur à l'INPL de Nancy, pour avoir été mon Directeur de thèse. Ses connaissances et son expérience ont été une source constante de savoir. Qu'il trouve en ces quelques lignes ma profonde sympathie.

Je remercie Monsieur N. TAKORABET, Maître de Conférences à l'INPL, pour avoir co-encadré ma thèse. Sa grande disponibilité et son engagement scientifique m'ont aidé à me dépasser durant ces années.

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'ont fait Madame B. LEMAIRE-SEMAIL, Professeur à Polytech'Lille d'accepter d'être Présidente du jury et Messieurs M-E ZAIM, Professeur à l'EPUN Saint Nazaire et M. GABSI Maître de Conférences à L'ENS Cachan, d'accepter d'être rapporteurs de cette thèse.

Mes remerciements vont aussi à l'endroit de Monsieur A. MIRZAIAN de la Société CONVERTEAM, pour son suivi durant mon stage de DEA et son accueil chaleureux dans son équipe. Qu'il trouve ici ma profonde sympathie pour sa disponibilité et ses qualités humaines.

Ce travail a également été réalisé grâce à la compétence et à la sympathie de l'équipe technique de CONVERTEAM Motors de Nancy. J'adresse un grand merci à Messieurs, J. ENON et A. SARRIBOUEITE pour la confiance qu'il m'ont témoigné tout au long de ces années, pour leur disponibilité et aussi pour avoir accepté de faire partie du Jury.

Mes vifs et sincères remerciements à Monsieur J.C. MERCIER, Directeur Technique de CONVERTEAM pour avoir accepté de participer dans le jury mais aussi pour la confiance qu'il m'a témoigné en m'accueillant dans son équipe, me permettant ainsi de continuer l'aventure au sein de CONVERTEAM.

J'ai sincèrement apprécié durant ces années la bonne et chaleureuse ambiance entretenue par les doctorants du laboratoire que je remercie vivement. Je tiens à saisir cette occasion pour remercier les collaboratrices et collaborateurs, les techniciennes et techniciens du laboratoire du GREEN et tout le corps de recherche du laboratoire du GREEN et leur souhaite du succès dans tout ce qu'ils entreprendront.

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

Je souhaite aussi remercier toutes les personnes qui m'ont nourri durant ma vie par leur savoir leur gentillesse et leur dévouement. Je ne saurai décrire en quelques mots ma gratitude.

Je suis immensément reconnaissant à mes parents qui m'ont soutenu tout au long de ma vie. Je leur dois beaucoup. Qu'ils trouvent dans ce manuscrit toute ma reconnaissance et le signe que je suis enfin arrivé au bout.

Enfin, comme dirait un poète de chez nous, « même si la mer devient encre, et le ciel du papier », cela ne saurait suffire pour exprimer tout ce que je dois à ma femme, pour son soutien, ses encouragements constants et la patience dont elle a su s'armer tout au long de ces années.

A mes Parents, M^{ed} Arab et Ouiza

A mon épouse Samira

A mon fils Ilian



Lille Landon

SOMMAIRE

Introduction Générale.....	1
Problématique et motivations.....	1
Structure de la thèse.....	2
1.1. Introduction.....	5
1.2. Le tout électrique.....	6
1.3. Différentes structures des machines électriques pour les POD.....	8
1.3.1. La machine synchrone à rotor bobiné à double étoile.....	8
1.3.2. Topologies des machines à aimants permanents.....	9
1.3.3. La machine asynchrone.....	12
1.4. Comparaison des performances des différentes topologies.....	13
1.5. Principaux matériaux utilisés dans les machines électriques.....	14
1.5.1. Aimants permanents.....	15
1.5.2. Matériaux magnétiques.....	17
1.6. Topologie des convertisseurs et composants.....	21
1.7. Fiabilité des systèmes.....	25
1.8. Exigences et contraintes de l'application par POD.....	26
1.9. Matériaux et contraintes pour l'application considérée.....	29
1.10. Conclusion.....	32
2.1. Introduction.....	32
2.2. Approche de dimensionnement et d'optimisation.....	34
2.3. Influence des paramètres géométriques sur le couple moyen.....	35
2.4. Minimisation des harmoniques du "couple d'interaction".....	38
2.4.1. Harmoniques de bobinage.....	40
2.4.2. Harmoniques de l'induction d'entrefer produite par les aimants.....	42
2.5. Minimisation du couple de détente.....	45
2.5.1. Nombre d'encoches statoriques.....	46
2.5.2. Epanouissement des aimants et effet de la segmentation.....	47
2.5.3. Cales magnétiques.....	49
2.6. Dimensionnement et résultats de simulation pour différentes polarités.....	51
2.6.1. Niveau d'induction et hauteur de culasse.....	52
2.6.2. Force électromotrice à vide.....	55
2.6.3. Couple moyen et ondulations de couple.....	55
2.6.4. Pertes.....	56
2.6.5. Synthèse du dimensionnement.....	57
2.6.6. Etude de la tenue magnétique des aimants.....	57
2.6.7. Validation expérimentale des résultats de simulation.....	59
2.7. Modèle externe.....	62
2.7.1. Inductances dynamiques.....	62
2.7.2. Harmoniques de temps.....	69
2.7.3. Formes d'onde du courant.....	70
2.7.4. Calcul du couple pulsatoire.....	71
2.8. Conclusion.....	73
3.1. Introduction.....	84
3.2. Quelques aspects de dimensionnement de la machine asynchrone.....	84
3.2.1. Principales relations.....	85

3.2.2.	Règles de dimensionnement.....	88
3.2.3.	Classification des harmoniques d'espace et de temps.....	91
3.3.	Modèle mono harmonique d'espace	92
3.4.	Modèle multi harmoniques d'espace (MHE).....	95
3.4.1.	Introduction.....	96
3.4.2.	Méthode de décomposition spectrale des courants	98
3.4.3.	Modèle circuit associé à la décomposition en série de Fourier discrète.....	101
3.4.4.	Approche de calcul des pertes et du couple résultant.....	102
3.5.	Modèle Multi - harmoniques de temps (MHT).....	107
3.5.1.	Introduction.....	107
3.5.2.	Considération des harmoniques d'espace dans le modèle MHT	108
3.5.3.	L'effet de peau	108
3.5.4.	Modèle circuit équivalent.....	109
3.5.5.	Validation du modèle MHT	117
3.6.	Mise en œuvre des modèles pour l'optimisation des machines asynchrones	122
3.6.1.	Utilisation du modèle mono harmonique	122
3.6.2.	Utilisation du modèle MHE	130
3.6.3.	Utilisation du modèle MHT	133
3.6.4.	Utilisation du logiciel Flux2D.....	137
3.7.	Récapitulatif des principales performances.....	143
3.8.	Conclusion.....	144
4.1.	Introduction	152
4.2.	Dimensions géométriques et Principales performances.....	152
4.3.	Considérations Technico-Economiques	155
4.4.	Discussion et conclusion.....	155
Conclusion générale		157
References bibliographiques		160
Annexe		167
A.1.	Dimensions des dents et des culasses	167
A.2.	Le nombre de spires et courant par phase.....	168
A.3.	Hauteur des aimants et entrefer.....	168
A.4.	Les harmoniques de courants.....	173
B.	Vrillage	174
C.1.	Les pertes Joule	179
C.2.	Les pertes fer dans la machine à aimants permanents	179
C.3.	Pertes par courant de Foucault dans les aimants	182
D.1.	Influence de la température sur les performances externes de la MSAP.....	185

Introduction Générale

Introduction Générale

Des évolutions importantes ont eu lieu ces dernières années grâce aux progrès réalisés dans les domaines des matériaux (magnétiques, mécaniques, thermiques..), de l'électronique de puissance (grandes puissances, grandes fréquences, nouvelles topologies...), de la commande (technologies numériques, méthodes de contrôle), des capteurs mais aussi des structures de moteurs. Tous ces progrès ont permis d'envisager des applications à vitesse variable de manière efficace.

L'entraînement direct représente la simplification ultime des systèmes de conversion d'énergie puisqu'il permet de s'affranchir des organes de transmissions mécaniques (réducteurs, multiplicateurs...) afin d'améliorer la fiabilité, la facilité de la maintenance, la réduction de l'encombrement, le coût et le niveau de bruit.

À travers l'histoire de la construction navale, souvent, le défi fût dans la manière de construire le navire autour d'un système de propulsion, ceci est encore vrai avec les systèmes de propulsion actuels et en particulier, les systèmes de propulsion montés en nacelle à l'extérieur de la coque, où il a fallu repenser toute l'architecture des navires. En effet, la solution en nacelle intervient à l'issue d'une réflexion simple : comment améliorer le système de propulsion de manière à gagner de l'espace exploitable sans pour autant perdre en rendement ni en puissance du système de propulsion ?

Problématique et motivations

Le gain en espace exploitable issue d'un mariage de l'entraînement direct et d'une architecture en nacelle dans la propulsion navale est, sans nul doute, confirmé. Toutefois, cela a engendré des problématiques nouvelles, telles que la perte en rendement hydrodynamique. En effet, un grand diamètre du bulbe (chambre dans lequel est introduit le moteur électrique) affecte le rendement hydrodynamique. Cet aspect a nécessité d'une part, de travailler la forme du bulbe et de l'hélice, d'autre part, d'améliorer la structure des machines électriques pour permettre un gain en puissance volumique.

Pour améliorer la puissance spécifique des moteurs électriques, deux approches ont été adoptées par les chercheurs et les industriels. L'une consiste à introduire de nouvelles topologies de machines (moteurs à flux transverse, à flux axial, moteurs supraconducteurs...) qui sur le papier ont incontestablement un fort couple volumique, mais qui reste à l'état actuel au stade de prototypes. L'autre approche consiste à améliorer certaines structures de moteurs électriques déjà éprouvées.

Ce travail de recherche s'inscrit dans la seconde catégorie et est le fruit d'une collaboration de recherche avec deux entités de la société Converteam anciennement connue sous le nom de Alstom Power Conversion (APC Belfort et APC Champigneulle) et le laboratoire : Groupe de Recherche en Electronique et Electrotechnique de Nancy. Pour les besoins de cette étude, deux structures de machines ont été retenues, la machine à aimants permanents montés en surface et la machine asynchrone. Le choix de ces deux structures de moteurs est prémédité, puisque les moteurs à aimants permanents ont un couple volumique relativement élevé alors que les moteurs asynchrones sont indéniablement robustes, de mise en œuvre et de maintenance simples avec un coût faible. Le point commun de ces deux architectures réside dans leur technologie qui est bien maîtrisée par les constructeurs.

L'étude consiste alors, à dimensionner ces deux structures de machines destinées à la propulsion marine en nacelle, en respectant les contraintes liées à ce type de propulsion, mais aussi, à la mise en œuvre industrielle. Pour ce faire, il est important d'identifier et de formuler les contraintes inhérentes à chaque structure.

Pour le moteur à aimants permanents, les principales contraintes résident dans la minimisation des ondulations du couple et le dimensionnement des aimants pour parer aux éventuels risques de démagnétisation des aimants lors d'un fonctionnement anormal (court-circuit par exemple) et des contraintes de températures.

Pour la machine asynchrone, au côté de la contrainte commune qu'est la minimisation des ondulations du couple, une autre difficulté est d'atteindre les performances requises en gardant un encombrement quasi-similaire à celui de la machine à aimants permanents. Par ailleurs, les pertes Joule rotoriques et la température de fonctionnement sont des aspects tout aussi contraignant qu'il faut soigneusement considérer lors du dimensionnement.

L'évaluation des performances de la machine asynchrone, passe par la prédiction des pertes supplémentaires. En effet, contrairement à la machine à aimants permanents, les pertes Joule rotoriques sont importantes et certains phénomènes parasites tels que, les harmoniques d'espaces et les harmoniques de temps, sont aussi des sources de pertes. Pour ce faire, il est nécessaire d'établir des méthodes et des modèles pouvant prendre en compte ces phénomènes et de pouvoir, ainsi, prédire de manière relativement précise les pertes dues à ces harmoniques.

L'évacuation de ces pertes est un point tout aussi important. Bien que la structure en nacelle se prête à un refroidissement indirect par la convection de l'eau de mer sur les parois du bulbe, il est toutefois nécessaire de l'associer à un mode de refroidissement direct à l'air, en envisageant des canaux d'aération judicieusement placés dans la culasse des machines et en particulier, de la machine asynchrone.

La minimisation des ondulations du couple peut être traitée de deux manières. La première, qui ne fait pas l'objet de l'étude, consiste à compenser les ondulations du couple par une loi de commande adéquate modifiant la forme des courants à injecter. La seconde, plus structurelle, porte sur le dimensionnement et l'action sur les paramètres géométriques (nombre et forme des encoches, types de bobinage, polarité, forme et épanouissement des aimants...). Pour notre part, le dimensionnement est étroitement lié à la faisabilité et à la facilité de mise en œuvre industrielle et il est important de considérer cet aspect lors de l'étude de l'influence des paramètres géométriques sur les ondulations du couple.

Ces aspects sont présentés dans ce mémoire qui s'articule en quatre chapitres :

Structure de la thèse

Dans ce travail de recherche, nous nous sommes intéressés à la mise en œuvre de démarches simples de dimensionnement et d'optimisation pour les catégories de moteurs citées précédemment et à la mise en œuvre de modèles adaptés au niveau de précision souhaitée. Ce mémoire se compose de quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art en matière de propulsion marine en nacelle. Après avoir passé en revue les principaux avantages de la propulsion en nacelle, nous avons tenté de recenser les différentes études ayant abordées ce thème. Dans ce registre, nous nous sommes principalement intéressé aux études axées sur les moteurs électriques. Plusieurs études comparatives des performances entre différentes topologies y sont reprises. Certains aspects gravitant autour des moteurs et ayant de manière directe ou indirecte amélioré les performances, y sont brièvement abordés (matériaux, composants électroniques, structures de convertisseurs).

Le second chapitre est destiné à l'aspect théorique des machines à aimants permanents montés en surface. Après avoir défini les objectifs de performances et les contraintes, une démarche de dimensionnement basée sur les éléments finis est mise en œuvre. La première partie consiste en la minimisation des ondulations du couple par la combinaison de différentes solutions, sans affecter les performances. À cet effet, une étude de l'influence de certains paramètres géométriques est effectuée, sur le couple de détente, les harmoniques mais aussi sur le fondamental de la FÉM. Parallèlement, le dimensionnement des aimants est effectué en tenant compte d'une température limite et dans des conditions de fonctionnement anormal.

S'appuyant sur la démarche définie, l'évaluation des performances fait l'objet de la seconde partie. Cette évaluation ayant permis de faire ressortir une structure requérant un minimum d'ondulations de couple et atteignant les performances dans les conditions normales de fonctionnement. Certains résultats sont comparés avec des mesures effectuées sur un prototype réalisé par Converteam Champigneulle. Par ailleurs, pour une étude plus complète, un court-circuit triphasé est simulé et l'état de démagnétisation des aimants est analysé. L'influence de la saturation et du point de fonctionnement sur certains paramètres telles que les inductances est étudiée. En outre, l'évolution du couple et de ses ondulations en fonction du mode de fonctionnement (défluxage, couple max...) mais aussi en fonction de la température est abordée. Une méthode de calcul du couple pulsatoire est mise en œuvre et validée par une méthode temporelle de calcul par éléments finis.

Dans la même logique, le troisième chapitre est consacré à l'élaboration des méthodes de dimensionnement de la machine asynchrone. Le dimensionnement de la machine asynchrone nécessite de mettre en œuvre plusieurs modèles permettant d'évaluer certaines performances inhérentes à la machine asynchrone, telles que les pertes Joule rotoriques dues aux harmoniques de bobinage et aux harmoniques de temps. Au préalable, nous avons identifié, les moyens d'agir sur la structure (nombre d'encoches, nombre de barres, polarités) pour réduire à la fois les effets des harmoniques d'espaces mais aussi de réduire les couples parasites. Par ailleurs, certains paramètres géométriques font l'objet d'une attention particulière puisqu'ils régissent directement les performances de la machine asynchrone, tel que la polarité. La structure est repensée de manière à introduire des canaux d'aération axiaux au voisinage des encoches, pour une meilleure évacuation calorifique.

Sur le plan méthodologique, nous avons développé des modèles, basés sur des méthodes dites fréquentielles qui sont moins lourdes en temps de calcul par rapport aux méthodes dites temporelles. Ces modèles couplés aux modèles circuit permettent d'estimer les pertes Joule rotoriques dues aux harmoniques d'espace et de temps. Parallèlement, l'effet de la saturation sur l'inductance magnétisante et les inductances de fuites est abordé. Un autre aspect concerne l'effet de la variation de la fréquence (l'effet de peau) mais aussi l'ouverture des encoches rotoriques sur les paramètres rotoriques (inductance de fuites et résistance). Une fois les modèles établis et la démarche formulée, l'évaluation des performances est présentée dans la seconde partie du troisième chapitre ; ce qui a permis de dégager les structures répondant aux critères de performances et aux contraintes liées à l'application. Le chapitre se termine par une évaluation des couples pulsatoires obtenus par une méthode semi analytique et par éléments finis (pas à pas dans le temps). Parallèlement, une analyse détaillée des harmoniques intervenant dans le couple est présentée avec les différentes sources d'harmoniques entrant en interaction.

Finalement, le quatrième chapitre regroupe les performances des deux structures de moteurs. Cette comparaison est principalement axée sur l'encombrement, le courant absorbé, les pertes et les couples pulsatoires.

Ces travaux ont fait l'objet d'un article de revue internationale, d'un article de revue nationale, de quatre publications dans des congrès, d'une monographie et de deux rapports industriels.

CHAPITRE I :

Généralités et Développement de la Propulsion Electrique Marine

1. CHAPITRE I : GENERALITES ET DEVELOPPEMENTS DE LA PROPULSION ELECTRIQUE

1.1. Introduction

Ce chapitre aborde de manière succincte les différents développements rencontrés dans la propulsion marine. Dans un premier temps, nous rappelons l'évolution actuelle des propulsions marines vers le tout électrique et saisissons l'occasion d'énumérer les avantages d'une propulsion en nacelle. Pour que ce type de propulsion puisse atteindre un rendement énergétique acceptable, il est nécessaire de travailler la forme du bulbe et d'utiliser en conséquence les machines électriques à puissance volumique élevée.

Pour situer notre étude, il est nécessaire de rappeler les étapes ayant motivés l'intérêt de certaines machines électriques dans la propulsion en nacelle. En section 3, une prospection de différentes topologies de moteurs électriques est présentée. Elle est complétée par une analyse des comparaisons faites en terme de performances et d'encombrement ainsi que des perspectives d'évolution du rapport performances/encombrement des machines destinées à la propulsion en nacelle. Cette analyse nous conduit à privilégier les machines à aimants permanents et les machines asynchrones. Ces choix reposent sur le fait que comparés aux moteurs actuellement utilisés, les moteurs à aimants permanents sont *a priori* plus compacts (couple massique élevé) alors que les moteurs asynchrones qui sont robustes, de mise en œuvre et de maintenance simples avec un coût relativement plus faible, sont susceptibles d'atteindre une puissance volumique comparable à celle des machines à aimants à champ radial.

Ces objectifs ne sont envisagés que grâce aux évolutions enregistrées dans le domaine des matériaux (notamment les aimants permanents et les matériaux ferromagnétiques), des composants électroniques et de nouvelles architectures des convertisseurs statiques. Dans ce sens, en section 5, nous présentons en premier lieu les aimants permanents et les matériaux ferromagnétiques utilisés dans les machines électriques. Le type d'application étant la vitesse variable, nous avons trouvé utile de rappeler en section 6 les convertisseurs statiques les plus employés dans l'alimentation des moteurs de propulsion ainsi que les composants électroniques qui y sont utilisés.

La fiabilité représente un aspect inhérent à certaines applications telles que l'aéronautique et le spatial, la marine ne dérogeant pas à la règle, nous avons souligné les aspects redondants des installations électriques. Cette redondance se retrouve aussi dans le mode d'alimentation des machines électriques et c'est dans cette perspective que nous avons brièvement présenté un mode d'alimentation fort susceptible d'équiper l'application qui nous concerne.

A l'instar de la plupart des applications industrielles, les contraintes qu'impose une application en nacelle sont nombreuses, telles que, l'encombrement, la température, la tenue au choc, les vibrations, les pertes et le coût. C'est ainsi que pour notre application, nous avons dégagé les principales exigences et contraintes que nous avons regroupés dans un tableau. On y retrouve notamment les limites dimensionnelles, thermiques, mais aussi les performances et objectifs à atteindre. L'aspect structurel est aussi défini dans cette section, comme le choix des aimants, le choix des matériaux pour le stator et le rotor. On aborde en outre, le type d'alimentation qui sera associé au moteur concerné et le mode de ventilation adopté pour ce genre d'application.

1.2. Le tout électrique

Aujourd'hui plus qu'hier, tous les secteurs militaires et civils - qu'ils soient maritimes, terrestres, aériens ou spatiaux - font de plus en plus appel à l'électricité, plus fiable, plus souple et moins polluante, pour assurer les fonctions majeures de mobilité et d'évolution. Cette «électrification» tous azimuts se traduit d'une part, par la conception de nouveaux équipements (moteurs, actionneurs, convertisseurs, électroniques, composants électroniques) et, d'autre part, par le développement de sources d'énergie statiques (électrochimiques, piles à combustible, super condensateurs) et dynamiques (génératrices et alternateurs).

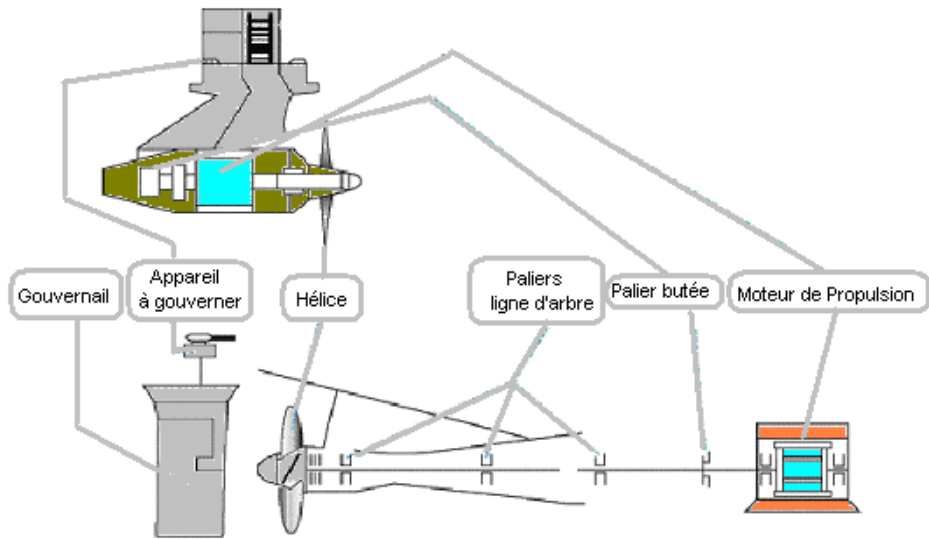
Dans le domaine maritime, le navire tout électrique s'impose comme une solution et une finalité à la plupart des armateurs. Dans l'immédiat, et en particulier pour les paquebots, on y a vu les avantages sur l'architecture, le confort, la souplesse d'exploitation et de pilotage, ainsi que sur la gestion de l'énergie avec, en prime, une économie substantielle sur le coût de fonctionnement. Pour les bâtiments de combats, l'expression «tout électrique» implique outre les avantages de discrétion, de souplesse, de fiabilité et de facilité de la gestion de l'énergie, la possibilité d'intégration des futures armes électriques ainsi que d'utilisation de nouvelles sources d'énergie électrique [1][2][3].

Au début des années 90 est apparue l'idée de combiner les avantages de manœuvrabilité des gouvernails mécaniques avec la flexibilité de la propulsion électrique. L'idée de base est de loger le moteur électrique de propulsion, dans une nacelle, appelée *POD* (*Propulsors with Outboard Drives* pour certains, ou en forme d'une cosse de noix pour d'autres qui signifie *pod* en Anglais), fixée sous la coque à l'extérieur du navire, entraînant une hélice à pas fixe (cf. figure (1.1.b)). Ses avantages sont [2] :

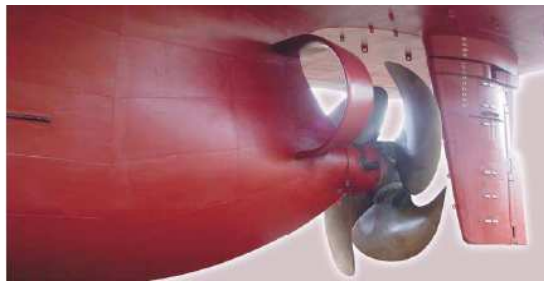
- § Excellente manœuvrabilité, la poussée de l'hélice pouvant être orientée sur 360°.
- § Réduction importante de l'encombrement et de la masse des machines à bord du navire.
- § Suppression de la ligne d'arbre classique, du gouvernail (figure 1.1) et éventuellement de certains propulseurs d'étrave (propulseurs auxiliaires latéraux)
- § Amélioration du confort en réduisant le bruit sonore à bord.
- § Possibilité d'installation tardive, quelques semaines seulement avant le lancement du navire (figure (1.2)).
- § ...

Au côté des appréciations positives, un examen critique de ce type de système issu des premiers comptes rendus de la mise en service des navires met en relief l'importance du coût de réalisation, de la nécessité d'un personnel qualifié et de la limitation en puissance de croisière [4][5][6]. Toutefois ces points critiques sont à relativiser car l'expérience acquise sur cette technologie permet de les résoudre progressivement.

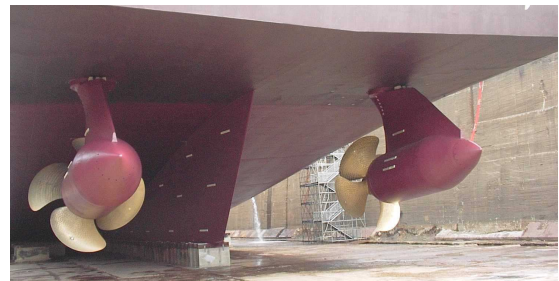
Autour de l'architecture *POD* gravite plusieurs domaines qui ont fait l'objet d'incessantes recherches. Les multitudes de travaux sur l'hydrodynamique des propulseurs [6][7][8], différentes études menées sur la motorisation [9][10][11][12][13][14] et le développement des composants électroniques [15] depuis la fin des années 90 ont contribué à l'émergence de la propulsion par *POD* à tel point qu'actuellement les plus grandes entreprises proposent cette solution pour propulser les navires (figure (1.3)). La figure (1.4) montre le navire de croisière *Queen Mary II* qui est équipé de quatre *POD Mermaid™* de 21.5 MW chacun (technologie Rolls Royce et Converteam) dont deux azimutaux, permettant la possibilité de rotation sur 360°.



[2]



(a) propulsion traditionnelle [ABB¹]



(b) propulsion par POD [Converteam²]

Figure 1.1 : Comparaison entre un propulsion en nacelle et conventionnelle



Figure 1.2 : Installation d'un POD (Queen Mary II- <http://www.worldshipny.com>)



Figure 1.3 : Différentes technologies de propulsion POD existantes sur le marché

¹ <http://www.ABB.com>

² <http://www.Converteam.com>



Figure 1.4 : Vue des quatre POD de type Mermaid™ sur le Queen Mary II
<http://www.worldshipny.com>

1.3. Différentes structures des machines électriques pour les POD

Dans le domaine de la propulsion électrique, différents types de moteurs à structures classiques associés aux convertisseurs statiques ont été utilisés [3][16]. Le moteur à courant continu associé à son redresseur, est une solution pratiquement abandonnée dans la propulsion marine [16]. Par contre, les moteurs synchrones à excitation, associés aux synchro-convertisseurs (commutateurs de courants), sont à ce jour, les plus utilisés dans la propulsion marine [3][16].

Dans la propulsion par POD, afin d'améliorer le rendement hydrodynamique un faible diamètre de « bulbe » est nécessaire. Cela conduit à des exigences d'un couple volumique et massique de plus en plus important des moteurs électriques. Afin d'améliorer la puissance spécifique des machines électriques, deux approches ont été adoptées par les chercheurs. L'une consiste à introduire de nouvelles topologies de machines (moteurs à flux transverse, à flux axial, moteurs supraconducteurs...). L'autre approche consiste à améliorer les performances de certains moteurs électriques à structures déjà éprouvées telles que les machines à aimants permanents et asynchrones à cage d'écurie.

Dans ce contexte, nous allons présenter les différentes topologies de machines à aimants permanents et asynchrones et en se basant sur une étude bibliographique, nous comparons leurs performances volumiques et massiques.

1.3.1. La machine synchrone à rotor bobiné à double étoile

Aujourd'hui, la plupart des systèmes de propulsion par POD sont équipés de moteurs synchrones à rotor bobiné à double étoile, associés à deux onduleurs de structure courant. Cette association offre d'une part, une redondance naturelle grâce à l'alimentation par deux onduleurs identiques (modularité). Du côté moteur, cette association permet de réduire le couple pulsatoire, puisque on annule l'harmonique du couple pulsant à 6ω , compte tenu du décalage des étoiles de 30° . Cependant, d'autres harmoniques notamment celui pulsant à 12ω persistent et peuvent poser certains problèmes d'ordre mécanique à basse vitesse.

La configuration à deux étoiles décalées associée à une alimentation par deux onduleurs de tension permet d'imposer des courants sinusoïdaux grâce à une fréquence de découpage plus élevée. Toutefois, pour éviter des pics de courant harmoniques circulant entre les étoiles (lié au couplage magnétique des deux étoiles), il faudrait que les étoiles soient non décalées.

L'inconvénient des moteurs synchrones à rotor bobiné par rapport aux machines à aimants permanents ou asynchrones réside dans la complexité d'excitation de ces machines.

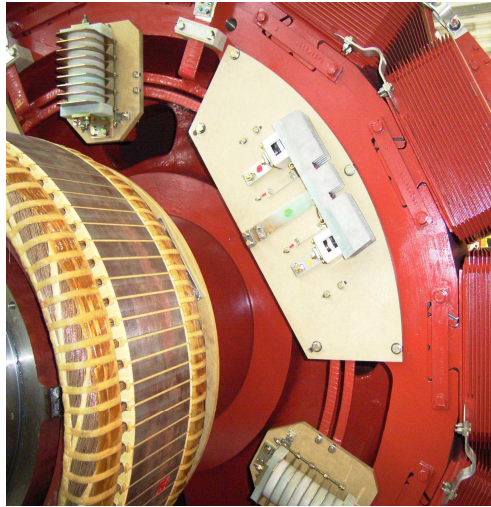


Figure 1.5 : Vue d'un rotor bobiné d'un moteur synchrone

1.3.2. Topologies des machines à aimants permanents.

Un exercice difficile consiste à répertorier tous les types et topologies des machines synchrones à aimants permanents, ainsi que de comparer leurs performances. Cependant, nous présenterons les études comparatives qui ont été faites dans ce sens tout en gardant à l'esprit la compatibilité des topologies considérées avec les exigences en propulsion navale. Pour cette application, la machine est à entraînement direct et devrait avoir une forte puissance massique à vitesse lente. Il est à noter que les mêmes exigences s'imposent dans le secteur de l'énergie éolienne employant également des machines synchrones à aimants permanents (génératrice) montée sur pilon (mât).

Dans ce qui suit nous présentons les études concernant trois topologies de machines à aimants permanents.

1.3.2.1. Machines à aimants cylindriques à champ radial.

En fonction de la disposition des aimants au rotor, on distingue plusieurs types de machines à aimants à structure cylindriques (figures (1.6)). Toutefois, pour les applications de fortes puissances et à vitesse lente, les machines à aimants permanents montés en surface (cas (a) de la figure 1.5) sont préférées pour leur facilité de construction. En raison de leur structure, les machines à aimants à champ radial répondent bien aux contraintes rencontrées dans les propulsions en nacelle. En effet, ces machines semblent offrir une flexibilité dimensionnelle importante à la conception permettant de réduire le rapport de diamètre nacelle sur l'hélice de 40% à 50% en comparaison aux machines synchrones conventionnelles requérant des grands diamètres à vitesse lente et imposent donc des dimensions importantes à la nacelle et dégradent le rendement nautique [17]. Ce gain en masse est obtenu, notamment, grâce à la facilité de réalisation des machines à aimants à plus grand nombre de paires de pôles, comparées aux machines à rotor bobiné, permettant ainsi, une réduction significative des culasses [14][17].

Les études menées sur les machines à aimants à champ radial de fortes puissances fonctionnant à vitesse lente, ont montré que l'adoption des bobinages concentriques à nombre de pôles élevés (figure (1.7)), permet non seulement de réduire dans certains cas les pertes Joule statoriques, mais aussi de réduire le coût de fabrication de ces machines. En effet, ce type de bobinage autorise des combinaisons qui allient un nombre de pôles élevé et un nombre d'encoches faible [18][19][20]. Ces types de machines dites parfois modulaires, ont aussi la

particularité d'avoir de faibles couples de détente [18][19], si le nombre de pôles et d'encoches est judicieusement choisi. Par ailleurs, les courants de court-circuit peuvent être aussi réduit dans certains cas [21]. Toutefois, ces machines à bobinage concentrique semblent sujettes à des forces radiales plus importantes, générant ainsi des bruits magnétiques [18][19][22].

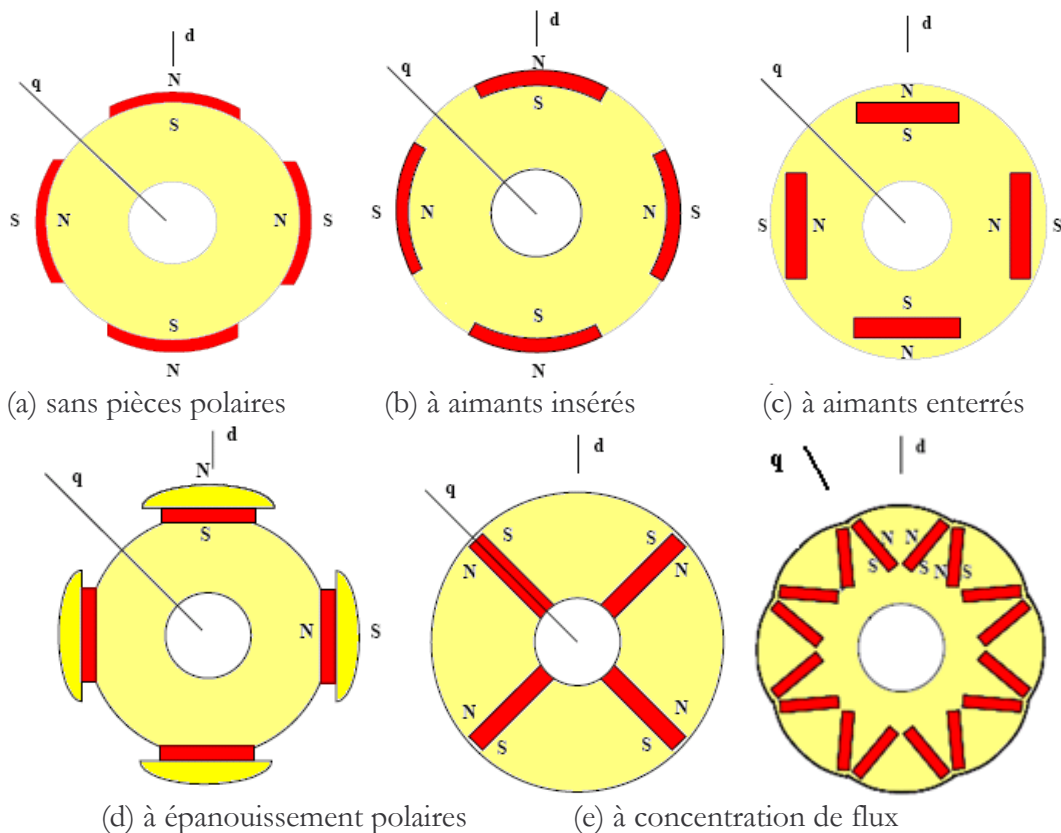


Figure 1.6 : Vue transversale des machines à aimants permanents à flux radial [22]

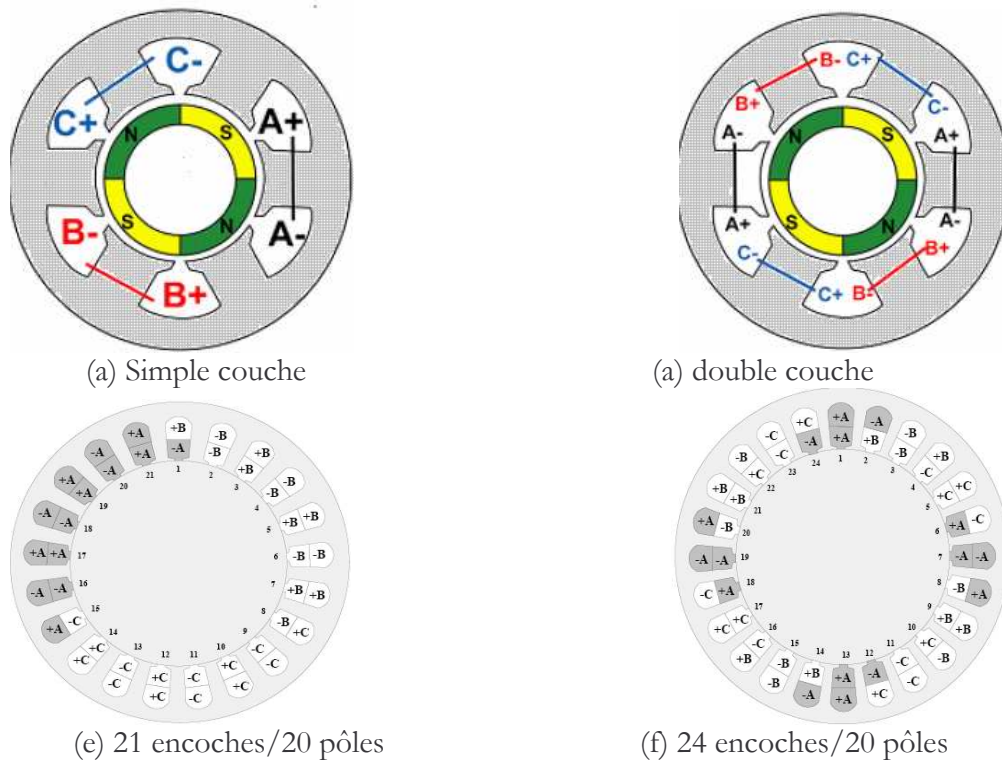


Figure 1.7 : Exemples de bobinage concentrique dans une machine à aimants à flux radial [22][23]

1.3.2.2. Machines à aimants discoïdes à champ axial.

Les moteurs discoïdes sont pourvus de disques fixes bobinés et de disques mobiles supportant les aimants permanents. L'avantage déterminant de la structure discoïde par rapport aux structures cylindriques provient de l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. L'accroissement de la polarité dans ce type de machine a le même effet que sur les structures à champ radial et se traduit ici par une diminution de la longueur, le volume étant parfaitement occupé (figure (1.8)).

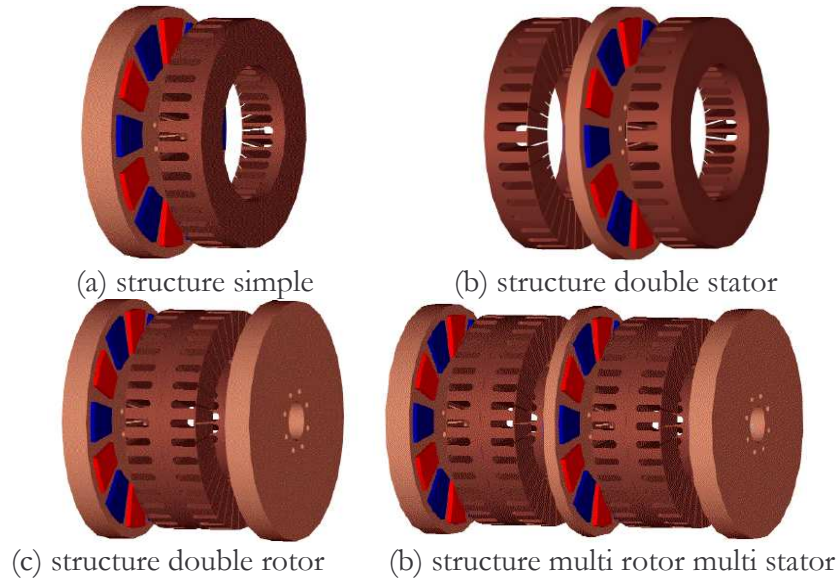


Figure 1.8 : Vue d'une machine à flux axial (différentes configurations) [24]

Les structures discoïdes offrent également une grande modularité naturelle par juxtaposition de modules, la puissance étant déterminée par le nombre de disques pour un diamètre donné [9] [10]. Cette structure fait l'objet d'une attention particulière [23]. Malgré sa puissance massique élevée, on souligne toutefois l'existence de contraintes mécaniques liées aux poussées axiales et des contraintes thermiques dues à la difficulté d'évacuation des pertes statoriques [9] [24].

1.3.2.3. Machines à aimants à flux transverse.

Dans cette structure, des circuits magnétiques en forme de fer à cheval régulièrement disposés entourent le bobinage statorique de chaque phase (figure (1.9)). Un moteur à flux transverse q -phasé comprendra alors plusieurs moteurs monophasés (circuits magnétiques) montés sur le même arbre et décalés d'un angle géométrique de $2\pi/q$ (figure (1.10) et (1.11)).

Ces structures sont particulièrement adaptées pour des exigences de forte densité de couple, toutefois sa complexité mécanique et son coût de réalisation font qu'elle est encore au stade de développement [14][26][27]. Par ailleurs, on souligne de forts couples pulsatoires, des vibrations et des pertes fer excessives dues au caractère tridimensionnel du champ [10][26][27]. Pour réduire ces pertes, on pourrait utiliser des matériaux magnétiques composites (poudre compacte) au détriment du couple volumique lié à un niveau d'induction de saturation relativement faible de ce type de matériau. En outre, les quelques réalisations effectuées ont mis en évidence que l'achèvement d'un fort couple volumique se traduit par un surdimensionnement de la partie convertisseur [26].

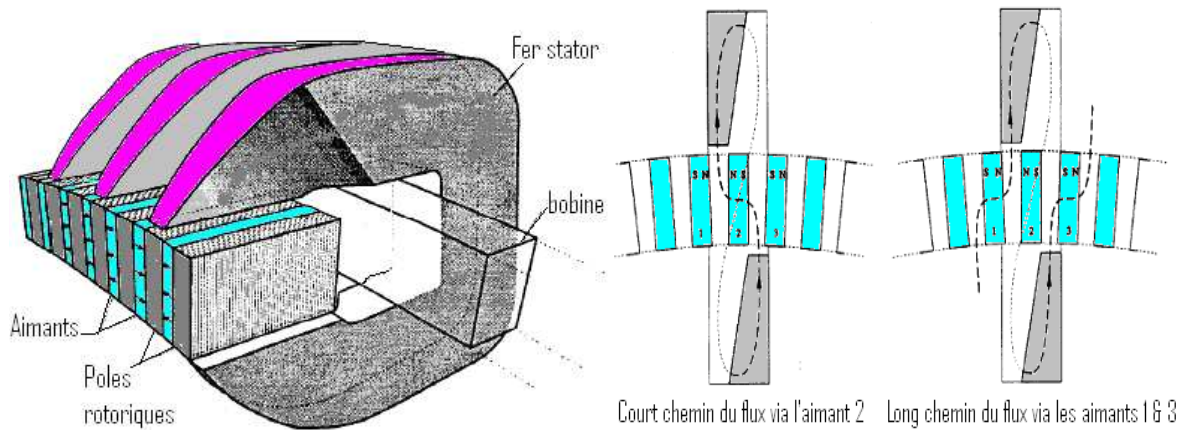


Figure 1.9 : Principe d'une machine à flux transverse [26]

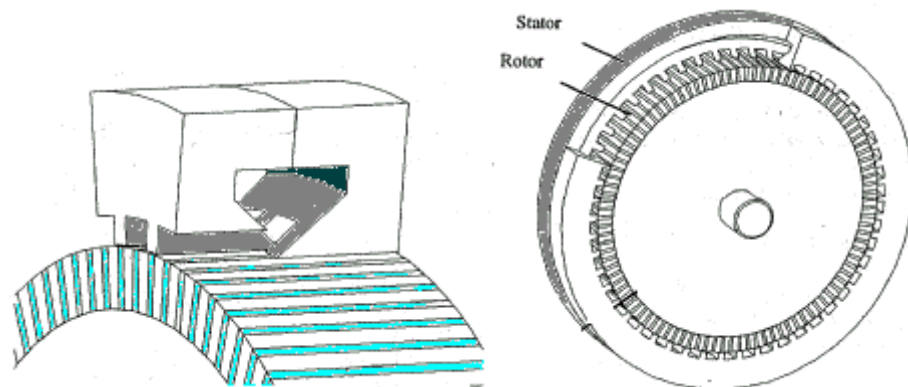


Figure 1.10 : Vue d'une machine à flux transverse [28]

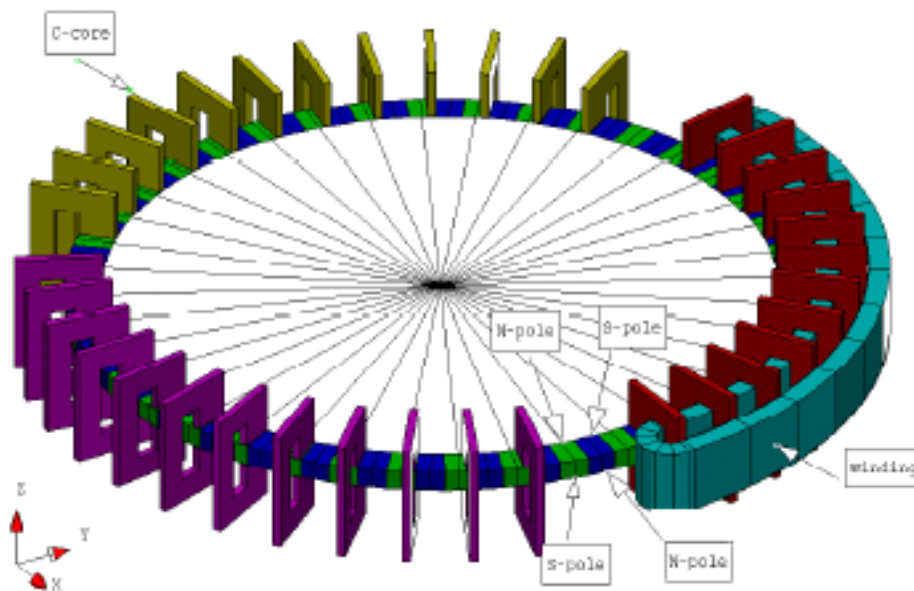


Figure 1.11 : Vue d'une machine à flux transverse triphasée [29]

1.3.3. La machine asynchrone

De par sa robustesse, son coût et sa simplicité, la machine asynchrone à cage peut offrir une alternative intéressante dans la propulsion par POD. Ces machines comparées aux machines synchrones à aimants, ont des pertes Joule plus élevées, notamment au rotor. Cependant, elles peuvent supporter une élévation de température plus importante. Les travaux en cours ont pour objectif la mise en place de moyens de refroidissement plus efficaces et une amélioration

structurale de la machine pour mieux évacuer les calories [30]. L'autre objectif consiste à améliorer le rendement et à ramener l'encombrement (couple volumique) de ces machines à celui de la machine à aimants permanents à flux radial [30][31].



Figure 1.12 : Machine asynchrone de 4.7 MW, 45tr/mn [30]

1.4. Comparaison des performances des différentes topologies

Plusieurs études établissent une comparaison des performances des topologies de moteurs. Dans [14] une comparaison des performances de plusieurs moteurs de 20 MW ayant la même vitesse nominale (180 tr/min) est faite. Les principales performances et paramètres géométriques de ces machines sont résumés dans le tableau (1.1). La comparaison est établie pour mettre en relief l'intérêt d'adopter une machine à aimants à flux transverse (MAFT) devant des machines dites classiques. L'étude semble montrer que ce type de topologie présente un fort couple massique et volumique.

Tableau 1.1: Comparaison des topologies de moteurs 20 MW-180 tr/mn [14]

Type de moteur	MAS	MSRB	MSAP à flux radial	MAFT
Nombre de pôles	16	16	60	150
Aimants			Nd-Fe-B	Nd-Fe-B
Fréquence (Hz)	≈24	24	90	225
Nombre de phases	2×3	2×3	2×3	8
Rendement (%)	97,2	97	98,2	98,6
Facteur de puissance	0.87	0.95	0.9	0.6
Longueur totale (m)	3.5	3.6	2.9	2.6
Diamètre externe (m)	3.68	3.68	3.36	2.6
Poids total (Tonne)	80	100	50	40
Refroidissement	air	air	air	eau

Dans la même optique, une comparaison similaire est faite pour des moteurs de 20MW, dimensionnés pour deux vitesses nominales distinctes, 200 tr/min (tableau (1.2)) et 180 tr/min (tableau (1.3)), soulignant l'intérêt d'adopter un autre type de moteur à aimants permanents, en l'occurrence les moteurs à aimants permanents à flux axial (MAFA).

A travers les différentes comparaisons, on se rend compte que les machines à aimants permanents ont un encombrement et un poids plus faibles. En effet, Par rapport à la machine à rotor bobiné, on constate que les machines à flux transverse et à flux axial ont un gain d'encombrement variant entre 40 et 50%, alors que le gain en poids varie de 50% à 60% (pour la MAFT). La machine à aimants permanents et la machine asynchrone « améliorée » présentent

quasiment le même gain en encombrement de l'ordre de 30% à 40% et un gain en poids de 25% à 30% comparées aux machines à rotor bobiné.

Tableau 1.2 : Comparaison de différentes topologies de moteurs 20MW-200 tr/min [10]

Type de moteur	MCC	MSRB	MSAP à flux radial	MAFA
Longueur utile (m)	1.7	1.7	1.8	1.5
Diamètre externe (m)	4	4	3.6	2.85
Poids total (Tonnes)	120	115	85	55

Tableau 1.3 : Comparaison de deux topologies de moteurs 20 MW-180 tr/min [10]

Type de moteur	MSRB	MAFA
Longueur utile (m)	3.6	2.5
Diamètre externe (m)	5.6	2.5

Au regard des différentes études, la finalité est de concevoir des moteurs à faible encombrement, la figure (1.13) illustre parfaitement les prévisions du gain en encombrement selon la structure adoptée. En effet, à très court terme, on table pour un encombrement de la machine asynchrone identique à celui de la machine à aimants permanents à flux radial. Parallèlement, on envisage de réduire l'écart qui existe entre les deux machines citées et les machines à flux axial et transverse. À long terme, on prédit l'utilisation des machines à flux transverse et des machines supraconductrices à haute température (HTS) à très faible encombrement.

Aujourd'hui, les structures éprouvées qui permettent de remplacer à brève échéance, la machine synchrone à rotor bobiné sont bien la machine à aimants permanents à flux radial et la machine asynchrone.

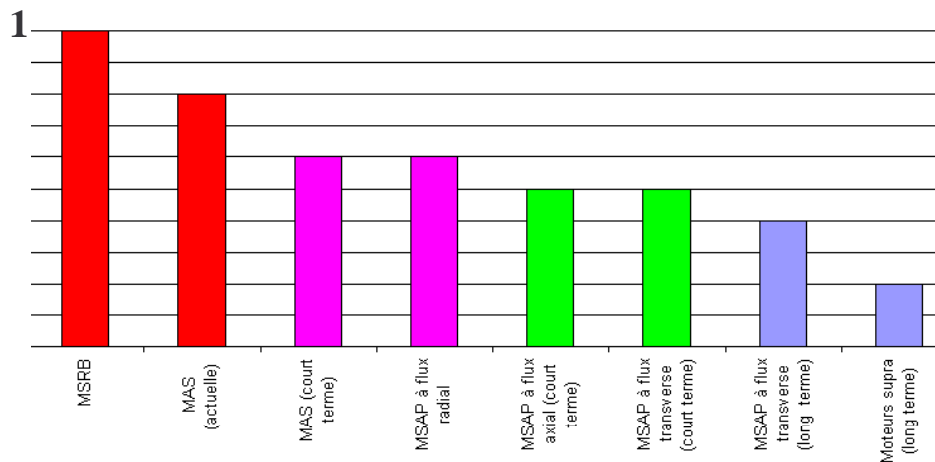


Figure 1.13 : Prédiction de l'encombrement des moteurs pour la propulsion navale

1.5. Principaux matériaux utilisés dans les machines électriques

Les performances des machines électriques sont fortement liées aux caractéristiques des matériaux qui y sont employés. L'évolution de ces matériaux, notamment les aimants permanents et les matériaux ferromagnétiques, a contribué à l'amélioration des performances des machines électriques. Dans ce qui suit, les propriétés de différents types d'aimants permanents et de matériaux ferromagnétiques ainsi que leurs applications sont présentées.

1.5.1. Aimants permanents

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H (figure (1.14)). Cette courbe est caractérisée par :

- l'induction rémanente B_r
- le champ coercitif H_{cB} , qui est le champ démagnétisant annulant l'induction ; plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable,
- le produit d'énergie volumique $(BH)_{\max}$
- les valeurs B_m et H_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{\max}$.
- l'aimantation H_{cJ} , champ coercitif qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau.

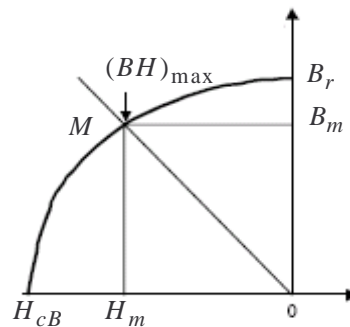


Figure 1.14 : Illustration d'une courbe B-H des aimants

La première utilisation des aimants fut vraisemblablement en Chine en l'an 4000 Avant Jésus Christ en sa qualité de compas pour indiquer au voyageur la route (figure 1.15.a) ou pour des cérémonies religieuses (figure 1.15.b). Depuis un siècle, l'utilisation de nouveaux types d'aimants et l'amélioration de leurs performances, notamment en terme de densité volumique d'énergie (figure (1.16)), ont permis de trouver de nouvelles applications. La figure (1.17) montre certaines de ces applications, en particulier, les machines électriques de hautes performances.



(a)



(b)

Figure 1.15 : Anciens compas chinois (<http://library.thinkquest.org>)

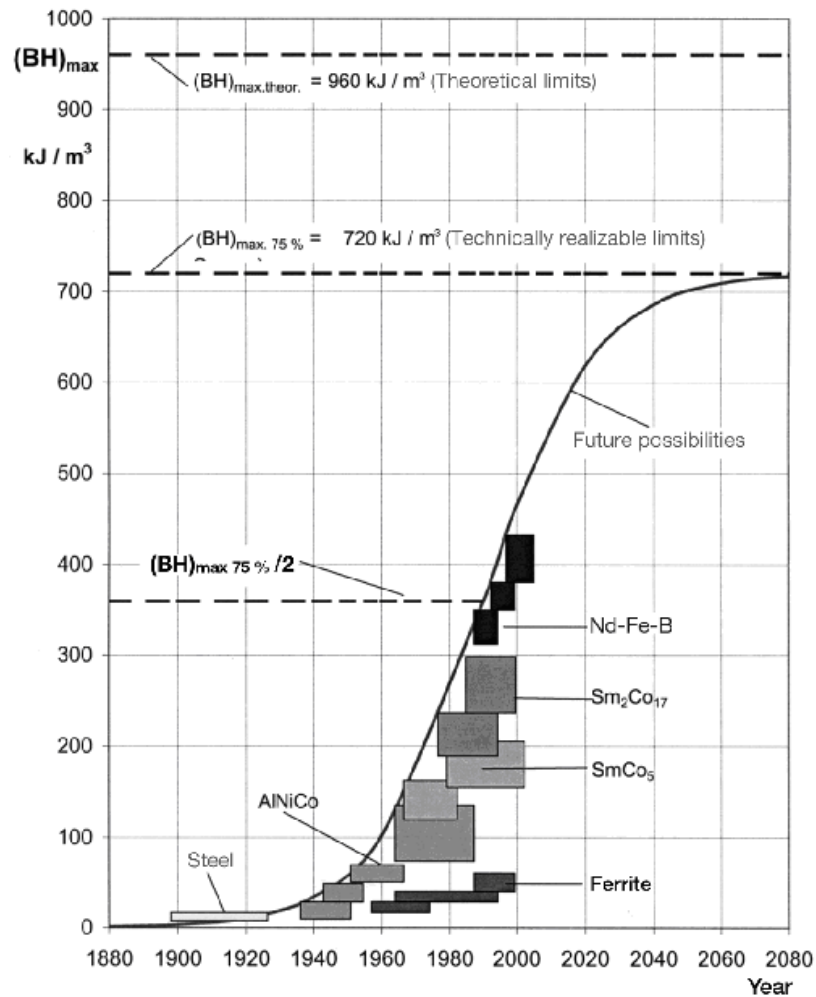


Figure 1.16 : Développement de l'énergie spécifique des aimants au cours du 20^{ème} siècle (www.vacuumschmelze.de)



(a) Rotor d'un servomoteur



(b) disque dur d'un ordinateur

Figure 1.17 : Exemple d'utilisation des aimants

Le choix de la nature des aimants d'une machine à aimants a une influence non négligeable sur son couple massique. Les caractéristiques de principaux types d'aimants utilisés dans les machines électriques sont données ci-après.

Les **AlNiCo** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes. On trouve des aimants ayant une induction rémanente B_r avoisinant 0.7T pour les isotropes et 1.2T pour les anisotropes, avec une valeur faible du champ coercitif de l'aimantation (H_{cJ}) variant de 40 à 80 A/m (figure 1.16-

a) et une énergie spécifique allant de 10 à 18 kJ/m³. L'amélioration de la coercitivité peut se faire à l'aide du Niobium.

Les **ferrites** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T, cf. figure 1.18), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût. Pour atteindre des couples massiques plus élevés, les structures de machine plus complexes à concentration de flux pourraient être envisagées.

Les **terres rares** tels que les **Samarium-Cobalt** et les **Néodyme-Fer-Bore** sont beaucoup plus performants en terme de densité volumique d'énergie que les autres type d'aimants (cf. figure 1.18). Les **Samarium-Cobalt** autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition. De plus, le cobalt est interdit dans certains domaines (automobile notamment) pour des raisons de normes environnementales. Les **Néodyme-Fer-Bore** (NdFeB) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue en température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

La figure (1.18.a) présente une classification des types d'aimants en fonction de leur champ coercitif de l'aimantation H_{cj} et de leur énergie volumique $(BH)_{max}$ et la figure (1.18.b) présente la caractéristique $B(H)$ de certains types d'aimants. En fonction de l'application, on choisit la nature des aimants utilisés dans les machines électriques : pour des applications à haute température, les aimants Samarium-Cobalt sont utilisés. Dans les machines à puissances élevées, compte tenu du volume d'aimants utilisé et le coût associé, on préfère d'employer les aimants Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B). Dans le cadre de notre travail, une nuance de ce type d'aimant est employée dans les machines à aimants étudiées.

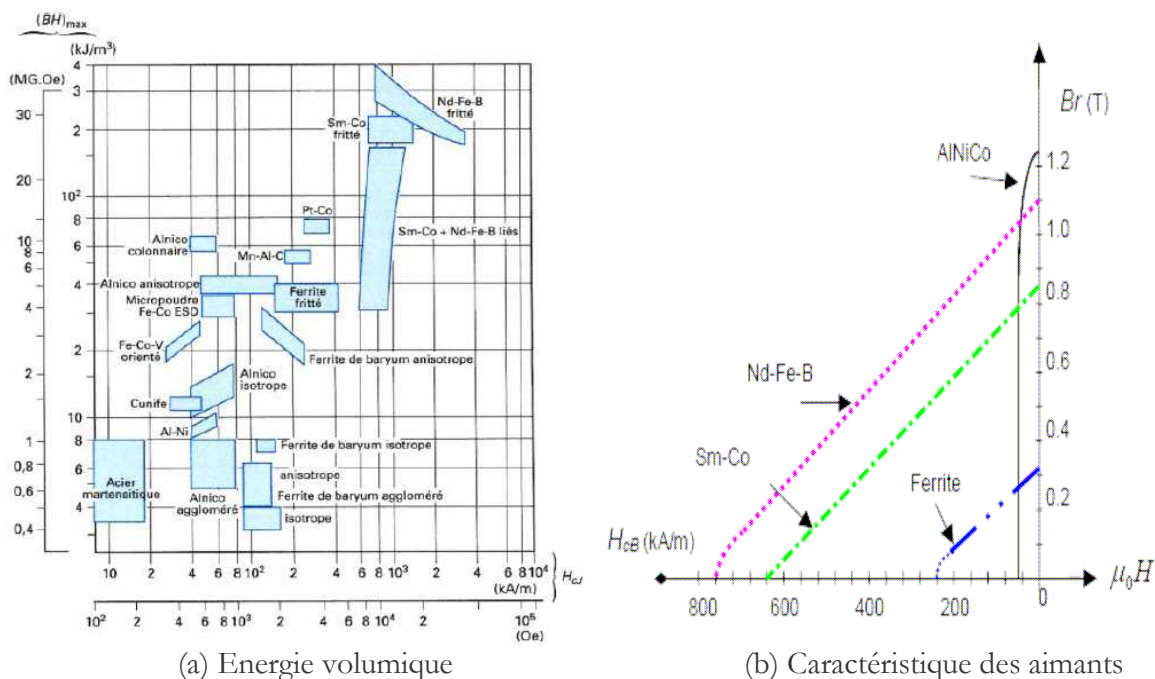


Figure 1.18 : Aimants en fonction de leurs propriétés [33]

1.5.2. Matériaux magnétiques

Les machines électriques sont soumises dans la plupart des cas à des champs alternatifs. Afin de limiter les pertes dues aux courants de Foucault, on utilise généralement les alliages

magnétiques sous forme de tôles isolées. Le choix des alliages prend en compte les aspects techniques, mais également des considérations économiques. Notons que sur la base de fer dont la faible résistivité ($10^{-7}\Omega.m$) conduit à des pertes très élevées en régime alternatif, l'objectif des alliages développés est avant tout d'accroître par additions de composés cette résistivité tout en conservant un niveau d'induction de saturation élevé. Trois familles d'alliages ont percé le marché des matériaux laminés : les alliages Fer-Silicium, les alliages Fer-Cobalt et les alliages Fer-Nickel.

Le **Fer-Silicium** est sans nul doute l'alliage le plus répandu dans le domaine de la conversion de l'énergie. L'ajout de Silicium à taux inférieur dans tous les cas à 3% apporte outre des performances magnétiques accrues (polarisation, température de curie), une rigidité juste nécessaire n'affectant pas la facilité d'usinage et la manutention des tôles. De par ses volumes de production et son ancienneté, l'alliage Fer-Silicium a bénéficié des plus forts développements en recherche et processus de fabrication [Arcelor³][33], avec *in fine*, la définition de deux catégories distinctes qui se partagent sans trop de concurrence les marchés : les tôles à grains non orientés et les tôles à grains orientés. Prédominantes sur le marché, les tôles à grains non orientés offrent un panel très large de produits à épaisseur et à niveau de saturation variables. Guidés par la nécessité de limiter les pertes au sein de la structure de conversion, les pertes massiques constituent toujours un critère sélectif prépondérant. De ce fait, les constructeurs ont effectué des efforts considérables pour proposer, entre autres, des tôles à très faible épaisseur et faibles pertes massiques. Cependant si les pertes massiques restent acceptables à faible fréquence, elles deviennent prohibitives lorsque la fréquence augmente. Certains industriels comme Arcelor proposent récemment de tôles spécifiquement destinées à des fréquences plus élevées (400Hz) rencontrées, notamment, en aéronautique, combinant saturation élevée et faibles pertes massiques. Le prix de ces tôles de faible épaisseur (0.2 mm) est naturellement en adéquation avec l'augmentation des performances [Arcelor][33]. D'un point de vue assemblage, les tôles à faibles épaisseurs compliquent l'empilage des tôles.

De production inférieure à celle des tôles à grains non orientés, les tôles à grains orientés privilégient la direction de laminage comme direction de facile aimantation, ce qui *a priori* les destinent à des structures de conversion dans lesquelles le tube de flux garde une direction fixe (transformateurs). Ceci étant, ses niveaux de saturation élevés (2T) les rendent aussi attractives pour certaines machines tournantes. De manière générale, les figures (1.19) et (1.20) montrent le niveau de saturation et les pertes totales massiques des alliages Fe-Si existant dans le marché.

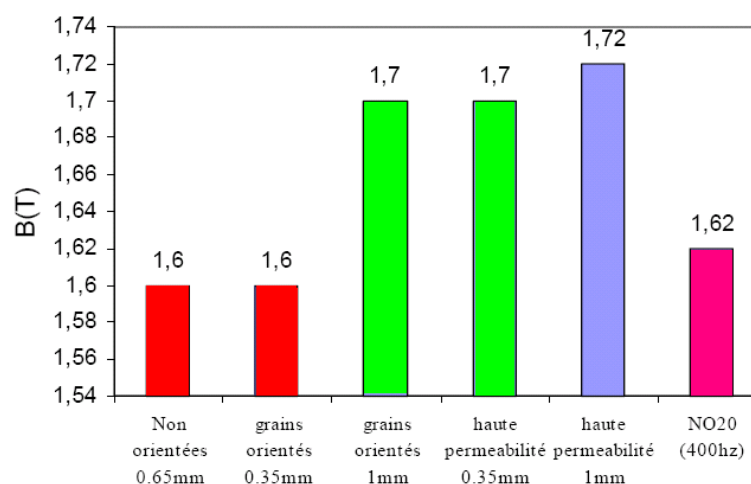


Figure 1.19 : Induction de saturation des alliages Fe-Si sous un champ de 10000A/m

³ <http://www.Arcelor.fr>

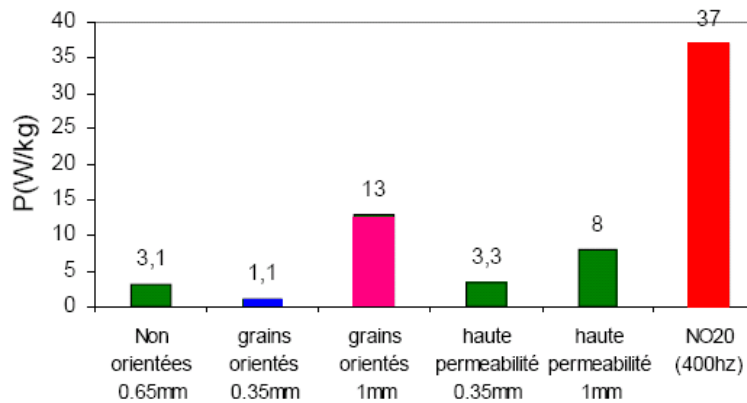


Figure 1.20 : Pertes massiques des alliages Fe-Si sous une fréquence de 50 Hz (à 1.5T)

D'un point de vue électromagnétique, les alliages **Fer-Cobalt** offrent les caractéristiques les plus attractives. Pour un taux de cobalt variant de 25 à 30%, cet alliage présente le plus haut niveau de saturation (2.34 T) pour une perméabilité relative comprise entre 1000 et 8000. Bien que ses pertes/kg soient supérieures à celles des alliages Fer-Silicium, sa résistance à la chaleur en fait le produit phare pour des applications à contraintes ambiantes sévères, application qui, en raison du prix de ces tôles ne relèvent pas cependant de la grande série. Elles se cantonnent donc, dans le domaine des machines tournantes, à des applications aéronautiques, ferroviaires ou militaires [34].

Les alliages **Fer-Nickel** sont conçus sur des taux de charge en Nickel variant de 36% à 80%. Leur structure leur confère une grande facilité de laminage à froid et de traitements thermiques qui permettent de développer leurs propriétés magnétiques (polarisation, température de curie, perméabilité) au mieux [34]. Dans le contexte des machines tournantes fonctionnant à haute vitesse, les tôles Fer-Nickel, dont les performances globales paraissent attrayantes, restent en retrait car les caractéristiques haute perméabilité et faibles pertes sont inconciliables pour un même taux de Nickel. Leur prix les oriente vers des applications spécialisées où souvent on met en oeuvre non seulement leurs propriétés magnétiques remarquables, mais également des propriétés complémentaires telles que la faible dilatation et la facilité de mise en forme [34]. Dans de nombreux cas, on préfère utiliser les alliages Fer-Nickel à 48% de Ni dont les constantes électromagnétiques (température de curie, perméabilité) sont mieux adaptées. On utilise souvent ces alliages pour l'électrotechnique miniaturisée (téléphonie, appareils de mesure, composants inductifs dans l'électronique de puissance).

Un autre matériau dit **composite magnétique doux** ou SMC en Anglais (Soft Magnetic Compound) a fait son apparition dans les machines électriques. Destiné à des applications de hautes fréquences, ce matériau est constitué de particules de poudre de fer enrobées de fines couches isolantes [34]. Ces propriétés électromagnétiques et mécaniques dépendent du type de poudre et du processus de fabrication. D'un point de vue économique, les processus de fabrication de ce type de composite compte moins d'étapes que celles nécessaires pour les matériaux laminés. Le développement des SMC s'oriente parallèlement vers une diminution des pertes massiques. Par ailleurs, la bonne conductivité thermique alliée à un transfert de chaleur tridimensionnel laisse suggérer que même si les pertes sont significatives à faible fréquence, elles sont néanmoins mieux réparties et mieux dissipées. Soulignons toutefois, la relative faiblesse des SMC au niveau de l'induction de saturation et de l'élasticité (aspect mécanique), comparé aux alliages. À des fréquences en dessous de quelques centaines de Hertz (en dessous de 400 Hz), les pertes dans ce type de matériau sont très importantes comparées à celles des matériaux classiques, mais la tendance s'inverse lorsque les fréquences dépassent le kilohertz, la pente de la

caractéristique des pertes massique dans le SMC étant légèrement inférieure à celles des matériaux laminés.

Les figures (1.21) et (1.22) montrent l'évolution des pertes de plusieurs matériaux de commerce (pour différents alliages) respectivement en fonction de l'induction crête et de la fréquence. La figure (1.21) indique qu'à 50 Hz, le SMC (Somaloy 500) présente les pertes massiques les plus importantes comparés aux alliages Fer-Silicium (M235-35A, M400-50A, M1000-100A) et Fer-Cobalt (Metglas 2605C et Permendur). La pente d'évolution des pertes massiques du matériau SMC reste relativement linéaire en fonction de la fréquence, alors que celle du Fe-Si évolue de manière « exponentielle » à haute fréquence, comme le montre la figure (1.22).

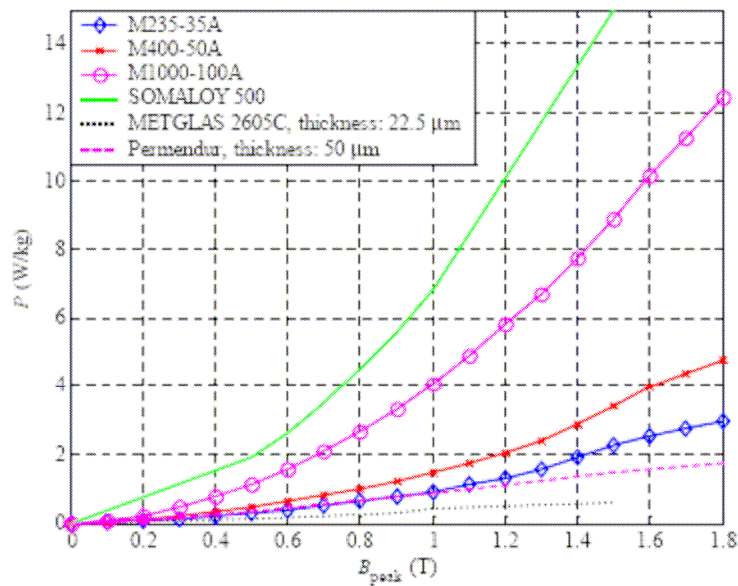


Figure 1.21 : Pertes massiques de différents matériaux à 50Hz en fonction de B_{max} [24]

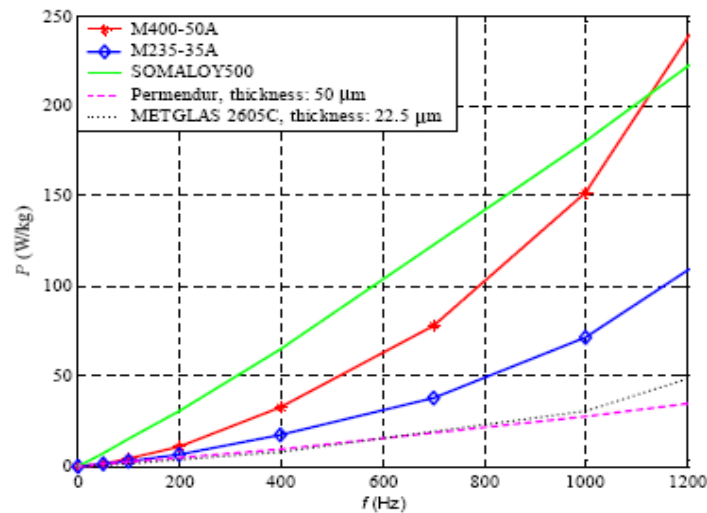


Figure 1.22 : Pertes massiques de différents matériaux en fonction de la fréquence [24]

Pour les besoins de notre étude, des tôles à base d'un alliage Fer-Silicium suffisent pour le circuit magnétique du moteur, car il permet d'allier un coût relativement bas et des performances suffisantes.

1.6. Topologie des convertisseurs et composants

Dans la topologie des convertisseurs, assurant l'alimentation à fréquence variable des machines à courant alternatif, on peut citer trois configurations disponibles et utilisées dans la propulsion marine (cf. figure (1.23)) :

Cycloconvertisseurs : Les cycloconvertisseurs sont des convertisseurs de type alternatif-alternatif à commutation naturelle, qui transforment une tension alternative d'amplitude et de fréquence fixes en une tension d'amplitude et de fréquence variables. Ils peuvent être associés à un moteur asynchrone ou synchrone. Toutefois, dans la propulsion marine, l'association avec un moteur synchrone est préférée en raison de son aptitude à fournir un entrefer important sans être pénalisé par des courants magnétisants anormalement élevés. L'avantage des machines alimentées par des cycloconvertisseurs est leur fort couple à basse vitesse avec de faibles pulsations de couple côté moteur et une excellente performance dynamique en couple et vitesse. Cette solution semble particulièrement adaptée aux navires brise-glace. Ce type de convertisseur est toutefois plus contraignant, puisqu'il a, entre autres, l'inconvénient d'envoyer vers le réseau, des harmoniques de fréquences variables difficilement filtrables.

Synchroconvertisseurs : Les synchroconvertisseurs (commutateurs de courant ou onduleurs de courant) sont des convertisseurs de type continu-alternatif, à commutation naturelle, ils sont plus particulièrement associés à un moteur synchrone. Cette association est actuellement la plus répandue dans la propulsion de grandes puissances de paquebots et de cargos. Outre les avantages de performances dynamiques, ces convertisseurs ont l'avantage d'utiliser moins de thyristors que les cycloconvertisseurs, d'où un encombrement, un poids et un coût moindre. Par ailleurs, ils polluent moins le réseau en terme d'harmoniques. De plus, les fréquences des harmoniques injectés aux réseaux sont proportionnelles à la fréquence fixe du réseau et donc facilement identifiables et filtrables. Son inconvénient réside notamment, dans les ondulations du couple à basse vitesse, qui peuvent être réduites via un lissage actif du couple .

Onduleurs de tension : Les onduleurs de tension commandés en MLI sont des convertisseurs de type continu-alternatif, à commutation forcée, ils peuvent être associés à la machine synchrone ou asynchrone. Aujourd'hui, cette association est la plus indiquée. Ce type d'onduleur a la particularité d'avoir une très bonne réponse dynamique, avec un faible niveau d'ondulation de couple. De nos jours, c'est le type de convertisseur le plus convoité en raison de l'amélioration apportée sur les composants électroniques et les innovations apportées sur les topologies de convertisseurs tels que les onduleurs multi-niveaux..

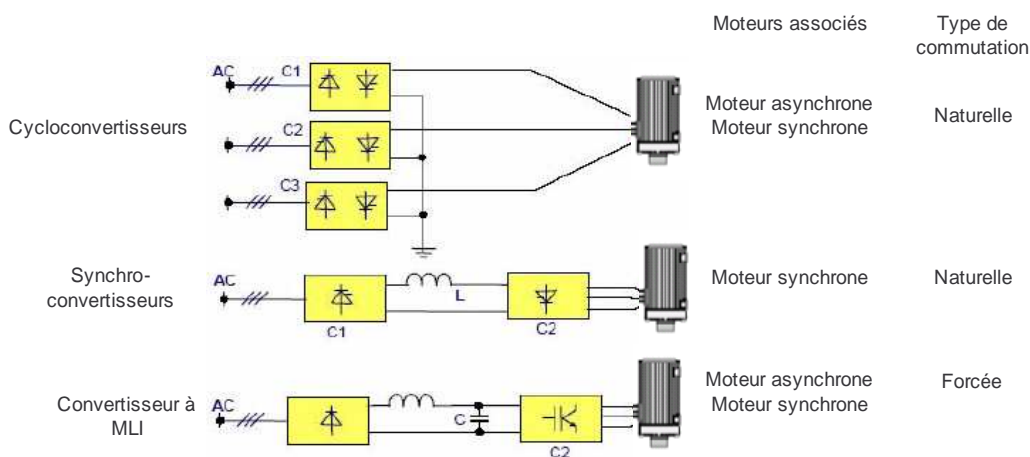


Figure 1.23 : Principales topologies de convertisseurs alternatifs pour la propulsion

Dans l'état actuel de la technologie, les principaux composants utilisés dans les convertisseurs sont les transistors MOSFET, les transistors IGBT, les IGCT et les GTO, par ordre croissant de puissance commutable et décroissant de fréquence.

Les GTO ont la particularité de commuter de très fortes puissances. Toutefois, les performances dynamiques sont faibles, un circuit d'aide à la commutation (CALC) est nécessaire pour atténuer les surtensions et les surintensités. La position dominante des GTO dans les applications de fortes puissances est rattrapée par celle des IGBT qui présentent entre autres, une fréquence de commutation élevée et ne nécessitent pas de circuit d'aide à la commutation. Cependant les pertes par conduction sont plus importantes. Les IGBT ont fait l'objet d'incessantes améliorations, pour exemple, on trouve dans le marché des IGBT bloquant des tensions de 3.3kV et admettant des courants de passage de 1200A [Eupec⁴][Mitsubishi⁵].

Des efforts ont été fait pour améliorer les performances des GTO, ce qui a abouti à un élément à commande intégrée appelé IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor) qui se situe à mi chemin des GTO et des IGBT en terme de performances [35]. Les excellentes propriétés à l'état passant, de même que les possibilités de surcharge font de cet élément un candidat sûr pour la réalisation des grandes puissances (IGCT de 4500V/4000A à 5500V/1800A). Dans ces composants, on s'affranchit des CALC (notamment celui atténuant les dV/dt), ce qui améliore la fréquence de commutation et réduit l'encombrement.

La figure (1.24) montre la gamme de puissance disponible sur le marché.

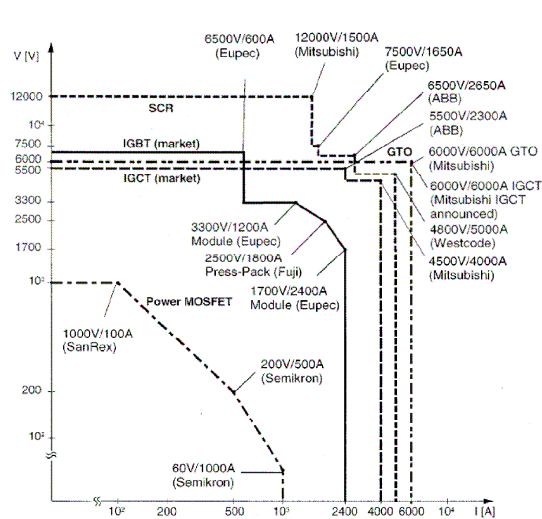


Figure 1.24 : Gamme de puissance des semi-conducteurs commercialement disponible [36]

Depuis plus d'une décennie [37][38], des techniques de conversions multi-niveaux permettent de s'affranchir des problèmes liés à la limite maximale de la tension de blocage des principaux semi-conducteurs de puissance. Basés sur le principe d'une combinaison parallèle/série des composants de puissance, les convertisseurs multi-niveaux assurent une alimentation haute tension des actionneurs électriques de moyenne et forte puissance. En outre, elles offrent l'avantage d'obtenir un spectre de tension et de courant d'une meilleure qualité, ce qui se traduit *ipso facto* par de faibles ondulations de couple et de faibles pertes dues aux harmoniques de courant.

