



HAL
open science

Etude et modèle électromagnétique de machine asynchrone pour alternateur-démarrreur

Damien de Benedittis

► **To cite this version:**

Damien de Benedittis. Etude et modèle électromagnétique de machine asynchrone pour alternateur-démarrreur. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2002. Français. NNT: . tel-00492840

HAL Id: tel-00492840

<https://theses.hal.science/tel-00492840>

Submitted on 17 Jun 2010

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.

N° attribué par la bibliothèque

| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|--|

T H E S E

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INPG

Spécialité : Génie Electrique

préparée au Laboratoire d' Electrotechnique de Grenoble
dans le cadre de l'Ecole Doctorale « **Electronique, Electrotechnique, Automatique,
Télécommunications, Signal** »

présentée et soutenue publiquement

par

Damien DE BENEDITTIS

le 11 Juillet 2002

Titre :

**ETUDE ET MODELE ELECTROMAGNETIQUE DE MACHINE ASYNCHRONE
POUR ALTERNATEUR-DEMARREUR**

Directeurs de thèse :

Jean-Paul YONNET

JURY

M.FRIEDRICH Guy , Président
M.REZZOUG Abderrezak , Rapporteur
M.FRIEDRICH Guy , Rapporteur
M.YONNET Jean-Paul , Directeur de thèse
M.CHILLET Christian , Co-encadrant
M.FOGGIA Albert , Co-encadrant
M FONSECA Armando , Examineur

DE BENEDITTIS

2002

Remerciements

Pour ne pas déroger à la règle qui consiste à témoigner de la reconnaissance à chacun en oubliant personne, je vais essayer de remercier, le plus habilement possible, les personnes qui ont permis, contribué et accompagné mes années de thèses.

Mes premiers remerciements vont à M. J.P. Rognon, directeur du LEG, et M. M. Ivanès, Responsable de la formation Génie Electrique, pour m'avoir accueilli au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. Je remercie également l'ensemble du Jury pour l'attention qu'il a bien voulu porter à ces travaux.

Je remercie M. Ch. Chillet pour m'avoir proposé ce sujet, pour ses conseils pertinents qui ont permis à mes travaux d'avancer rapidement et pour avoir encadrer au plus près cette thèse. Je tiens à souligner ses qualités scientifiques, qui m'ont permis de mener à bien cette expérience.

Je remercie M. A. Foggia pour son aide précieuse dans le domaine des machines électriques. Son instinct d'électrotechnicien m'a permis de cerner rapidement la complexité de conception d'une machine.

Je remercie M. J.P. Yonnet de son soutien et ses efforts pour que je présente mes travaux, il a su me motiver et nous ne pouvons qu'en être très satisfait.

Je tiens également à remercier l'ensemble des personnels du LEG avec qui j'ai pu travailler et tous mes compagnons thésards qui ont contribué à rendre cette thèse encore plus agréable. Fabien, Gigi, Bruno, Christophe, Frédéric, Khaled, Samy, Alban, Gilles...

Et enfin, merci à ma famille pour son soutien tout au long de mon parcours universitaire

SOMMAIRE

SOMMAIRE

| | |
|---|-----------|
| Introduction Générale | 7 |
| Chapitre 1 : Cahier des Charges d'un Alterno Démarreur | 15 |
| 1.Introduction..... | 15 |
| 2.Cahier des charges | 16 |
| 2.1.Contraintes dimensionnelles | 16 |
| 2.2.Contraintes inertielles | 16 |
| 2.3.Contraintes mécaniques | 16 |
| 2.4.Contraintes thermiques | 17 |
| 2.5.Ambiance locale..... | 17 |
| 2.6.Caractéristiques en mode démarreur..... | 17 |
| 2.7.Caractéristiques en mode alternateur | 18 |
| Chapitre 2 : Etat de l'art des alternateurs et démarreurs pour l'automobile..... | 21 |
| 1.Introduction..... | 21 |
| 2.Performances des démarreurs et alternateurs classiques..... | 22 |
| 2.1.Démarreur | 22 |
| 2.2.Alternateur | 22 |
| 3.Différentes solutions de l'alternateur-démarreur | 23 |
| 3.1.Machines asynchrones à cage | 23 |
| 3.2.Machines synchrones à rotor bobiné..... | 24 |
| 3.3.Machines synchrones à aimants | 24 |
| 3.3.1.Machines synchrones à aimants en surface..... | 25 |
| 3.3.2.Machines synchrones à aimants enterrés | 26 |
| 3.3.3.Synthèse sur les Machines synchrones à aimants | 26 |
| 3.4.Machines à réluctance variable | 27 |
| 3.5.Conclusion | 28 |
| Chapitre 3 : Modélisation des machines asynchrones | 33 |
| 1.Introduction..... | 33 |
| 2.Les moyens de calcul | 33 |
| 3.Le schéma équivalent de la machine asynchrone | 34 |
| 3.1.Introduction au schéma équivalent | 34 |
| 3.1.1.Des équations électriques au schéma équivalent | 35 |
| 3.1.1.1.Inductance et mutuelle au stator..... | 35 |
| 3.1.1.2.Inductance et mutuelle au rotor..... | 35 |
| 3.1.1.3.Inductance et mutuelle entre le stator et le rotor | 36 |

| | |
|---|-----------|
| 3.1.1.4.Équation de fonctionnement en régime permanent sinusoïdal | 37 |
| 3.1.2.Obtention du schéma équivalent | 38 |
| 3.1.3.Conclusion | 39 |
| 3.2.Détermination des paramètres par la géométrie de la machine | 40 |
| 3.2.1.Hypothèses | 40 |
| 3.2.2.Calcul des paramètres du schéma équivalent..... | 41 |
| 3.2.2.1.Calcul de la résistance primaire par phase | 41 |
| 3.2.2.2.Calcul des réactances de fuite statorique | 42 |
| Réactance de fuite d'encoche statorique : | 42 |
| Réactance différentielle statorique : | 43 |
| Réactance de fuite de tête de bobine : | 43 |
| 3.2.2.3.Calcul de la réactance magnétisante | 44 |
| 3.2.2.4.Calcul de la résistance rotorique ramenée au stator | 44 |
| 3.2.2.5.Calcul des réactances de fuite rotorique | 45 |
| Réactance de fuite d'encoche rotorique : | 45 |
| Réactance différentielle rotorique : | 46 |
| Réactance de fuite de l'anneau de court-circuit : | 47 |
| Réactance de fuite due à l'inclinaison des barres :* | 47 |
| 3.2.3.Calcul des caractéristiques de la machine..... | 48 |
| 3.2.4.Les limites | 50 |
| 3.3.Conclusion | 50 |
| Chapitre 4 : Dimensionnement de la machine asynchrone | 53 |
| 1.Introduction..... | 53 |
| 2.Structure de la machine..... | 54 |
| 3.Conditions de fonctionnement | 56 |
| 4.Dimensionnement de la machine asynchrone..... | 58 |
| 4.1.Exploitation des résultats | 58 |
| 4.1.1.Modèle analytique..... | 58 |
| 4.1.2.Calculs par éléments finis | 61 |
| 4.1.2.1 Fonctionnement en alternateur..... | 61 |
| 4.1.2.2 Fonctionnement en démarreur | 61 |
| 4.1.3.Synthèse | 63 |
| 4.2.Structure optimisée | 64 |
| 4.2.1.Résultats des calculs par éléments finis | 65 |
| 4.2.1.1 Fonctionnement en alternateur..... | 65 |
| 4.2.1.2 Fonctionnement en démarreur | 66 |
| 4.2.2.Résultats du modèle analytique..... | 69 |
| 4.2.3.Synthèse | 71 |
| 5.Conclusion | 71 |

| | |
|--|------------|
| Chapitre 5 : Modélisation de la machine asynchrone à partir de résolutions numériques.. | 75 |
| 1.Introduction..... | 75 |
| 2.Modèle classique à paramètres constants..... | 76 |
| 3.La simulation par éléments finis | 77 |
| 3.1.Mise en place du problème | 77 |
| 3.1.1.Les hypothèses | 78 |
| 3.1.2.La géométrie | 78 |
| 3.1.3.La physique..... | 78 |
| 3.1.3.1.Les matériaux conducteurs..... | 78 |
| 3.1.3.2.Les matériaux magnétiques..... | 79 |
| 3.1.4.Le modèle employé..... | 79 |
| 3.1.5.Lien avec les équations de circuits..... | 80 |
| 3.2.L'exploitation des résultats | 81 |
| 3.2.1.Caractéristiques des simulations en magnéto-dynamique | 81 |
| 3.2.1.1.Simulations de cas non saturés..... | 82 |
| 3.2.1.2.Résultats..... | 83 |
| 3.2.1.3.Simulation pour différentes positions | 84 |
| 3.2.2.Comparaison des simulations en magnéto-dynamique et magnétique évolutif..... | 85 |
| 4.Elaboration du modèle à partir de FLUX2D..... | 89 |
| 4.1.Calcul du couple..... | 89 |
| 4.2.Détermination des paramètres du schéma équivalent..... | 91 |
| 4.2.1.Calcul des composantes de l'alimentation..... | 93 |
| 4.2.2.Application du diagramme vectoriel..... | 94 |
| 4.2.3.Détermination du courant rotor ramené au stator | 97 |
| 4.2.4.Valeur des paramètres..... | 101 |
| 4.3.Elaboration du modèle | 103 |
| 4.3.1.Circuit magnétique non saturé | 107 |
| 4.3.2.Circuit magnétique saturé | 108 |
| 4.3.3.Variation des paramètres en fonction de la tension d'alimentation | 110 |
| 5.Elaboration du modèle à paramètres variables | 112 |
| 6.Performances du modèle à paramètres variables | 114 |
| 7.Conclusion | 118 |
| | |
| Chapitre 6 : Utilisation du modèle appliqué au système A.D.I.V.I. | 123 |
| 1.Intoduction | 123 |
| 2.Application du modèle..... | 123 |
| 2.1. Fonctionnement démarreur | 124 |
| 2.1.1.Mode d'utilisation du modèle | 124 |
| 2.1.2.Résultats..... | 125 |
| 2.2. Fonctionnement alternateur..... | 127 |

| | |
|--|------------|
| 2.2.1.Mode d'utilisation du modèle | 127 |
| 2.2.2.Résultats | 128 |
| 3. Conclusion | 129 |
| Conclusion Générale..... | 133 |

Introduction Générale

Introduction Générale

L'évolution des automobiles est le résultat de nombreuses exigences dictées bien sûr, par la clientèle, la loi de la concurrence mais également depuis plusieurs décennies, par des contraintes législatives imposant le respect de normes sur la pollution [1]. L'automobile est contrainte à se soumettre à toutes ces exigences. Beaucoup d'études sont menées dans le cadre de ce vaste programme qui vise à minimiser la consommation énergétique et à réduire les émissions polluantes.

Certes, il existe des véhicules non polluants en ville, les véhicules électriques par exemple, cependant il paraît difficile de remplacer tous les véhicules thermiques pour des raisons de coût et d'autonomie. Une autre voie consiste à améliorer encore les véhicules dits « classiques ».

Dans nos voitures traditionnelles, la génération de l'énergie électrique nécessaire pour recharger la batterie et alimenter le réseau de bord est assurée par un alternateur à griffes. Celui-ci est accroché au moteur thermique et entraîné à l'aide d'une courroie. Un système bagues-balais permet d'alimenter la bobine d'excitation.

Le démarreur est généralement un moteur à courant continu entraînant le moteur thermique à l'aide d'une couronne d'engrenage. La **Figure.1** est un schéma simplifié du système actuel de motorisation et de production d'électricité pour les véhicules automobiles.