⁴ <http://www.Eupec.com>

⁵ <http://www.Mitsubishi.com>

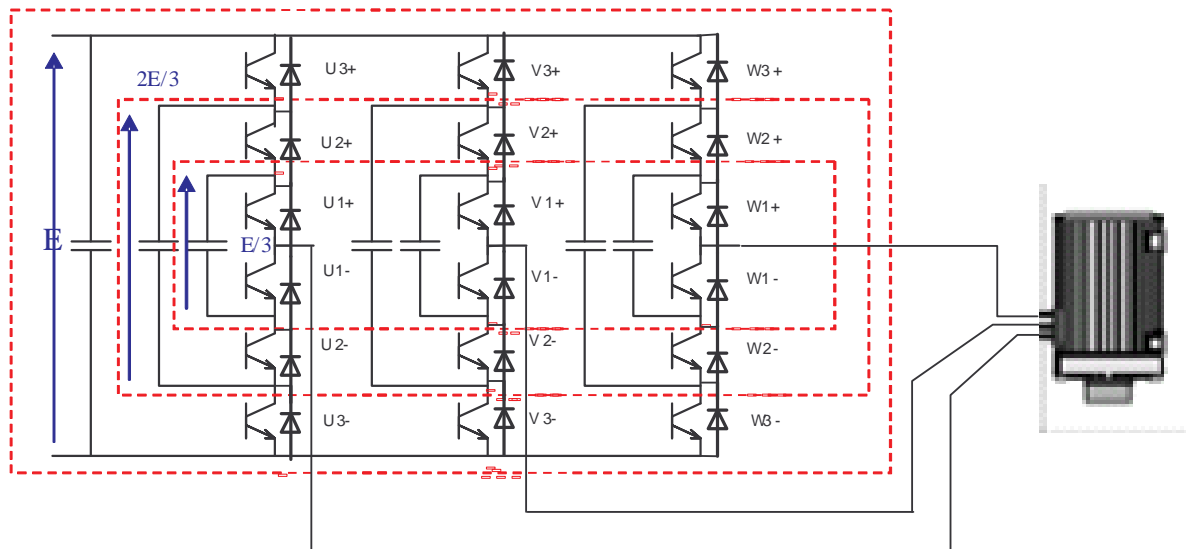


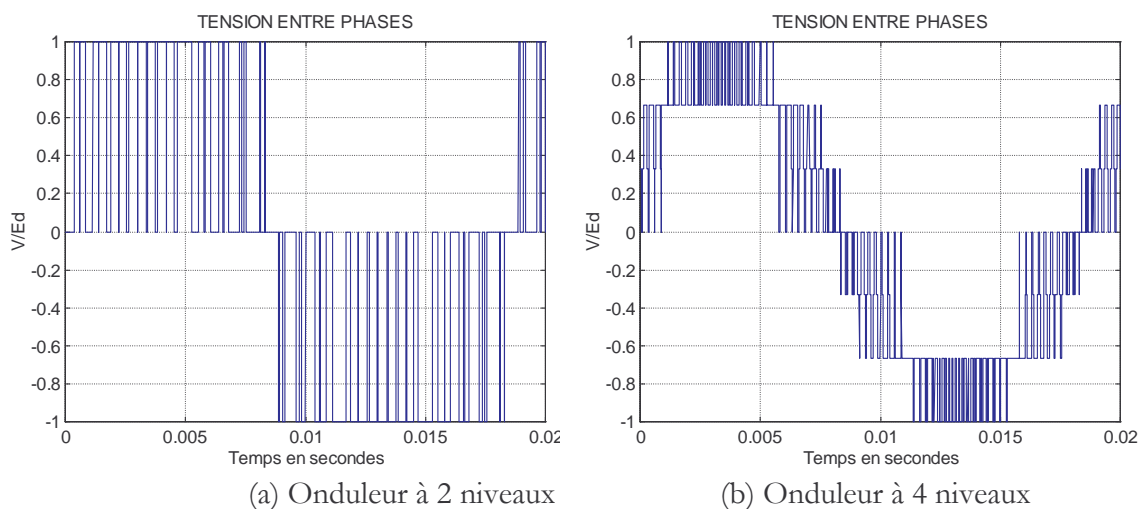
Figure 1.25 : Structure de convertisseurs multi-niveaux à cellules imbriquées (4 niveaux)

La figure (1.25) montre une structure d'onduleur à 4 niveaux. On définit le nombre de niveaux d'une telle structure par le nombre de niveaux de tension différents qu'il est possible d'obtenir sur une phase du convertisseur. Il est déterminé par *le nombre d'IGBT en série sur un 1/2 bras + 1*.

Dans l'exemple présenté ci-dessus, 3 IGBT sont en série sur un 1/2 bras, il y a donc 4 niveaux de tension en sortie de chaque phase : 0, $E/3$, $2E/3$ et E ; sachant que E est la tension du bus continu.

De tels niveaux de tensions sont possibles, grâce à 3 capacités dites « flottantes » par bras, chacune est chargée sous une tension de $E/3$, $2E/3$ ou E de sorte que chaque interrupteur IGBT n'a à supporter qu'une tension réduite de $1/3$ de la tension de bus continu. En effet ces composants malgré leurs propriétés de commutation très attrayantes sont limités par la tension maximale qu'ils peuvent supporter.

Ainsi en augmentant le nombre de niveaux de la structure, on peut augmenter la tension d'alimentation du pont et donc contrôler des applications de plus fortes puissances. La figure (1.26) montre les formes d'onde de la tension entre phases obtenues respectivement par un onduleur à deux niveaux et un onduleur à 4 niveaux ; cette dernière est plus proche d'une sinusoïde et par conséquent son spectre est de meilleure qualité.



(a) Onduleur à 2 niveaux (b) Onduleur à 4 niveaux
Figure 1.26 : Formes de tension obtenues par différentes structures [39]

Un autre aspect intéressant est que, quel que soit le nombre de niveaux adopté, on ne sacrifie pas pour autant le caractère modulaire de la structure et donc un gain en terme d'encombrement et d'économie. L'idée de base, comme le montre la figure (1.27), consiste à séparer les condensateurs flottants, et de les associer chacun à un module de base.

La modularité ainsi obtenue constitue un avantage industriel indéniable, tant pour le constructeur que pour le client. Chaque structure élémentaire d'un onduleur, se présente sous forme de tiroir (*cf.* figure 1.28). L'armoire onduleur complète est obtenue par assemblage des modules (ou tiroirs).

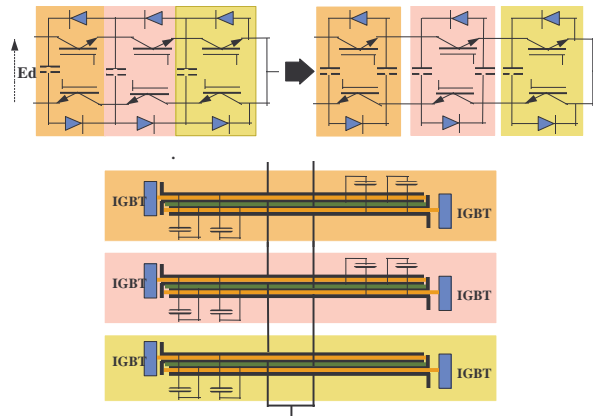


Figure 1.27 : Réalisation d'un bras (phase) 4 niveaux, séparation en 3 modules [39]

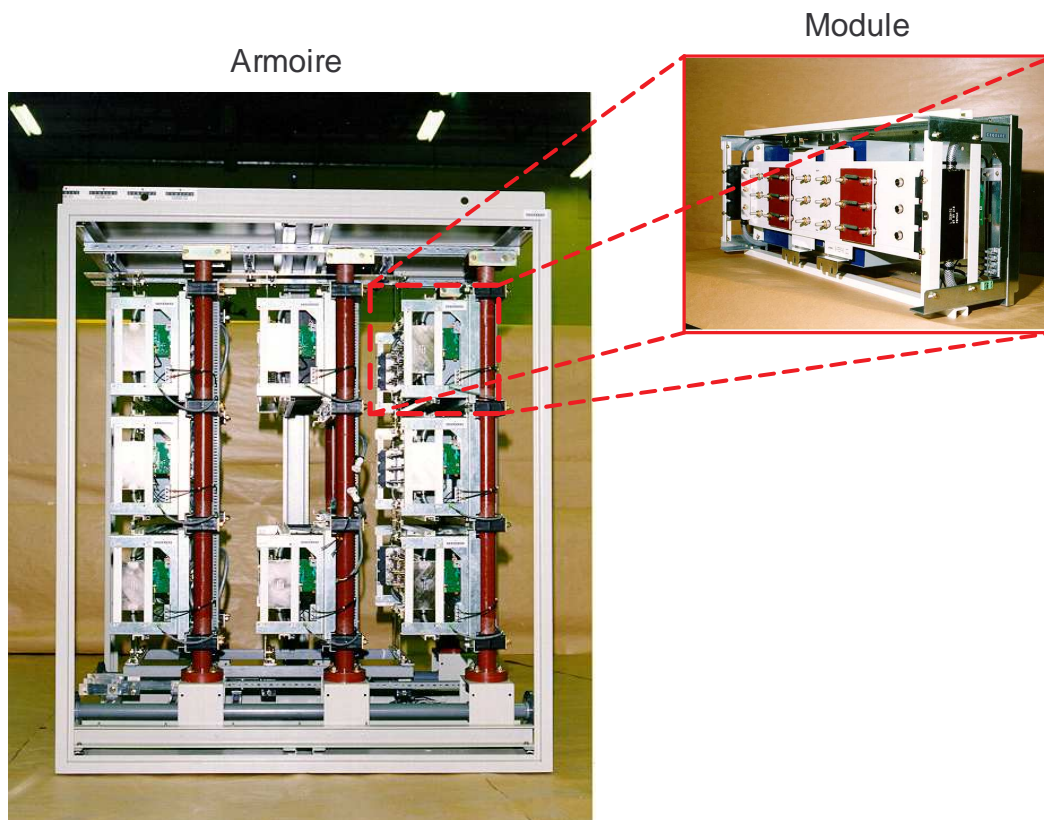


Figure 1.28 : Armoire d'un onduleur à IGBT (3,3kV-4,6 MVA) [39]

Il existe d'autres topologies d'onduleurs multi-niveaux, on peut citer au côté de l'onduleur multiniveaux à cellules imbriquées [37] (*cf.* figure 1.29.b), les onduleurs à potentiels distribués ou

NPC (Neutral Point Clamped) (cf. figure 1.29.a) [38] et les onduleurs à convertisseurs cascades (cf. figure 1.29.c) [40][41].

Les onduleurs à cellules imbriquées (ou multicellulaires), permettent de manière naturelle un équilibrage des tensions des condensateurs flottants sans régulation et mesure de tensions [39]. Par ailleurs, les cellules étant totalement indépendantes, elles offrent la particularité de jouer sur un degré de liberté supplémentaire, en particulier le déphasage. Ainsi, certaines stratégies de commande peuvent utiliser ce déphasage pour décaler légèrement les commandes des deux cellules et éviter la sommation des dV/dt de commutation [37].

Dans les onduleurs à potentiels distribués, des diodes connectées aux points milieux des sources de tension protègent les interrupteurs externes contre des tensions excessives. Cette topologie nécessite un contrôle rigoureux des tensions de chaque condensateur et l'équilibrage des tensions devient complexe au delà de trois niveaux [42]. De plus, le nombre de diodes augmente très rapidement avec le nombre de niveaux.

L'onduleur à convertisseurs « cascades » est basé sur la mise en série d'onduleurs monophasés (en pont en H) et chaque pont est alimenté par une source de tension indépendante isolée. Outre l'avantage d'assurer un équilibrage naturel des tensions, cette structure permet d'alimenter une charge de moyenne ou haute tension à partir de plusieurs sources basse tension. On devine que dans cette topologie, il est nécessaire de disposer d'autant de source que de ponts mis en cascade [42].

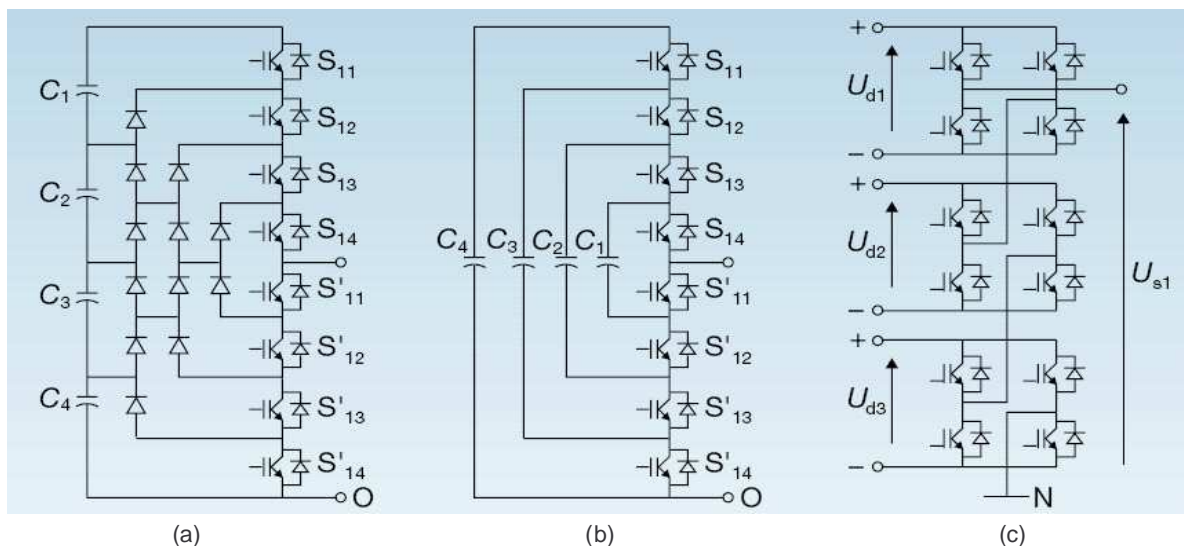


Figure 1.29 : Topologies classiques d'onduleurs multi-niveaux [43]

1.7. Fiabilité des systèmes

Pour maintenir le bateau en fonctionnement sécurisé, et pour laisser le temps à l'équipage d'identifier le défaut, le système doit être conçu pour gérer les premières opérations d'urgence par lui-même, sans action de l'opérateur. Cela signifie que le système doit automatiquement se positionner en mode dégradé, en mettant à disposition de la propulsion la puissance maximale possible.

Si un défaut se produit sur l'un des équipements du circuit (transformateur, disjoncteur, convertisseur ou câble), le système de protection doit pouvoir placer automatiquement la propulsion en mode « demi-moteur » ; ainsi, plus de 50 % du couple reste encore disponible sur l'hélice. Dans cette optique, la redondance et la modularité des systèmes est « quasi-massive » dans la propulsion marine par POD (cf. figure (1.30)). En effet, on comprend mieux le nombre de POD dans un navire, la compacité (réduction du câblage) et la modularité (armoire à « tiroirs ») des convertisseurs.

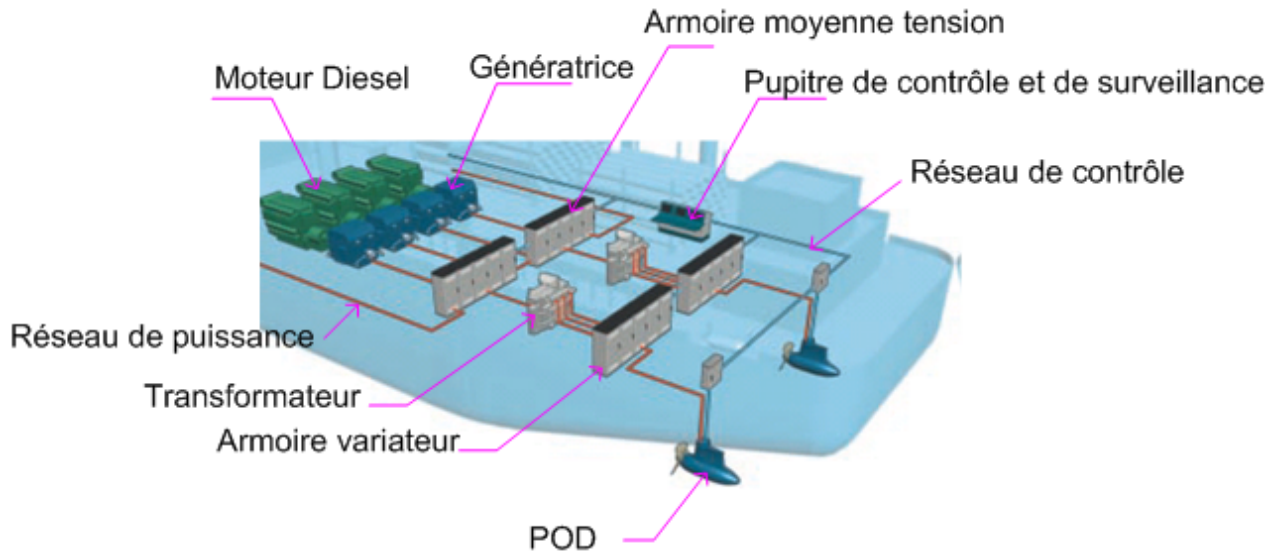


Figure 1.30 : Exemple d'une configuration génération de puissance - système de Propulsion

De même, on peut envisager d'alimenter les moteurs triphasés par deux onduleurs connectés à deux sources continues isolées électriquement, comme l'indique la figure (1.31). Chaque phase est connectée de part et d'autre à un bras de chaque onduleur, de sorte que si l'un des onduleurs est en panne, on peut « basculer » le fonctionnement sur un seul onduleur en connectant les bobinages de la machine en étoiles.

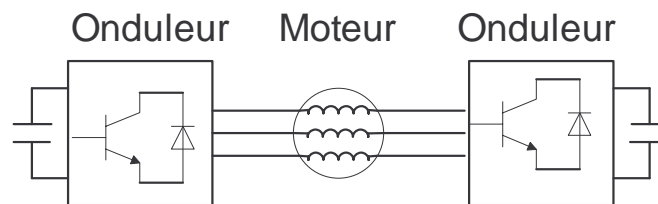


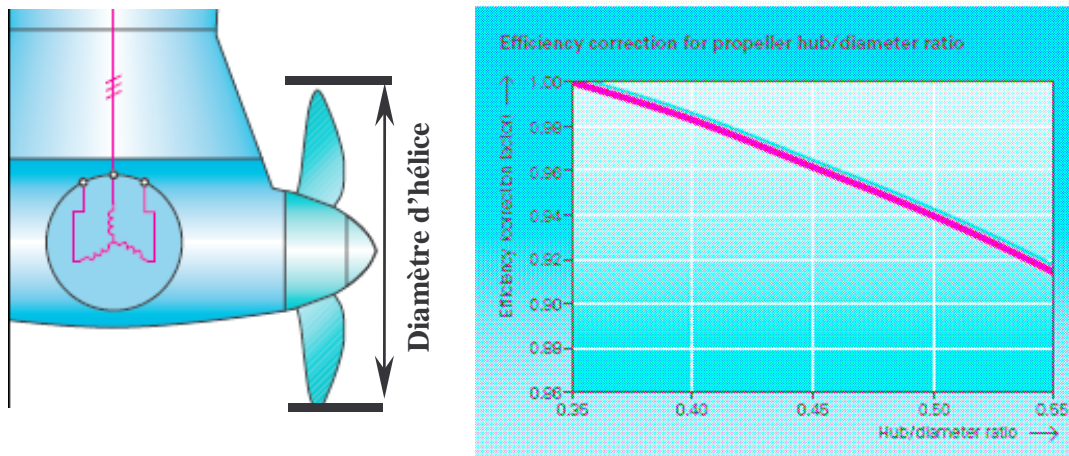
Figure 1.31 : Association convertisseurs-moteur

1.8. Exigences et contraintes de l'application par POD

Habituellement, lorsque l'on effectue un dimensionnement d'une machine électrique pour une application donnée, elle doit répondre à des exigences de performances et des contraintes préalablement définies. Ainsi pour l'application par POD, les principales contraintes sont :

- **L'encombrement**

L'encombrement est l'un des aspects inhérent à la propulsion par POD, en effet, il est établi que le rendement hydrodynamique est lié au rapport du diamètre de l'hélice au diamètre du bulbe dans lequel est placé le moteur (figure 1.32). Dans cette optique, à diamètre d'hélice fixe, le diamètre externe de la machine conditionne celui du bulbe. Des modifications de l'architecture et des formes du navire peuvent améliorer le rendement propulsif global. Une carène bien dessinée, un bulbe bien dimensionné et une hélice bien adaptée peuvent considérablement diminuer la résistance à l'avancement du navire et donc améliorer le bilan énergétique du navire.



(a) Illustration du bulbe/hélice

(b) Facteur correctif [SSP⁶]

Figure 1.32 : Facteur correctif du rendement hydrodynamique en fonction du rapport des diamètres du bulbe et de l'hélice

- **La température**

Une mauvaise évacuation des pertes, augmente l'échauffement de la machine mais diminue aussi son rendement. À cet effet, dans la propulsion par POD on adopte souvent un mode de refroidissement forcé (motoventilé), permettant de maintenir un débit d'air relativement constant combiné à l'introduction de canaux et d'évents d'aération, permettant une meilleure évacuation des calories. La figure (1.33) présente un exemple de système de ventilation dans la propulsion par POD.

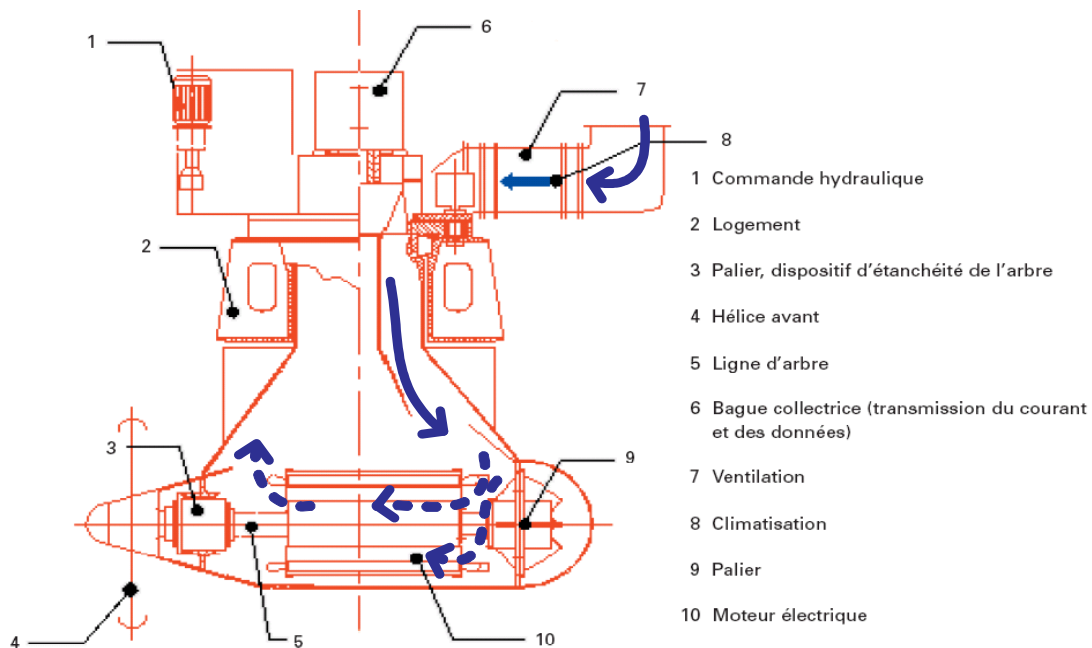


Figure 1.33 : Exemple de système de ventilation dans la propulsion par POD [ABB]

- **Les pertes**

La bonne identification et prédiction des pertes permettent à la fois d'évaluer correctement les échauffements mais aussi de mieux appréhender les moyens de minimiser ces pertes. Dans cette logique, un travail est fait pour réduire les harmoniques d'espaces mais aussi de temps, sources de pertes supplémentaires. La figure (1.34) répertorie les principales pertes pouvant exister dans les

⁶ <http://www.marine-solutions.de>

machines asynchrones et à aimants permanents et énumère les moyens d'action pour leur minimisation. Ainsi, pour la réduction de ces pertes on peut agir sur le dimensionnement de la machine (type de bobinage, nombre d'encoches, entrefer, polarité...) mais aussi sur le variateur (mode de commande, topologie de convertisseur, fréquence de découpage...).

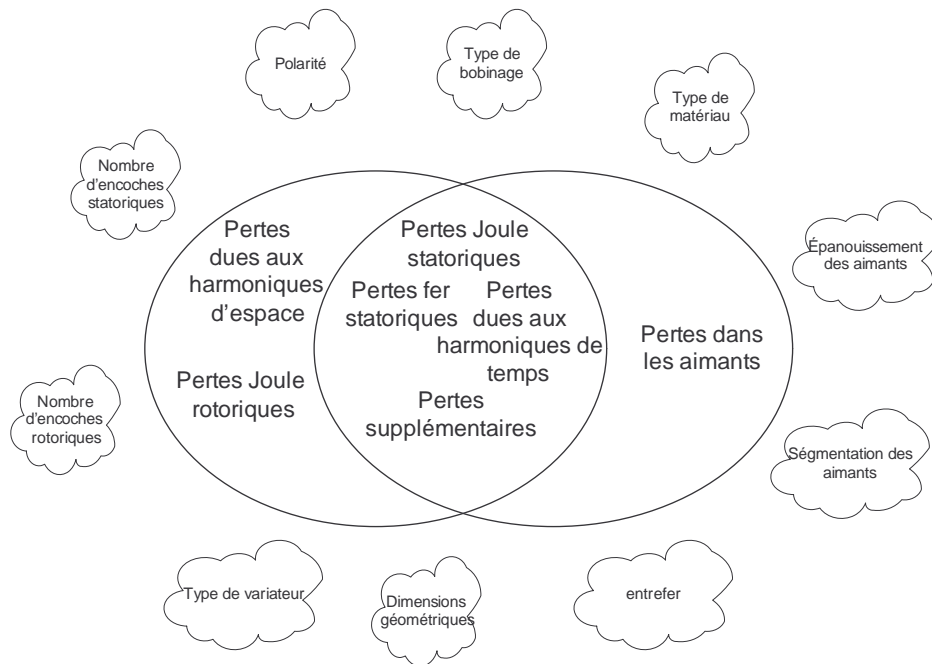


Figure 1.34 : Moyens d'action pour la minimisation des principales pertes dans les machines asynchrones et à aimants permanents

- **Vibration**

Les vibrations sont des effets indésirables qui induisent une fatigue prématurée des composants de la machine et des risques de dysfonctionnement, mais aussi une gêne auditive qu'il faut réduire et pour cela il est nécessaire d'identifier les sources de vibrations ainsi que les moyens permettant de réduire ces phénomènes. La figure (1.34) illustre les sources de vibrations et de bruit ainsi que les différents moyens d'action pour leur minimisation. Soulignons, que la plupart des moyens de réductions des vibrations sont quasi similaires à ceux permettant de réduire les pertes. Par ailleurs, en étudiant les différentes gammes de fréquences émises, les chercheurs sont parvenus à les répertorier en fonction du confort acoustique ou de la gêne occasionnées. Ces données contribuent désormais à la conception des éléments mécaniques externe des moteurs.

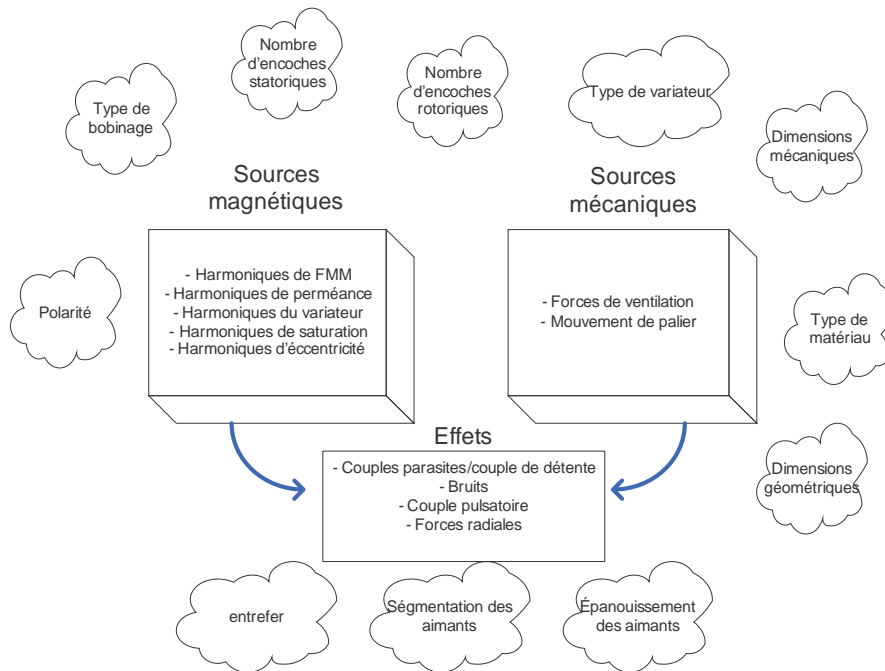


Figure 1.35 : Sources de vibration et les moyens d'action pour leur minimisation

- **La tenue au choc**

La particularité des structures par POD est les contraintes de tenue au choc qui imposent un entrefer minimum. En effet, en dehors des conséquences sur le dimensionnement des parties mécaniques de la machine (arbre, paliers,...), de telles contraintes influent sur le choix électromagnétique du moteur. Dans le cas de la machine à aimants permanents, cet aspect n'est pas contraignant puisque l'un des intérêts même de ce genre de moteur est d'avoir un entrefer important. Par contre au niveau des moteurs asynchrones, l'augmentation de l'entrefer affecte à la fois le rendement et le facteur de puissance et peut engendrer un surdimensionnement du moteur et du convertisseur (par rapport à une machine asynchrone de même performance sans contrainte d'entrefer important).

- **Le coût**

Bien que secondaire dans ce genre d'étude, il est toutefois important de garder à l'esprit l'aspect économique. L'action sur certains paramètres tel que le nombre de pôles, permet de réduire le volume de culasse mais aussi les têtes de bobines (et donc masse de cuivre). Par ailleurs un nombre d'encoches réduites au stator permet de réduire les coûts de fabrication (mise en place de bobines). Certains types de matériaux (pour les carcasses et les aimants) présentent un bon rapport performances/coût.

1.9. Matériaux et contraintes pour l'application considérée

Notre étude est consacrée à la comparaison des performances d'une machine asynchrone « poussée » et d'une machine à aimants permanents relativement bien dimensionnée pour la motorisation des POD.

Ainsi, pour la machine à aimants permanents, vu la quantité importante d'aimants nécessaire à la réalisation d'une machine d'une telle puissance, il est économiquement recommandé d'utiliser des aimants de type NdFeB, de plus pour l'application visée, il est nécessaire que le moteur puisse fournir un couple utile donné à une vitesse de rotation et une tension d'alimentation fixée. Dans

les conditions normales de températures (20°C), les caractéristiques de ces aimants sont les suivantes : une induction rémanente $B_r = 1.22 \text{ T}$, un champ coercitif $H_{cB} = 915 \text{ kA/m}$ et une perméabilité relative de $\mu_{rm} = 1.07$. À titre d'information, nous présentons sur la figure (1.36), l'évolution des caractéristiques $B(H)$ et $J(H)$ (polarisation magnétique $J = B - \mu_0 H$) de l'aimant utilisé en fonction de la température.

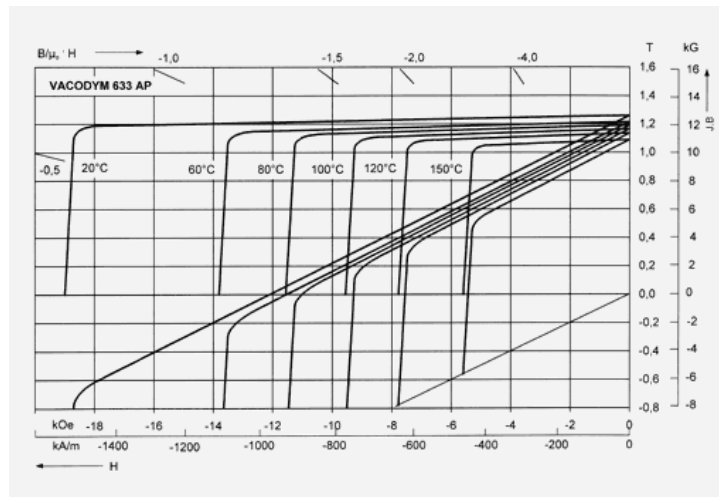


Figure 1.36 : Caractéristique $B(H)$ et $J(H)$ en fonction de la température (www.vacuumschmelze.de)

Toujours dans le souci d'assurer un compromis entre le coût et les performances, (moins de pertes, bonne tenue thermique) les matériaux utilisés pour les carcasses (culasses et dents) sont de type Fer-Silicium. Pour le stator laminé de la machine à aimants, le M 530 P 50 A est utilisé (matériau à haute perméabilité avec des pertes spécifiques de 5.3 W/kg à 1.5 T et 50 Hz pour une épaisseur de tôle de 0.5 mm), il en est de même pour la machine asynchrone. Ce matériau à une induction de saturation élevée, une bonne conductibilité thermique et des pertes massiques relativement faibles, comparé à d'autres matériaux de même niveau d'induction de saturation tel que le M1000 65 A (cf. figure (1.37)).

Par ailleurs, toujours dans le souci de réduire les échauffements, la densité de courant et la température admissibles dans les conducteurs statoriques sont considérées comme des contraintes supplémentaires comme le montre le tableau (1.4).

L'aspect hydrodynamique est implicitement pris en compte lors du dimensionnement de la machine et c'est dans cette logique que le diamètre externe et la longueur utile sont fixés comme l'indique le tableau (1.4).

L'exigence de tenue au choc nécessite de définir un entrefer minimum tel qu'il est indiqué au tableau (1.4).

Sur un autre registre, l'onduleur choisi, pour alimenter le moteur, est de type multi niveaux, délivrant une tension de 3000 Volts efficace, avec une fréquence de découpage au voisinage de 900 Hz . Les moteurs sont alimentés par deux onduleurs connectés à deux sources continues isolées électriquement.

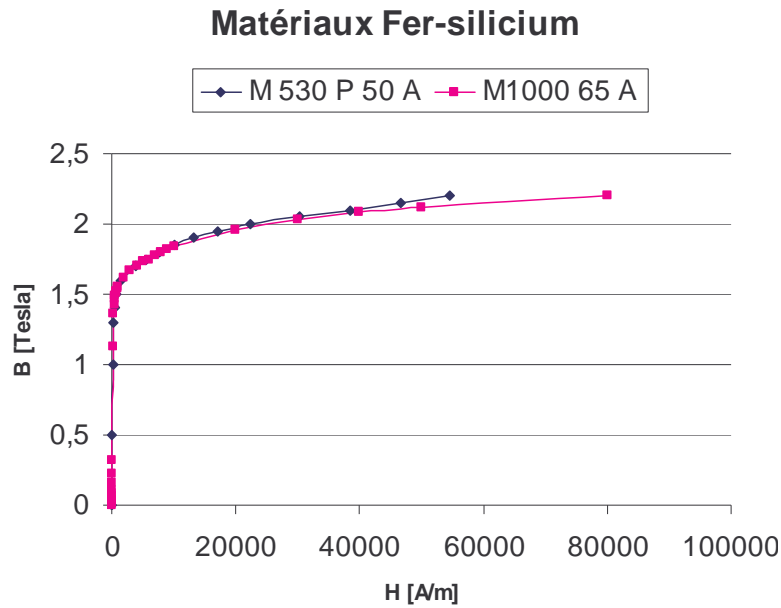


Figure 1.37 : Caractéristique des matériaux utilisés

Tableau 1.4 : Principales performances et contraintes

Performances	MAS	MSAP
Tension de phase V_s (V efficace)	3000	3000
Puissance utile P_{mec} (MW)	6.76	6.76
Vitesse n (tr/mn)	170	170
Couple Γ_{moy} (kNm)	380	380
Contraintes		
Densité de courant J_s (A/mm ²)	≤ 5	≤ 4
Pertes	minimum	minimum
Couple pulsatoire	minimum	minimum
Température (°C)	< 140	< 120
Diamètre externe D_e (m)	< 2	< 2
Longueur totale (fer +évents) (m)	2.5	2.5
Entrefer e (mm)	≥ 4	> 4
Variateur		
type	Tension	Tension
Particularité	Multi-niveaux	Multi-niveaux
Fréquence de découpage (Hz)	≈ 900	≈ 900
Mode de refroidissement		
Via eau de mer sur parois du POD	oui	oui
Motoventilé	oui	oui

Le moteur est motoventilé , assurant un débit d'air constant. Pour assurer le bon refroidissement, un évent d'aération traverse axialement le moteur et des canaux sont judicieusement placés à la périphérie radiale de la machine. Pour le moteur asynchrone, des événements sont envisagés aux abords supérieurs des encoches, cela permet de refroidir à la fois les têtes de bobines mais aussi le cuivre dans l'encoche.

1.10. Conclusion

Tout au long de ce chapitre nous avons passé en revue les principaux développements de la propulsion électrique. Dans un premier temps, après avoir énuméré l'intérêt de la propulsion tout électrique, nous avons souligné l'avantage d'adopter une structure de propulsion en nacelle (POD). Pour les besoins de cette dernière, un bilan des machines électriques susceptibles de répondre aux exigences d'une telle propulsion est établi. Dans ce contexte, des pistes ont été exploitées avec plus ou moins de succès. En effet, les machines présentées ont permis de préciser brièvement leurs potentialités en terme de puissance volumique mais aussi leurs limitations et perspectives d'évolution.

Résolument abordé en vue d'une application de forte puissance, basse vitesse et faible encombrement, les machines à aimants permanents montés en surface et les machines asynchrones à cage, pour leur technologie et leur coût maîtrisés, ont été retenues pour les besoins de l'étude comparative.

Le volet suivant du chapitre, rappel succinctement les différents types d'aimants permanents et de matériaux ferromagnétiques ainsi que leurs propriétés. Dans le contexte de l'application qui nous concerne, le choix d'un aimant permanent de type NdFeB pour les machines à aimants et d'une tôle à base de Fer-Silicium permet de préserver les performances sans pour autant sacrifier le coût de réalisation de la machine.

Ce type d'application étant à vitesse variable, l'aspect convertisseur est rapidement abordé. On y énumère les principaux convertisseurs utilisés dans la propulsion électrique ainsi que leurs propriétés. L'objectif d'avoir une forme d'onde quasi-sinusoïdale à l'entrée de la machine électrique et les exigences de fortes puissances de certaines applications, ont permis l'émergence de nouvelles topologies de convertisseurs dits multi-niveaux. Leurs avantages avérés ont favorisés l'association de convertisseurs multi-niveaux avec les machines électriques dans la propulsion électrique, ce qui est le cas de notre application.

L'un des aspects inhérents aux applications embarquées (aéronautique, spatiale, marine) est la fiabilité des systèmes. Le caractère redondant qui se situe quasiment à tous les niveaux, se retrouve dans le mode d'alimentation de la machine destinée à une application par POD. L'entrée en la matière a permis de situer l'application qui concerne cette étude mais aussi de mettre la lumière sur les différents aspects gravitant autour de la propulsion par POD.

Pour ce qui nous concerne, l'étude est principalement axée sur l'aspect dimensionnel de la machine à aimants permanents montés en surface et de la machine asynchrone à cage. Cette étude alliant, dimensionnement, analyse et comparaison des performances fera l'objet des prochains chapitres.

CHAPITRE II :

Etude et Dimensionnement de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

2. CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT DE LA MACHINE A AIMANTS PERMANENTS

2.1. Introduction

L'étude bibliographique, présentée au chapitre précédent, montre que parmi les machines à topologies classiques, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) montés sur la surface rotorique et la machine asynchrone à cage d'écureuil sont celles qui s'adaptent mieux à la propulsion des navires par « POD ». Afin de comparer ces machines il est nécessaire dans un premier temps, de connaître les critères de comparaison et les contraintes pour cette application. En intégrant ces critères et contraintes, on doit ensuite dimensionner chacune de ces deux machines pour la même application : même couple nominal, même vitesse nominale, même type d'alimentation et même tension du bus continu.

Dans ce chapitre, nous aborderons l'approche préconisée pour modéliser la machine à aimants permanents. Le dimensionnement de la machine à aimants permanents est effectué sur la base des performances requises et les contraintes énumérées dans le tableau (1.4) du chapitre précédent. Par ailleurs, certains paramètres resteront fixés, tels que la longueur utile L_u , et le diamètre externe D_e .

Le principal paramètre géométrique qui sera étudié est le nombre de paires de pôles, son influence sur certaines performances est succinctement décrite dans la section (2.2). Pour chaque polarité, nous étudions dans ce chapitre l'influence de certains paramètres sur les performances de la machine. Cette étude permet de choisir le type de bobinage et certaines dimensions géométriques des aimants et de réduire l'intervalle de variation d'autres paramètres dimensionnant. Les résultats obtenus faciliteront l'analyse des performances et le choix des paramètres de la machine à aimants qui sera comparée en dernier chapitre à deux machines asynchrones optimisées.

L'objectif principal est de fournir le couple moyen désiré tout en minimisant le volume de la machine et le taux des harmoniques du couple, notamment ceux de bas rang. Comme les aimants sont disposés sur la surface rotorique, on peut raisonnablement négliger l'influence du terme de couple lié à la saillance rotorique. Dans ces conditions, le couple comporte essentiellement deux termes : l'un lié à l'interaction des courants statoriques et les aimants rotoriques appelé « couple d'interaction », l'autre dû à l'interaction de la denture statorique avec les aimants rotoriques habituellement appelé « couple de détente ».

La machine à aimants permanents étant en alimentation sinusoïdale, pour réduire les harmoniques du « couple d'interaction », la forme de sa FÉM doit être quasi-sinusoïdale. Pour ce faire, il est nécessaire d'identifier les paramètres géométriques pouvant réduire le contenu harmonique de la FÉM. La forme de la FÉM dépend d'une part de la forme et les dimensions des aimants rotoriques et d'autre part du type de bobinage statorique adopté. De plus, pour des raisons de fabrication et de coût, un pôle d'aimant est réalisé par plusieurs blocs d'aimants de même polarité. Cette segmentation des aimants par pôle est considérée comme un autre paramètre d'action sur la forme du couple.

Dans la section (2.3), en se basant sur le fait que la valeur et la forme du couple sont directement liées aux dimensions et à la forme des aimants, nous étudions l'influence de ses paramètres géométriques sur la valeur moyenne du couple. L'un des paramètres le plus influant est l'épanouissement des aimants. Dans un premier temps, en se basant sur l'analyse spectrale de la forme d'onde de « l'induction d'entrefer », l'intervalle de variation de l'épanouissement est défini de manière à assurer un bon rapport couple moyen/volume d'aimants, en gardant à l'esprit l'objectif de réduire son contenu harmonique. En suivant la même démarche, nous étudions

l'influence du nombre de blocs d'aimants par pôle sur la valeur moyenne du couple. Toujours dans le même logique, une plage de variation du nombre de blocs d'aimants par pôle est définie. En ce qui concerne la hauteur des aimants et l'entrefer, ils sont choisis et fixés de manière à pouvoir assurer un couple utile à des températures de fonctionnement relativement élevées, mais aussi pour que les aimants ne subissent pas une démagnétisation globale lors d'un fonctionnement anormal (court-circuit par exemple).

La section (2.4) est consacrée aux « couples pulsatoires d'interaction ». Pour réduire les ondulations du couple d'interaction, nous devons minimiser le contenu harmonique (principalement de bas rang) de la FÉM. L'influence de l'épanouissement des aimants, du type de bobinage et de la segmentation des aimants sur le contenu harmonique de la FÉM est mise en évidence. On remarque la possibilité d'annuler deux harmoniques de bas rang et la réduction de certains harmoniques de moyen rang, sans que la valeur moyenne du couple soit sensiblement affectée.

La section (2.5) est axée sur la réduction du « couple de détente ». Nous avons mis en évidence qu'un choix adapté du nombre d'encoches par paire de pôles permet d'augmenter la pulsation du couple de détente. Pour ce nombre, nous montrons que son amplitude peut être significativement réduite en agissant sur l'épanouissement des aimants et le nombre de blocs d'aimants élémentaires constituant chaque pôle rotorique. Nous avons également étudié la réduction du couple de détente par l'introduction de cales magnétiques dans les isthmes d'encoches statoriques.

Dans ce chapitre, pour étudier l'influence de la forme des aimants rotoriques sur le contenu harmonique de la FÉM et du couple de détente, nous avons montré qu'il est possible de se baser respectivement sur l'analyse harmonique de la répartition de l'induction dans l'entrefer (pour la FÉM) et le carré de l'induction d'entrefer (pour le couple de détente) en considérant le stator lisse. Cette approche permet de choisir la forme des aimants rotoriques pour toutes les machines à aimants de même structure quelle que soit la puissance et le nombre de paires de pôles.

La seconde partie de ce chapitre est dédiée à l'analyse des performances de la MSAP pour une série de polarités allant de 8 pôles à 20 pôles, ce qui a permis de mettre en relief la prédominance d'une polarité pour les performances et contraintes considérées, mais aussi pour les règles de dimensionnement fixées dans la première partie. Une synthèse de dimensionnement y est dégagée.

La section (2.8) compare les résultats de simulation avec certains résultats de mesures effectuées sur un prototype de machine à aimants permanents. En outre, l'effet de la température mais aussi d'un court-circuit triphasé, sur les performances de la machine et sur les aimants, est étudié.

La section (2.9) détaille la méthode de calcul des couples pulsatoires. Pour ce faire, un modèle éléments finis couplé à un modèle circuit est mis en œuvre. Ce modèle permet de reconstituer la forme d'onde du courant mais aussi du couple en tenant en compte des harmoniques de temps issus du convertisseur et ce connaissant la forme d'onde de la tension. Les résultats des calculs obtenus par le modèle sont comparés avec ceux obtenus par une méthode de calcul par éléments finis en tenant compte du mouvement du rotor [44].

La section (2.10) qui termine ce chapitre est consacrée à une étude complémentaire destinée à vérifier le bon dimensionnement de la machine dite de référence (aux dimensions du prototype réalisé) avec une machine de même polarité dans laquelle certains paramètres de dimensionnement ont été modifiés.

2.2. Approche de dimensionnement et d'optimisation

La démarche adoptée pour le dimensionnement des machines synchrones à aimants permanents, pour l'application visée, consiste à mettre en évidence les paramètres géométriques et leur influence sur le couple moyen, la FEM et leur contenu harmonique.

En effet, pour une machine à aimants non saturée à rotor lisse, le couple moyen est proportionnel à la longueur utile L_u , au rayon d'alésage r_a , au coefficient de bobinage du fondamental k_{b1} , au nombre de spires N_s par phase, à la valeur efficace I_s des courants sinusoïdaux de phases et à l'amplitude du fondamental de l'induction à vide dans l'entrefer \hat{B}_{e1} .

$$\Gamma_{em} \propto L_u r_a \cdot (k_{b1} N_s I_s) \cdot \hat{B}_{e1} \quad (\text{II.1})$$

La longueur utile L_u est fixée dans notre application ; de même que le rayon extérieur étant fixé, le rayon d'alésage sera déduit des hauteurs de la culasse et de la des dents statoriques. La hauteur de la culasse statorique est fortement liée au choix du nombre de paires de pôles et la hauteur des dents (encoches) statoriques tient compte de la densité de courant autorisée dans les encoches. Sur le choix de ces paramètres, d'autres considérations liées aux matériaux magnétiques, le type de bobinage, le mode de refroidissement et les contraintes mécaniques, magnétiques et thermiques ont des impacts non négligeables.

Le nombre de spires peut être obtenu connaissant la tension d'alimentation et la plage de variation du rayon d'alésage (*cf.* Annexe A). Une plage de variation du courant peut être déduite connaissant la puissance mécanique nécessaire ainsi que la plage du produit rendement par le facteur de puissance souhaité (*cf.* Annexe A). L'induction à vide d'entrefer est liée à la fois à l'épanouissement des aimants mais aussi à la hauteur des aimants et l'entrefer.

La démarche d'optimisation consiste alors à étudier l'influence de la polarité sur les performances de la machine. En effet, l'augmentation du nombre de paires de pôles p a pour conséquence :

- La réduction du volume des culasses statorique et rotorique (inversement proportionnels à p) et par conséquent de l'encombrement de la machine
- La réduction des longueurs des têtes de bobine (inversement proportionnelles à p) et par conséquent des pertes Joule statoriques.
- En fixant le diamètre externe de la machine, l'augmentation du nombre de paire de pôles, permet d'augmenter le rayon d'alésage (diminution du volume) et par conséquent d'augmenter le couple utile à courant identique (ou de réduire le courant à couple identique).
- La réduction de l'inductance « magnétisante » (inversement proportionnelle à p^2). En outre, cela réduit l'intervalle de défluxage (réduction de l'inductance synchrone).
- L'augmentation du nombre d'encoches statoriques et par conséquent le coût du bobinage statorique (complications de fabrication).
- L'augmentation de la fréquence du moteur (en alimentation à fréquence variable) et par conséquent des pertes fer plus importantes par unité du volume des parties ferromagnétiques (augmentation en p^2 près).

Ainsi, le nombre de paires de pôles agit à la fois sur les performances volumiques, le rendement et le coût de la fabrication. Pour cette raison, pour une application donnée (performances et contraintes de dimensionnement imposées), nous proposons d'optimiser une

machine synchrone à aimants pour chaque nombre de paires de pôles; le nombre de paires de pôles le plus adapté sera celui de la machine la plus compacte. Cette démarche est adoptée pour choisir le nombre de paires de pôles de la machine à aimants destinée à la propulsion par POD d'un navire.

2.3. Influence des paramètres géométriques sur le couple moyen

Pour des raisons de coût et de fabrication, plusieurs blocs rectangulaires forment un pôle d'aimant (Figure 2.1.b). Bien que l'aimantation d'un bloc soit parallèle, nous pouvons la considérer comme globalement radiale sous un pôle lorsque les dimensions de chaque bloc sont petites devant le rayon rotorique. Nous verrons plus loin l'influence de la segmentation des aimants sur les performances de la machine.

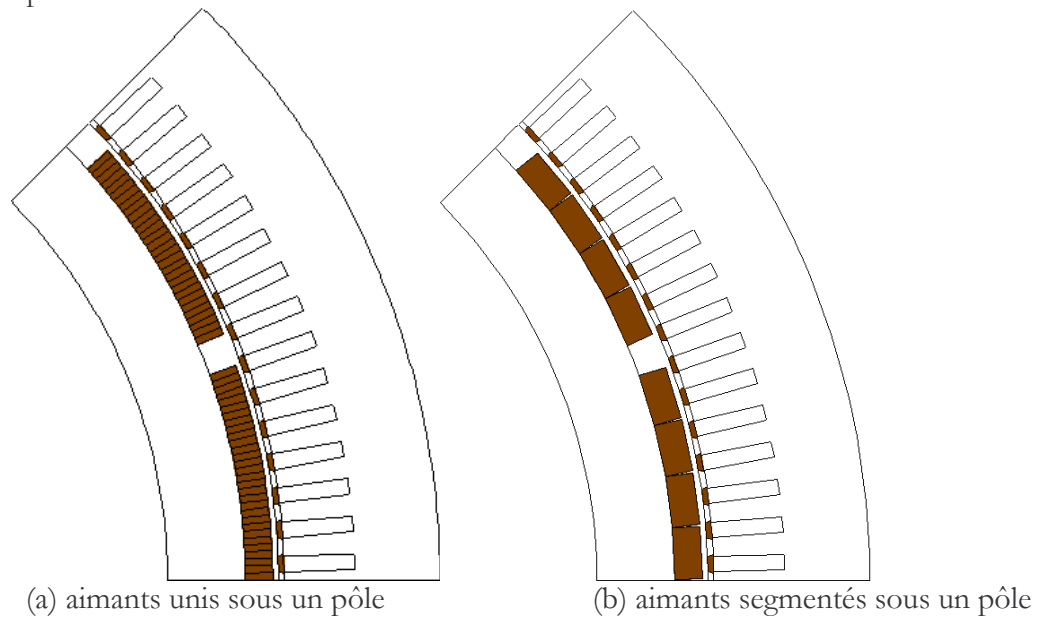


Figure 2.1 : Coupe transversale des configurations de MSAP adoptées

L'épanouissement des aimants sous un pôle doit être choisi de manière à :

- avoir un niveau d'induction le plus élevé possible avec un minimum de volume d'aimant
- réduire le contenu harmonique de la forme d'onde de l'induction à vide dans l'entrefer et donc celui de la FÉM et du couple.

L'induction à vide dans différents points de l'entrefer dépend évidemment de la forme et les dimensions des aimants ainsi que de la forme et du nombre des dents statoriques. Dans les machines de puissance élevée, la forme des dents statoriques est pratiquement imposée. Un moyen simple d'influencer le contenu harmonique de l'induction à vide dans l'entrefer est d'agir sur le contenu harmonique de la « f.m.m » des aimants au rotor. Pour illustrer cette démarche, nous considérons la figure (2.2), montrant la distribution des aimants au rotor ainsi que la forme de la f.m.m. rotorique. Les termes du développement en série de Fourier de la f.m.m. (fonction $F(\theta)$) sont de la forme :

$$\begin{aligned} \hat{F}_1 &= \frac{4}{\pi} F \sin(p\alpha_m / 2) && \text{pour le fondamental} \\ \hat{F}_h &= \frac{4}{\pi h} F \sin(hp\alpha_m / 2) && h = 2,3,\dots \end{aligned} \quad (\text{II. 2})$$

où p est le nombre de paires de pôles, α_m est l'épanouissement des aimants en degrés mécaniques et F est l'amplitude de la f.m.m. (Fig. 2.2).

Nous effectuons une étude qualitative de l'influence de l'épanouissement des aimants sur le contenu harmonique de la « f.m.m » des aimants. Si l'on considère F de valeur unitaire, la figure (2.3-a) illustre l'évolution des termes définis par l'équation (II 2) en fonction de l'épanouissement des aimants exprimé en % par rapport au pas polaire. On peut aisément délimiter une « zone utile » où le fondamental de la f.m.m. est grand et où certaines composantes harmoniques s'annulent (voir figure (2.3-b)). Toutefois il est important d'observer que l'on ne peut pas annuler deux composantes harmoniques à la fois. Dans cette logique, on annule un harmonique de faible rang (5 ou 7) ou on réduit l'amplitude de plusieurs harmoniques de rangs faibles.

L'induction d'entrefer est issue de la « f.m.m » des aimants modulée par la denture. Toutefois le nombre de dents statoriques par paire de pôles étant relativement élevé dans les machines à forte puissance, leur effet sur les harmoniques de bas rang, fondamental compris, est faible. Ainsi, dans ce paragraphe, nous considérons uniquement l'induction d'entrefer issue des aimants lorsque le stator est lisse. Ce qui nous permet d'étudier l'influence de l'épanouissement et de la segmentation d'un pôle d'aimant, en plusieurs blocs, sur l'évolution du fondamental de l'induction. Pour ce faire, nous avons choisi une plage d'étude de l'épanouissement des aimants à l'intérieur de la zone utile définie sur la figure (2.3) et fait varier le nombre de blocs par pôle N_{ba} de 1 à 8.

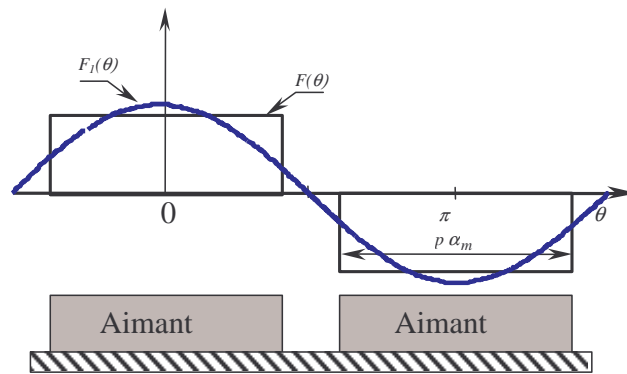


Figure 2.2 : Forme d'onde de la f.m.m. des aimants

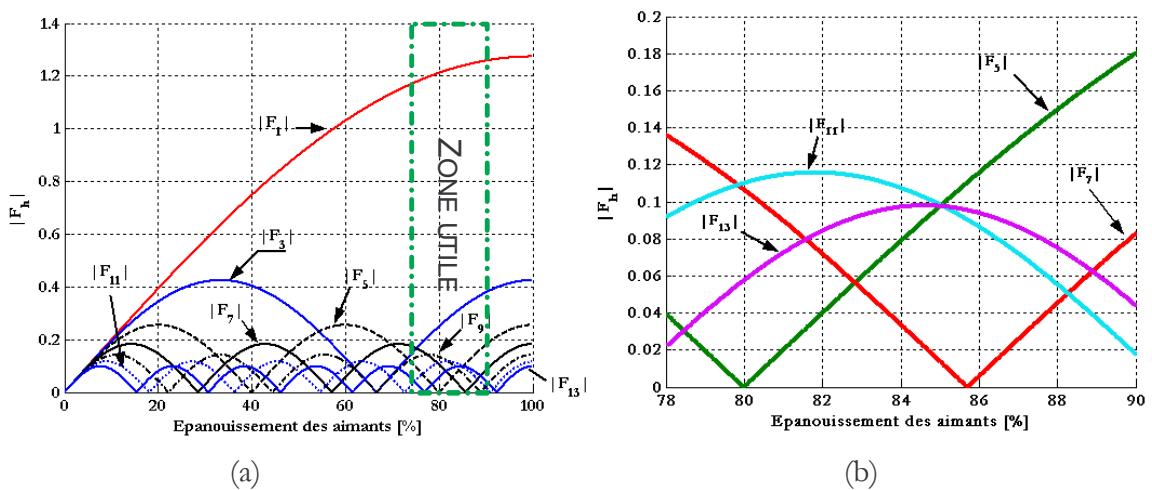


Figure 2.3 : Evolution des coefficients F_h en fonction de l'épanouissement

Dans cette analyse, nous nous intéressons à l'amplitude du fondamental de l'induction d'entrefer avec un stator lisse. Nous avons effectué une série de simulations par éléments finis en

imposant le rayon d'alésage statorique, l'épaisseur d'entrefer mécanique et la hauteur des aimants à des valeurs raisonnables pour l'application considérée (figure 2.4). Avec cette démarche, nous isolons le phénomène de la segmentation des aimants de celui de la denture statorique. La figure (2.4) montre l'allure de l'induction d'entrefer pour différentes configurations : pas de segmentation, puis avec segmentation $N_{ba} = 2, 3$ et 4. Nous constatons la perturbation du « plateau » de l'induction due à la segmentation des aimants. Soulignons que dans les calculs effectués, l'aimantation des blocs élémentaires d'aimant est supposée parallèle et non pas radiale.

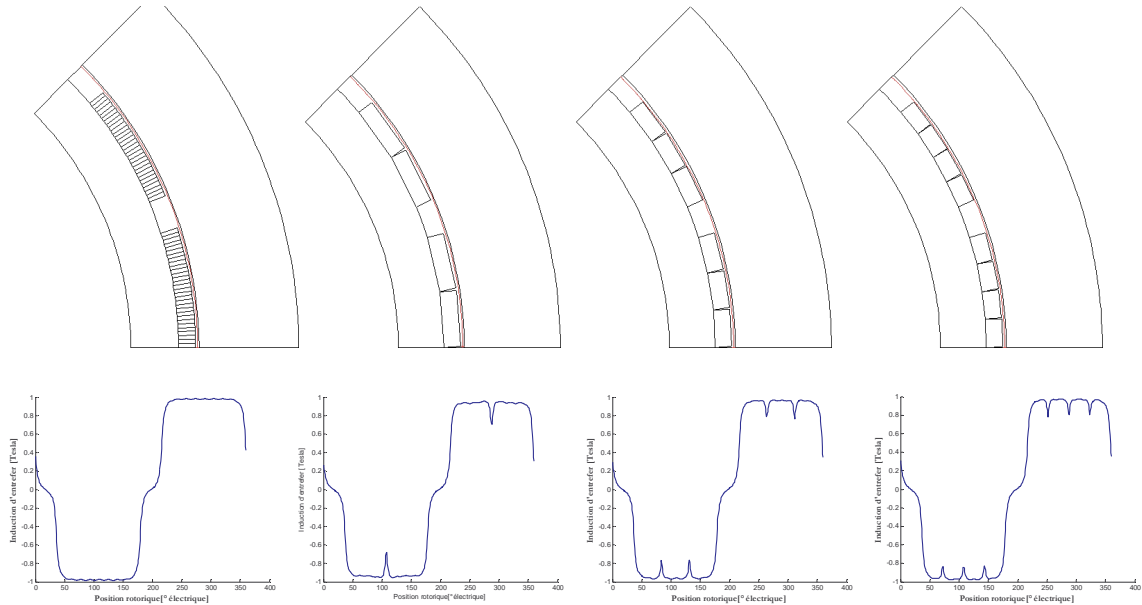


Figure 2.4 : Forme d'onde de l'induction d'entrefer pour différents nombres de blocs d'aimant.

La figure (2.5) montre l'évolution du fondamental de l'induction \hat{B}_{e1} en fonction de l'épanouissement des aimants et du nombre de blocs par pôles. Elle montre naturellement l'augmentation du niveau d'induction dans l'entrefer avec l'épanouissement. Par ailleurs, on observe une relative diminution du niveau de l'induction avec la segmentation. Cette diminution est moins importante lorsque le nombre de blocs d'aimant par pôle augmente (une diminution d'environ 3.5% pour $N_{ba} \geq 4$ et d'environ 5.5% pour $N_{ba} = 2$). Cette situation s'explique naturellement par le fait que l'entrefer moyen est plus important pour les valeurs plus faibles du nombre de blocs d'aimant, notamment pour $N_{ba} = 2$.

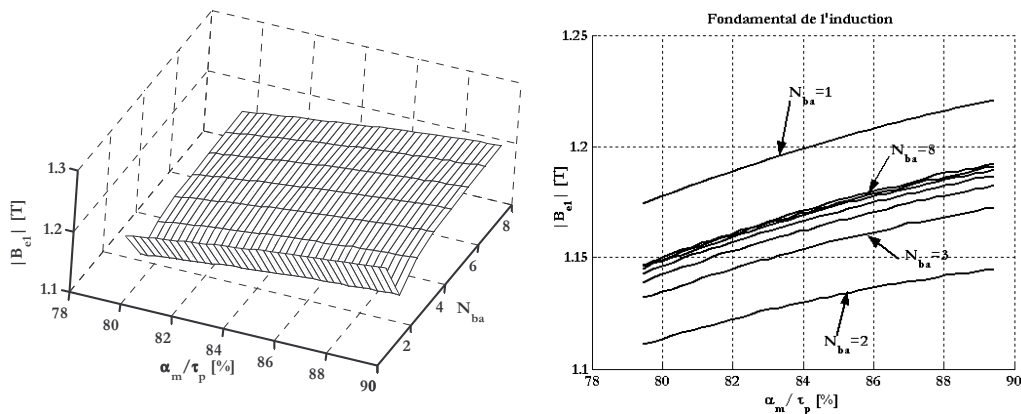


Figure 2.5 : Evolution du fondamental de l'induction d'entrefer en fonction de l'ouverture relative d'aimant (α_m / τ_p) et du nombre de blocs d'aimants par pôles (N_{ba}).

Cette première analyse permet de mettre en évidence le nombre minimum requis de blocs d'aimants offrant un fondamental d'induction d'entrefer « voisin » de celui obtenu lorsqu'il n'y a pas de segmentation ($N_{ba} \geq 4$). Naturellement, dans les sections suivantes, le nombre de blocs sera choisi en ayant pour objectif la minimisation des ondulations du couple.

La figure (2.6), issue d'un calcul par éléments finis, représente l'évolution des harmoniques de l'induction d'entrefer (stator lisse) en fonction l'épanouissement des aimants (pour le cas où les aimants ne sont pas segmentés), on observe que les résultats concordent avec ceux présentés dans la figure (2.3). L'interprétation est donnée un peu plus loin dans ce chapitre.

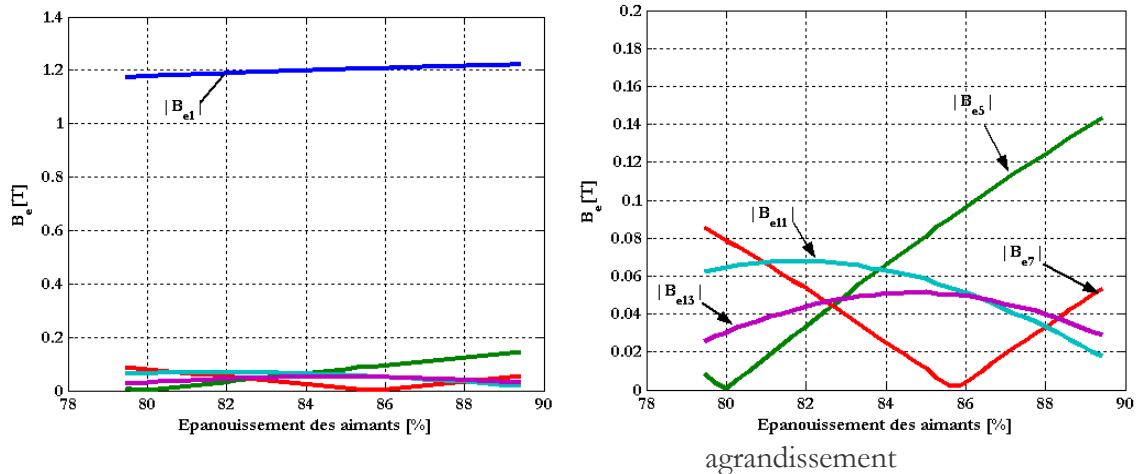


Figure 2.6 : Evolution du fondamental et des harmoniques de l'induction d'entrefer en fonction de l'ouverture relative d'aimant (α_m / τ_p) pour ($N_{ba} = 1$).

L'induction dans l'entrefer dépend également du choix de la hauteur des aimants. L'objectif étant à la fois de maintenir un niveau d'induction relativement élevé et d'éviter tout risque de démagnétisation des aimants lors d'un fonctionnement inhabituel (court-circuit) et/ou à des températures élevées. Le choix de la hauteur des aimants est présenté dans l'annexe.

2.4. Minimisation des harmoniques du "couple d'interaction"

On appellera "couple d'interaction électromagnétique" le terme du couple dû à l'interaction des courants statoriques et des aimants rotoriques. En négligeant l'effet de la saillance rotorique, le "couple d'interaction électromagnétique" est proportionnel au produit des courants statoriques par les forces électromotrices :

$$\Gamma_{em}(t) = \frac{1}{\Omega_m} \sum_{j=1}^m e_j(t) \cdot i_j(t) \quad (\text{II. 3})$$

Pour un système équilibré à m phases, l'expression de la FÉM à vide $e_j(t)$ de la phase j peut, à vitesse Ω donnée, se mettre sous la forme générale suivante :

$$e_j(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \hat{E}_h \sin(h\omega t - \varphi_{eh} - h(j-1)2\pi/m) \quad (\text{II. 4})$$

où $\omega = p \cdot \Omega$.

De même, le courant instantané $i_j(t)$ de la phase j peut, au synchronisme, s'écrire sous la forme :

$$i_j(t) = \sum_{h'=1}^{\infty} \hat{I}_{h'} \sin(h'\omega t - \varphi_{ih'} - h'(j-1)2\pi/m) \quad (\text{II. 5})$$

Les relations (II.4) à (II.5) permettent de mettre l'expression du "couple d'interaction" sous la forme (les termes en sinus sont nuls quelque soit $h \pm h'$):

$$\Gamma_{em} = \frac{1}{2\Omega_m} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{h'=1}^{\infty} \hat{E}_h \hat{I}_{h'} \left[\cos[(h-h')\omega t - (\varphi_{eh} - \varphi_{ih'})] \sum_{j=1}^m \cos((h-h')(j-1)2\pi/m) \right. \\ \left. - \cos[(h+h')\omega t - (\varphi_{eh} + \varphi_{ih'})] \sum_{j=1}^m \cos((h+h')(j-1)2\pi/m) \right] \quad (\text{II. 6})$$

Dans le cas des machines électriques triphasées ($m=3$) symétriques, les harmoniques de la FÉM sont, *a priori*, tous de rangs impairs. Les valeurs de l'indice h sont de la forme : $h = 6k \pm 1$ ou $h = 6k \pm 3$ avec k entier. Lorsque les phases sont connectées en étoile et les courants des phases ont les mêmes formes d'ondes déphasées de 120° électriques, les harmoniques multiples de trois du courant sont nuls ; en supposant qu'avec une alimentation par onduleur de tension les harmoniques pairs du courant sont négligeables, l'indice h' prend la forme : $h' = 6n \pm 1$. Dans ces conditions nous avons le résultat suivant :

- Si $h = h'$, l'interaction produit un couple constant (la valeur moyenne du "couple d'interaction") :

$$\Gamma_{em,h} = \frac{3}{2\Omega_m} \sum_{\substack{h=1 \\ h+h' \neq 6k}}^{\infty} \hat{E}_h \hat{I}_h \cos(\varphi_{eh} - \varphi_{ih}) \quad (\text{II. 7})$$

Dans ce cas, h et h' sont impairs

- Si $h \pm h' = 6k$, on retrouve les termes pulsatoires du "couple d'interaction" dont les fréquences sont des multiples de six fois la fréquence d'alimentation :

$$\Gamma_{em,6k}(t) = \mp \frac{3}{2\Omega_m} \sum_{\substack{h=1 \\ h \pm h' = 6k}}^{\infty} \sum_{h'=1}^{\infty} \hat{E}_h \hat{I}_{h'} \cos(6k\omega t - (\varphi_{eh} \pm \varphi_{ih})) \quad (\text{II. 8})$$

Dans ce cas, nous avons forcément : $h = 6k \pm 1$ et $h' = 6n \pm 1$

- Si $h \pm h' \neq 6k$, l'interaction produit un couple harmonique nul :

$$\Gamma_{em,h \pm h'} = 0 \quad (\text{II. 9})$$

Il est évident, d'après ce résultat qu'afin de réduire le couple pulsatoire nous devons réduire le contenu harmonique de la FÉM et celui des courants de phase. Dans ce chapitre nous nous intéressons principalement à la réduction des harmoniques de la FÉM. Pour une machine à FÉM presque sinusoïdale, les harmoniques de courant sont issus de l'alimentation.

Les harmoniques de la FÉM proviennent de l'interaction d'un bobinage statorique et de l'induction d'entrefer produite par les aimants. Par conséquent, la réduction du contenu harmonique de la FÉM, peut se faire en agissant à la fois sur le type de bobinage et l'épanouissement des aimants.

2.4.1. Harmoniques de bobinage

Le nombre d'encoches statoriques est un paramètre important. En effet, ce choix obéit à des contraintes géométrique, électromagnétique et mécanique :

- Un grand nombre d'encoches statoriques complique la fabrication et la mise en place du bobinage statorique, entraînant l'augmentation du coût de la machine.
- Pour un système d'enroulements et un nombre de pôles quelconque, le choix approprié du nombre d'encoches statoriques permet d'adopter un pas d'enroulement qui offrirait la possibilité de réduire certains harmoniques de bobinage.
- Pour un nombre de pôles quelconque, le choix approprié du nombre d'encoches statoriques permet de pousser les pulsations du couple de détente vers de hautes fréquences.

Pour un nombre d'encoches fixé, on peut agir sur les harmoniques de bobinage (les harmoniques d'espace) en adoptant le bobinage le plus adéquat. Naturellement, les bobinages les plus souvent adoptés sont ceux à deux couches et à pas raccourci, ils permettent, grâce au degré de liberté qu'ils apportent, de supprimer un harmonique d'espace particulier en adoptant un pas adéquat ou de réduire sensiblement le taux de plusieurs harmoniques.

Reprenons la relation établie du coefficient de raccourcissement [45][46] :

$$K_{rac,h} = \sin\left(h \frac{\gamma_r \pi}{2}\right) \quad (\text{II. 10})$$

où γ_r est le rapport de pas d'enroulement sur le pas polaire. Ce coefficient est nul pour un harmonique d'espace de rang h si :

$$h \frac{\gamma_r \pi}{2} = k\pi \quad (\text{II. 11})$$

Pour annuler l'harmonique de rang h il faut donc choisir un raccourcissement vérifiant la relation ci dessous :

$$\gamma_r = \frac{2k}{h} \quad (\text{II. 12})$$

Le nombre entier k doit être supérieur à 1 de manière à conserver au coefficient du fondamental une valeur la plus grande possible. Donc, pour éliminer par exemple l'harmonique 5, nous devons avoir :

$$\gamma_r = 2 \times \frac{2}{5} = \frac{4}{5} = \frac{8}{10} = \frac{12}{15} \quad (\text{II. 13})$$

Et pour éliminer l'harmonique 7, nous devons avoir :

$$\gamma_r = 2 \times \frac{3}{7} = \frac{6}{7} = \frac{12}{14} \quad (\text{II. 14})$$

Par ailleurs, on peut adopter un raccourcissement intermédiaire qui permet de réduire à la fois l'harmonique 5 et 7 à savoir :

$$\gamma_r = \frac{5}{6} = \frac{10}{12} \tag{II. 15}$$

L'écriture adoptée pour présenter les raccourcissements permet de mettre en évidence le dénominateur qui représente le pas diamétral en nombre d'encoches par pôle (15, 14 et 12 pour les exemples cités en II-13, II-14 et II-15) et le numérateur qui représente le pas de bobinage en nombre d'encoches.

Bien que le raccourcissement adopté nous permet de déduire le nombre d'encoches par pôle et par phase (et vice versa), nous nous limiterons aux cas présentant une symétrie électrique par paire de pôles c'est à dire avec un nombre d'encoches entier par *paire de pôles* et par *phase*. Pour ce faire, nous avons sélectionné 4 types de bobinage à *double couche* qui révèlent un intérêt particulier et qui sont présenté dans la figure (2.7).

- 3 types de bobinages réguliers, ayant un nombre entier d'encoches par *pôle* et par *phase*. Les bobinages présentés sur les figures (2.7-a) et (2.7-c) permettent de réduire les harmoniques d'espace de rangs 5 et 7, le bobinage présenté sur la figure (2.7-d) permet d'annuler l'harmonique d'espace de rang 5.
- Un type de bobinage non régulier, avec un nombre fractionnaire d'encoches par *pôle* et par *phase*. Ce bobinage, présenté sur la figure (2.7-b) et comportant 7,5 encoches par *pôle* et par *phase*, permet d'annuler l'harmonique d'espace de rang 5.

Les bobinages (a) et (b) sont intéressants lorsque l'on adopte un grand nombre de pôles dans la machine, ces bobinages ont l'avantage d'offrir un nombre réduit d'encoches dans la machine. Le bobinage (b) présente un autre avantage qui est la minimisation de l'effet de la denture, comme nous allons le détailler dans la prochaine section, consacrée à la minimisation du couple de "détente".

Nous montrons sur la figure (2.8) une représentation graphique des coefficients de raccourcissement des principaux harmoniques de bas rangs en fonction du pas de bobinage adopté.

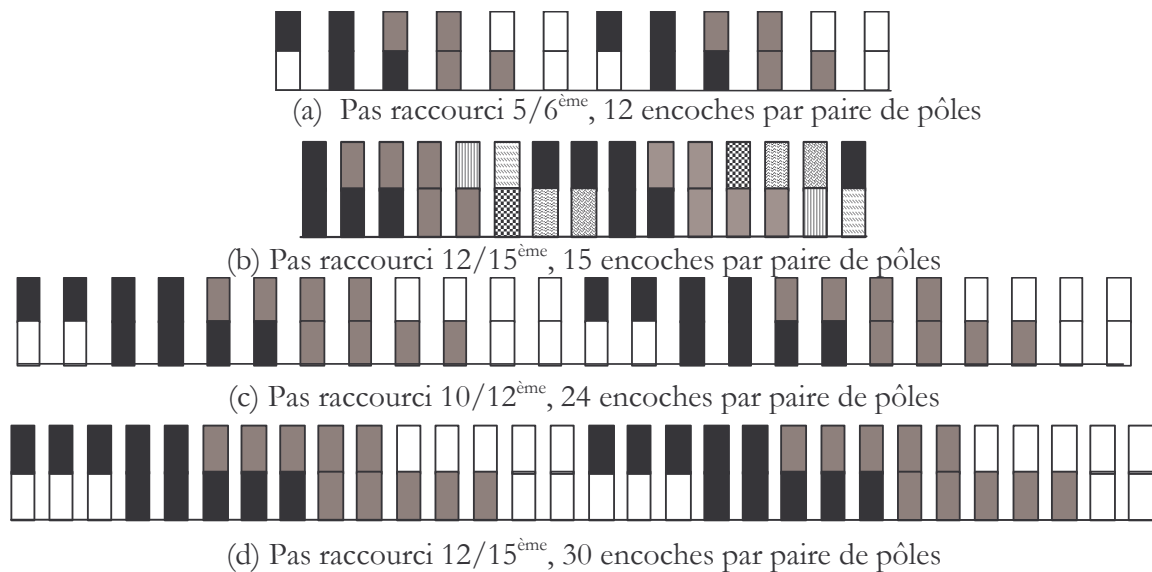


Figure 2.7 : Différents types de bobinage sélectionnés.

Si on considère un bobinage triphasé, on peut donc trouver le nombre d'encoches statoriques nécessaire en fonction de la polarité et du type de bobinage adopté. Encore une fois, en raison

des contraintes de construction et de coût qu'engendrerait un grand nombre d'encoches dans la machine, nous avons fixé le nombre d'encoches statoriques à $N_{es} \leq 150$ pour la gamme de puissance considérée, avec naturellement N_{es} multiple du nombre de phases qui est ici égal à 3. Le tableau (2.1) donne le nombre d'encoches pour les quatre types de bobinage considérés (a, b, c et d) en fonction du nombre de paires de pôles (polarité). On remarque que les bobinages du type (a) et (b) permettent de réaliser les machines jusqu'à 10 paires de pôles avec la contrainte que l'on s'est fixée ($N_{es} \leq 150$). Par contre le choix du nombre d'encoche conditionne également l'amplitude et la fréquence des harmoniques de couple de denture qui font l'objet de la section 2.5 de ce chapitre.

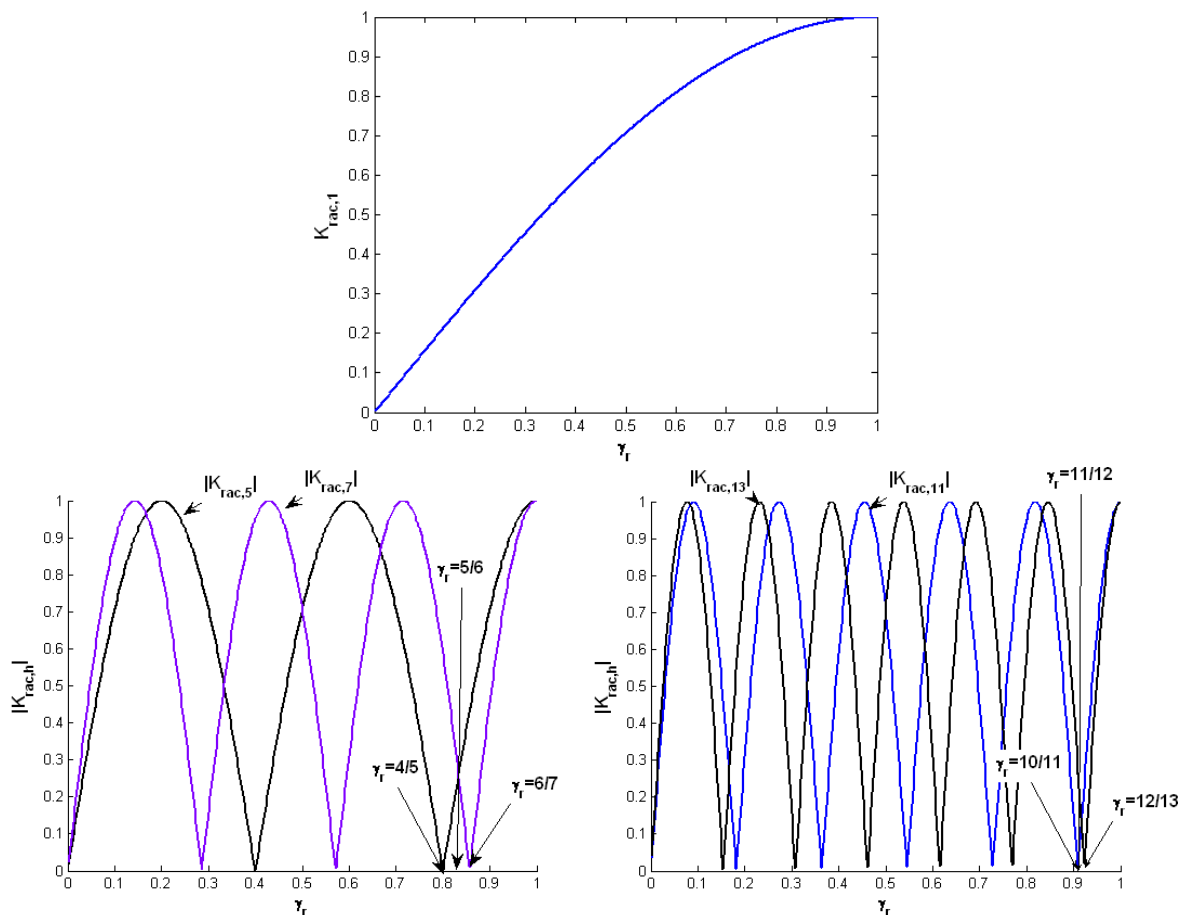


Figure 2.8 : Evolution des principaux coefficients de raccourcissement en fonction de γ_r

Tableau 2.1 : Nombre d'encoches statoriques dans une machine triphasée

		Bobinage			
		(a)	(b)	(c)	(d)
Polarité	5	60	75	120	150
	6	72	90	144	×
	7	84	105	×	×
	8	96	120	×	×
	9	108	135	×	×
	10	120	150	×	×

2.4.2. Harmoniques de l'induction d'entrefer produite par les aimants

Comme nous l'avons précédemment évoqué au début de ce chapitre (section 2.3), le choix de l'épanouissement des aimants et du nombre de blocs d'aimants par pôle influe sur le contenu

harmonique de l'onde de la « f.m.m » des aimants (figure 2.2) et par conséquent de l'induction d'entrefer (figures 2.4 et 2.6). À partir de la figure (2.6), on peut prédire l'épanouissement nécessaire pour réduire un harmonique ciblé. Par exemple :

- Pour que l'harmonique 5 soit quasiment nul dans la « zone utile » il faudrait un épanouissement α_m de 80% (4/5) du pas polaire τ_p .
- Pour que l'harmonique 7 soit quasiment nul dans la « zone utile » il faudrait un épanouissement α_m de 85.7% (6/7) du pas polaire.
- Pour que l'harmonique 5 et 7 soit faibles et de valeurs quasi identiques dans la « zone utile », il faudrait un épanouissement α_m aux alentours de 83.3% (5/6^{ème}) du pas polaire.