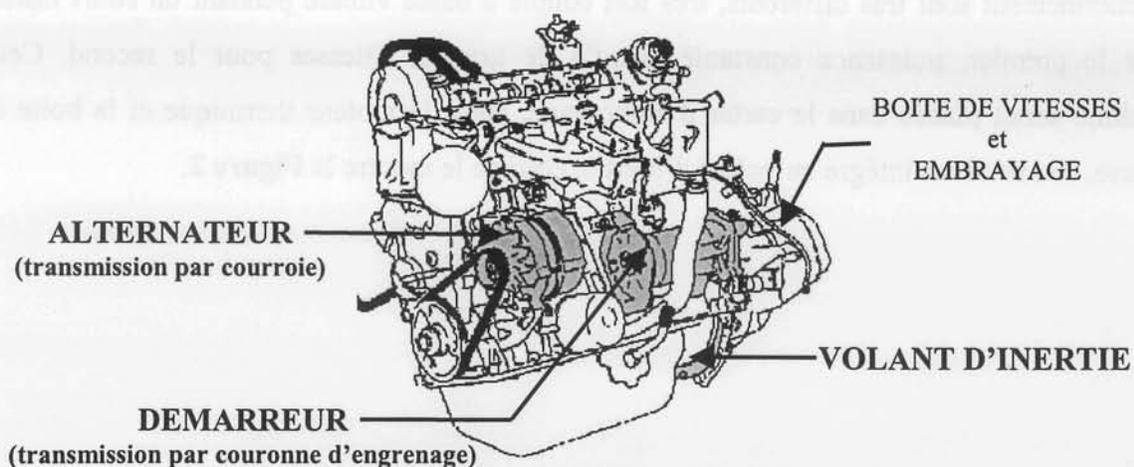


Figure.1 : Système de motorisation actuel

Les progrès réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance et des montages à composants semi-conducteurs, ont permis l'émergence de nouveaux concepts électrotechniques constitués par une association convertisseur électronique-machine électrique. Ces derniers sont le plus souvent accompagnés de systèmes de commandes numériques de plus en plus performants. L'intérêt pour ces nouveaux dispositifs s'est largement accru avec le développement de matériaux magnétiques de bonne qualité et à faibles pertes.

Si on se replace dans le contexte de la diminution de pollution, l'idée qui semble la plus intéressante consiste à ne faire fonctionner le moteur thermique que lorsque c'est nécessaire et dans les meilleures conditions. Ceci nécessite par exemple, d'arrêter le moteur à chaque arrêt prolongé, le remettre en route, l'aider dans les bas régimes et dans tous les cycles de fonctionnement les plus polluants [2]. Parallèlement à cela, les voitures étant remplies d'électronique et d'accessoires divers, elles deviennent de plus en plus gourmandes en électricité. Pour les alimenter, les alternateurs actuels ne sont plus assez performants. Afin d'améliorer leurs performances, on pourrait supprimer les courroies de transmission en couplant directement l'alternateur sur l'arbre moteur; la seule place envisageable se situe généralement à proximité de l'embrayage et du volant d'inertie [3].

Ces fonctions pourraient être réalisées par une machine électrique de conception originale servant à la fois de démarreur et d'alternateur. Or, ces deux modes de fonctionnement sont très différents, très fort couple à basse vitesse pendant un court instant pour le premier, puissance constante jusqu'à de grandes vitesses pour le second. Cette machine serait placée dans le carter d'embrayage, entre le moteur thermique et la boîte de vitesse, son rotor est intégré au volant d'inertie, comme le montre la **Figure 2**.

ALTERNATEUR-DEMARREUR ET VOLANT D'INERTIE (combinés)

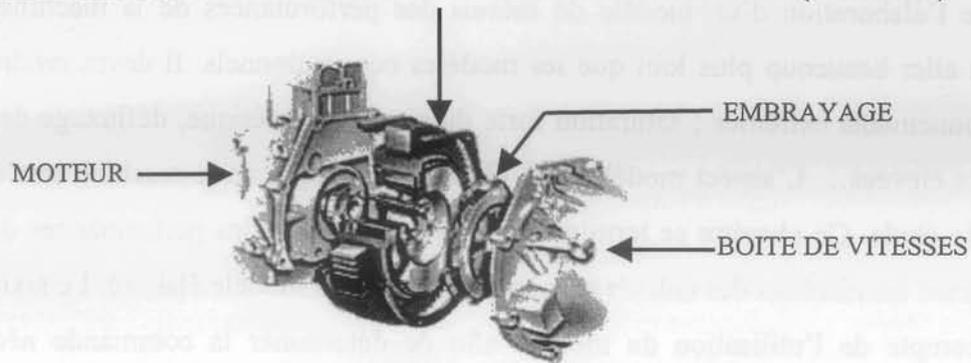


Figure 2 : Système de motorisation proposé

Outre la compacité de l'ensemble alternateur-démarrreur-volant d'inertie, la nouvelle disposition permet d'améliorer la fiabilité par suppression des transmissions par courroie, des paliers et des contacts glissants bagues-balais. Le système vise également l'amélioration du rendement et de la puissance du générateur électrique, la plupart de ces gains entraînent une réduction de la consommation de carburant et de la pollution émise.

Du point de vue électrotechnique, cette approche est originale mais pose de nombreux problèmes scientifiques, techniques et économiques. Le travail développé dans ce mémoire a pour but d'étudier la faisabilité d'un nouveau concept d'Alternateur-Démarrreur Intégré au Volant d'Inertie d'un moteur thermique, pour en retirer les contraintes principales sur la machine.

Ce mémoire est composé principalement de trois parties:

La première partie est composée de trois chapitres. Elle regroupe l'ensemble des notions préliminaires à notre étude, à savoir une description du cahier des charges, une synthèse de l'étude bibliographique menée sur le thème des machines électriques employées pour la génération électrique de bord dans l'industrie automobile. Cette dernière a permis de sélectionner une structure de machine appropriée à l'application souhaitée. La troisième partie est une présentation du schéma équivalent de la machine asynchrone.

Dans la deuxième partie, nous présentons l'étude et le dimensionnement de la première machine en utilisant des formulations analytiques et des calculs par éléments finis. Nous détaillons ensuite, le principe de fonctionnement et les modifications de la géométrie permettant d'améliorer les performances de la machine.

La troisième partie est constituée par les chapitres cinq et six. Le cinquième chapitre détaille l'élaboration d'un modèle de calculs des performances de la machine asynchrone devant aller beaucoup plus loin que les modèles conventionnels. Il devra rendre compte de fonctionnements extrêmes ; saturation forte du circuit magnétique, défluxage de la machine, vitesses élevées... L'aspect modélisation électromagnétique de la machine sera un point fort de cette étude. Ce chapitre se termine par une présentation des performances du modèle en comparant les résultats des calculs numériques à ceux du modèle élaboré. Le sixième chapitre rend compte de l'utilisation du modèle afin de déterminer la commande nécessaire à la machine pour satisfaire aux caractéristiques des fonctionnements souhaités.

Chapitre 1

**Cahier des Charges
d'un Alterno-Démarreur**

Chapitre 1

Cahier des Charges d'un Alterno Démarreur

1.Introduction

Le nouveau concept d'Alternateur-Démarreur Intégré au Volant d'Inertie (ADIVI) offre de nombreux avantages par rapport à la disposition actuelle dans laquelle l'alternateur et le démarreur sont accrochés de part et d'autre du moteur thermique. Cette disposition ne présente pas uniquement des gains en volume et en rigidité. Elle permet d'améliorer la fiabilité du système par la suppression des organes de transmission (courroie, couronne d'engrenage), des paliers et des contacts électriques glissants. Par ailleurs, elle a pour but d'améliorer le rendement de la génération électrique et elle permet d'assurer de nouvelles prestations électriques, comme la régulation du régime moteur au ralenti ou la consommation électrique des soupapes électromagnétiques.

Cependant, cette disposition présente plusieurs types de difficultés qu'il faut prendre en compte lors de l'étude : contraintes géométriques, thermiques, inertielles et massiques. Ces critères sont présentés dans le cahier des charges et sont intégrés lors de l'étude bibliographique pour sélectionner les concepts électrotechniques les plus appropriés pour l'application souhaitée. En effet il existe plusieurs solutions pour notre problème se distinguant les unes des autres par le type de topologie, le principe de fonctionnement électromagnétique et le mode d'excitation.

Par ailleurs, la machine électrique doit assurer des prestations électriques pour lesquelles les critères de dimensionnement pour les deux types de fonctionnement, alternateur et démarreur, ne vont pas toujours dans le même sens.

2.Cahier des charges

Les gains potentiels d'un alternateur-démarreur ne sont obtenus qu'aux prix de diverses contraintes imposées par l'emplacement du système dans le véhicule automobile.

2.1.Contraintes dimensionnelles

L'intégration de la machine électrique dans le carter d'embrayage vise à minimiser les modifications à apporter à ce dernier. Les études d'implantations ont abouti à une forme de machine discoïdale :

- Encombrement axial : L (AN : $L_{\max} = 50$ mm).
- Encombrement radial : De_{ext} (AN : $De_{ext_{\max}} = 260$ mm).
- Entrefer : e (AN : $e = 0,6$ mm).
- Cage Aluminium.

2.2.Contraintes inertielles

- Inertie du volant moteur actuel : J_{moteur} (AN : $J_{moteur} = 100$ g.m²).

L'inertie du rotor de l'ADIVI, vue par le moteur (hors embrayage), doit être supérieure ou égale à celle du volant moteur actuel.

2.3.Contraintes mécaniques

Côté moteur, le rotor de l'ADIVI devra venir se fixer sur l'extrémité du vilebrequin en lieu et place du volant d'inertie actuel.

Côté embrayage, le rotor de l'ADIVI recevra les fixations du mécanisme d'embrayage pour des diamètres de friction adaptés.

Le stator de l'ADIVI devra se fixer soit sur le carter d'embrayage, soit sur le carter-cylindre, soit entre les deux sur les fixations existantes.

2.4. Contraintes thermiques

La machine électrique produit des pertes thermiques qui s'ajoutent aux quantités libérées par l'embrayage et le moteur thermique.

Les contraintes thermiques à prendre en compte sont les suivantes :

T° air ambiant sous cloche embrayage : T_{amb} (AN : $T_{amb} = 70^{\circ}\text{C}$).

T° sur le plateau d'embrayage :

- 100 à 120°C en continu
- 160 à 290°C en pointe

La ventilation naturelle assurée lors de la rotation du volant pourrait être insuffisante pour limiter les échauffements des bobinages et du circuit magnétique de la machine. Un refroidissement par eau pourrait alors être envisagé.

2.5. Ambiance locale

La machine doit résister aux atteintes de type brouillard salin, poussières d'embrayage, projections d'eau et de particules grasses.

2.6. Caractéristiques en mode démarreur

Le fonctionnement en mode démarreur de la machine correspond généralement à des vitesses de rotation situées entre 0 et 200 tr/mn.

La vitesse de démarrage du moteur thermique dépend des caractéristiques de ce dernier. Pour un moteur à essence quatre cylindres, elle est supérieure ou égale à 100 tr/mn. La durée de cette phase est inférieure à 10 secondes.

Pour un véhicule équipé d'une boîte de vitesse mécanique, les conditions les plus sévères correspondent à celles d'une chambre froide, c'est à dire une température θ de -20°C .

| | | |
|----------------|--|----------------|
| Γ_{dem} | Couple de démarrage, rotor bloqué | AN : 215 N.m |
| N_{dem} | Régime moyen de démarrage du moteur thermique | AN : 110 tr/mn |
| I_{bat} | Courant maximal en pointe, lié à la source 36V | AN : 500 A |

2.7. Caractéristiques en mode alternateur

La fonction alternateur devra s'amorcer dès la vitesse de ralenti moteur, avec un courant le plus élevé possible.

| | | |
|---------------------|------------------------|--|
| N_{moteur} | Régime moteur | AN : 850 tr/mn ; 2000 tr/mn ; jusqu'à 6000 tr/mn |
| I_{bat} | Courant minimum débité | AN : 17 A ; 42 A ; 42 A |

L'objectif de rendement moyen sur cycle urbain est supérieur à 70%.

Chapitre 2

Etat de l'art des alternateurs et démarreurs pour l'automobile

Chapitre 2

Etat de l'art des alternateurs et démarreurs pour l'automobile

1.Introduction

Plusieurs constructeurs et équipementiers automobiles se sont intéressés au développement d'un alternateur-démarreur pour véhicule thermique. Certaines automobiles du début du siècle étaient déjà équipées de systèmes similaires appelés « dynamotor » ou « dynastart ». Le « dynamotor » le plus connu étant l'unité d'entraînement Lucas adaptée aux voitures Morris à la fin des années 50. Bien sûr, de nombreuses améliorations étaient à apporter pour la combinaison des deux types de fonctionnement, au niveau du bruit, de l'encombrement, du couple d'entraînement ou de la puissance débitée (la Delage 1926 équipée d'un dynamotor produisait un courant de 10A en génératrice). De nombreuses firmes de l'époque se penchèrent sur le sujet tel Citroën, Lucas, Cadillac...

Les progrès effectués dans les domaines de l'électrotechnique, l'électronique de commande, la qualité des matériaux ... permettent d'envisager maintenant, des structures compactes qui satisfont aux critères de nuisances sonores, de couple généré et de puissance.

Les solutions envisagées se distinguent aussi bien par le principe de fonctionnement (synchrone, asynchrone, à réluctance variable...), le mode d'excitation que par la topologie (axiale ou radiale). Parmi les structures étudiées on trouve des machines synchrones à aimants enterrés [1] [2], ou en surface [1], à rotor bobiné [3] et des machines à inductions [1] [3] [4], des machines à commutation de flux [2], des machines à réluctance variable [1] [4] [5].

Après un bref rappel de l'état actuel des performances des démarreurs et alternateurs dans nos voitures conventionnelles, l'analyse bibliographique développera les applications effectuées en alternateur-démarreur.

2. Performances des démarreurs et alternateurs classiques

Ces deux organes nécessaires au fonctionnement du moteur se différencient nettement dans leur conception. En effet, le démarreur doit fournir un couple important (200 à 300 N.m) pendant un court instant. C'est un moteur à courant continu qui assure cette fonction. Quant à l'alternateur, il doit pouvoir travailler à puissance constante pour de grandes vitesses (2000 à 6000 tr/mn), fonction assurée par une machine synchrone à griffes. Ce sont deux machines de conception différente qui permettent de réaliser les performances demandées.

2.1. Démarreur

Le démarreur émet souvent beaucoup de bruit à cause du système d'engrenage avec le volant d'inertie. De plus, ce système ne fonctionne pas bien pour des vitesses supérieures à 200 tr/mn (voire moins pour des températures basses). L'allumage de la combustion est alors déjà enclenché et le moteur démarre. Il passe alors du sous régime à sa vitesse de fonctionnement normale (ex : 800 tr/mn), ce qui entraîne une consommation de carburant excessive et une augmentation des gaz d'échappement [6].

2.2. Alternateur

La technologie des alternateurs a atteint son apogée au niveau des performances, ils produisent difficilement plus de 2.5 kW avec un rendement d'une efficacité moyenne d'environ 50%. De plus, la transmission par courroie n'est pas un système performant puisqu'elle engendre des pertes [6]. Il arrive aussi que la courroie soit détendue ou cassée et l'alternateur n'assure plus la charge de la batterie.

3. Différentes solutions de l'alternateur-démarrreur

De nombreuses machines sont capables d'assurer le fonctionnement alternateur-démarrreur. Pour choisir une solution technologique appropriée aux critères de coût, d'encombrement ou de production de masse, il faut établir un récapitulatif des principales solutions possibles ou déjà envisagées et comparer leurs performances et leurs caractéristiques.

3.1. Machines asynchrones à cage

La machine à induction est une des solutions les plus intéressantes pour réaliser cette fonction. En effet, sa fabrication est bien adaptée à une production automatisée. Elle possède de très bonnes propriétés mécaniques ; elle est robuste, fiable et peu coûteuse.

Cette machine est très attractive pour le mode démarrage. Cependant, ses caractéristiques se dégradent en fonctionnement en génératrice. En effet, à tension d'alimentation constante, le couple varie proportionnellement à l'inverse du carré de la fréquence ($\Gamma \approx [V/f]^2$; $\Omega \approx f$), la puissance électrique débitée ($P \approx [\Gamma \cdot \Omega]$) décroît donc à partir d'une certaine vitesse de rotation [7]. Ceci pose un problème de surdimensionnement de l'onduleur de tension MLI (tension d'alimentation élevée) et de son coût [1].

Pour satisfaire au cahier des charges dans les deux modes de fonctionnement, les possibilités actuelles de commande permettent de conférer à la machine asynchrone toutes les caractéristiques requises. L'inconvénient de cette solution est l'environnement mécanique vibratoire peu favorable à de faibles entrefers nécessaires pour une machine asynchrone.

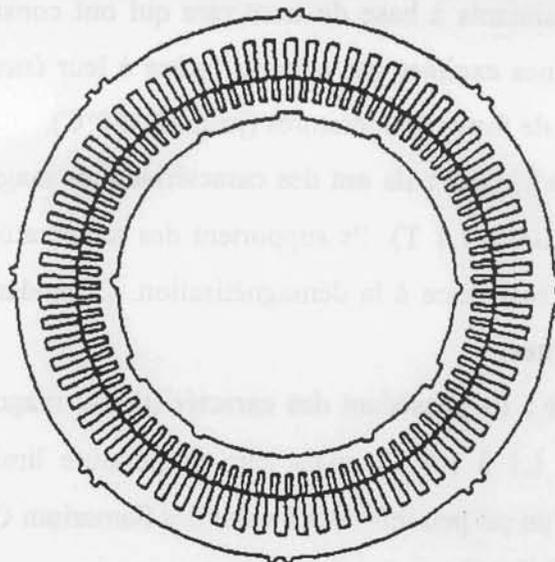


Figure 2.1 : Machine asynchrone à cage

3.2. Machines synchrones à rotor bobiné

Dans une perspective de production de masse, la machine synchrone à rotor bobiné est a priori moins compétitive que la machine asynchrone [3], l'alimentation de l'excitation nécessite des contacts glissants et la structure du rotor (bobinage) en font une solution plus coûteuse. Cependant, son aptitude naturelle à bien fonctionner en générateur (rendement) avec un défluxage possible sur une plage de vitesse étendue en fait toujours une solution technologique attractive, d'autant plus que ce mode pourra s'effectuer, au contraire de la machine asynchrone, sans la commutation MLI de l'étage de puissance, la régulation du courant de charge se faisant par le courant d'excitation. De plus, les valeurs d'entrefer couramment réalisées semblent adaptées à un environnement mécanique vibratoire.

3.3. Machines synchrones à aimants

L'introduction des aimants permanents dans la construction des machines électriques est relativement récente. Cela s'est surtout développé à partir des années 60, avec la découverte des aimants ferrites puis des terres rares :

Les aimants ferrites : Ce sont actuellement les plus utilisés. Ce sont des céramiques fabriquées à partir de matières premières à bas prix. Mais leurs performances magnétiques restent modestes (Induction rémanente $\approx 0,4$ T) et ils résistent moyennement à la démagnétisation.

Les Alnicos : Ils constituent une faible proportion du marché [8]. Ils sont plus chers que les ferrites et ont une faible résistance à la démagnétisation.

Cependant, ce sont les aimants à base de terre rare qui ont considérablement amélioré les performances des machines excitées par aimants, grâce à leur énergie magnétique élevée et leur capacité à supporter de fortes températures (jusqu'à 350°C).

Les aimants Samarium Cobalt : Ils ont des caractéristiques magnétiques très intéressantes (Induction rémanente $\approx 0,9$ à $1,1$ T). Ils supportent des températures élevées (supérieures à 250°C) et ont une forte résistance à la démagnétisation. Cependant, leur coût est nettement supérieur à celui des ferrites.

Les Néodyme Fer Bore : Ils possèdent des caractéristiques magnétiques encore meilleures (Induction rémanente $\approx 1,1$ à $1,4$ T), mais leur température limite de fonctionnement est moins élevée. Leur coût est un peu inférieur à celui des Samarium Cobalt [2].

Il existe une très grande variété de machines à aimants selon la topologie de l'architecture ou selon la direction de magnétisation des aimants.

On rencontre le plus souvent des structures cylindriques avec entrefer radial. Le rotor peut être intérieur ou extérieur au stator. Dans le cas d'une machine à rotor intérieur, les aimants peuvent être aimantés radialement ou tangentiellement pour permettre une concentration de flux dans l'entrefer.

3.3.1. Machines synchrones à aimants en surface

Ces machines utilisent des aimants permanents montés en surface du rotor. Cette structure est intéressante pour produire un couple élevé au démarrage mais éprouve des difficultés à délivrer une puissance constante sur une large plage de vitesse à cause de la force électromotrice qui augmente linéairement avec la vitesse et des inductances de phase trop faibles pour le défluxage [1].

De plus, l'utilisation d'aimants permanents collés pose malgré tout quelques problèmes mécaniques liés à la fixation. En effet, lors du fonctionnement en générateur, les vitesses atteintes créent des forces centrifuges contraignantes. A cause de cela, les aimants sont généralement maintenus par collage et frettage. La structure à rotor extérieur serait une solution à ce type de problème, puisqu'un simple collage des aimants est suffisant.

L'utilisation d'aimants à haute énergie (NdFeB) permet d'obtenir des machines compactes ayant un rendement très bon. En contrepartie, le prix d'une telle machine est élevé à cause du coût des aimants.

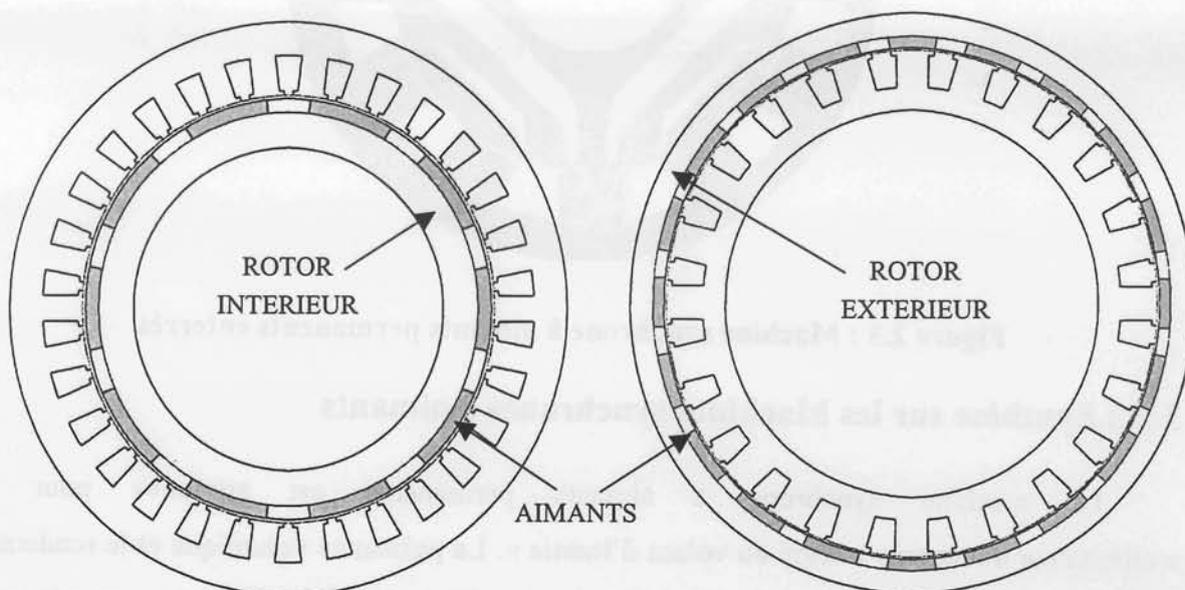


Figure 2.2 : Machine synchrone à aimants permanents en surface

3.3.2. Machines synchrones à aimants enterrés

Ces machines comportent un stator comprenant des bobinages d'induit classiques. Le rotor est un anneau en fer dans lequel sont insérés des aimants permanents. L'utilisation de matériaux magnétiques à hautes performances (aimants terre rare) permet une diminution de la taille de la machine, ce qui donne une inertie et une masse réduite.