Ces valeurs sont valables sous l'hypothèse d'une forme d'onde de la « f.m.m » des aimants présentée sur la figure (2.2). Pour pouvoir vérifier si les harmoniques considérés s'annulent ou sont réduits au voisinage des valeurs indiquées, nous avons effectué des calculs par éléments finis de l'induction d'entrefer pour différentes valeurs de l'épanouissement α_m . Afin de mettre en évidence l'effet de la segmentation des aimants sur le contenu harmonique de l'induction d'entrefer, les aimants sont subdivisés en plusieurs blocs d'aimants. Dans les simulations effectuées, le nombre de blocs d'aimant par pôle (N_{ba}) varie de 1 à 8. Comme nous l'avons mentionné au paragraphe (2.3), ces calculs sont effectués avec un stator lisse. À l'issue de ces simulations, nous avons obtenu la forme d'onde de l'induction dans l'entrefer pour différentes valeurs de l'épanouissement α_m et du nombre N_{ba} de blocs d'aimants par pôle (figure 2.4). La décomposition en série de Fourier des formes d'ondes de l'induction de l'entrefer obtenues permet d'avoir les principaux harmoniques. L'influence de α_m et de N_{ba} sur le fondamental a conduit au choix d'un intervalle acceptable pour α_m (figure (2.3) et (2.4)). Ici, en se basant sur les résultats concernant l'évolution des harmoniques de l'induction d'entrefer en fonction de α_m et N_{ba} (figure 2.9), nous affinons le choix de α_m et celui N_{ba} de sorte que le taux d'un harmonique de bas rang soit annulé ou les taux de plusieurs harmoniques de bas rang soient minimisés.

Les résultats de simulation, présentés dans la figure (2.9), mettent en évidence les observations suivantes :

- Mis à part le cas d'une segmentation en deux blocs, on observe que le minimum du taux d'harmonique de rang 5 est obtenu pour α_m égale à 80% du pas polaire (figure 2.9). Ce résultat est en parfaite adéquation avec celui obtenu à l'aide de l'expression (II.2) pour la « f.m.m » des aimants et illustré sur la figure (2.3).

- Mis à part le cas d'une segmentation en trois blocs, la même observation est faite pour l'harmonique de rang 7 de l'induction de l'entrefer pour qui le minimum est atteint aux environs de 85.71 % du pas polaire.

- Pour les harmoniques de rang 11 et 13 de l'induction d'entrefer, on retrouve l'évolution de leurs amplitude dans l'intervalle choisi ($78\% < \alpha_m/\tau_p < 90\%$) sur la figure (2.9). On constate que les taux des harmoniques 11 et 13 de l'induction d'entrefer en fonction de l'épanouissement sont différents selon le nombre de blocs d'aimants par pôle. Le choix de α_m/τ_p et de N_{ba} se fera à l'issue de l'étude sur l'impact de ces paramètres sur le "couple de détente".

Nous pouvons donc dire que globalement, la segmentation des aimants en plusieurs blocs ne modifie pas le choix de l'épanouissement global pour agir sur les harmoniques de bas rang (5 et 7). Par contre, les harmoniques de rang 11 et 13 sont relativement sensibles à cette segmentation dès lors que la taille d'un bloc élémentaire est voisine de la période spatiale de ces harmoniques.

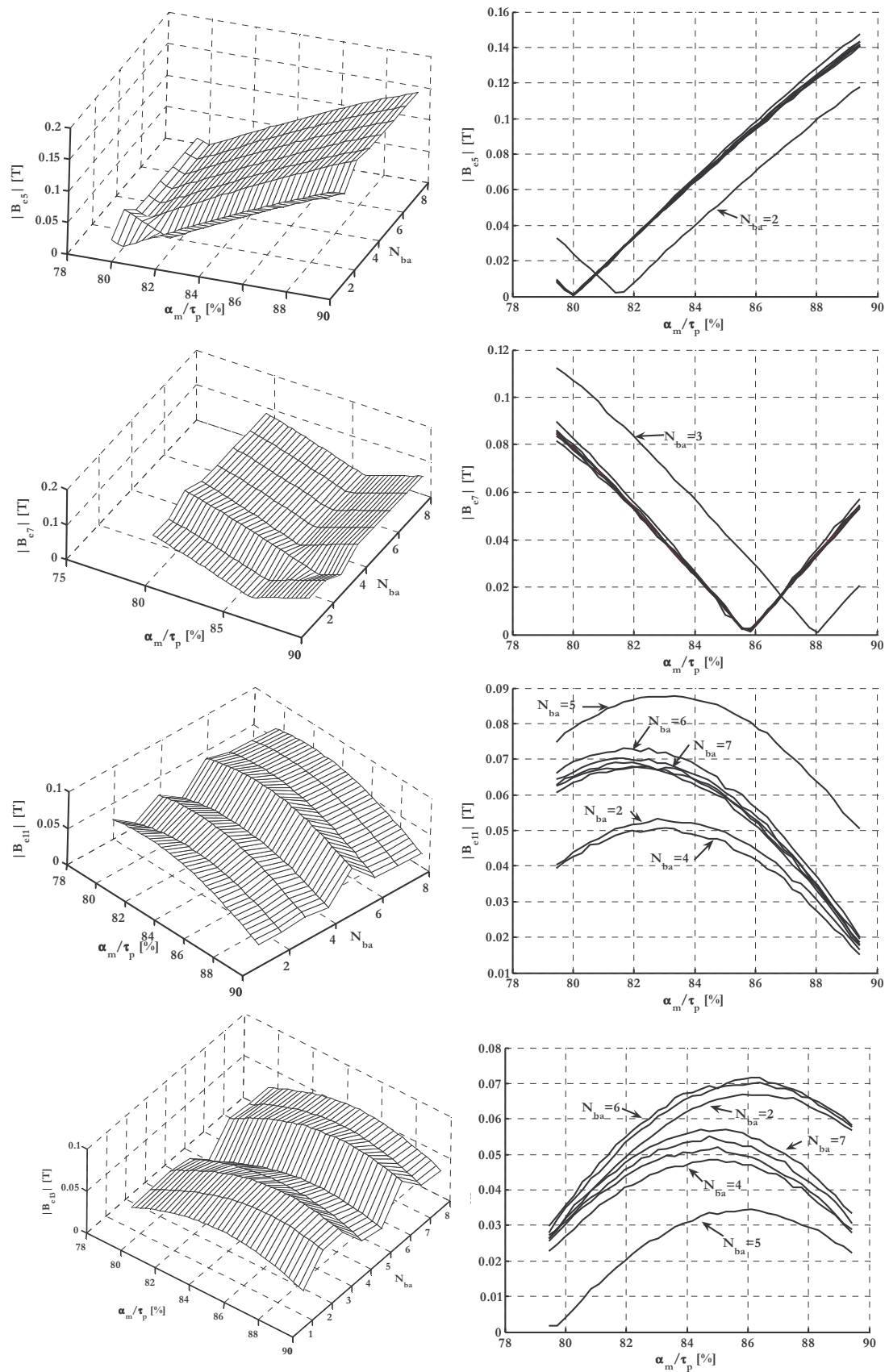


Figure 2.9 : Evolution des harmoniques de l'induction d'entrefer en fonction de α_m / τ_p et N_{ba}

2.5. Minimisation du couple de détente

Le couple de détente est un couple pulsatoire dû à l'interaction de la denture statorique avec les aimants rotoriques. En d'autres termes, c'est un couple dû à la variation de l'énergie magnétique au sein du moteur lorsque le rotor tourne à vide :

$$C_{\text{det}}(\alpha_r) = -\frac{\partial W_m(\alpha_r)}{\partial \alpha_r} \quad (\text{II. 16})$$

où α_r est l'angle mécanique désignant la position d'un axe lié au rotor (l'axe δ_r , repère rotorique) par rapport à un repère fixe (l'axe δ_s lié au stator).

En supposant que l'induction normale $B_{er}(\theta, \alpha_r)$ le long d'une ligne de champ est uniforme. On peut l'exprimer comme étant la combinaison de l'induction de l'entrefer en absence d'encoches $B_e(\theta, \alpha_r)$ modulée par la denture représentée par une fonction habituellement appelée fonction de perméance relative $P_r(\theta)$ [47][48][49] :

$$B_{er}(\theta, \alpha_r) = P_r(\theta) B_e(\theta, \alpha_r) \quad (\text{II. 17})$$

où θ indique la position spatiale angulaire.

En remplaçant (II.17) dans (II.16), et en supposant que la variation de l'énergie dans les aimants et dans le fer est faible devant celle de l'entrefer, le couple de détente peut s'exprimer par [47] :

$$C_{\text{det}}(\alpha_r) = -\frac{\partial W_m(\alpha_r)}{\partial \alpha_r} \approx k_g \frac{\partial}{\partial \alpha_r} \left[\int_0^{2\pi} P_r^2(\theta) B_e^2(\theta, \alpha_r) d\theta \right] \quad (\text{II. 18})$$

La constante k_g dépend des paramètres géométriques (longueur, rayon d'alésage, entrefer...) de la machine. $B_e^2(\theta, \alpha_r)$ et $P_r^2(\theta)$ peuvent être exprimés en utilisant les séries de Fourier par :

$$B_e^2(\theta, \alpha_r) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[B_{a_n} \cos 2np(\theta + \alpha_r) + B_{b_n} \sin 2np(\theta + \alpha_r) \right] \quad (\text{II. 19})$$

$$P_r^2(\theta) = \sum_{m=0}^{\infty} \left[P_{a_m} \cos mN_{es}\theta + P_{b_m} \sin mN_{es}\theta \right] \quad (\text{II. 20})$$

où $2p$ et N_{es} sont respectivement le nombre de pôles d'aimants et le nombre d'encoches statoriques. B_{a_n} , B_{b_n} , P_{a_m} et P_{b_m} sont les coefficients de Fourier. En remplaçant (II.19) et (II.20) dans (II.18) et en utilisant la propriété de l'orthogonalité des fonctions trigonométriques, tous les termes de polarité différentes s'annulent après intégration sur $[0, 2\pi]$. En considérant que l'axe δ_r est l'axe de symétrie d'un aimant rotorique ($B_{b_n} = 0$) et l'axe δ_s est l'axe de symétrie d'une dent statorique ($P_{b_m} = 0$), l'expression du couple de détente se met sous la forme :

$$C_{\text{det}}(\alpha_r) = -\frac{\partial W_m(\alpha_r)}{\partial \alpha_r} \approx \frac{k_g}{2} \sum_{\substack{n=1 \\ k=nN_{p,es}}}^{\infty} nN_{p,es} P_{a_k} B_{a_k} \sin nN_{p,es}\alpha_r \quad (\text{II. 21})$$

avec $N_{p,es} = \text{PPMC}(2p, N_{es})$ est le Plus Petit Multiple Commun (PPMC) du nombre de pôles et du nombre des dents statoriques.

De l'expression (II.21), on peut identifier les paramètres qui ont une influence sur le couple de détente.

- La combinaison du nombre de pôles et du nombre d'encoches gouverne la période à laquelle évolue le couple de détente.

- Les coefficients $B_{a_n, N_{p,es}}$ de la série de Fourier de la fonction du carré de l'induction de l'entrefer. Ces coefficients peuvent être ajustés par un choix approprié de la géométrie des aimants. Nous pouvons agir à la fois sur l'épanouissement et le nombre de blocs élémentaires constituant un pôle d'aimants.
- Les coefficients $P_{a_n, p}$ liés à la denture. L'action sur la forme et la largeur des dents peut atténuer le couple de détente [47][48] mais en pratique le choix de ce paramètre conditionne également le niveau de saturation des dents et doit prendre en compte les contraintes mécaniques qui doivent être respectées. Toutefois, comme nous allons le voir, on peut atténuer l'effet de la denture en introduisant des cales magnétiques dans les isthmes d'encoches.

À travers ces différents points, nous allons développer les moyens d'action sur le couple de détente.

2.5.1. Nombre d'encoches statoriques

Comme nous venons de le montrer, la période du couple de détente est gouvernée par le plus petit multiple commun (PPMC) entre le nombre de pôles et le nombre d'encoches statoriques :

$$N_{p,es} = PPMC(2p, N_{es}) \quad (\text{II. 22})$$

En tenant compte de la relation (II.22), et en considérant les combinaisons du tableau (2.1), on obtient le tableau (2.2) qui résume le nombre de périodes du couple de détente lorsque le rotor fait un tour complet. Pour les machines dont le nombre d'encoche par paires de pôles est impaire (certains bobinages à pas non entier comme le bobinage du type b sur la figure 2.7), $N_{p,es}$ est deux fois le nombre d'encoches statoriques. Par conséquent, le nombre de périodes du couple de détente lorsque le rotor fait un tour complet (la fréquence du fondamental du couple de détente) double. De plus, compte tenu de la diminution des coefficients B_{a_k} et P_{a_k} avec l'augmentation de $k = n \cdot N_{p,es}$, l'amplitude du premier harmonique du couple de détente diminue (relation II.21).

Tableau 2.2 : Nombre de période du couple de détente

		$N_{p,es}$			
		p	Type de bobinage		
Polarité		(a)	(b)	(c)	(d)
	5	60	150	120	150
	6	72	180	144	×
	7	84	210	×	×
	8	96	240	×	×
	9	108	270	×	×
	10	120	300	×	×

Légende :Types de bobinage - **(a)** Pas raccourci 5/6^{ème}, 12 encoches par paire de pôles ; **(b)** Pas raccourci 12/15^{ème}, 15 encoches par paire de pôles ; **(c)** Pas raccourci 10/12^{ème}, 24 encoches par paire de pôles ; **(d)** :Pas raccourci 12/15^{ème}, 30 encoches par paire de pôles

D'une façon générale, un stator prévu pour un bobinage à nombre impair d'encoche par paire de pôles double le nombre de période du couple de détente. C'est un des avantages de la configuration (b) qui prévoit d'utiliser 7,5 encoches par pôle. Ainsi, le fait d'adopter 15 encoches par paire de pôles (configuration (b)) au lieu de 12 encoches par paire de pôles (configuration (a)) conduit à augmenter le nombre de période par tour de 60 à 150 (Tableau (2.2)).

2.5.2. Epanouissement des aimants et effet de la segmentation

Nous avons vu comment un choix judicieux de l'épanouissement des aimants et du nombre de blocs par aimants permet de maximiser le couple volumique tout en réduisant le contenu harmonique du couple d'interaction électromagnétique.

Le couple de détente étant une composante exclusivement pulsatoire pour une vitesse non nulle, il est judicieux d'étudier l'influence de la forme des pôles d'aimants sur ses principaux harmoniques. Ces harmoniques peuvent être atténués en agissant sur l'épanouissement des aimants et le nombre de blocs d'aimants par pôle, ce qui modifie la forme d'onde de l'induction dans l'entrefer. Nous allons donc étudier l'influence des aimants sur le contenu harmonique du carré de l'induction d'entrefer. En particulier, nous nous intéressons aux harmoniques qui sont la source du couple de détente (relation II.19 et II.21). En effet, selon le nombre d'encoches et de pôles adoptés, les rangs des harmoniques non nul de couple de détente varient. Ainsi, pour les bobinages considérés au tableau (2.2), les harmoniques à minimiser, dans la décomposition spectrale de la fonction carrée de l'induction dans l'entrefer, sont de rangs : $N_{pes}/p=12, 24$ et 30 .

Autrement dit, pour une machine à bobinages à pas entier (a, c et d), il faut minimiser l'harmonique de rang N_{es}/p de l'onde du carré de l'induction d'entrefer et pour une machine à un nombre impaire d'encoche par paire de pôles (bobinage de type b par exemple), il faut minimiser l'harmonique de rang $2N_{es}/p$ de l'onde du carré de l'induction d'entrefer. Nous montrons sur la figure (2.10), l'évolution des harmoniques (12, 24 et 30) du carré de l'induction d'entrefer en fonction de l'épanouissement des aimants (α_m/τ_p) et le nombre de blocs d'aimants par pôle (N_{ba}).

Ces résultats sont obtenus pour des machines à stator lisse ayant les mêmes hauteurs d'aimant et les mêmes épaisseurs d'entrefer.

On observe que les harmoniques 12, 24 et 30 sont réduits pour un épanouissement situé dans la plage de 84% à 88% du pas polaire et pour certains nombres de blocs d'aimants par pôle (N_{ba}).

Pour conforter notre démarche, pour une machine à 15 encoches par paire de pôles (bobinage de type b), nous avons calculé le couple de détente en fonction de l'épanouissement des aimants (α_m/τ_p) pour différentes valeurs du nombre de blocs d'aimant par pôle (N_{ba} variant de 1 à 6 sur la figure 2.11). Ces calculs, effectués à l'aide d'un logiciel éléments finis, sont en accord avec les résultats de la figure 2.10 et montrent que l'amplitude du couple de détente est minimale pour un épanouissement situé dans la plage de 84% à 88% du pas polaire pour $N_{ba} = 2, 3, 4$ ou 6 . En effet, sachant que le couple nominal de la machine est de 380 kNm (cf. tableau 1.4), dans la plage considérée pour α_m/τ_p , le couple de détente reste inférieur à 0,2% du couple nominal pour $N_{ba} = 2, 3, 4$ ou 6 et inférieur à 0,3% pour $N_{ba} = 5$ (Fig. 2.11). On constate que la segmentation de chaque pôle d'aimant en plusieurs blocs élémentaires a un effet non négligeable sur l'amplitude du couple de détente.

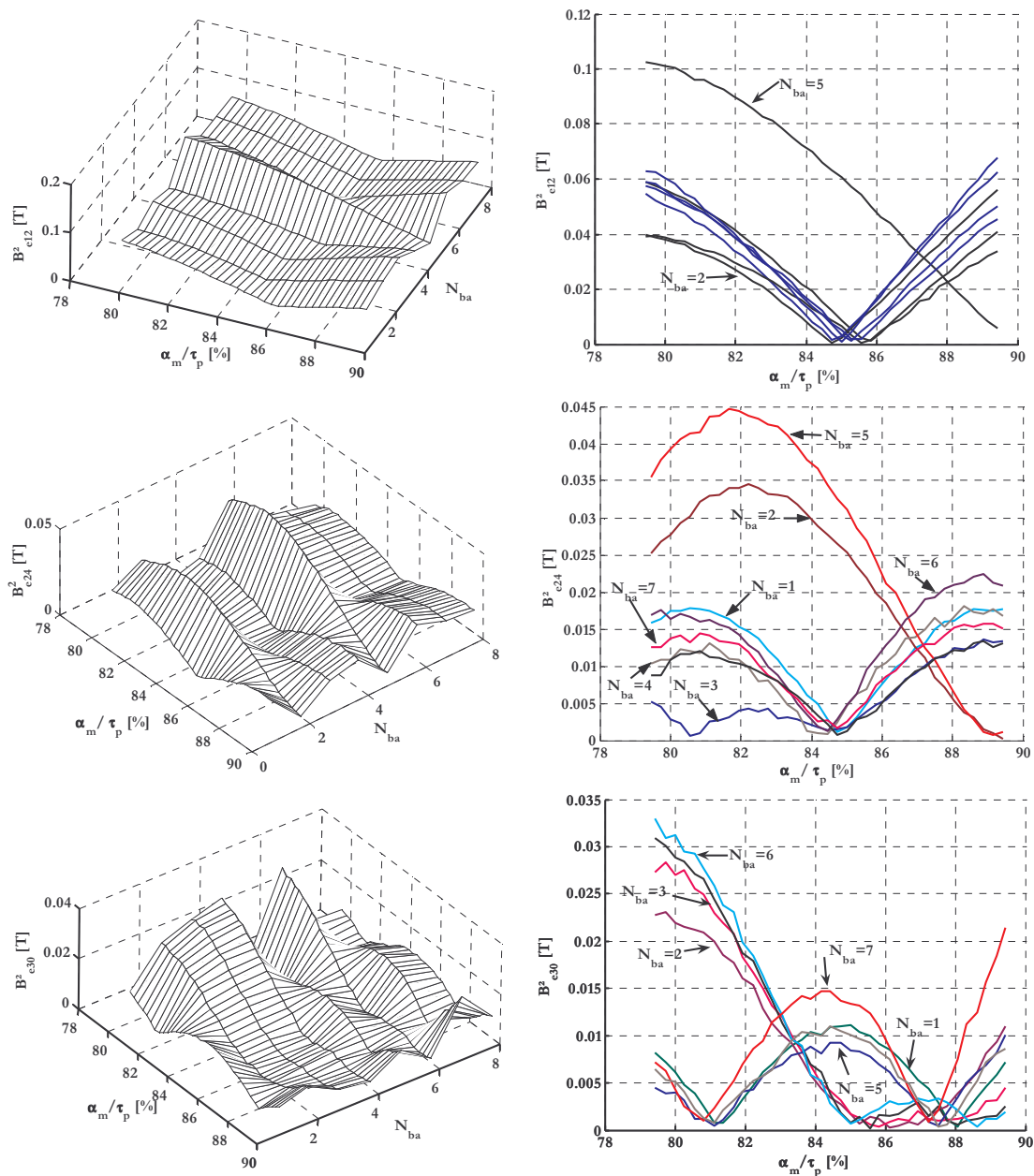


Figure 2.10 : Harmoniques du carré de l'induction d'entrefer en fonction de α_m/τ_p et N_{ba}

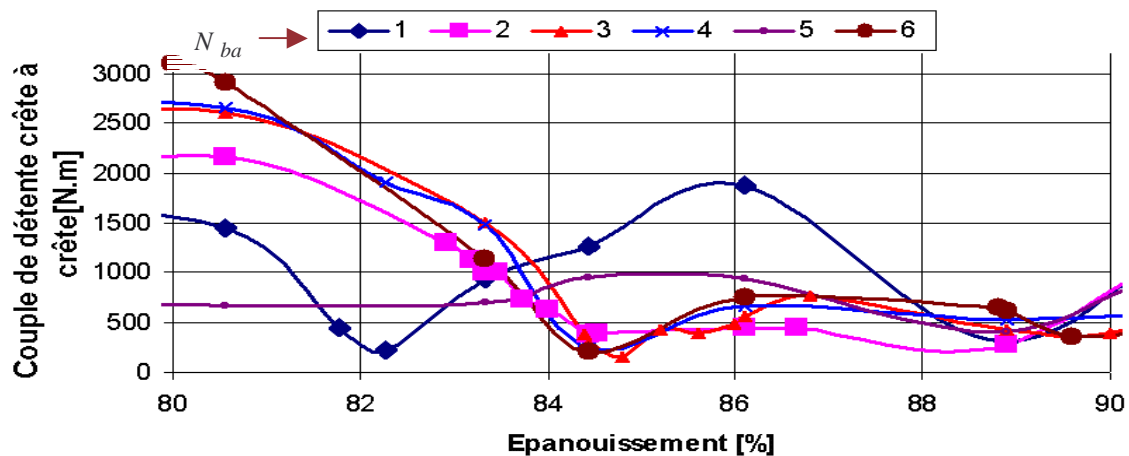


Figure 2.11 : Couple de détente en fonction de α_m/τ_p et N_{ba} (couple nominal de 380 kNm)

Ces résultats que l'on retrouve dans [50][51][52] permet de comprendre le mécanisme de la segmentation et de leur effet sur le couple de détente. L'article [53] présente une analyse détaillée du phénomène de la segmentation, on retrouve notamment dans le cas d'une machine à aimants, comment par un choix judicieux du nombre de blocs d'aimants et du décalage de chaque bloc par rapport à un axe donné on peut significativement réduire le couple de détente sous certaines conditions. L'influence de l'espace inter-aimants est aussi abordée.

La segmentation des aimants a donc un impact non négligeable à la fois sur le taux des harmoniques de rangs supérieurs ou égales à 11 de la FÉM ("couple d'interaction"), comme il est montré sur la figure 2.9, et du couple de détente. Dans la plage considérée pour α_m / τ_p (0,84% à 0,88%) et pour un nombre de blocs d'aimants par pôle $N_{ba} = 4$, l'amplitude de l'harmonique 11 de la FÉM est minimale (Fig. 2.9), celle de l'harmonique 13 reste relativement acceptable (Fig. 2.9) et l'amplitude du couple de détente est presque minimale. Dans la suite de l'étude, les aimants sont segmentés en 4 blocs élémentaires par pôle.

2.5.3. Cales magnétiques

L'utilisation des cales d'encoches est, tout d'abord, une opération mécanique permettant de retenir les conducteurs dans les encoches. Les cales sont souvent fabriquées à partir d'un matériau rigide, isolant et amagnétique. Il est parfois intéressant d'utiliser un matériau magnétique, mais de faible perméabilité relative ($\mu_r \leq 10$) afin d'atténuer la variation brusque de la perméance d'entrefer. Ceci a pour effet d'atténuer le couple de détente. Nous montrons sur la figure (2.12) l'allure de l'induction d'entrefer dans différentes configurations. L'absence de l'encochage (figure 2.12-a) donne lieu à des « plateaux » de l'induction qui sont perturbés uniquement par l'effet de la segmentation des aimants rotoriques. Nous constatons bien la signature de la segmentation en 4 blocs élémentaires de chaque pôle. La présence de la denture accentue la perturbation de l'induction (figure 2.12-b) et fait apparaître des harmoniques de rangs élevés. L'utilisation de cales magnétiques (figure 2.12-c) atténue ces perturbations.

Le taux d'atténuation dépend de la perméabilité relative des cales utilisées. Néanmoins, l'utilisation de cales très perméables peut affecter les performances de la machine. Un choix judicieux de μ_r s'impose.

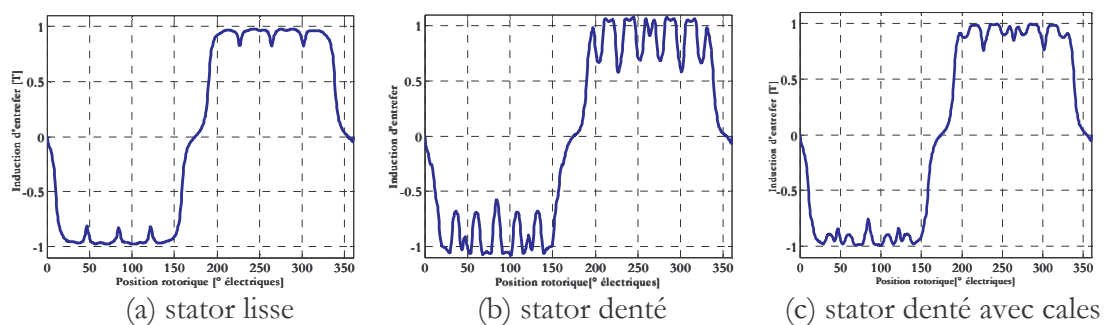


Figure 2.12 : Forme d'onde de l'induction d'entrefer de la MSAP de référence à vide

Ceci est une analyse locale de l'effet des cales magnétiques. D'un point de vue globale, on s'intéresse à la forme d'onde de la FÉM à vide ainsi qu'au couple de détente. La figure (2.13) montre la FÉM à vide obtenue pour une même machine avec ou sans utilisation de cales magnétiques en prenant en compte l'effet de la saturation. À l'inverse de ce qu'on pouvait prévoir, les cales magnétiques augmentent légèrement la FÉM à vide. Cette augmentation est faible ($\approx +2.5\%$ sur le fondamental) et dépend de la valeur de la perméabilité des cales. À la limite, lorsque les cales sont en acier très perméable ($\mu_r = \mu_{fer}$) et leur épaisseur est suffisante pour

qu'elles restent non-saturées, il est évident que les cales court-circuitent le bobinage et atténuent fortement la FÉM.

La figure (2.14) montre que l'amplitude du couple de détente est considérablement atténuée par la présence des cales magnétiques. Une diminution de l'ordre de 72% est obtenue avec des cales ayant une perméabilité relative $\mu_r \approx 10$.

Soulignons que parfois l'effet des cales peut être inverse sur la FÉM, lorsque la largeur des dents est sensiblement identique à l'espace inter-polaire et que l'entrefer est faible, accentuant ainsi les fuites dans les aimants comme l'illustre la figure (2.15).

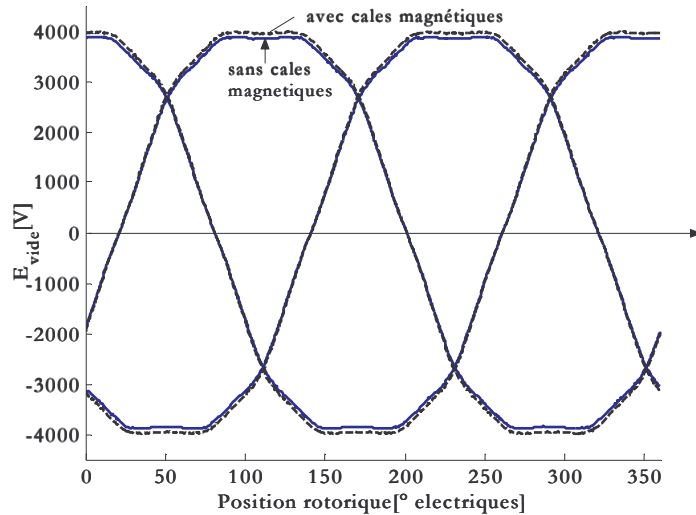


Figure 2.13 : Influence des cales magnétiques sur la FÉM à vide

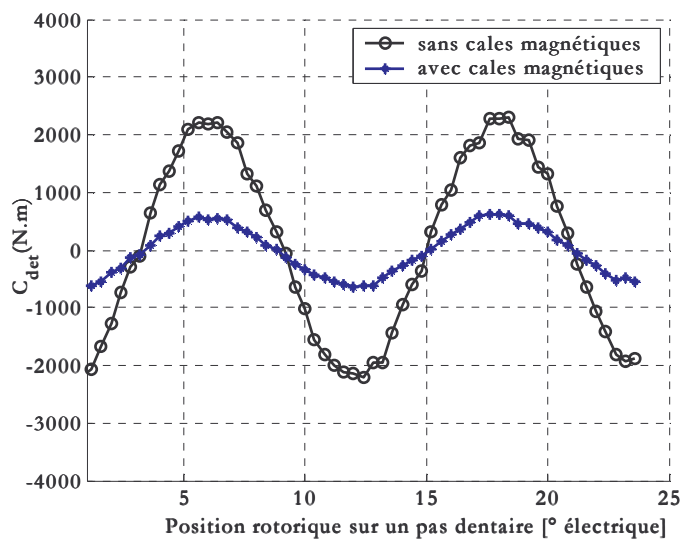


Figure 2.14 : Influence des cales sur le couple de détente

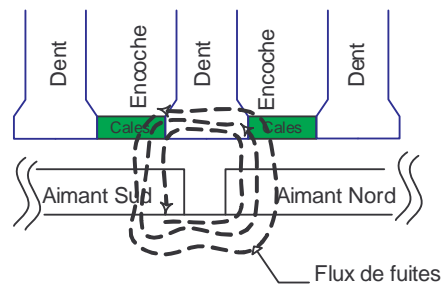


Figure 2.15 : Illustration des flux de fuite des aimants

2.6. Dimensionnement et résultats de simulation pour différentes polarités

La démarche de dimensionnement présentée précédemment est adoptée pour la recherche de la configuration « optimale » des machines à aimants pour l'application considérée. Nous avons souligné que le nombre de pôles était un paramètre important et décisionnel ; nous allons donc présenter les résultats de simulation en fonction de ce paramètre. Notons que pour chaque polarité, une étude de dimensionnement optimale est effectuée.

Dans un premier temps, nous considérons que les machines ont un rotor lisse, et que les aimants de forme rectangulaire sont montés sur la surface du rotor. Nous considérons tout de même que les encoches sont droites car, nous savons d'ores et déjà que les bobines seront réalisées à partir de fils méplats (facilité de réalisation)

Nous avons choisi de fixer la longueur axiale et le rayon externe pour toutes les machines de manière à pouvoir comparé les performances dans des conditions d'encombrement quasi identique. Les aimants utilisés sont de type Nd-Fe-B et la hauteur des aimants h_a est fixée pour des raisons que nous avons évoquées en annexe A. Cette hauteur dépend principalement de l'épaisseur de l'entrefer, imposée par des considérations mécaniques et à une valeur de 6mm.

Par ailleurs, l'étude des performances est faite en considérant le même nombre de spires N_s par phase et le même courant d'alimentation avec la contrainte de maintenir une densité de courant d'encoche J_s constante.

La figure ci-dessous montre une coupe de la machine pour $2p = 16$.

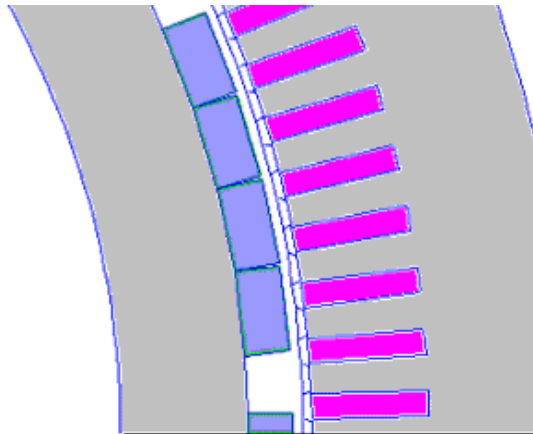


Figure 2.16 : Coupe transversale d'un pôle de la MSAP à pôles lisses

Pour les raisons évoquées précédemment, nous adoptons un bobinage à deux couches avec un raccourcissement de $4/5^{\text{ème}}$ ou équivalent permettant d'annuler l'harmonique 5 du bobinage. Ce bobinage correspond au motif (b) de la figure (2.7). Les nombres d'encoches varient en fonction de la polarité et ceux adoptés sont ceux de la deuxième colonne du tableau (2.1). L'épanouissement des aimants sera choisi autour d'une valeur permettant de réduire fortement l'harmonique 7. Ainsi, la combinaison de ces deux techniques permet d'obtenir un bon coefficient de forme de la FÉM entre phases. Nous ne tenterons pas de réduire l'harmonique 3 et ses multiples car nous savons que la machine est connectée en étoile et que ces harmoniques ne perturbent pas le fonctionnement de la machine avec une alimentation équilibrée.

La volonté de réduire l'harmonique 7 de la FÉM à vide situe l'épanouissement des aimants au voisinage de 154° électrique qui représente approximativement $6/7^{\text{ème}}$ du pas polaire. Nous effectuons les simulations pour trois valeurs de l'épanouissement, $p\alpha_m = 150^\circ - 152^\circ - 154^\circ$, afin de dégager l'évolution de performance en fonction de ce paramètre.

Pour réduire les temps de calcul, les simulations numériques par éléments finis sont effectuées sur une paire de pôles de la machine, qui représente à la fois une symétrie géométrique, magnétique et électrique.

Dans cette étude comparative, nous allons nous intéresser aux performances des machines qui nous semblent prépondérantes. C'est sur ces différentes performances que l'on portera un jugement qui permettra de définir la « meilleure » machine. Les principales performances étudiées sont :

- Le couple moyen et le couple volumique (kN/m^2)
- Le contenu harmonique de la FÉM (harmoniques 7, 11, 13 et le taux de distorsion harmonique THD).
- Le Taux d'Ondulation du Couple Total (TOCT, couple total (d'interaction+ de détente) crête à crête/couple moyen)
- Le Taux d'Ondulation du Couple de Détente (TOCD, couple de détente crête à crête /couple moyen)
- Les pertes Joule
- Les pertes fer
- La masse du moteur sans la culasse rotorique et la masse des aimants

2.6.1. Niveau d'induction et hauteur de culasse

La hauteur de la culasse est souvent calculée de sorte qu'elle puisse canaliser le flux dans de bonnes conditions. En général, à un niveau d'induction donné, la hauteur des culasses statorique et rotorique diminue avec l'augmentation du nombre de paires de pôles. Néanmoins, nous pouvons l'ajuster en fonction des pertes fer. En effet, à vitesse donnée lorsque la polarité est plus faible, la fréquence de différentes variables (externes et internes) ainsi que les pertes fer diminuent. Dans une telle situation, nous pouvons admettre un niveau d'induction un peu plus important pour des machines à polarité plus faible, réduisant ainsi la hauteur de leurs culasses et donc leurs masses. À l'inverse, si la polarité est grande, nous gardons la dimension nécessaire pour maintenir le niveau de l'induction à une valeur acceptable. Partant de ce principe, nous avons choisi de réduire la culasse pour les polarités $2p = 14, 12$ et 10 au détriment d'un niveau d'induction relativement plus important.

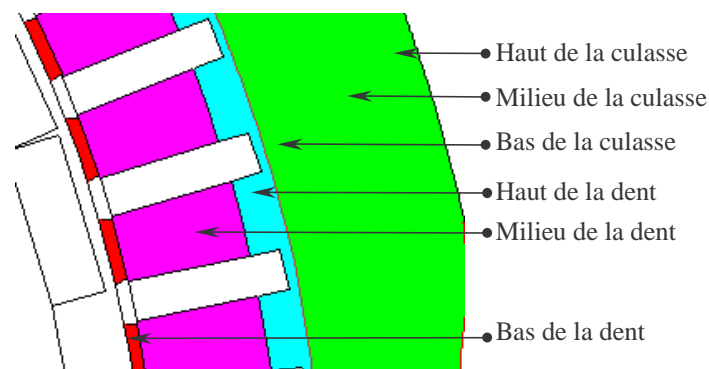
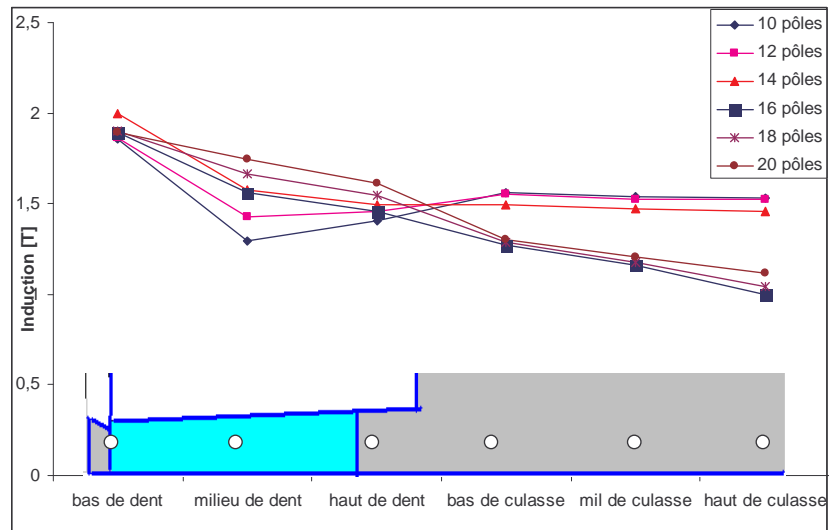
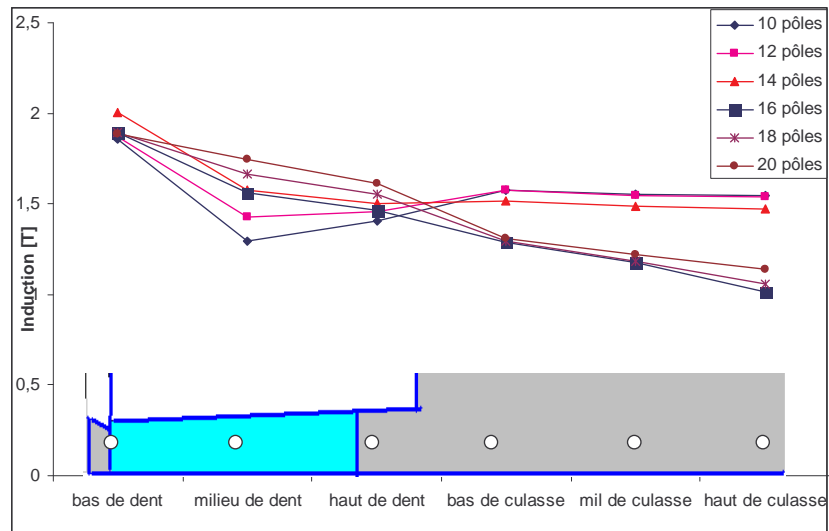


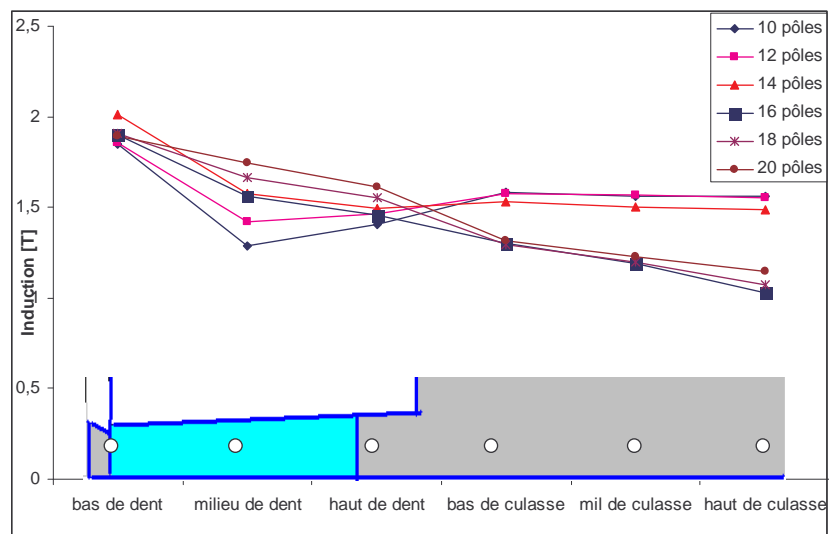
Figure 2.17 : Relevé d'induction dans les différentes parties du stator



(a) $p\alpha_m = 150^\circ$



(b) $p\alpha_m = 152^\circ$



(c) $p\alpha_m = 154^\circ$

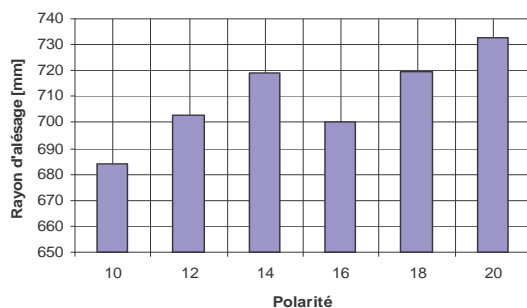
Figure 2.18 : Niveau d'induction max dans les différentes parties du stator en fonction de $2p$

Afin d'illustrer le niveau d'induction dans la machine en fonction de la polarité choisie, nous avons défini un certain nombre de zones dans lesquelles nous relevons l'induction pour toutes les machines (Figure 2.17).

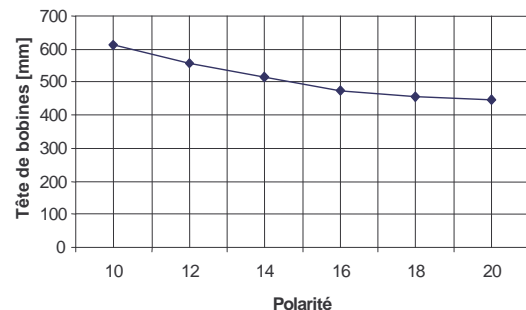
La figure (2.18), montre le niveau d'induction maximal atteint dans les différentes parties du stator pour les différentes polarités. On y voit clairement que les machines à 10-12 et 14 pôles présentent une induction de culasse nettement supérieure comparées aux autres machines 16, 18 et 20 pôles (1,5 à 1,6 T pour le premier groupe et 1,2 à 1,3 T pour le second). Par contre, le niveau de l'induction dans les dents évolue dans le sens contraire, car les machines de plus grandes polarités nécessitent plus d'encoches, la section de leurs dents diminue et le niveau d'induction dans leurs dents croît. Les contraintes technologiques (choix des dimensions des conducteurs et des isolants, nombre de conducteurs en largeur admis, ouverture d'encoche maximum) n'offrent pas la possibilité d'agir sur la largeur de la dent pour maintenir un niveau d'induction (dans les dents) relativement identique pour toutes les polarités.

L'augmentation de l'épanouissement des aimants ($p \alpha_m$) dans la plage choisie n'affecte pas de manière significative le niveau d'induction puisque les courbes sont similaires pour les trois épanouissements sélectionnés.

La figure (2.19.a) montre (à rayon externe imposé dans le tableau 1.4) les valeurs choisies du rayon d'alésage pour différentes polarités. L'augmentation du rayon d'alésage en fonction de la polarité n'est pas linéaire en raison de l'approche adoptée (un niveau d'induction plus élevée dans les culasses des machines à polarité plus faible). Cependant, aussi bien pour les machines à 10, 12 et 14 pôles que pour les machines à 16, 18 et 20 pôles, l'évolution du rayon d'alésage en fonction de la polarité est quasi-linéaire. En effet, le niveau d'induction est presque identique pour les machines de chaque groupe, même si les trois premières machines à 10, 12 et 14 pôles admettent un niveau d'induction plus important.

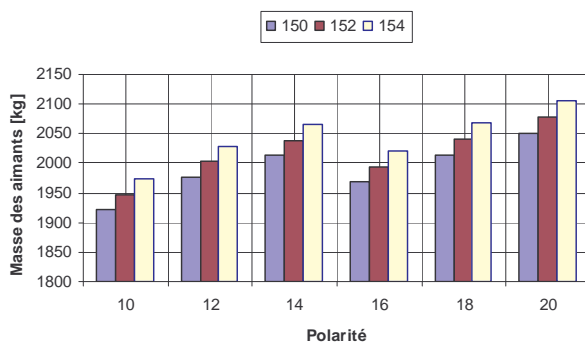


(a) Rayon d'alésage

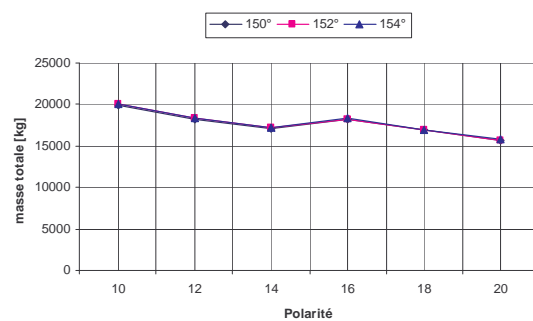


(b) Longueur d'une tête de bobine

Figure 2.19 : Evolution du rayon d'alésage et de la tête de bobine en fonction de $2p$



(a) Masse des aimants



(b) Masse totale

Figure 2.20 : Masse totale (sans culasse rotorique) et masse des aimants en fonction de $2p$ et $p\alpha_m$

. À hauteur et épanouissement des aimants imposés, l'évolution de la masse des aimants sera la même que celle du rayon d'alésage comme on peut aisément le constater sur la figure (2.20.a). Par ailleurs, les avantages d'augmenter la polarité sont mis en relief à travers la figure (2.19.b) et (2.20.b) où la longueur des têtes de bobines (c.f. annexe pour le calcul de la longueur des têtes de bobines) et le poids du moteur diminuent avec l'augmentation de la polarité

2.6.2. Force électromotrice à vide

Une analyse qualitative est effectuée sur la FÉM entre phases. Cette dernière devant être quasi sinusoïdale, nous avons analysé son contenu harmonique en fonction du nombre de pôles et des épanouissements d'aimants choisis. Pour rappel, on a montré, comment l'épanouissement des aimants influence le contenu harmonique de l'induction d'entrefer et on a mis en exergue l'évolution des principaux harmoniques en fonction de l'épanouissement. Dans la figure (2.21), on retrouve l'évolution des harmoniques (exprimés en %) en fonction de l'épanouissement et les résultats sont concordants, à quelques exceptions près, avec l'analyse faite dans la première partie de ce chapitre. En effet, l'harmonique 7 et 11 sont plus faible pour un épanouissement des aimants de 154° électriques, l'harmonique 13 est relativement plus faible pour un épanouissement de 150° . On constate que l'harmonique 7 passe par un minimum variant selon l'épanouissement et la polarité. L'harmonique 11 semble présenter un minimum pour la polarité 20 quel que soit l'épanouissement étudié, alors que l'harmonique 13 présente un minimum pour la polarité 16. Le taux de distorsion harmonique le plus faible est atteint pour la machine à 16 pôles.

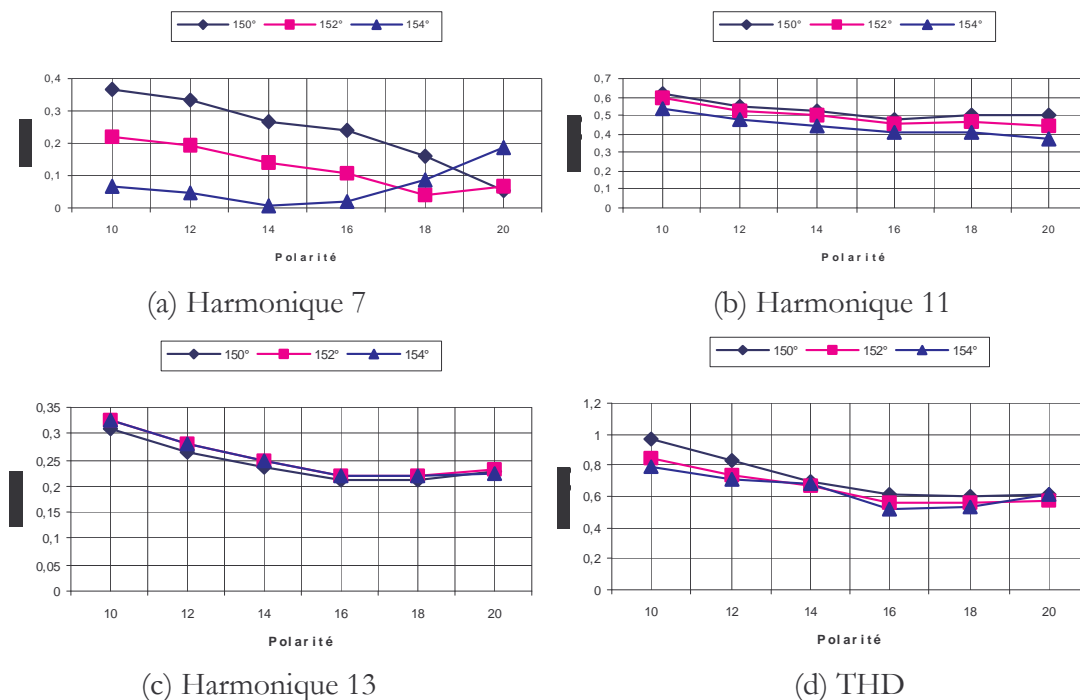
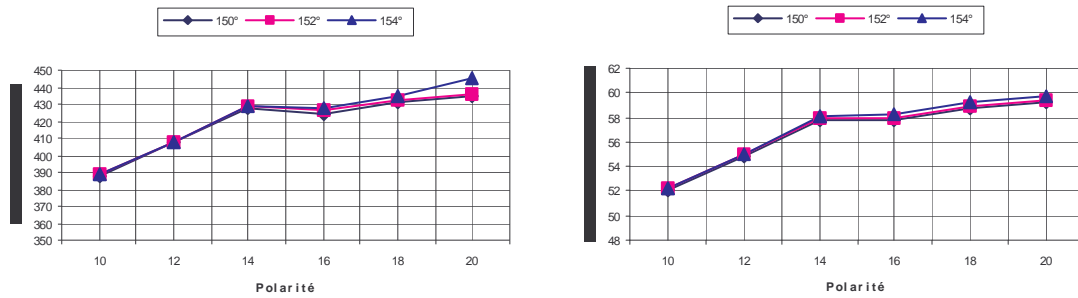


Figure 2.21 : Contenu harmonique de la FÉM et THD en fonction de $2p$ et $p\alpha_m$

2.6.3. Couple moyen et ondulations de couple

La figure (2.22) montre l'évolution du couple moyen et du couple volumique en fonction de la polarité pour différentes valeurs de l'épanouissement des aimants ($p\alpha_m$), naturellement pour un rayon externe, un nombre de spires et un entrefer identiques. Le couple moyen et par conséquent le couple volumique augmentent avec la polarité en raison du seul paramètre de réglage qui reste, à savoir le rayon d'alésage. Ce dernier paramètre est lié dans ce cas, à la hauteur de la culasse, fixée elle-même par le niveau d'induction toléré, mais aussi par la hauteur de l'encoche qui est fixée par le nombre et les dimensions des conducteurs.

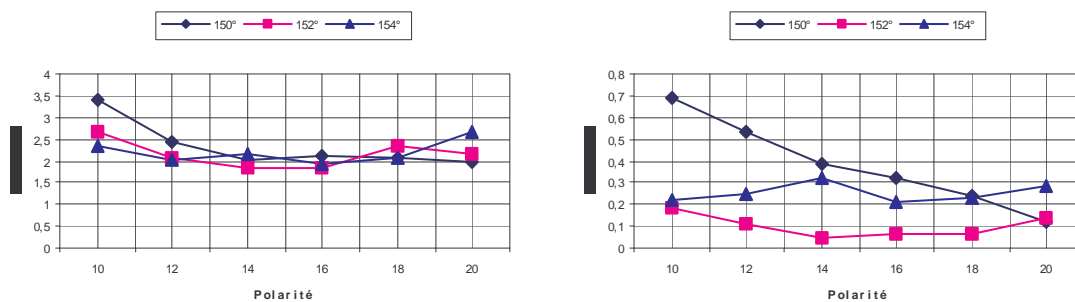


(a) Couple moyen

(b) Couple volumique

Figure 2.22 : Couple moyen et couple volumique en fonction de $2p$ et $p\alpha_m$

La figure (2.23) représente l'évolution des ondulations du couple en fonction du nombre de pôles. Le taux d'ondulation du couple total (TOCT) sur la figure (2.23.a) passe par un minimum d'environ 2 %. La machine à 16 pôles avec un épanouissement des aimants de 152° ou de 154° électriques est celle qui présente ce minimum. Pour ce qui concerne le taux d'ondulation du couple de détente (TOCD), les machines à 14, 16 et 18 pôles avec un épanouissement des aimants de 152° électriques présentent un taux d'ondulation inférieur à 0.1%.



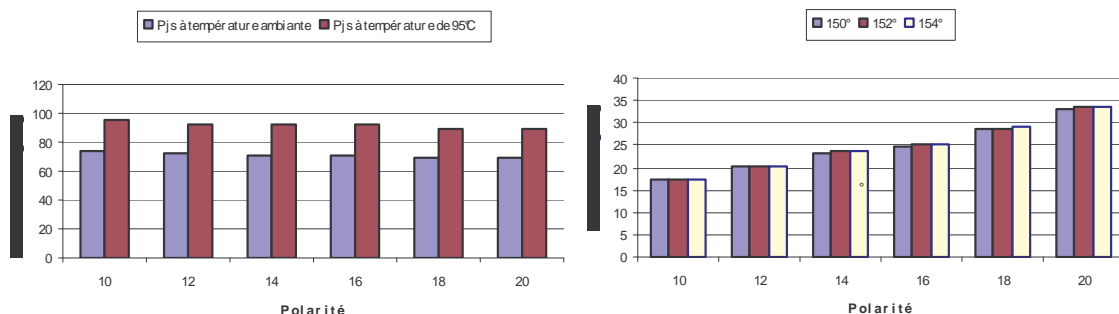
(a) TOCT

(b) TOCD

Figure 2.23 : Taux d'ondulation du couple total et du couple de détente en fonction de $2p$ et $p\alpha_m$

2.6.4. Pertes

La figure (2.24) présente les pertes Joule et les pertes fer en fonction de la polarité à densité de courant identique. Les pertes Joule ont tendance à diminuer avec la polarité en raison de la diminution de la longueur des têtes de bobine (*c.f.* Annexe pour le calcul des pertes).



(a) Pertes Joule

(b) Pertes fer

Figure 2.24 : Pertes Joule et pertes fer en fonction de $2p$ et $p\alpha_m$

Les pertes fer augmentent avec la polarité, la principale raison réside dans la fréquence d'alimentation qui augmente avec la polarité à vitesse constante. Toutefois notons que l'augmentation est relativement atténuée puisque le niveau d'induction des culasses de machines à faible polarité est augmenté.

2.6.5. Synthèse du dimensionnement

La démarche de pré-dimensionnement préconisée nous a permis de mettre en évidence les aspects suivants :

- Le couple massique croît avec la polarité et favorise plutôt la machine à 20 pôles.
- L'analyse des ondulations du couple et du taux de distorsion harmonique pénalise les hautes polarités.
- Les pertes totales croient avec la polarité pénalisant ainsi la machine à 20 pôles.
- La machine à 16 pôles présente l'intérêt d'avoir un faible taux de distorsion harmonique, un taux d'ondulation du couple total et de détente relativement faibles, un couple volumique acceptable et des pertes relativement faible. Elle présente le juste milieu des machines étudiées.
- Parmi les trois valeurs de l'épanouissement des aimants considérés, la valeur $p\alpha_m = 154^\circ$ se démarque notamment par le faible taux de l'harmonique 7 de la FÉM.

Dans la mesure où l'on effectue une étude théorique sans trop de contraintes de fabrication, nous avons mis en évidence l'amélioration que pourrait apporter le vrillage des aimants axialement. Comme nous l'avons montré dans l'annexe B , le vrillage en un nombre important de segments permet de réduire fortement le couple de détente en affectant peu la FÉM à vide et tout en réduisant ses harmoniques de rang élevés.

2.6.6. Etude de la tenue magnétique des aimants

La hauteur des aimants a été choisie pour éluder tout risque de démagnétisation en fonctionnement normal. Il est intéressant de voir le comportement des aimants dans le cas d'un fonctionnement inhabituel.

Nous avons détaillé en annexe A, la procédure de dimensionnement de la hauteur des aimants permettant éviter la démagnétisation des aimants. Dans cette section nous simulons un court-circuit triphasé symétrique à l'aide d'un calcul évolutif par éléments finis.

Pour un court-circuit triphasé, le courant de court-circuit de phase est de 2.4 fois le courant nominal à température ambiante (figure. (2.25)) alors qu'il vaut 2.1 fois le courant nominal à 95°A . La raison est que l'induction des aimant diminue avec la température, le flux d'entrefer diminue en conséquence. Le courant de court-circuit étant, a peut de chose près, égal au rapport du flux à l'inductance, on comprend les raisons de cette diminution.

Par ailleurs, en observant la figure (2.26) représentant l'induction dans les aimants, on s'aperçoit que la démagnétisation irréversible n'intervient pas en court-circuit triphasé (en régime permanent) même à température de 95°A . En effet, l'induction minimale dans les aimants est estimée à 0.3 Tesla (figure (2.26)), le coude de démagnétisation de la caractéristique $B(H)$ à 100°C est au voisinage de 0.2 Tesla (*cf.* chapitre I).

En régime transitoire des court-circuits, les pics de courant peuvent atteindre 3 à 5 fois sa valeur nominale. Nous avons effectué une simulation en imposant un courant de court-circuit de 3 fois le courant nominal à température ambiante et relevé le niveau d'induction en trois endroits de l'aimants, au milieu des aimants (15 mm), à 2 mm de l'entrefer et à 5 mm de l'entrefer (figure 2.27). On observe que les parties supérieures voisines de l'aimant, on un niveau d'induction

résultant de 0.2 Tesla, un courant transitoire plus important et une température de fonctionnement plus élevée, risqueraient de se traduire par des démagnétisation locales des aimants, en particulier les portions voisines de l'entrefer et localisées au milieu de l'épanouissement des aimants. Dans ces conditions, la démagnétisation des aimants risque d'être inévitable. Par ailleurs, nous soulignons que les courts-circuits symétriques triphasés sont les défauts les moins critiques des courts-circuits.

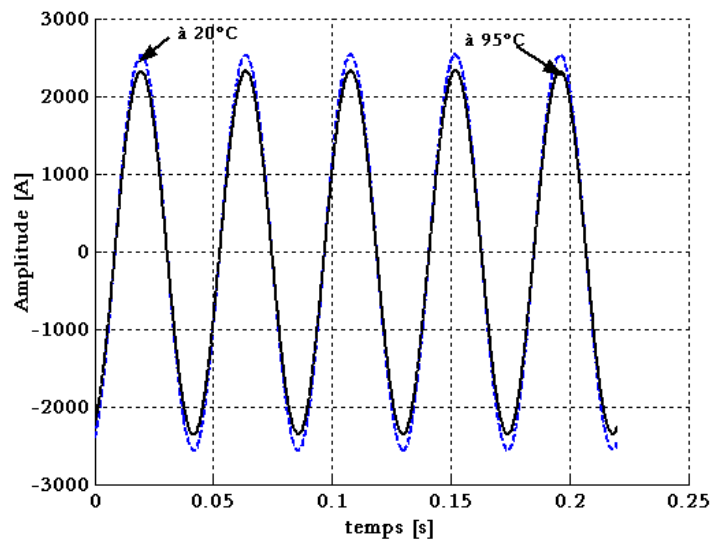


Figure 2.25 : Courants de court-circuit triphasé dans les trois phases de la MSAP

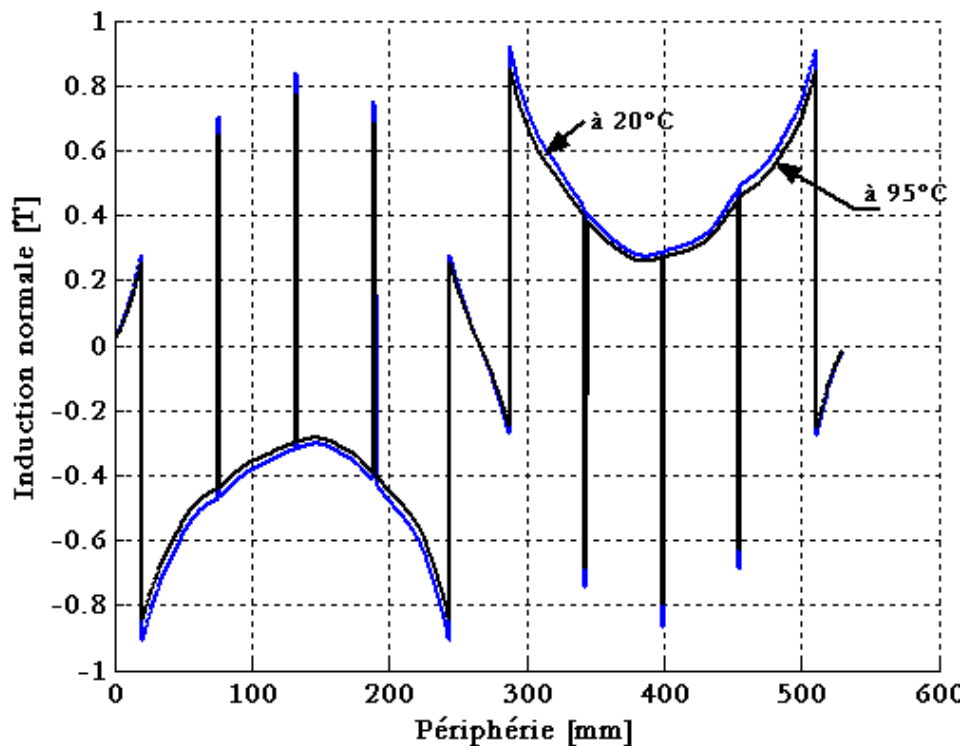


Figure 2.26 : Niveau d'induction au milieu des aimants lors d'un court-circuit triphasé

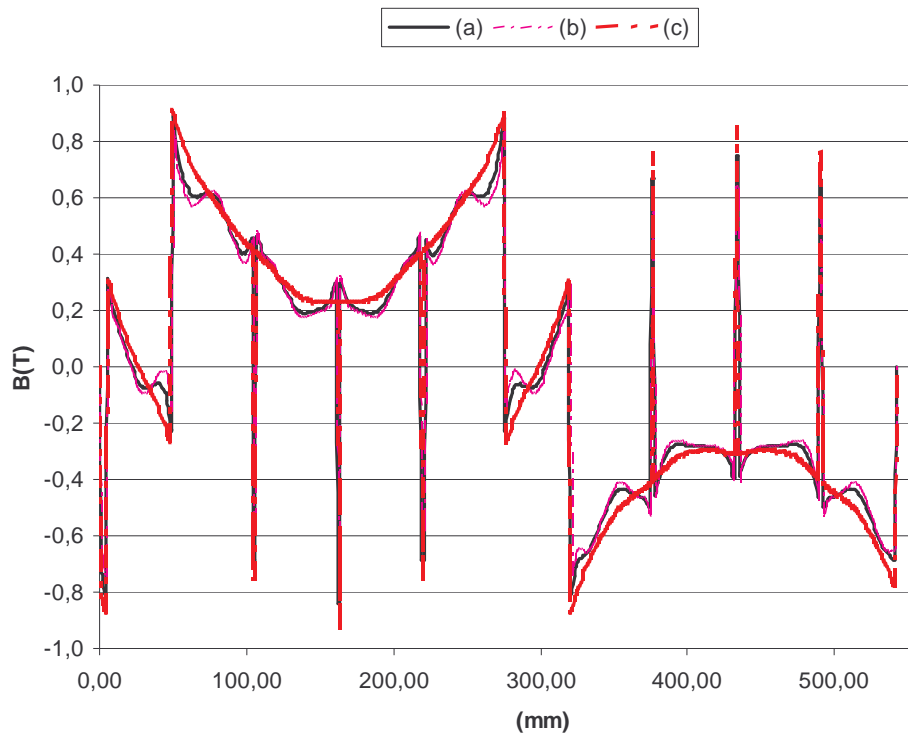


Figure 2.27 : Niveau d'induction dans les aimants lors d'un court-circuit triphasé avec $3I_n$

- A.1. à 2 mm de l'entrefer
- A.2. à 5mm de l'entrefer
- A.3. à 15 mm de l'entrefer (milieu des aimants)

2.6.7. Validation expérimentale des résultats de simulation

2.6.7.1. Quelques aspects technologiques

Dans les précédentes sections nous avons effectué une étude comparative des différentes polarités sur la base d'une machine à pôles lisses, avec des aimants montés en surfaces d'un rotor parfaitement lisse. Nous utilisons l'architecture adoptée par Convertteam pour la construction d'une machine répondant au cahier des charges.

En effet, la MSAP de référence (le prototype est une MSAP à 16 pôles avec un épanouissement des aimants de 150° électriques et 4 blocs d'aimants par pôle) est réalisée de manière à ce qu'un pôle d'aimant soit monté sur des assises comme l'indique la figure (2.28). Cette particularité a deux conséquences, d'abord le vrillage des aimants devient plus difficile et plus coûteux, par conséquent cette option ne sera pas retenue bien qu'intéressante. La deuxième conséquence est que les inductances varient avec la position puisque les assises introduisent un effet de saillance.

Pour les besoins de la simulation nous avons introduit des simplifications sur les assises comme le montrent les figures (3.28.a) et (3.28.b), ces modifications permettent de s'affranchir de certaines complications numériques dues notamment au maillage sans affecter les performances de la machine.

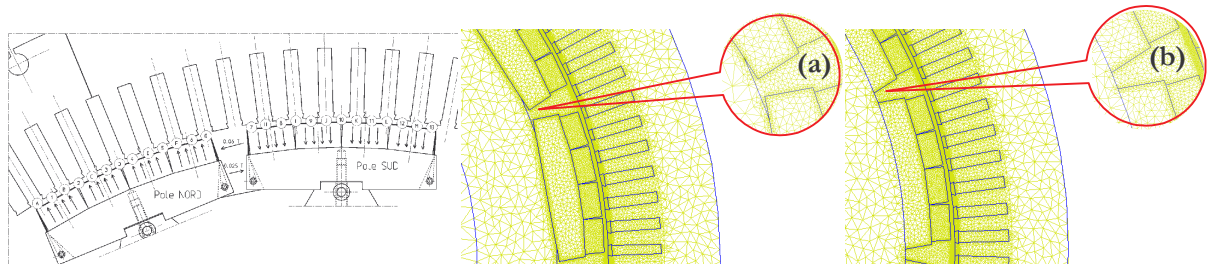


Figure 2.28 : Aimants montés sur des assises

2.6.7.2. FÉM entre phases à vide

Des mesures de la FÉM entre phases ont été effectuées, la figure (2.29) représente un comparatif des résultats de mesure avec ceux obtenus par simulation. Les mesures ont été effectuées à température ambiante de 20°C, et l'amplitude de la FÉM relevée est de 7200V soit une différence de 6.4% avec la valeur de la FÉM obtenue par simulation. Cette différence peut être expliquée par le fait que l'on n'a pas tenu compte de la segmentation axiale des aimants. Une illustration de la segmentation axiale et azimutale est présentée sur la figure (2.30)

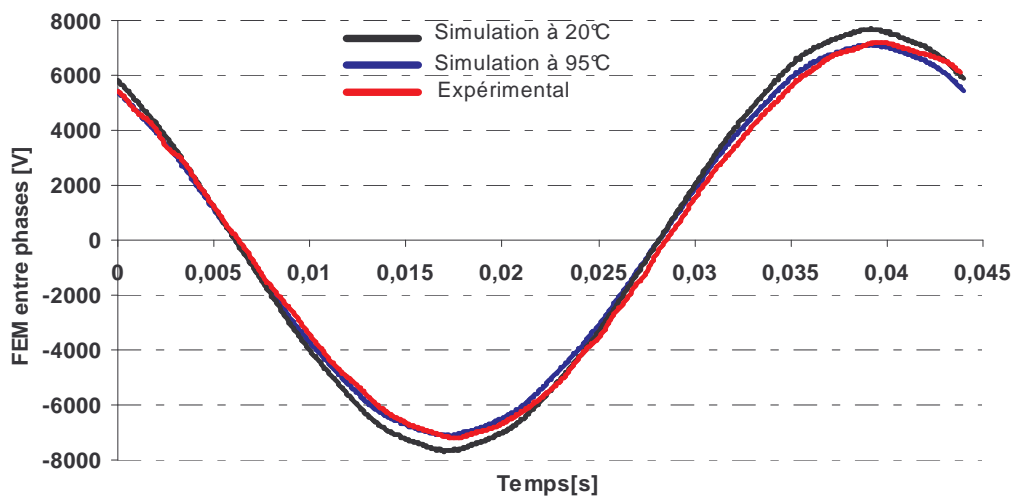


Figure 2.29 : Forme d'onde expérimentale et simulation de la FÉM entre phases à vide

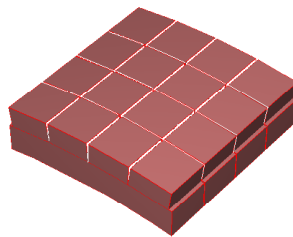


Figure 2.30 : Illustration de la segmentation d'un pôle d'aimant (axiale et azimutale)

Cette diminution de la FÉM se traduira naturellement par une diminution du couple. Si on considère que ce pourcentage reste identique pour les deux machines à température ambiante et à 95°C alors on peut approcher la valeur du couple comme le résume le tableau (2.3).

Si les valeurs approchées reflètent la réalité, cela suppose que le couple utile de 380kNm à la température de 95°C ne sera pas atteint pour la MSAP de référence. Toutefois il faut relativiser ces résultats car comme nous l'avons souligné, la température ambiante des aimants est choisie

identique à celle de la température dans lequel baignent les enroulements statoriques alors qu'en réalité la température des aimants devrait tout naturellement être moins importante.

Tableau 2.3 : Valeurs du couple obtenues par simulation

	Couple utile (kNm) à 20° C	Couple utile (kNm) à 95°	Couple utile (kNm) à 20° C réduit de 6.4%	Couple utile (kNm) à 95° C réduit de 6.4%
MSAP	423	392.38	396	367.26

2.6.7.3. Induction dans l'entrefer

Des mesures de l'induction d'entrefer ont été effectuées sur le prototype de la machine à aimants permanents. Pour ce faire, des points de mesures sur une paire de pôles dans l'entrefer (plus exactement au voisinage du fer) ont été sélectionnés, ces points de mesures sont indiqués par des chiffres pour indiquer spatialement le milieu d'une dent et par des lettres pour indiquer spatialement le milieu de l'encoche comme l'indique la figure (2.31). Les mesures sont effectuées en utilisant un gaussmètre.

La figure (2.32) montre la superposition des résultats de simulation (en trait continu) avec ceux obtenus par la mesure (indiqués en cercle) de l'induction d'entrefer sur une paire de pôles. Les résultats sont quasi identiques, avec une relative importance du niveau d'induction mesuré, cela s'explique par le fait que les mesures sont effectuées au voisinage du fer.

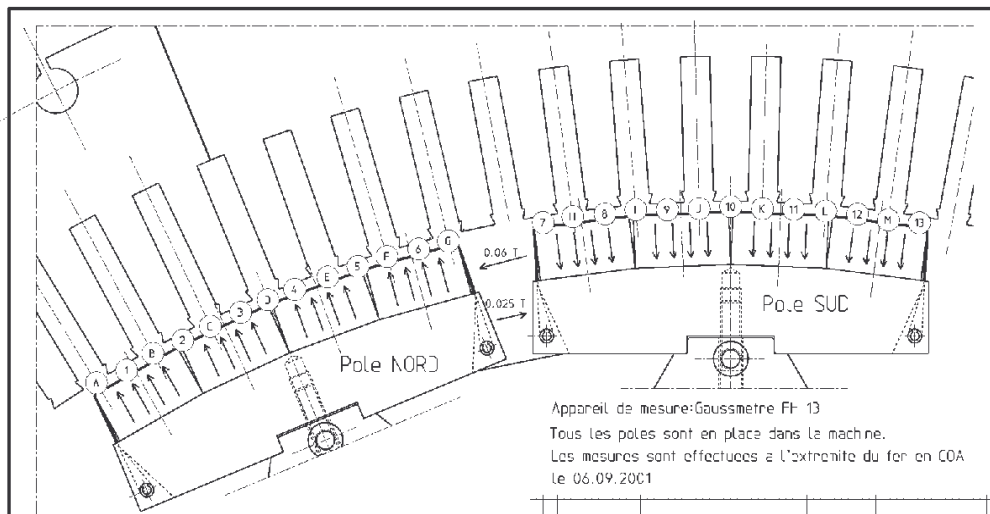


Figure 2.31 : Points de mesure de l'induction d'entrefer

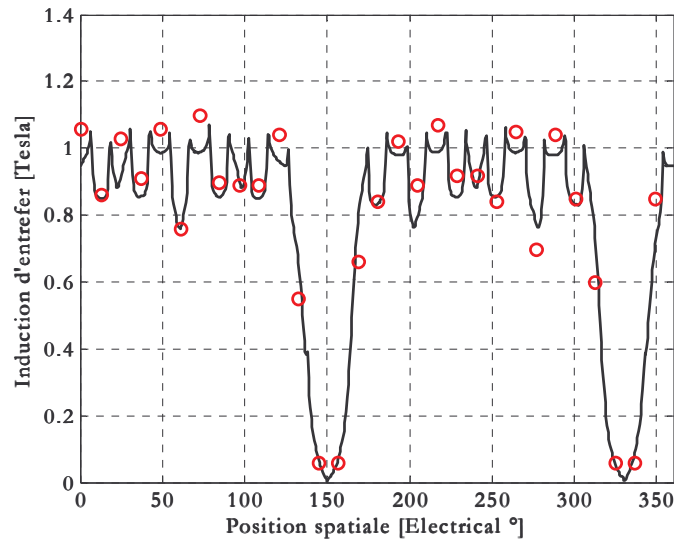


Figure 2.32 : Induction d'entrefer sur une paire de pôles (mesures et simulations)

2.7. Modèle externe

2.7.1. Inductances dynamiques

La saturation des dents et des cales magnétiques a pour effet d'augmenter l'entrefer effectif et, par conséquent, de réduire à la fois le flux des aimants mais aussi les inductances propres et mutuelles.

La démarche préconisée, est basée sur la modélisation du système triphasé équilibré (abc) par un système ($dq0$). La machine à aimants permanents étant destinée à une application de variation de vitesse, la synthèse de la commande est basée sur un modèle ramené dans le repère ($dq0$). La connaissance exacte des paramètres du modèle de la machine dans le référentiel ($dq0$) est indispensable pour le dimensionnement des régulateurs associés à l'ensemble du système convertisseurs-machine. Dans cette optique, nous avons choisi de calculer les inductances ramenées dans le repère ($dq0$) par éléments finis en tenant compte de la saturation et de la position. Le phénomène d'hystérésis n'est pas pris en compte dans le calcul des inductances.

En présence de la saturation, les composantes directe et en quadrature du flux (ψ_{ds}, ψ_{qs}) sont à la fois fonction de la position (harmoniques d'espace) mais aussi des courants (i_{ds}, i_{qs}) et, par conséquent, du point de fonctionnement qui fait lui même l'objet de petites variations de hautes fréquences, dues à l'alimentation de la machine par un convertisseur de tension commandé par MLI. Par ailleurs, dès l'apparition de la saturation du circuit magnétique, les composantes directe et en quadrature du flux s'avèrent interdépendantes. Ce phénomène de couplage, connu sous le nom d'effet croisé de saturation [54][55][56][57], provient du fait que les trajets du flux dans l'axe d et q partagent le même circuit magnétique, de telle sorte que, si l'augmentation de l'une des composantes du courant entraînent la saturation de certaines parties du circuit magnétique, les deux composantes du flux en sont affectées.

En vertu des considérations précédentes on peut alors définir les composantes du flux d'axe direct $\psi_{ds}(\theta, i_{ds}, i_{qs})$ et en quadrature $\psi_{qs}(\theta, i_{ds}, i_{qs})$ telles que :

$$d\psi_{ds}(\theta, i_{ds}, i_{qs}) = \frac{\partial \psi_{ds}(\theta, i_{ds}, i_{qs})}{\partial \theta} d\theta + \frac{\partial \psi_{ds}(\theta, i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{ds}} di_{ds} + \frac{\partial \psi_{ds}(\theta, i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{qs}} di_{qs} \quad (\text{II. 23})$$

$$d\psi_{qs}(\theta, i_{ds}, i_{qs}) = \frac{\partial \psi_{qs}(\theta, i_{ds}, i_{qs})}{\partial \theta} d\theta + \frac{\partial \psi_{qs}(\theta, i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{ds}} di_{ds} + \frac{\partial \psi_{qs}(\theta, i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{qs}} di_{qs} \quad (\text{II. 24})$$

Ceci nous ramène aux équations en tensions dans le repère (dq) suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_{ds}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \psi_{ds}}{\partial i_{qs}} \\ \frac{\partial \psi_{qs}}{\partial i_{ds}} & \frac{\partial \psi_{qs}}{\partial i_{qs}} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_{ds}}{\partial \theta} - \psi_{qs} \\ \frac{\partial \psi_{qs}}{\partial \theta} + \psi_{ds} \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II. 25})$$

On peut définir des inductances incrémentales correspondant aux variations des composantes du flux dues aux petites variations des composantes du courant, c'est à dire :

$$\begin{aligned} L_{ddi} &= \frac{\partial \psi_{ds}}{\partial i_{ds}} \approx \left. \frac{\Delta \psi_{ds}}{\Delta i_{ds}} \right|_{i_{qs}=cte} & M_{dqi} &= \frac{\partial \psi_{ds}}{\partial i_{qs}} \approx \left. \frac{\Delta \psi_{ds}}{\Delta i_{qs}} \right|_{i_{ds}=cte} \\ L_{qqi} &= \frac{\partial \psi_{qs}}{\partial i_{qs}} \approx \left. \frac{\Delta \psi_{qs}}{\Delta i_{qs}} \right|_{i_{ds}=cte} & M_{qdi} &= \frac{\partial \psi_{qs}}{\partial i_{ds}} \approx \left. \frac{\Delta \psi_{qs}}{\Delta i_{ds}} \right|_{i_{qs}=cte} \end{aligned} \quad (\text{II. 26})$$

Pour la détermination des inductances incrémentales, un calcul par éléments finis et en magnétostatique est effectué pour obtenir les composantes directe et en quadrature du flux de la machine considérée. En effet, pour chaque couplet (i_{ds}, i_{qs}) nous avons calculé les composantes du flux (ψ_{ds}, ψ_{qs}) correspondant et ce, pour différentes positions du rotor. Les inductances sont obtenues pour chaque point de fonctionnement en tenant compte de la saturation et de la position du rotor.

Dans ce qui suit nous étudions le fonctionnement de la machine à courant constant ($\sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{I}$, \hat{I} étant l'amplitude du courant de phase), pour chaque valeur de i_{ds} on déduit la valeur de i_{qs} et l'angle $\gamma = \arctan(i_{ds}/i_{qs})$. Pour chaque valeur de i_{ds} , la composante en quadrature du courant subie une variation autour d'un point de fonctionnement $(i_{qs} \pm \Delta i_{qs})$. De même, pour chaque valeur de i_{qs} , on fait varier la composante directe du courant autour d'une valeur de $i_{ds} \pm \Delta i_{ds}$. Naturellement, les aimants sont actifs. La démarche de calcul des flux est donnée par les organigrammes des figures (2.34) et (2.35).

La figure (2.35) montre l'évolution des composantes du flux au point nominal en fonction de la position rotorique et de l'angle γ (de -90° à 0°). Dans ce cas la composante i_{ds} passe de $-\sqrt{3/2} \hat{I}$ à 0 alors que la composante i_{qs} évolue de 0 à $\sqrt{3/2} \hat{I}$. La composante ψ_{qs} augmente naturellement de 0 vers sa valeur maximale, la composante ψ_{ds} augmente également, car le point de fonctionnement initial ($\gamma = -90^\circ$) correspond au défluxage maximum. Les ondulations des composantes du flux sont relativement faibles et imperceptibles sur la figure (2.35).