Par rapport aux machines à aimants en surface, cette structure nécessite moins de matériaux magnétiques pour délivrer le même couple [1]. Ceci se vérifie tant que l'on ne recherche pas des couples massiques élevés, cas où le fer sature et les performances sont moins bonnes. Cependant, la structure complexe du rotor représente un risque technique plus important que celle, plus répandue, de la machine asynchrone. Le processus de magnétisation des aimants contribue à l'augmentation du coût d'une telle machine.

L'alimentation de cette machine est assurée par un onduleur qui génère des courants polyphasés afin d'exciter les enroulements statoriques. Le coût de cette alimentation est donc semblable à celui de la machine à induction.

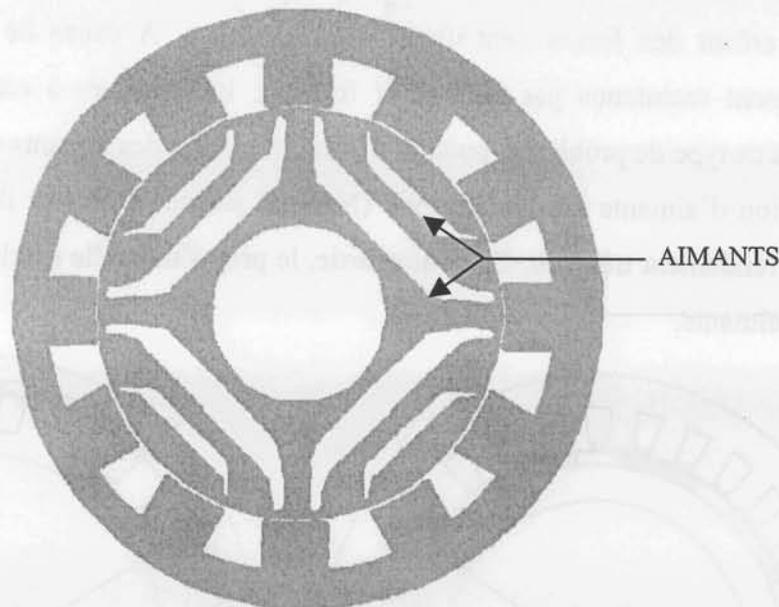


Figure 2.3 : Machine synchrone à aimants permanents enterrés

3.3.3. Synthèse sur les Machines synchrones à aimants

La machine synchrone à aimants permanents est attractive pour un « alternateur démarreur intégré au volant d'inertie ». La puissance volumique et le rendement sont élevés [9] [10], puisqu'elle ne nécessite pas de puissance électrique magnétisante. Cependant, le fonctionnement le plus contraignant d'une machine à aimants correspond à la

phase de démarrage durant laquelle les courants élevés sont à l'origine d'une forte réaction d'induit. Ceci conduit à limiter les courants pour éviter de démagnétiser les aimants en certaines régions.

3.4. Machines à réluctance variable

Ce type de machine offre des performances intéressantes pour l'application désirée, sa construction est simple (rotor passif), donc peu coûteuse et robuste. Elle offre une caractéristique Couple-Vitesse adaptée à l'obtention d'une puissance constante sur une large plage de vitesse. Les matériaux utilisés (ni bobinage, ni aimants) donnent des possibilités de fonctionnement en environnement sévère, en particulier à température élevée. De plus, la structure du convertisseur à phases indépendantes associé à de très faibles couplages entre phases confère à ce type d'entraînement une grande tolérance aux pannes.

Cependant, l'alimentation n'étant pas sinusoïdale, il est difficile de diminuer l'ondulation du couple. La solution étant d'augmenter le nombre de phase de l'alimentation [4]. Le facteur de puissance est souvent assez faible ce qui entraîne un surdimensionnement de l'électronique d'alimentation et donc un coût élevé du convertisseur. De plus, lors de la phase de démarrage, obtenir un couple maximum avec le minimum de courant absorbé nécessite un entrefer très faible, ce qui dans un environnement mécanique vibratoire est très difficile [1].



Figure 2.4 : Machine à réluctance variable

3.5.Conclusion

Les différentes structures étudiées dans le but de réaliser un « alternateur démarreur intégré au volant d'inertie », ont dégagé différentes possibilités : la machine à réluctance variable, la machine synchrone à aimants permanents en surface et enterrés, la machine asynchrone à cage.

Les machines à réluctance variable sont robustes et pas chères, elles possèdent un seul bobinage multiphasé au stator, pas de bobinage au rotor et ses performances en alternateur sont intéressantes. Cependant, la présence d'une denture au stator et au rotor est à l'origine de pertes fer importantes d'où un rendement limité, de vibrations et de bruits acoustiques élevés. En phase de démarrage, l'obtention d'un couple élevé nécessite un entrefer très faible, ce qui est contraignant pour une utilisation dans un environnement mécanique vibratoire.

Les machines synchrones à aimants offrent un rendement plus élevé que celui d'une machine asynchrone ou d'une machine à réluctance variable, l'architecture de ce type de structure est compacte, ce qui facilite le montage et l'implantation dans la cloche d'embrayage. Néanmoins, le coût de fabrication de ces machines est important à cause de l'utilisation d'aimants à haute énergie dont le coût est élevé.

La machine asynchrone est simple et robuste, son architecture permet une implantation simple dans la cloche d'embrayage, son coût de revient et sa structure se prêtent bien à une fabrication de grande série. Elle résiste aux températures élevées et ses performances en moteur sont bonnes. Seul le fonctionnement en génératrice risque d'être limité par des fréquences de fonctionnement élevées faisant chuter la puissance disponible.

Les différentes qualités et défauts de ces machines, sont synthétisés dans le tableau suivant :

| Type de machine | Avantages | Inconvénients |
|--|--|--|
| Asynchrone à cage | <ul style="list-style-type: none"> → Rotor robuste → Couple ~ constant → Bruits et vibrations faibles → Coût machine | <ul style="list-style-type: none"> → Echauffement rotor → P/m faible → Défluxage contraignant → Convertisseur → Faible entrefer |
| Synchrone à aimants permanents | <ul style="list-style-type: none"> → P/m importante → Bon Cos(fi) → Bruits et vibrations faibles → Rendement élevé | <ul style="list-style-type: none"> → Aimants tournants → Désaimantation → Défluxage contraignant → Coût machine (aimants) |
| Synchrone à réluctance variable | <ul style="list-style-type: none"> → Pertes magnétiques à vide → Défluxage → Rotor passif → Coût machine | <ul style="list-style-type: none"> → Bruits et vibrations → Instabilité → Cos(fi) bas → Coût du convertisseur → Entrefer |

Tableau 2.1 : Comparaison des différentes structures de machine

Nous allons nous intéresser plus précisément à la machine asynchrone à cage. Les caractéristiques et le coût de cette machine apparaissent comme les plus susceptibles de répondre aux critères de l'industrie automobile. De plus, en terme de couple de démarrage, cette machine est bien positionnée favorable pour répondre au cahier des charges. En génératrice, il faudra certainement modifier la structure classique de la machine afin qu'elle puisse satisfaire aux performances requises.

Nous allons étudier dans le chapitre suivant les règles régissant la modélisation et l'élaboration du schéma équivalent de la machine asynchrone.

Chapitre 3

Modélisation de la machine asynchrone

Chapitre 3

Modélisation des machines asynchrones

1.Introduction

Tout d'abord il faut rappeler que notre travail est centré autour de l'étude de faisabilité d'un système A.D.I.V.I, répondant à un cahier des charges, à partir d'une machine asynchrone à cage d'écureuil, dont l'alimentation est fournie par un système triphasé de tensions sinusoïdales à très faible taux d'harmoniques.

L'objectif principal de ce projet est d'être capable, à partir de la géométrie d'une machine électrique et des matériaux qui la composent, de déterminer les caractéristiques et performances de la machine en fonction des conditions d'alimentation (fréquence, tension, glissement).

2.Les moyens de calcul

Afin de déterminer les différentes caractéristiques d'une machine électrique, deux méthodes sont généralement utilisées : la modélisation analytique (schéma équivalent, équation de Park...) et la résolution des équations de champ (éléments finis).

- La modélisation analytique permet de déterminer avec une assez bonne précision et de façon rapide les principales caractéristiques de la machine telles le couple, le facteur de puissance ou le rendement. Mais son défaut est de devenir rapidement compliqué si on veut prendre en compte correctement tous les phénomènes électromagnétiques, en particulier la saturation.
- La résolution des équations de champ conduit à une représentation relativement fidèle de l'état magnétique de la machine mais exige des moyens (maillage fin proche de l'entrefer) et des temps de calculs importants, notamment quand le problème est très saturé [14].

3. Le schéma équivalent de la machine asynchrone

Afin de caractériser le fonctionnement d'une machine asynchrone, diverses possibilités sont offertes dont les plus courantes sont la modélisation par schéma équivalent et par éléments finis, ces deux méthodes étant complémentaires par les informations fournies. Par exemple, O. Sahraoui [12] définit les paramètres du schéma équivalent à partir des résultats de FLUX2D, et tente d'utiliser l'avantage des deux approches sans en subir les inconvénients.

Plusieurs solutions visant à la détermination du schéma équivalent sont possibles, elles peuvent être plus ou moins approfondies et reposent sur des hypothèses que nous rappellerons. Après avoir exposé brièvement la validité du schéma équivalent nous rappellerons les diverses façons de l'obtenir. [13] [14] [15].

3.1. Introduction au schéma équivalent

Ce schéma est basé sur les équations électriques du moteur. Il peut se ramener à un schéma monophasé équivalent de la forme générale suivante :

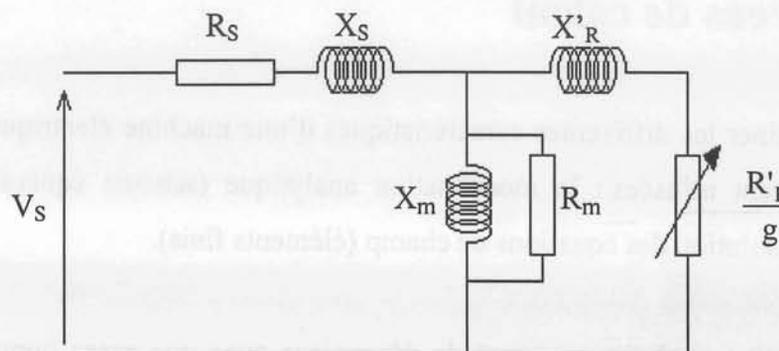


Figure 3.1 : Schéma monophasé équivalent

Hypothèse utilisée : le schéma équivalent tel qu'il est représenté n'est valable que pour le fondamental, les harmoniques ne peuvent pas être considérés ici.

3.1.1.Des équations électriques au schéma équivalent

La démarche utilisée se calque sur les travaux de O. SAHRAOUI [12] qui rend compte des effets de la cage de manière originale en se basant sur une représentation par mailles et non par barreaux comme c'est souvent le cas dans la littérature.

3.1.1.1.Inductance et mutuelle au stator

On nommera l'inductance principale L_p et les mutuelles des enroulements statoriques M_p .