La figure (2.36) montre l'évolution des inductances incrémentales en fonction du déphasage (γ) et de la position. On observe à travers ces résultats obtenus que les inductances varient avec le point de fonctionnement et comme il était prévisible, celles-ci diminuent avec l'augmentation du niveau de saturation qui devient prépondérant lorsque le déphasage γ est proche de zéro. En l'absence de défluxage les dents face aux aimants se saturent.

Un point intéressant est que le contenu harmonique des inductances s'intensifie lorsque le déphasage (γ) est voisin de zéro. La saturation partielle de certaines parties (notamment les dents) peut expliquer ce comportement.

Un autre phénomène intéressant, est l'évolution des inductances en fonction du déphasage, il semble que l'inductance d'axe direct ait tendance à augmenter tant que la composante d'axe directe du courant (courant démagnétisant) reste prédominante devant la composante d'axe en quadrature du courant, puis, amorce une pente descendante lorsque la composante d'axe en quadrature du courant devient prédominante. Ce même phénomène est observé dans l'évolution des inductances mutuelles M_{dq} ($=M_{qd}$) dues à l'effet croisé de saturation alors que la l'inductance en quadrature L_{qq} a tendance à diminuer durant toute la plage de variation de l'angle γ . Par ailleurs, on constate que les inductances mutuelles M_{dq} ont une valeur positive sur une certaine plage de variation de γ . Cet aspect particulier est dû à la présence des cales magnétiques lorsque la machine est fortement défluxée, comme nous allons le voir.

Pour pouvoir interpréter le phénomène, les caractéristiques des matériaux ont été modifiées de manière à ce que la caractéristique soit linéaire en dessous du coude de saturation et qu'elle garde sa caractéristique réelle au dessus du coude de saturation comme le montre la figure(2.37). Cette précaution permet d'éviter une mauvaise interprétation des résultats.

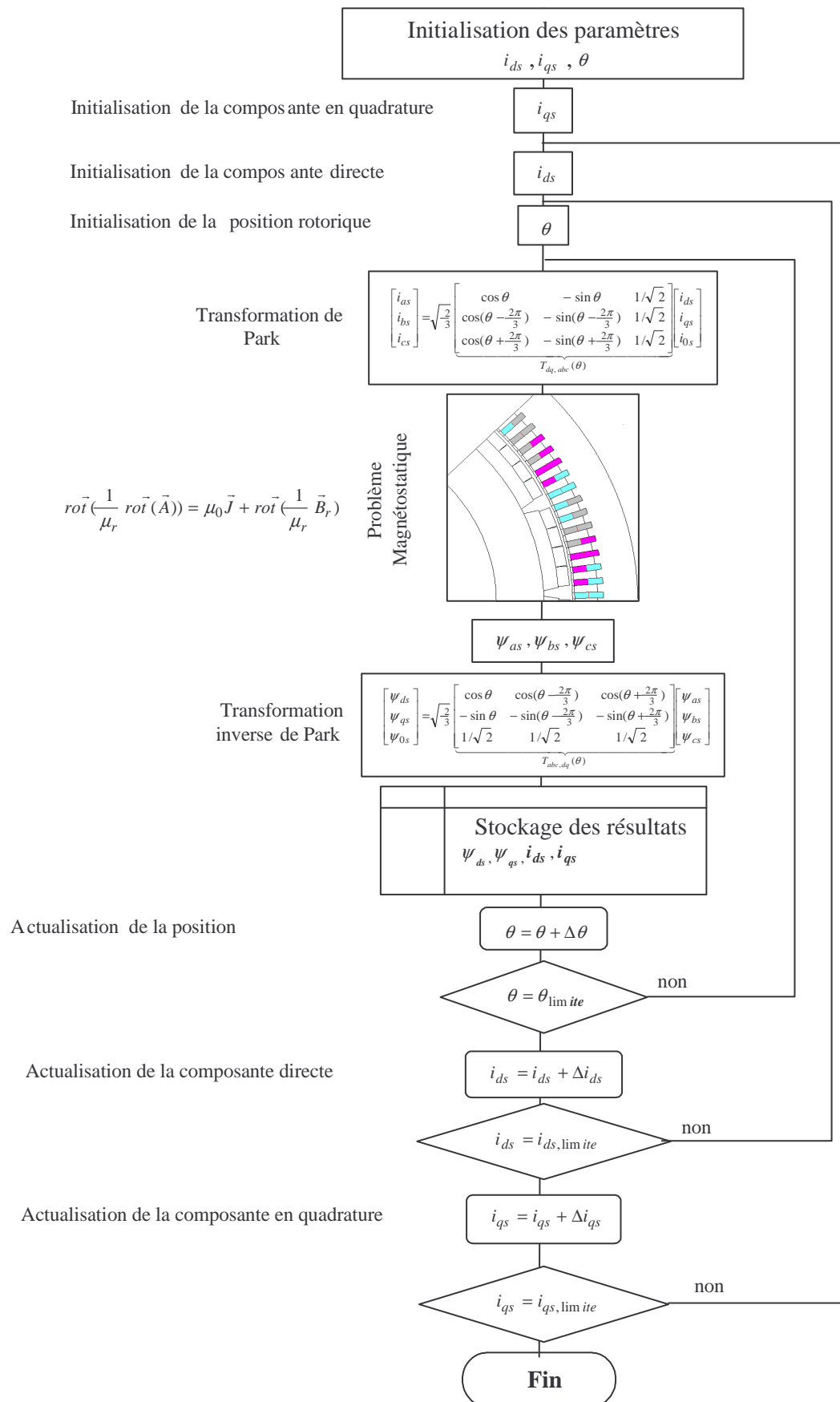


Figure 2.33 : Organigramme de calcul des flux d'axe direct et en quadrature

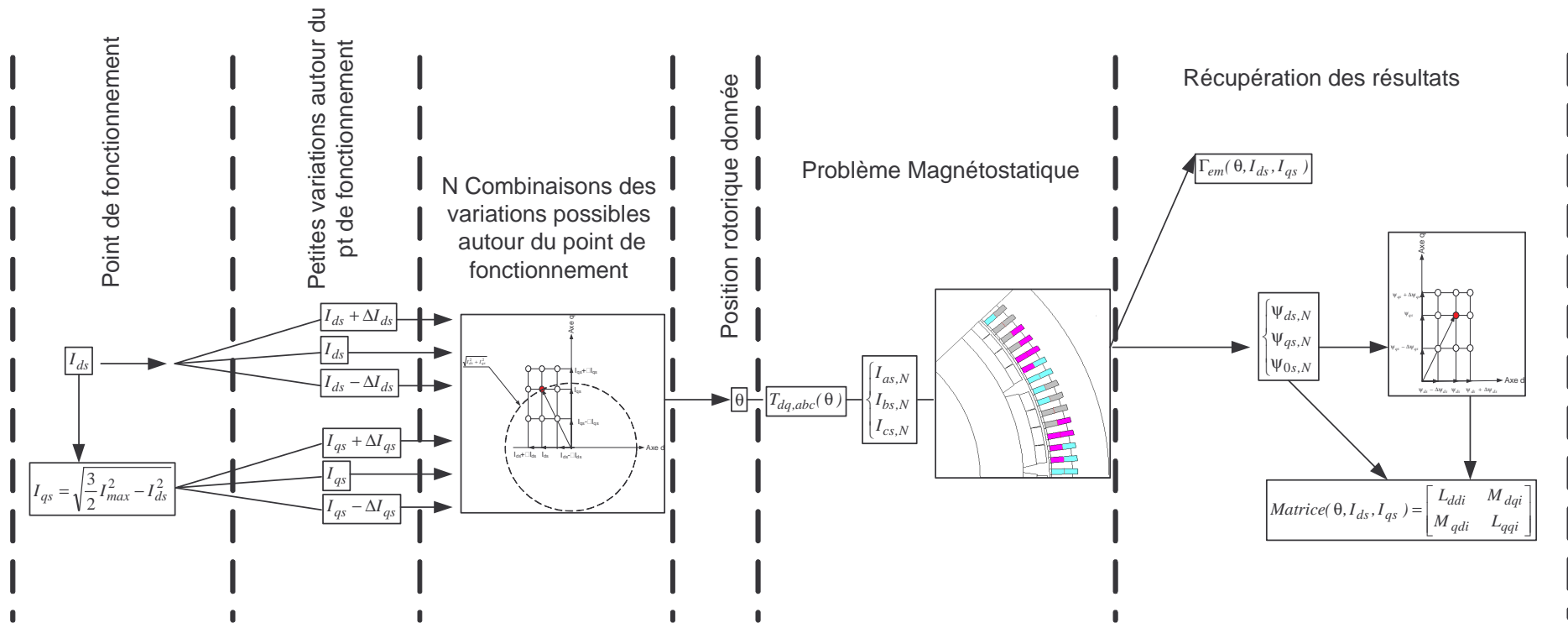


Figure 2.34 : Illustration des étapes de calcul des performances de la machine autour d'un point de fonctionnement

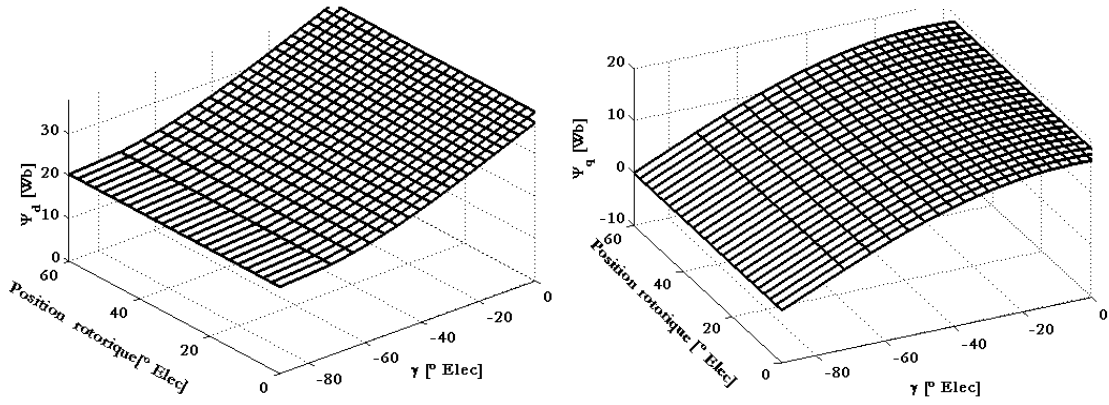


Figure 2.35 : Composante directe et en quadrature du flux en fonction de γ et de la position

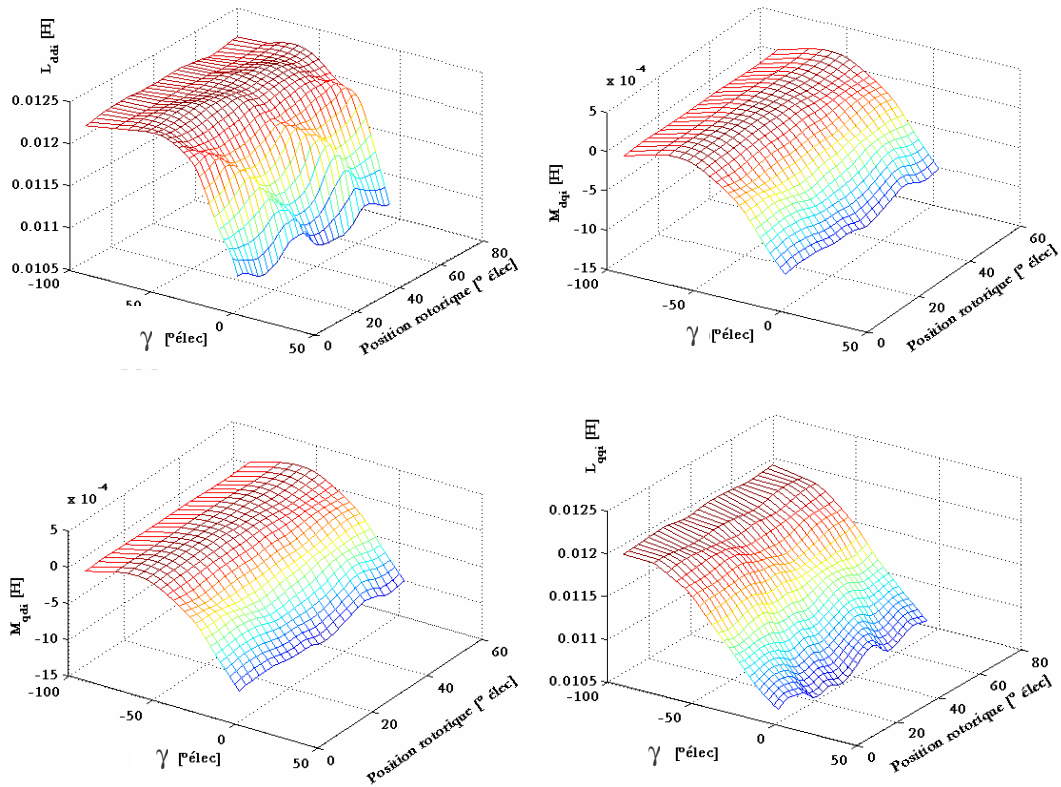


Figure 2.36 : Matrice inductances en fonction du déphasage γ et de la position rotorique

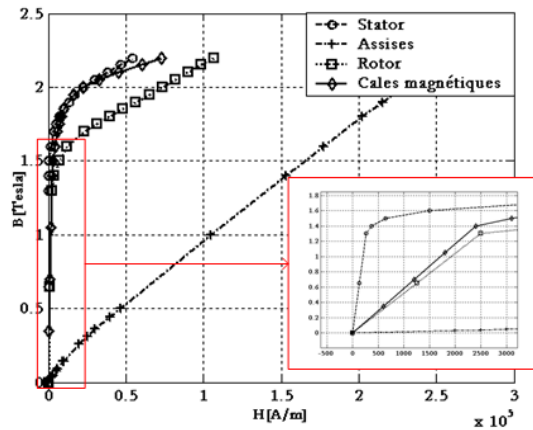


Figure 2.37 : Caractéristiques magnétiques des matériaux utilisés

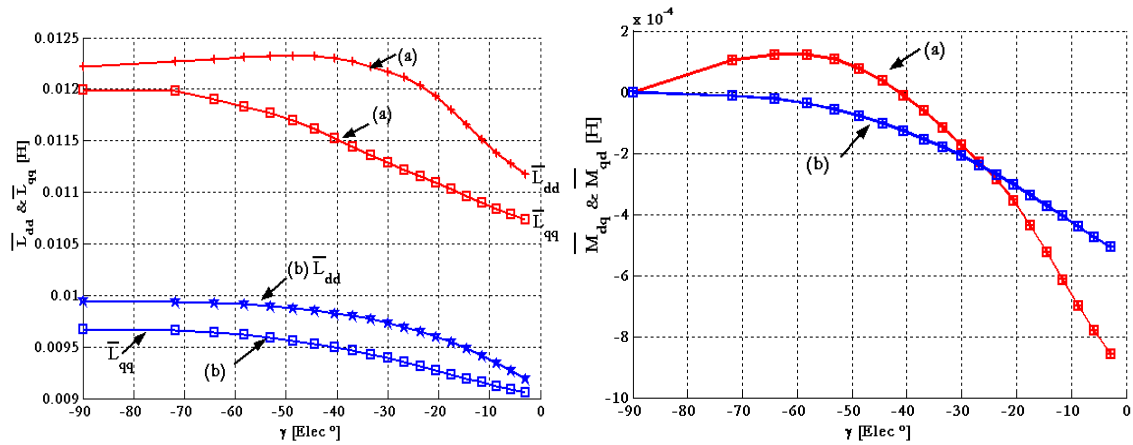


Figure 2.38 : Evolution de \bar{L}_{dd} , \bar{L}_{qq} , \bar{M}_{dq} and \bar{M}_{qd} en fonction de γ
 (a) Avec cales magnétiques, (b) Sans cales magnétiques

La figure (2.38) montre l'évolution des différentes inductances incrémentales (en valeurs moyennes) en fonction du déphasage (γ) et ce, pour deux cas d'études :

- (a) lorsque les isthmes d'encoches sont munies de **cales magnétiques**.
- (b) lorsque les isthmes d'encoches sont munies de **cales amagnétiques**.

La figure (2.38) indique de manière prévisible que la présence des cales magnétiques se traduit par une augmentation des inductances d'axe direct et en quadrature.

L'interprétation du comportement des différentes inductances incrémentales en fonction de l'angle γ est la suivante [58] :

§ Pour les machines dont les isthmes d'encoches sont munies de cales amagnétiques, lorsque l'angle γ varie de -90° vers 0 , les dents situées en face des aimants se saturent progressivement comme l'illustre les cartes de champs de la figure (2.39), les inductances incrémentales propres et mutuelles ont ainsi tendance à diminuer au fur et à mesure (figure (2.38.b)). La composante en quadrature de l'inductance diminue de manière moins prononcée, car la saturation est moins prononcée sur l'axe q .

§ Pour les machines dont les isthmes d'encoches sont munies de cales magnétiques, pour un déphasage de -90° ($I_{ds} = -\sqrt{3/2}\hat{I}_{\max}$, $I_{qs} = 0$), le niveau de saturation est faible dans les dents en face des aimants. Toutefois, on remarque que les isthmes d'encoches ainsi que les cales magnétiques situées au niveau de l'espace inter-polaire, sont très saturées, comme le montre la figure (2.40) de gauche. L'évolution du déphasage de -90° vers -58° révèle une diminution du niveau de saturation dans les cales magnétiques et les isthmes situés sur l'axe q (axe inter-polaire), alors que la majeure partie des dents sur l'axe d (axe des aimants) maintiennent un niveau de saturation quasi identique (moins prononcé) sur l'intervalle $[-90^\circ, -58^\circ]$.

Pour des valeurs moins importantes de l'angle γ , la composante en quadrature du courant devient prédominante et une partie des dents face aux aimants se sature de manière significative, ce qui se traduit par une diminution des différentes inductances.

Cet aspect intéressant montre qu'en présence des cales magnétiques, le comportement magnétique des parties en jeu (dents, isthmes, cales) peut se traduire par une inductance due à

l'effet croisé de saturation de valeur positive en mode de défluxage (lorsque le courant d'axe direct est négatif).

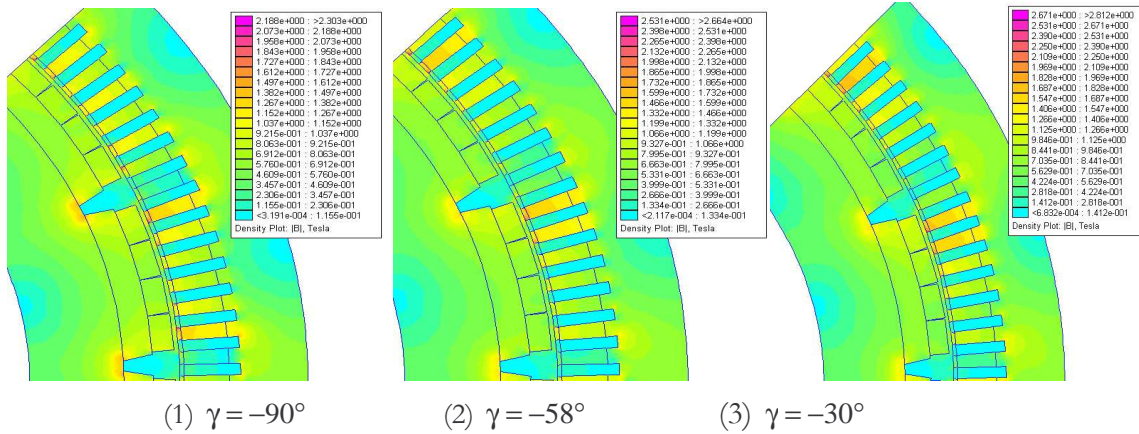


Figure 2.39 : Carte de champs dans le cas (b) en présence de cales non magnétiques

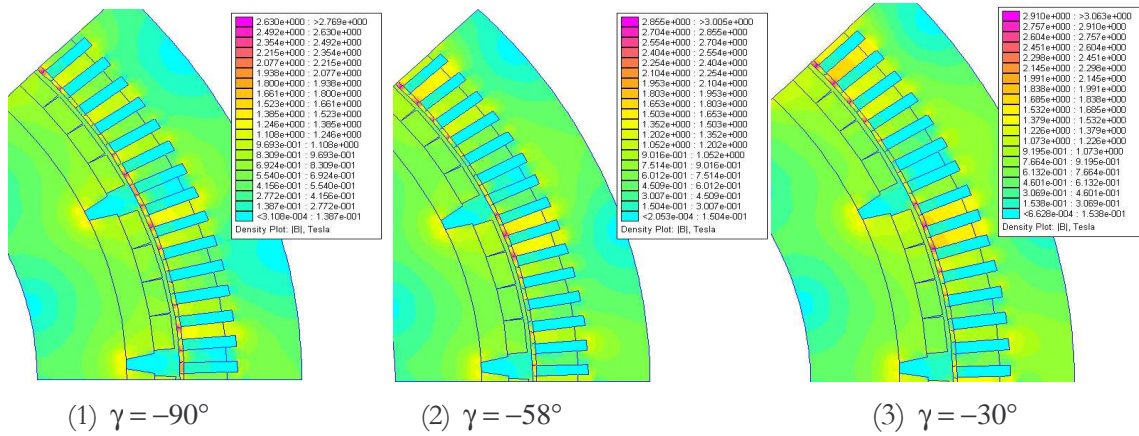


Figure 2.40 : Carte de champs dans le cas (b) en présence de cales magnétiques

2.7.2. Harmoniques de temps

La connaissance des inductances dynamiques, de la résistance et des grandeurs harmoniques de la tension d'alimentation (MLI), permet de résoudre le système d'équations différentielles (II.25). Toutefois, pour faciliter la résolution de ce système on peut admettre certaines hypothèses.

- Au regard de la figure (2.35), on peut considérer que les composantes du flux ne varient pas ou peu avec la position, on peut donc considérer les termes $\frac{\partial \psi_{ds}}{\partial \theta}$ et $\frac{\partial \psi_{qs}}{\partial \theta}$ comme nuls (faible taux d'harmoniques de bobinage).
- Les composantes du flux étant dérivables au moins une fois au voisinage du point de fonctionnement (i_{ds}, i_{qs}), on peut utiliser le développement en série de Taylor d'une fonction à deux variables.

$$\psi_{ds}(i_{ds} + \delta i_d, i_{qs} + \delta i_q) = \psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs}) + \delta i_d \frac{\partial \psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{ds}} + \delta i_q \frac{\partial \psi_{ds}(i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{qs}} \quad (\text{II. 27})$$

$$\psi_{qs}(i_{ds} + \delta i_d, i_{qs} + \delta i_q) = \psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs}) + \delta i_d \frac{\partial \psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{ds}} + \delta i_q \frac{\partial \psi_{qs}(i_{ds}, i_{qs})}{\partial i_{qs}} \quad (\text{II. 28})$$

En utilisant les équations (II.27) et (II.28) dans (II.25), on aboutit au système d'équations différentielles (II.29) [59][60]. La résolution de ce système d'équations permet d'obtenir les composantes harmoniques de courant (i_{dh}, i_{qh}) à partir des composantes harmoniques de tension (V_{dh}, V_{qh})

$$\begin{bmatrix} V_{dh} \\ V_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{L}_{dd} & \bar{M}_{dq} \\ \bar{M}_{qd} & \bar{L}_{qq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\bar{M}_{qd} & -\bar{L}_{qq} \\ \bar{L}_{dd} & \bar{M}_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 29})$$

Connaissant le point de fonctionnement (i_{ds}, i_{qs}), on peut reconstituer les courants à partir de (II.30):

$$\begin{cases} i_d(t) = i_{ds} + \sum_h i_{dh}(t) \\ i_q(t) = i_{qs} + \sum_h i_{qh}(t) \end{cases} \quad (\text{II. 30})$$

On obtient ainsi les grandeurs triphasées du courant (i_a, i_b, i_c) contenant les fondamentales et les harmoniques temps issus du variateur par la transformation de PARK inverse.

De la même manière connaissant les courants et en reconstituant la FÉM à partir des dérivées des flux obtenus précédemment on peut reconstituer le couple à l'aide de la formulation suivante :

$$\Gamma(t) = \frac{\sum_{i=a,b,c} e_i(t) \times i_i(t)}{\Omega} \quad (\text{II. 31})$$

2.7.3. Formes d'onde du courant

La superposition des harmoniques de courant avec le fondamental, permet d'obtenir la forme d'onde du courant de la figure (2.41). Cette dernière est quasi sinusoïdale comme on peut l'observer.

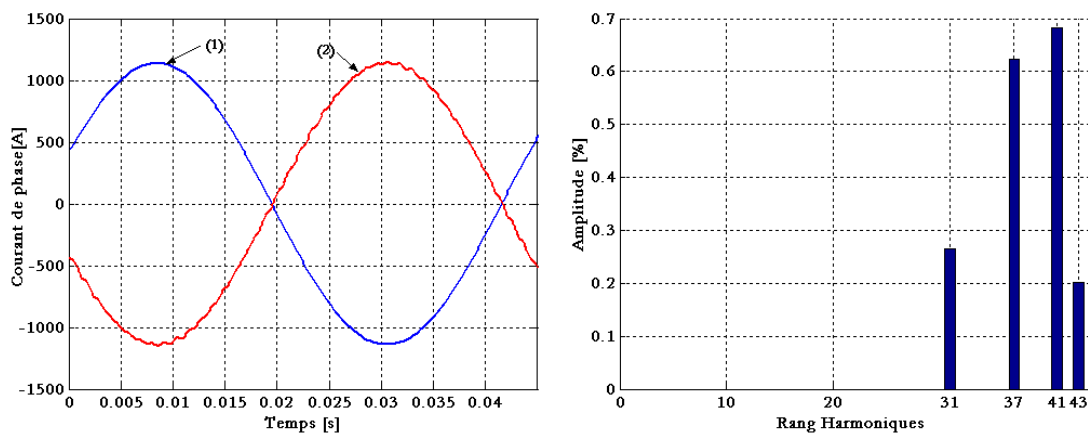


Figure 2.41 : Forme d'onde des courants et analyse spectrale
(1) Alimentation sinusoïdale (2) alimentation MLI

Une fois le courant reconstitué, on obtient le couple à l'aide de l'équation (II.30). Pour vérifier la démarche, nous avons simulé à l'aide d'un logiciel de calcul par éléments finis, pas à pas dans le temps [44], le comportement de la machine à aimants permanents (celle de référence) en présence du fondamental de courant et des principaux rangs harmoniques (au nombre de 4).

Pour des raisons de temps d'exécution, nous avons limité les fréquences prises en compte dans le spectre de la tension appliquée à la même valeur (1000Hz). Par contre, nous avons choisi de maintenir le rapport entre la fréquence de découpage f_d et la fréquence d'alimentation f_s comme étant un multiple de 3, pour éviter de retrouver les principales fréquences de découpage dans le spectre de courant [61]. Le tableau (2.5) résume les principales fréquences de MLI considérées dans nos simulations.

Tableau 2.4 : Fréquence de MLI (tension) considérée

MSAP	
$f_s = 22.666\text{Hz}$	Fréquences MLI
$f_d = 883.974\text{Hz}$	
1	f_d
31	$f_d - 8f_s$
33	$f_d - 6f_s$
37	$f_d - 2f_s$
39	f_d
41	$f_d + 2f_s$
43	$f_d + 4f_s$

Par ailleurs, nous avons choisi de simuler le point de fonctionnement qui permet à la machine de délivrer un couple au voisinage 380kNm soit un angle $|\gamma| \approx 24^\circ$.

2.7.4. Calcul du couple pulsatoire

Les résultats de calcul sont donnés dans la figure (2.42). De visu, on peut remarquer la quasi similitude des formes d'ondes du couple obtenues par éléments finis et par l'approche semi analytique. Le taux d'ondulation du couple (pic à pic) obtenu par éléments finis est de 3.05% alors que celui obtenu semi analytiquement est de 3,17%, soit une différence n'excédant pas 4%.

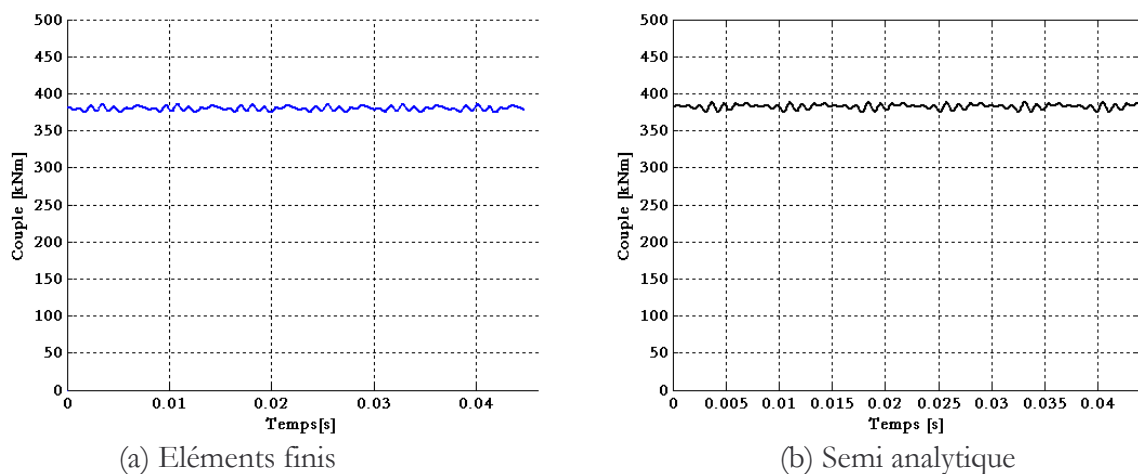


Figure 2.42 : Forme d'onde du couple en présence d'harmoniques de courant

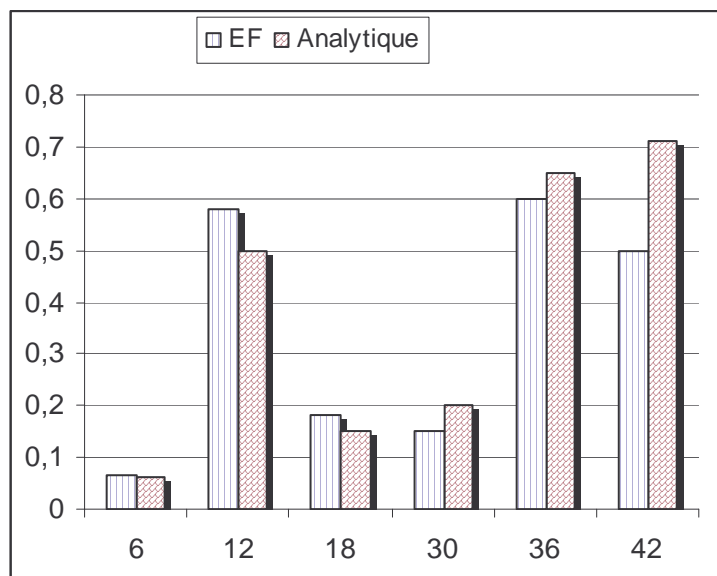


Figure 2.43 : Principaux harmoniques du couple

La figure (2.43) montre que les amplitudes des harmoniques obtenus par éléments finis concordent avec celles des harmoniques obtenus par la méthode semi analytique.

Pour pouvoir séparer les phénomènes d'interaction des harmoniques, nous avons simulé par éléments finis en pas à pas dans le temps le comportement de la MSAP de référence tour à tour avec une alimentation sinusoïdale et puis avec une alimentation par MLI (fondamental+ 4 harmoniques de temps). La figure (2.44) montre à la fois les formes d'onde du couple et les spectres avec une alimentation sinusoïdale et avec une alimentation MLI. Les deux spectres ont été superposés pour pouvoir quantifier la contribution des harmoniques de temps.

En alimentation sinusoïdale, les harmoniques prépondérants dans le couple de la machine à aimants, sont ceux dues à l'interaction des harmoniques de la FÉM avec le fondamental de courant) de rang 6 (136 Hz), 12 (272 Hz) et 18 (408 Hz) et à la denture statorique (couple de détente) de rang 30 (680 Hz).

Les rangs harmoniques 30 (680 Hz), 36 (816 Hz) et 42(952 Hz) sont dus à l'interaction du fondamental de temps de la FÉM avec les harmoniques de MLI de courant et mise à part l'harmonique de denture (de rang 30), l'introduction par la MLI des autres harmoniques de temps n'affecte pas les harmoniques, de rangs bas, déjà existant.

Ainsi, nous pouvons conclure que le modèle développé permet la prise en compte des harmoniques de courant qui dépendent de l'alimentation et de l'état magnétique de la machine. Ces harmoniques contribuent aux ondulations du couple que nous pouvons désormais prédire analytiquement avec un temps de calcul nettement plus faible comparé à celui d'un calcul temporel par éléments finis.

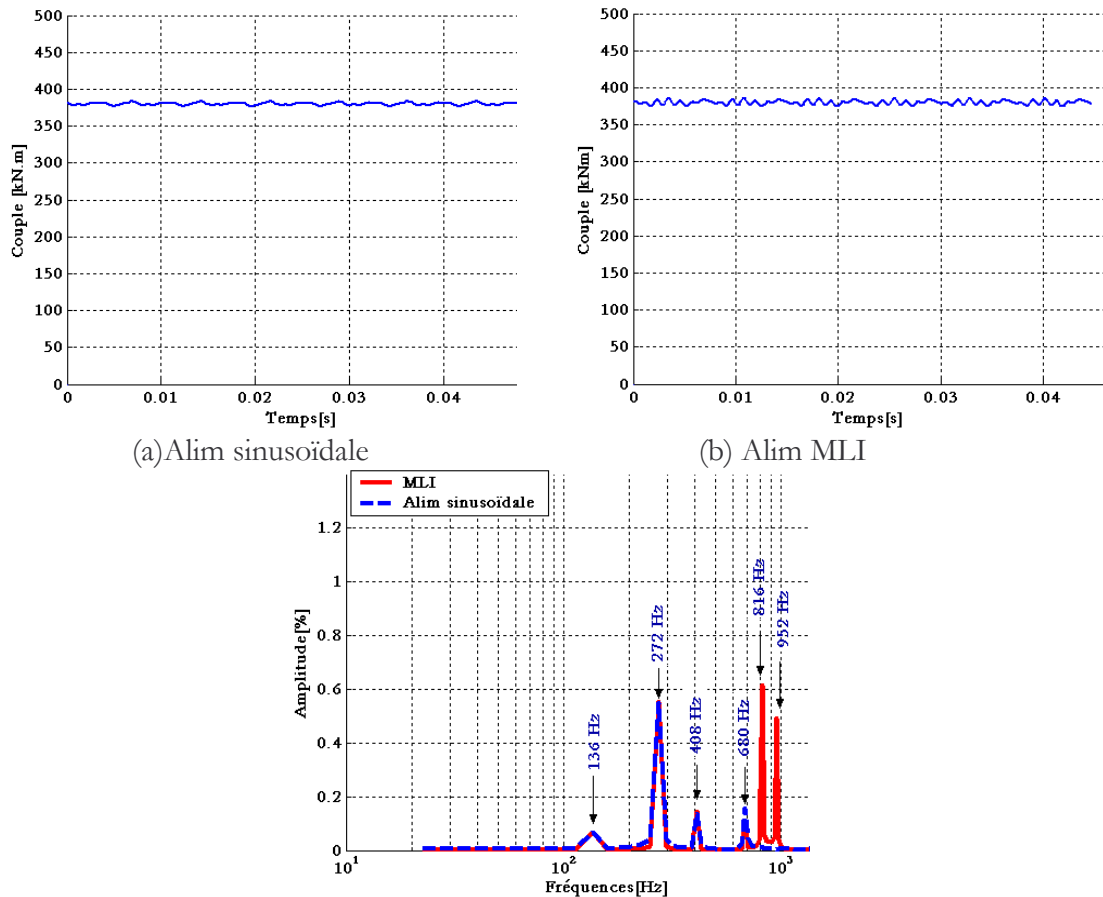


Figure 2.44 : Forme d'onde du couple obtenue par EF et analyse spectrale

2.8. Conclusion

Dans ce chapitre, les démarches de dimensionnement d'une machine à aimants permanents ont été abordées. Certains aspects de dimensionnement, tels que les moyens de réduire les harmoniques de la FÉM à travers un choix approprié du bobinage et de l'épanouissement des aimants, ont été largement détaillés. En effet, l'association d'un type de bobinage à un épanouissement adéquat, permet d'obtenir une FÉM entre phases quasi sinusoïdale, surtout en éliminant ses harmoniques de bas rangs (5 et 7). La segmentation de chaque pôle en plusieurs blocs d'aimants de même polarité ayant une influence sur les harmoniques de rangs supérieurs de la FÉM, un nombre de blocs d'aimants par pôle est choisi en conséquence pour réduire à la fois les harmoniques de rang 11 et 13.

En outre, les moyens de réduire le couple de détente sont aussi présentés. L'effet de l'épanouissement, de la segmentation, de la présence de cales magnétique, mais aussi du choix du nombre d'encoches sur le couple de détente y est démontré à travers un développement analytique mais aussi par des résultats de simulations. La combinaison judicieuse de ces paramètres permet de réduire considérablement le couple de détente. En choisissant une combinaison d'un nombre d'encoches par rapport à un nombre de paires de pôles, nous avons doublé la pulsation du couple de détente. La vérification de l'influence de la segmentation sur les rangs élevés du carré de l'induction, nous a permis de nous conforter dans le choix du nombre de blocs d'aimants qui permet aussi de réduire le rang principal du couple de détente. Naturellement, l'introduction de cales magnétiques a sensiblement réduit l'amplitude du couple de détente. La combinaison de ces différentes actions permet de réduire sensiblement les ondulations du couple sans affecter le couple utile.

L'étude des performances est basée sur trois épanouissements d'aimants choisis en accord avec les observations faites dans la première partie. Le rayon externe, la longueur utile, le courant de phase, et l'entrefer sont également fixés en fonction des contraintes imposées (présentées au chapitre I). De même, le nombre de spires par phase et la hauteur des aimants sont choisis en se basant sur les résultats des études et des analyses présentés en annexe A.

Les résultats de simulation sur la machine de référence (prototype) de la FÉM et du niveau d'induction concordent avec ceux obtenus expérimentalement. Par ailleurs, En simulant un cas de court-circuit triphasé, nous avons constaté le bon dimensionnement des aimants pour un courant de court-circuit de trois fois le courant nominal en régime transitoire. Toutefois un courant plus important en transitoire associé à une température plus élevée risque de démagnétiser les aimants au moins sur les parties au voisinage de l'entrefer et située au milieu de l'épanouissement des aimants.

Pour compléter l'analyse sur la machine de référence, un modèle est développé pour tenir compte des harmoniques de temps du variateur. Ce modèle mis au point permet d'obtenir à la fois la forme d'onde du courant mais aussi la forme d'onde du couple intégrant les harmoniques de temps du variateur. Le modèle se base sur la détermination des inductances dynamiques. Pour ce faire, nous avons étudié le comportement de la MSAP (flux, inductance) en fonction de la variation du déphasage du courant par rapport à la FÉM à vide. Dans ce registre nous avons étudié l'évolution des inductances dynamiques en fonction de ce déphasage et mis en évidence un effet croisé relativement faible.

Par ailleurs, l'étude a permis de mettre en relief un phénomène inhabituel. En effet, en présence de cales magnétiques, pour un fort défluxage, les inductances dues à l'effet croisé ont une valeur positive, de même que l'inductance propre d'axe directe à tendance à augmenter dans la plage de fort défluxage. On a prouvé que la présence des cales magnétiques modifie le comportement de la machine sur une certaine plage de défluxage, la raison réside dans l'évolution de l'état de saturation au voisinage des isthmes, des cales et des dents.

La connaissance des inductances dynamiques, des composantes du flux et des harmoniques de tension, permet de déduire à l'aide des équations en tension, les harmoniques de courant qui superposés au fondamental permet d'obtenir la forme d'onde du courant. Soulignons la forme quasi sinusoïdale du courant reflétant le faible taux harmonique.

La forme d'onde du courant connue, nous avons pu obtenir la forme d'onde du couple pour le point de fonctionnement choisi. Une simulation par élément finis et en pas à pas dans le temps a permis de valider le modèle semi-analytique. On y observe clairement la quasi similitude des formes d'onde du couple et des taux d'ondulation du couple. L'intérêt du modèle semi analytique est sa relative rapidité d'exécution et son aptitude à tenir compte de tous les harmoniques du variateur contrairement aux méthodes temporelles par éléments finis qui nécessite d'une part un maillage très fin et d'autre part un pas de calcul très petit pour pouvoir tenir compte de certains harmoniques de temps de rang élevé d'où un temps de calcul prohibitif.

Dans la suite des travaux, nous retiendrons comme MSAP, celle de référence, elle servira de base de comparaison à l'étude et au dimensionnement de la machine asynchrone, objet du prochain chapitre.

CHAPITRE III :

Etude et Dimensionnement de la Machine Asynchrone

3. CHAPITRE III : LA MACHINE A INDUCTION POUR LA PROPULSION MARINE PAR POD

3.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la modélisation et à l'optimisation de la machine asynchrone. Nous aborderons, étape par étape, les principaux paramètres à prendre en compte dans le dimensionnement de la machine asynchrone. Ayant pour objectif de dimensionner une machine à induction pour la propulsion marine par POD, nous reprendrons le cahier des charges défini pour la machine à aimants permanents, avec toutefois quelques modifications quant aux contraintes imposées à la machine asynchrone.

Nous abordons un premier dimensionnement de la machine asynchrone, en se basant sur un modèle analytique (modèle circuit) au sens des premiers harmoniques et couplé avec le modèle des éléments finis (EF). Ce premier modèle, même s'il permet d'obtenir avec une bonne approximation les principales performances de la machine, ne permet pas de prendre en compte les harmoniques d'espace et de temps.

Afin d'étudier certains aspects de la machine asynchrone, tels que les pertes rotoriques dues aux harmoniques d'espace, un modèle circuit multi harmoniques d'espace (MHE) et mono harmonique de temps, couplé au modèle élément finis, est présenté.

De même, pour considérer les pertes Joule rotoriques dues aux harmoniques d'espace et de temps et pour envisager une estimation assez précise des ondulations du couple générées par ces harmoniques, un modèle circuit mono harmonique d'espace et multi harmoniques de temps (MHT) couplé au modèle éléments finis, est développé.

Un calcul évolutif (pas à pas dans le temps) à l'aide du logiciel Flux2D est effectué pour valider les modèles présentés, notamment les modèles MHE et MHT.

Toujours à l'aide du même outil de calcul, une analyse est effectuée quant aux différentes interactions des harmoniques de temps issus du variateur, de la structure (denture rotorique) et de la saturation et leur effet sur les ondulations du couple est mis en exergue.

3.2. Quelques aspects de dimensionnement de la machine asynchrone

De la même manière que pour la machine à aimants permanents, nous avons fixé un cahier des charges, mutatis mutandis, dans lequel sont définies les performances et les contraintes à respecter lors du dimensionnement. Naturellement, toujours dans la même optique, nous avons fixé des intervalles de variation des paramètres alors que certains paramètres, tel que la longueur utile L_u , resteront fixés.

La machine asynchrone (MAS) est soumise à des contraintes thermiques moins strictes (absence de matériaux très sensibles comme les aimants NdFeB), la température du cuivre, allant jusqu'à 140°C, est autorisée. Par ailleurs, on peut aussi tolérer une densité de courant dans les conducteurs de 5A/mm², sous réserve d'introduire des événements d'aération au sommet de chaque encoche comme le montre la figure (3.1) ; des canaux d'aération sont en outre, judicieusement disposés à la périphérie du moteur.

Toujours en référence à ce qui s'est fait sur la MSAP, nous avons concentré nos efforts sur les performances suivantes :

- Le couple électromagnétique et les moyens d'agir sur le couple volumique.
- Les ondulations du couple en charge et les moyens de leur réduction
- Les pertes

Ce dernier point fait l'objet d'une attention particulière puisque l'on sait que contrairement aux machines à aimants permanents, les machines asynchrones présentent des pertes au rotor relativement importantes. Nous rappelons dans le tableau ci-dessous, les principales contraintes et performances requises :

Tableau 3.1: Cahier des charges de la MAS pour la propulsion POD

Performances	
Tension de phase v_s (V efficace)	3000
Puissance Mécanique P_{mec} (MW)	6.75
Vitesse n (tr/mn)	170
Couple Γ_{moy} (kNm)	380
Contraintes	
Densité de courant J_s (A/mm ²)	≤ 5
Pertes	minimum
Couple pulsatoire	minimum
Température (°C)	<140
Diamètre externe D_e (m)	<2
Entrefer e (mm)	≥ 4

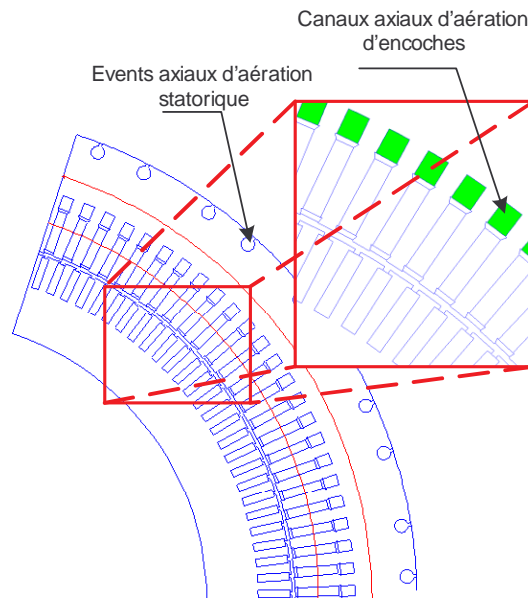


Figure 3.1 : Canaux axiaux d'aération dans la MAS

3.2.1. Principales relations

Dans cette section, on s'applique à rappeler les relations établies de la MAS sans démonstration puisque elles sont largement diffusées dans la littérature scientifique. L'intérêt de reprendre certaines équations est de montrer comment évoluent les performances en fonction de

certain paramètres, ce qui par la suite nous permettra de choisir la plage de variation de ces paramètres.

À partir des équations des tensions statoriques exprimées dans le référentiel statorique et des équations des tensions rotoriques exprimées dans le référentiel rotorique, on a l'habitude de déduire le système d'équations (III.1) ramené au stator (primaire) sous la forme de grandeurs complexes associées aux grandeurs sinusoïdales ainsi que le schéma équivalent au sens du premier harmonique (figure (3.2)) [42][62][63] :

$$\begin{cases} \bar{U}_{1s} = R_s \bar{I}_{1s} + j\omega L_{\sigma s} \bar{I}_{1s} + j\omega L_m (\bar{I}_{1s} + \bar{I}'_{1r}) \\ 0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_{1r} + j\omega L'_{\sigma r} \bar{I}'_{1r} + j\omega L_m (\bar{I}_{1s} + \bar{I}'_{1r}) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

avec :

$$g = \frac{\omega - p\Omega_m}{\omega} = \frac{\Omega - \Omega_m}{\Omega} \quad (\text{III.2})$$

On désigne par :

- ω pulsation statorique,
- $L_{\sigma s}$ inductance cyclique de fuites d'une phase du stator,
- $L'_{\sigma r}$ inductance cyclique de fuites d'une phase du rotor ramenée au stator,
- L'_m inductance magnétisante,
- R'_r résistance d'une phase du rotor ramenée au stator,
- R_s résistance d'une phase du stator,
- g glissement ou l'écart relatif de vitesse du moteur,
- p nombre de paires de pôles du moteur,
- Ω_m vitesse mécanique du moteur.

Dans le schéma équivalent de la figure (3.2), R'_r/g rend compte de la puissance transmise au rotor:

$$P_{tr} = 3 \frac{R'_r}{g} I_r'^2 \quad (\text{III.3})$$

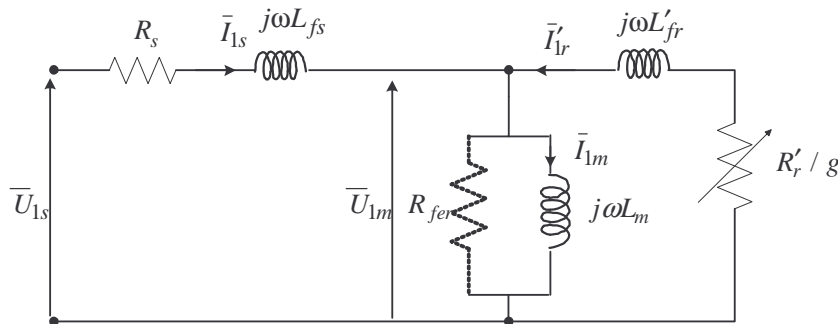


Figure 3.2 : Schéma équivalent de la MAS au sens du premier harmonique

À partir des équations précédentes, on peut déduire l'expression du couple électromagnétique [42][62][63]:

$$\Gamma_{em} = \frac{3R'_r U_{1m}^2}{\Omega (g\omega^2 L_r'^2 + R_r'^2/g)} \quad (\text{III.4})$$

La machine asynchrone est destinée à un fonctionnement à vitesse variable et d'ordinaire on travaille à induction d'entrefer (flux magnétisant) constant ; on travaille donc à U_{1m} / f constant, l'expression (III.4) peut être réécrite de manière suivante :

$$\Gamma_{em} = 3p \left(\frac{U_{1m}}{\omega} \right)^2 \frac{\omega R'_r}{(g \omega^2 L_r'^2 + R_r'^2 / g)} \quad (\text{III.5})$$

Soit donc :

$$\Gamma_{em} = 3p \phi_{1m}^2 \frac{g \omega R'_r}{(g^2 \omega^2 L_r'^2 + R_r'^2 / g)} \quad (\text{III.6})$$

Etant donné que l'alimentation du moteur est assurée par des onduleurs de tension (fréquence variable), la pulsation des courants rotoriques ($g\omega$) est maintenue entre zéro (fonctionnement à vide) et $g_r\omega$ (fonctionnement à couple nominal). Dans cet intervalle $g\omega$ est faible et la relation (III.6) donne

$$\Gamma_{em} \cong 3p \cdot g \omega \cdot \frac{\phi_{1m}^2}{R'_r} \quad (\text{III.7})$$

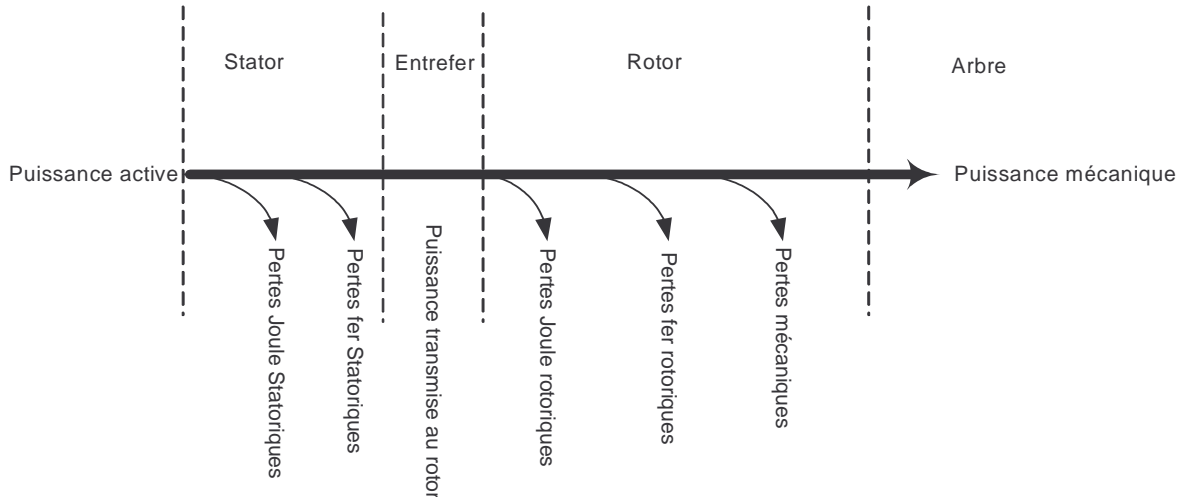


Figure 3.3 : Illustration de l'écoulement de puissance dans la MAS

L'inductance magnétisante est un paramètre électrique important dans le dimensionnement de la machine asynchrone, car elle-même est étroitement liée aux paramètres géométriques comme l'indique la relation (III.8) [63][64]:

$$L_m \propto (k_{b1s} N_s / p)^2 D_a L_u / e' \quad (\text{III.8})$$

où :

p est le nombre de paire de pôles,

D_a est le diamètre d'alésage,

L_u est la longueur utile (axiale),

e' est l'entrefer effectif,

N_s est le nombre de spires en série par phase,

k_{b1s} est le coefficient de bobinage du premier harmonique d'espace.

Par ailleurs, connaissant le rapport de transformation qui lie le stator (primaire) au rotor (secondaire) de la MAS à cage, on peut écrire l'expression de la résistance rotorique ramenée au primaire par [42] :

$$R'_r = \frac{3}{N_{er}} (2N_s k_{b1s})^2 R_r \quad (\text{III.9})$$

R_r est la résistance d'une barre avec ces anneaux,

N_{er} est le nombre d'encoches rotoriques,

En combinant (III.9) et (III.7), on obtient la relation liant le couple électromagnétique aux paramètres géométriques de la machine dans sa zone *de fonctionnement normal* $0 \leq g \leq g_n$:

$$\Gamma_{em} \propto p \cdot g \omega \cdot \left(\frac{1}{k_{b1s} N_s} \right)^2 \frac{N_{er}}{R_r} \phi_{1m}^2 \quad (\text{III.10})$$

où le flux ϕ_{1m} est proportionnel à $(k_{b1s} N_s / p)^2 (D_a L_u / e') I_{1m}$

L'expression (III.10) permet de mettre en évidence les paramètres influant sur le couple électromagnétique au point de fonctionnement nominal.

3.2.2. Règles de dimensionnement

Dans cette section, nous résumons les critères de performances qui seront considérés lors du dimensionnement ainsi que les paramètres géométriques sur lesquels nous pouvons agir. En gardant à l'esprit le cahier des charges, les critères de performances sont principalement :

- Le couple volumique : à savoir le couple nécessaire dans un encombrement minimum.
- Le rendement et le facteur de puissance : agissant sur le courant absorbé et les pertes.
- Le taux d'ondulation du couple.

Les paramètres sur lesquels on peut agir sont :

1. La polarité

Le nombre de paires de pôles est l'un des paramètres les plus influents. En plus de son impact sur les dimensions des culasses, des dents et des têtes de bobine, il a une influence considérable sur l'inductance magnétisante (équation III.8) et par conséquent sur le facteur de puissance et le rendement.

2. Le nombre d'encoches statoriques et le type de bobinage

Le nombre d'encoches statoriques est étroitement lié au nombre de pôles, au nombre de phases mais aussi au type de bobinage à adopter. Rappelons qu'un nombre important d'encoches statoriques accentue la difficulté pratique de mise en œuvre du bobinage ; la condition utilisée pour la MSAP sur le nombre d'encoches ($N_{es} \leq 150$) est aussi valable pour la MAS.

Le choix du type de bobinage conditionne les pertes Joule rotoriques dues aux harmoniques d'espace. Il faut donc judicieusement choisir le bobinage permettant de réduire ces pertes et pour ce faire, nous retiendrons les types de bobinages mentionnés dans le chapitre II, permettant d'atténuer les premiers harmoniques de bobinage. À ce titre, le tableau (3.2) rappelle le nombre

d'encoches statoriques nécessaires pour une polarité et un bobinage fixés (*cf.* chapitre II pour les types de bobinage).

Tableau 3.2: Nombre d'encoches en fonction du bobinage et de la polarité

	Raccourcissement				
	(a)	(b)	(c)	(d)	
Polarité	8	×	×	96	120
	10	×	×	120	150
	12	×	90	144	×
	14	84	105	×	×
	16	96	120	×	×
	18	108	135	×	×
	20	120	150	×	×

Légende : Types de bobinage : **(a)** Pas raccourci 5/6^{ème}, 12 encoches par paire de pôles ; **(b)** Pas raccourci 12/15^{ème}, 15 encoches par paire de pôles ; **(c)** Pas raccourci 10/12^{ème}, 24 encoches par paire de pôles ; **(d)** : Pas raccourci 12/15^{ème}, 30 encoches par paire de pôles

3. *Le nombre d'encoches rotoriques et leurs dimensions*

Le choix du nombre d'encoches rotoriques N_{er} doit être effectué en considérant le nombre d'encoches statoriques N_{es} . En effet, à N_{es} fixé, un choix judicieux de N_{er} permet de réduire le couple parasite et les vibrations [63][64][65]. Dans cette optique, nous avons choisi d'adopter certaines règles largement éditées et commentées qui permettent de minimiser certains effets indésirables [63][64][65].

- Afin de minimiser le couple parasite (couples réductants) la règle suivante est généralement adoptée:

$$mN_{er} - nN_{es} \neq \pm 2k p \quad (\text{III.11})$$

où :

m, n et k sont les nombres entiers,
 p est le nombre de paires de pôles.

- Afin de minimiser les pertes dues aux harmoniques de denture la règle suivante est généralement adoptée par les constructeurs de machines [63][64][65]

$$1.25N_{es} \geq N_{er} > N_{es} \quad (\text{III.12})$$

ou bien

$$N_{es} > N_{er} \geq 0.75N_{es} \quad (\text{III.13})$$

- Afin de minimiser les vibrations et les forces radiales, la règle suivante est généralement adoptée [63][64][65] :

$$|N_{er} - N_{es}| \neq kp \pm r \quad (\text{III.14})$$

k est un nombre entier,

r est l'ordre de la force radiale (ou mode vibratoire) exercé sur le rotor et le stator (figure (3.4)).

Par ailleurs, comme le montre l'expression (III.10), le nombre d'encoches rotoriques (nombre de barres) ainsi que leurs dimensions influencent le couple électromagnétique et naturellement les pertes Joule rotoriques.

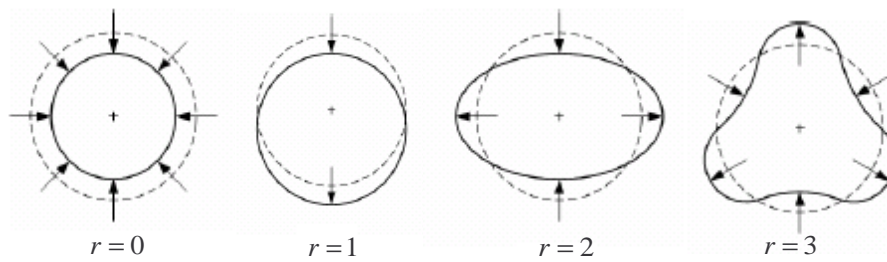


Figure 3.4 : Exemple de modes vibratoire radial (ou ordre de la force radiale)

4. Les autres paramètres

Le rayon d'alésage et le nombre de spires sont des paramètres qui, naturellement, sont choisis de manière à fournir l'induction d'entrefer nécessaire pour avoir le couple électromagnétique. Mais ils sont aussi des paramètres d'ajustement qui permettent d'atténuer, par exemple, l'effet de la polarité sur le courant magnétisant (équation III.8).

Soulignons que les contraintes sur les dimensions des encoches et des conducteurs imposées lors du dimensionnement de la machine à aimants permanents sont reconduites pour la machine asynchrone.

La démarche de dimensionnement adoptée est résumée dans l'organigramme de la figure (3.5).

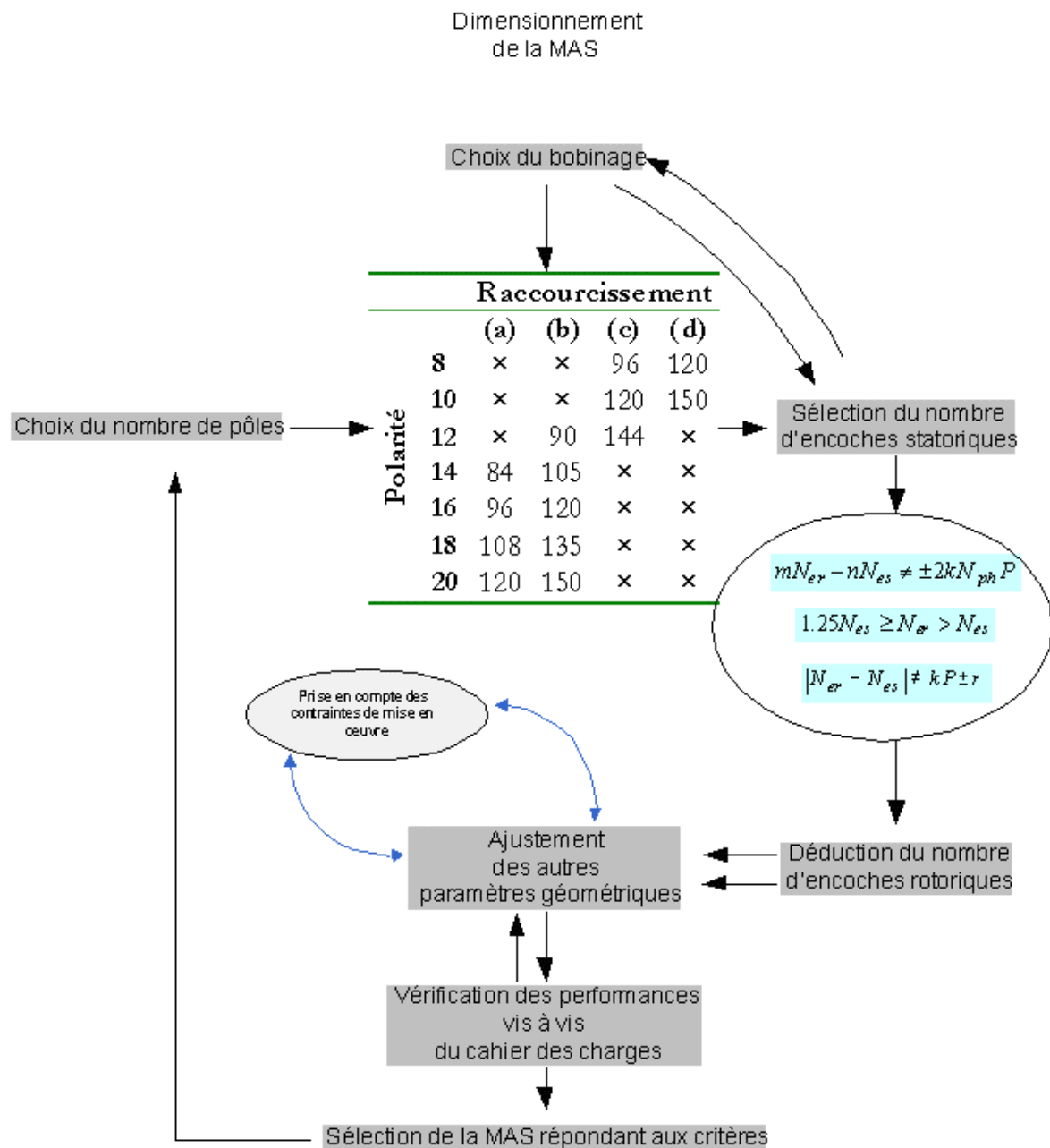


Figure 3.5 : Organigramme de pré-dimensionnement géométrique de la MAS

3.2.3. Classification des harmoniques d'espace et de temps

Avant d'aborder la démarche et le modèle permettant de calculer les performances avec plus de précision, il est nécessaire de distinguer les différents harmoniques d'espace et de temps des différentes grandeurs électromagnétiques de la machine asynchrone. Pour ce faire, nous allons présenter de manière *qualitative*, les principaux harmoniques d'espaces et de temps existant au sein des grandeurs électriques et magnétiques en s'appuyant sur les diverses publications scientifiques ayant abordé ce thème [63][64][65][66][67][68][69].

Ces différentes relations nous permettront par la suite, de comprendre l'origine des différents harmoniques intervenant dans le courant statorique, mais aussi dans le couple, au point de fonctionnement considéré. Ces points seront abordés au moment de l'étude des couples pulsatoires dans la machine asynchrone.

Tableau 3.3: Harmoniques d'espace et de temps des différentes grandeurs avec une alimentation en tension à l'aide d'un onduleur à MLI

Grandeur	Harmoniques de temps	Harmoniques d'espace	Condition d'existence
FMM (référentiel statorique)	$\pm \lambda \frac{N_{er}}{p} (1-g) \mp (\pm 1 \pm 2\eta \pm 6\gamma)$	$\pm \lambda N_{er} \mp (\pm n N_{es} \pm 2\eta p$ $\pm (1 \pm 6k) p)$	
Perméance d'entrefer (référentiel statorique)	$m N_{er} \frac{(1-g)}{p} \pm 2\eta$	$m N_{er} \pm 2\eta p \pm n N_{es}$	
Courants rotoriques	$(\pm 1 \pm 6\gamma) \pm 2\eta - (1-g) \left(\pm (1 \pm 6k) \pm 2\eta \pm n \frac{N_{es}}{p} \right)$		
Courants statoriques	$(\pm 1 \pm 6\gamma) \pm 2\eta \pm (1-g) \left(\frac{\lambda N_{er}}{p} \right)$		
Couple	$\pm (1 \pm 1) \pm 6\gamma \pm 2\eta \pm \lambda \frac{N_{er}}{p} (1-g)$		$\pm (1 \pm 1) p \pm 6kp \pm 2\eta p$ $\pm n N_{es} \pm N_{er} \lambda = 0$

avec $m, k, n, \eta, \gamma, \lambda$ des entiers positifs

- m, λ entiers liés à la denture rotorique
- n entier lié à la denture statorique
- k entier lié aux harmoniques d'espace statoriques
- η entier lié à la saturation
- γ entier lié aux harmoniques de temps du variateur

3.3. Modèle mono harmonique d'espace

Pour un premier dimensionnement, il est intéressant d'adopter une démarche simplifiée de calcul permettant d'avoir de manière relativement rapide les principales performances de la machine. À cet usage, nous avons couplé le circuit mono harmonique (au sens du fondamental) avec le modèle éléments finis. Malgré cette simplicité, le modèle ainsi développé prend en compte les aspects suivants :

- La saturation
- Les pertes fer par un calcul numérique local [70][71].
- La résistance des têtes de bobines ainsi que la réactance de fuite des têtes de bobines
- Des pertes Joule dans les anneaux rotoriques et les parties hors fer: via une correction de la conductivité des barres [45][72].

Cependant le modèle ne tient pas compte des phénomènes secondaires suivant :

- Les pertes supplémentaires dues aux harmoniques d'espace : celles ci seront abordées lors du dimensionnement final avec la mise en œuvre d'un modèle multi harmoniques
- L'évolution de la température dans les conducteurs : celle ci est évaluée à l'aide d'un logiciel développé par Convertteam Motors SA.

Contrairement au cas de la conversion synchrone, où le couple dépend des positions relatives du stator et du rotor, la conversion asynchrone dépend de la vitesse du rotor par rapport à celles des différentes ondes tournantes générées par le bobinage statorique. Pour le calcul de la machine asynchrone, dans l'hypothèse du 1^{er} harmonique de temps et d'espace dominant, nous avons

utilisé une méthode qui consiste à multiplier la conductivité des parties conductrices du rotor par le glissement, puis, de résoudre dans le même référentiel l'équation de diffusion du champ en régime harmonique à la pulsation statorique imposée par l'alimentation (équations (III.15) et (III.16)). Cette méthode, bien que peu précise, présente l'avantage d'être rapide à mettre en œuvre et permet de calculer les grandeurs principales de la machine en régime permanent. L'hypothèse la plus forte de cette méthode est de considérer que les différents harmoniques d'espace ont une pulsation $g\omega$ dans le rotor.

Equation de diffusion du champ au stator :

$$j\omega\sigma\vec{A} + \text{rot}\left(\frac{1}{\mu_r}\text{rot}(\vec{A})\right) = \mu_0\vec{J} \quad (\text{III.15})$$

Equation de diffusion du champ au rotor :

$$j\omega g\sigma\vec{A} + \text{rot}\left(\frac{1}{\mu_r}\text{rot}(\vec{A})\right) = 0 \quad (\text{III.16})$$

\vec{A} le potentiel vecteur
 \vec{J} la densité de courant
 σ la conductivité

Le modèle ainsi établi, permet d'obtenir toutes les performances pour le point de fonctionnement choisi.

Le principe consiste à obtenir le courant statorique du schéma équivalent et de l'introduire comme paramètres d'entrée dans le modèle par éléments finis. En raison de la non linéarité, un processus itératif entre l'analyse par élément finis et l'analyse par circuit équivalent est nécessaire pour trouver le point de fonctionnement associé à la tension de phase donnée.

La procédure peut se résumer comme suit :

1. Dans un premier temps, après avoir introduit des données initiales telles que le glissement, un courant unitaire et une tension nominale, une première analyse en magnétodynamique (en linéaire) est faite permettant d'obtenir la FÉM induite de phase et l'impédance opérationnelle.

$$\bar{Z}_{op} = \frac{j\omega\bar{\Psi}_m}{\bar{I}_{1s}} \quad (\text{III.17})$$

2. Connaissant \bar{Z}_{op} et la tension à appliquer on calcule, via le schéma équivalent par phase, le courant absorbé (correspondant à la tension nominale et au glissement donné).

$$\bar{I}_{s,n} = \frac{\bar{V}_{s,ref}}{\bar{Z}_{op} + (R_s + j\omega L_{tbs})} \quad (\text{III.18})$$

L_{tbs} : inductance de fuite des têtes de bobines

3. Ce courant $\bar{I}_{s,n}$ est réintroduit comme source de champ dans un calcul par éléments finis en tenant compte de la saturation. Une fois l'analyse, en régime saturé, terminée (à glissement donné), on calcule la FÉM induite et la tension de phase (figure 3.6)

$$\bar{V}_{s,n} = (R_s + j\omega L_{tbs})\bar{I}_{s,n} + j\omega\bar{\Psi}_m \quad (\text{III.19})$$

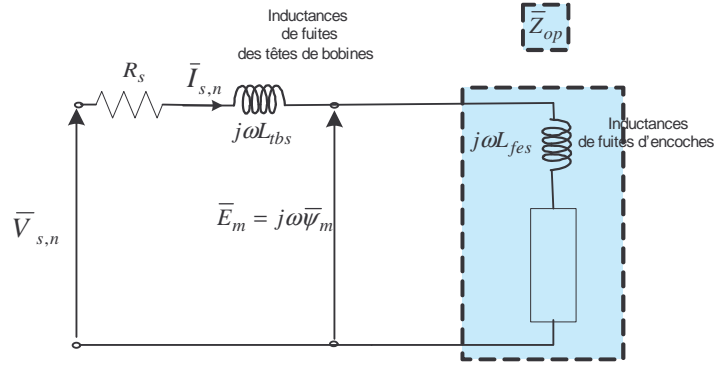


Figure 3.6 : Modèle circuit par phase

4. On vérifie si cette dernière correspond à la tension nominale.

$$\Delta U = \frac{|\bar{V}_{s,n} - V_{s,ref}|}{|\bar{V}_{s,n}|} < \xi \quad (\text{III.20})$$

5. Dans le cas contraire, on corrige la valeur du courant absorbé

$$\bar{I}_{s,n} = \bar{I}_{s,n} \left(1 + \frac{\bar{V}_{s,n} - V_{s,ref}}{\bar{V}_{s,n}} \right) \quad (\text{III.21})$$

Et on réitère le calcul à partir de l'étape 3

6. Le processus itératif est arrêté lorsque le critère de convergence (étape 4) est atteint.

Finalement, nous calculons les performances de la machine (couple, puissance, rendement, pertes...). La procédure peut se répéter pour un nouveau glissement, en injectant toutefois le courant final obtenu pour le glissement précédent afin d'accélérer la convergence.

Une comparaison est effectuée avec les résultats obtenus par le logiciel Flux2D, l'analyse est faite dans un premier temps en linéaire et le couple est calculé par éléments finis sans tenir compte des pertes fer.

La figure (3.7) montre la caractéristique du couple et du courant en fonction du glissement de 4 cas d'étude. En effet, nous avons comparé les résultats obtenus :

- Par le logiciel Flux2D, en magnétodynamique couplé avec un modèle circuit externe, la résistance hors fer et la résistance des anneaux de court-circuit sont introduites via le modèle circuit.
- Par notre modèle, mais sans la prise en compte des anneaux de court-circuit ni de la résistance hors fer dans le calcul par EF.
- Par le logiciel Flux2D, en magnétodynamique couplé avec un modèle circuit externe, introduisant une modification de la conductivité des barres pour tenir compte à la fois des anneaux de court-circuit, mais aussi des parties hors fer qui ne sont pas considérées dans l'analyse 2D.
- Par notre modèle développé en introduisant une modification de la conductivité des barres pour tenir compte à la fois des anneaux de court-circuit, mais aussi des parties hors fer qui ne sont pas considérées dans l'analyse 2D.

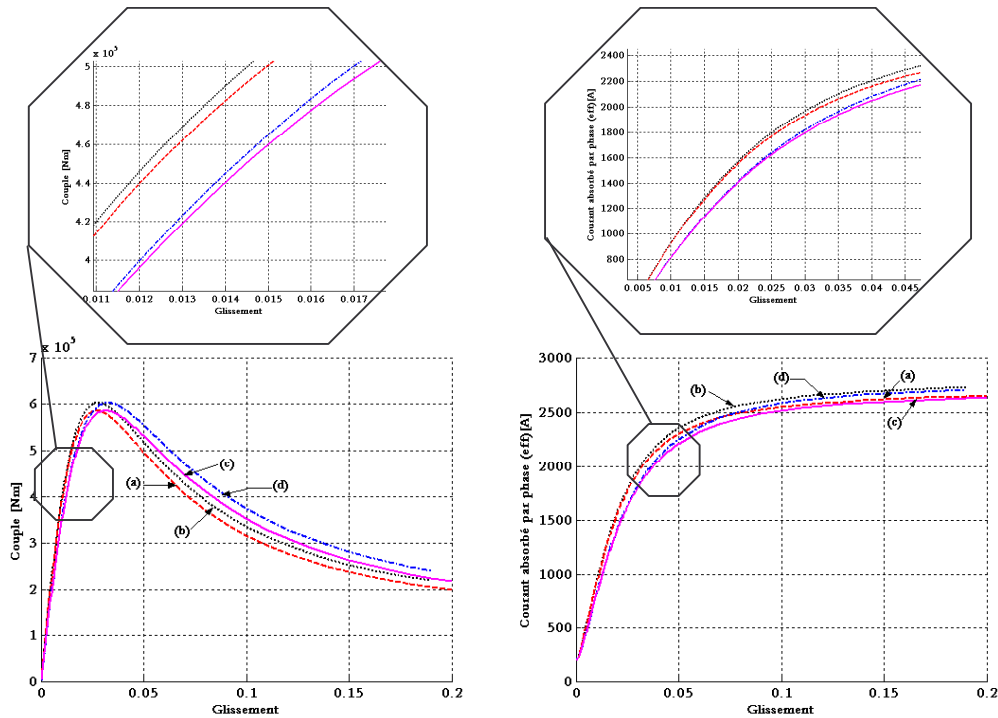


Figure 3.7 : Caractéristique du couple et du courant en fonction du glissement d'une MAS

L'introduction d'une correction sur la conductivité (35MS/m au lieu de 40MS/m) pour tenir compte des parties hors fer et couronnes se traduit par une diminution du couple à faible glissement (dans la zone stable ou quasi linéaire), le couple étant inversement proportionnel à la résistance rotorique (*cf.* équation (III.7)).

Par ailleurs, la correction se traduit par un couple plus important dans la zone instable comprise entre le couple max et $g = 0.2$.

Le couple max n'étant pas lié à la résistivité, on voit bien que les maximums pour le cas (a) et (c) sont identiques (*idem* pour le cas (b) et (d)).

Par contre, on observe que le glissement correspondant au couple max est plus important pour le cas (a) (*resp.* (d)) puisque le glissement à couple max est proportionnel à la résistance rotorique.

Les résultats de la courbe (a) sont quasi identiques avec ceux de la courbe (b) dans la zone stable entre $g = 0$ et le couple max. Ce qui implique que les résistances (hors fer et couronnes), introduites via le modèle circuit dans Flux2D, sont relativement faibles pour changer le comportement magnétique de la machine.

Dans le cas où l'on introduit les résistances hors fer et des couronnes en corrigeant la conductivité des barres (cas (a) et (d)), le comportement de la machine dans la zone stable est quasi identique pour les deux cas (cas (a) et (d)), le mode de calcul étant identique.

3.4. Modèle multi harmoniques d'espace (MHE)

Dans la section précédente nous avons présenté un modèle permettant d'avoir les principales performances en un point de fonctionnement donné. Cependant, ce modèle souffre d'incertitudes sur les pertes Joule au rotor. En effet, la principale hypothèse étant que tout les harmoniques d'espace pulsent à la même fréquence que le fondamental, les pertes ainsi que le couple au point de fonctionnement seront mal estimés. Afin d'y remédier, nous avons adopté une démarche inspirée de travaux précédents [63][65][72], qui permet d'évaluer les pertes dues aux

principaux harmoniques d'espace. Nous, expliquerons, par la suite, les points forts et les points faibles de cette démarche.

3.4.1. Introduction

Les harmoniques d'espace à considérer sont diverses, dans la littérature on distingue [63][65][72][73][74]

- Les harmoniques de bobinages, issus des courants circulant dans le bobinage statorique.
- Les harmoniques de la FMM d'encoches ou de zigzag, dus à la distribution des courants dans un nombre finis d'encoches, la période spatiale est comparable au pas dentaire.
- Les harmoniques de la perméance d'encoches, dus à la seule présence d'encoches sur les armatures statoriques et rotoriques.

L'approche adoptée s'inspire d'une démarche détaillée dans [73] et qui conduit directement au schéma équivalent en chaîne de la machine asynchrone [63][74].

Ce schéma malgré ses imperfections, donne toutefois une vision globale et prend en compte les aspects physiques des différents phénomènes. En effet, sur le schéma équivalent de la figure (3.8), chacune des impédances mises en série est rattachée à une classe d'harmoniques cités ci-dessus.

L'établissement du schéma équivalent avec mise en série des impédances harmoniques d'espace part du principe suivant :

Si un certain harmonique d'espace de la FMM statorique d'ordre h produit dans le spectre de la FMM rotorique un harmonique de même ordre, ces harmoniques produisent le couple asynchrone constant. Ainsi, la machine asynchrone peut être représentée par une série de machines asynchrones de différentes polarités (correspondant aux harmoniques d'espace) liées mécaniquement et dont le stator est connecté en série.

L'une des hypothèses de travail suppose que le niveau de saturation est imposé par le fondamental de temps et d'espace, la méthode de superposition peut alors être adoptée, si l'on considère que les harmoniques d'espace (et de temps) n'affectent pas l'état de saturation.

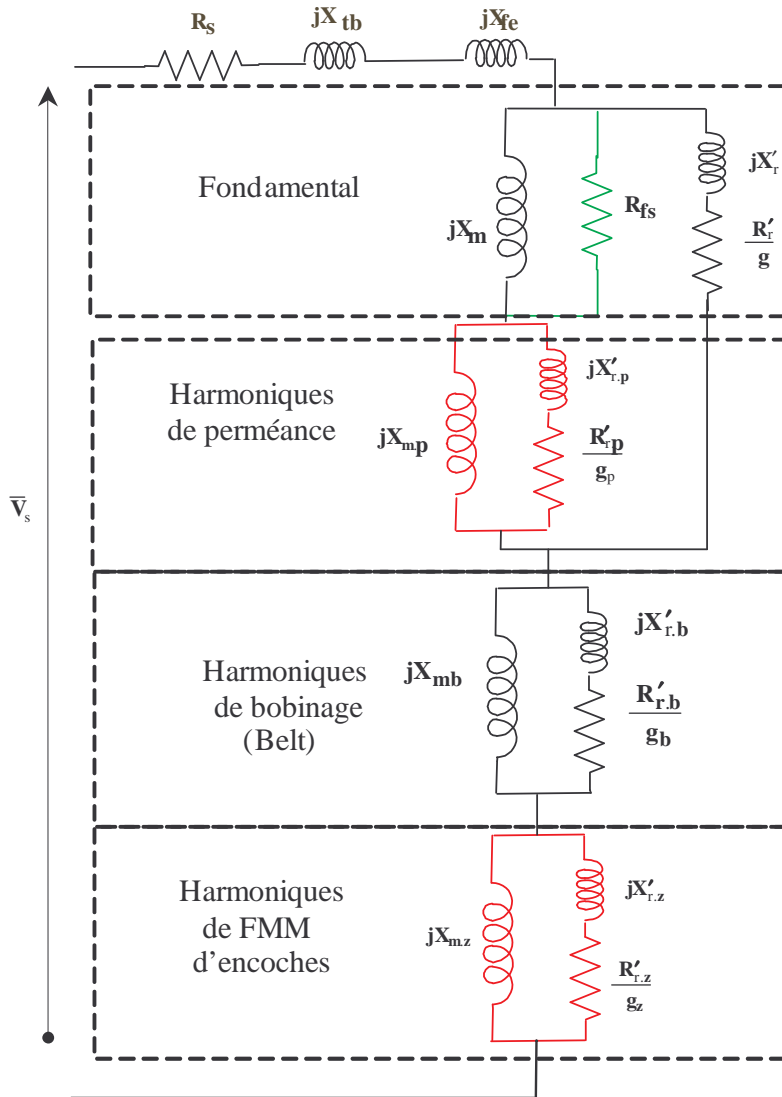


Figure 3.8 : Circuit équivalent d'une MAS à cage en tenant compte des harmoniques d'espace

R_s	Résistance statorique
R'_r	Résistance rotorique du fondamental ramené au primaire
$R'_{r,p}$	Résistance rotorique des harmoniques de perméance ramené au primaire
$R'_{r,z}$	Résistance rotorique des harmoniques de FMM d'encoches ramené au primaire
$R'_{r,b}$	Résistance rotorique des harmoniques de bobinage ramené au primaire
R_{fs}	Résistance équivalente des pertes fer statoriques
X_{tb}	Réactance de fuites des têtes de bobines statoriques
X_{fe}	Réactance de fuites d'encoches
X_m	Réactance magnétisante du fondamental
$X'_{r,p}$	Réactance de fuites rotoriques des harmoniques de perméance ramené au primaire
$X_{m,p}$	Réactance magnétisante des harmoniques de perméance
$X'_{r,b}$	Réactance de fuites rotoriques des harmoniques de bobinage ramené au primaire
$X_{m,b}$	Réactance magnétisante des harmoniques de bobinage
$X'_{r,z}$	Réactance de fuites rotoriques des harmoniques de d'encoches ramené au primaire
$X_{m,z}$	Réactance magnétisante des harmoniques de FMM d'encoches
V_s	Tension de phase statorique

L'effet d'un harmonique particulier peut être alors représenté, par un circuit équivalent traversé par le courant statorique, on aboutit au schéma équivalent de la figure (3.8). Les différents éléments du schéma équivalent sont calculés par des formulations analytiques corrigées par des coefficients empiriques [63][65].

Les harmoniques de perméance sont liés à l'induction d'entrefer en régime saturé, ils sont donc associés en série avec la branche magnétisante. Malgré l'intérêt de ce modèle physique, il peut être difficilement adapté au programme basé sur le calcul de champ par éléments finis que nous utilisons.

3.4.2. Méthode de décomposition spectrale des courants

Le champ dans l'entrefer d'une machine asynchrone est directement lié à la densité superficielle de courant créée sur l'alésage statorique. L'étude des harmoniques d'espace de cette densité montre que l'on peut établir un lien avec les courants dans les encoches par Transformation de Fourier Discrète (TFD) [73]. On envisage alors, d'utiliser une méthode de décomposition - recombinaison par TFD pour traiter les problèmes multi harmoniques. La démarche consiste alors à déterminer la TFD des ampères-tours totaux dans les encoches et de calculer séparément les champs produits par chaque distribution harmonique de courant.

3.4.2.1. Décomposition des courants dans les encoches

Connaissant la structure du bobinage, on peut déterminer les ampères-tours totaux \bar{i}_k , $k = 0, \dots, N_{es} - 1$, dans les encoches statoriques régulièrement réparties sur 2π . La TFD des \bar{i}_k s'écrit:

$$\bar{J}_h = \sum_{k=0}^{N_{es}-1} \bar{i}_k e^{(j h k \frac{2\pi}{N_{es}})} ; h = 0, \dots, N_{es} - 1 \quad (\text{III.22})$$

La relation (III.22) implique que la TFD inverse permet de retrouver les courants d'encoches :

$$\bar{i}_k = \frac{1}{N_{es}} \sum_{h=0}^{N_{es}-1} \bar{J}_h e^{(-j h k \frac{2\pi}{N_{es}})} ; k = 0, \dots, N_{es} - 1 \quad (\text{III.23})$$

ainsi, l'harmonique de rang h est donné par la distribution des courants dans les encoches qui conduit à :

$$\bar{i}_{hk} = \frac{\bar{J}_h}{N_{es}} e^{(-j h k \frac{2\pi}{N_{es}})} ; k = 0, \dots, N_{es} - 1 \quad (\text{III.24})$$

On remarquera dans l'équation (III.22) que si l'on remplace h par $mN_{es} - h$ ($m \geq 1$) on obtient le conjugué \bar{J}_h^* et si on remplace h par $mN_{es} + h$ on obtient \bar{J}_h :

$$\begin{cases} \bar{J}_h = \bar{J}_{mN_{es}-h}^* \\ \bar{J}_h = \bar{J}_{mN_{es}+h} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

En effet, pour chaque harmonique de rang h on retrouve dans le spectre des \bar{i}_k , les ondes h et $mN_{es} \pm h$ ($m \geq 1$).

N_{es} : Nombre d'encoches statoriques sur toute la machine

h : l'harmonique d'espace défini par ph_s avec p le nombre de paires de pôles et h_s l'harmonique d'espace ramené à une paire de pôles.

3.4.2.2. Exemple d'illustration

Pour illustrer l'approche présentée ci haut, nous considérons une machine à 24 encoches et une paire de pôles, à pas d'enroulement $10/12^{\text{ème}}$ à deux couches. La répartition des courants dans

les encoches a l'allure indiquée sur la figure (3.9) lorsque la machine est alimentée par un système triphasé équilibré de courant d'amplitude 1 Ampère.

Le spectre harmonique obtenu par TFD (équation III.22) des courants dans les encoches est donné par la figure (3.10). Nous avons inclus également les harmoniques qui correspondent à l'onde inverse ($h - N_{es}$). La valeur négative des rangs de l'harmonique dans la figure illustre uniquement que l'onde correspondante est inverse.

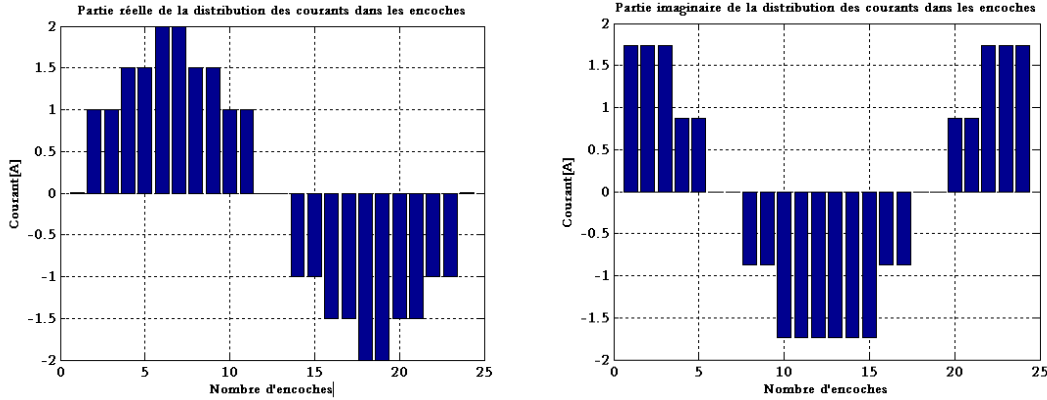


Figure 3.9 : Distribution des courants dans les encoches

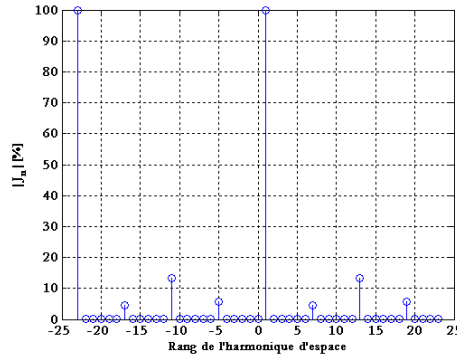


Figure 3.10 : Spectre obtenu par TFD des courants en pourcentage du fondamental

Soulignons que les spectres illustrés par la figure ci-dessus sont ceux des courants d'encoches, comme étant une liste de 24 nombres complexes. La densité superficielle de courant équivalente est affectée d'un coefficient de filtrage de l'encoche. Les harmoniques de la FMM sont encore atténués par un facteur $1/h$. En effet, d'après la figure (3.10), l'harmonique (-5) et l'harmonique 19 ont la même amplitude mais les harmoniques 5 et 19 de la FMM sont dans un rapport $\frac{\sin(5\epsilon/2)}{5(5\epsilon/2)} \frac{19(19\epsilon/2)}{\sin(19\epsilon/2)} \approx 5$.

Le calcul des harmoniques allant de rangs $-N_{es}/2$ à $N_{es}/2$ (-11, -5, 1 et 7) suffit pour la représentation de tout le spectre.

En appliquant la TFD inverse, on obtient la distribution des densités de courant correspondant aux harmoniques 1, 5, 7 et 11 dans les encoches comme l'illustre la figure (3.11).

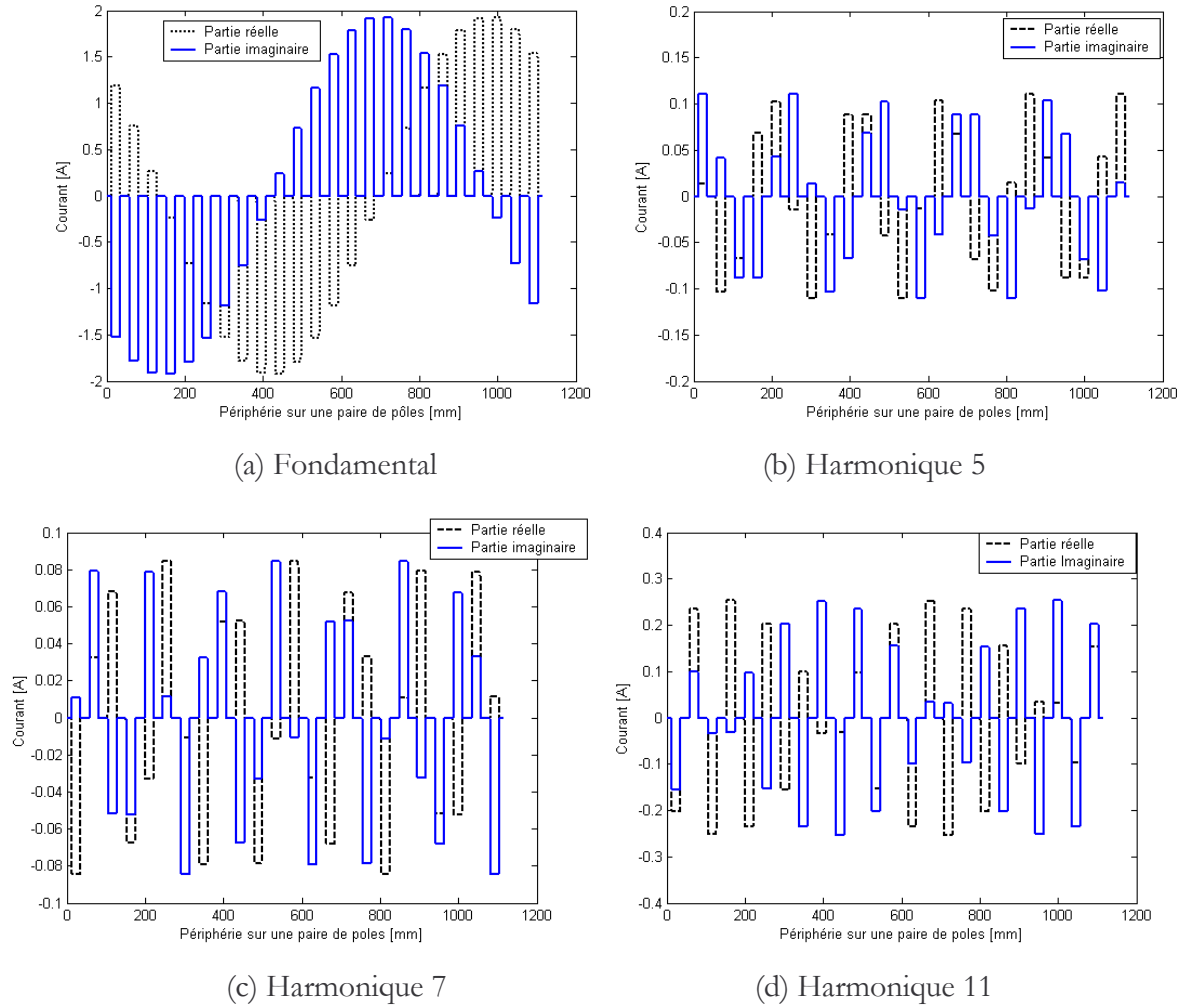


Figure 3.11 : Distribution des densités de courant du fondamental et des harmoniques dans les encoches

L'harmonique h , issu du calcul par TFD, contient les informations concernant les harmoniques de rang $mN_{es} \pm h$. Pour illustrer le phénomène, nous avons calculé le spectre harmonique des distributions des courants harmoniques de rang h (1, 5, 7 et 11 de la figure (3.11)) jusqu'à un ordre très élevé. On obtient les résultats indiqués sur la figure (3.12).

On s'aperçoit que dans chacune des distributions harmoniques de rang h (obtenues par la TFD), il apparaît non seulement l'harmonique de rang h , mais aussi comme prévu, tout les harmoniques de rang $mN_{es} \pm h$, $m \geq 1$, qui sont affectés d'un coefficient $h/(mN_{es} \pm h)$.

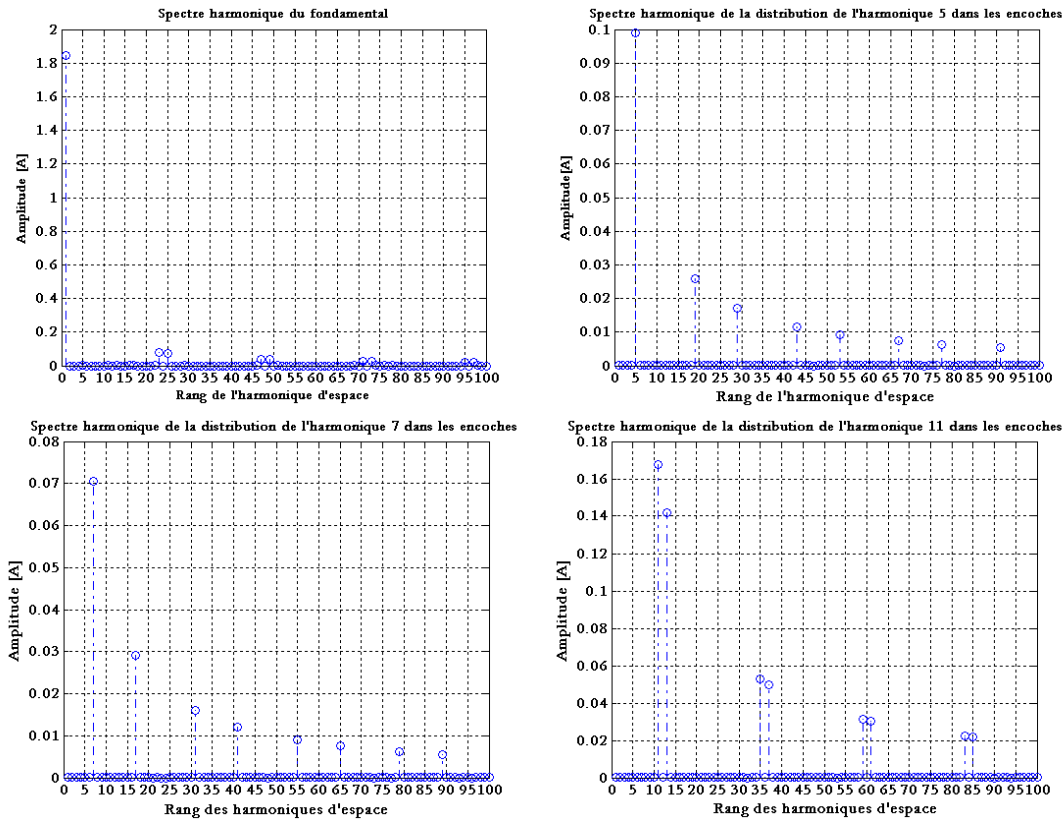


Figure 3.12 : Spectre de chaque distribution harmonique.

3.4.3. Modèle circuit associé à la décomposition en série de Fourier discrète

L'objectif de ce paragraphe est de présenter un modèle circuit dont les éléments peuvent être identifiés par un calcul de champ utilisant les éléments finis. Pour cette raison, la géométrie réelle du circuit magnétique de la machine doit être préservée. La répartition réelle des courants dans les encoches statoriques comporte des harmoniques d'espace qui peuvent être regroupés dans un nombre fini de classes d'harmoniques bien définies. À titre d'exemple, pour une machine à 24 encoches et une paire de pôles, nous pouvons classer les harmoniques d'espace de bobinage comme l'indique le tableau (3.4). D'après ce tableau, pour une machine à 24 encoches et une paire de pôles il existe 4 classes d'harmoniques dont les rangs sont [75]:

$24m \pm 1$; $24m \pm 5$; $24m \pm 7$; $24m \pm 11$ avec $m \geq 0$; en sachant que les multiples de 3 n'interviennent pas dans les machines triphasées équilibrées.

Chaque classe d'harmoniques comprend un harmonique principal et d'autres secondaires liés au nombre d'encoches statoriques (pour notre cas 24).

Un moyen simple pour décomposer la répartition réelle des courants en ces classes d'harmoniques, est de décomposer la répartition réelle en série de Fourier discrète sur une base de dimension égale au nombre d'encoches.

Nous développerons alors un modèle de type circuit comprenant plusieurs impédances en série dont chacune correspond à une classe d'harmoniques. Chaque impédance est identifiée par éléments finis en plaçant la distribution de courant harmonique associé dans les encoches réelle du stator.

Le schéma équivalent adopté sera donc celui illustré par la figure (3.13).

Tableau 3.4 : Classement des harmoniques

1	5	7	11
23	19	17	13
25	29	31	35
47	43	41	37
49	53	55	59
...

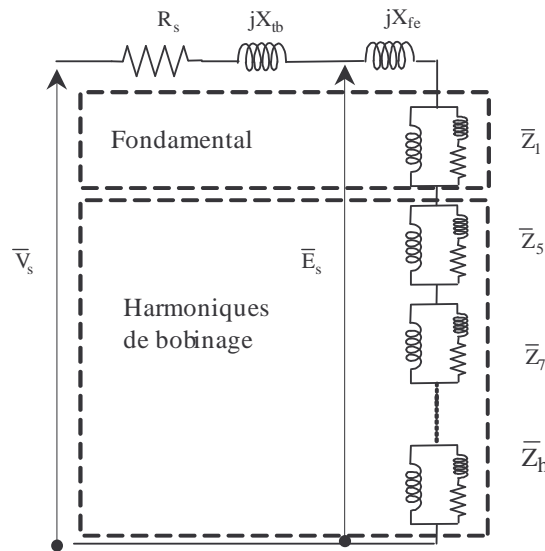


Figure 3.13 : Circuit équivalent de la MAS à cage en tenant compte des harmoniques de bobinage

3.4.4. Approche de calcul des pertes et du couple résultant

Dans le précédent paragraphe nous avons adopté un modèle circuit incluant les harmoniques d'espace. Reprenons le modèle tel que présenté dans la figure (3.13) sans tenir compte, dans un premier temps, de la résistance correspondant aux pertes fer. La démarche consiste à identifier l'impédance \bar{Z}_{h_s} de chaque rang harmonique h_s . Les étapes de la résolution du problème sont détaillées ci-après.

1. On calcule en magnétostatique l'inductance de fuite d'encoche ce qui nous permet d'avoir la réactance de fuite d'encoche \bar{X}_{fe} (figure 3.13). La réactance des têtes de bobine \bar{X}_{tb} et la résistance statorique R_s sont calculées analytiquement.
2. À chaque valeur du glissement, on détermine le courant I nécessaire pour un fonctionnement à tension constante et à vitesse nominale constante. Pour ce faire, l'approche mono harmonique d'espace est appliquée pour obtenir le courant absorbé. Ce dernier est décomposé par TFD en utilisant l'expression (III.22).
3. On détermine pour chaque rang harmonique d'espace (jusqu'au rang $N_{es}/2p$) la distribution des courants dans les encoches par (III.24).
4. On impose la distribution harmonique de rang h_s et on résout le problème à fréquence du fondamental tout en multipliant la conductivité des barres par le glissement g_{h_s} . Le glissement

de l'harmonique $h_s = 1 \pm 6k$ est défini en fonction du glissement g du fondamental par la relation suivante :

$$g_{h_s} = 1 - h_s(1 - g) \quad (\text{III.26})$$

(h est pris en valeur algébrique).

5. On calcule la puissance \bar{S}_{h_s} et on déduit l'impédance \bar{Z}'_{h_s} :

$$\bar{Z}'_{h_s} = \frac{\bar{S}_{h_s}}{3I_{h_s}^2} \quad (\text{III.27})$$

(J_{h_s} étant l'amplitude de l'harmonique de rang h_s d'espace).

6. On calcule \bar{Z}_{h_s} en soustrayant les fuites d'encoches de \bar{Z}'_{h_s} et en multipliant par le rapport des carrés des courants $(J_{h_s} / J_1)^2$. Le rapport $(J_{h_s} / J_1)^2$ provient du principe de conservation des puissances

$$\bar{S}_{h_s} = 3(\bar{Z}'_{h_s} - jX_{fe})J_{h_s}^2 = 3\bar{Z}_{h_s}J_1^2 \quad (\text{III.28})$$

7. On reprend les étapes 3 à 6 pour chaque harmonique

8. Une fois les impédances \bar{Z}_{h_s} déterminées on reconstitue le schéma de type circuit de la figure (3.13) afin de déterminer le courant absorbé \bar{I}_s à tension donné :

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{V}_{sn}}{R_s + j(X_{tb} + X_{fe}) + \sum_{h_s} \bar{Z}_{h_s}} \quad (\text{III.29})$$

9. On calcule la puissance apparente complexe absorbée dans chacune des « impédances harmoniques » :

$$\bar{S}'_{h_s} = 3\bar{Z}_{h_s}I_s^2 \quad (\text{III.30})$$

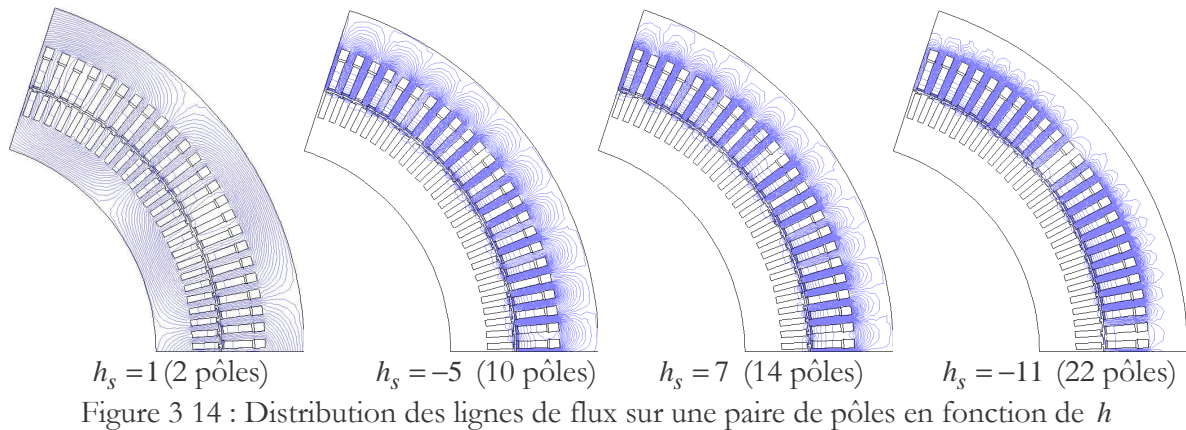
10. On déduit les pertes Joule rotoriques dues à chaque harmonique d'espace :

$$P_{jr_{h_s}} = \Re(\bar{S}'_{h_s})g_{h_s} \quad (\text{III.31})$$

11. On déduit le couple correspondant :

$$C_{h_s} = \frac{\Re(\bar{S}'_{h_s})}{\omega_s / h_s p} \quad (\text{III.32})$$

h étant en valeur algébrique



De la figure (3.14), qui représente la distribution des lignes de flux sur une paire de pôles, on peut aisément observer le nombre de pôles des harmoniques d'espace pris en compte.

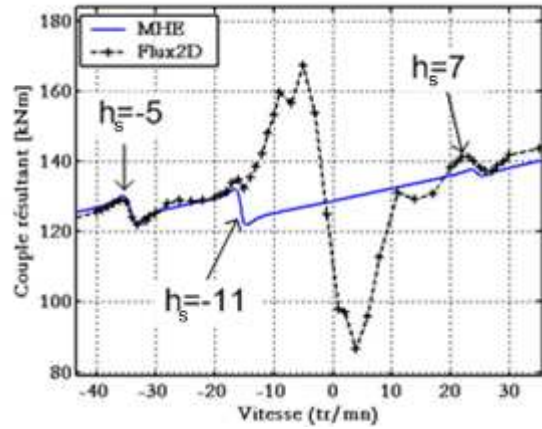
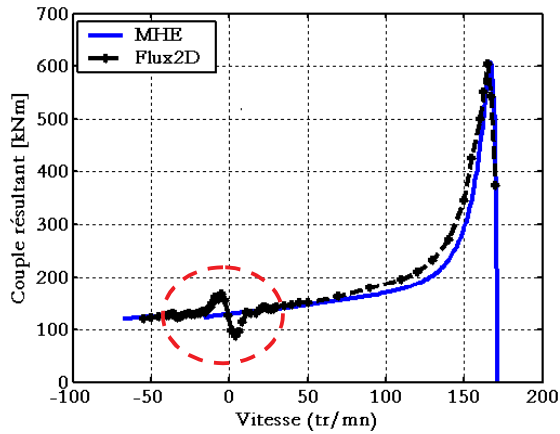
La figure (3.15) représente la superposition de la caractéristique couple–vitesse (en régime linéaire) d'une machine asynchrone à 10 pôles obtenue avec le modèle MHE avec celle obtenue par le logiciel Flux2D, avec une résolution en pas à pas dans le temps. La tension et la fréquence d'alimentation sont fixées respectivement à 3000V et 14.3 Hz.

On observe nettement que les harmoniques de bobinages ($h_s = 5, 7$ et 11) créent des couples asynchrones au voisinage de leurs vitesses de synchronisme (resp. -34 tr/mn, 23.28 tr/mn, -15.45 tr/mn) dans les deux courbes. Par ailleurs, on peut constater que le couple asynchrone obtenu pour l'harmonique 5 concorde entre les deux approches, ce qui n'est pas tout à fait le cas pour les autres harmoniques où les inflexions dans le couple obtenues par les deux méthodes sont légèrement différentes. En effet, les conséquences directes d'introduire une distribution harmonique de rang h (obtenue par TFD) dans les encoches est que, lors du calcul des pertes et du couple moyen, on aura celles de l'harmonique h considéré auxquels s'ajoutent les pertes et le couple dus aux harmoniques $mN_{es} \pm h$ existants

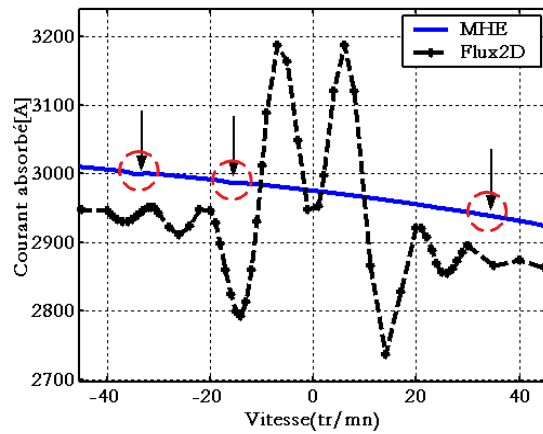
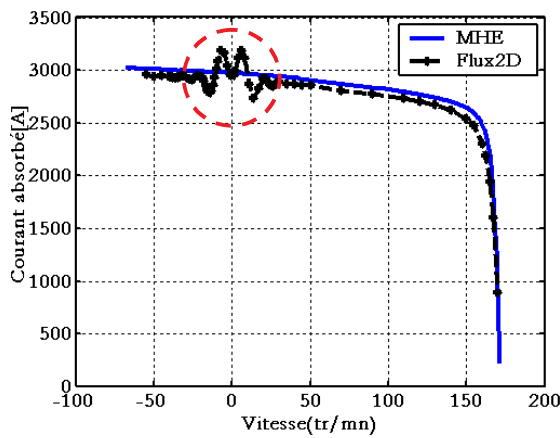
Par ailleurs, le calcul en pas à pas dans le temps (Flux2D) tient compte de l'effet de la denture, et fait apparaître un couple dû à la denture au voisinage $-3,6$ tr/mn ($170/(1 - 2N_{es}/p)$). La méthode MHE ne tient pas compte de ce phénomène puisque on observe de manière évidente l'absence d'inflexion dans le couple au voisinage de $-3,6$ tr/mn.

La figure (3.16) met en évidence la présence des harmoniques de bobinages et de la denture dans la caractéristique de courant obtenue par Flux2D au voisinage de leurs vitesses de synchronisme respectives, la présence des harmoniques de bobinage est moins prononcée dans la caractéristique de courant obtenue par la méthode MHE. Un agrandissement a été nécessaire pour entrevoir les « dépressions » sur la courbe (indiquées avec des flèches). Cette différence réside probablement dans l'approche qui consiste à déduire l'impédance par l'égalité des puissances. En effet, par cette démarche les chutes de tensions aux bornes de chaque branche harmonique sont faibles à côté de la branche du fondamental, par conséquent le courant absorbé est pratiquement imposé par la branche du fondamental. Soulignons que sur toute la zone du fonctionnement normal de la machine asynchrone ($0 < g < g_n$), les caractéristiques obtenues par la méthode MHE et par le calcul en pas à pas dans le temps (Flux2D) sont quasi identiques.

Les pertes dues aux harmoniques de bobinage obtenues par la méthode MHE sont présentées dans la figure (3.17.a), l'évolution des pertes dues aux harmoniques d'espace en fonction de la vitesse et à tension d'alimentation constante se comporte de manière suivante :



(a) agrandissement de la zone encadrée

 Figure 3.15 : Caractéristique couple vitesse ($f = 14.3\text{Hz}$, $N_{es} = 120$, $N_{er} = 135$, $p = 5$)


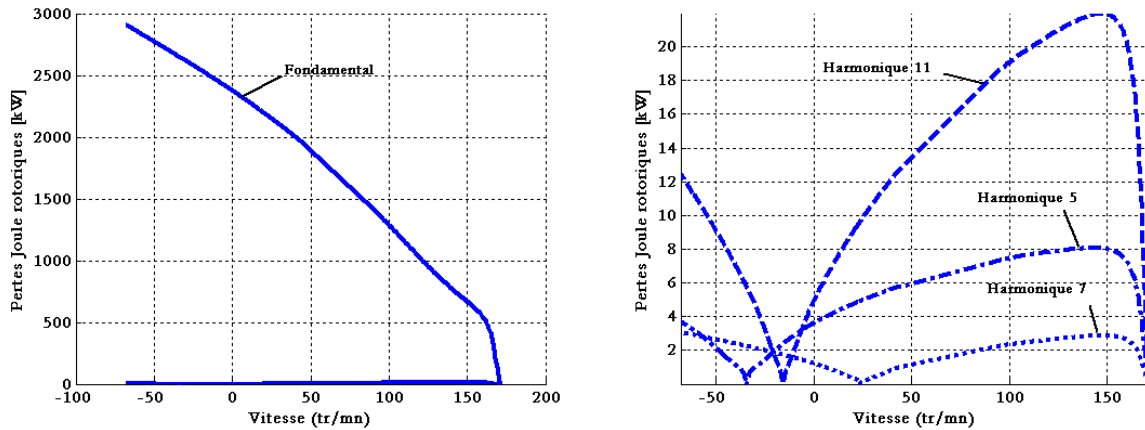
agrandissement

Figure 3.16 : Caractéristique courant vitesse

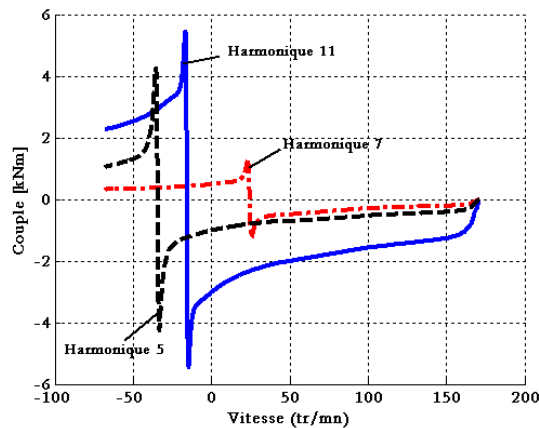
De manière globale, comme nous avons adopté un schéma sous forme de branches en série, les pertes Joule rotoriques dans les différentes branches sont proportionnelles au carré du courant absorbé multiplié par le glissement g_{h_s} correspondant. Dans ces conditions :

- À faible glissement g du fondamental (dans la zone stable entre 171.5 tr/mn et 160tr/mn), le courant absorbé augmente de manière quasi linéaire. Dans cette zone, les glissements g_h de chaque harmonique considéré ne varient pas trop, par contre, les pertes Joule rotoriques dues aux harmoniques étant proportionnelles au carré du courant absorbé, elles augmenteront de manière quasi linéaire avec une pente sensiblement la même à celle des pertes Joule rotoriques du fondamental.
- Dans la zone instable (au delà du couple max), l'augmentation du courant absorbé présente une pente moins raide et les glissements g_{h_s} des harmoniques tendent vers zéro au fur et à mesure que l'on s'approche de leurs vitesses de synchronisme respectives, l'évolution de la branche résistive R'_{rh_s} / g_{h_s} de chaque harmonique croît vers « l'infini » se traduisant naturellement par un courant dans la partie réelle (résistive) de cette branche de moins en moins important et par conséquent à des pertes Joule rotoriques de chaque harmoniques diminuant jusqu'à atteindre une valeur nulle au point de synchronisme de chaque harmonique. Au delà de la vitesse de synchronisme de chaque harmonique, la tendance s'inverse pour voir en toute logique, les pertes Joule de chaque harmonique augmenter progressivement.

Pour ce qui concerne le couple de chaque harmonique (figure (3.17.b)), on remarque bien que le couple est négatif dans la zone stable, c'est à dire pour des glissements faibles du fondamental. En fait, les harmoniques de bobinages freinent la machine. Cependant, dans la zone du fonctionnement normal de la machine asynchrone ($0 < g < g_n$), le couple de frein, lié aux harmoniques d'espace, reste relativement négligeable.



(a) Pertes Joule rotorique



(b) Couple

Figure 3.17 : Principales performances des harmoniques de bobinage

Les résultats obtenus dans la figure (3.15) ont permis de valider le modèle notamment dans la zone du fonctionnement normal de la machine asynchrone ($0 \leq g \leq g_n$). La méthode permet d'obtenir les pertes dues aux harmoniques de bobinage et d'évaluer le couple et le courant au voisinage du point de fonctionnement d'une machine saine présentant un nombre d'encoches statoriques relativement important. La rapidité et la précision sont les intérêts de la méthode MHE dans la détermination des principales performances de la machine

3.4.4.1. Prise en compte de la saturation

Le modèle présenté plus haut utilise le principe de superposition pour déterminer les paramètres des différentes impédances dans le schéma équivalent. Pour tenir compte de la saturation, on considère l'hypothèse que le fondamental d'espace et de temps impose l'état magnétique du fer. Cette hypothèse, permet de supposer que la saturation a le même effet sur les inductances magnétisantes des harmoniques d'espace. Ceci nous conduit à apporter un coefficient de saturation aux différentes branches du schéma équivalent multi harmoniques. À

vide l'état de saturation est le plus important, par conséquent, le coefficient est déterminé alors de la manière suivante :

- Un calcul ($g = 0$ - tension nominale) en linéaire, où seul le premier harmonique est présent, permet de déterminer la valeur de l'inductance magnétisante (X_{m_l}) du fondamental en régime linéaire.
- Le même calcul ($g = 0$ - tension nominale) mais en tenant compte de la saturation donne la valeur de la réactance magnétisante (X_{m_s}) du fondamental en régime saturé.

Le coefficient de saturation est donc, le rapport de ces deux valeurs d'inductance magnétisante. Le modèle multi harmoniques proposé en régime saturé est alors, celui calculé en régime linéaire où toutes les inductances magnétisantes des différents harmoniques d'espace sont affectées de ce coefficient.

Pour illustrer, nous avons calculé pour une machine, la réactance $X_{m_l} = 15.9\Omega$ en régime linéaire, puis en régime saturé $X_{m_s} = 15.43\Omega$. Le rapport des réactances permet d'obtenir le coefficient de saturation $K_s = X_{m_s} / X_{m_l}$ résumé dans le tableau (3.5).

Le fonctionnement étant à flux constant, le coefficient de saturation ne devrait pas changer de valeur en fonction de la fréquence. En effet, en poursuivant la même démarche mais à mi-fréquence, on obtient les valeurs des réactances données par le tableau suivant :

Tableau 3.5 : Coefficient de saturation , cas de la MAS à 10 pôles

Fréquence(Hz)	X_{m_l} (Ω)	X_{m_s} (Ω)	K_s
13.3	15.9	15.43	0.97
7.15	7.95	7.72	0.971

3.5. Modèle Multi - harmoniques de temps (MHT)

3.5.1. Introduction

Les harmoniques temporels ont plusieurs origines et leurs rangs s'étendent sur une large gamme de fréquence. Le convertisseur statique génère des harmoniques dont la gamme de fréquence dépend de sa conception et du mode de découpage et sont généralement de rangs élevés. Si la forme de la tension est imposée, les harmoniques de basses fréquences du courant liés à la saturation et ceux de fréquences plus élevées liés à la denture rotoriques apparaîtront dans le spectre harmonique de courant.

L'évaluation des pertes Joule, rotoriques notamment, dues aux harmoniques de temps est un autre aspect qu'il faut considérer pour prédire l'impact sur la machine asynchrone, notamment, sur les échauffements additionnels. Pour ce faire, il est nécessaire d'établir un modèle permettant une estimation rapide des pertes avec une bonne précision, car les méthodes de calcul par éléments finis tenant compte de l'évolution instantanée des grandeurs sont lourdes en termes de temps de calcul.

Dans cette étude, nous considérons la forme de tension imposée par l'onduleur, sans régulation de courant. Elle est fournie par Converteam Belfort. Nous utiliserons un modèle analytique permettant de déterminer les harmoniques de courants. À l'aide de ce modèle, on reconstitue la forme d'onde du courant et détermine les pertes Joule dues au découpage.

Les paramètres de ce modèle doivent être identifiés par un calcul numérique utilisant les éléments finis. Cela consiste à considérer la géométrie totale de la machine et résoudre les équations qui régissent la diffusion du champ électromagnétique dans les différents matériaux.

3.5.2. Considération des harmoniques d'espace dans le modèle MHT

Les ondes dues aux harmoniques temporels du courant de rang suffisamment élevés tournent à des vitesses très élevées comparées à la vitesse du rotor qui est de 170 tr/mn. Les harmoniques de tension à considérer dans notre étude sont énumérés plus loin dans ce chapitre. La fréquence de hachage f_d est au voisinage de 900 Hz et la fréquence du fondamental f_s ne dépasse pas 30Hz. Comme nous l'avons relaté dans le chapitre II, en raison de la nature de la MLI adoptée, les fréquences des harmoniques qui subsistent sont de la forme $f_{h_t} = h_t f_s = k' f_d \pm k f_s$ [61].

Le glissement du rotor par rapport à l'onde créée par ces harmoniques de temps h_t et des harmoniques d'espace h_s s'écrira :

$$g_{h_t, h_s} = \frac{(h_t/h_s)f_s - f_m}{(h_t/h_s)f_s} = 1 - \left(\frac{h_s}{h_t} \right) \left(\frac{f_m}{f_s} \right) \quad (\text{III.33})$$

Avec $f_m = (1-g)f_s$, et f_m étant la fréquence de rotation du rotor.

Les harmoniques de temps h_t de la MLI sont de rang très élevé, devant des harmoniques d'espace h_s de rang plus faibles, ce qui se traduit par un rapport h_s/h_t très faible ($\ll 1$). De l'expression (III.33), on peut considérer que la machine est à l'arrêt ($g = 1$) pour les harmoniques de temps de rangs élevés. Notons que les pertes dues à l'interaction des harmoniques de temps avec les harmoniques d'espace sont très faibles car leurs taux respectifs sont de l'ordre de quelques % de leurs fondamentaux respectifs et leur produit est négligeable. Néanmoins, lors du calcul par éléments finis sans décomposition spectrale, les harmoniques d'espaces sont présents et on leur affecte tous, le même glissement ($g = 1$).

3.5.3. L'effet de peau

Un autre phénomène à prendre avec beaucoup de précaution, est la densité de maillage nécessaire pour une bonne prise en compte de l'effet de peau. En effet, il faut que la taille moyenne des éléments du maillage soit au moins 3 à 4 fois plus petite que la profondeur de pénétration $\delta = 1/\sqrt{\pi f \sigma \mu_0 \mu_r}$. Dans le cas qui nous concerne, nous avons calculé la profondeur de pénétration dans les barres en fonction de la fréquence (figure (3.18.a)). Un maillage fin est nécessaire pour simuler correctement cette situation. L'inconvénient de cette démarche réside dans l'augmentation du nombre de nœuds du maillage et, par conséquent, l'allongement du temps de calcul. Une solution pour réduire le temps de calcul consiste à subdiviser chaque barre rotorique en plusieurs couches d'épaisseurs différentes, permettant ainsi d'attribuer une densité de maillage différente à chaque couche (figure (3.18.b)). En effet, dans la mesure où l'effet de peau est plus concentré sur la surface, il est donc plus adéquat de mailler finement au voisinage de cette dernière. Ce modèle est établi pour déterminer les pertes Joule totales dans la cage en fonction de la fréquence d'alimentation pour un courant donné et de déterminer la variation de certains paramètres du modèle en fonction de la fréquence.

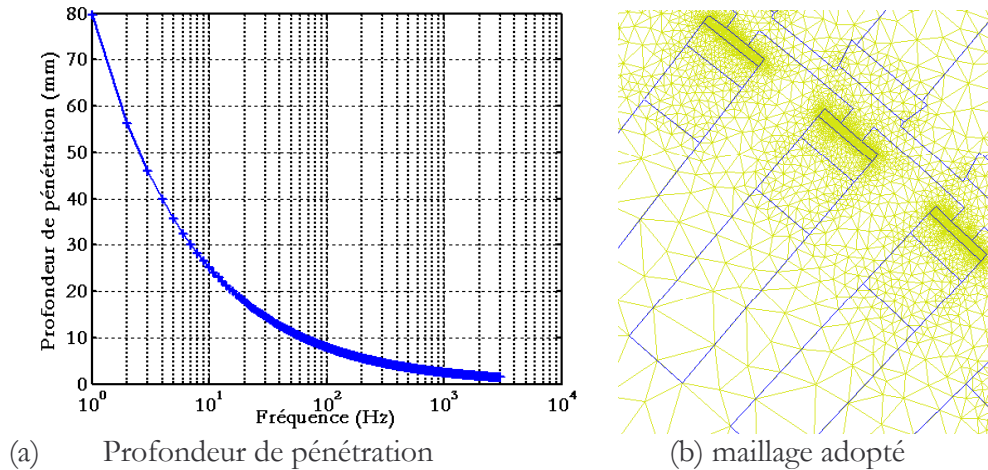


Figure 3.18 : Maillage adopté (b) en fonction de la profondeur de pénétration (a)

3.5.4. Modèle circuit équivalent

La tension de phase j , appliquée au moteur, ayant un spectre riche en harmoniques, peut s'écrire de manière suivante :

$$V_{sj}(t) = \mathcal{R}e \left(\hat{V}_{s1} e^{i(\omega t - \frac{2\pi(j-1)}{3} - \phi_{v1})} \right) + \sum_{h_t} \mathcal{R}e \left(\hat{V}_{sh_t} e^{i(h_t \omega t - h_t \frac{2\pi(j-1)}{3} - h_t \phi_{v1})} \right) \quad (\text{III.34})$$

Le premier terme de droite représente le fondamental, alors que le second englobe la famille des harmoniques de temps. La détermination des courants nécessite un modèle dont les paramètres dépendent à la fois de la saturation mais aussi de la fréquence.

Compte tenu de la valeur du fondamental par rapport à chaque harmonique, il participe de manière essentielle à la saturation et on peut considérer l'hypothèse que la saturation est principalement imposée par le fondamental.

D'un autre côté, bien qu'au point de fonctionnement, le glissement avoisine 0.9% pour le fondamental, nous avons montré, pour les harmoniques de temps, que le glissement est ramené à 1.

Ce qui conduit à définir deux types de modèles circuits, l'un représentant le fondamental, l'autre, dédié aux harmoniques de temps, les paramètres de ce dernier étant fonction de la fréquence (figure (3.19)). Il est possible d'extraire les paramètres du schéma équivalent variant en fonction de la fréquence. Pour les raisons indiquées ci haut, nous prendrons une seule branche au rotor incluant les effets de tous les harmoniques d'espace (figure (3.19)).

Pour déterminer les paramètres de ce modèle, nous adoptons les hypothèses suivantes :

- L'inductance magnétisante L_m varie avec le niveau de saturation mais elle est peu sensible à la variation de la fréquence.
- Les autres paramètres sont considérés comme indépendants du niveau de saturation. Cette hypothèse, comme nous allons le voir n'est pas tout à fait vraie.
- La résistance ainsi que l'inductance de fuite rotoriques varient fortement avec la fréquence
- La résistance et l'inductance de fuites statoriques sont considérées comme invariant avec la fréquence. Cette hypothèse bien qu'établie pour les machines de faibles puissances, elle reste néanmoins moins évidente pour les machines de fortes puissances (l'effet de peau dans les conducteurs à sections élevées), des approches analytiques existent pour la prise en compte du phénomène de l'effet de peau dans des encoches ouvertes munies de plusieurs conducteurs rectangulaires [76][77][78] :

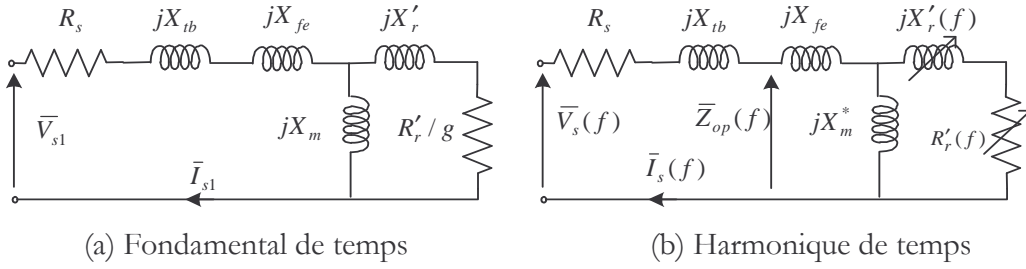


Figure 3.19 : Modèle circuit équivalent

3.5.4.1. Calcul des paramètres dépendant de la fréquence

Le modèle circuit « harmonique de temps », permet de déterminer les courants harmoniques connaissant les harmoniques de la tension source. Connaissant le module et la phase de chaque harmonique de tension de fréquence f déduit de l'onde de tension du convertisseur statique on peut alors calculer l'amplitude et la phase du courant correspondant. Ceci permet de construire le spectre des courants absorbés par la machine et de reconstituer le courant instantané. La puissance dissipée dans les résistances représente les pertes supplémentaires rotoriques dues aux harmoniques de temps.

L'établissement de ce modèle est effectué en plusieurs étapes que l'on décrit brièvement dans ce qui suit :

- Un premier calcul en magnétostatique permet d'obtenir l'inductance de fuites des encoches statoriques L_{fe} .
- Un second calcul en linéaire, en imposant un courant unitaire et à glissement nul, permet d'obtenir l'inductance magnétisante L_m en fonction de la fréquence $f \in [1\text{Hz} - 3000\text{Hz}]$, ceci permet de justifier l'hypothèse de l'indépendance de ce paramètre vis-à-vis de la fréquence (*c.f.* figure (3.49)).
- Un calcul à glissement et courant unitaires en linéaire, permet d'obtenir l'impédance opérationnelle $\bar{Z}_{op}(f)$ en fonction de la fréquence $f \in [1\text{Hz} - 3000\text{Hz}]$

$$\bar{Z}_{op}(f) = jX_{fe}(f) + \frac{jX_m(f) \times (R'_r(f) + jX'_r(f))}{R'_r(f) + j(X_m(f) + X'_r(f))} \quad (\text{III.35})$$

où $X_m = j\omega L_m$

L'expression (III.35) peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{1}{jX_m(f)} + \frac{1}{(R'_r(f) + jX'_r(f))} = \frac{1}{\bar{Z}_{op}(f) - jX_{fe}(f)} \quad (\text{III.36})$$

- Connaissant l'inductance magnétisante L_m , on déduit les valeurs de la résistance et inductance de fuite rotoriques ($R'_r(f), L'_{fr}(f)$) en fonction de la fréquence à partir des relations (III.37) :

$$\begin{cases} R'_r(f) = \Re \left(\frac{[X_{fe}(f) + j\bar{Z}_{op}(f)] \times X_m(f)}{j[X_{fe}(f) + X_m(f)] - \bar{Z}_{op}(f)} \right) \\ X'_r(f) = \Im \left(\frac{[X_{fe}(f) + j\bar{Z}_{op}(f)] \times X_m(f)}{j[X_{fe}(f) + X_m(f)] - \bar{Z}_{op}(f)} \right) \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

- Une fois tous les paramètres identifiés, connaissant la tension du rang harmonique de temps (amplitude et déphasage), on peut déduire via le modèle circuit des harmoniques de temps, les amplitudes et les déphasages des courants statoriques et rotoriques

- Connaissant les amplitudes et les déphasages des différents courants, on peut reconstituer les formes d'onde du courant statorique et rotorique (ramené au repère triphasé statorique)

$$i_{sj}(t) = \sum_{h_t} \hat{I}_{sh_t} \cos\left(h_t \omega t - \varphi_{sh_t} - (j-1) \frac{2\pi h_t}{3}\right) \quad (\text{III.38})$$

$$i_{rj}(t) = \sum_{h_t} \hat{I}_{rh_t} \cos\left(h_t \omega t - \varphi_{rh_t} - (j-1) \frac{2\pi h_t}{3}\right) \quad (\text{III.39})$$

- On peut ainsi reconstituer la forme d'onde du couple en tenant compte des harmoniques de temps par la relation (III.40) au sens du premier harmonique d'espace :

$$\Gamma_e(t) = pL_m (i_{qs}(t)i_{dr}(t) - i_{ds}(t)i_{qr}(t)) \quad (\text{III.40})$$

(i_{ds}, i_{qs}) et (i_{dr}, i_{qr}) sont les composantes d'axe direct et en quadrature des courants statoriques et rotoriques.

3.5.4.2. Prise en compte de la saturation

On suppose que le niveau de saturation est imposé uniquement par l'onde fondamentale générée par le fondamental du courant dans le bobinage statorique (comportant un faible taux d'harmoniques). En considérant que les amplitudes des harmoniques de courant magnétisant restent relativement faibles comparé au fondamental, on peut supposer que les harmoniques de courant font varier linéairement le flux autour d'un point de fonctionnement imposé par le fondamental de courant comme l'illustre la figure (3.20).

La détermination de la réactance magnétisante X_m en fonction du niveau de saturation est effectuée à glissement nul, en faisant varier le courant magnétisant, la valeur de la réactance magnétisante retenue est celle obtenue pour le courant magnétisant absorbé à $g = 0$.

- Pour le modèle circuit du fondamental de temps, on utilise l'inductance magnétisante dite **statique** $L_m = \phi_m / I_m$, définie comme étant la pente passant par les points **O** et **A** de la courbe de la figure (3.20).

- Pour le modèle circuit défini pour les harmoniques de temps de rang supérieur, on utilise la réactance magnétisante $X_m^* = j\omega L_m^*$. L'inductance magnétisante **dynamique** L_m^* est définie comme étant la pente de la tangente à la courbe passant par le point de fonctionnement **A**). Cette dernière, en présence de petites variations autour du point de fonctionnement, peut être définie par une inductance incrémentale telle que $L_m^* = \frac{\partial \phi_m}{\partial I_m} \approx \frac{\Delta \phi_m}{\Delta I_m}$.

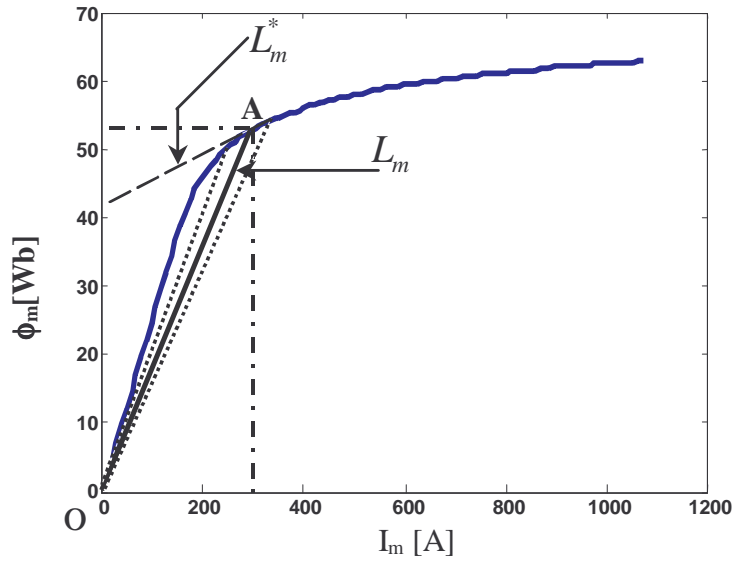


Figure 3.20 : Définition de l'inductance dynamique et statique

Pour obtenir la valeur de l'inductance magnétisante dynamique utilisée dans le modèle de circuit (harmoniques), on calcule à glissement nul, la variation du flux magnétisant en fonction du courant magnétisant (à $g=0$). Connaissant le courant magnétisant absorbé à tension fixe et à glissement nul on peut déduire les inductances statiques et dynamiques correspondantes.

Un autre point important, déjà abordé dans l'étude de la machine à aimants permanents, concerne l'inductance de fuite d'encoches ouvertes (cas du stator), celle-ci en absence de cales magnétiques est souvent considérée comme indépendante de la saturation. Toutefois, en présence des cales magnétiques, cette hypothèse n'est pas vérifiée.

Une campagne de simulations en régime saturé et en faisant varier le courant, nous permet de vérifier le comportement de l'inductance de fuite d'encoches L_{fe} . La figure (3.21) montre l'évolution de L_{fe} lorsque les ouvertures d'encoches statoriques sont munies de cales magnétiques et amagnétiques. On remarque clairement que la présence des cales magnétiques modifie le comportement de l'inductance de fuite d'encoches qui devient fonction de la saturation. Naturellement, en absence de la saturation, l'inductance de fuite L_{fe} ne varie pas et reste indépendante du niveau de saturation.

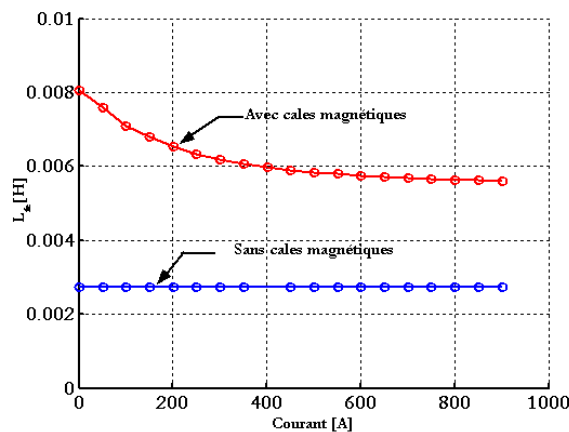


Figure 3.21 : Evolution de l'inductance de fuite en fonction du courant

3.5.4.3. L'ouverture d'encoches rotoriques

Comme nous l'avons mentionné au début, l'inductance de fuite et la résistance rotoriques sont calculées par EF sur une gamme de fréquence $f \in [1\text{Hz} - 3000\text{Hz}]$. En raison des limitations en maillage et du temps de calcul important découlant d'un maillage trop fin, la gamme des très hautes fréquences ($f > 3000\text{Hz}$) ne peuvent pas être considérées lors du calcul des paramètres en fonction de la fréquence.

Pour contourner le problème, une première solution consiste à modéliser l'effet de peau par un coefficient de Kelvin calculé analytiquement qui est affecté aux inductances et résistances calculées en continu, dont le plus connu est celui formulé sur la base d'une encoche rectangulaire ouverte [70]. Toutefois, ces formulations simples ne sont pas valables pour n'importe quel forme d'encoches.

Habituellement on peut calculer analytiquement les fuites d'une encoche rectangulaire ayant N_c conducteurs disposés en hauteur sous certaines hypothèses et à fréquence nulle à l'aide de l'expression [79] :

$$L_{fe} = \mu_0 N_c^2 L_u \left(\frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} \right) \quad (\text{III.41})$$

En continu, les inductances de fuites calculées analytiquement concordent avec celles obtenues par éléments finis dans les conditions illustrées sur la figure (3.22), sur un modèle simple représentant deux encoches alimentée par un courant unitaire (aller et retour). Ces conditions de simulation permettent de se rapprocher d'une répartition des lignes de flux pénétrant l'encoche perpendiculairement à l'axe y .

Les lignes de flux obtenues sont représentées sur la figure (3.23) pour trois formes d'encoches.

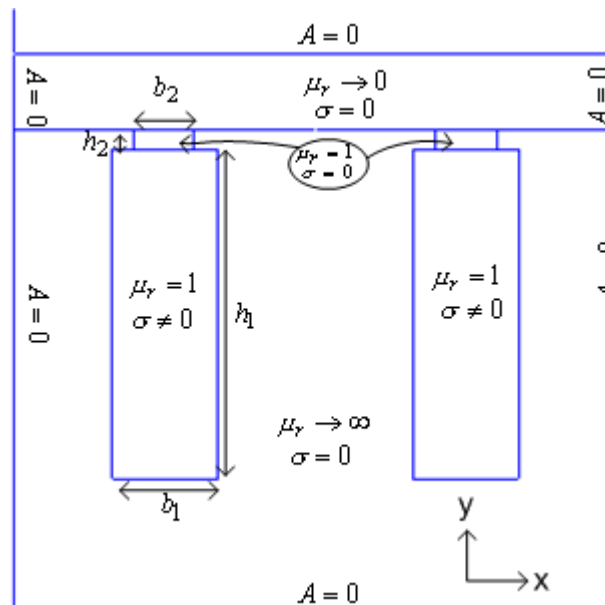
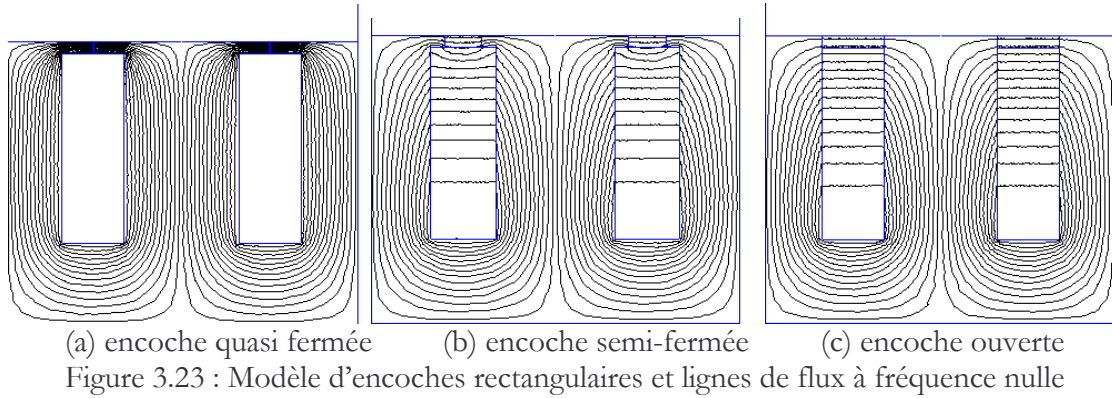


Figure 3.22 : Conditions de simulation



À fréquence élevée, le courant ne se développe pas de manière uniforme, l'effet de peau se manifeste d'autant plus que la fréquence est élevée. Dans ce cas, on définit habituellement des coefficients de Kelvin relatifs aux fuites et à la résistance définis dans le cas d'une encoche ouverte ayant une ouverture b et une hauteur h_e par [79][80] :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{kf} = \frac{3h_e}{2\delta} \frac{\sinh(\frac{2h_e}{\delta}) - \sin(\frac{2h_e}{\delta})}{\cosh(\frac{2h_e}{\delta}) - \cos(\frac{2h_e}{\delta})} \\ K_{kr} = \frac{\delta}{h_e} \frac{\sinh(\frac{2h_e}{\delta}) + \sin(\frac{2h_e}{\delta})}{\cosh(\frac{2h_e}{\delta}) - \cos(\frac{2h_e}{\delta})} \end{array} \right. \quad (\text{III.42})$$

Les résistances et les inductances obtenues en continu affectées de ces coefficients donnent l'évolution des inductances et des résistances en fonction de la fréquence.

$$\left\{ \begin{array}{l} R(f) = R(0)K_{kr}(f) \\ L(f) = L(0)K_{kf}(f) \end{array} \right. \quad (\text{III.43})$$

Le taux d'ouverture du becquet au niveau de l'encoche rotorique a un effet significatif sur l'évolution des paramètres rotoriques. Les encoches utilisées dans notre cas étant semi fermées, il est nécessaire de formuler le coefficient de Kelvin en tenant compte de l'ouverture de l'encoche (ouverte, semi-fermée ou fermée). Dans cette optique, on a fait varier l'ouverture d'encoche du cas où elle est quasi-fermée au cas où elle est ouverte dans le modèle de la figure (3.22). Par ailleurs, on a fait varier la fréquence dans une gamme allant de 0 à 1000Hz. Le calcul de l'énergie dans les encoches permet d'obtenir la valeur de l'inductance de fuite, les pertes Joule dans les encoches permettent d'obtenir la résistance rotorique. Les résultats sont comparés à l'inductance de fuite calculée analytiquement par l'équation (III.41) et corrigée par le coefficient de Kelvin relatif K_{kf} et K_{kr} définis dans (III.42).

La figure (3.24.a) montre l'évolution de l'inductance de fuites dans le cas d'une encoche ouverte. Comparé aux résultats de simulation, les résultats analytiques sont quasi concordant à très faibles fréquences, toutefois on note une grande différence entre les deux résultats aux fréquences élevées en termes de valeurs, bien que l'évolution hyperbolique soit quasiment la même, l'inductance par calcul analytique est 2.5 fois plus faible que celle obtenue par EF.

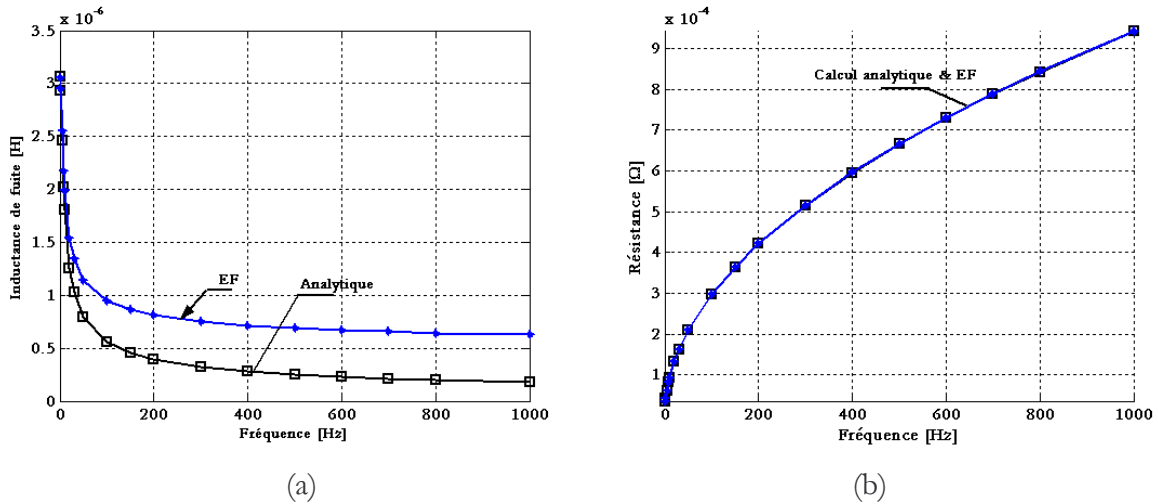


Figure 3.24 : Evolution de l'inductance de fuites et de la résistance en fonction de la fréquence (cas d'une encoche ouverte)

La figure (3.24.b) montre que la résistance calculée par EF, concorde parfaitement avec celle calculée analytiquement (résistance en continu affectée du coefficient de Kelvin relatif à la résistance K_{kr}). La formulation analytique du coefficient de Kelvin relatif à la résistance rend bien compte de l'évolution de la résistance en fonction de la fréquence pour une encoche ouverte, ce qui n'est pas le cas pour le coefficient de Kelvin relatif aux fuites. Cela ne peut être dû qu'aux hypothèses stipulant que les lignes de flux entre de manière perpendiculaire du fer vers le conducteur et sont tangentielles à la surface du conducteur au niveau de l'ouverture d'encoche.

La figure (3.25) présente l'évolution de l'inductance de fuite en fonction de la fréquence mais aussi en fonction de l'ouverture d'encoche. On observe bien que l'inductance de fuite diminue en hautes fréquences avec l'augmentation de l'ouverture d'encoche.

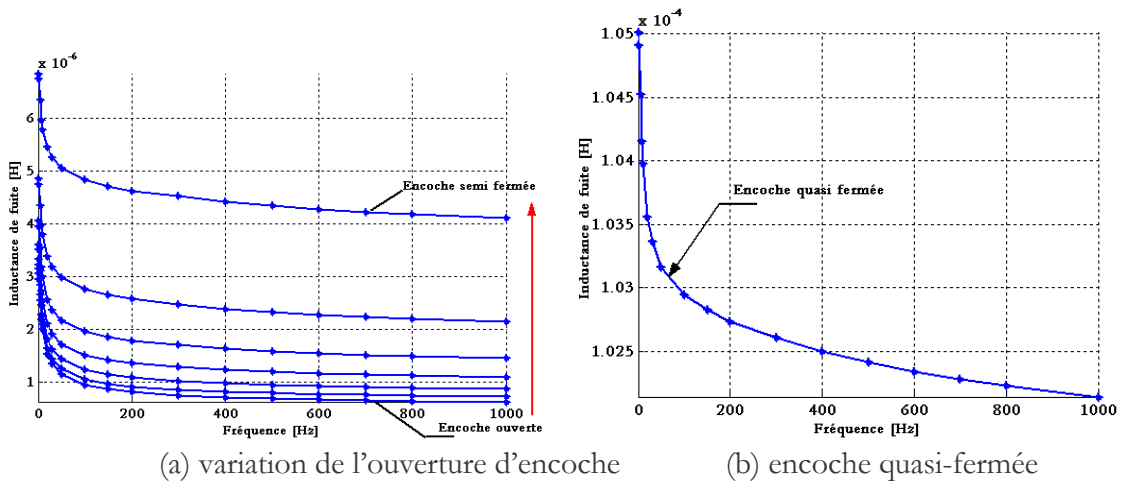


Figure 3.25 : Evolution de l'inductance de fuites (par simulation) en fonction de la fréquence et de l'ouverture d'encoche

La figure (3.26) rend bien compte de l'augmentation de la résistance en fonction de la fermeture de l'encoche, cette augmentation est accentuée au fur et à mesure que la fréquence augmente.

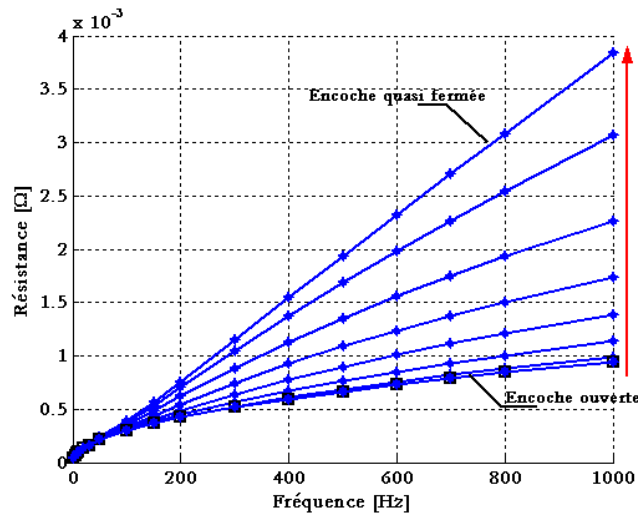


Figure 3.26 : Evolution de la résistance en fonction de la fréquence et de l'ouverture d'encoche

La figure (3.27) montre les lignes de champs dans les encoches présentées à très haute fréquence. Tout naturellement, Les courants ont tendance à se déplacer vers l'entrefer comme le montre la figure (3.28), réduisant la section de passage conduisant ainsi à une réduction de l'inductance de fuites, mais aussi, à l'augmentation de la résistance équivalente.

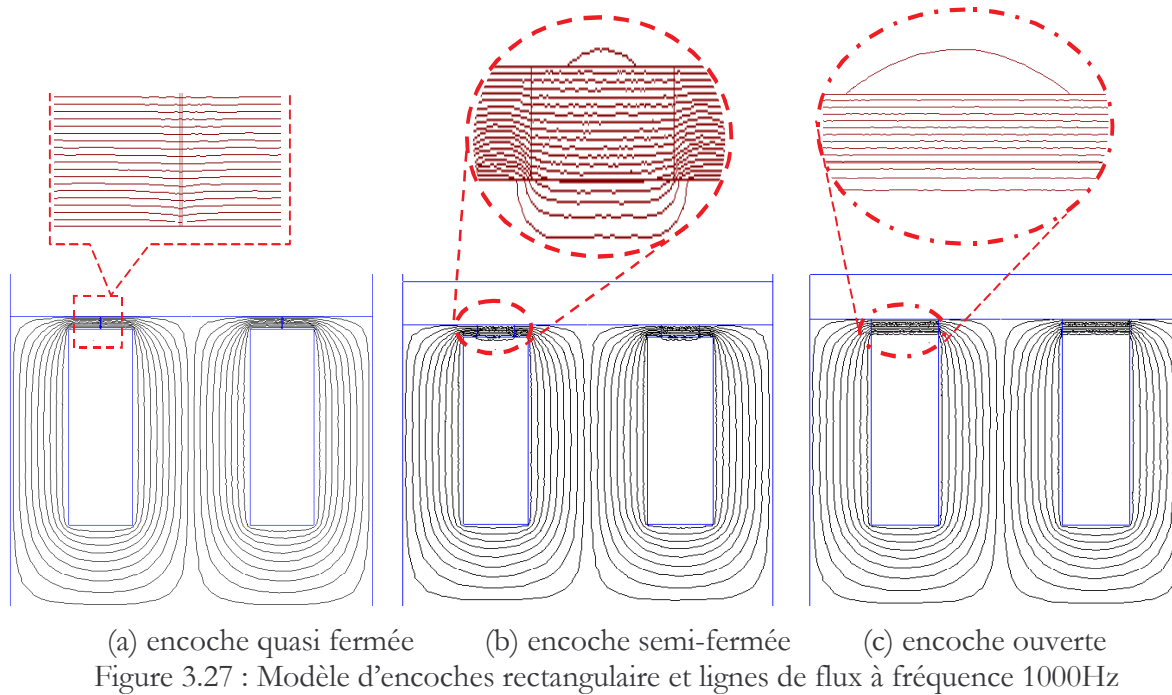


Figure 3.27 : Modèle d'encoches rectangulaire et lignes de flux à fréquence 1000Hz

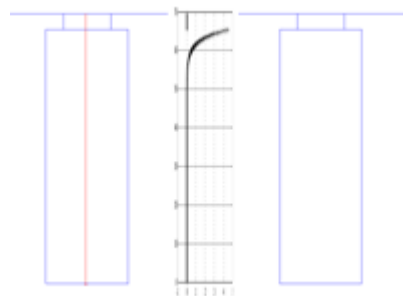


Figure 3.28 : Densité de courant relevée dans un encoche à 1000Hz

L'étude menée permet d'affirmer que la formulation analytique du coefficient de Kelvin relatif aux fuites pour des encoches ouvertes n'est pas applicable à n'importe quelles fréquences, encore moins à n'importe quel type d'encoches. La formulation analytique du coefficient de Kelvin pour des encoches semi fermées a été abordée dans [81], mais à l'instar du formalisme analytique du coefficient de Kelvin concernant l'encoche ouverte celle-ci présente quelques limitations à son utilisation [81].

3.5.4.4. Interpolation des données

Une autre solution consiste à déterminer les paramètres rotoriques par EF sur la gamme de fréquence $f \in [1\text{Hz} - 3000\text{Hz}]$, puis, approximer l'évolution de ces paramètres par des fonctions qui permettraient d'approcher l'évolution des coefficients de Kelvin relatif à la résistance et aux fuites. Ces fonctions seront par la suite utilisées pour extrapoler vers de très hautes fréquences l'évolution des paramètres rotoriques. Ce qui nous permettra d'estimer les pertes issues des harmoniques hautes fréquences présents dans le spectre de tension de la MLI.

Les coefficients de Kelvin relatif à la résistance et à l'inductance rotoriques sont approchés par les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} K_r(f) = \frac{R_{r\approx}(f)}{R_{r=}} = 1 + a_1 f^{1/2} + a_2 f \\ K_X(f) = \frac{l_{fr\approx}(f)}{l_{fr=}} = b_1 f^{-1/2} + e^{-b_2 f} \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

Les paramètres a_1, a_2, b_1, b_2 sont déterminés par la méthode des moindres carrés.

La figure (3.29) montre la concordance des résultats des paramètres obtenus par EF avec ceux obtenus par les fonctions d'approximations.

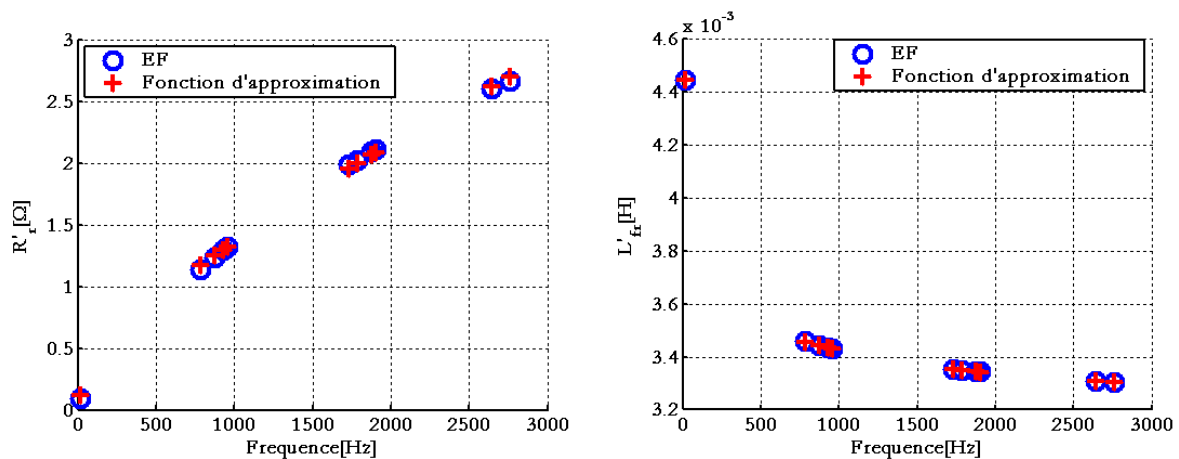


Figure 3.29 : Evaluation des paramètres de la MAS à 10 pôles à encoche semi-fermée

3.5.5. Validation du modèle MHT

Pour valider la méthode proposée, nous avons effectué une série de simulations en utilisant le calcul évolutif (pas à pas dans le temps).

Comme on l'a précédemment relaté, pour tenir compte du phénomène d'effet de peau à une fréquence considérée, il faut ajuster le maillage en conséquence. Par ailleurs, en magnétique évolutif (pas à pas dans le temps), une autre contrainte réside dans la préservation de l'information. En effet, dans le calcul temporel, il est nécessaire de choisir un pas de temps de calcul suffisamment faible pour pouvoir reconstituer fidèlement la fréquence la plus élevée, plus le pas de temps de calcul est faible, ce qui par conséquent, se traduit en régime saturé par des temps de calcul prohibitifs. Dans cette logique, nous avons choisi de simuler à l'aide du logiciel

Flux2D uniquement les harmoniques <1000 Hz, qui plus est, sont prépondérants en termes d'amplitudes.

Un autre aspect, concerne la saturation, notre modèle MHT tient compte de la saturation de manière globale à travers l'inductance magnétisante dynamique. Or, certaines parties locales, telles que les isthmes d'encoques et les becquets saturent plus que d'autres parties. En ayant à l'esprit que l'ouverture d'encoche rotorique affecte l'évolution des paramètres rotoriques, il est clair que la saturation partielle ou totale des becquets d'encoques rotoriques (encoques semi fermées) affecte le comportement des paramètres rotoriques et par conséquent des amplitudes de courant harmoniques, comme nous allons le voir.

Les 4 simulations sont effectuées sur la MAS à 10 pôles :

- a) Une simulation par la méthode MHT, les encoques rotoriques étant semi-fermées.
- b) Une simulation par Flux2D en linéaire, les encoques rotoriques étant semi-fermées.
- c) Une simulation par Flux2D en saturé, les encoques rotoriques étant semi-fermées.
- d) Une simulation par la méthode MHT, les encoques rotoriques étant ouvertes.

Les résultats présentés sur la figure (3.30), résument les amplitudes des courants harmoniques obtenues pour les rangs harmoniques considérés.

Les résultats du cas (a) sont quasi similaires au cas (b), ce qui montre qu'en linéaire, le modèle MHT est tout à fait bon. Lorsque l'on considère la saturation dans le calcul évolutif (cas (c)), on constate que les amplitudes de courants sont plus importantes comparés à celles obtenues par le modèle MHT (cas (a)). Le cas (d) montre que lorsque l'on considère les encoques ouvertes dans notre modèle MHT, on obtient des amplitudes de courants plus importantes. L'interprétation est ainsi :

Lorsque la saturation intervient (localement) dans les becquets des encoques rotoriques semi-fermées, cela se traduit par une ouverture d'encoche effective plus importante conduisant à des valeurs plus faibles des paramètres rotoriques à fréquences plus élevées. La machine asynchrone étant alimentée en tension, le courant harmonique issu de la tension harmonique considérée est, du fait des paramètres rotoriques plus faible, plus important (figure (3.31.c)). Toutefois, la saturation n'intervient pas sur la totalité des encoques rotoriques ni sur la totalité des becquets d'encoques rotoriques, pour cette raison, les amplitudes de courants sont moins importantes que celles où l'on considère que les encoques sont ouvertes avec le modèle MHT.

La carte de champs de la machine asynchrone à 10 pôles pour deux instants différents, indiquée sur la figure (3.31) représentant le cas (c). On observe que certaines encoques rotoriques ne sont pas saturées et que d'autres sont saturées sur un becquet de l'ouverture d'encoche (indiquées par un cercle). Il est clair que le comportement des paramètres rotoriques se situera entre le cas d'une encoche rotorique semi fermée étudiée et le cas d'une encoche rotorique ouverte.

La figure (3.32) montre les formes d'onde du cas (a) et du cas (c). On constate que malgré le fait que la saturation locale ne soit pas considérée dans le cas (a), il n'empêche que la forme d'onde du courant absorbé est quasi similaire à celle obtenue par le calcul évolutif (cas c) en régime saturé. La différence des amplitudes du courant est de 3.5%.