3.1.1.2.Inductance et mutuelle au rotor

Description de la cage par maille :

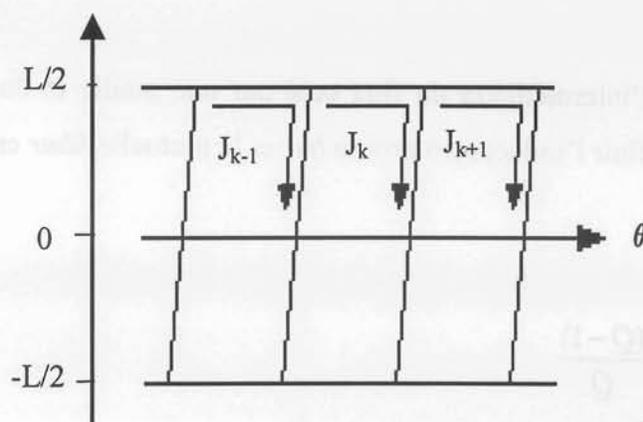


Figure 3.2 : Représentation des mailles

On définit alors θ_k , l'angle entre l'axe de la phase A et le centre de la maille k . En supposant θ_0 la valeur de l'angle avec la maille prise comme référence N°1 à l'instant $t=0$, alors l'angle de la phase k à l'instant t vaut :

$$\theta_k = \theta_0 + (1-g) * \left(\frac{\omega}{p}\right) + \left(\frac{2\pi}{Q}\right) * (1-k) \quad (1)$$

où

p : nombre de paires de pôles de la machine

ω : pulsation des courants statoriques

Q : nombre de barres du rotor

Avec un entrefer constant, on calcule la réluctance de chaque maille par la relation.

$$R_k = R_o = \frac{1}{P_o} = \frac{e}{\mu_o * S} \quad (2)$$

où

P_o : perméance de la maille

e : entrefer

μ_o : perméabilité du vide

S : surface du domaine D_k

Ce qui donne pour la réluctance totale (Q est le nombre de barres de la cage):

$$R_t = Q * R_o \quad (3)$$

En passant par l'intermédiaire du flux créé par une maille et du couplage entre les mailles on peut alors définir l'inductance propre l_{mr} et la mutuelle M_{mr} entre deux mailles du rotor:

$$l_{mr} = \frac{1}{R_o} * \frac{(Q-1)}{Q} \quad (4)$$

$$M_{mr} = \frac{-1}{R_o * Q} \quad (5)$$

3.1.1.3. Inductance et mutuelle entre le stator et le rotor

L'inductance mutuelle M_{AK} entre la phase A du stator et la maille k du rotor est définie en ne tenant compte que du premier harmonique de l'induction par la relation :

$$M_{Ak} = M_1 * \cos(p\theta_k)$$

$$M_{Bk} = M_1 * \cos(p\theta_k - 2\pi/3) \quad (6)$$

$$M_{Ck} = M_1 * \cos(p\theta_k - 4\pi/3)$$

où

$$M_1 = S * B * \frac{\sin(\frac{p\pi}{Q})}{\frac{p\pi}{Q}} * \frac{\sin(\frac{p\alpha}{2})}{\frac{p\alpha}{2}}$$

S surface d'une maille du rotor
soit : $S = 2\pi * R_{me} * L$

p : nombre de paires de pôles de la machine

α : inclinaison en radians

3.1.1.4. Équation de fonctionnement en régime permanent sinusoïdal

- Équation du stator

$$VA = R.IA + \frac{d\phi A}{dt} = R.IA + \frac{d(Lp.IA + Mp.(IB + IC))}{dt} + \frac{d(\sum_{k=1}^Q M_{Ak}.J_k)}{dt} \quad (7)$$

- Équation du rotor :

Si l'on suppose la maille k du rotor définie de la façon suivante

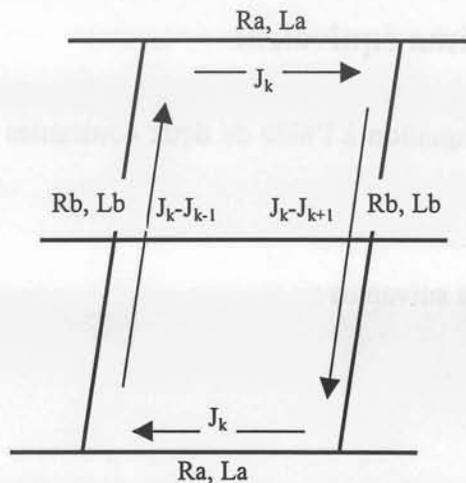


Figure 3.3 : Les courants dans les mailles

on peut écrire :

$$\begin{aligned}
0 &= Rb \cdot (2J_k - J_{k-1} - J_{k+1}) + Lb \cdot \frac{d}{dt} (2J_k - J_{k-1} - J_{k+1}) \\
&+ 2 \cdot Ra \cdot J_k + 2 \cdot La \cdot \frac{dJ_k}{dt} + \frac{d}{dt} (M_{Ak} \cdot IA + M_{Bk} \cdot IB + M_{Ck} \cdot IC) \\
&+ \frac{1}{R_o} \frac{d}{dt} \left(\frac{(Q-1)}{Q} \cdot J_k + \frac{\sum_{\substack{k'=0 \\ k' \neq k}}^Q J_{k'}}{Q} \right)
\end{aligned} \tag{8}$$

La résolution des deux systèmes par un calcul complexe aboutit aux équations de la machine suivantes [15]:

$$\begin{cases} \overline{VA} = (R + j\omega \cdot L_S) \cdot \overline{IA} + j\omega \frac{Q}{2} M_1 \overline{J2} \\ 0 = \frac{3}{2} j\omega \cdot M_1 \overline{IA} + \left(\frac{R_R}{g} + j\omega(L_R + P_o) \right) \overline{J2} \end{cases} \tag{9}$$

La solution de ce système fournit le courant statorique IA et rotorique $J2$ d'où l'on déduit le courant Jk .

3.1.2. Obtention du schéma équivalent

On symétrise le système d'équation à l'aide de deux constantes α et β définies de sorte que :

$$\beta = \frac{Q}{3} \alpha.$$

On obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} \overline{I2} = \alpha \cdot \overline{J2} \\ R_S = R \\ X_1 = L_S \cdot \omega \\ X_m = \alpha \cdot \frac{Q}{2} \cdot M_1 \cdot \omega \\ R'_R = R_R \\ X_2 = \omega(L_R + P_o) \cdot \frac{\alpha^2}{3} \\ X_S = X_1 - X_m \\ X'_R = X_2 - X_m \end{cases} \tag{10}$$

D'où :

$$\begin{cases} \overline{VA} = (R_S + jX_S)\overline{IA} + jX_m(\overline{IA} + \overline{I2}) \\ 0 = jX_m(\overline{IA} + \overline{I2}) + \left(\frac{R'_R}{g} + jX'_R\right)\overline{I2} \end{cases} \quad (11)$$

On aboutit bien au schéma monophasé équivalent suivant :

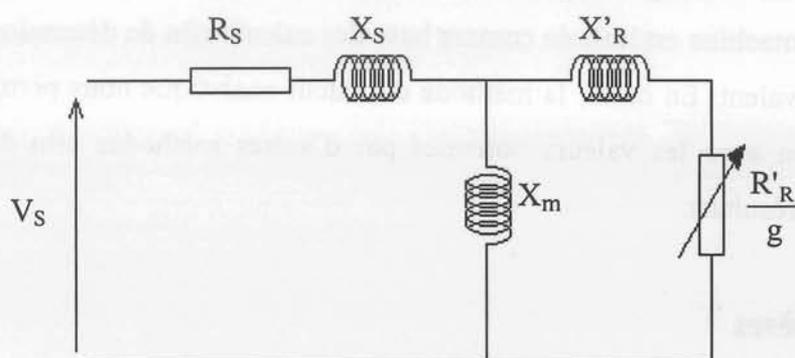


Figure 3.4 : Schéma équivalent monophasé (sans pertes fer)

Attention : Les calculs ne font pas apparaître de pertes fer

V_S : Tension d'alimentation efficace aux bornes d'une phase

X_m : Réactance magnétisante

X_S : Réactance de fuite du bobinage statorique

R_S : Résistance du bobinage stator

X'_R : Réactance de fuite équivalente du rotor ramenée au stator

R'_R/g : Résistance équivalente du rotor ramenée au stator divisée par le glissement

R_m : Résistance représentant les pertes fer.

3.1.3. Conclusion

Nous venons de rappeler qu'il est possible, sous certaines hypothèses, de ramener l'étude d'une machine asynchrone à un schéma électrique simple. Ce dernier permet entre autre de connaître, plus ou moins précisément selon les méthodes employées, les caractéristiques de fonctionnement global de la machine représentée. Cela permet notamment d'avoir une idée de l'allure de la puissance consommée, du couple ou bien encore du facteur

de puissance. Toutefois, le fait d'utiliser des paramètres constants n'autorise pas la prise en compte de facteurs déterminants tels que les variations de température, l'effet de peau dans les conducteurs massifs ou bien le rôle de la saturation du circuit magnétique. C'est pourquoi nous rappellerons les diverses méthodes permettant d'obtenir les valeurs des paramètres ainsi que les variations de ceux-ci en fonction des grandeurs précédemment citées.

3.2. Détermination des paramètres par la géométrie de la machine

De nombreux ouvrages traitant de ce sujet ont déjà été publiés [13] [14] [15]... La géométrie de la machine est utilisée comme base des calculs afin de déterminer les paramètres du schéma équivalent. En outre, la méthode du calcul analytique nous permettra d'effectuer une comparaison avec les valeurs obtenues par d'autres méthodes afin de garder un œil critique sur nos résultats.

3.2.1. Hypothèses

- Les flux sont supposés parfaitement sinusoïdaux dans le temps et dans l'espace (modèle ne tenant compte que du terme fondamental).
- Les courants statoriques et rotoriques sont eux aussi supposés parfaitement sinusoïdaux.
- La densité de courant dans les enroulements statoriques est supposée uniformément répartie et l'on tiendra compte de l'effet de peau dans l'étude de la cage.
- Nous nous intéressons uniquement au régime permanent et pour un domaine où le circuit magnétique n'est pas saturé : fonctionnement autour du point nominal ($g=0$ à $g=\pm 0.2$).
- Le modèle pourra prendre en compte l'inclinaison des barres du rotor.
- Au stator, les raccourcissements et les spires en parallèles sont prises en compte.
- Le modèle sera donné pour des températures des enroulements statoriques et de la cage données.
- Puisque le circuit est supposé fonctionner loin du régime de saturation, le flux magnétique est proportionnel au courant et les inductances propres et mutuelles sont constantes.

3.2.2. Calcul des paramètres du schéma équivalent

Le schéma équivalent de la Figure 3.5 représente les différentes composantes des réactances de fuites stator (X_s) et rotor (X'_r).

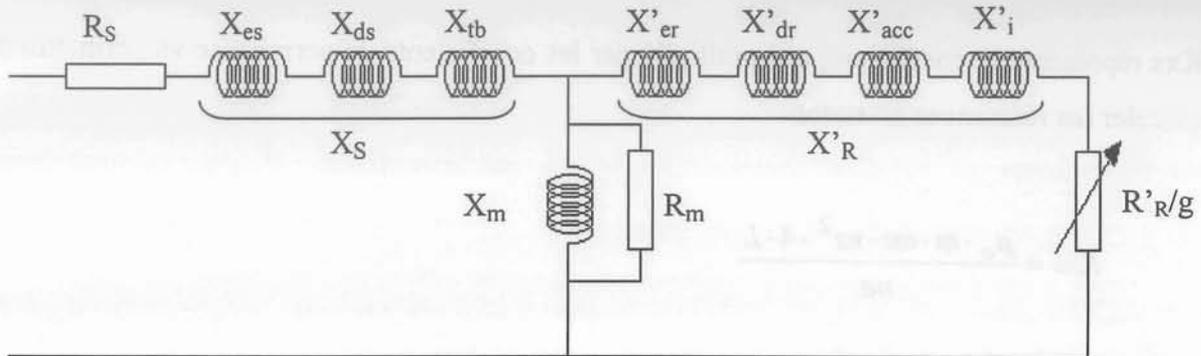


Figure 3.5 : Schéma équivalent avec toutes les réactances de fuites

où :

R_s : Résistance d'une phase statorique

X_{es} : Réactance de fuite d'encoche statorique

X_{ds} : Réactance différentielle statorique

X_{tb} : Réactance de fuite de tête de bobine

X_m : Réactance magnétisante

R_m : Résistance modélisant les pertes fer (négligée dans le modèle)

$R'_{R/g}$: Résistance rotorique ramenée au stator

X'_{er} : Réactance de fuite d'encoche rotorique ramenée au stator

X'_{dr} : Réactance différentielle rotorique ramenée au stator

X'_{acc} : Réactance d'anneau de court-circuit ramenée au stator

X'_i : Réactance due à l'inclinaison

Pour le calcul des coefficients (Cf : Annexe A)