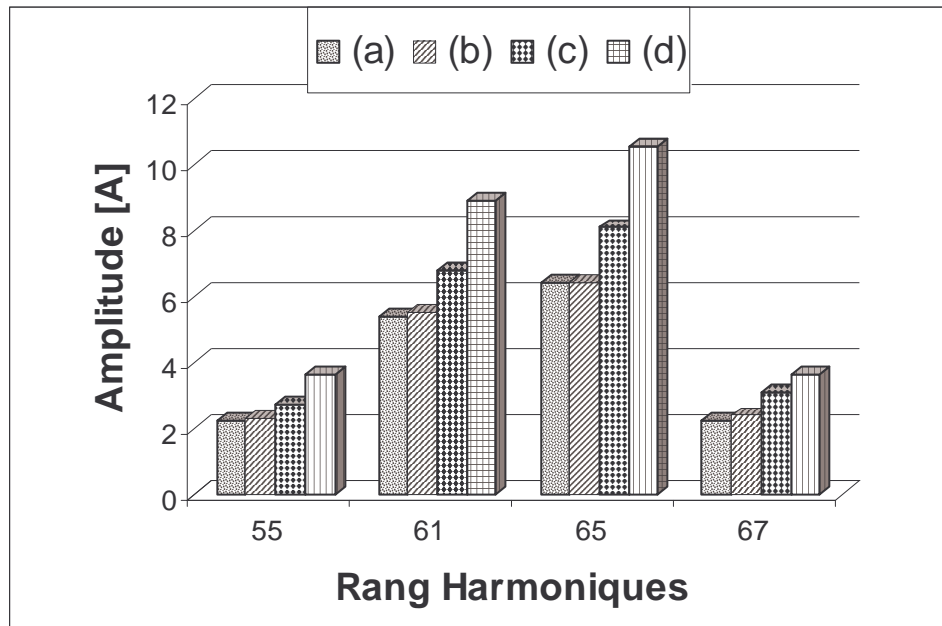


Figure 3.30 : Principaux harmoniques de courant de la MAS à 10 pôles

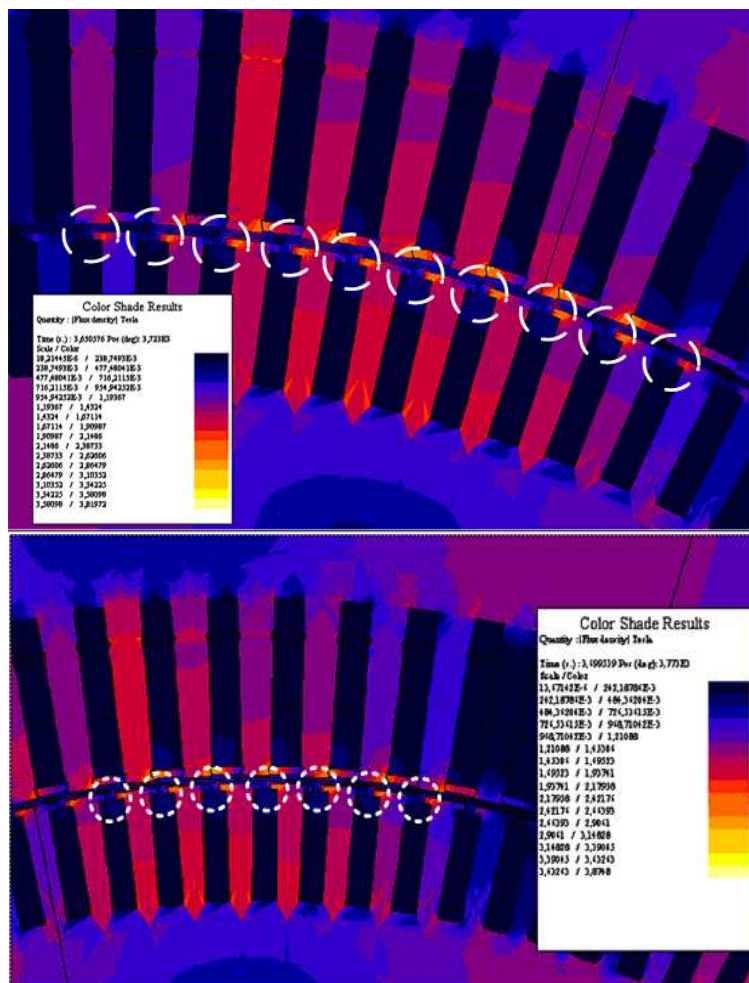


Figure 3.31 : Cartes de champs pour deux instants différents de la MAS à 10 pôles

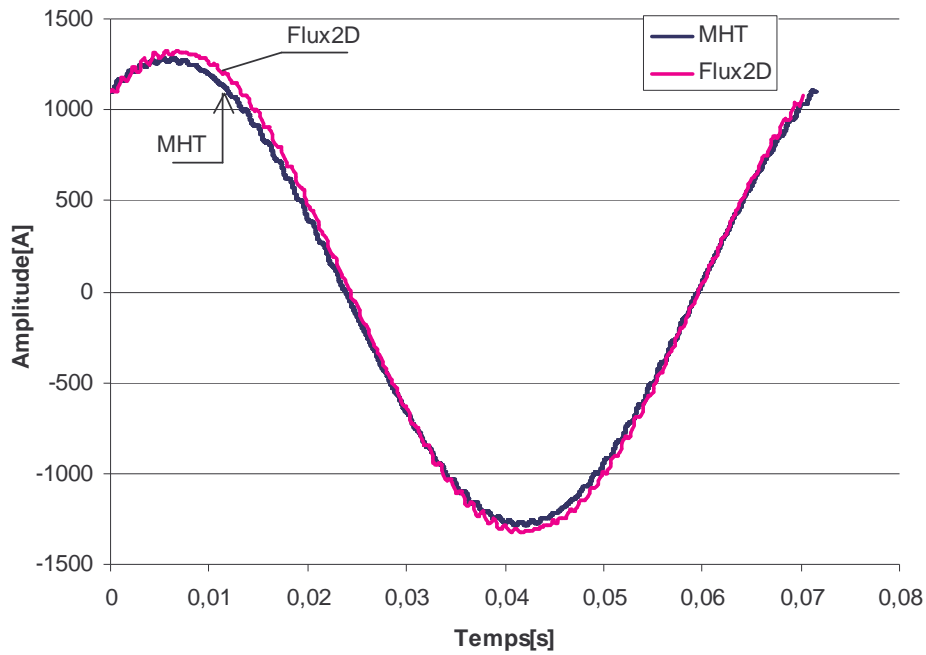


Figure 3.32 : Forme d'onde du courant de la MAS à 10 pôles

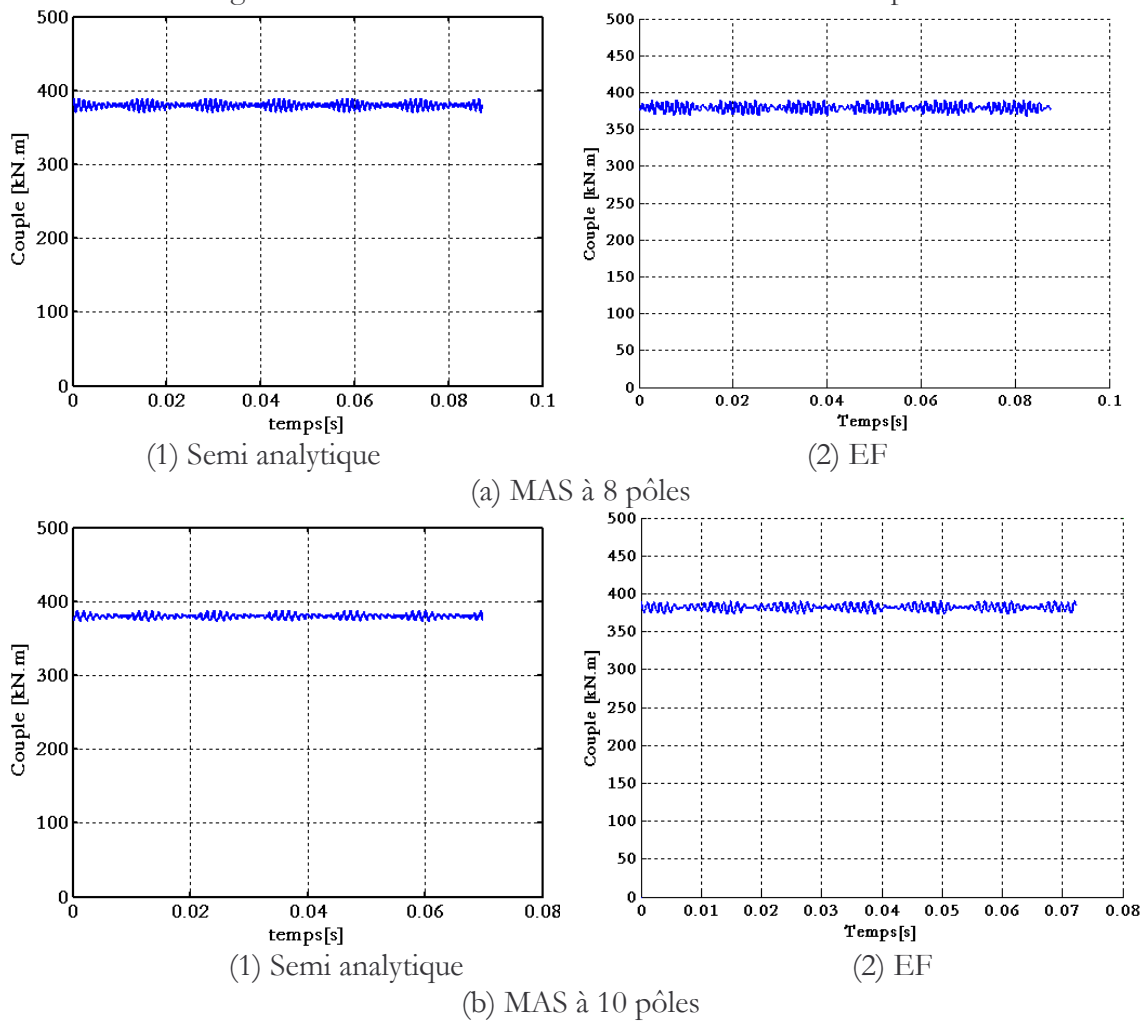


Figure 3.33 : Forme d'onde du couple de la MAS

Par ailleurs, pour valider la méthode de calcul du couple, nous avons comparé les formes d'ondes du couple obtenues par la méthode semi analytique avec celles obtenues par éléments

finis en pas à pas dans le temps. Les taux d'ondulations du couple sont résumés dans le tableau ci-dessous

Tableau 3.6 : Taux d'ondulation du couple

Taux d'ondulation du couple crête à crête		
	Semi analytique	Eléments finis
MAS 8 pôles	5.1%	5.71%
MAS 10 pôles	3.9%	4.59%

On observe une relative différence entre les résultats obtenus par éléments finis qui font apparaître un taux d'ondulation du couple plus important que celui obtenu par la méthode semi analytique. On peut expliquer cet écart par le fait que le modèle semi analytique ne tient pas compte de la saturation des becquets.

Tableau 3.7 : Taux des rangs harmoniques des temps (dus au variateur) du couple

Rang harmonique	Semi analytique	Eléments finis
Taux des rangs harmoniques de la MAS à 8 pôles		
72	0.39%	0.4%
78	0.94%	0.95%
84	0.9%	1.65%
Taux des rangs harmoniques de la MAS à 10 pôles		
54	0.29%	0.3%
60	0.77%	0.9
66	0.7%	1.2%

En effet, comme nous l'avons précédemment fait remarquer, la saturation des becquets diminue l'inductance de fuite rotorique, ce qui favorise l'augmentation des harmoniques de courant et donc du couple. D'autre part on ne tient pas compte des harmoniques de la structure (denture rotorique) ni des harmoniques de saturation dans le modèle semi analytique, qui introduisent des harmoniques de couple supplémentaires et donc *a fortiori* un taux d'ondulation du couple plus important. La pertinence du modèle semi analytique réside dans le temps de calcul qui est de l'ordre de quelques heures alors que le modèle éléments finis pas à pas dans le temps est de l'ordre de quelques jours. Dans une machine relativement bien dimensionnée pour minimiser la contribution des harmoniques d'espaces, des harmoniques de structures (harmoniques de dentures) et des harmoniques de saturation, le modèle semi analytique suffit pour donner l'ordre de grandeur de la contribution harmoniques du variateur, avec pour ce qui nous concerne une erreur n'excédant pas 15%.

Le tableau (3.7) résume les taux des principaux rangs harmoniques du variateur, l'analyse spectrale montre que les rangs harmoniques du couple obtenu par la méthode semi analytique ont un taux relativement voisin de celui obtenu par l'analyse spectrale du couple par la méthode des éléments finis.. Les rangs 84 de couple pour la MAS à 8 pôles (resp. rang 66 pour la MAS à 10

pôles) sont issus de l'interaction de deux rangs harmoniques, 83 et 85 (resp. 65 et 67 pour la MAS à 10 pôles) avec le fondamental ce qui explique le grand écart entre les valeurs obtenues par éléments finis et par la méthode semi analytique. L'erreur commise en ne tenant pas compte de la saturation des becquets a vraisemblablement un effet additif dans le cas qui nous concerne.

3.6. Mise en œuvre des modèles pour l'optimisation des machines asynchrones

Nous avons présenté dans la section précédente, des méthodes permettant le calcul des performances de la machine asynchrone (MAS) de fortes puissances. Dans ce chapitre, le problème de dimensionnement et d'optimisation de la machine à cage, destinée à l'application marine par POD, est abordée.

Dans un premier temps le modèle mono harmonique est utilisé pour un premier dimensionnement. Profitant ainsi de sa rapidité d'exécution, une étude exhaustive est menée pour différentes polarités et différents types de bobinage. Cette première étude permet de mettre en exergue, pour chaque polarité, la machine permettant d'atteindre les performances et les contraintes énumérées dans le cahier des charges. Une comparaison des performances est ensuite effectuée pour dégager la ou les polarités offrant de meilleures performances avec, en mémoire, l'objectif de se rapprocher des performances de la MSAP.

Sur les candidates retenues, une étude plus approfondie est menée. Le modèle multi harmonique d'espace (MHE) est appliqué sur les MAS retenues. Ce modèle permet d'affiner le calcul en tenant compte de l'effet des harmoniques de bobinages. Les performances sont réajustées en conséquence et les pertes dues aux harmoniques de bobinages sont évaluées.

Le modèle multi harmonique de temps est par la suite appliqué sur les MAS retenues, dans l'objectif d'évaluer les pertes dues aux harmoniques de temps issues de la MLI.

Deux types de bobinages sont considérés, il s'agit des bobinages à pas de raccourcissement $12/15^{\text{ème}}$ et $10/12^{\text{ème}}$. Les paramètres géométriques sont alors ajustés de manière à obtenir les meilleures performances. Les critères de comparaison qui nous semblent pertinents et sur lesquels nous avons mené notre étude sont :

- Facteur de puissance ($\cos\phi$)
- Rendement (η)
- Le produit ($\eta \cdot \cos\phi$) :
- Valeur efficace du courant de phase (A)
- Pertes Joule statoriques
- Perte Joule rotoriques
- Pertes fer
- Masse (kg)
- Couple volumique
- Diamètre extérieur
- Température dans les conducteurs statoriques

3.6.1. Utilisation du modèle mono harmonique

Le modèle mono-harmonique est utilisé pour la détermination d'une grande partie des critères cités ci haut. Toutefois, certaines grandeurs sont déterminées en utilisant un autre logiciel semi analytique. En effet, l'étude thermique est effectuée avec un programme développé par Convertteam[82]. L'évaluation de la température est faite en considérant que le moteur est ouvert, que le débit d'air à l'intérieur des parties actives est constant, à vitesse constante (faible vitesse) et

à pertes mécaniques constantes. La transmission de chaleur entre les différentes parties est effectuée en combinant les mécanismes de conduction et de convection.

Par ailleurs, bien que la comparaison ne soit pas présentée ici, les résultats obtenus à l'aide des deux outils de calcul sont, à quelques exceptions près, quasi concordants [83].

La démarche d'optimisation consiste à trouver pour chaque polarité, la géométrie "optimale" permettant d'atteindre les performances requises, puis comparer les différentes machines, de polarités différentes, entre elles. Le tableau (1.4) du chapitre I résume les critères de performances et des contraintes à respecter.

- **Paramètres géométriques**

Plusieurs aspects ont été considérés et qui interagissent entre eux : la limitation en densité de courant, les limitations en dimensions d'encoches et de conducteurs, les contraintes de mises en oeuvre des bobines lors de la fabrication, la température admissible au côté des autres contraintes de performances. Tous ces paramètres ont régis le choix des dimensions géométriques.

Pour les machines de grandes puissances, le nombre d'encoches (statoriques et rotoriques) est un paramètre important car il a un effet non négligeable sur le coût de fabrication.

Pour chaque polarité, le nombre d'encoches statoriques est défini de sorte que l'on puisse réaliser le bobinage choisi dans un souci de réduction d'harmonique d'espace. Les règles de choix du nombre de barres rotoriques, déjà présentée, conduisent à définir une certaine plage dans lequel on choisit le nombre d'encoches rotoriques en relation avec la polarité et les encoches statoriques. La figure (3.34) montre, in fine, les combinaisons du nombre d'encoches statoriques et du nombre d'encoches rotoriques adoptées pour chaque polarité.

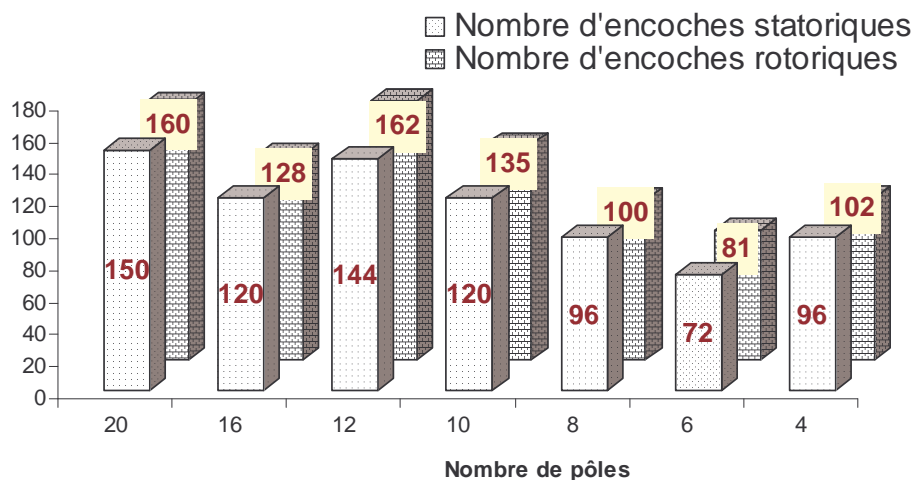


Figure 3.34 : Nombre d'encoches statoriques et rotoriques en fonction de la polarité

Dans un souci de maintenir un encombrement quasi constant, la longueur axiale étant fixée, nous avons essayé de faire varier faiblement le rayon extérieur. Etant donné que à vitesse donnée la fréquence d'alimentation diminue avec le nombre de pôles, pour les machines de plus faible polarité nous avons autorisé un niveau d'induction plus élevée (diminution des hauteurs des culasses). Toutefois, la variation de la polarité conduit à une forte variation du rayon d'alésage. La figure (3.35) présente les rayons externes et les rayons d'alésages retenus pour chaque polarité. Le rayon extérieur des "machines optimisées" ne varie que de 5% alors que le rayon d'alésage subit une variation allant jusqu'à 25%.

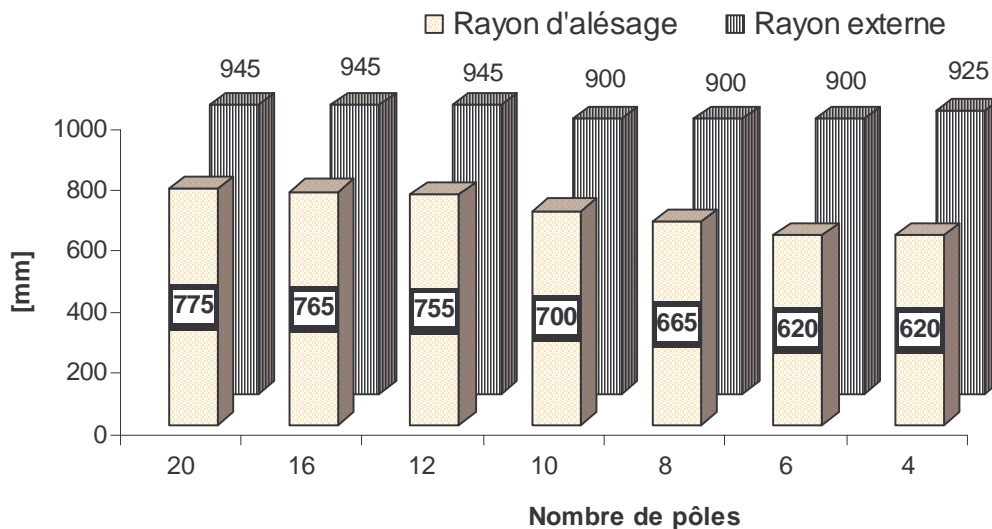


Figure 3.35 : Rayons d'alésage et externe en fonction de la polarité

Le nombre de spires (en série par voie parallèle) par phase est principalement régi par la tension d'alimentation. Néanmoins, d'autres contraintes contribuent de manière indirecte au choix du nombre de spires et l'optimisation de chaque machine nous conduit à faire varier ce paramètre. La figure (3.36) indique l'évolution du nombre de spires par phases. Globalement, la variation du nombre de spires par phase avoisine 26%. La plus grande variation est observée pour la machine asynchrone à 4 pôles.

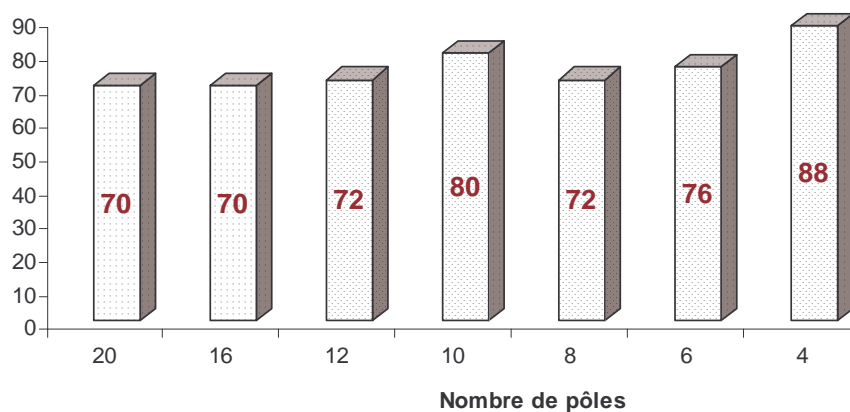


Figure 3.36 : Nombre de spires en fonction de la polarité

Les dimensions et le nombre de barres rotoriques ont une influence sur la pente de la caractéristique du couple dans sa partie stable. D'un point de vue du modèle externe, elle est représentée par la résistance rotorique et de manière générale, l'action sur les dimensions de la barre modifie le point de fonctionnement (le glissement) permettant de fournir le couple requis. Cependant, des considérations technologiques et économiques limitent l'action sur ce paramètre.

La figure (3.37) montre la hauteur des barres rotoriques adoptée pour chaque polarité. La variation de la hauteur ne dépasse pas 17%.

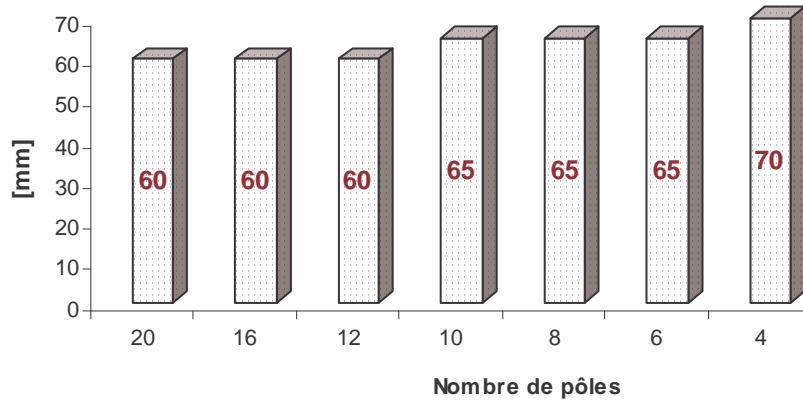


Figure 3.37 : Hauteur de la barre en fonction de la polarité

L'analyse des histogrammes précédents permet d'avancer que la variation de la polarité n'affecte pas de manière significative la géométrie globale (rayon externe notamment) mais elle joue un rôle important dans le nombre d'encoches statoriques et, par conséquent, sur le nombre d'encoches rotoriques. La première observation qui en découle est que les machines de grandes polarités seront beaucoup plus coûteuses à mettre en oeuvre que les machines à faible nombre de pôles. Néanmoins, le coût n'étant pas le seul critère, nous allons nous intéresser dans la prochaine section aux performances électriques et thermiques.

• **Comparaison des performances**

La première observation concerne l'amélioration du facteur de puissance et du rendement avec la diminution du nombre de pôles (figure (3.38)). La comparaison en terme de rendement ou du facteur de puissance séparément ne permet pas de mettre en évidence leur influence. Il est plus judicieux d'établir une comparaison sur le critère du produit du rendement par le facteur de puissance, qui donne l'information sur le courant absorbé. En effet, pour rappel, à puissance mécanique P_u et à tension constante V_s , le courant absorbé peut s'écrire de la manière suivante :

$$I_s = \frac{P_u}{3V_s \eta \cos \varphi}$$

Ainsi, la figure (3.38) montre l'amélioration du produit $\eta \cos \varphi$ avec la diminution de la polarité, cela a pour conséquence, la diminution du courant absorbé comme on peut le constater sur la figure (3.39).

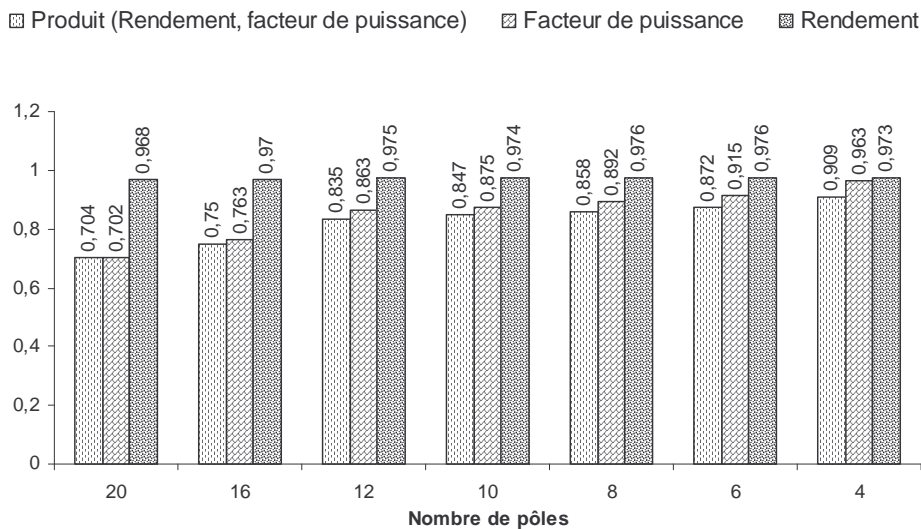


Figure 3.38 : Rendement et facteur de puissance en fonction de la polarité

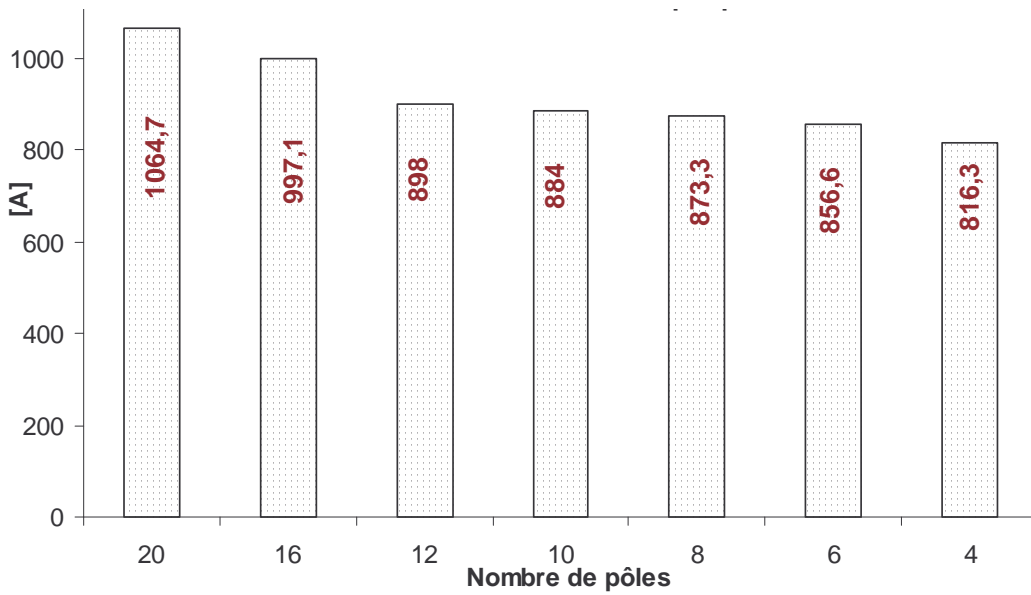


Figure 3.39 : Courant absorbé en fonction de la polarité

Lors du dimensionnement des différentes machines asynchrones, nous avons choisi de reprendre l'approche utilisée pour les machines à aimants permanents, qui consiste à admettre un niveau d'induction plus important dans les culasses pour les faibles polarités. Comparé à celui préconisé pour les machines à grande polarité, ceci permet d'homogénéiser les pertes fer entre les machines de différentes polarités. Toutefois, il est important de prendre en compte certains aspects, telle que la température. En effet, pour les faibles polarités, un compromis doit être trouvé entre l'augmentation de la culasse et l'augmentation des pertes fer, ces deux paramètres agissent sur l'augmentation de la température.

La figure (3.40) montre les zones de relevé d'induction dans la machine asynchrone et la figure (3.41) représente le niveau d'induction (max) dans les différentes parties de la MAS et ce, pour chaque polarité. Naturellement, le niveau d'induction est plus important au voisinage des becquets, des cales et des isthmes d'encoches. Le niveau d'induction dans l'entrefer varie de 0.85T (20 pôles) à 1.07 T (6 pôles).

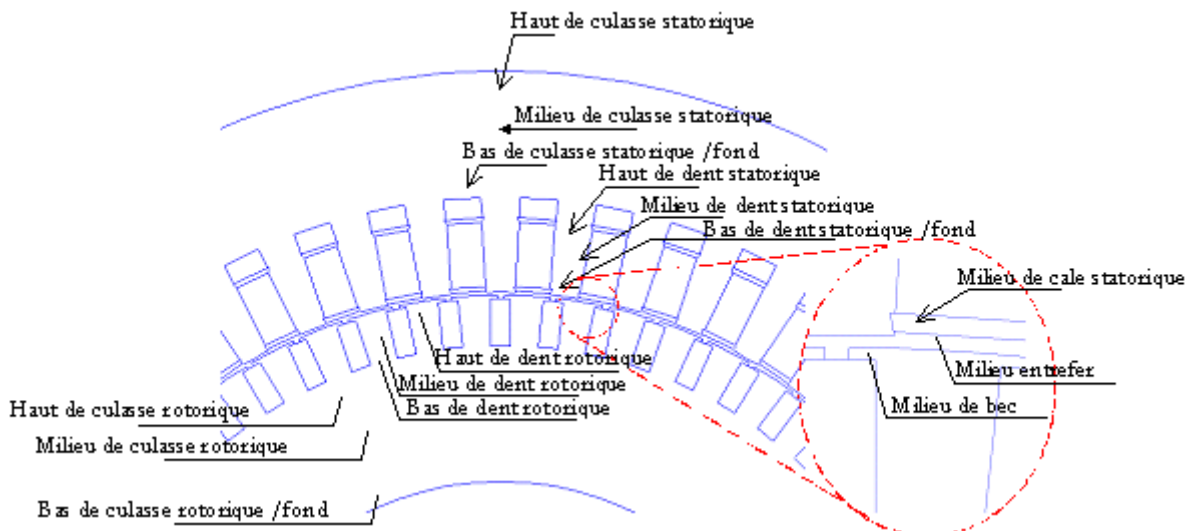


Figure 3.40 : Endroits de relevé de niveau d'induction dans la MAS

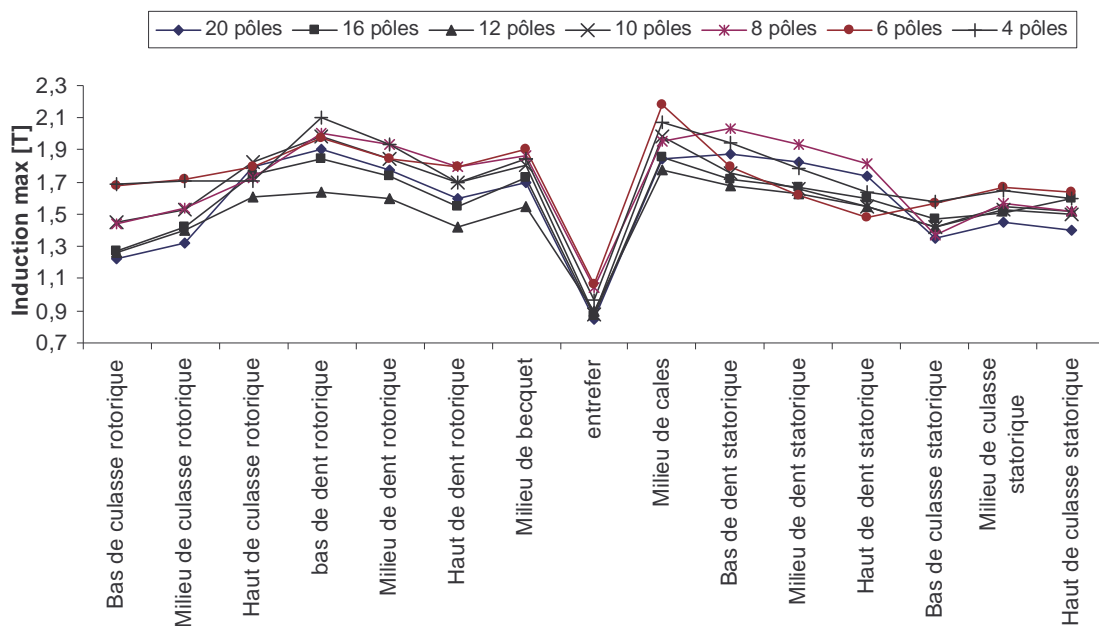


Figure 3.41 : Niveau d'induction dans la MAS en fonction de la polarité

Le glissement au point de fonctionnement nominal a tendance à augmenter avec la polarité (figure (3.42)).

Le couple volumique varie peu avec la polarité (figure (3.43)), ce qui montre que la tentative de maintenir un niveau d'encombrement relativement identique est atteinte, excepté pour le cas de la MAS à 4 pôles qui, en raison des performances exigées, ne permet pas d'atteindre les objectifs avec l'encombrement requis notamment la contrainte de ne pas dépasser 2 mètres de diamètres.

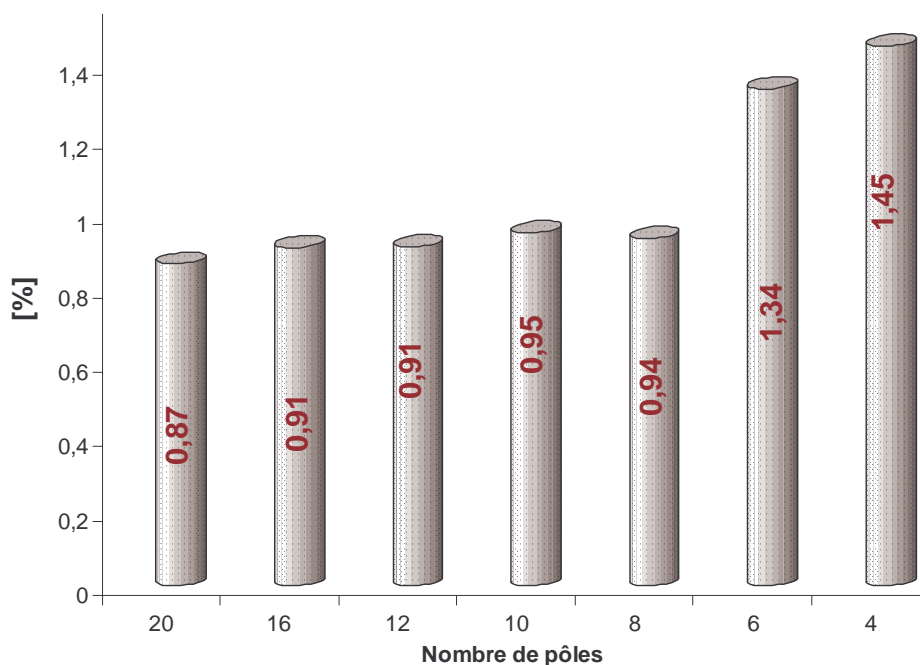


Figure 3.42 : Glissement au point de fonctionnement en fonction de la polarité

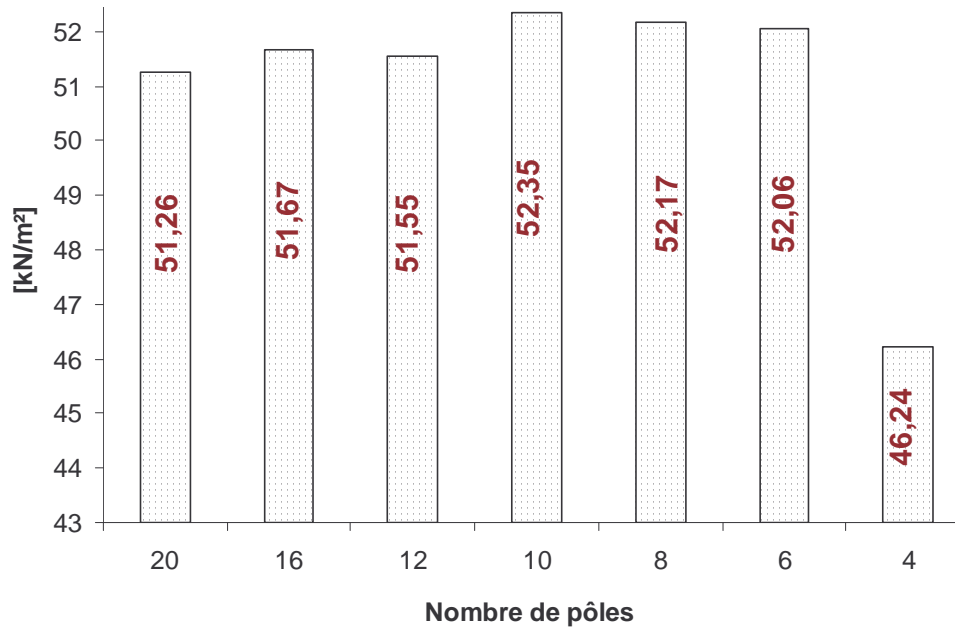


Figure 3.43 : Couple volumique en fonction de la polarité

Les pertes sont rassemblées dans la figure (3.44). Bien que le courant absorbé diminue avec la diminution de la polarité, cela n'entraîne pas une diminution des pertes Joule statoriques en raison, notamment, de la longueur des têtes de bobines qui augmente avec la diminution de la polarité

Le glissement étant lié aux pertes Joule rotoriques, on constate que leur allure est à l'image de celle du glissement.

Les pertes fer étant quasiment liées au carré de la fréquence elles ont tout naturellement tendance à diminuer avec la diminution de la polarité.

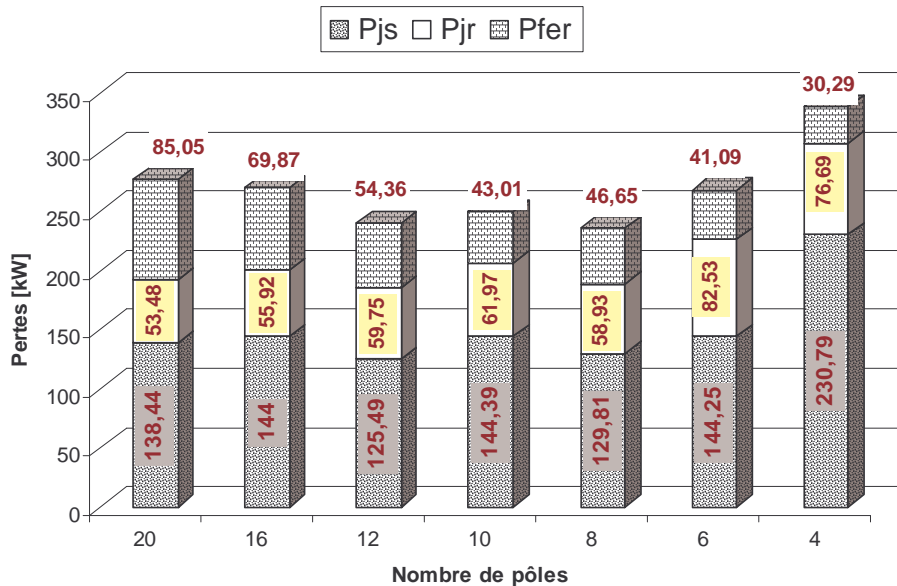


Figure 3.44 : Principales pertes en fonction de la polarité

Un effet négatif de la diminution de la polarité réside dans l'augmentation de la hauteur des culasses entraînant nécessairement l'augmentation de la masse (figure (3.45)). De plus, cette culasse constitue une barrière thermique à l'évacuation des pertes Joule statoriques, entraînant

ainsi, l'augmentation de la température du cuivre statorique (figure (3.46)). Cette augmentation se traduit par une augmentation des pertes Joule statoriques (figure (3.44)).

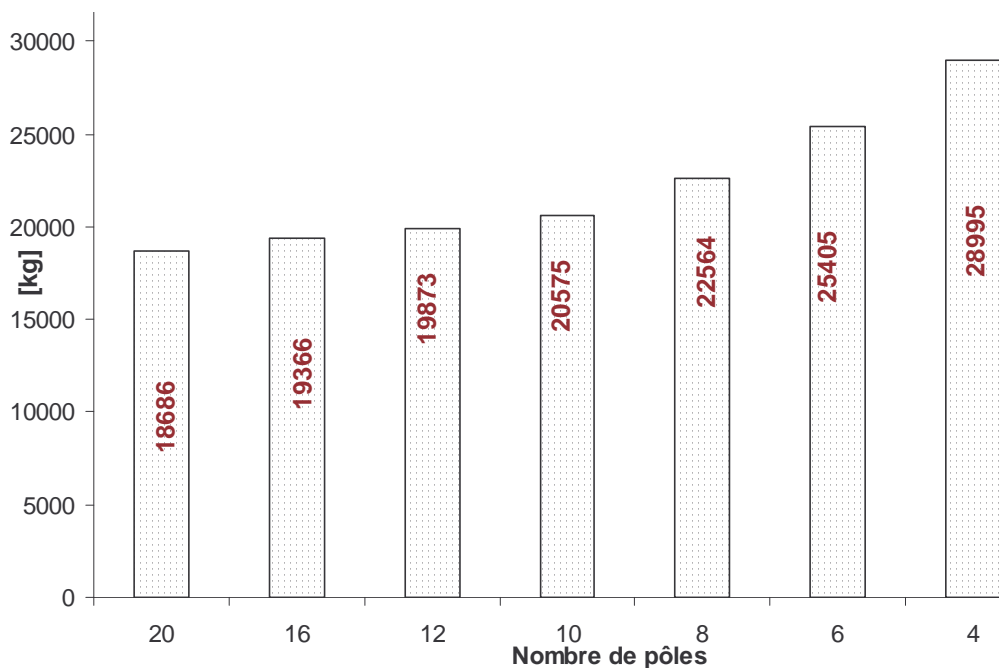


Figure 3.45 : Masse totale (sans la culasse rotorique) en fonction de la polarité

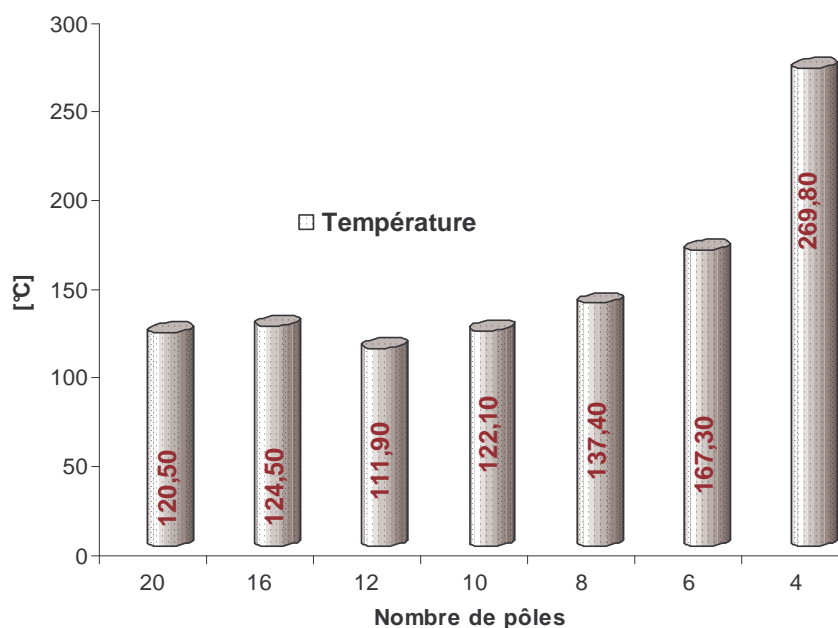


Figure 3.46 : Température en fonction de la polarité

De l'analyse des résultats on peut résumer ainsi :

- Les machines asynchrones à grandes polarités (16 et 20 pôles) ont à la fois un encombrement et un courant plus important.
- Les machines asynchrones à faibles polarités (4 et 6 pôles) ont une température de fonctionnement dépassant la limite admissible.
- La machine à 12 pôles qui a un courant raisonnable et une température de fonctionnement plus qu'acceptable mais présente un encombrement relativement important.

Deux polarités sont mises en évidence, à savoir, les machines asynchrones à 10 pôles et à 8 pôles. En effet, elles présentent un couple volumique relativement voisins et important avec un diamètre externe faible (1.8 m), un courant absorbé inférieur à 850A (efficaces) et des pertes principales relativement faibles (<250kW) avec une température au niveau des conducteurs inférieure à 140°A. La Machine asynchrone à 8 pôles à un avantage particulier qui réside dans son courant absorbé et ses pertes qui sont relativement plus faibles par rapport à la MAS à 10 pôles mais elle présente un poids plus important et une température voisine de 140°A.

Dans la suite de l'étude, on ne considère que les machines asynchrones à 8 pôles et 10 pôles, qui semblent les plus appropriées pour rivaliser en termes de performances avec la machine à aimants permanents montés surface.

3.6.2. Utilisation du modèle MHE

Pour rappel, ce modèle sert à affiner les performances, en introduisant un moyen de calculer les pertes dues uniquement aux principaux harmoniques de bobinages. Etant donné, que la machine est alimentée avec un onduleur de tension. Nous avons calculé les performances des machines asynchrones retenues, dans un objectif de variation de vitesse. Connaissant la fréquence nominale f_n et le glissement g_n , on fait varier la vitesse de rotation sur une plage prédéfinie en maintenant la pulsation rotorique du fondamental constante ($\omega_r = g_n \omega_s = cte$).

En travaillant à flux d'entrefer constant, le courant absorbé est calculé en considérant l'ensemble des impédances et en modélisant les pertes fer par une impédance mise en parallèle dans la branche du fondamental.

On observe que le couple (dû au fondamental) délivré (figure (3.48)) et le courant dû au fondamental (figure (3.49)) sont quasiment constants en fonction de la vitesse, lorsque l'on maintient un flux constant. Il en est de même pour les pertes Joule rotoriques dues au fondamental (figure (3.50)).

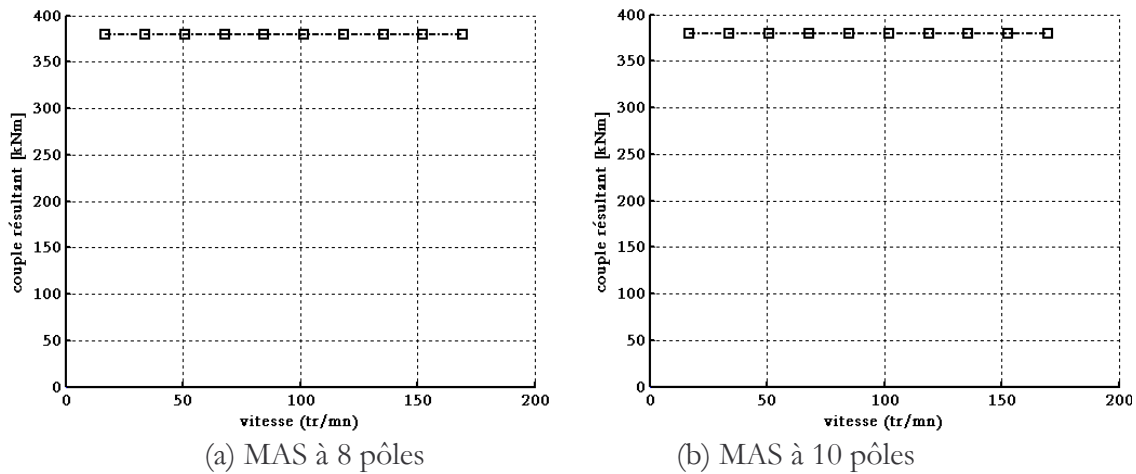


Figure 3.47 : Evolution du couple à flux constant en fonction de la vitesse

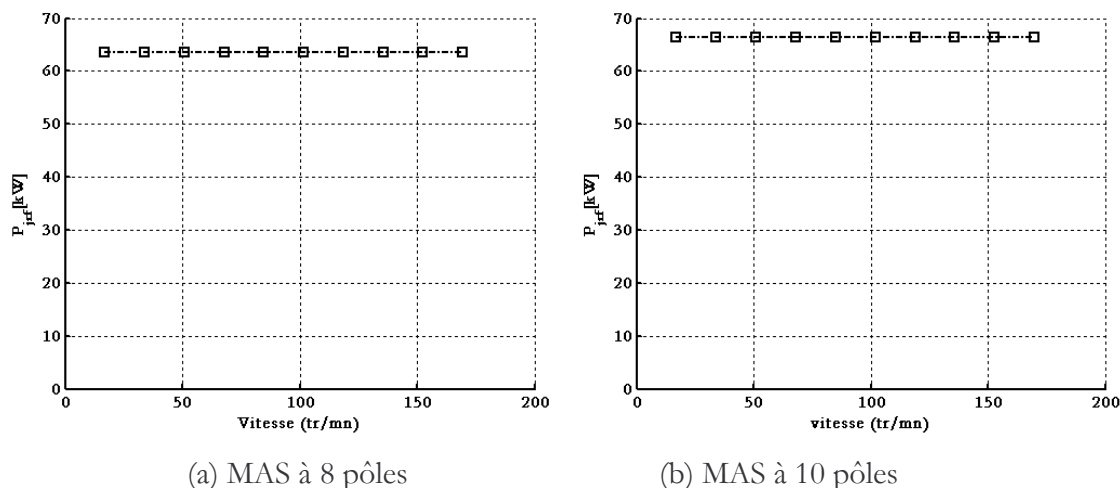


Figure 3.48 : Evolution des pertes Joule rotoriques du fondamental en fonction de la vitesse

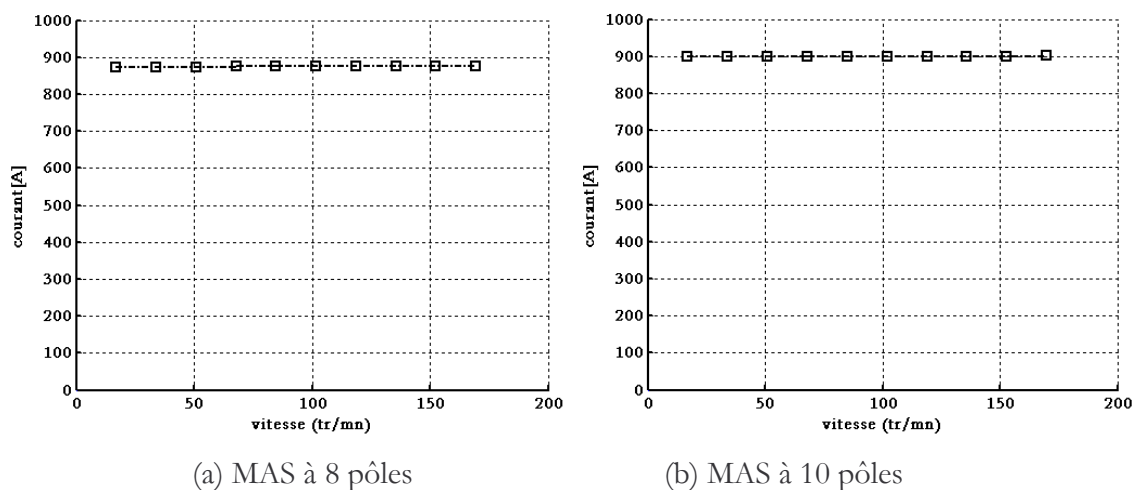
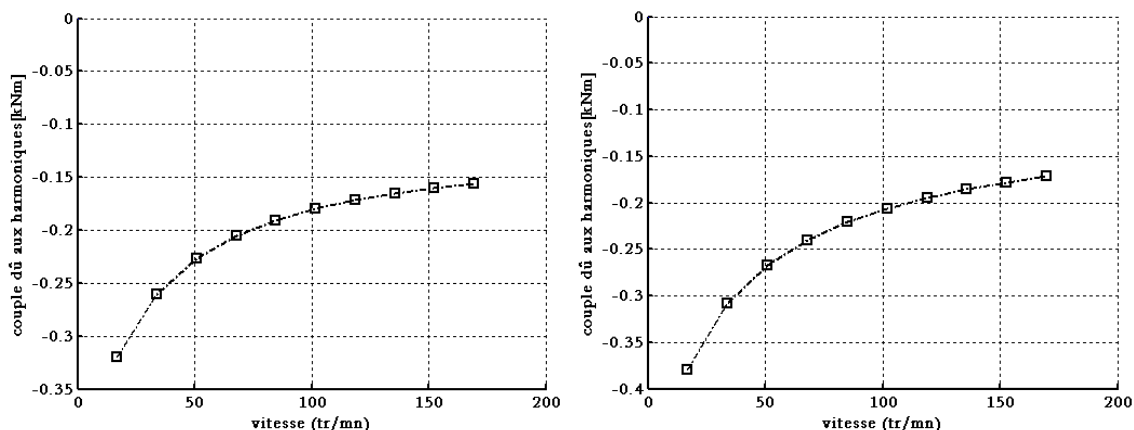


Figure 3.49 : Evolution du courant absorbé à flux constant en fonction de la vitesse

À flux d'entrefer constant, on retrouve bien un couple résultant et un courant absorbé quasiment constants. En effet, on retrouve un courant et un couple quasi-identiques pour les deux machines étudiées. C'est à dire que les chutes de tensions aux bornes des « impédances harmoniques » sont faibles et n'affectent pas ou peu le courant qui est principalement dû au fondamental.

L'utilisation du modèle multi harmonique d'espace permet de quantifier l'effet des harmoniques de bobinage sur le couple moyen et les pertes Joule rotoriques. En effet, et comme nous l'avons vu au paragraphe (3.4), le couple dû aux harmoniques de bobinage est négatif dans la zone de fonctionnement nominale de la machine ($g < 2\%$) et ce, quelque soit l'harmonique considéré (figure (3.17)). Nous montrons dans la figure (3.50), l'évolution de la somme des couples dus aux harmoniques de bobinage en fonction de la vitesse pour un fonctionnement à flux constant.

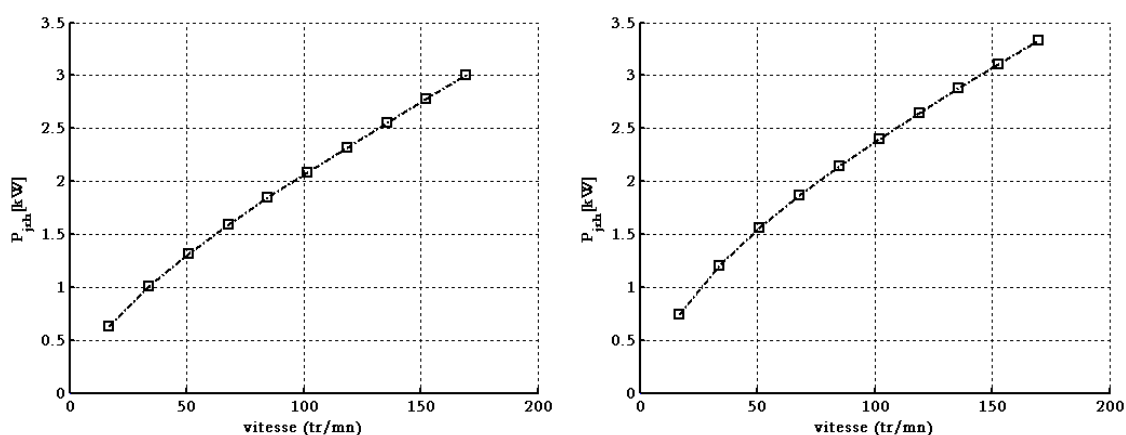
Les pertes Joule rotoriques dues aux harmoniques de bobinages augmentent avec la vitesse (figure (3.51)) car la pulsation rotorique de l'harmonique considéré $\omega_{rh} = g_h \omega_s$ n'est pas constante contrairement à la pulsation rotorique du fondamental. Ce qui affecte à la fois la résistance rotorique et les fuites rotoriques (réactance de fuites) qui varient en fonction de ω_{rh} . Néanmoins, leurs pertes correspondantes restent faibles et sont de l'ordre de 5% des pertes dues au fondamental.



(a) MAS à 8 pôles

(b) MAS à 10 pôles

Figure 3.50 : Evolution du couple dû aux harmoniques de bobinage en fonction de la vitesse



(a) MAS à 8 pôles

(b) MAS à 10 pôles

Figure 3.51 : Evolution des pertes Joule rotoriques dues aux harmoniques de bobinage en fonction de la vitesse

Le tableau (3.8) rend compte des implications de la prise en compte des harmoniques de bobinage sur les principales performances. En effet, la prise en compte des harmoniques de bobinage dans le modèle circuit, se traduit par une relative augmentation du glissement pour atteindre le couple requis (voisinage de 380 kNm).

Tableau 3.8 : Récapitulatif des principales performances

MAS	g (%)	I_s (A)	Couple (kNm)	P_{jrf} (kW)	P_{jrh} (kW)
<i>Modèle multi harmoniques d'espace</i>					
10 pôles	0.975	901	379	66.5	3.8
8 pôles	0.93	876	381	63.5	3.2
<i>Modèle mono harmonique</i>					
10 pôles	0.92	881	379	62	---
8 pôles	0.876	860	380	59	---

Par ailleurs, le courant absorbé a relativement augmenté ainsi que les pertes Joule rotoriques dues au fondamental P_{jrf} . Naturellement, les pertes Joule dues aux harmoniques d'espace P_{jrh} ne sont évaluées que dans le modèle MHE.

3.6.3. Utilisation du modèle MHT

Nous présentons les résultats sur les machines à 10 pôles et 8 pôles. La forme d'onde des tensions de phase reconstituée sur la base des données Convertteam, est représentée dans la figure (3.52). Les harmoniques injectés sont des multiples de la fréquence d'alimentation. En effet, nous avons reformulé les rangs harmoniques obtenus de manière à voir des rangs de forme $1 \pm 6\gamma$. Par ailleurs, la fréquence de découpage f_d , est choisie comme étant un multiple de trois de la fréquence d'alimentation.

Les figures (3.53) et (3.54) représentent l'évolution « extrapolée » des paramètres rotoriques en fonction des hautes fréquences issues de la MLI. L'extrapolation est faite à l'aide de la fonction d'approximation des coefficients de Kelvin.

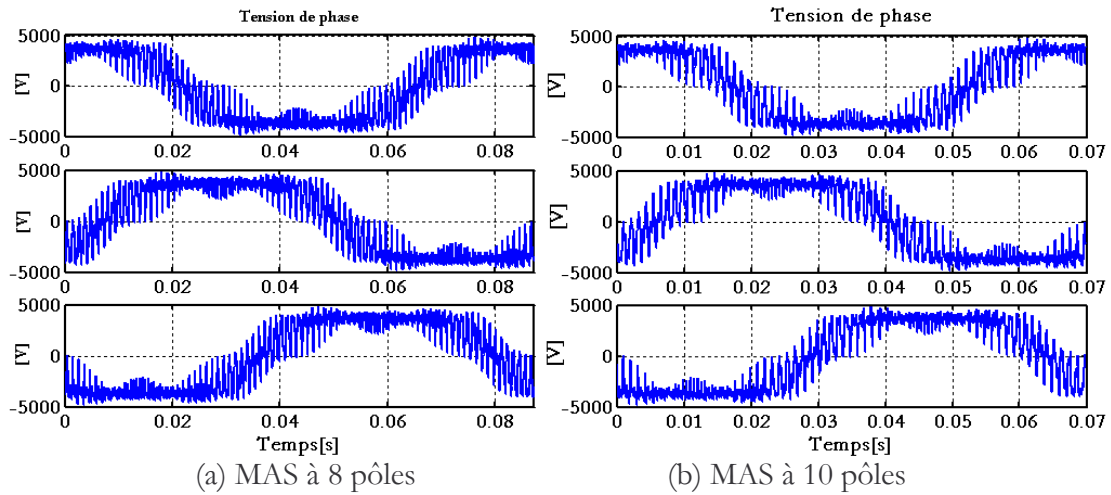


Figure 3.52 : Tensions de phase issue de la MLI

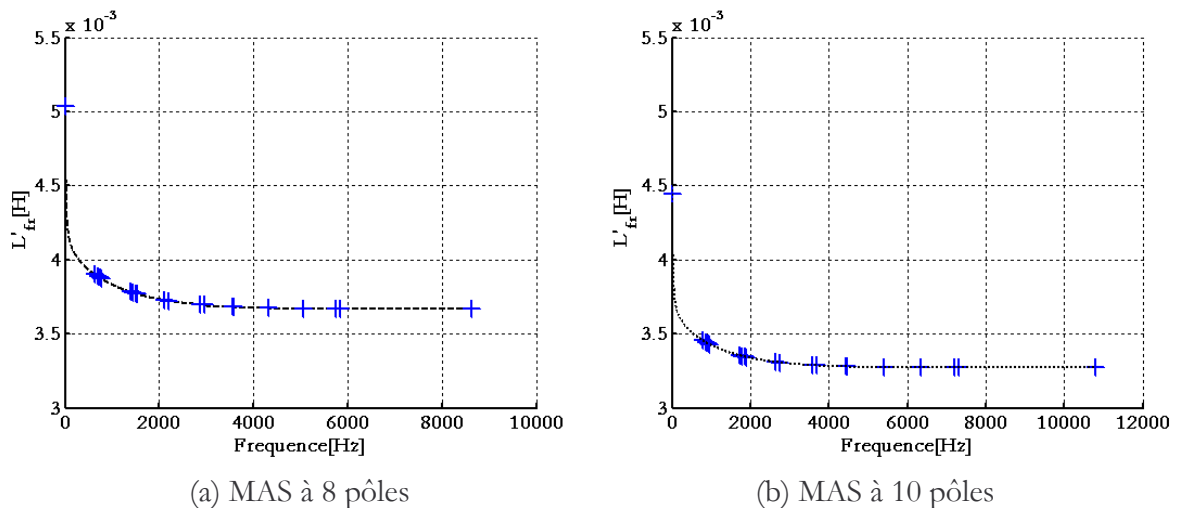


Figure 3.53 : Evolution de l'inductance de fuites rotorique en fonction de la fréquence MLI

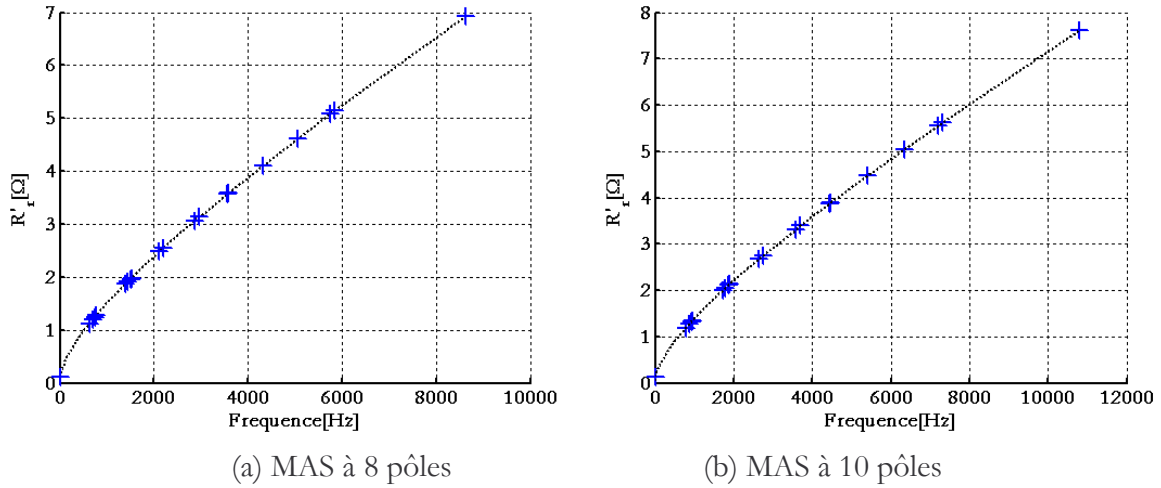


Figure 3.54 : Evolution de la résistance rotorique en fonction de la fréquence MLI

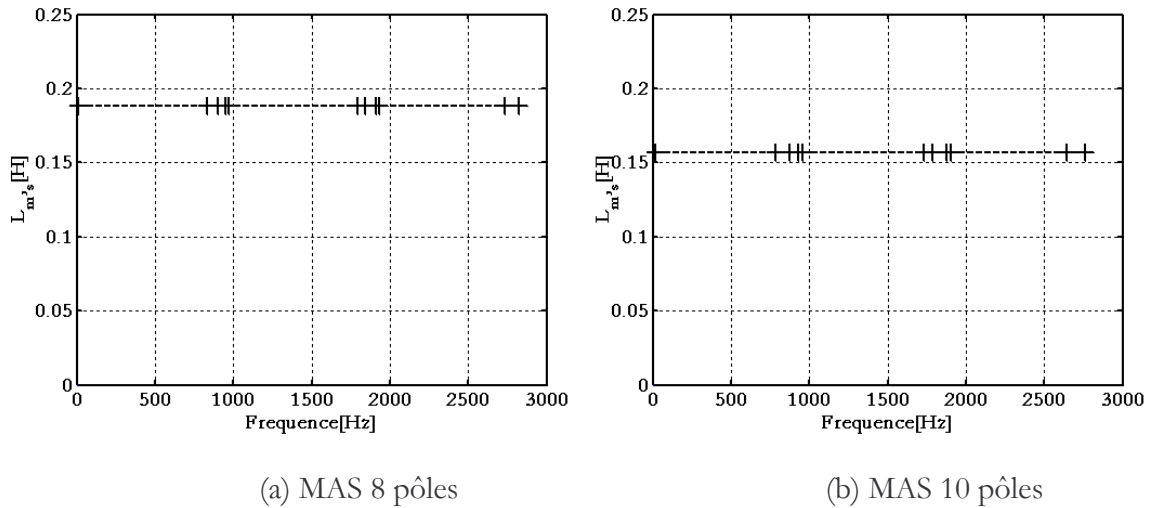


Figure 3.55 : Evolution de l'inductance magnétisante (statique) en fonction de la fréquence.

L'inductance magnétisante n'est pas affectée par la fréquence, comme on peut le voir sur la figure (3.55), obtenue en régime linéaire. Toutefois, l'inductance magnétisante varie avec le niveau de saturation comme on peut l'observer sur la figure (3.56), qui montre l'évolution des inductances statique et dynamique en fonction du courant. L'inductance dynamique à prendre en compte dans le modèle utilisé, pour la détermination des courants harmoniques, est celle obtenue au voisinage du courant magnétisant de la machine considérée (8 pôles ou 10 pôles) au point de fonctionnement $g = 0$.

L'inductance statique augmente au tout début de la magnétisation puis amorce une pente descendante, cette variation dans l'évolution de l'inductance est due au matériau utilisé pour la MAS (différent de celui utilisé pour la MSAP) qui présente une caractéristique $B(H)$ possédant au tout début une pente d'évolution moins raide, quasiment voisine de l'évolution de la pente au dessus de coude de saturation comme on peut le constater sur la figure (3.57).

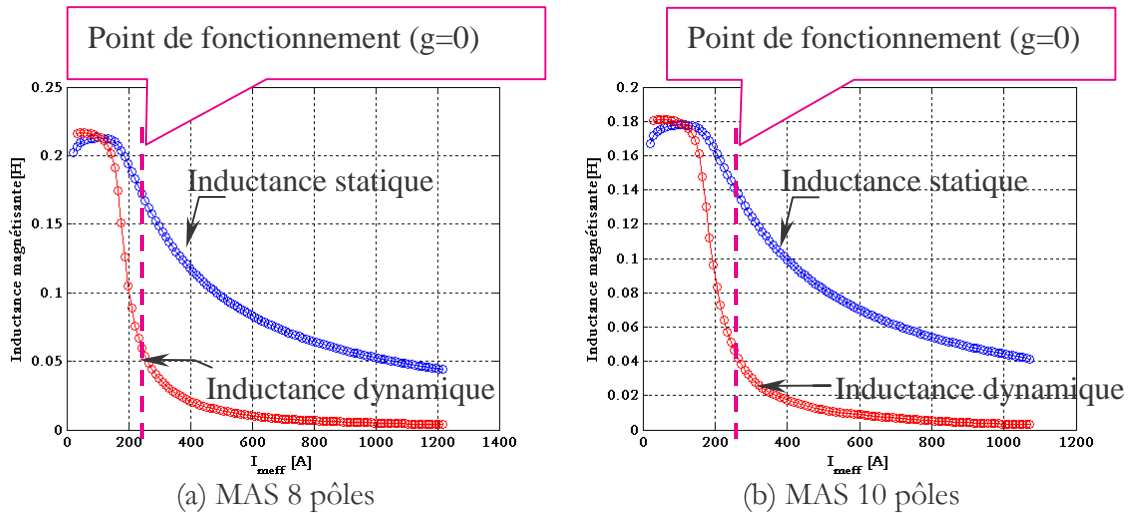


Figure 3.56 : Evolution de l'inductance statique et dynamique en fonction du courant magnétisant

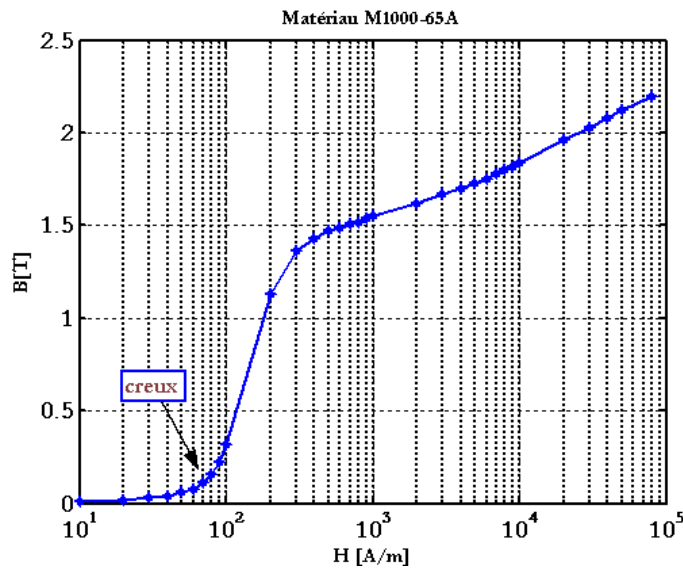


Figure 3.57 : Caractéristique B(H) du matériau utilisé au stator et au rotor de la MAS

Une fois les paramètres du modèle circuit représentant les harmoniques identifiés, on obtient le spectre des harmoniques de courant à partir du modèle, auquel on injecte le spectre des tensions harmoniques (figure (3.58)). Le spectre des courants harmoniques connu, on déduit les pertes Joule statoriques et rotoriques dues aux harmoniques de temps issus de la MLI. Le tableau (3.9) résume les pertes Joule statoriques et rotoriques dues aux harmoniques de temps issus de la MLI. On constate que les pertes totales n'excèdent pas 1.2 kW pour les deux machines retenues ; elles restent par conséquent faibles.

Tableau 3.9 : Pertes Joule dues aux harmoniques de temps de la MLI		
Pertes dues aux harmoniques de temps	MAS 8 pôles	MAS 10 pôles
Pertes Joule statoriques (kW)	0.78	0.71
Pertes Joule rotoriques (kW)	0.42	0.33

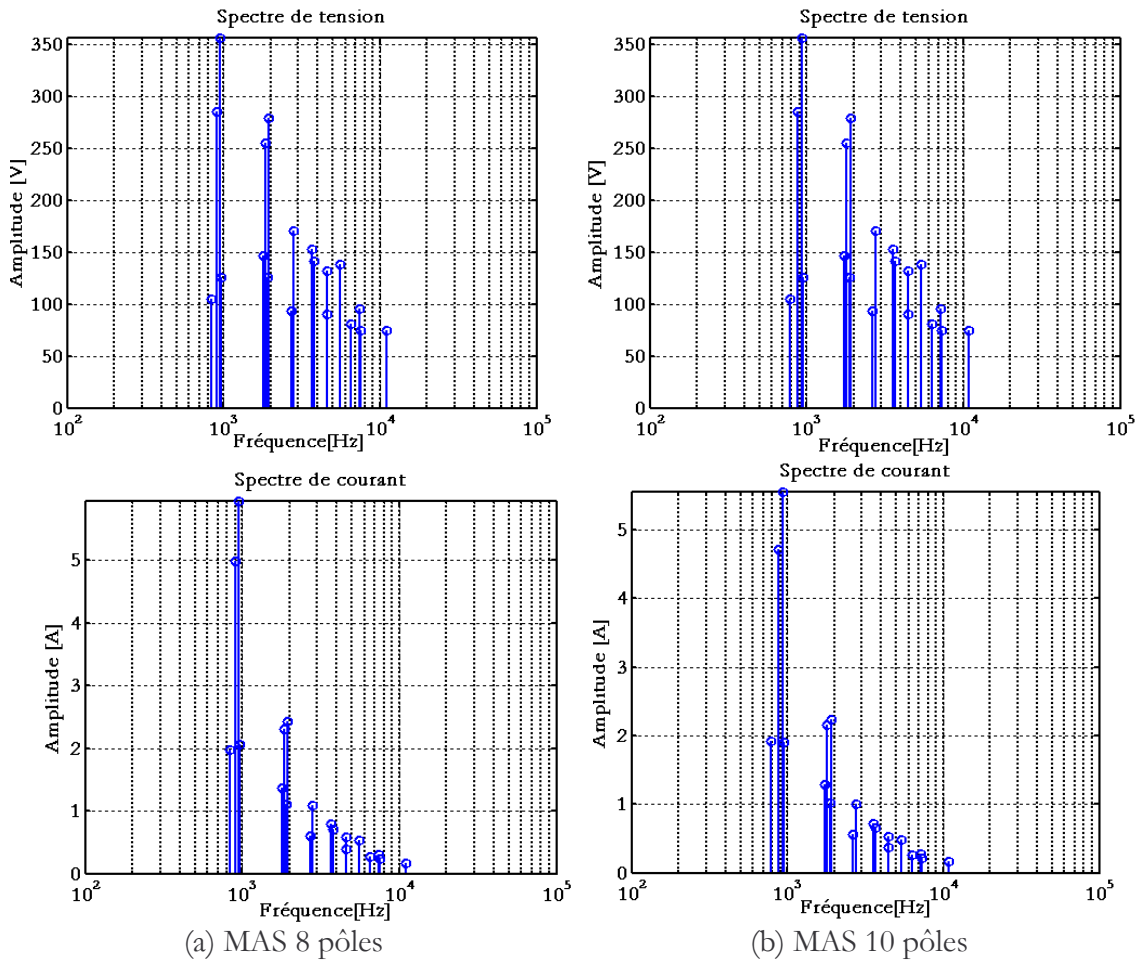


Figure 3.58 : Spectre de tension et de courant harmoniques de la MAS

L'utilisation d'un calcul évolutif permet de déterminer les pertes Joule rotoriques de manière relativement précise, comparé à l'utilisation du modèle multi harmonique d'espace (MHT). En effet, la figure (3.59) indique que pour une alimentation sinusoïdale les pertes Joule rotoriques sont de 76kW pour la machine asynchrone à 8 pôles et de 82 kW pour celle à 10 pôles ; soit une différence par rapport aux résultats obtenus via le modèle MHT de, l'ordre de 12% et de 13.5% respectivement. Ces différences sont probablement dues aux différentes pertes non prises en compte. Les pertes Joule rotoriques dues à la présence des harmoniques de temps sont évaluées à 5kW pour la machine à 8 pôles et à 3kW pour la machine à 10 pôles. Naturellement en raison des faibles réactances de fuites de la machine à 8 pôles, il était prévisible que les pertes soient plus importantes. Soulignons que les pertes Joule statoriques n'ont pas été affectées par la présence des harmoniques de temps.

Le tableau (3.10) regroupe les principales performances (courant, couple) au point de fonctionnement nominal et les pertes Joule rotoriques calculées à l'aide trois modèles fréquentiels présentés. Les résultats sont comparés avec ceux obtenus par une méthode temporelles (FLUX2D). Les estimations des pertes sont plus importantes dans le cas d'un calcul par Flux2D, la différence peut être due aux pertes par pulsations et aux pertes dues aux harmoniques de temps induits par la structure.

Tableau 3.10 : Récapitulatif des principales performances

MAS	I_s (A)	Couple (kNm)	P_{jrf} (kW)	P_{jrh} (kW)
<i>Modèle mono harmonique</i>				
10 pôles	881	379	62	---
8 pôles	860	380	59	---
<i>Modèle multi harmoniques d'espace</i>				
10 pôles	901	379	66.5	3.8
8 pôles	876	381	63.5	3.2
<i>Modèle multi harmoniques de temps</i>				
10 pôles	890	380	70	0.5
8 pôles	865	380	66	0.5
<i>Calcul par FLUX2D</i>				
10 pôles	896	380		84
8 pôles	888	380		81

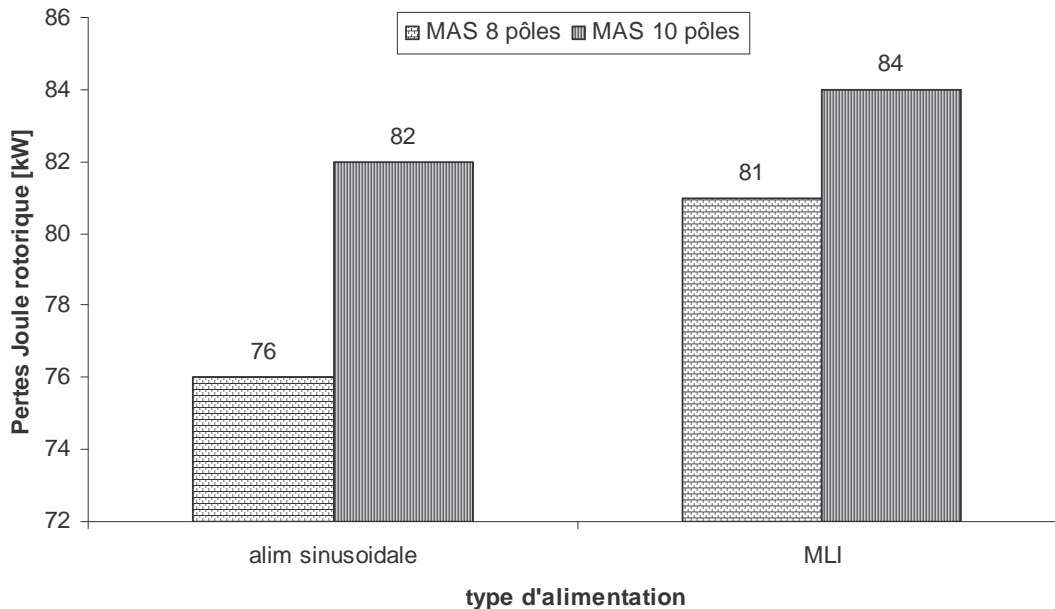


Figure 3.59: Pertes Joule rotoriques dans les MAS obtenues par calcul évolutif

3.6.4. Utilisation du logiciel Flux2D

Pour le calcul des formes d'ondes des courants des deux machines retenues, nous avons utilisé le même outil afin d'éviter d'éventuelles erreurs dues au modèles. Un calcul utilisant la magnétodynamique évolutif (Flux 2D) est mis en œuvre bien qu'il est long. Pour des raisons de

temps d'exécution, nous avons limité les fréquences prises en compte dans le spectre de la tension appliquée à la même valeur (1000Hz).

Tableau 3.11 : Fréquence de MLI considérée

MAS à 8 pôles	Mas à 10 pôles	Fréquences MLI
$\begin{cases} f_s = 11.437Hz \\ f_d = 926.397Hz \end{cases}$	$\begin{cases} f_s = 14.302Hz \\ f_d = 901.026Hz \end{cases}$	
1	1	f_d
73	55	$f_d - 8f_s$
75	57	$f_d - 6f_s$
79	61	$f_d - 2f_s$
81	63	f_d
83	65	$f_d + 2f_s$
85	67	$f_d + 4f_s$

Par contre, nous avons choisi de maintenir le rapport entre la fréquence de découpage f_d et la fréquence d'alimentation f_s comme étant un multiple de 3, pour éviter de retrouver les principales fréquences de découpage dans le spectre de courant comme nous l'avons déjà signalé au chapitre (II). Le tableau (3.14) résume les principales fréquences de MLI considérées dans nos simulations.

Sur la figure (3.60), nous présentons les formes d'ondes des courants obtenues avec une alimentation sinusoïdale, comparées à celles issues d'une alimentation par MLI et ce, pour les deux machines asynchrones considérées. Les harmoniques de courants issus de la MLI n'introduisent pas de fortes ondulations du courant et la forme d'onde des courants est quasi sinusoïdale. Les ondulations sont légèrement prononcées dans le cas de la machine asynchrone à 8 pôles car cette machine présente des inductances de fuites statorique plus faibles (accentuées par la saturation des cales). Il en est de même pour les inductances de fuites rotoriques qui, si l'on regarde au niveau local, s'explique par le fait que les becquets des encoches rotoriques sont plus saturé pour la machine à 8 pôles conduisant ainsi à une ouverture « magnétique » plus grande se traduisant par une diminution de l'inductance de fuite rotorique en haute fréquence. C'est principalement ces grandeurs qui limitent les courant de hautes fréquences.

Le spectre des courants des deux machines est représenté sur la figure (3.61). Pour chaque machine deux spectres, l'un en alimentation sinusoïdale et l'autre en alimentation MLI, sont superposés.

La machines asynchrone, est alimentée en tension, le spectre de courant aura naturellement, les harmoniques de temps injectés, mais aussi les harmoniques issus de la réaction d'induit, qui sont principalement les harmoniques dus à la saturation, mais aussi ceux dus à la denture rotorique. En effet, pour rappel, les harmoniques de temps existants dans les courants statoriques de la machine asynchrone sont de rang de la forme suivante :

$$1 \pm 2N_{ph}\gamma \pm 2\eta \pm (1-g)(\lambda N_{er} / p) \quad (\text{III.45})$$

où : $\gamma, \eta, \lambda = 0, 1, 2, 3, \dots$

Les valeurs du glissements étant très faibles (moins de 1%) au point de fonctionnement correspondant à 170 tr/mn et 380kNm, on peut donc négliger le glissement dans l'expression (III.45).

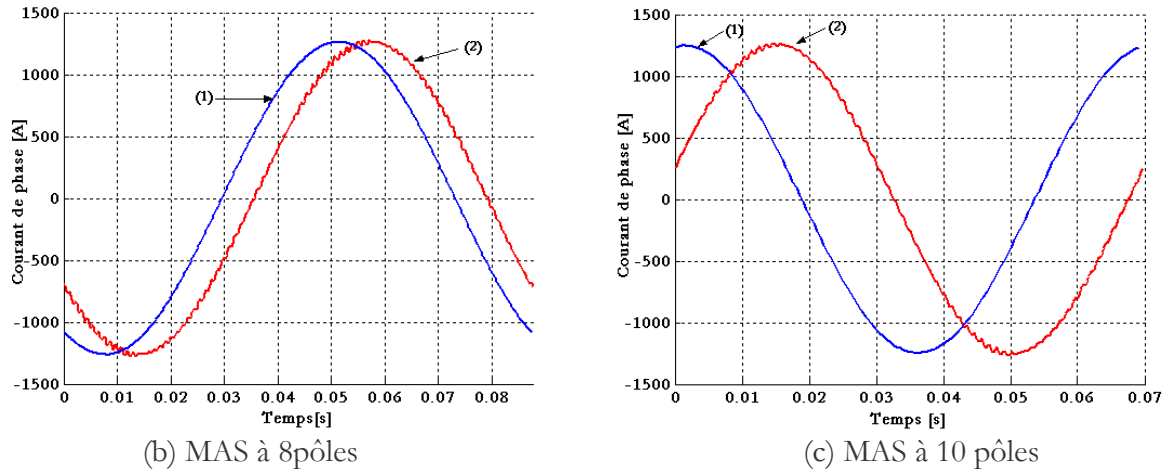


Figure 3.60 : Forme d'onde des courants
(1) Alimentation sinusoïdale (2) alimentation MLI

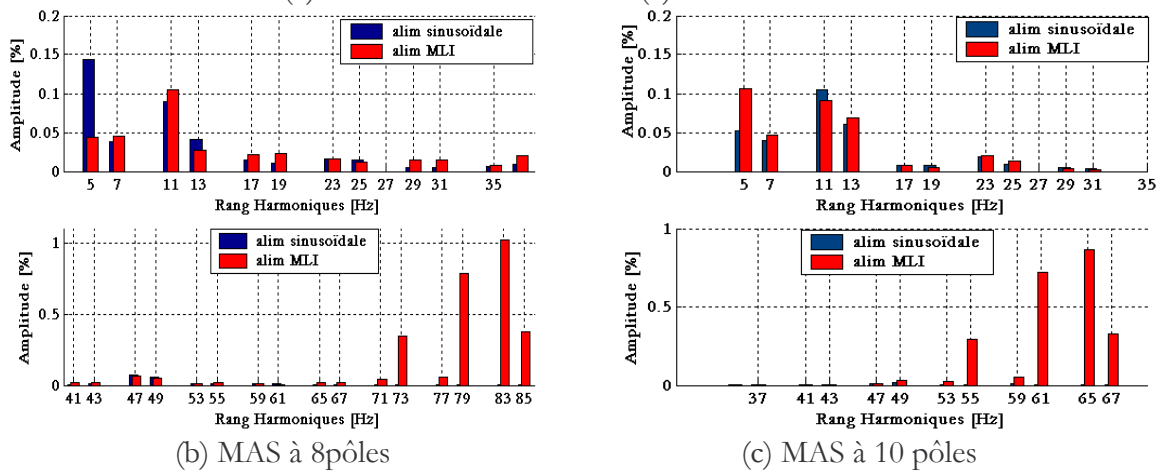


Figure 3.61 : Spectre harmonique des courants

La saturation étant plus prononcée dans la machine asynchrone à 8 pôles, on observe nettement que l'harmonique de rang 5, dû à la saturation, obtenu lors d'une alimentation sinusoïdale, est relativement plus important que celui de la machine asynchrone à 10 pôles.

La figure (3.62) montre les formes d'onde des courants obtenues en alimentation sinusoïdale, en mode linéaire et en mode saturé. L'analyse spectrale des courants pour les deux machines asynchrones est donnée dans la figure (3.63), elle montre qu'en absence de saturation les harmoniques existants sont, pour la MAS à 8 pôles, l'harmonique de rang 47 et 49 et pour la MAS à 10 pôles, ce sont les harmoniques de rang 53 et 55 qui sont existants, ces harmoniques sont ceux dues à l'interaction de la denture rotorique avec le fondamental de temps.

On remarque qu'en présence de la saturation, l'effet des dents rotoriques est atténué, se traduisant par des amplitudes des rangs correspondant, moins importantes dans le spectre de courant des machines asynchrones à 8 et 10 pôles.

Cet aspect de l'étude permet de mettre en évidence l'importance de la saturation dans l'introduction d'harmoniques de courant et par conséquent de couple.

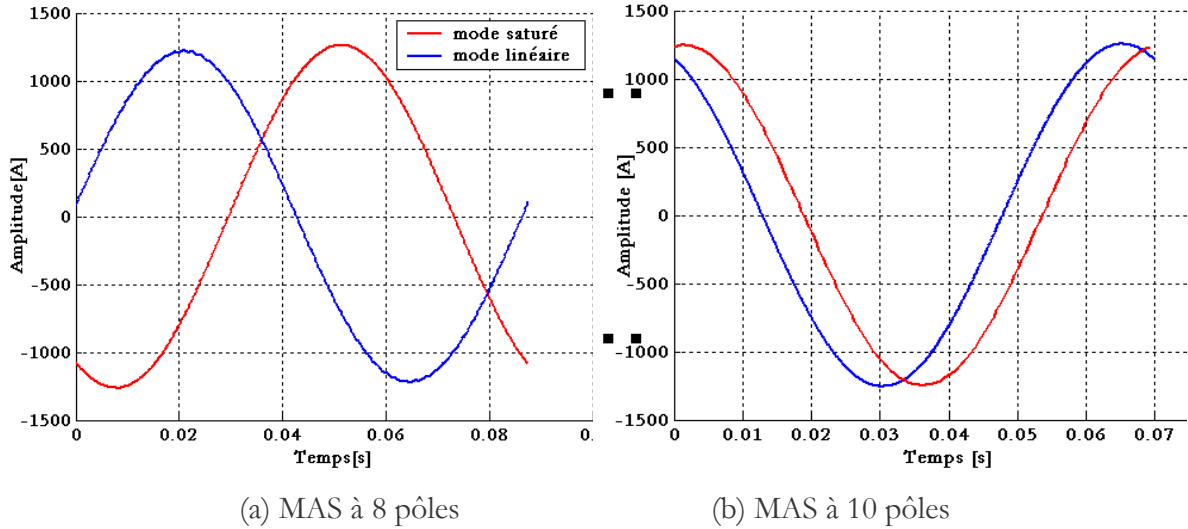


Figure 3.62 : Forme d'onde du courant de la MAS en alim sinusoïdale

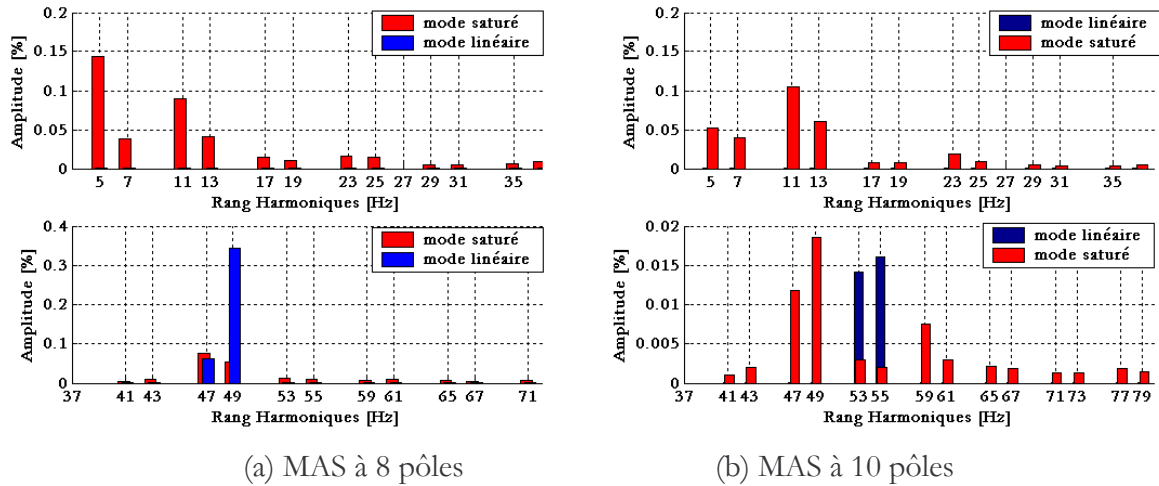


Figure 3.63 : Spectre harmonique des courants de la MAS en alim sinusoïdale

Nous rassemblons sur la figure (3.64), les formes d'ondes du couple instantané pour les deux machines considérées et dans les conditions prises au paragraphe précédent. D'un premier abord, nous comparons les valeurs du taux d'ondulation du couple, défini comme étant le rapport du couple crête à crête sur le couple moyen. Ce taux est de 5.71% pour la machine asynchrone à 8 pôles ; il vaut 4.59% pour la machine à 10 pôles.

Nous avons mis en évidence, au début de ce chapitre, les harmoniques susceptibles d'être présents dans le spectre du couple de la machine asynchrone ainsi que les conditions de leur existence.

En sachant que le glissement nominal des machines asynchrones étudiées est très faible ($g < 0.01$) et que les harmoniques issues de la MLI sont de la forme $1 \pm 2N_{ph}\gamma$, les relations exprimant le contenu harmonique du couple des machines asynchrones sont :

$$\pm (1 \pm 1) \pm 2N_{ph}\gamma \pm 2\eta \pm \lambda \frac{N_{er}}{p} \quad (\text{III.46})$$

avec la condition que

$$\pm (1 \pm 1)p \pm 2N_{ph}kp \pm 2\eta p \pm nN_{es} \pm N_{er}\lambda = 0 \quad (\text{III.47})$$

où :

$$\gamma, k, \eta, n, \lambda = 0, 1, 2, 3, \dots$$

N_{ph} est le nombre de phase de la machine.

Avec une alimentation en tensions sinusoïdale ($\gamma=0$), on peut trouver une multitude de combinaisons permettant de générer des harmoniques dans le couple de la machine asynchrone (équation III.46 avec la condition III.47). Pour pouvoir séparer les phénomènes, nous avons superposé, sur la figure (3.65), les spectres obtenus avec une alimentation sinusoïdale et ceux obtenus avec une alimentations MLI pour les deux machines considérées.

Dans la machine asynchrone à 8 pôles (figure (65.a)), on remarque que l'introduction des harmoniques d'alimentation MLI de rang 73, 79, 83 et 85 (cf. tableau (3.14)) crée respectivement des harmoniques de couples de rang 72, 78, 84 (823.464 Hz, 892.086 et 960.7Hz). Par ailleurs, les harmoniques de rang 6 (68.622 Hz), 12 (137.244 Hz), 48 (548.976 Hz) ne sont pas affectés par l'introduction d'harmoniques de MLI. Par contre, l'harmonique de rang 24 (274.488 Hz) est atténué, ce qui signifie que l'interaction des harmoniques de MLI avec les autres harmoniques de temps créent un harmonique de couple de rang 24 qui compense celui due à la présence de la saturation. L'harmonique de rang 48 (548.9Hz) est dû principalement à la denture rotorique.

Pour ce qui concerne la MAS à 10 pôles (figure 3.68.b), en mode sinusoïdale et en saturé, on retrouve les harmoniques de rang 6 (85.812 Hz), 12 (171.624 Hz), 24 (324.248 Hz), 48 (686.496 Hz), 54 (772.308 Hz) et 60 (852.12 Hz). L'harmonique de rang 54 est principalement dû à la denture, alors que les autres harmoniques sont principalement dus à la présence de la saturation.

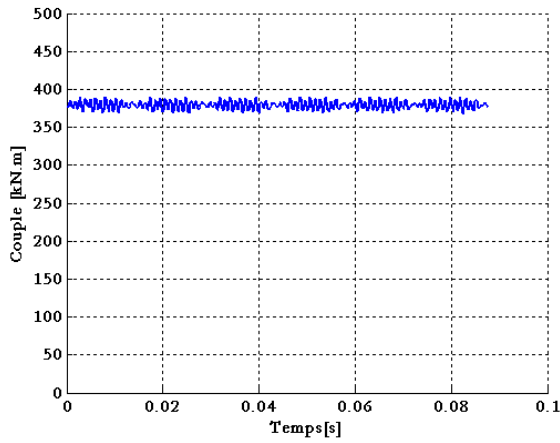
L'introduction des harmoniques de MLI de rang 55, 61, 65 et 67 crée respectivement des harmoniques de couple de rang 54, 60 et 66 (934.966 Hz). Par ailleurs, ces harmoniques de MLI n'affectent pas l'amplitudes des harmoniques de rang 6, 12 et 48, par contre ils affectent l'harmonique de rang 24 qui et amplifie l'harmonique de rang 54 (figure 3.65.b).

De même que pour les courants, nous avons effectué des simulations en linéaire et en alimentation sinusoïdale des machines asynchrones à 8 et 10 pôles et ce, en pas à pas dans le temps.

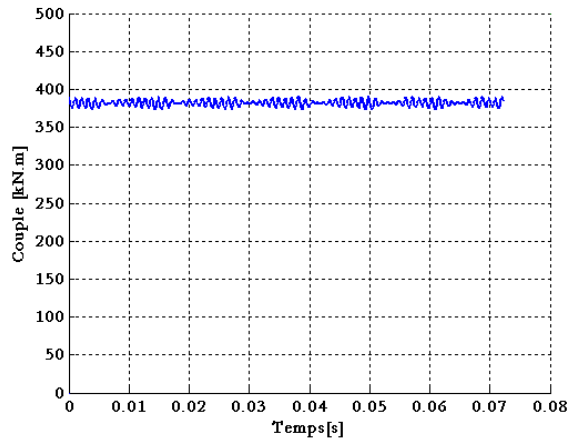
La figure (3.66) montre les formes d'ondes des couples en alimentation sinusoïdale. En absence de la saturation (en linéaire), les formes d'onde du couple sont moins « bruitées » que lorsque l'on travaille en présence de la saturation. En effet, les harmoniques dues à la saturation n'existent plus et seule subsiste les harmoniques dus à la denture rotorique.

L'analyse spectrale présentée dans la figure (3.67), de la forme d'onde des couple ; confirme que seul les harmoniques dus à la denture rotorique qui sont de rang 48 pour la machine à 8 pôles et 54 pour la machine à 10 pôles.

En l'absence de la saturation ($\eta=0$) et sous une alimentation sinusoïdale ($\gamma=0$), les relations (III.46) et (III.47) aboutissent à la même conclusion.

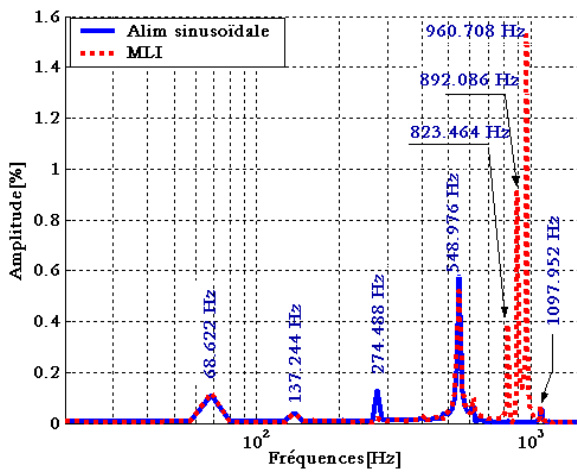


(a) MAS à 8 pôles

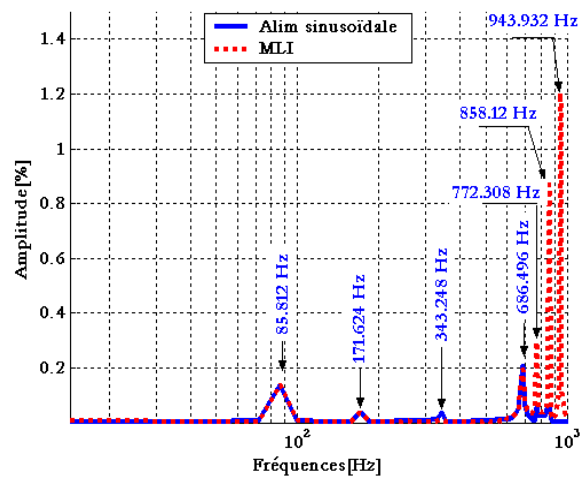


(b) MAS à 10 pôles

Figure 3.64 : Forme d'ondes du couple (alimentation MLI)

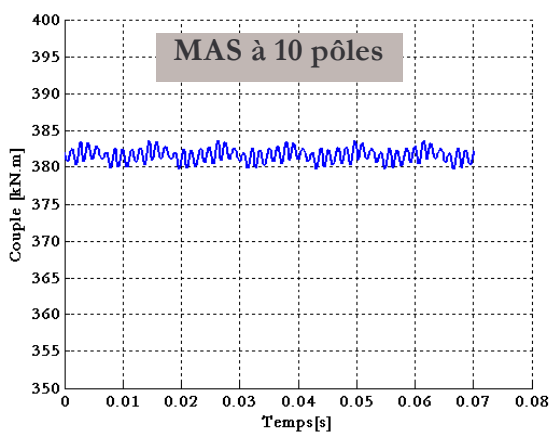
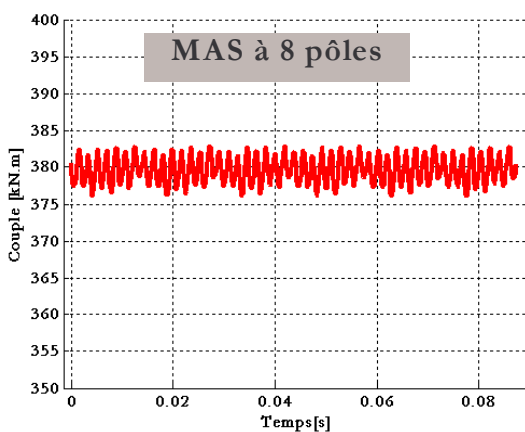


(a) MAS à 8 pôles

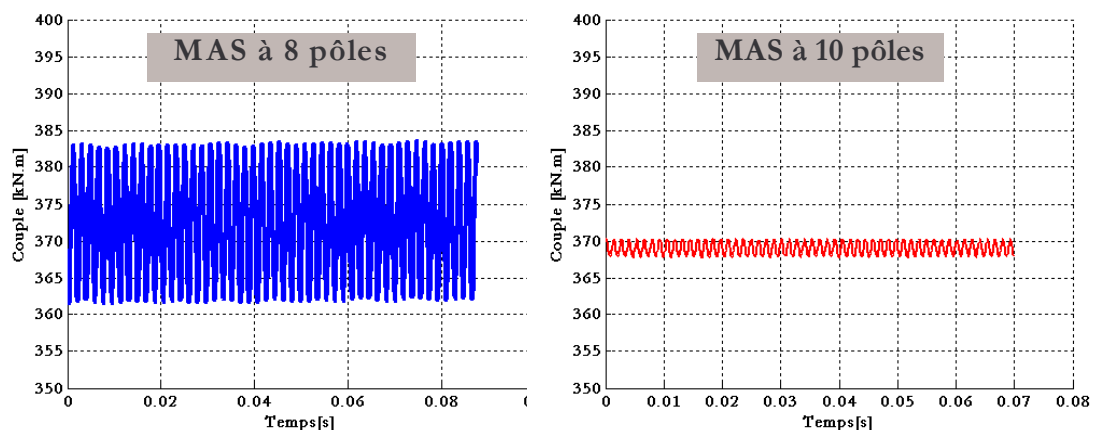


(b) MAS à 10 pôles

Figure 3.65 : Superposition des spectres harmonique du couple obtenus en alimentation sinusoidale et par MLI

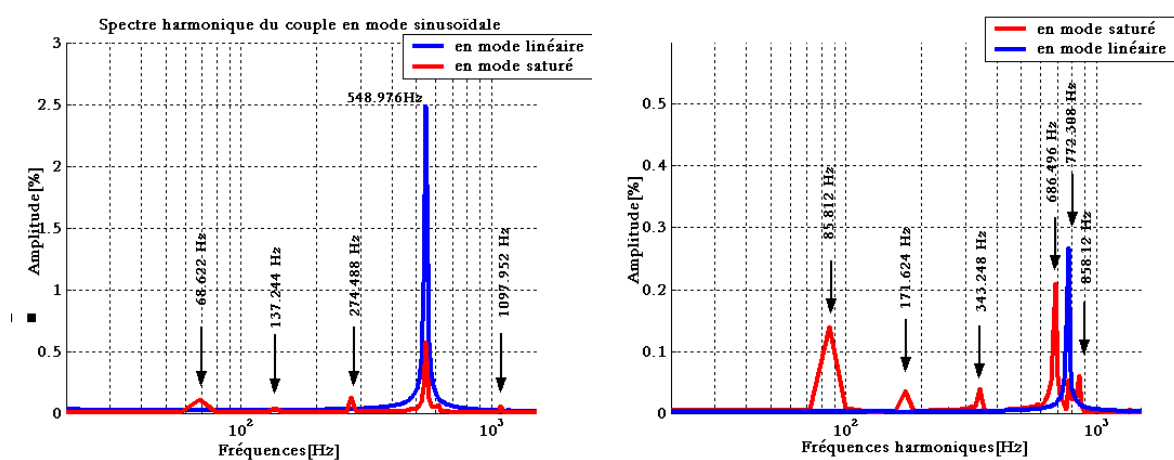


(a) en mode saturé



(b) en mode linéaire

Figure 3.66 : Forme d'onde du couple de la machine asynchrone en alimentation sinusoidale



(a) MAS à 8 pôles

(b) MAS à 10 pôles

Figure 3.67 : Spectre harmonique du couple de la machine asynchrone en alim sinusoidale

3.7. Récapitulatif des principales performances

Le tableau (3.11) reprend les principales performances des deux machines asynchrones retenues. Les pertes dues aux harmoniques de bobinage et de temps sont incluses dans les pertes Joule représentées dans le tableau. Par ailleurs, les inductances sont celles obtenues en régime saturé.

En terme de facteur de puissance et de rendement, les machines sont quasiment voisines. Le courant absorbé est moins important dans la machine asynchrone à 8 pôles (environ -3%). Les pertes totales sont moins importantes dans la machine asynchrone à 8 pôles (environ -3.5%). La machine asynchrone à 8 pôles semble la plus indiquée pour rivaliser avec la MSAP en terme de performances. Toutefois la température excessive ($+12.5\%$ par rapport à la MAS à 10 pôles), représente un inconvénient non négligeable. Par ailleurs, le taux d'ondulation du couple est de 22% moins faible dans la machine asynchrone à 10 pôles.

Tableau 3.12 : Principales performances de la MAS

	MAS à 8 pôles	MAS à 10 pôles
Fréquence (Hz)	11.4	13.3
Facteur de puissance	0.89	0.881
Rendement	0.96	0.958
Courant absorbé (efficace) (A)	876	901
Glissement (%)	0.93	0.975
Pertes fer (kW)	47	43.
Pertes Joule statoriques (kW)	131	145
Perte Joule rotoriques(kW)	81	84
Température du cuivre (°C)	137.4	122.1
L_m (H)	0.17	0.141
L_m^* (H)	0.061	0.045
L_{fs} (H)	0.0061	0.0065
L'_{fr} (H)	0.004	0.0039
Couple utile (kNm)	380	380
Taux d'ondulation du couple (%)	5.71	4.69

3.8. Conclusion

Ce chapitre montre les différents modèles établis pour l'étude de la machine asynchrone de forte puissance, leur validation et leur mise en œuvre pour le dimensionnement et l'optimisation en vu d'une application marine par POD.

Nous avons délibérément commencé par mettre en relief les différents harmoniques d'espace et de temps pouvant exister dans la machine ainsi que les mécanismes d'interaction. Il est évident que la prise en compte de tous les harmoniques, dans un modèle simple, est inespérée.

Dans une optique de pré-dimensionnement, nous avons mis au point un premier modèle basé sur une méthode par éléments finis couplé à un modèle circuit, avec prise en compte de la saturation. Ce modèle ne prend pas en compte correctement des harmoniques d'espace et de temps. La simplicité de ce modèle fait, qu'on l'a privilégié pour une première phase de dimensionnement.

Un second modèle basé sur le principe de décomposition spectrale de la distribution des courants dans les encoches est ensuite mis au point. Ce modèle (MHE), permet par un couplage du modèle éléments finis et du modèle circuit multi harmonique d'espace, de calculer les pertes dues aux harmoniques d'espaces mais aussi d'obtenir les principales performances en tenant compte de la contribution des harmoniques de bobinages.

Une démarche basée sur le calcul par éléments finis est par la suite présentée pour le calcul des pertes dues aux harmoniques de temps, en particulier les harmoniques issus de la MLI. Ces calculs permettent obtenir l'évolution des paramètres rotoriques, notamment, en fonction de la fréquence. Un modèle circuit est ensuite établi pour chaque harmonique de temps. Connaissant la tension du rang harmonique correspondant, on déduit facilement le courant absorbé associé à chaque harmonique. Les pertes Joule rotoriques dues aux harmoniques de temps de la MLI sont ensuite calculées par ce modèle appelé MHT.

Les modèles MHT et MHE sont validés en comparant les résultats obtenus à l'aide de ces deux modèles avec ceux obtenues par un calcul évolutif pas à pas dans le temps par EF.

Nous avons en outre, mis en évidence la bonne précision du modèle MHE au voisinage du point de fonctionnement de la machine et la bonne prise en compte des harmoniques d'espaces.

Le modèle MHT permet d'obtenir la forme d'onde du couple et de prédire de manière relativement bonne la contribution des harmoniques de temps dues au variateur. Malgré le fait que ce modèle ne tient pas en compte la contribution des harmoniques de la structure (harmoniques de dentures) et harmoniques de saturation.

Ainsi, le développement de ces différents outils, nous permet d'aborder dans la seconde partie du chapitre le problème de dimensionnement et d'optimisation des machines asynchrones à fortes puissances.

À partir du modèle simplifié (mono harmonique), une campagne de simulation a été effectuée pour pouvoir mettre en évidence les machines asynchrones permettant d'atteindre les objectifs fixés sous les contraintes définies et ce, pour chaque polarité. Une comparaison des performances entre machines asynchrones de différentes polarités a permis de dégager deux structures offrant les meilleures performances et pouvant rivaliser avec la MSAP.

Un affinement des performances des machines retenues, à savoir la machine asynchrone à 8 pôles et 10 pôles est ensuite effectué à l'aide d'un modèle tenant en compte les principaux harmoniques de bobinage, ce modèle permet, en outre, de calculer les pertes issues des harmoniques de bobinage.

Par ailleurs, à l'aide du modèle multi harmoniques de temps, les pertes dues aux harmoniques de temps issus de la MLI sont évaluées pour les deux machines.

Bien que les modèles développés permettent un calcul rapide des pertes dues aux harmoniques de bobinage et de temps, il est toutefois utile de souligner certaines de leurs faiblesses de ces modèles. En effet, les modèles MHE et MHT tiennent compte de la saturation de manière globale lors de l'évaluation des performances secondaires (pertes notamment) issues des harmoniques. Certaines pertes ne peuvent pas être prises en compte via nos modèles à savoir :

- Les pertes superficielles dues aux harmoniques de fuites de zig-zag.
- Les pertes par pulsation dues à la denture.
- Les pertes dues aux harmoniques de temps issus de la réaction d'induit et de la saturation.
- Les pertes supplémentaires.

Dans cette logique, une analyse complémentaire est effectuée sur les pertes et le couple obtenu par éléments finis et en pas à pas dans le temps.

Ainsi, les pertes Joule rotoriques totales obtenues par éléments finis en pas à pas dans le temps ne sont supérieures que de 13% par rapport à celles obtenues via les modèles, de même que les ondulations du couples obtenues par le même outils ne sont supérieures que de 15% comparées à celles obtenues par le modèle MHT.

En ce qui concerne les ondulations du couple, une analyse fine est faite sur les différents harmoniques de temps contribuant aux ondulations du couple. C'est ainsi qu'à travers une série de simulation, on a mis en évidence la contribution des harmoniques de temps dus aux variateurs, à la structure et à la saturation. Ce travail nous a permis de comprendre les différentes interactions et conforté l'analyse qualitative effectuée dans la première partie de ce chapitre.

CHAPITRE IV :

Comparaison des Performances

4. CHAPITRE IV : COMPARAISON DES PERFORMANCES

4.1. Introduction

Dans ce chapitre qui aborde la comparaison des performances entre la MAS et la MSAP, nous reprendrons les principaux résultats obtenus pour la machine à aimants permanents et ceux des machines asynchrones sélectionnées (8 pôles et 10 pôles). Les machines sont comparées en terme de dimensions et de performances et une discussion termine ce chapitre

4.2. Dimensions géométriques et Principales performances

Nous avons résumé dans le tableau (4.1) les principales performances de la machine à aimants permanents et celles des deux machines asynchrones retenues au chapitre précédent. Ce tableau contient aussi les différents paramètres géométriques des trois machines.

Lors du dimensionnement des machines asynchrones, la couronne externe dans lequel se trouve les canaux d'aération n'est pas prise en compte ; pour les dimensions hors tout, il faudra ajouter environ 70mm au diamètre externe de chaque machine (Figure (4.1)).

Tableau 4.1 : Récapitulatif des principales performances et des paramètres géométriques

	MSAP	MAS1	MAS2
Couple (kNm)	380	380	380
Vitesse(tr/mn)	170	170	170
Courant (A)	806	876	901
Densité de courant (A/mm ²)	4	<5	<5
Température du cuivre (°C)	95	137.4	122
Rendement	0.979	0.96	0.958
Facteur de puissance	0.95	0.89	0.889
Nombre de pôles	16	8	10
Taux d'ondulation du couple (%)	3.5	5.71	4.59
Couple volumique (kN.m/m ³)	56.63	48.28	48.53
Nombre d'encoches Stator/Rotor	120/-	96/100	120/135
Diamètre d'alésage (mm)	1400	1330	1400
Longueur utile (fer +event)	2500	2500	2500
Diametre externe (mm)	1750	1870	1870
Entrefer (mm)	6	4	4
Encombrement (m ³)	6.71	7.87	7.83
Canaux d'aeration axiaux au voisinage des encoches statoriques	non	oui	Oui
Canaux d'aération axiaux à la périphérie externe du moteur	oui	oui	Oui
Event d'aération radiale au milieu du moteur	oui	oui	Oui

Nous voyons d'ores et déjà que les deux machines asynchrones retenues sont légèrement plus volumineuses que la machine synchrone à aimants permanents ; à longueur utile identique, leur diamètres extérieurs sont environs 7% plus grand que celui de la machine à aimants. L'encombrent total doit tenir compte de la longueur des têtes de bobines qui dépendent de la

polarité. En effet, l'encombrement des machines asynchrone est, de ce fait, 17% plus grand que celui de la machine à aimants.

Dans l'application que nous avons étudiée, les machines électriques sont insérées dans un « bulbe » duquel sort l'axe du rotor directement lié à l'hélice (Figure (4.2.a)). Des études d'hydrodynamiques montrent que le rapport du diamètre du bulbe à celui de l'hélice est un paramètre important pour le rendement hydrodynamique du système. La figure (4.2.b), déjà présente au chapitre I, montre le facteur de correction à apporter à la puissance utile pour tenir compte des pertes hydrodynamiques. L'optimum se trouvant pour un ratio de l'ordre de 0.35, l'augmentation du diamètre extérieur de la machine augmente proportionnellement le diamètre du bulbe ramenant ainsi ce ratio à des valeurs proches de 0.374. L'examen de la figure (4.2.b) montre que le rendement hydrodynamique n'est pas beaucoup affecté par cette augmentation et la perte de rendement est de l'ordre de 1% dans le pire des cas.

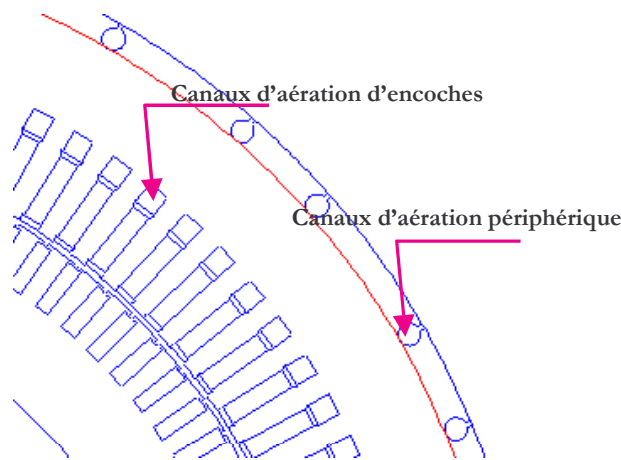
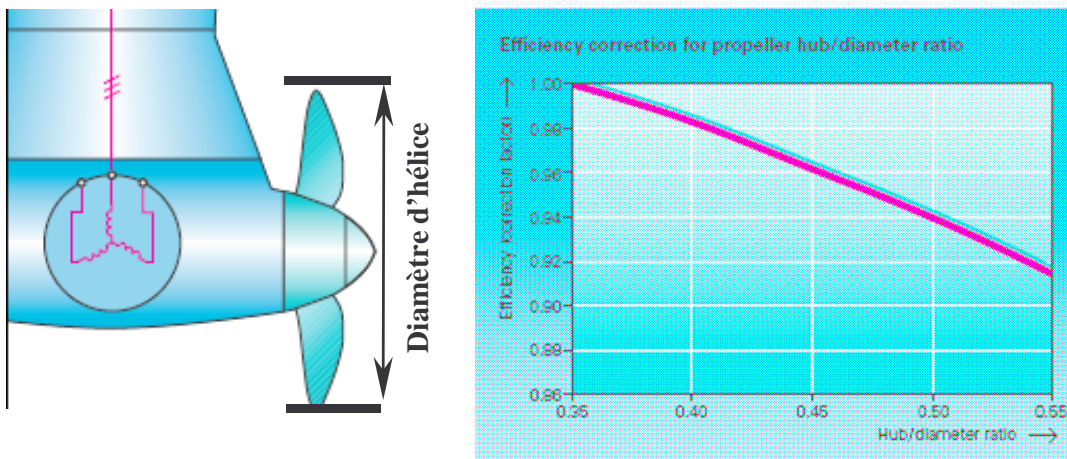


Figure 4.1 : Canaux d'aération au niveau de la MAS



(a) Illustration du bulbe/hélice

(b) Facteur correctif

Figure 4.2: Facteur correctif du rendement hydrodynamique en fonction du rapport des diamètres du bulbe et de l'hélice

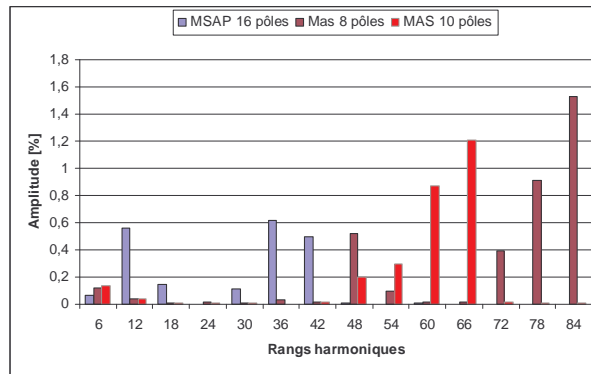


Figure 4.3 : Principaux harmoniques du couple des machines sélectionnées.

Nous rassemblons sur la figure (4.3), les principaux harmoniques de couple des trois machines en régime normal de fonctionnement (MLI et saturation sont pris en compte). On observe que les harmoniques dus à la MLI sont les plus importants en terme d’amplitude, en particulier pour la machine asynchrone à 8 pôles pour les raisons que nous avons déjà évoquées.

D’une manière générale, la machine à aimants, ayant un entrefer plus important, présente des harmoniques de rangs élevés très faibles comparées à ceux des machines asynchrones dans les mêmes conditions de fonctionnement. À l’inverse, les harmoniques de bas rangs, sont plus importants dans le cas de la machine à aimants. Leurs fréquences sont généralement proportionnelles à la vitesse, ces pulsations de couple risquent de générer des problèmes mécaniques pour les très faibles vitesses (résonance mécanique). La connaissance de la réponse de la structure mécanique aux excitations de faibles fréquences permettra de donner l’impact de ces pulsations de couple sur le comportement mécanique et les vibrations du groupe moteur-hélice. Cette étude relève directement de la mécanique, nous ne pouvons donner, ici, que des commentaires qualitatifs.

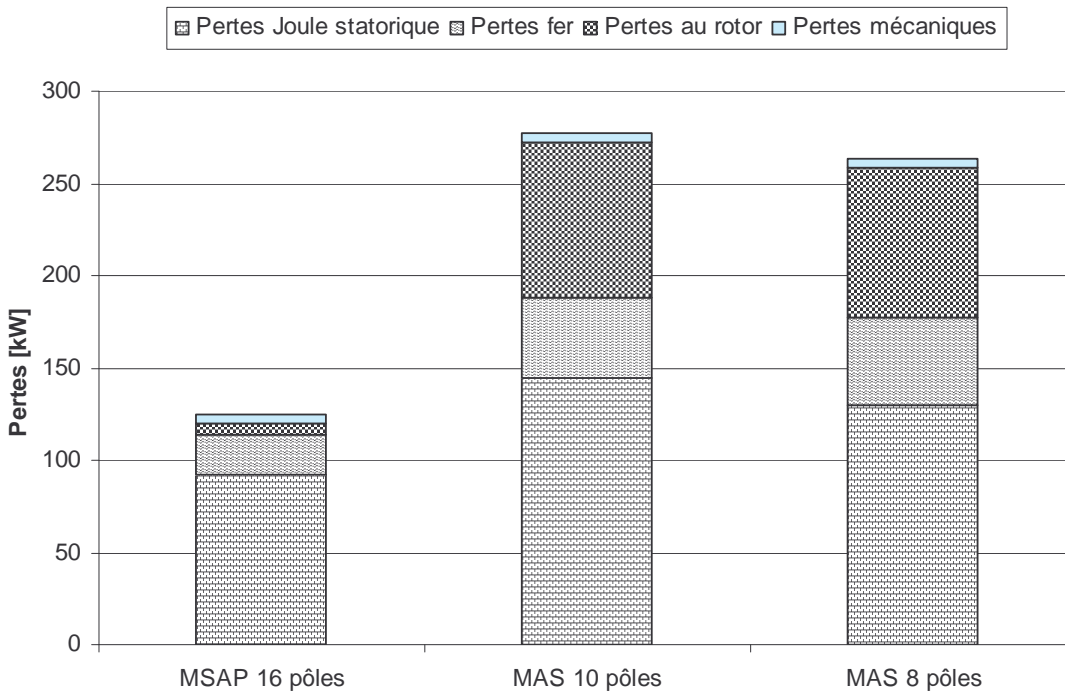


Figure 4.4: Comparaison des pertes dans les trois machines

En observant la figure (4.4), les pertes dans la machines à aimants sont plus faibles que les pertes dans les machines asynchrones, elles sont pratiquement moitié moins importantes (-120% par rapport à la MAS à 10 pôles et -110% par rapport à la MAS à 8 pôles). La différence réside dans les pertes Joule rotoriques et la température du cuivre statorique qui amplifie les pertes Joule statoriques, points durs des machines asynchrones. Il est intéressant de rappeler que les pertes Joule statoriques dues aux harmoniques de temps du variateur n'excèdent pas 1 kW dans les trois machines (MSAP, MAS)

4.3. Considérations Technico-Economiques

Plusieurs considérations entre en jeu dans le choix d'un moteur dans la propulsion par POD pour les navires de croisière en particulier. Au côté des exigences de performances, des considérations économiques peuvent prédéterminer le choix d'un moteur.

Le tableau (4.2) résume les principaux critères technico-économiques qui prévalent dans le choix d'une structure pour l'application qui nous concerne. Nous avons regroupé trois structures de moteur, la machine synchrone à rotor bobiné (MSRB) qui actuellement est celle qui équipe la majeure partie des POD, la machine synchrone à flux radiale et aimants permanents montés en surface (MSAP) et la machine asynchrone (MAS) à cage.

Le coût d'acquisition des moteurs asynchrones mais aussi leur excellente fiabilité associée à une facilité de maintenance, sont les principaux aspects qui militent en faveur de cette structure. On devine que si la machine asynchrone offre les performances suffisantes à une application par POD pour les navires de croisière, les autres critères cités peuvent aisément orienter le choix vers de telles structures.

Tableau 4.2 : Comparaison technico-économique

	MSRB	MSAP	MAS
Performances	++	+++	++
Coût d'achat (d'acquisition)	++	+	+++
Coût d'exploitation	++	+++	++
Fiabilité	+	++	+++
Maintenance	++	+	+++
Coût du variateur associé	+++	++	++

+: moyen; ++ : bon ; +++ : excellent

4.4. Discussion et conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité la comparaison des performances entre la machine à aimants à 16 pôles et les machines asynchrones à 8 et 10 pôles retenues à l'issue de « l'optimisation » menée aux chapitres II et III. L'occasion de voir (ou de revoir) certains aspects.

Ainsi, au regard des résultats regroupés ci-dessus, nous ne faisons que confirmer que la machine à aimants permanents est plus performante que la machine asynchrone d'un point de vu du couple massique, de l'encombrement, des pulsations de couple et des pertes. Cependant, nous soulignons que l'écart relatif avec la machine asynchrone optimisée est ténue.

En effet, les performances de la machine à aimants permanents en terme de taux d'ondulation total de couple et de pertes restent meilleures et semble être l'apanage des machines à aimants

permanents. Toutefois, les ondulations du couple des machines asynchrones retenues sont relativement réduites moyennant un choix judicieux des paramètres de la machine (combinaisons encoches statoriques et rotoriques). Il est intéressant de souligner que les harmoniques de couple les plus prépondérants de la machine asynchrone sont ceux de hautes fréquences dus à l'alimentation par convertisseur contrairement à ceux de la machine à aimants permanents dont les plus prépondérants sont dus aux harmoniques de bas rangs de la FÉM et du couple de détente au côté de ceux due à la MLI.

Le courant absorbé dans les machines asynchrones retenues bien que plus important par rapport à celui de la machine à aimants permanents reste relativement acceptable et permet d'éviter un surdimensionnement des onduleurs associés.

Bien que l'encombrement soit relativement plus important (+15%) dans les machines asynchrones retenues, il est cependant important de souligner que la proportion d'augmentation du diamètre externe reste relativement acceptable (+7% uniquement) et permet de maintenir un rendement hydrodynamique voisin de celui de la machine à aimants permanents.

Un point tout aussi important, est les risques de court-circuit entretenus dans les machines à aimants tant que la machine est entraînée. Ce point est considéré comme l'un des inconvénients de la machine à aimants permanents.

Les résultats obtenus mettent en relief le fait que les machines asynchrones pour des applications de fortes puissances et de faibles vitesses peuvent remplacer les machines à aimants permanents à flux radial (topologie classique) dans des applications « ciblées ».

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

L'étude diligentée par les sociétés Converteam Motors (ex Alstom Power Conversion) et Converteam Belfort (Ex Alstom Power Conversion) et menée principalement au laboratoire Groupe de Recherche en Electronique et en Electrotechnique de Nancy, a pour motivation première, la mise en œuvre d'une méthodologie « réfléchie » de dimensionnement, de modélisation et d'optimisation des machines électriques. Pour ce faire, les acquis théoriques et méthodologiques du laboratoire, adossés au savoir faire des industriels, ont été mis en commun pour l'aboutissement de ce projet.

Le choix des machines à aimants permanents montés en surface et des machines asynchrones à cage pour la propulsion par POD, réside dans la forte maîtrise de ces technologies et de leurs coûts par les industriels. L'amélioration des performances de ces structures passe, au préalable, par une compréhension des phénomènes surgissant en leur sein. Ainsi, pour aborder notre étude, nous avons identifié les différents phénomènes indésirables possibles et leurs impacts sur le comportement de la machine. Naturellement, l'analyse du cahier des charges nous a permis de dégager les caractéristiques déterminantes, d'isoler les contraintes de dimensionnement et de réduire, ainsi, le nombre de paramètres géométriques de dimensionnement.

La prise en compte de certains de ces phénomènes, dans le calcul des machines synchrones à aimants et asynchrones a nécessité la mise en œuvre de modèles tenant en compte des harmoniques d'espace et de temps. Pour ce faire, un couplage entre les modèles « fréquentiels » de calcul de champs et les modèles de type circuit est privilégié ; ce qui a pour avantage d'avoir une précision suffisante, tout en réduisant les temps de calcul qui sont, dans le cas d'une méthode temporelle de calcul de champ (pas à pas dans le temps) très importants. Parmi ces modèles semi analytiques, ceux permettant de prédire les harmoniques de courants, les pertes supplémentaires associées et les pulsations du couple issues des convertisseurs donnent de bons résultats que nous avons validés avec un calcul de champ magnétodynamique évolutif. Bien que ces modèles ne tiennent pas compte de certains aspects telles que les harmoniques de temps issues de la structure et de la saturation, nous avons toutefois montré que dans l'hypothèse d'une machine bien dimensionnée, les principaux harmoniques de temps imposant de fortes pulsations de couple sont ceux dues au convertisseur notamment dans le cas de la machine asynchrone. S'il existe quelques écarts entre les méthodes développées et le logiciel de calcul évolutif, il n'en reste pas moins que nous avons sensiblement amélioré les possibilités de prédiction des performances des machines étudiées pour l'application considérée.

Sur le plan méthodologie, l'approche analytique et semi analytique ont été préconisées pour la compréhension de certains phénomènes et la prédiction des performances de manière rapide et suffisamment précise. L'utilisation d'outils de résolution électromagnétique des équations de champs par éléments finis, en tenant compte du mouvement, est nécessaire pour valider les modèles semi analytiques mais aussi pour prédire de manière plus précise les performances de la machine, en tenant compte des différents aspects faisant défauts aux méthodes analytique et semi analytique.

Pour ce qui concerne la machine à aimants permanents, certains aspects indésirables ont été abordés tels que les ondulations du couple, le couple de détente et le phénomène de démagnétisation des aimants. Pour tout ces aspects, une démarche, mise en œuvre en amont, nous a permis d'aboutir à une structure de machine à aimants permanents, offrant des performances conformément au cahier des charges définis. Une prospection des différentes techniques structurelles de réduction des ondulations du couple, a permis de dégager des solutions réalistes, facile à mettre en œuvre et à moindre coût. La combinaison du rapport du nombre d'encoches statoriques au nombre de pôles a permis de repousser les pulsations du couple de détente. De même, l'introduction de cales magnétiques a permis de réduire significativement l'amplitude du couple de détente. Par ailleurs, la combinaison d'un type de

bobinage adéquat et d'un épanouissement des aimants approprié, s'est traduite par une quasi annulation des harmoniques de bas rangs (5 et 7) de la FÉM. L'effet de la segmentation des aimants sur les performances a été étudié et elle s'avère un paramètre tout aussi primordial, puisqu'un choix judicieux du nombre de segments par pôles permet d'atténuer les harmoniques de rangs supérieurs (11 et 13) de la FÉM. Le vrillage discret des aimants est aussi abordé (en annexe) comme solution envisageable. La combinaison de ces solutions structurelles, a permis de réduire considérablement les ondulations du couple, sans pour autant, affecter de manière significative le fondamental de la FÉM et donc la valeur moyenne du couple. Bien que l'aspect thermique ne soit pas abordé, le dimensionnement des aimants est effectué sur la base d'un fonctionnement à la limite de la température admissible mais aussi en considérant les conditions de fonctionnement en court-circuit triphasé en régime établi. À l'issue des différents dimensionnements, nous avons dégagé un moteur à 120 encoches et 16 pôles. Les résultats expérimentaux du prototype existant de 6.75MW, 170 tr/mn, confortent ceux obtenus par simulation.

De même, nous avons adopté une approche « voisine » pour le dimensionnement de la machine asynchrone, avec toutefois, certaines spécificités. En effet, certains points du cahier des charges ont été « ajustés », tels que la température et la densité de courant admissibles, moins contraignantes, avec l'option d'insérer des canaux d'aération aux sommets des encoches. La connaissance des phénomènes existants dans la machine asynchrone, offre la possibilité de mieux apporter des solutions structurelles à certains effets indésirables. Ainsi, les couples parasites, les pertes dues aux harmoniques d'espace, mais aussi les forces radiales, sont des points durs qui sont traités à la base. Sur ce plan, une prospection des solutions mais aussi, une rétrospection des acquis expérimentaux, a permis de fournir des éléments d'appréciation et de réponse. Le choix adéquat des nombres d'encoches statoriques et rotoriques associé à la polarité permet d'atténuer les phénomènes indésirables cités plus haut. En effet, le choix d'un bobinage permettant de réduire certains harmoniques de bobinage de rang faible, se traduit par la réduction des pertes Joule rotoriques dues à ces harmoniques d'espace, de réduire les couples parasites mais aussi d'éviter certains modes vibratoires (forces radiales).

La fiabilité et la robustesse des machines asynchrones ont été durant longtemps étudiées, établies et éprouvées, d'autre part, la réputation de la machine à aimants permanents d'avoir une forte couple volumique et un minimum d'ondulation de couple s'est imposée de manière évidente. Dans cette étude, le challenge fût de comparer deux machines à flux radial, à même nombre de phases, dans un encombrement quasi-similaire. Indubitablement, la machine à aimants permanents est indétrônable sur certains aspects, tels que les pertes. Cependant, le défi d'approcher les performances de la machine asynchrone à celles de la machine à aimants permanents étudiée est atteint sans sacrifier la contrainte d'encombrement, point crucial dans la propulsion par POD.

À la suite de ce travail, on peut envisager des études plus poussées pour prendre en compte les améliorations récentes des systèmes de refroidissement et intégrer le mode d'alimentation et la commande dès la phase de conception de la machine. En effet, les pertes et les échauffements sont des points durs de la machine asynchrone et le mode de refroidissement adopté est généralement à air et à eau de mer via les parois externe, dans la propulsion par POD. À cet effet, pour améliorer les moyens d'évacuation et de refroidissement, l'introduction judicieuse de canaux (plus exactement d'évents radiaux à « pins ») d'aération dans les culasses, est actuellement envisagée pour ce type de propulsion. Parallèlement, les convertisseurs et le mode de commande font partie intégrante des systèmes à variation de vitesse. On peut explorer les moyens, certes déjà avancés avec l'apparition d'onduleurs multi-niveaux et les méthodes avancées de commandes des onduleurs, de délivrer une tension quasi sinusoïdale et donc de repousser les harmoniques du couple. D'un point de vue commande, il serait intéressant d'exploiter des stratégies de compensation des ondulations du couple.

Références
Bibliographiques

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] G. Filliau, A. Bondu, L. Mazodier, « Le Navire Tout Électrique- Propulsion et Production d'Énergie », Technique de l'ingénieur D5610.
- [2] G. Filliau, A. Bondu, L. Mazodier, « Le Navire Tout Électrique- État de l'Art des Composants », Technique de l'ingénieur D5615.
- [3] G. Filliau, A. Bondu, L. Mazodier, « Le Navire Tout Électrique- Évolutions et Systèmes de Conduites », Technique de l'ingénieur D5620.
- [4] « La Propulsion par POD », Guide Technique pour les Souscripteurs, Munich Group, <http://www.munichre.com/publications>
- [5] « Focus on Propulsion POD », Rapport 2004, SINM, http://www.sinm.it/downloads/ENG_POD.pdf
- [6] F. Mewis, « The Efficiency of Pod Propulsion », 22nd International Conference HADMAR 2001, 1-4 Octobre 2001, Bulgarie, 10 pages
- [7] « Azipod, Mermaids, Dolphins and Other Marine Creatures », Offshore Support Journal, Novembre 1998, pp 25-28.
- [8] D. Gondouin, F. Menneron, « Le Navire Tout Électrique -Nouvelles Topologies de Systèmes de Propulsion Électriques de Navires», REE N°9/2000, pp 48-52.
- [9] R. Michaux, P.Letellier, « Les Machines Discoïdes à Champ Axial dans les Systèmes de Propulsion Électriques », REE N°3/1997, pp 37-42.
- [10] P. Lettelier, “Electrical Propulsion Motors”, Electric Propulsion; The Effective Solution, IMarest Conference Proceedings, 5-6 October 1995. pp. 7.1-7.8.
- [11] A. Arkkio, N. Bianchi, S. Bolognani, T. Jokinen, F. Luise, M. Rosu, « Design of Synchronous PM Motor for Submersed Marine Propulsion Systems », 15th International Conference on Electrical Machines, Brugge, Belgium, 25–28 August 2002. Paper 523, 6 pages
- [12] Rosu, M., Arkkio, A., Jokinen, T., Nahkuri, V., Mantere, J., Westerlund, J, « Permanent Magnet Synchronous Motor for Ship Propulsion Drive », ICEM'98, Istanbul, Turkey, 2-4 Septembre 1998, pp. 702-705.
- [13] A.A. Smith, S. Williamson, A.G. Hodge, « High Torque Dense Naval Propulsion Motors», Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC 2003, Volume 3, 1-4 Juin 2003, pp: 1421 – 1427.
- [14] A.J. Mitcham, J.J. Cullen, « Motors and Drives for Surface Ship Propulsion- Comparison of Technologies », Electric propulsion the effective solution, 5-6 Octobre 1995, pp 4.1-4.10

- [15] A. Ch. Rufer, « Développement, Performances et Perspectives des Composants de l'Électronique de Puissance », Journée d'information ETG : Energie Technische Gesellschaft, Bienne (CH), Collection ETG // Volume 63 ; 24 mars 1999 (1999).
- [16] L. Mazodier, « La Propulsion Électrique des Navires », REE No3/1997, pp 30-36.
- [17] P. Lettelier, Jeumont industrie, « Les Machines à Aimants Permanents de Grande Puissance dans les Systèmes de Propulsion Électrique ». REE, No.9, oct 2000, pp 53-61.
- [18] J. Cros, P. Viarouge, « Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings », IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 17, Issue 2, Juin 2002 pp 248 – 253
- [19] F. Libert, J. Soulard, « Investigation on Pole-Slot Combinations for Permanent Magnet Machines with Concentrated Windings », Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, ICEM 2004. September 2004, Cracow, Poland. <http://eme.ekA.kth.se/publications>
- [20] A. Noël, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, « A Novel Approach to Reduce Short Circuit Current of PM Machines », ICEM04 16th International Conference on, Electrical Machines, 5-8 septembre 2004, Poland, 6 pages
- [21] F. Magnussen, H. Lendenmann, « Parasitic Effects in PM Machines with Concentrated Windings », IAS2005 40th Annual Meeting Hong Kong 2005, Volume 2, pp 1045- 1049
- [22] P. Salminen, « Fractional Slot Permanent Magnet Synchronous Motors for Low Speed Applications », These de doctorat, Lappeenranta University of Technology. http://www.ee.lut.fi/en/research/Pia_Salminen.pdf
- [23] M. Olszewski, « Fractional-Slot Surface Mounted PM Motors with Concentrated Windings for HEV Traction Drives », Oak Ridge National Laboratory, report ONRL/TM-2005, pp 1-30.
- [24] A. Parvianen, J. Pyhönen, M. Niemelä, « Axial Flux Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with Sinusoidal Shaped Magnets », ISEF 2001, Cracovie, Pologne septembre 20-22, 6 pages.
- [25] M. Aydin, S. Huang, T. A. Lipo, « Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review », Symposium on Power Electronics", Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation, and Motion (SPEEDAM) 2004, Capri, Italy, June 16-18, 2004, 10 pages.
- [26] A.J. Mitcham, « Transverse Flux Motors for Electric Propulsion of Ships », IEE Colloquium on New Topologies for Permanent Magnet Machines (Digest N° 1997/090), Date: 18 Jun 1997 , London, UK, pp 3/1-3/6.
- [27] S. M. Husband, A. G. Hodge, « The Rolls-Royce Transverse Flux Motor Development », Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, Publication Date: 1-4 June 2003, Volume: 3, pp 1435- 1440 vol.3

- [28] A.P. Maddison, A. Mecrow, A.G. Jack, « Claw Pole Geometries for High Performance Transverse Flux Machines», IEMDC'97, pp 340-345.
- [29] P. Anpalahan, J. Soulard, H. P. Nee, « Design steps towards a high power factor transverse flux machine », EPE'2001, Graz, pp 1-6.
- [30] A. Lewis, «The Advanced Induction Motor», Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE, Vol.1 , 21-25 July 2002, pp. 250–253.
- [31] R. Lateb, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, A. Mirzaïan, J. Enon, A. Sarribouette, « Performances Comparison of Induction Motors and Surface Mounted PM motor for POD Marine Propulsion», 41th IAS Annual Meeting.
- [32] A.G. Hodge, D. J. Mattick Obe, « The Electric Warship », Power Engineering Journal, février, 1998, pp 5-13.
- [33] J. A. Bavay, J. Verdun, « Alliages Fer-Silicium», Technique de l'ingénieur, D2110, pp 1-41
- [34] G. Couderchon, « Alliages Fer-Nickel et Fer-Cobalt», Technique de l'ingénieur, D2130, pp 1-24.
- [35] S. Bernet, R. Teichmann, A. Zuckerberger, P. K. Steimer, « Comparison of High- Power IGBT's and Hard-Driven GTO's for High- Power Inverters», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, N°2, Mars/ Avril 1999, pp 487-496.
- [36] S. Bernet, « Recent Developments of High Power Converters for Industry and Traction Applications», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 15, N°4, Novembre 2000, pp 1102-1117
- [37] T. Meynard, M. Nahrstaedt, R. Jakob, « Evolution des structures de conversion»,
- [38] A. Nabae, « A Neutral – Point Clamped PWM Inverter », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, N° 5, Septembre/Octobre 1981, pp 518-523.
- [39] B. Gollentz, J.L. Pouliquen, H.Baerd, «Intérêt industriel des convertisseurs multiniveaux », EPF'98, Belfort.
- [40] M. Marchesoni, « High-Performance Current Control Techniques for Applications to Multilevel High-Power Voltage Source Inverters », IEEE Trans. on Power Electronics, 7 (1), 1992, 189–204.
- [41] P. Hammond, «A New Approach to Enhance Power Quality for Medium Voltage AC Drives», IEEE Tr. on Ind. Appl. Vol. 33 no. 1, pp. 202-208, 1997.
- [42] J. S. Manguelle, M. Veenstra, S. Mariethoz, A. Rufer, « Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques pour des Applications de Moyenne et Forte Puissance », EPF 2000, pp 295-300.
- [43] A. Rufer, « Les Onduleurs Multiniveaux : Evolution de la Recherche et Applications futures », Bulletin SEV/VSE Mars 2006, pp 25-30.

- [44] Flux2D, Finite Element Method, Cedrat, France
- [45] J. Chatelain, « Machines Electriques », Traité d'électricité Vol X, Edition Presses Polytechniques Romandes 1989.
- [46] M. Jufer, J. C. Sabonnadière, « Conception Assisté par Ordinateur (CAO), Moteur Asynchrone », Technique de l'Ingénieur, D3590, pp 1-16.
- [47] S-M. Hwang, J-B. Eom, Y-H, Jung, D-W. Lee, B-S. Kang, « Various Design Techniques to Reduce Cogging Torque by Controlling Energy Variation in Permanent Magnet Motors », IEEE Trans. Mag., Vol. 37, N°4, pp 2806-2809, July 2001.
- [48] S-M. Hwang, J-B. Eon, G-B Hwang, W-B Jeong, Y-H Jung, « Cogging Torque and Acoustic Noise Reduction in Permanent magnet Motors by Teeth Pairing », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, N° 5, September 2000, pp 3144-3146.
- [49] Z.Q. Zhu, D. Howe, « Analytical Prediction of the Cogging Torque in Radial-Field Permanent Magnet Brushless Motors », IEEE Transactions on Magnetics, Vol 28, N°2, Mars 1992, pp 1371-1374.
- [50] R. Lateb, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, J. Enon, A. Sarribouette, « Design Technique for Reducing the Cogging Torque in Large Surface Mounted Magnet Motors », Proceedings of the ICEM' 04, Poland. CDROM, paper N° 374.
- [51] R. Lateb, N. Takorabet, « Méthodes de Réduction du Couple Pulsatoire dans les Machines Synchrones à Aimants Permanents », MEM'05 Workshop, ENP ALGER, 13-14 Avril 2005.
- [52] R. Lateb, N. Takorabet, « Méthodes de Réduction du Couple Pulsatoire dans les Machines Synchrones à Aimants Permanents », Algerian Journal of Technology 2005, pp 27-32.
- [53] R. Lateb, F.Meibody, N. Takorabet, « Effect of Magnets Segmentation on Cogging Torque in Surface Mounted PM Motors », Journal IEEE Trans. Mag, Mars 2006
- [54] P. Vas, J. E. Brown and K. E. Hallenius, « Cross-Saturation Effects in Saturated Smooth Air-Gap Machines », IEEE Trans. Energy Conversion, Vol. EC-1, pp 103-109, March 1986.
- [55] J. A. Melkebeek, J. L. Willems, « Reciprocity Relations for the Mutual Inductance Between Orthogonal Axis Windings in Saturated Salient-Pole Machines », IEEE Trans. Ind. Appl, Vol. 26, NO.1, pp 107-113, Jan/Febr 1990.
- [56] A. Kheloui, « Contribution à la Modélisation et à la Commande d'Ensembles Convertisseurs Statiques-Machines Synchrones de Forte Puissance », Thèse de Doctorat de l'INPL, Décembre 1994.
- [57] B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler, M. Trlep, « Evaluation of Saturation and Cross-Magnetization Effects in Interior Permanent Magnet Synchronous Motor », IEEE Trans. Ind. Appl., Vol 39, NO 5, Sept/Oct 2003, pp1264-1271.

- [58] R. Lateb, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, J. Enon, A. Sarribouette, A. Mirzaïan , « Effect of the Presence of Magnetic Wedges on Saturated Self and Cross Coupling Inductances of Permanent Magnet Synchronous Motor », XVII International Conference of Electrical Machines, ICEM'06, Crète, ID N°580,CD-ROM.
- [59] J. Lesenne, F. Notelet, G. Segquier, « Introduction à l'Electrotechnique Approfondie », Edition Technique et Documentation 1986
- [60] B. Adkins, « The General Theory of Electrical Machines », Edition Chapman and Hall, 1957.
- [61] A. K. Bose, «Power Electronics and Variable Frequency Drives », IEE Press, 1996
- [62] G. Segquier, F. Notelet, « Electrotechnique Industrielle », Edition Technique et Documentation 1977.
- [63] P. L. Alger, «Induction Machine-their Behavior and Uses», Gordon and Breach Publishers, second edition 1995.
- [64] 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.
- [65] A. Heller and V. Hamata, « Harmonic Field Effects in Induction Machines », Elsevier Scientific Publishing Company, 1977.
- [66] S. Williamson, S. Smith, « Pulsating Torque and Losses in Multiphase Induction Machines », IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 39, N, Juillet/ Aout 2003, pp 986-993°
- [67] H. R. Fudeh and C. M. Ong, “Modeling and Analysis of Induction Machines Containing Space Harmonics, Part I: Modeling and Transformation,” IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-102, pp. 2608–2615, Aug.1983.
- [68] H. Henao, C. Martis, G. A. Capolino, « An Equivalent Internal Circuit of the Induction Machine for Advanced Spectral Analysis », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, N°3, Mai/Juin 2004, pp 726-734
- [69] Nandi, S., Ahmed, S., Toliyat, H.A. , Bharadwaj, R.M , « Selection Criteria of Induction Machines for Speed-Sensorless Drive Applications », IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 39, Issue 3, May-June 2003 Page(s):704 - 712
- [70] R. L. Stoll, « The Analysis of Eddy Currents », Edition Clarendon Press 1974.
- [71] D O'Kelly, « Flux Penetration in a Ferromagnetic Material Including Hysteresis and Eddy Current Effects », Journal of Phys. D: Appl. Phys., Vol.5, 1972, pp 203-213.
- [72] S. Mezani, «Modélisation Electromagnetique et Thermique des Moteurs à Induction, En Tenant Compte des Harmoniques d'Espace », Thèse de doctorat de l'INPL, Juillet 2004.
- [73] A. Laporte, S. Mezani,, N. Takorabet, «A Discrete Fourier Transform Based Method to Compute Steady State Operation of Induction Motors Using Complex Finite Elements”, 14th Compumag Conference, July 13-17, 2003. pp 72-73.

- [74] A.M. Odok, «Stray Load Losses and Stray Torques In Induction Machine», Journal AIEE, Avril 1958 , pp 43 - 53
- [75] A. Vahedi, « Modélisation et Caractérisation des Machines Synchro-Reluctantes Saturées par des Méthodes Numériques », Thèse de Doctorat de l'INPL, Juillet 1996.
- [76] Fernand G. G. De Buck, « Losses and Parasitic Torques in Electric Motors Subjected to PWM Waveforms », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-15, N° 1, Janv/Fev 1979, pp 47-53.
- [77] G. Grellet, « Pertes dans les machines tournantes », Technique de l'Ingénieur, D3450, pp 1-31
- [78] P. Silvester, «Dynamic Resistance and Inductance of Slot Embedded Conductors », IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol, PAS-87, N°1, Janvier 1968, pp 250-256
- [79] M. Jufer, « Transducteurs Electromécaniques », Edition Presses Polytechniques Romandes, 1989, Vol IX.
- [80] A. Foggia, « Méthodes de Calcul des Inductances de Fuites », Techniques de l'Ingénieur D 3440, pp 1-20
- [81] S. A. Swann, J. W. Salmon, « Effective resistance and Reactance of a Rectangular Conductor placed in a Semi-Closed Slot », Proc. I.E.E., Vol. 110, N° 9, Septembre 1963, pp 1656-1662
- [82] Outils de calcul ASYNCH+ ASTHERM, dédié aux calcul des machines asynchrones et développé par l'équipe le département de calcul électrique de Converteam Motors.
- [83] R. Lateb, « Dimensionnement, Modélisation et Optimisation des Machines Asynchrones pour la Propulsion par POD, Comparaison des Performances avec la MSAP», 80 pages.
- [84] J. F. Gieras, M. Wing, «Permanent Magnet Motor Technology, Design and Applications », Edition Marcel Dekker 1997.
- [85] R. P. Bouchard, G. Olivier, « Conception de moteurs asynchrones triphasés », Editions de l'Ecole Polytechnique de Montreal, 1997.
- [86] M. Liwschitz, L. Maret « Calcul des machines électriques », Tome I et II, Spes Lausanne, Bordas Paris,1967
- [87] F. Deng, «An Improved Iron Loss Estimation for Permanent Magnet Brushless Machines », IEEE Transactions on Energy Conversions, Vol.14, N° 4, Decembre 1999.
- [88] Y.K. Chin, J. Soulard, « Modeling of Iron Losses in Permanent Magnet Synchronous Motors with field Weakening Capability for Electric Vehicles », International Journal of Automotive Technology, Vol.4, N° 2, pp 87-94, Juin 2004.

- [89]** F. Magnussen, Y. K. Chin, J. Soulard, A. Broddefalk, S.Eriksson, C. Sadarangani, “ Iron Losses in Salient Permanent Magnet Machines at Field Weakening Operation”, International Annual Society IAS '04.
- [90]** G.R. Slemon, X. Liu, « Core Losses in Permanent Magnet Motors », IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 26, N° 5, 1990, pp 1653-1655.
- [91]** W. N. FU, Z. J. Liu, « Estimation of Eddy-Current Loss in Permanent Magnets of Electric Motors Using Network-Field Coupled Multislice Time-Stepping Finite Element Method », IEEE Transactions On Magnetics, Vol.38, N°2, Mars 2003, pp 1225-1228.
- [92]** E. Nipp, « Permanent Magnet Drives with switched Stator Windings », these de Doctorat de Technologie du SEEIT de Stockholm, 1999.
- [93]** H. Polinder, M.J. Hoejmakers, « Eddy-Current Losses in the Segmented Surface Mounted Magnets of a PM Machine », IEE Proc. –Electr. Power Appl, Vol. 146, N°3, Mai 1999, pp 261-266.

Annexes

ANNEXE
A.1. Dimensions des dents et des culasses

Le dimensionnement du circuit magnétique est basé principalement sur des contraintes magnétiques, thermiques et mécaniques. En effet, le niveau d'induction dans le fer doit être choisi de façon à ne pas créer trop de pertes fer tout en limitant le volume et la masse de fer. Ce niveau d'induction peut être défini par la géométrie et le principe de conservation du flux. La largeur des dents est déterminée à partir de la relation suivante :

$$L_d = \frac{\hat{B}_{e1} \tau_d}{\hat{B}_{dst} k_f} \quad (\text{A. 1})$$

où :

\hat{B}_{e1} est l'induction crête du fondamental dans l'entrefer

\hat{B}_{dst} est l'induction crête max admissible dans la dent statorique choisie tel que $\hat{B}_{dst} \approx 1.8T$

Le pas dentaire τ_d est lié au rayon d'alésage r_a et au nombre d'encoche N_{es} par :

$$\tau_d = \frac{2\pi r_a}{N_{es}} \quad (\text{A. 2})$$

La largeur des dents est aussi limitée par une autre contrainte, à savoir, la largeur de l'encoche qui elle-même est fixée par le nombre de conducteurs en largeur, leur dimensions, les dimensions des isolants du conducteurs et de l'encoche.

Généralement, dans les machines à grande puissance, les bobines sont préparées séparément pour être ensuite introduites dans les encoches. Pour ce faire, l'ouverture de l'isthme doit être de même largeur que l'encoche, en d'autres termes l'encoche devrait être rectangulaire.

Les largeurs des conducteurs habituellement utilisées conditionnent la largeur de l'encoche L_e . En accord avec le constructeur, la largeur de l'encoche doit varier autour de la plage suivante : $23mm > L_e > 12mm$.

La hauteur de la culasse peut être obtenue à partir du flux par pôle que l'on peut exprimer par :

$$\phi_{f1} = L_u r_a \int_0^{\pi/p} \hat{B}_{e1} \sin(p\theta) d\theta = \frac{2}{\pi} \tau_p L_u \hat{B}_{e1} \quad (\text{A. 3})$$

L_u étant la longueur utile du stator

Puisque uniquement la moitié du flux par pôle parcourt la culasse on a alors par conservation du flux :

$$h_{cs} \leq \frac{r_a \hat{B}_{e1}}{pk_f \hat{B}_{cs}} \quad (\text{A. 4})$$

À partir de (A.4) on peut constater que la hauteur de la culasse statorique h_{cs} diminue avec l'augmentation de la polarité p .

A.2. Le nombre de spires et courant par phase

En fonctionnement moteur, la force électromotrice (FÉM) induite est naturellement inférieure à la tension d'alimentation, on a alors:

$$V_s > E_s = \sqrt{2} \pi f N_s k_b \phi_{f1} \quad (\text{A.5})$$

où : ϕ_{f1} est la valeur efficace du fondamental du flux sous un pôle. Son explicitation en fonction des grandeurs géométriques de la machine conduit à une relation donnant une condition sur le nombre de spires N_s :

$$N_s < \frac{P}{\pi f} \frac{V_s}{2\sqrt{2} k_b \hat{B}_{e1}} \frac{1}{r_a L_u} \quad (\text{A.6})$$

Le produit du rendement par le facteur de puissance impose la valeur du courant absorbé, dès lors, que la tension d'alimentation est fixée et que le couple de sortie est imposé. En effet, si l'on se fixe ce paramètre tel que : $\eta \times \cos \varphi \in [0.90 - 0.98]$, on peut déduire une plage de variation du courant de phase à l'aide de l'équation ci-dessous :

$$I_s = \frac{\Omega_m \Gamma_{em}}{3V_s \eta \cos \varphi} \quad (\text{A.7})$$

où : Ω_m est la vitesse du rotor en rd/s.

Dans le cas de la machine étudiée, nous obtenons : $I_s \in [767 - 835] \text{ A}$.

La connaissance de la valeur du courant absorbé, et de la densité J_s de courant fixée par le mode de refroidissement, permet donc de déterminer la section des conducteurs du bobinage statorique en utilisant la relation :

$$s_{cu} = I_s / J_s \quad (\text{A.8})$$

Il est clair que cette section, relativement grande, est souvent réalisée par la mise en parallèle de plusieurs brins souvent rectangulaires dans les cas des machines de forte puissance.

A.3. Hauteur des aimants et entrefer

La hauteur des aimants permet de fixer le niveau d'induction dans l'entrefer et, par conséquent, la FÉM à vide. Pour un niveau d'induction d'entrefer donné, la hauteur des aimants varie proportionnellement avec celle l'entrefer. En effet la relation établie entre l'entrefer mécanique e et la hauteur des aimants h_a est

$$h_a = \frac{\mu_{rm} k_c k_{sat} e}{(B_r / \hat{B}_{e1} - 1)} \quad (\text{A.9})$$

où k_c est le coefficient de Carter tenant en compte l'effet de la denture et de k_{sat} un coefficient permettant de tenir compte de la de saturation, défini comme étant le rapport de la FMM par paire de pôles en saturé sur la FMM de l'entrefer par paire de pôles en linéaire [84]. $\mu_{rm} = B_r / \mu_0 H_c$ est la perméabilité de recul de l'aimant.

Un dimensionnement raisonnable permet de situer le niveau d'induction du fondamental dans l'entrefer $\hat{B}_{e1} \in [0.8 T - 1.1 T]$. La diminution de l'entrefer permet d'améliorer le niveau d'induction et offre donc la possibilité de réduire la hauteur de l'aimant, toutefois des contraintes de constructions mécaniques ne permettent pas de réduire indéfiniment l'entrefer. Par ailleurs, cette

diminution se fait aussi au détriment d'une accentuation de l'effet du couple de détente (amplitude) et de la saturation de la denture. Inversement, l'augmentation de l'entrefer atténue l'effet de la denture mais affecte, naturellement, l'amplitude du fondamental de l'induction d'entrefer, d'où la nécessité d'un compromis.

À partir de l'équation (A.9), on peut avoir une plage de variation de la hauteur de l'aimant en fonction de l'épaisseur de l'entrefer et du niveau d'induction dans l'entrefer telle que illustrée par la figure (A.1) :

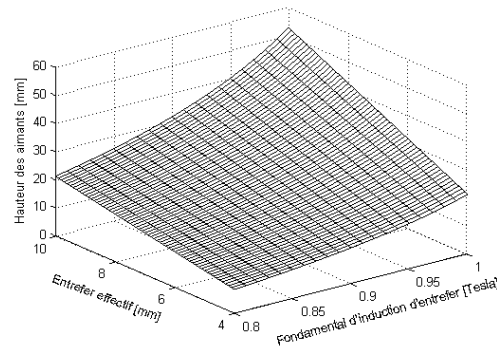


Figure A.1 : Plage de variation de la hauteur des aimants obtenue par l'expression (A.9)

Un aspect important, auquel on doit prêter attention, concerne la désaimantation (ou démagnétisation) des aimants. En effet, en présence d'un fort courant et une température élevée, les aimants peuvent être démagnétisés de manière irréversible. La figure (A.9) montre la caractéristique de l'aimant Nd-Fe-B pour une température ambiante (20°C) et une température de fonctionnement limite (100°C) au-delà de laquelle la désaimantation devient quasiment inévitable. Le point critique de désaimantation à température de fonctionnement limite est donné par les coordonnées (H_{D2}, B_{D2}) , l'induction critique de démagnétisation B_{D2} est positive. Par conséquent, lors de ce fonctionnement, en présence de courants statoriques l'induction résultante dans les aimants doit être supérieure à B_{D2} .

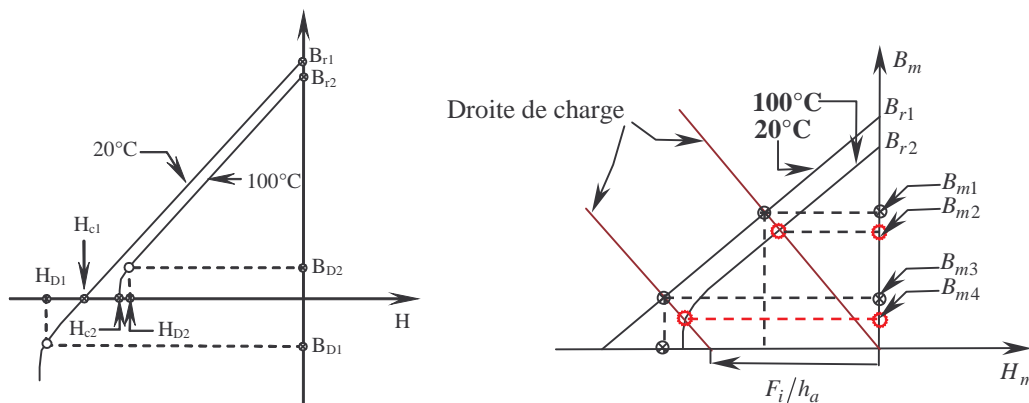
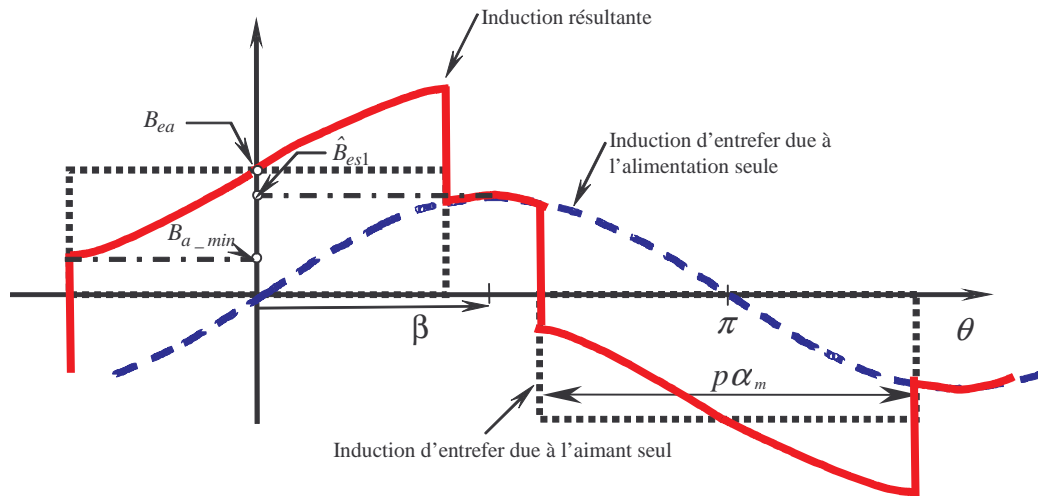


Figure A.2 : Point de fonctionnement de l'aimant

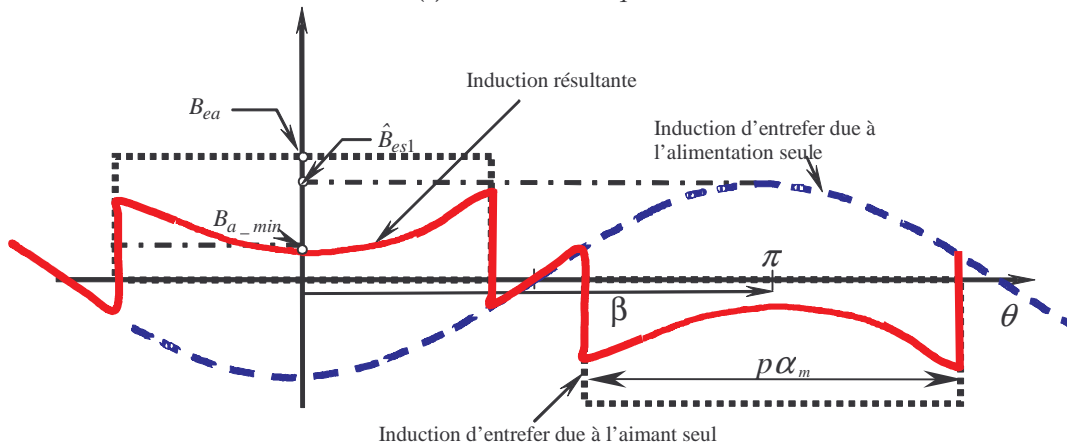
La figure (A.2) montre que les courbes représentant les caractéristiques de l'aimant par température étudiée sont quasi parallèles (en partant de l'induction rémanente au coude de la caractéristique). On peut donc étudier l'influence de la température sur les performances de la machine pour peu que l'on travaille au dessus du coude de désaimantation irréversible. Nous rappelons les formulations permettant de mettre en relief l'effet de la température sur l'induction rémanente des aimants.

$$B_r = B_{r0}(1 - \kappa_a(\vartheta - \vartheta_0)) \quad (\text{A.6})$$

avec B_{r0} l'induction rémanente de l'aimant à température ambiante ϑ_0 alors que κ_a est le coefficient de température de la rémanence .



(a) $\beta = 90^\circ$ électriques



(b) $\beta = 180^\circ$ électriques

Figure A.3 : Distribution de l'induction d'entrefer résultante (trait continu) en fonction de β

Dans une machine à pôles lisses, le fonctionnement à couple maximum intervient lorsque les courants sont en phase avec la FÉM à vide, en d'autres termes lorsque le fondamental de l'induction créée par les courants statoriques est en quadrature ($\beta = 90^\circ$ électrique) par rapport à l'induction créée par les aimants. La figure (A.3.a) représente le cas de fonctionnement où $\beta = 90^\circ$, l'induction résultante est illustrée en trait continu gras. Dans ce cas, l'induction minimale dans les aimants B_{a_min} doit être supérieure à B_{D2} . On constate que la désaimantation intervient de manière locale sur les bords des aimants.

Dans un autre cas (en court-circuit), l'induction créée par les courants statoriques est en opposition de phase par rapport à l'induction créée par les aimants ($\beta = 180^\circ$ électrique). Les zones où l'induction est faible est plus grande et couvre la quasi-totalité de l'aimant (voir figure (A.3.b)).

L'induction minimum B_{a_min} dépend à la fois de l'intensité du courant statorique et de la hauteur des aimants. Le dimensionnement des aimants doit être effectué en considérant ce cas limite.