3.2.2.1. Calcul de la résistance primaire par phase

$$R_s = \rho_s \cdot \frac{ns \cdot L_s}{S_{cs} \cdot nb}$$

ns : nombre de spires en série par phase

ρ_s : résistivité du fil (Ωm)

S_{cs} : Section du conducteur

Ls : Longueur d'une spire

nb : nombre de bobines en parallèle

3.2.2.2. Calcul des réactances de fuite statorique

Kxs représente le coefficient, qui multiplié par les coefficients de perméance va permettre de calculer les réactances au stator.

$$K_{xs} = \frac{\mu_0 \cdot m \cdot \omega s \cdot ns^2 \cdot 4 \cdot L}{ne}$$

μ_0 : perméabilité du vide ($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m)

m : nombre de phases au primaire

ωs : pulsation stator

ne : nombre d'encoches stator

L : Longueur du paquet de tôle

Réactance de fuite d'encoche statorique :

Pour le calcul de la réactance de fuite d'encoche, on suppose que :

- La perméabilité du fer est infinie
- Le flux traverse l'encoche en ligne droite
- La longueur de l'entrefer est infinie (étude dans le plan)

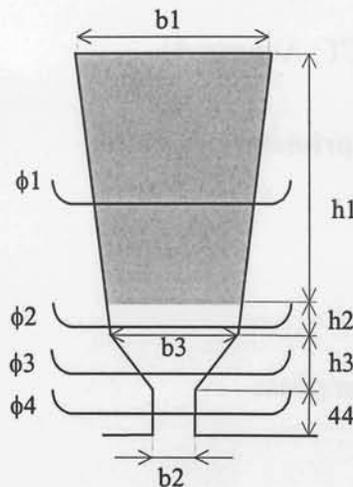


Figure 3.6 : Géométrie de l'encoche stator et lignes de flux de fuites

Pour cette encoche, on peut alors calculer le coefficient de perméance :

$$\lambda_{es} = \frac{2 \cdot h1}{3 \cdot (b1 + b3)} + \frac{h2}{b3} + \frac{2 \cdot h3}{b2 + b3} + \frac{h4}{b2}$$

On obtient la réactance d'encoche statorique :

$$X_{es} = \lambda_{es} \cdot Kxs$$

Réactance différentielle statorique :

Le coefficient de perméance correspondant au flux différentiel de phase est donné par:

$$\lambda_{ds} = \frac{\tau^2}{\pi^2 \cdot e \cdot ts} \cdot Kd$$

τ : pas polaire

e : épaisseur d'entrefer

ts : pas dentaire

On obtient la réactance différentielle statorique :

$$X_{ds} = \lambda_{ds} \cdot Kxs$$

Réactance de fuite de tête de bobine :

On estime cette perméance avec une méthode approximative [17].

$$\lambda_{tdb} = \frac{0.57 \cdot ltb - 0.365 \cdot \tau}{ltb}$$

ltb : longueur d'une tête de bobine

On obtient la réactance de fuite de têtes de bobines :

$$X_{tb} = q \cdot \lambda_{tdb} \cdot \frac{ltb}{L} \cdot K_{xs}$$

Finalement, la réactance totale de fuite statorique est :

$$X_s = X_{es} + X_{ds} + X_{tb}$$

3.2.2.3. Calcul de la réactance magnétisante

Cette réactance est due au flux principal de la machine. Le principe de calcul est basé sur la détermination de l'énergie stockée dans l'entrefer en ne tenant compte que du fondamental du champ.

$$X_m = \frac{2 \cdot m \cdot f_s \cdot K_b^2 \cdot n_s^2 \cdot L \cdot D_i \cdot \mu_0}{p^2 \cdot e \cdot K_c}$$

f_s : fréquence stator

K_b : coefficient de bobinage (calcul donné en Annexe A)

D_i : Diamètre intérieur du stator

p : nombre de paires de pôle

K_c : coefficient de carter (calcul donné en Annexe A)

3.2.2.4. Calcul de la résistance rotorique ramenée au stator

$$R_b = \rho_r \cdot \frac{L}{S_{cr}}$$

ρ_r : résistivité de la barre (Ωm)

S_{cr} : Section de la barre

On calcule ensuite la résistance de l'anneau de court circuit entre deux barres. Cette résistance est ramenée à une résistance série avec la barre.

$$R_{eqan} = \rho r \cdot \pi \cdot \frac{Dan}{nr \cdot San} \cdot \frac{1}{\left(2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{nr}\right)\right)^2}$$

Dan : Diamètre moyen de la cage

nr : nombre de barres rotor

San : Section de l'anneau de court circuit

En tenant compte de l'effet de peau qui ne s'applique qu'à la résistance de la barre, la résistance rotorique ramenée au stator vaut :

$$R'_R = K \cdot (K_{rr} \cdot R_b + 2 \cdot R_{eqan})$$

K : coefficient pour ramener au stator les impédances (calcul donné en Annexe A)

K_{rr} : coefficient tenant compte de l'effet de peau pour les résistances (calcul en Annexe A)

3.2.2.5. Calcul des réactances de fuite rotorique

K_{xr} représente le coefficient, qui multiplié par les coefficients de perméance va permettre de calculer les réactances au rotor.

$$K_{xr} = \mu_o \cdot \omega s \cdot L$$

Réactance de fuite d'encoche rotorique :

Pour le calcul de la réactance de fuite d'encoche, on suppose que :

- La perméabilité du fer est infinie
- Le flux traverse l'encoche en ligne droite
- La longueur de l'entrefer est infinie (étude dans le plan)

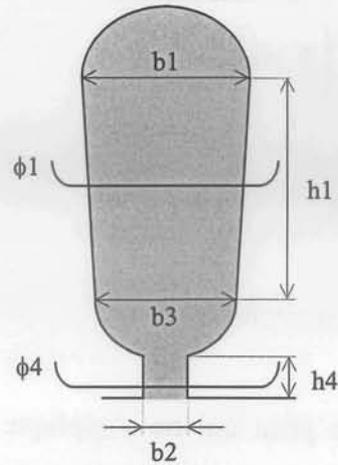


Figure 3.7 : Géométrie de l'encoche rotor et lignes de flux de fuite

Pour cette encoche, on peut alors calculer le coefficient de perméance, en tenant compte de l'effet de peau qui ne s'applique qu'à la perméance due au flux de fuite de l'encoche:

$$\lambda_{er} = \left(\frac{2 \cdot h_1}{3 \cdot (b_1 + b_3)} + 0.623 + \frac{h_4}{3 \cdot b_2} \right) \cdot K_x$$

K_x : coefficient tenant compte de l'effet de peau pour les réactances (calcul en Annexe A)

On obtient la réactance d'encoche rotorique ramenée au stator :

$$X'_{er} = K \cdot (\lambda_{er} \cdot K_{xr})$$

Réactance différentielle rotorique :

Le coefficient de perméance correspondant au flux différentiel de phase est :

$$\lambda_{dr} = \frac{tr^2}{\pi^2 \cdot e \cdot tr} \cdot K_d$$

tr : pas dentaire rotor

K_d : coefficient de dispersion différentielle (courbe p 137 [17])

On obtient la réactance différentielle rotorique ramenée au stator :

$$X'_{dr} = K \cdot (\lambda_{dr} \cdot K_{xr})$$

Réactance de fuite de l'anneau de court-circuit :

On estime cette perméance à l'aide de la formule issue de [17].

$$\lambda_{acc} = \frac{nr \cdot \tau}{2 \cdot p \cdot m \cdot L} \cdot gf$$

gf : coefficient obtenue à partir de la courbe p 445 [17]

On obtient la réactance de fuite de l'anneau de court-circuit ramenée au stator :

$$X'_{acc} = K \cdot (\lambda_{acc} \cdot K_{xr})$$

Réactance de fuite due à l'inclinaison des barres :*

$$X'_i = \left(\frac{1}{Ki^2} - 1 \right) \cdot X_m$$

Ki : coefficient d'inclinaison exprimé en pas dentaire rotor (calcul donné en Annexe A)

Finalement, la réactance totale de fuite rotorique ramenée au stator est :

$$X'_R = X'_{er} + X'_{dr} + X'_{acc} (+ X'_i)*$$

* Notre modèle analytique ne tient pas compte de cette réactance lors des comparaisons avec les essais sous FLUX2D, étant donné que les simulations sont effectuées dans un espace plan. Le logiciel ne peut prendre en compte l'inclinaison des barres.

3.2.3. Calcul des caractéristiques de la machine

Les paramètres du schéma équivalent étant maintenant déterminés, on peut calculer :

- la vitesse de rotation du rotor : Ωr

$$\Rightarrow \Omega r = (1 - g) \cdot \frac{\omega s}{p}$$

- l'impédance rotor ramené au stator : Z'_R

$$\Rightarrow Z'_R = \frac{R'_R}{g} + i \cdot X'_R$$

- l'impédance stator : Z_S

$$\Rightarrow Z_S = R_S + i \cdot X_S$$

- l'impédance magnétisante : Z_m

$$\Rightarrow Z_m = i \cdot X_m$$

- l'impédance totale du schéma équivalent : Z

$$\Rightarrow Z = Z_S + \frac{Z'_R \cdot Z_m}{Z'_R + Z_m}$$

- le facteur de puissance : $\cos \varphi$

$$\Rightarrow \cos \varphi = \frac{\text{Re}(Z)}{|Z|}$$

- le courant stator : I_S

$$\Rightarrow I_S = \frac{V_S}{|Z|}$$

- la densité du courant stator : J_S

$$\Rightarrow J_S = \frac{I_S}{S_{cs}}$$

- le courant rotor ramené au stator : I'_r

$$\Rightarrow I'_R = \left| \frac{Z_m}{Z_m + Z'_R} \right| \cdot I_S$$

- le couple électromagnétique : Γ

$$\Rightarrow \Gamma = 3 \cdot \frac{R'_R}{g} \cdot I'_R{}^2 \cdot \frac{P}{\omega S}$$

- la puissance active absorbée (moteur) ou fournie (alternateur) : P_1

$$\Rightarrow P_1 = 3 \cdot V_S \cdot I_S \cdot \cos \varphi$$

- la puissance mécanique fournie (moteur) ou absorbée (alternateur) : P_2

$$\Rightarrow P_2 = 3 \cdot \frac{R'_R}{g} \cdot I'_R{}^2 \cdot (1 - g) \quad \text{ou} \quad \Gamma \cdot \Omega r$$

- les pertes Joule stator : P_{js}

$$\Rightarrow P_{js} = 3 \cdot R_S \cdot I_S{}^2$$

- les pertes Joule rotor : P_{jr}

$$\Rightarrow P_{jr} = 3 \cdot R'_R \cdot I'_R{}^2$$

A partir du calcul des paramètres, on obtient les performances de la machine en fonction de la géométrie et des matériaux de la structure. Cependant, nous ne pouvons utiliser ces résultats que lorsque le circuit magnétique n'est pas saturé

3.2.4. Les limites

On voit apparaître une limitation à cette détermination analytique des paramètres : le calcul de la résistance représentative des pertes fer est donnée par des essais sur des machines les plus semblables possibles.

Un autre inconvénient majeur, c'est que les calculs fournis en annexe ne tiennent pas compte des harmoniques de champ et de courant dont les pertes leur incombant ne pourraient être négligées lors d'une étude approfondie. De même, le fait de ne pas tenir compte de la saturation dans les paramètres réduit considérablement le domaine de validité de ce modèle.

3.3. Conclusion

La caractérisation de la machine asynchrone à partir d'un modèle analytique est assez répandue, cependant elle ne permet pas de rendre compte de l'effet produit sur les paramètres lorsque l'état de saturation varie fortement. En conséquence, on ne peut l'utiliser que lorsque le circuit magnétique est linéaire.