Pour calculer la hauteur minimum de l'aimant, permettant d'éviter une démagnétisation irréversible sous des conditions de fonctionnement inhabituelles et à température de fonctionnement limite, on se propose de modéliser l'aimant par une source de Thévenin [84], l'entrefer par une réductance et les ampère tours par une source, tel que représenté par le circuit équivalent simplifié de la figure (A.4), les armatures sont considérées de perméabilité infinie et les fuites des aimants sont négligées.

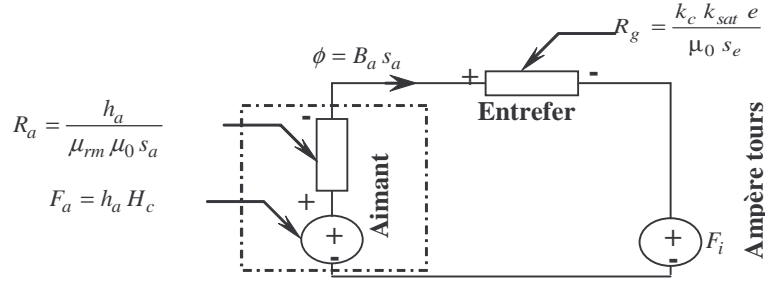


Figure A.4 : Circuit magnétique équivalent de l'ensemble aimant, entrefer et FMM

Du circuit magnétique équivalent on obtient l'équation suivante :

$$F_a - R_a \phi - R_e \phi - F_i = 0 \quad (\text{A.10})$$

en exprimant les grandeurs de bases en fonction des grandeurs géométrique, nous obtenons :

$$h_a = \frac{(B_a / \mu_0) k_c k_{sat} e + F_i}{H_c - B_a / \mu_{rm} \mu_0} \quad (\text{A.11})$$

avec $s_a = s_e$

Si on considère un système triphasé $m=3$ équilibré, monté en étoile, ayant N_s spires par phase et alimenté par un courant d'amplitude \hat{I}_s . La somme des courants de phase étant nul, l'amplitude du fondamental de la FMM résultante s'écrit [48]:

$$\hat{F}_{r1} = \frac{3}{\pi} k_{b1} N_s \frac{\hat{I}_s}{a} \quad (\text{A.12})$$

k_{b1} et a représentent respectivement le coefficient de bobinage du fondamental et le nombre de voies parallèles dans la machine considérée.

Pour évaluer la hauteur minimum nécessaire évitant une démagnétisation irréversible lors d'un fonctionnement transitoire ou inhabituel et pour une température de fonctionnement de 95°C , on reformule l'expression (A.11) de manière suivante :

$$h_{a,min} = \frac{\frac{B_D(95^\circ)}{\mu_0} k_c k_{sat} e + F_{i,max}}{H_c(95^\circ) - \frac{B_D(95^\circ)}{\mu_{rm} \mu_0}} \quad (\text{A.12})$$

$F_{i,max}$ représente l'amplitude de la FMM admissible.

En d'autres termes, l'augmentation de la hauteur des aimants pour un entrefer donné permet d'augmenter la pente de la droite de charge que cela soit à vide ou en présence d'un courant démagnétisant (voir figure (A.5)) et par conséquent un « éloignement » du point de fonctionnement du coude de démagnétisation irréversible, au prix toutefois d'un volume d'aimant et d'un coût plus importants.

En utilisant l'équation (A.12) et en imposant par exemple l'amplitude du courant max \hat{I}_s comme étant 250% celui du courant admissible on obtient l'évolution de la hauteur des aimants de la figure (A.5) en fonction de l'entrefer effectif et du fondamental de l'induction d'entrefer à 20°C et 95°C.

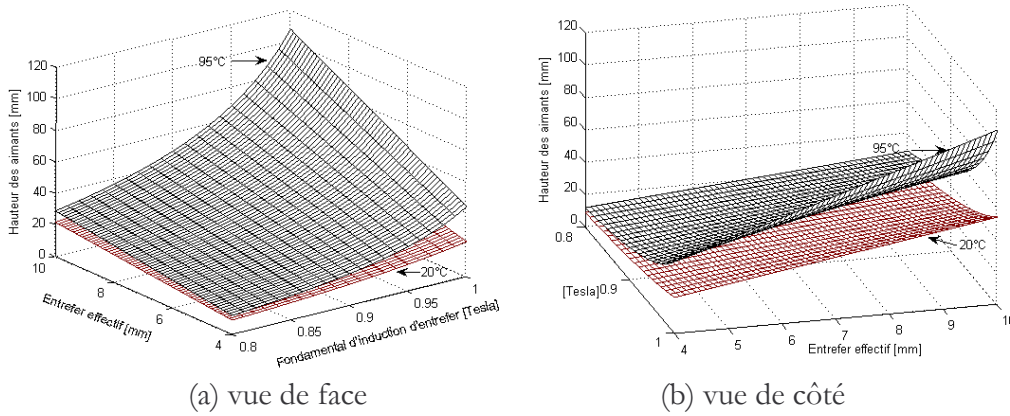


Figure A.5 : Plage de variation de la hauteur des aimants obtenue par l'expression (A.7) (deux vues)

La figure (A.5) montre l'évolution de la hauteur en fonction de la température dans des conditions en charge. Naturellement, pour une température plus élevée (95°C), la hauteur choisie pour éviter une démagnétisation est plus élevée.

En réalité, les formes d'ondes seront relativement différentes, principalement, à cause du fait que les aimants sont segmentés. Pour cela, nous avons simulé par éléments finis la MSAP de référence en condition de fonctionnement normal à température ambiante et relevé la forme d'onde de l'induction au milieu des aimants. La figure (A.6) met en évidence l'induction résultante B_{res} issue de l'induction due aux aimants B_{aimant} et de l'induction B_a due à l'alimentation. La segmentation de l'aimant se traduit par l'apparition de flux de fuites (indiqués par un encadrement carré) qui apparaissent aussi aux extrémités de chaque pôle et qui par conséquent se traduit par une forme d'onde relativement différente à celle illustrative de la figure (A.3.a).

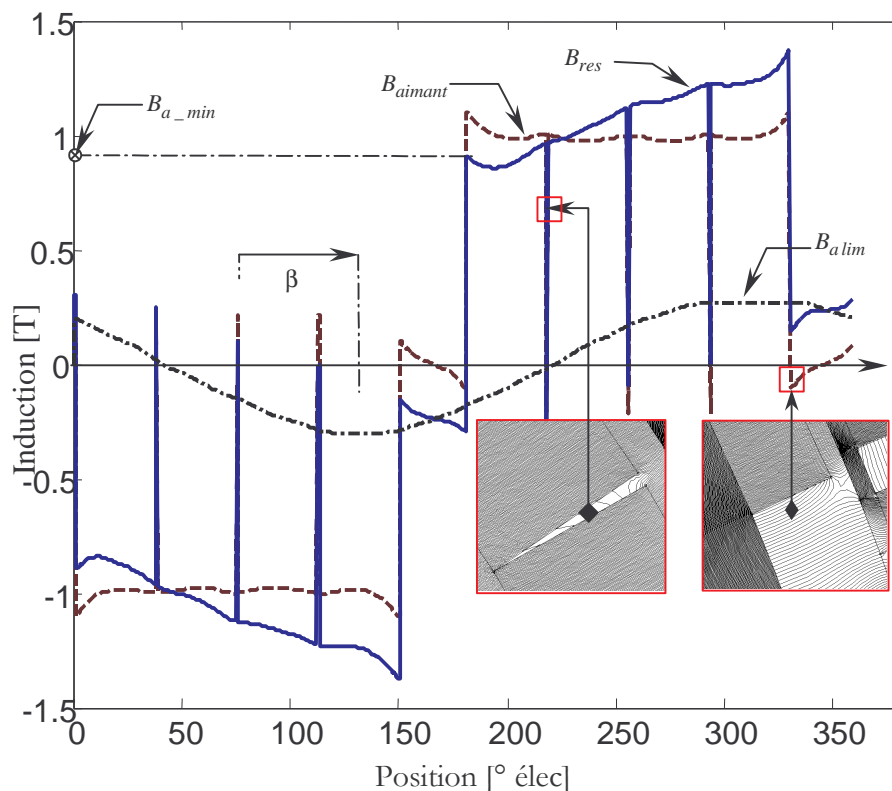


Figure A.6 : Forme d'onde de l'induction au milieu des aimants pour un fonctionnement normal

A.4. Les harmoniques de courants

Pour ce qui est du contenu harmonique des courants de phase, les machines électriques sont alimentées par des onduleurs de tension commandés en courant. C'est le cas de l'application qui nous intéresse. Les onduleurs sont de type MLI naturelle, avec une porteuse triangulaire de fréquence de hachage f_d relativement élevée. Par conséquent, les harmoniques h' de courant seront de rang élevés, les premiers harmoniques apparaissant dans le spectre du courant ont une fréquence voisine la fréquence de hachage f_d , qui est souvent très grande devant celle du fondamental.

Généralement, lorsque l'on adopte la MLI naturelle à référence sinusoïdale, on choisit la fréquence de hachage f_d de manière à ce que l'indice de modulation $m = \frac{f_d}{f}$ soit multiple de 3 de la fréquence d'alimentation f , ainsi on supprime [61]:

- l'harmonique de rang mf situé au centre de la première famille d'harmoniques de fréquence $f_d \pm kf$,
- les harmoniques de toutes les familles de fréquence $k'f_d \pm 3kf$,
- les harmoniques de toutes les familles de fréquence kf_d .

Par ailleurs, de par la nature de la MLI adoptée, il ne subsiste que les harmoniques de fréquence $k'f_d \pm kf$ avec $k'+k$ un nombre entier impair avec k n'étant pas un multiple de 3 [61]. L'augmentation de l'indice de modulation m rejette les premiers harmoniques non nuls vers des fréquences élevées et facilite donc le filtrage.

Nous n'entrerons pas plus dans les détails des moyens de réduction des harmoniques de courant, puisque cette partie relève plutôt de l'alimentation et non de la conception de la machine.

B. Vrillage

Le vrillage du stator dans les machines à aimants permanents est habituellement utilisé dans les petites machines où la mise en œuvre est relativement simple. Ce procédé est moins évident pour les machines de forte puissance.

Le vrillage du rotor est une technique très répandue dans la construction des petits moteurs asynchrones à cages d'écureuil. C'est un vrillage « continu » permettant d'annuler les couples de dentures. Le vrillage continu des aimants peut être réalisé sur des petites machines par usinage avant leur montage sur le rotor. C'est une opération délicate et coûteuse qui ne peut être réalisée que sur des applications particulières. On peut aussi imaginer des machines à aimants où l'aimantation vrillée est réalisée après montage. Pour cela il faudrait disposer d'un « aimanteur » particulier pour chaque machine. Devant ces difficultés techniques, l'usage consiste à effectuer un vrillage discret par subdivision des aimants dans le sens axial en un certain nombre d'aimants élémentaires. Les aimants sont ensuite disposés sur le rotor avec un décalage angulaire bien défini. La figure (B.1) montre un exemple où les aimants rotoriques sont segmentés axialement en 3 blocs élémentaires.

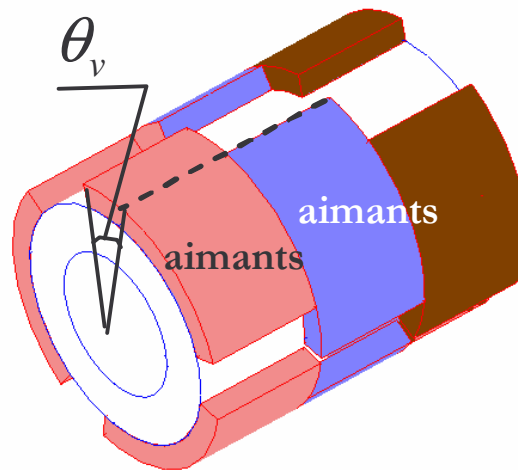


Figure B.1 : Illustration d'un vrillage discontinu des aimants

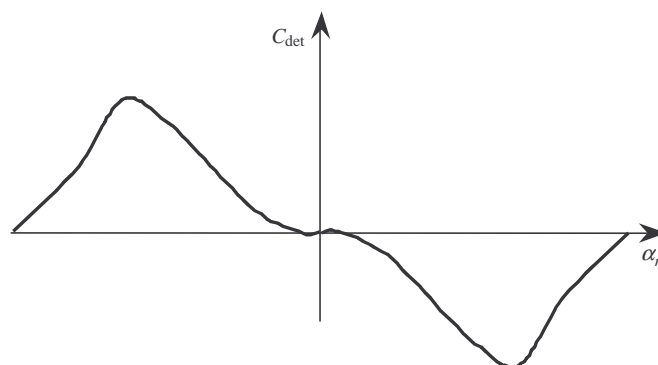


Figure B.2 : Exemple de forme d'onde du couple de détente sur une période

Le choix de l'angle de vrillage et du nombre de segments élémentaires dépend de plusieurs facteurs. Nous ne considérons pas ici les contraintes technologiques et nous mettons en équation l'influence du vrillage afin d'en tirer des conclusions qui parfois sont évidentes.

Le couple de détente est périodique (figure (B.2)) et peut s'écrire sous la forme :

$$C_{\text{det}}(\alpha_r) = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(nN_{p,es} \alpha_r - \varphi_n) \quad (\text{B.1})$$

Rappelons que le fondamental du couple de détente est gouverné par le nombre $N_{p,es}$ qui est le plus petit multiple commun entre le nombre d'encoches et le nombre de pôles.

La subdivision axiale des aimants en s blocs décalées d'un angle θ_v conduit à un couple de détente dont l'expression devient :

$$C_{\text{det,,res}}(\alpha_r) = \frac{1}{s} \sum_{n_s=0}^{s-1} \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(nN_{p,es}(\alpha_r - n_s \theta_v) - \varphi_n) \quad (\text{B.2})$$

Le traitement de l'équation (B.2) et l'utilisation de quelques relations trigonométriques donne l'expression générale du couple de détente :

$$C_{\text{det}}(\alpha_r) = \frac{1}{s} \sum_{n=1}^{\infty} C_n \left[\sin(nN_{p,es} \alpha_r - \varphi_n) \sum_{n_s=0}^{s-1} \cos(n_s n N_{p,es} \theta_v) \right. \\ \left. + \cos(nN_{p,es} \alpha_r - \varphi_n) \sum_{n_s=0}^{s-1} \sin(n_s n N_{p,es} \theta_v) \right] \quad (\text{B.3})$$

Si l'on souhaite annuler un harmonique donné, l'angle θ_v doit vérifier :

$$\sum_{n_s=0}^{s-1} \cos(n_s n N_{p,es} \theta_v) = 0 \quad \text{et} \quad \sum_{n_s=0}^{s-1} \sin(n_s n N_{p,es} \theta_v) = 0 \quad (\text{B.4})$$

Nous avons donc :

$$\theta_v = \left(\frac{2\pi}{nN_{p,es}} \right) \left(\frac{1}{s} \right) \pm \left(\frac{2\pi k}{nN_{p,es}} \right) \quad (\text{B.5})$$

En d'autres termes, si on désire annuler le fondamental du couple de détente ($n=1$), il suffit de choisir pour un nombre de segmentations axiales s un angle θ_v le plus petit possible vérifiant la relation (B.4) de sorte à ne pas affecter la FÉM de phase. Soit alors :

$$\theta_v = \left(\frac{2\pi}{N_{p,es}} \right) \left(\frac{1}{s} \right) \quad (\text{B.6})$$

Ce résultat, évident, indique tout simplement que la segmentation axiale en s blocs d'aimants doit se faire avec un angle de décalage entre deux aimants successifs qui vaut $1/s$ de la période principale du couple de détente.

D'un autre côté, en injectant cette valeur de θ_v dans les différents termes de (B.4), nous obtenons :

$$\sum_{n_s=0}^{s-1} \cos(n_s n N_{p,es} \theta_v) = \begin{cases} s & \text{si } n = ks \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad \text{et} \quad \sum_{n_s=0}^{s-1} \sin(n_s n N_{p,es} \theta_v) = 0 \quad (\text{B.7})$$

k , n et s étant des nombres entiers.

L'expression (B.2) du couple de détente devient :

$$C_{\text{det, res}}(\theta_r) = \begin{cases} \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(nN_{p,es} \theta_r - \varphi_n) & \text{si } n = ks \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

Les relations (B.6), (B.7) et (B.8) signifient que le choix d'un angle θ_v permettant d'annuler le fondamental du couple de détente, pour un nombre de segmentations axiales s , permet d'annuler aussi les autres harmoniques n contenus dans le couple de détente à l'exception de ceux qui sont multiples du nombre de segments s . Cet aspect intéressant permet de mettre en relief l'intérêt de choisir un nombre de segmentations axiales s relativement grand de manière à réduire considérablement le couple de détente.

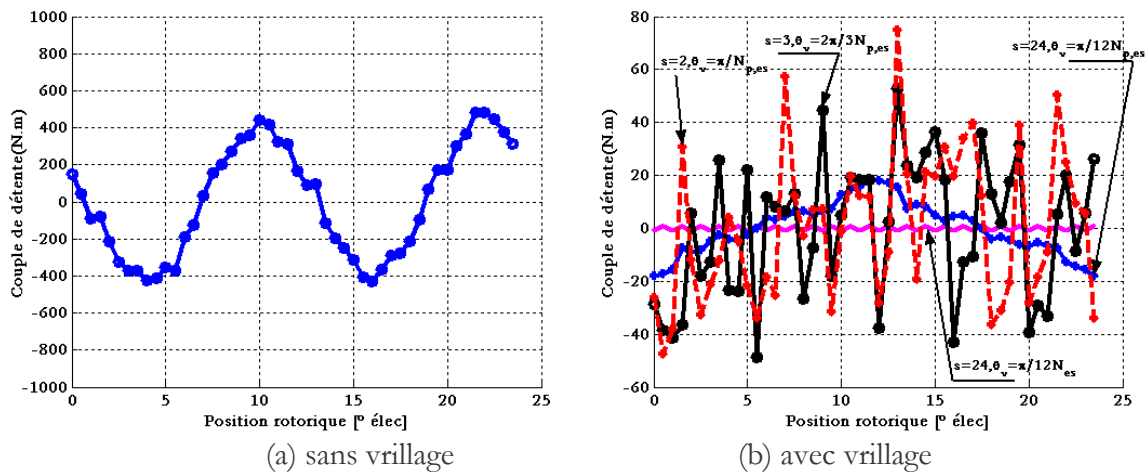


Figure B.3 : Effet du vrillage discontinu sur le couple de détente

La figure (B.3) montre l'allure du couple de détente de la machine en fonction du nombre de segments élémentaires. La figure de gauche, montre le couple de détente d'une machine dont le rotor n'est pas vrillé alors que la figure de droite montre le cas d'un vrillage avec $s = 2, 3$ et 24 . Nous avons poussé le vrillage discontinu jusqu'à une valeur très grande $s = 24$ et quasiment irréalisable afin de se rapprocher d'un vrillage continu.

Notons d'ores et déjà que le vrillage en deux ou 3 segments permet de baisser la valeur crête du couple de détente depuis 500 N.m jusqu'à des valeurs très faibles (60 N.m) alors que le passage à 24 segments permet encore de réduire le couple de détente (25Nm crête).

Toutefois il subsiste des sub-harmoniques tel que celui de denture qui ne sont pas filtrer par le vrillage adopté, ainsi pour une meilleur filtrage il est prudent de choisir un angle de vrillage discret

$$\theta_v \text{ par rapport au pas dentaire } \left(\frac{2\pi}{N_{es}} \right) \left(\frac{1}{s} \right) \text{ et non par rapport à la période du couple } \left(\frac{2\pi}{N_{p,es}} \right) \left(\frac{1}{s} \right),$$

ce qui à pour intérêt de filtrer tout les harmoniques, à partir de celui de la denture (hormis les multiples de s). Comme on peut le voir sur la figure (B.3.b) où le vrillage à $s = 24$

$$\text{et } \theta_v = \left(\frac{\pi}{N_{es}} \right) \left(\frac{1}{12} \right) \text{ fait subsister uniquement les harmoniques de rang 24 (et ses multiples)}$$

À l'instar du vrillage classique, le vrillage discontinu atténuera tous les harmoniques de la FÉM y compris le fondamental mais dans des proportions beaucoup plus faibles comparé à la

réduction du couple de détente. En effet, un calcul théorique tenant compte de l'effet du vrillage permet d'introduire un coefficient d'inclinaison qui affecte les harmoniques de la FÉM :

$$k_v = \frac{\sin(h\theta_{inc}/2)}{h\theta_{inc}/2} \quad (\text{B.9})$$

Où θ_{inc} est l'angle totale d'inclinaison qui doit être comparé à $s\theta_v$ dans le cas discret. Il est évident que vu les valeurs des angles d'inclinaison, l'effet de ce coefficient sur les premiers harmoniques de la FÉM est faible.

Pour mettre en évidence et quantifier les phénomènes, nous allons analyser le contenu du spectre harmonique de la FÉM entre phases pour 5 cas de configurations pour la même machine ayant un épanouissement total des aimants, munie d'un bobinage statorique utilisant 15 encoches par paire de pôle et un pas raccourci $12/15^{\text{ème}}$. Ce qui différencie les 5 configurations est l'architecture axiale du rotor ; les 5 cas sont :

1. pas de vrillage des aimants.
2. vrillage des aimants : $s = 2$ et $\theta_v = \left(\frac{2\pi}{240}\right)\left(\frac{1}{2}\right)$
3. vrillage des aimants : $s = 3$ et $\theta_v = \left(\frac{2\pi}{240}\right)\left(\frac{1}{3}\right)$
4. vrillage des aimants : $s = 24$ et $\theta_v = \left(\frac{2\pi}{240}\right)\left(\frac{1}{24}\right)$
5. vrillage des aimants : $s = 24$ et $\theta_v = \left(\frac{2\pi}{120}\right)\left(\frac{1}{24}\right)$

La figure (B.4) montre la forme d'onde des FÉM entre phases pour les cas énumérés ci-dessus. L'analyse spectrale de ces formes d'ondes est résumée dans la figure (B.5) où sont présentés les principaux rangs harmoniques ainsi que le taux de distorsion harmonique de la FÉM

habituellement défini par $TDH = \frac{\sqrt{\sum_{h>1}^{\infty} G_h^2}}{|G_1|}$ (G : grandeur) :

Bien que la variation de la forme d'onde et l'amplitude de la FÉM entre phases ne soit pas perceptible à l'œil nu, il est néanmoins évident, à travers l'analyse spectrale des formes d'ondes, que le contenu harmonique dépend de l'épanouissement et du vrillage. Encore une fois, l'analyse développée lors du pré-dimensionnement à propos de l'épanouissement des aimants est vérifiée puisque l'on observe bien qu'un épanouissement de $p\alpha_m = 154^\circ$ réduit considérablement l'harmonique de rang 7 et qu'un pas de raccourcissement de $12/15^{\text{ème}}$ annule l'harmonique de rang 5. Naturellement, l'association d'un épanouissement adéquat avec un vrillage des aimants pour le raccourcissement suscité offre le plus faible taux d'harmonique de la FÉM à vide comme l'indique la figure (B.5.e) au détriment toutefois d'une baisse du fondamental.

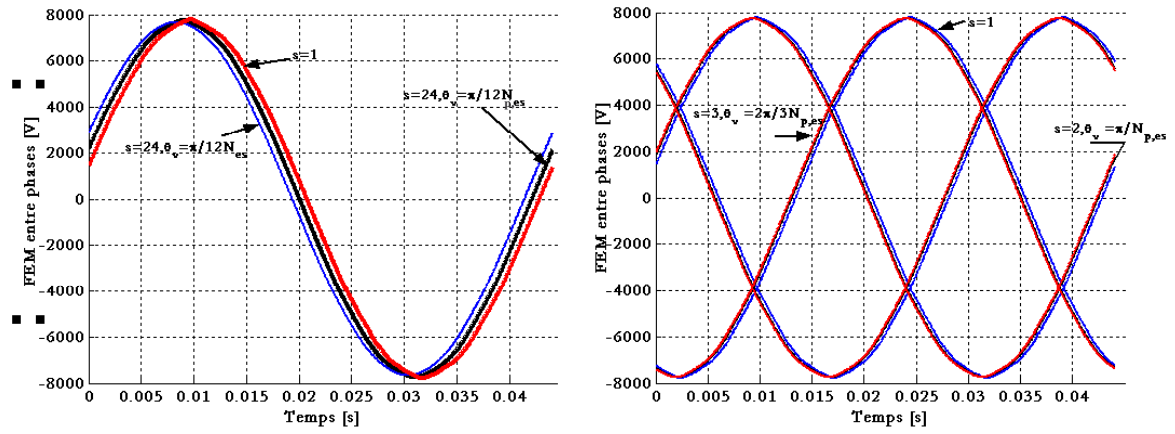


Figure B.4: Forme d'onde de la FEM entre phases pour les cas étudiés

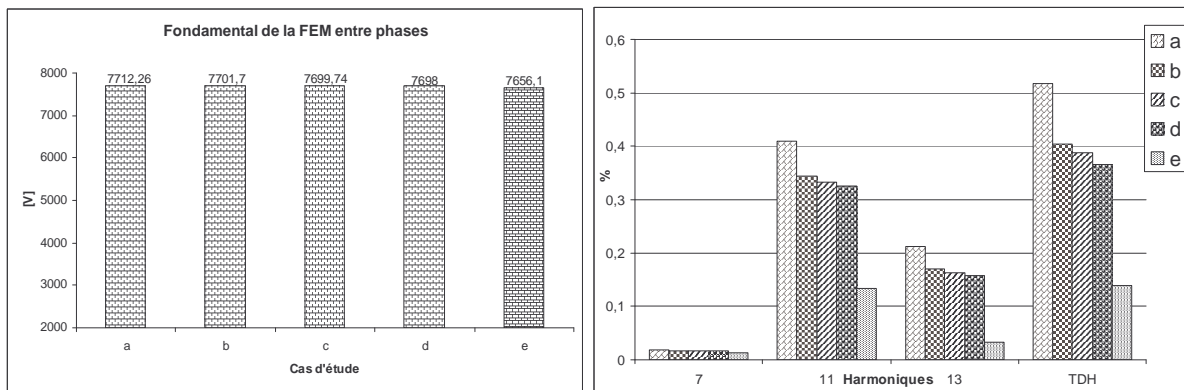


Figure B.5 : Fondamental et contenu Harmonique de la FEM entre phases pour les cas étudiés

C.1. Les pertes Joule

Les pertes Joule dans le cuivre statorique de la machine peuvent s'écrire de manière générale :

$$P_{js} = 3R_s I_s^2 \quad (C.1)$$

R_s représente la résistance équivalente de la phase distribuée sur a voies parallèles et ayant N_s spires par voie.

$$R_s = \left(\rho(\vartheta) \frac{L_u + 2L_{tb}}{s_{cu}} \right) \left(\frac{N_s}{a} \right) \quad (C.2)$$

$\rho(\vartheta)$ représente la résistivité en fonction de la température ϑ

L_{tb} représente la longueur d'un côté des têtes de bobines et peut se calculer de manière suivante :

Si on considère dans notre cas des bobines préformées faites de conducteurs rectangulaires et insérées dans des encoches ouvertes (Figure (C.1)), la longueur des têtes de bobines s'obtient alors, par la relation suivante [85] [86]:

$$L_{tb} = 2b_{tb} + o_{tb} + \frac{\pi}{p} \frac{\tau_{racc}}{\tau_p} (r_a + h_e / 2) \tan(\alpha) \quad (C.3)$$

La distance e_{tb} et la longueur b_{tb} de la partie des bobines qui excède la culasse dépendent de la tension appliquée au moteur. La longueur o_{tb} de la boucle (œillet) qui permet de passer de la partie supérieure à la partie inférieure de l'encoche est liée aux techniques de fabrication.

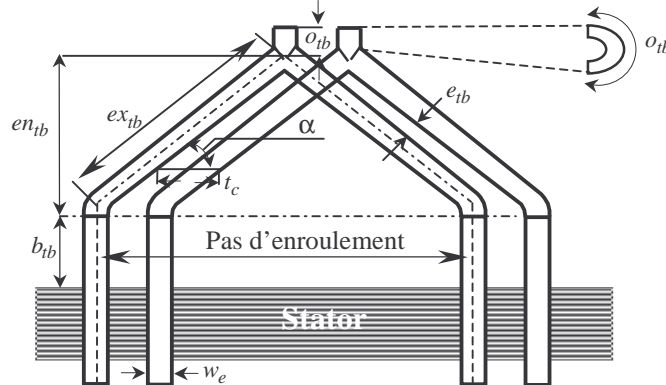


Figure C.1 : Forme et disposition des têtes de bobines rigides préformées

$$P_{js} = 3\rho(\vartheta) \times (L_u + 2L_{tb}) \times \frac{I_s^2}{s_{cu}} \times \frac{N_s}{a} \quad (C.4)$$

À densité de courant J_c fixée dans le conducteur élémentaire et à longueur utile L_u constante, on peut identifier les paramètres agissant sur les pertes Joule statoriques dans l'équation (C.4).

C.2. Les pertes fer dans la machine à aimants permanents

Nous nous intéresserons principalement aux pertes fer dues à l'induction à fréquence du fondamental. Elles incluent naturellement les pertes par hystérésis, les pertes par courants de Foucault et les pertes par excès dues aux effets des domaines [87][88][89]. L'expression des pertes fer est alors :

$$\begin{aligned}
 P_{fer} &= P_{hyst} + P_{Fouc} + P_{exc} \\
 &= k_f k_h f \hat{B}^n + k_f \frac{k_F}{2\pi^2} f \int_T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt + k_f \frac{k_{ex}}{(2\pi^2)^{3/4}} f \int_T \left| \frac{dB}{dt} \right|^{3/2} dt
 \end{aligned}
 \tag{C.5}$$

- k_h est le coefficient d'hystérésis,
 k_{ex} est le coefficient par excès,
 k_F est le coefficient des pertes par courant de Foucault,
 k_f est le coefficient de foisonnement des tôles.

k_h et k_{ex} sont obtenus en utilisant les données des matériaux sur les pertes spécifiques.
 k_F est lié à la conductivité σ , la densité volumique δ et l'épaisseur d des tôles.

Habituellement k_F est donné par la relation $k_F = \frac{\sigma(\pi d)^2}{6\delta}$.

Les pertes fer dans les machines à aimants sont généralement évaluées à vide, mais des méthodes de calcul des pertes fer en charge ou en mode défluxage existent [89]. Pour les besoins d'un pré-dimensionnement nous estimerons les pertes fer à vide en utilisant l'approche détaillée dans [88][90].

Le niveau de l'induction dans les dents diffère de celui dans les culasses et plus particulièrement leurs formes d'onde. Pour une meilleure estimation, on subdivise la culasse statorique en quatre régions distinctes comme l'illustre la figure (C.2) :

- Ø la région (1) représentant la partie des dents contiguës aux isthmes d'encoches.
- Ø la région (2) délimitant une partie des dents,
- Ø la région (3) délimitant l'extrémité de la dent et le début de la culasse, et
- Ø la région (4) représentant la culasse.

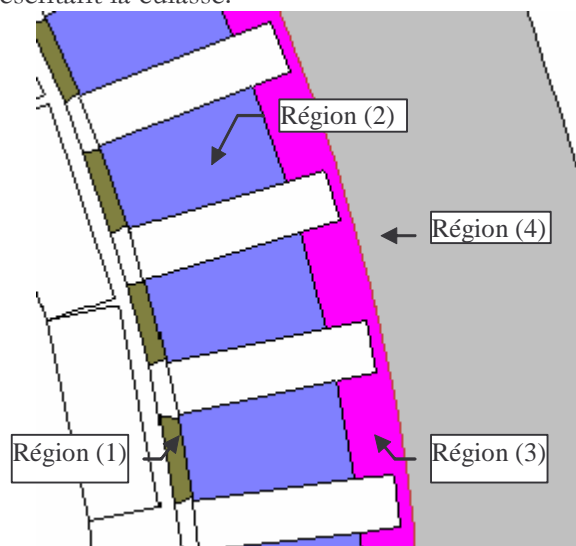


Figure C.2 : Subdivision de la culasse statorique en plusieurs régions

Certaines hypothèses sont à considérées :

- La principale composante d'induction source de pertes fer dans les dents est la composante radiale.
- La principale composante d'induction source de pertes fer dans la culasse est la composante tangentielle

- Dans le prolongement de la dent (région 3) et le début de la dent (région 1), la composante radiale de l'induction est privilégiée devant la composante tangentielle

Pour appuyer les hypothèses nous montrons sur la figure (C.4), la direction de l'induction dans les parties de la culasse statorique et les dents.

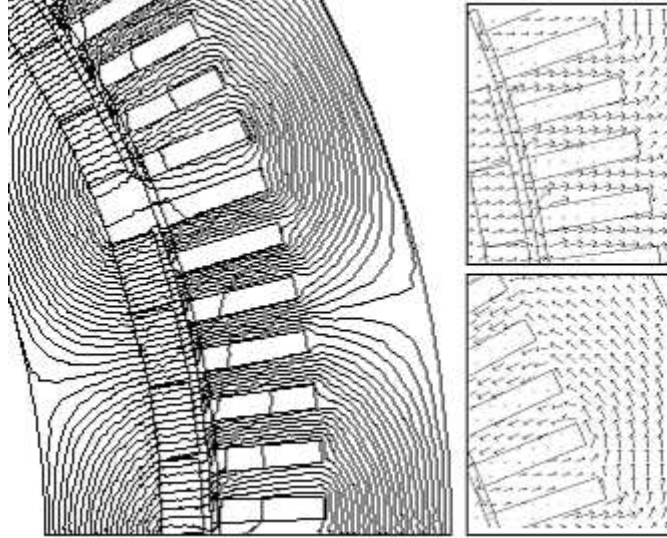


Figure C.4 : Lignes de flux et direction de l'induction (flèches) dans la culasse statorique

Au regard des hypothèses, L'induction dans les dents présente une variation trapézoïdale en fonction du temps alors que l'induction dans la culasse est plutôt sinusoïdale lorsque le rotor tourne. Les figures (C.5) et (C.6) montrent l'allure de l'induction dans ces zones calculées sur la machine de référence lorsque le rotor tourne d'une période électrique. En évaluant la dérivée dB/dt on obtient la formulation des pertes fer dans le cas où le pas dentaire n'excède pas l'espace inter polaire **[88][90]**.

- Dans les dents

$$P_{fer_d} = k_f \left(k_h f \hat{B}_d^n + \frac{4}{\pi} \frac{f^2 \hat{B}_d^2}{p \tau_d} k_F + \left[\frac{4}{\pi} \frac{k_{exc}}{p \tau_d} \right]^{3/4} (f \hat{B}_d)^{3/2} \right) (\text{W/m}^3) \quad (\text{C.6})$$

- Dans la culasse statorique

$$P_{fer_st} = k_f \left(k_h f \hat{B}_{st}^n + \frac{8}{\pi} \frac{f^2 \hat{B}_{st}^2}{p \alpha_m} k_F + \left[\frac{8}{\pi} \frac{k_{exc}}{p \alpha_m} \right]^{3/4} (f \hat{B}_{st})^{3/2} \right) (\text{W/m}^3) \quad (\text{C.7})$$

La formulation (C.6) est appliquée aux régions (1) (2) et (3), alors que la formulation (C.7) est utilisée pour la région (4). L'approche analytique proposée considère la variation de l'induction dans les dents sur un pas dentaire τ_d (en degrés mécanique) et la variation de l'induction sur un épanouissement α_m (en degrés mécanique) d'un pôle d'aimants.

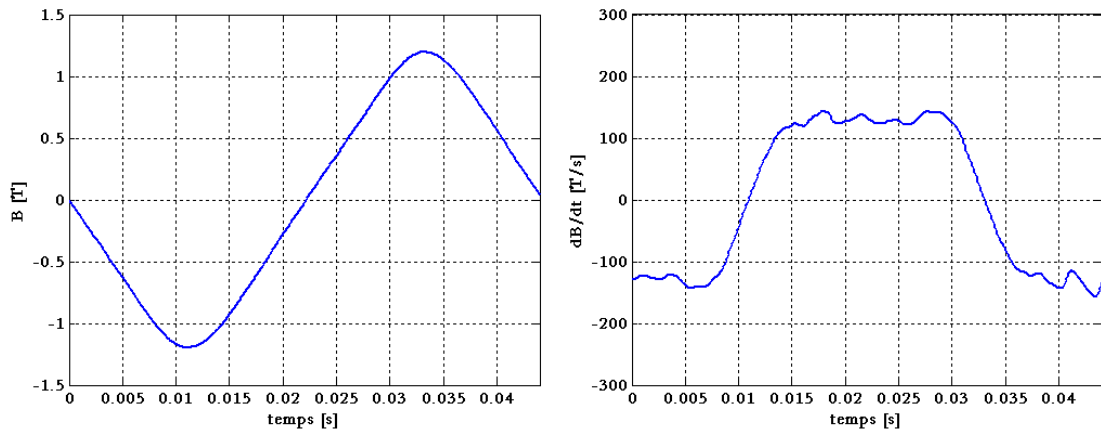


Figure C.5 : Forme d'onde de l'induction dans un point de culasse et taux de variation de la pente

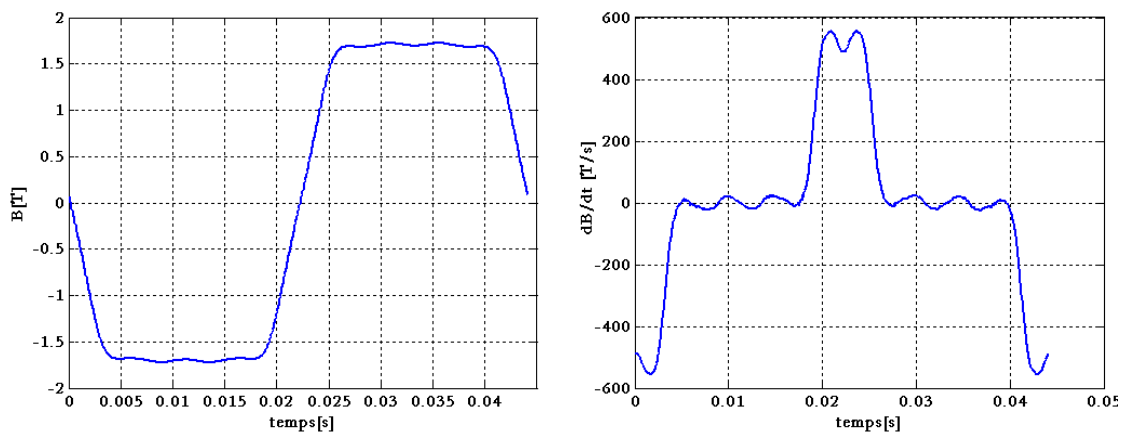


Figure C.6: Forme d'onde de l'induction dans une dent et taux de variation de la pente

C.3. Pertes par courant de Foucault dans les aimants

Le calcul des pertes dans les aimants étant un problème purement tridimensionnel, nous avons utilisé une méthode qui consiste à créer un circuit pour chaque segment et de les relier par des résistances très grandes. De ce fait, les courants calculés par éléments finis doivent impérativement se refermer dans le même aimant les figures (C.7) et (C.8) illustrent le modèle que nous adoptons et l'évolution des courants induits dans les aimants subdivisés dans le sens azimuthal. Cette méthode permet de tenir compte de la segmentation azimuthale des aimants mais ne peut pas tenir compte de la segmentation axiale. Les résultats que nous allons présenter pour la machine à aimants sont à prendre avec prudence dans la mesure où les pertes réelles dans les aimants sont réduites par la segmentation axiale des aimants. Néanmoins, nous alignons les résultats obtenus devant les pertes Joule dans les barres rotoriques des machines asynchrone faute de valeurs exactes.

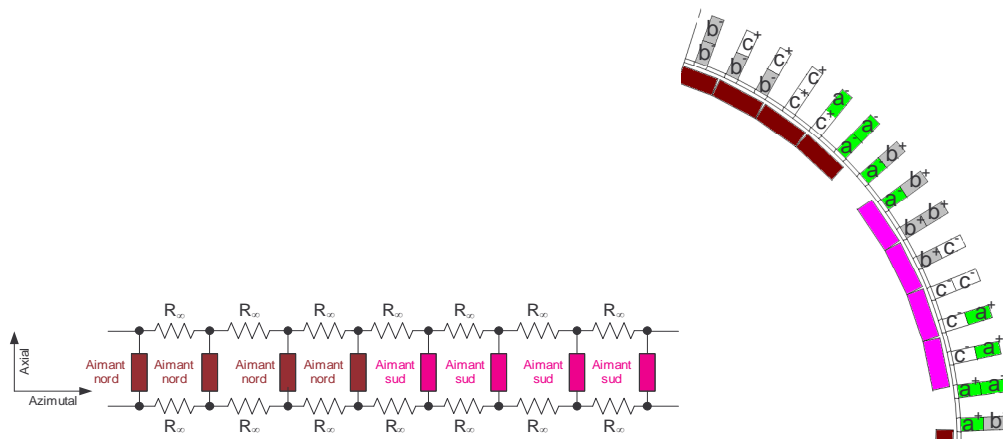


Figure C.7: Représentation des résistances de connexions inter-aimants sur une paire de pôles

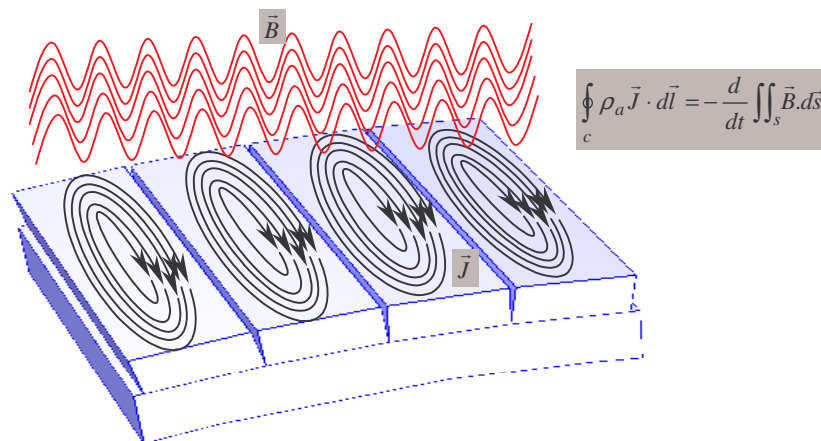


Figure C.8: Illustration du phénomène des courants de Foucault dans les aimants

Les pertes dans les aimants ont plusieurs origines que nous rassemblons en trois catégories :

Pertes dues aux harmoniques de bobinage (d'espace).

Pertes dues aux harmoniques de courants dus à l'alimentation par MLI.

Pertes dues à la denture statorique.

Pour séparer les différentes pertes citées plus haut, nous effectuons les simulations suivantes :

1. Les pertes dues à l'interaction des harmoniques d'espace avec le fondamental de temps sont évaluées en effectuant une simulation dans laquelle la machine est alimentée en sinusoïdal, le rotor tournant à la vitesse nominale, les aimants sont inactifs. Ces pertes sont notées P_{h1} .
2. Pour déterminer les pertes dues aux harmoniques de temps, nous effectuons un calcul en introduisant le fondamental et les harmoniques de temps des courants. Le rotor tournant à la vitesse nominale et les aimants sont inactifs. Les pertes totales calculées dans ces

conditions sont notées P_{h2} . La différence ($P_{h2} - P_{h1}$) représente ainsi les pertes dans les aimants dues aux harmoniques de courant.

3. Pour calculer les pertes dues à la denture, nous effectuons une simulation dans laquelle les aimants sont activés et les courants sont nuls. La variation de l'induction dans les aimants due à la denture est la seule source de pertes dans les aimants. Les pertes calculées dans ces conditions sont notées P_{h4} .
4. Enfin, un calcul est effectué en tenant compte de tout les phénomènes (fondamental de temps, harmoniques MLI, aimants actifs). Nous les indiquerons par les pertes totales.

Nous obtenons finalement les résultats du tableau A.1.

Tableau C.1: Pertes obtenues en magnéto-évolutif (pas à pas dans le temps)

Type de pertes	kW
Pertes par courant de Foucault dans les aimants dues aux harmoniques d'espaces P_{h1}	3.26
Pertes par courant de Foucault dans les aimants dues aux harmoniques de temps ($P_{h2} - P_{h1}$)	1.67
P_{h4}	1
Pertes totales	6

Les résultats présentés dans le tableau C.1 semble mettre en évidence les points suivants :

- Les pertes issues des harmoniques d'espaces sont plus prépondérantes devant les pertes dues aux principaux harmoniques de temps.
- Les pertes dues à la variation de l'induction de l'aimant par la denture sont estimées à environ 17% des pertes totales par courant de Foucault.

Sans tenir compte de la segmentation axiale qui réduirait de beaucoup les pertes, la totalité des pertes est de 6 kW soit 0.088% de la puissance mécanique.

Un aspect intéressant mais qui n'a pas fait l'objet de notre étude est l'effet de la segmentation (axiales et azimutales) des aimants sur l'évolution des pertes, à ce titre, il est intéressant de se référer aux travaux fait dans ce sens [\[91\]](#)[\[92\]](#)[\[93\]](#).

D.1. Influence de la température sur les performances externes de la MSAP

Dans cette partie, nous allons comparer les performances de la machine de référence réalisée et celles de la machine (MSAP2) issue de notre dimensionnement avec une légère modification. Nous mettons l'accent sur l'influence de la température sur les performances des deux machines, car de façon générale, l'augmentation de la température ambiante modifie les propriétés des aimants et du cuivre.

Les principales données géométriques sont résumées dans le tableau (D.1), naturellement les dimensions géométriques du stator sont identiques, les seules variations se situent dans l'entrefer et l'épanouissement des aimants.

La figure (D.1) montre les formes d'onde de la FÉM à vide entre phases, L'amplitude de la FÉM pour la MSAP de référence est de 7692.3V alors qu'elle est de 7502.6V pour la MSAP2 soit une diminution de 2.46%, l'augmentation de la température se traduit par une pertes en amplitude de la FÉM entre phases de 7.4%.

Tableau D.1 : Principales données géométriques

	MSAP de référence	MSAP2
Rayon d'alésage (mm)	700	700
Rayon externe(mm)	875	875
Epanouissement des aimants à la base (° électriques)	150	154
Longueur du fer (mm)	2450	2450
Longueur de la tête de bobine (mm)	477	477
Entrefer (mm)	6	7
Encombrement (m ³)	7.34	7.34
Nombre de pôles	16	16
Nombre d'encoches statoriques	120	120
Masse totale (sans culasse rotorique et assises)(kg)	15577	15600
Masse des aimants (kg)	1994	2017

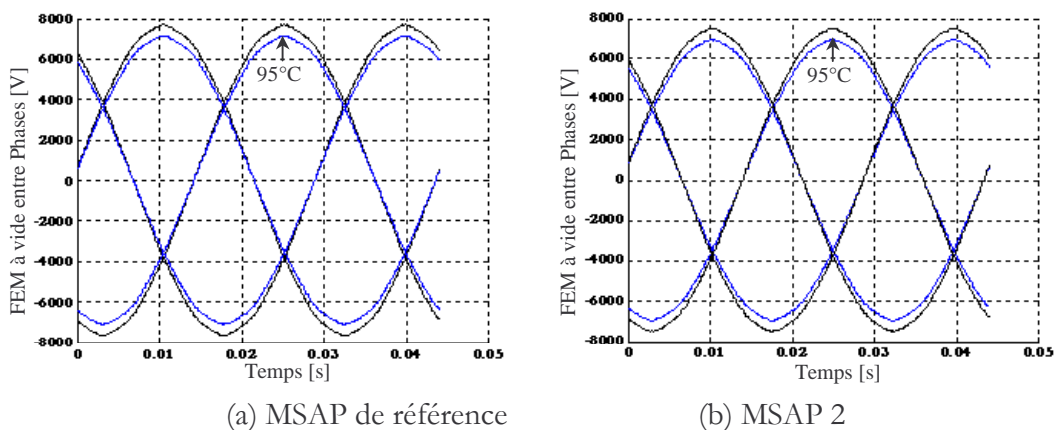


Figure D.1 : Formes d'ondes de la FÉM entre phases à 20°C et à 95°C

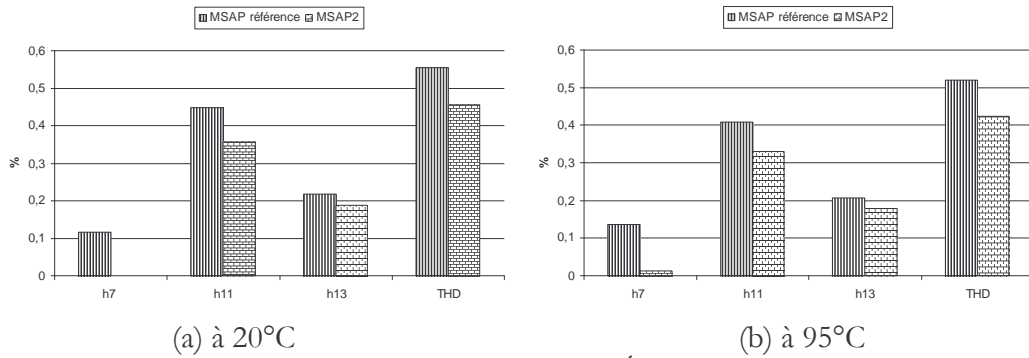


Figure D.2: Contenu harmonique de la FEM entre phases (à vide)

L'analyse harmonique de la FEM entre phases présentée dans la figure (D.2) montre, pour la température ambiante, que l'harmonique 7 est quasiment nul (0.001%) pour la machine MSAP2, ce qui nous conforte sur le choix de l'épanouissement des aimants. Les autres principaux harmoniques ainsi que le taux de distorsion harmoniques (THD) sont plus faible pour la MSAP2. L'augmentation de la température se traduit par une réduction du taux harmoniques dans les deux machines avec toutefois une légère augmentation de l'harmonique 7.

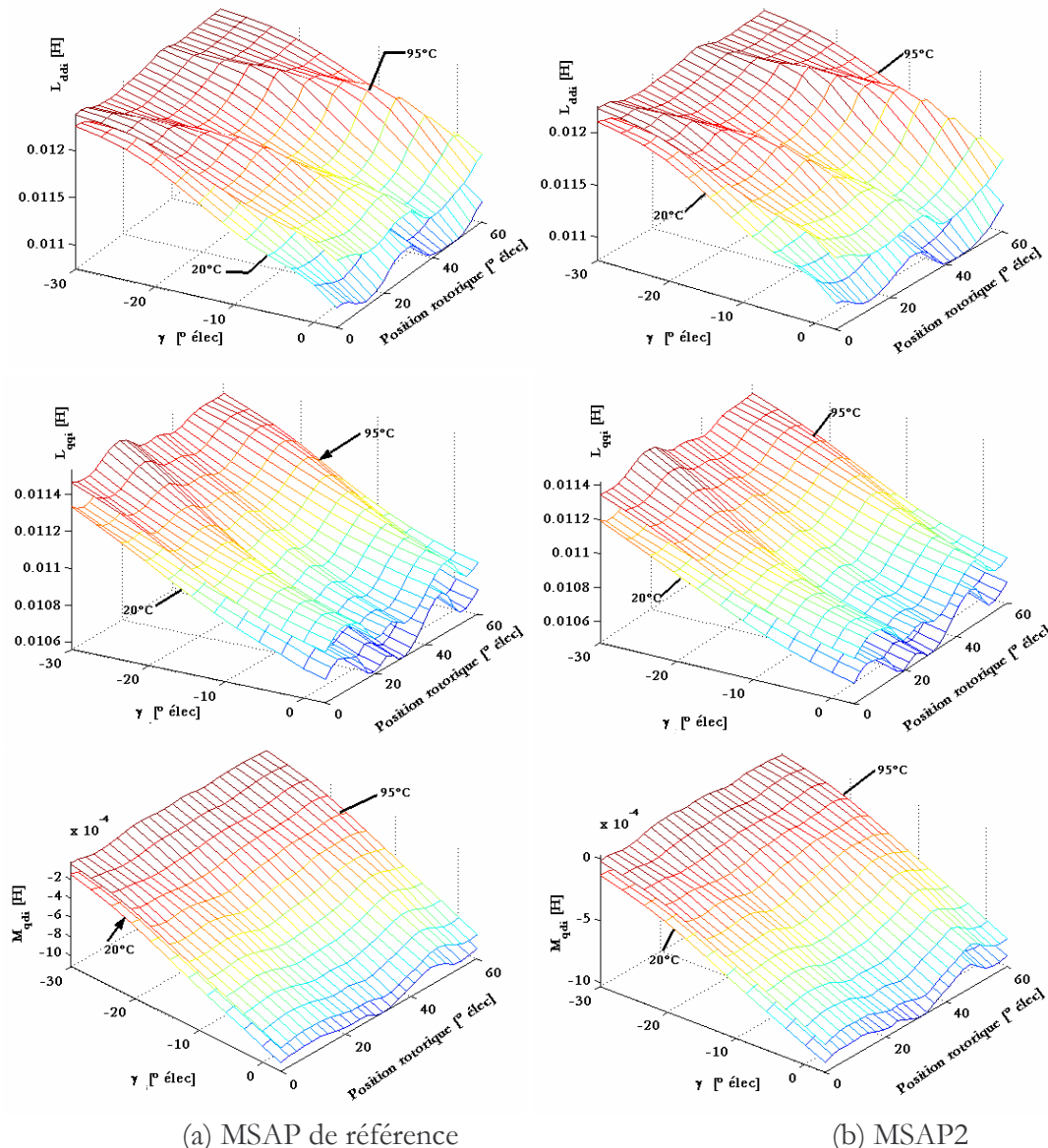


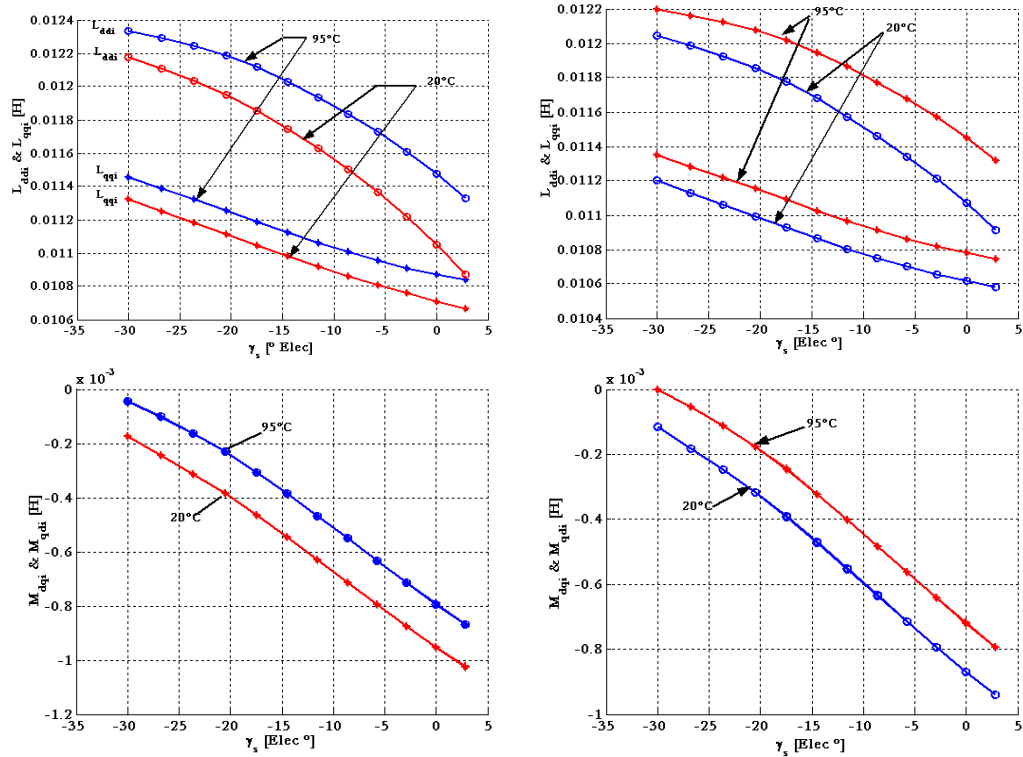
Figure D.3 : Evolution des inductances en fonction de la position et de γ

Nous avons identifié les inductances incrémentales et ce pour chaque point de fonctionnement en tenant compte de la saturation et de la position du rotor.

La figure (D.3) montre l'évolution des inductances incrémentales en fonction du déphasage (γ) et de la position. Habituellement en mode de défluxage, dans les machines à aimants permanents montés en surface, la composante en quadrature du courant est relativement supérieure à la composante directe du courant (en valeur absolue), prenant en compte cet aspect γ varie de -30° à 5° .

La structure étant identique dans les deux MSAP retenues, on s'aperçoit naturellement que le comportement des inductances en fonction du déphasage mais aussi de la position, est quasi identique, avec toutefois une imperceptible différence dans le niveau d'ondulations.

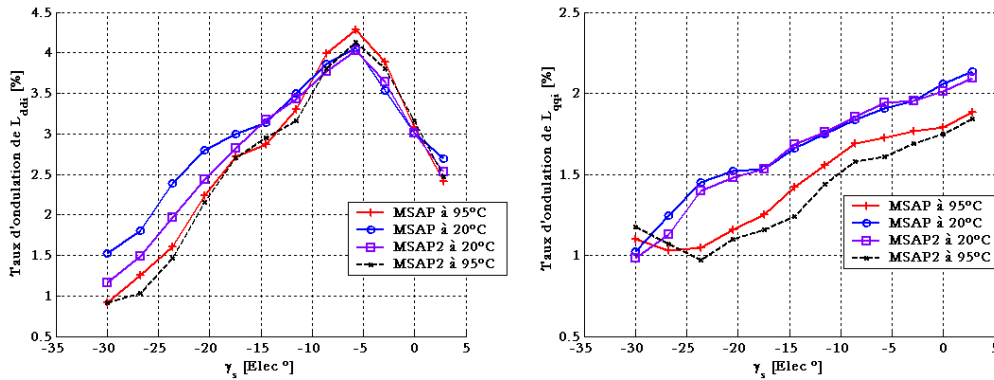
Le comportement des inductances vis à vis de la variation de la température est nettement mis en évidence dans les allures de la figure (D.4). L'augmentation de la température à 95°C se traduisant par une diminution de l'induction rémanente de l'aimant, le niveau de saturation est moins prononcé dans les parties saturables de la MSAP, ce qui en toute logique se répercute sur les inductances qui présente des valeurs supérieures comparées à celles obtenues à la température de 20°C et au même point de fonctionnement.



(a) MSAP de référence

(b) MSAP2

Figure D.4 : Evolution des inductances (en valeur moyenne) de γ

Figure D.5 : Evolution du Taux d'ondulation des inductances propres en fonction de γ

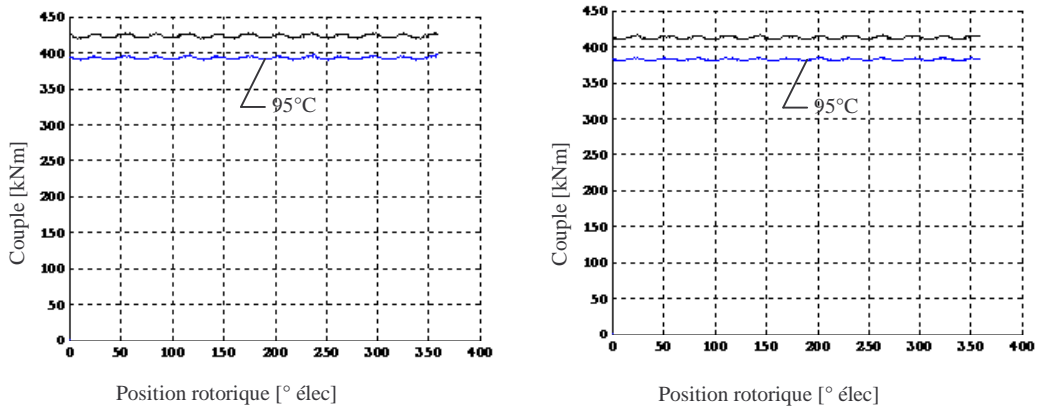
La figure (D.5) montre les ondulations des principales inductances en fonction de l'angle γ . Les ondulations de la composante en quadrature L_{qqi} s'intensifient lorsque le déphasage γ est voisin de zéro. Cela est dû au niveau de saturation des dents situées sur l'axe q qui augmente avec l'intensité de la composante en quadrature du courant, intensifiant ainsi le contenu harmonique de l'inductance propre L_{qqi} . La composante L_{ddi} augmente avec l'intensité de la composante i_{qs} , passe par un maximum puis diminue.

La diminution du taux d'ondulation de L_{ddi} est due au fait que certaines parties communes à l'axe d et q sont moins saturées réduisant le taux d'ondulations. En outre, on remarque que la pente du taux d'ondulations de la composante L_{ddi} est plus raide et que le taux d'ondulation est plus important, ceci est naturellement dû au fait que les principales parties qui subissent fortement la saturation sont celles en face des aimants.

L'augmentation de la température ayant réduit l'intensité de l'induction des aimants, tout naturellement on s'aperçoit que le taux d'ondulations est réduit pour la composante L_{qqi} . Par contre, le taux d'ondulations de la composante L_{ddi} est plus important sur certaines plage de γ (soit $\gamma = -5^\circ$).

De la figure (D.6) qui représente l'allure du couple lorsque le courant est en phase avec la FÉM à vide, on observe bien l'effet de la température sur la valeur moyenne, qui est encore plus lisible sur l'histogramme de la figure (D.7).

Le taux d'ondulation du couple est plus faible, comme on peut le voir sur la figure (D.8), dans le cas de la MSAP2, ce qui confirme que l'analyse faite sur le dimensionnement est bonne, la température a tendance à réduire le taux d'ondulation du couple. Toutefois notons un point intéressant, le taux d'ondulation du couple de détente a légèrement augmenté pour le cas de la MSAP de référence lorsque la température augmente, en fait cela s'explique par le fait que le niveau d'induction ayant baissé dans l'entrefer, la saturation des dents est moins prononcée, ce qui se traduit naturellement par un entrefer effectif plus faible. Le phénomène n'est pas observé pour la machine MSAP2 tout simplement parce que l'entrefer mécanique est plus important et, par conséquent, le niveau de saturation des dents reste sensiblement identique lorsque la température augmente. Le niveau d'induction d'entrefer baissant, cela se traduit par une diminution du taux d'ondulation du couple de détente.



(a) MSAP de référence (b) MSAP 2
Figure D.6 : Formes d'ondes du couple à 20°C et à 95°C

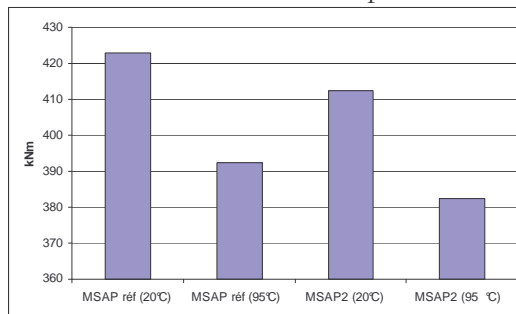
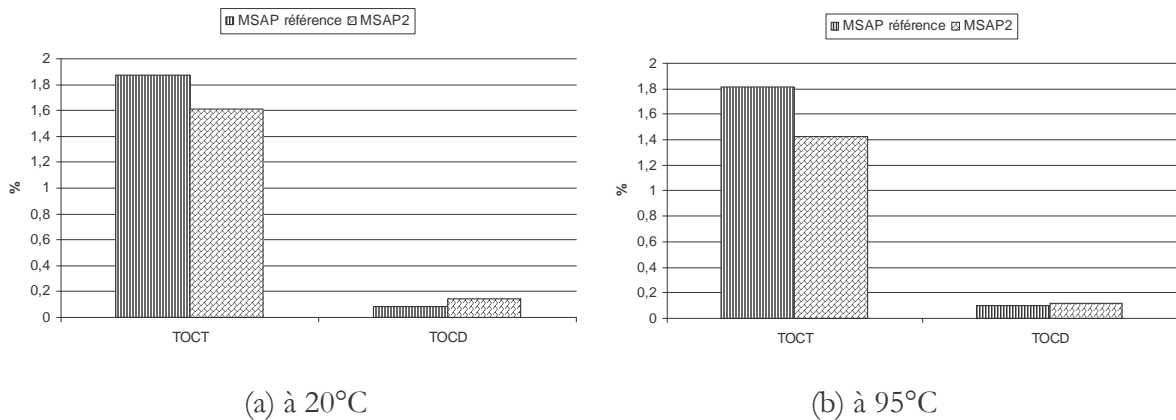


Figure D.7 : Couple moyen des machines retenues



(a) à 20°C (b) à 95°C
Figure D.8 : Taux d'ondulation du couple

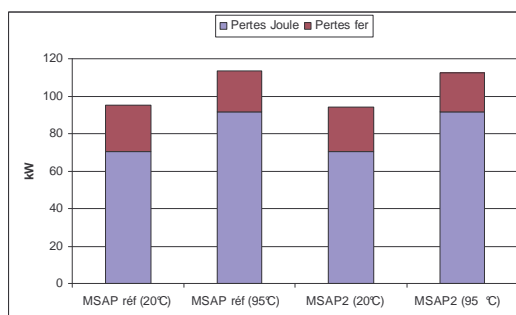


Figure D.9 : Principales pertes des machines retenues

Les pertes Joule étant les mêmes pour les deux machines, la différence résidera principalement dans les pertes fer à vide. En effet, comme on peut l'observer sur l'histogramme de la figure

(D.9), bien que l'on ait augmenté l'épanouissement des aimants, l'augmentation de l'entrefer à eu un effet de « compensation » atténuant l'augmentation de l'induction dans la culasse, ce qui se traduit par des pertes fer relativement moins importantes pour la MSAP2 (-4%). Par ailleurs, l'augmentation de la température réduit naturellement les pertes fer de 11% pour la MSAP2 et de 11.8% pour la MSAP de référence, ce qui est normal car l'induction baisse.

Habituellement, à côté de la contrainte de limitation de courant, une autre contrainte est prise en compte lors de la variation de vitesse des ensembles convertisseurs - machines électriques. En effet, la tension d'induit par phase du moteur ne doit pas excéder la tension disponible sur l'alimentation, en d'autres termes, $\sqrt{u_{ds}^2 + u_{qs}^2} \leq \sqrt{\frac{3}{2}}\hat{V}$, \hat{V} étant l'amplitude de la tension par phase de l'alimentation. La détermination du point de fonctionnement permettant de fournir le couple nécessaire à courant max est effectuée en tenant compte de cette contrainte sur la tension.

Ce point de fonctionnement est caractérisé par l'amplitude du courant maintenu à sa valeur max et le déphasage γ entre le courant de phase statorique et la FÉM à vide

La figure (D.10) montre l'évolution du couple en fonction de γ et de la position du rotor pour la MSAP de référence et la MSAP2, à deux températures de fonctionnement (20°C et 95°C).

Les ondulations de couple augmentent avec γ atteignant un maximum puis diminuent comme le montre la figure (D.11). En effet, pour γ non nul, la composante directe du courant (i_{ds}) est non nulle et par conséquent un couple de saillance apparaît. Au fur et à mesure que l'on s'approche de $\gamma = 0$, la composante i_{ds} devient négligeable, réduisant la contribution de la partie saillante du couple et par la même occasion, de ses ondulations.

Lorsque la température augmente, nous avons observé dans le spectre harmonique de la FÉM, l'augmentation de l'harmonique 7, tout naturellement cela à des conséquences sur le taux d'ondulation du couple comme on peut aisément l'observer sur la figure (D.11).

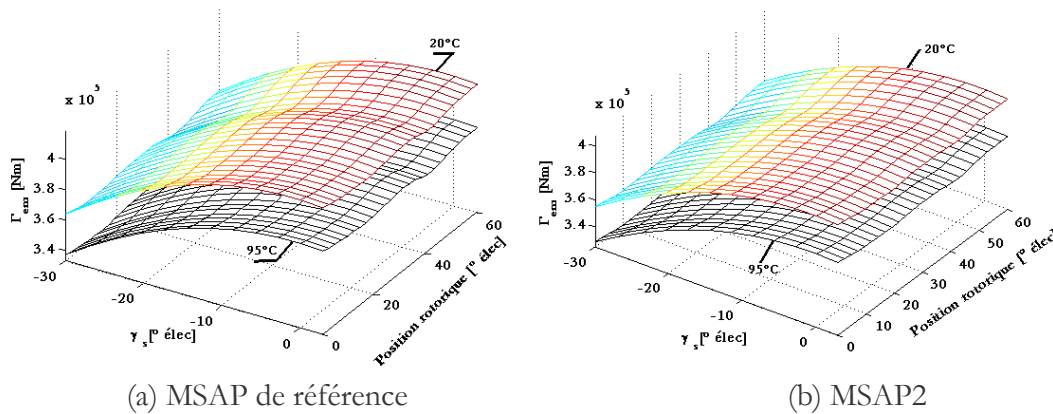
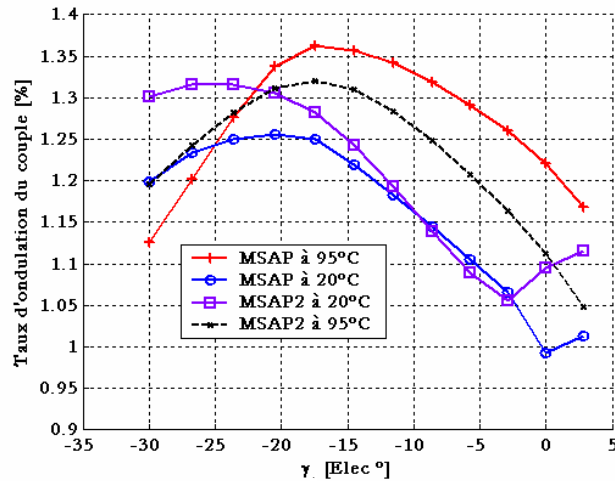
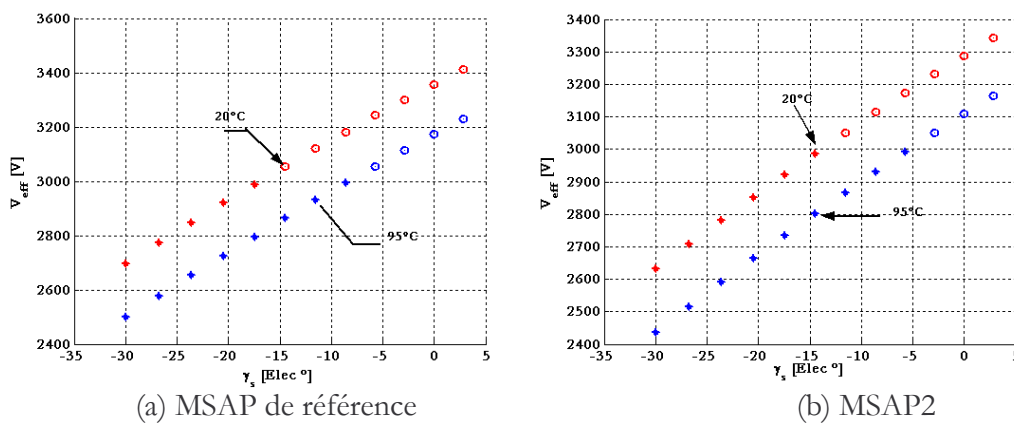


Figure D.10 : Evolution du couple en fonction de la position et de γ

Figure D.11 : Taux d'ondulation du couple en fonction de γ

La figure (D.12) représente l'évolution de la tension de phase des deux machines à aimants en fonction de l'angle γ , les résultats sont obtenus pour deux températures différentes. Les points en cercle dans la figure, indiquent les cas de dépassement de la tension de phase admissible.

Figure D.12 : Evolution de la tension de phase (valeur efficace) en fonction de γ

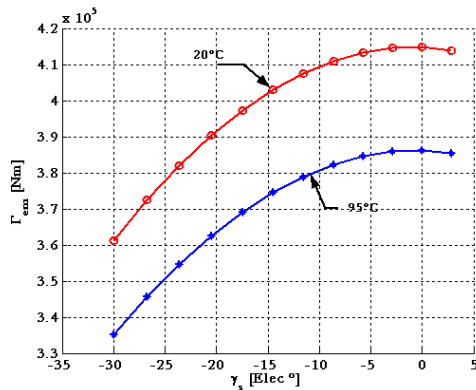
L'analyse des résultats montre que le fonctionnement à couple maximum et à vitesse nominale se traduit par un dépassement de la tension admissible délivrée par le convertisseur (3000 V efficace par phase). La nécessité de défluxer est évidente dans les deux cas de température étudiés. Naturellement, comme cela est prévisible, la température affectant la FÉM à vide, la tension admissible est atteinte avec un angle γ plus faible (en valeur absolue) pour 95°C.

Le point de fonctionnement correspondant à un couple voisin de 380kNm à 170 tr/mn et à tension n'excédant pas 3000V peut être déduit des résultats des courbes des figures (D.13), (D.14) et (D.15). On déduit naturellement le facteur de puissance et l'angle γ associé.

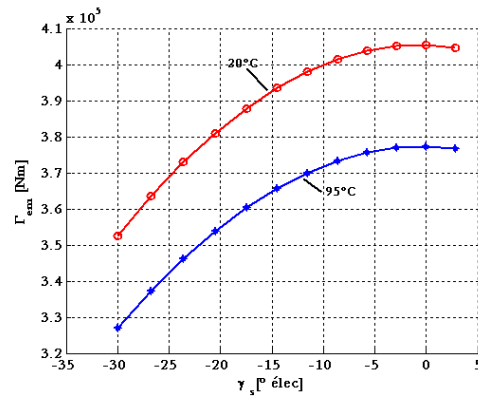
Le tableau (D.12) résume les principales performances en mode de défluxage pour les deux machines retenues que l'on peut résumer ainsi :

Les deux machines sont quasi identiques en termes de pertes. Bien que la MSAP2 soit dimensionnée de manière à avoir un taux d'ondulations du couple plus faible, ce dernier est lié au point de fonctionnement de la machine. En effet, on remarque que pour le point de fonctionnement permettant d'atteindre les performances en mode de défluxage, le taux d'ondulations du couple de la MSAP2 est légèrement plus grand que celui de la MSAP de

référence et ce, à température 20°A. Toutefois la tendance est inversée pour une température de fonctionnement de 95°A.

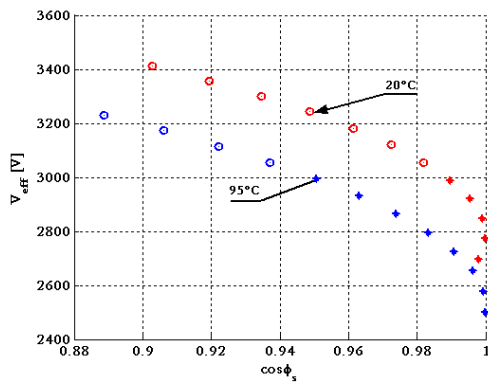


(a) MSAP de référence

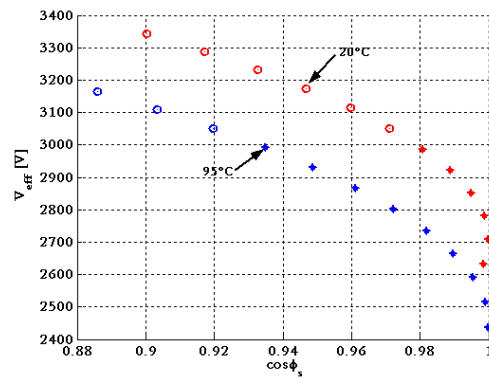


(b) MSAP2

Figure D.13 : Evolution du couple moyen en fonction de γ

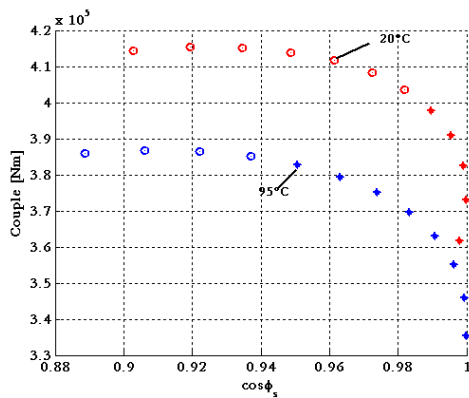


(a) MSAP de référence

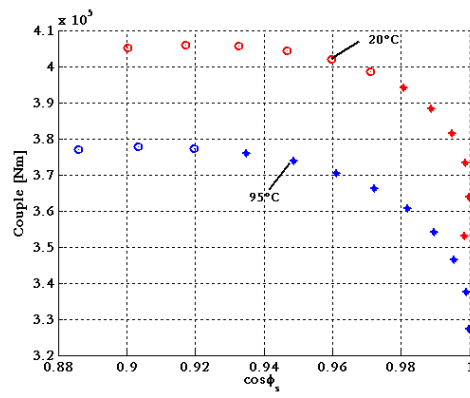


(b) MSAP2

Figure D.14 : Evolution de la tension de phase (valeur efficace) en fonction du facteur de puissance



(a) MSAP de référence



(b) MSAP2

Figure D.15 : Evolution du couple moyen en fonction du facteur de puissance

Tableau D.2 : Principales performances de la MSAP en mode défluxage

Topologie	MSAP de référence		MSAP2	
Température (°C)	20	95	20	95
$ \gamma $ (° élec)	23.93	8,63	20.5	5.74
$\cos \phi_s$	≈ 1	0.95	0.995	0.935
Γ_{em} (kNm)	381	382	381	376
\hat{E}_{ph-ph} (V)	7692.3	7123	7502.6	6197.1
$V_{s,eff}$ (V)	<3000	≈ 3000	<3000	≈ 3000
h_7 (%)	0.116	0.137	0.001	0.012
h_{11} (%)	0.449	0.409	0.357	0.33
h_{13} (%)	0.217	0.206	0.187	0.180
THD (%)	0.554	0.52	0.455	0.423
TOCT (%)	1.25	1.32	1.31	1.21
P_{js} (kW)	70.5	91.65	70.5	91.65
P_{fer} (kW)	24.7	21.776	23.61	21

Résumés :

Ce travail porte sur la modélisation et le dimensionnement des moteurs à aimants permanents et asynchrones destinés à la propulsion marine par POD. Un état de l'art est présenté, où les différentes topologies de moteurs pour ce type d'application y sont abordées. La Machine à aimants permanents et la machine asynchrone ont été retenues pour notre application.

Dans le cas de la machine à aimants permanents, une analyse par éléments finis est effectuée pour dimensionner la machine à aimants permanents et minimiser les principaux harmoniques de la FÉM. Un modèle éléments finis 2D en magnétostatique couplé à un modèle circuit est développé pour la prédiction des couples pulsatoires dues aux harmoniques du convertisseur.

En ce qui concerne la machine asynchrone, Pour tenir compte des harmoniques d'espace et évaluer leurs pertes, un modèle électromagnétique utilisant la résolution par éléments finis 2D en magnétodynamique couplé à un modèle circuit est développé. Par ailleurs, un autre modèle basé sur le principe de couplage éléments finis- circuit électrique est développé pour tenir compte des harmoniques de temps du variateur, ce modèle permet d'évaluer à la fois les pertes dues aux harmoniques de temps, mais aussi des couples pulsatoires.

Dans la phase de validation et vérification des différents calculs, nous avons utilisé l'outil Flux2D de calcul par éléments finis qui tient compte de la rotation du rotor (pas à pas dans le temps) et effectué certaines mesures (cas de la machine à aimants permanents). Les résultats des calculs obtenus par les modèles développés concordent avec ceux obtenus par la méthode temporelle (pas à pas dans le temps) et les quelques mesures dont nous disposons.

Mots clés :

Moteur à aimants permanents, moteur asynchrone, éléments finis, propulsion par POD, harmoniques d'espace, harmoniques de temps, couples pulsatoires, couples de détente, segmentation des aimants, pertes.

Abstract :

This work concerns the modeling and the design of the permanent magnets and asynchronous motors intended for POD ship propulsion. A state of the art is presented, where various topologies of motors designed for this application are approached there. The permanent magnet motor and the induction motor have been chosen for the application.

For the permanent magnets motor, a finite element analysis is adopted to design and minimize the main harmonics leading to a quasi sinusoidal back EMF. A finite element model coupled to an electrical circuit allows to predict both current and torque waveforms including time harmonics knowing the voltage waveform of the inverter.

The induction motor is designed in such a way to have minimum losses and pulsating torque. For this purpose, a 2D complex finite element method coupled to an electrical circuit is developed. In addition, another 2D finite element-electrical circuit model is proposed to evaluate time harmonics losses and to reconstitute the current and torque waveforms. This model allows to predict the pulsating torques.

The validation and verification step is done by using a time stepping finite element software Flux2D and some available measurements (for the permanent magnets motor). The comparison of the calculations obtained by the different methods and software, as well as the available measurements is satisfactory.

Key words:

Permanent magnets motor, induction motor, finite element, POD propulsion, space harmonics, time harmonics, magnet segmentation, pulsating torque, cogging torque, losses.

AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE
DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL
POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

o0o

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :

Monsieur Mohammed El Hadi ZAÏM, Professeur, Université de Nantes, Saint-Nazaire

Monsieur Mohammed GABSI, Maître de Conférences, ENS Cachan, Cachan

Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

Monsieur LATEB Ramdane

à soutenir devant un jury de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE,
une thèse intitulée :

"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"

en vue de l'obtention du titre de :

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

Spécialité : « Génie électrique »

Fait à Vandoeuvre, le 03 octobre 2006

Le Président de l'IN.P.L.,

L. SCHUFFENECKER



NANCY BRABOIS
2, AVENUE DE LA
FORET-DE-HAYE
BOITE POSTALE 3
F - 54501
VANDOEUVRE CEDEX