On remarque l'utilité qu'apporterait le développement d'un modèle permettant de rendre compte de l'effet de la saturation sur les paramètres de la machine. Ainsi, nous pourrions caractériser les performances d'une machine asynchrone quelles que soient les contraintes appliquées (induction élevée en particulier).

Chapitre 4

Dimensionnement de la machine asynchrone à cage

Chapitre 4

Dimensionnement de la machine asynchrone

1.Introduction

L'étude des différentes structures envisageables pour satisfaire au cahier des charges d'un alternateur-démarreur intégré au volant d'inertie a permis de choisir la machine asynchrone à cage.

Ce chapitre vise à présenter les résultats de l'étude de faisabilité menée sur une machine asynchrone à cage. Malgré les avantages qu'apporte ce type de machine, cependant son dimensionnement présente quelques difficultés. En effet, les modèles analytiques existant concernent surtout un fonctionnement à tension et fréquence imposée : le réseau à 50 Hz. D'autres modèles à fréquence variable existent également dans lesquels la machine est supposée faiblement saturée voire même linéaire. En examinant les performances requises, on constate qu'en moteur, le régime de fonctionnement est très bref ; on est presque en régime impulsif. Pour ce fonctionnement, compte tenu du couple demandé, supérieur au couple de démarrage des moteurs asynchrones classiques de même taille, il faut s'attendre à un très fort niveau de saturation. En revanche, lors du fonctionnement en alternateur, on aura un niveau de saturation réduit. Déterminer l'architecture de la machine et son type de bobinage pour les fonctionnements désirés s'avère donc difficile.

La première partie consiste à déterminer la géométrie de la machine et son type de bobinage. Nous validerons cette structure par l'intermédiaire de résolutions numériques avant de les utiliser pour notre problème. Nous avons utilisé FLUX2D, logiciel d'éléments finis, pour dimensionner une machine asynchrone qui satisfasse aux conditions imposées.

Nous utilisons ensuite, un modèle physique tenant compte de la géométrie de la machine (Cf : **chapitre 3 § 3.2**), afin d'optimiser les performances en fonctionnement alternateur (point faible de la machine asynchrone) sans avoir à effectuer de nombreuses résolutions numériques, puisque des modèles analytiques existent et fonctionnent lorsque le niveau de saturation est réduit, ce qui correspond à notre cas d'étude pour les grandes vitesses ($\Omega \approx f$, $\Phi \approx V/f$).

2. Structure de la machine

Avant de calculer les performances électromécaniques de la machine, il faut définir sa structure. D'après le cahier des charges, on remarque que l'encombrement disponible est limité. Il faut loger dans cet espace, la partie active de la machine la plus grande possible, donc réduire au maximum les éléments de la machine qui ne participent pas directement à la production du couple électromagnétique. Pour réduire la longueur des têtes de bobines ainsi que leur encombrement axial, il est nécessaire d'avoir un grand nombre de paires de pôles. De fait, les culasses stator et rotor seront également réduites puisque pour une induction donnée, limitée par la saturation, le flux qui circule dans la culasse est divisé par le nombre de paires de pôles. La géométrie de la machine susceptible de répondre au cahier des charges a été déterminée lors d'une étude précédente [34]. C'est cette structure qui servira de machine référence.

Nous proposons de choisir une machine à 4 paires de pôles, ceci nous semble un bon compromis, puisqu'une machine avec un faible nombre de pôles est encombrante, et si le nombre de pôle est élevé, le bobinage statorique est difficile à réaliser.

En ce qui concerne le stator, afin de réduire les harmoniques d'espace, il est nécessaire d'avoir un nombre d'encoches par pôle et par phase supérieur à 1, nous choisissons un bobinage à 2 encoches par pôle et par phase, le total d'encoches au stator est donc de 48. De plus, afin d'améliorer la répartition de la force magnétomotrice statorique, on pourrait utiliser un bobinage à pas raccourci. Un pas raccourci $5/6$ permettrait d'atténuer encore plus les harmoniques d'espace et de réduire davantage la longueur et l'encombrement des têtes de bobines, ce qui s'avère intéressant dans l'éventualité d'une réalisation finale. L'étude que nous menons, tient compte d'un bobinage à pas diamétral afin de s'affranchir des coefficients tenant compte du nombre de phases dans une même encoche, des contraintes d'isolations... Ceci dans le but de faciliter les calculs analytiques et numériques.

La structure du rotor est également importante par son influence sur le couple électromagnétique en favorisant ou en éliminant certains harmoniques. Le choix du nombre de barres doit être judicieux. Il doit être différent de celui des encoches stator et premier avec le nombre d'encoches par pôle et par phase au stator. On choisit 40 barres pour la cage rotor,

qui devront être inclinées d'un pas dentaire stator afin d'éliminer les couples réductants, sources de bruit et de vibrations.

En mode alternatif, la machine est très peu saturée, le flux du stator est court-circuité par les isthmes des encoches du rotor. Ceci se traduit par un fort découplage entre les enroulements du stator et du rotor. Il faut donc avoir une ouverture des encoches rotoriques conséquente afin que la réluctance de fuite augmente et que le flux du stator pénètre davantage dans le rotor. La **Figure 4.1** est une représentation de la structure de la machine.

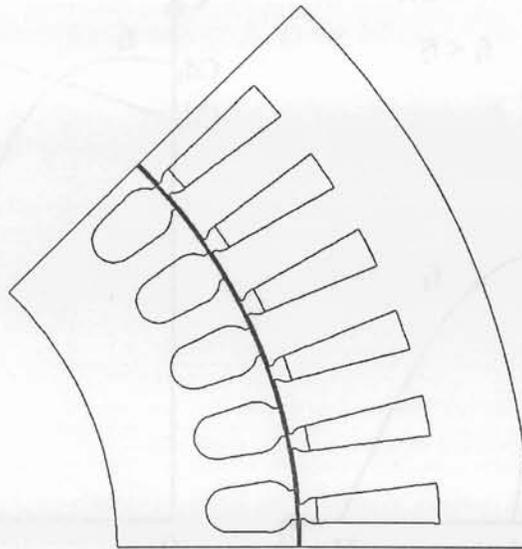


Figure 4.1 : Schéma d'un pôle de la machine

3. Conditions de fonctionnement

Cette machine doit fonctionner aussi bien en démarreur qu'en génératrice asynchrone, les conditions de fonctionnement en démarreur étant les plus critiques. Il faut en effet que le couple au démarrage soit très élevé. Pour cela, une fois la géométrie de la machine figée, les seuls paramètres sur lesquels on puisse agir sont la fréquence et la tension d'alimentation fournies par l'onduleur.

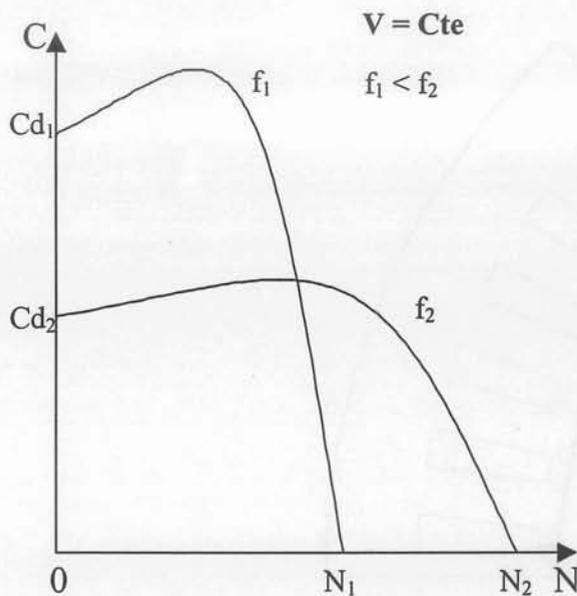


Figure 4.2 : Evolution de la courbe couple-vitesse en fonction de la fréquence, à $V = Cte$

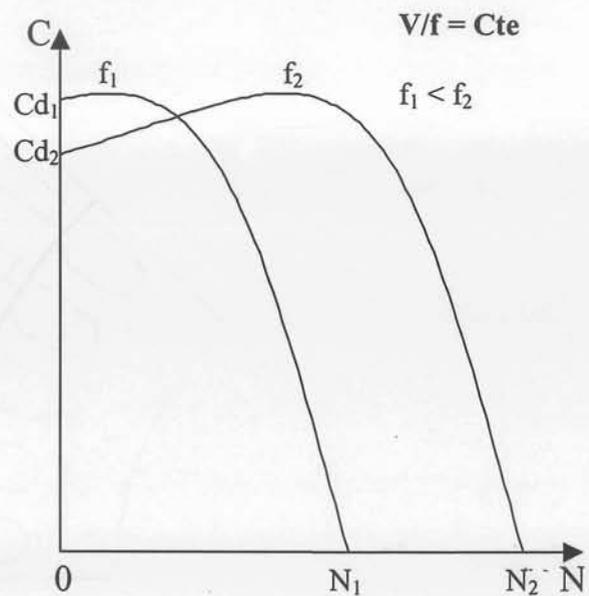


Figure 4.3 : Evolution de la courbe couple-vitesse en fonction de la fréquence et de la tension, à $V/f = Cte$

On constate que, lorsque la fréquence diminue, à tension d'alimentation fixée, le couple au démarrage augmente et peut même devenir égal au couple (Figure 4.2). Il est possible, si le courant absorbé correspondant est trop élevé, de diminuer la tension d'alimentation. Déterminer cette fréquence (et/ou la tension) nécessite de procéder de manière empirique, donc effectuer un nombre important de résolutions numériques.

En fonctionnement alternatif, le choix du glissement doit être judicieux car le rendement et la puissance électrique récupérée sont liés, mais pas forcément complémentaires.

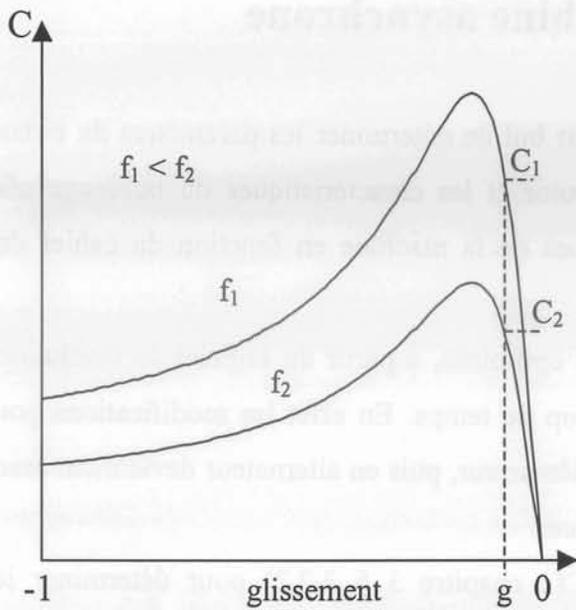


Figure 4.4 : Evolution de la courbe couple-glissement en fonction de la fréquence, à $V = Cte$

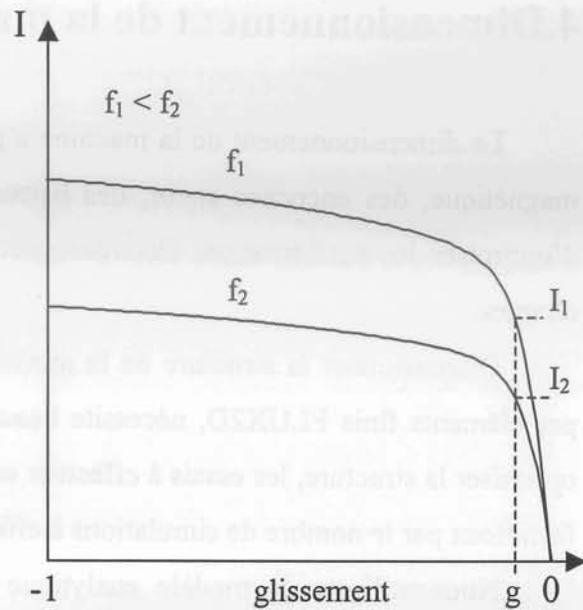


Figure 4.5 : Evolution de la courbe courant-glissement en fonction de la fréquence, à $V = Cte$

Choisir le glissement adéquat est un compromis entre un glissement faible se traduisant par un couple électromagnétique réduit, donc une puissance électrique récupérée faible, et un fort glissement qui conduit à un faible rendement. Le glissement idéal doit se situer au plus proche de partie linéaire de la courbe du couple-glissement (Figure 4.4).

4. Dimensionnement de la machine asynchrone

Le dimensionnement de la machine a pour but de déterminer les paramètres du circuit magnétique, des encoches stator, des barres rotor et les caractéristiques du bobinage afin d'optimiser les performances électromagnétiques de la machine en fonction du cahier des charges.

Dimensionner la structure de la machine optimisée, à partir du logiciel de résolutions par éléments finis FLUX2D, nécessite beaucoup de temps. En effet les modifications pour optimiser la structure, les essais à effectuer en démarreur, puis en alternateur deviennent assez fastidieux par le nombre de simulations à effectuer.

Nous utilisons le modèle analytique (Cf: chapitre 3 § 3.2.2) pour déterminer les paramètres du schéma équivalent. Les formules de calculs des inductances ne sont utilisables que lorsque le circuit magnétique est linéaire, nous les utiliserons pour optimiser la machine en fonctionnement alternateur, puisque le circuit magnétique n'est pas saturé pour ce mode de fonctionnement.

4.1. Exploitation des résultats

Le fonctionnement en génératrice peut être évalué grâce au modèle analytique. Puisqu'il tient compte de la géométrie (forme d'encoche...), nous nous référerons aux résultats fournis afin de modifier et dimensionner la structure la plus apte à répondre aux performances exigées de l'alternateur.

Lorsque la géométrie est définie, nous effectuons des résolutions numériques à diverses fréquences, afin de simuler le fonctionnement en démarreur.

4.1.1. Modèle analytique

L'exploitation du modèle analytique ne nous intéresse que pour les essais à hautes fréquences. Nous choisissons donc une plage de fréquence correspondant aux grandes vitesses en alternateur, lors de ce type de fonctionnement le circuit magnétique n'est pas saturé.

La plage de vitesse choisie se situe de 2000 à 6000 tr/mn, la variation de fréquence correspondant s'établit de 125 à 400 Hz. L'alimentation en tension de la machine est fournie par un onduleur délivrant un signal sinusoïdal de $36 V_{\text{crête}}$.

La Figure 4.6 est une représentation graphique du couple en fonction du glissement à différentes fréquences. Dans le cas où le couple maximum est obtenu pour le glissement le plus faible (à $f = 400$ Hz), le point de fonctionnement est sur la partie linéaire de la courbe.

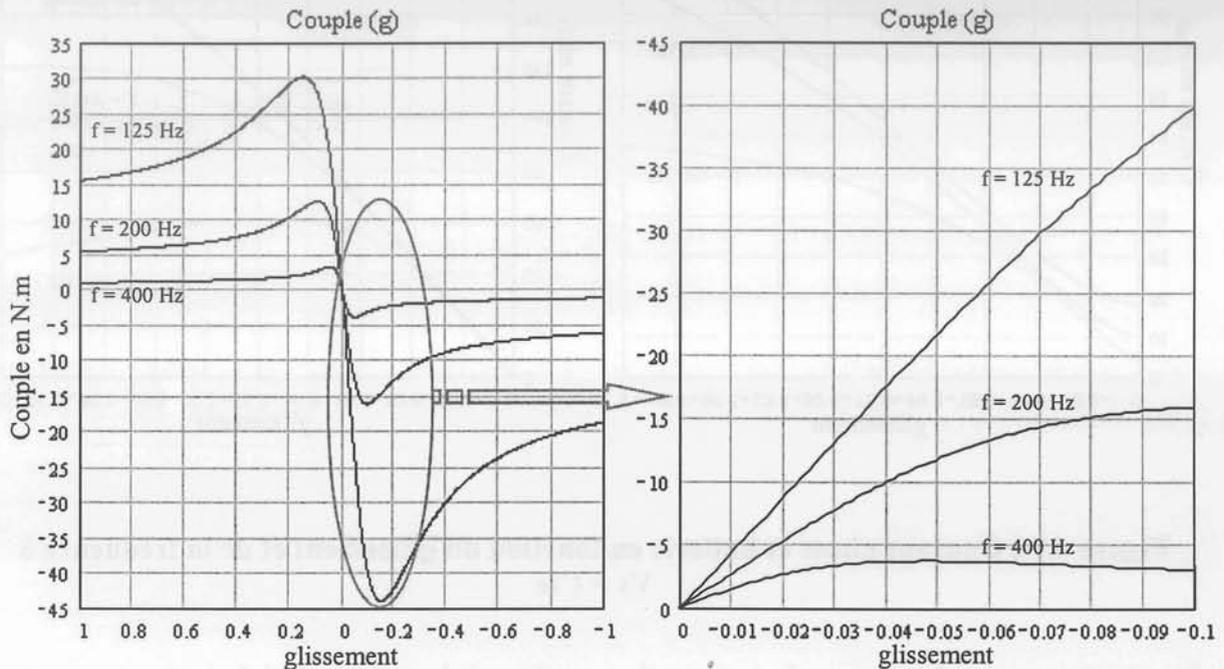


Figure 4.6 : Couple en fonction du glissement et de la fréquence, à $V_s = Cte$

La plage de glissement favorable au fonctionnement en génératrice se situe entre 0 et -0.05 pour la vitesse haute ($f = 400$ Hz, $N \approx 6000$ tr/mn) et entre 0 et -0.1 pour la vitesse basse ($f = 125$ Hz, $N \approx 2000$ tr/mn). Les grandeurs caractéristiques du fonctionnement en alternateur sont le courant délivrable et le rendement.

La Figure 4.7 est une représentation graphique du courant délivré en fonction du glissement pour différentes fréquences.

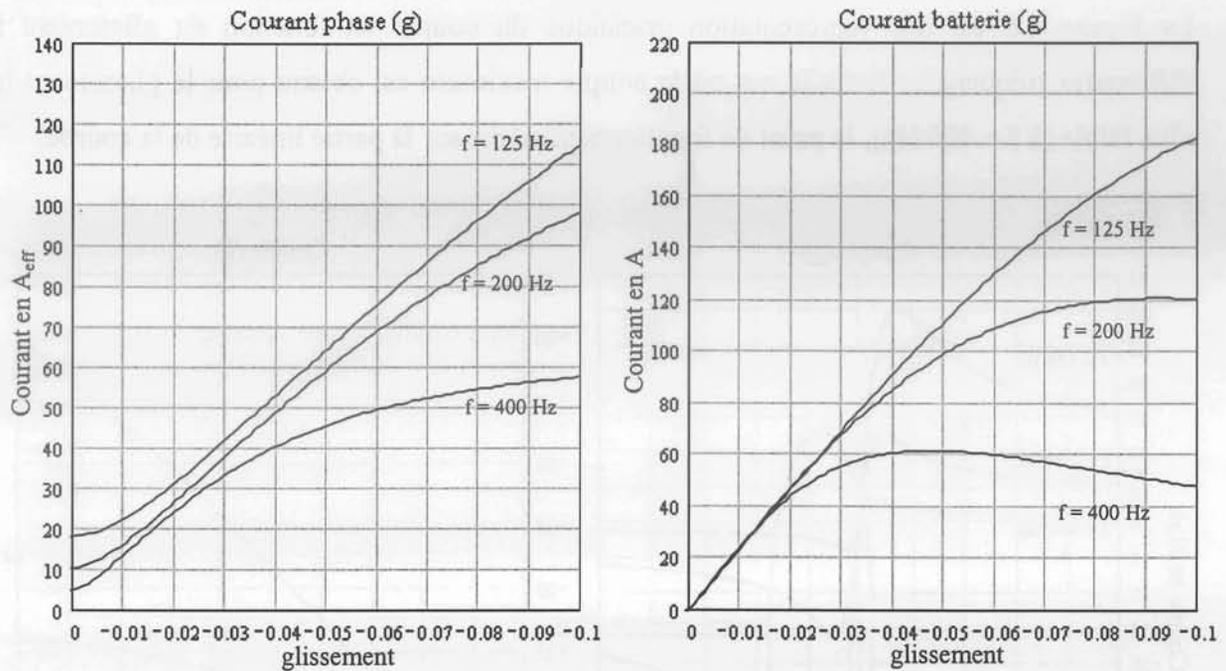


Figure 4.7 : Courant phase et batterie en fonction du glissement et de la fréquence à $V_s = Cte$

On a le choix entre deux types de commande pour fournir le courant désiré :

- Soit on fixe le glissement, déterminé pour la fréquence la plus élevée permettant de fournir le courant désiré ($V_s = 36 V_{crête}$, $f = 400 \text{ Hz}$, $g = -0.04$), et on abaisse la tension d'alimentation en fonction de la fréquence pour fournir un courant constant sur toute la plage de vitesse.
- Soit on fonctionne à tension d'alimentation fixe ($V_s = 36 V_{crête}$) et on fait varier le glissement en fonction de la fréquence pour fournir un courant constant sur toute la plage de vitesse.

Le choix de la commande étant déterminé par son influence sur le rendement, nous traiterons de cette partie au Chapitre 6. Pour ce qui est de la structure, nous étudierons surtout les modifications à apporter à la géométrie afin d'améliorer les performances de la machine en alternateur (rendement, puissance).

4.1.2. Calculs par éléments finis

4.1.2.1 Fonctionnement en alternateur

Pour connaître les raisons de la faiblesse des performances en mode alternateur, nous avons étudié la répartition de l'induction dans une section droite de la machine pour un essai à la vitesse maximale ($N \approx 6000 \text{tr/mn}$, $f = 400 \text{ Hz}$, $g = -0.04$).

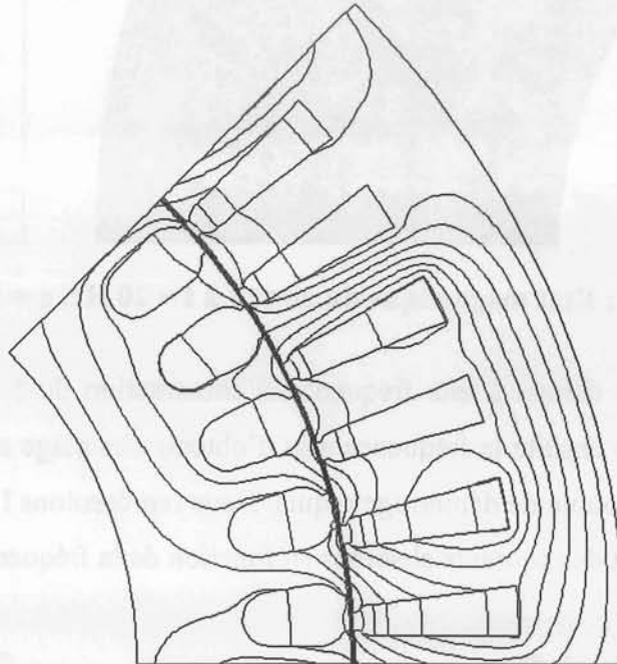


Figure 4.8 : Répartition de l'induction à $f = 400 \text{ Hz}$, $g = -0.04$, $V_s = 36 V_{\text{max}}$

Nous remarquons que la machine n'étant pas saturée, le flux du stator est court-circuité par les isthmes des encoches du rotor ainsi que le montre la Figure 4.8. Ceci se traduit par un fort découplage entre les enroulements du stator et du rotor (flux de fuite dans l'entrefer).

Afin de limiter les flux de fuite et que le flux du stator pénètre davantage dans le rotor, nous apporterons des modifications à la géométrie susceptibles de limiter ces effets.

4.1.2.2 Fonctionnement en démarreur

Ce type de fonctionnement ne peut être représenté à l'aide du modèle analytique puisque le circuit magnétique est très saturé (Figure 4.9). Nous utilisons, pour l'instant, le logiciel de calculs numériques afin de simuler le comportement de la machine.

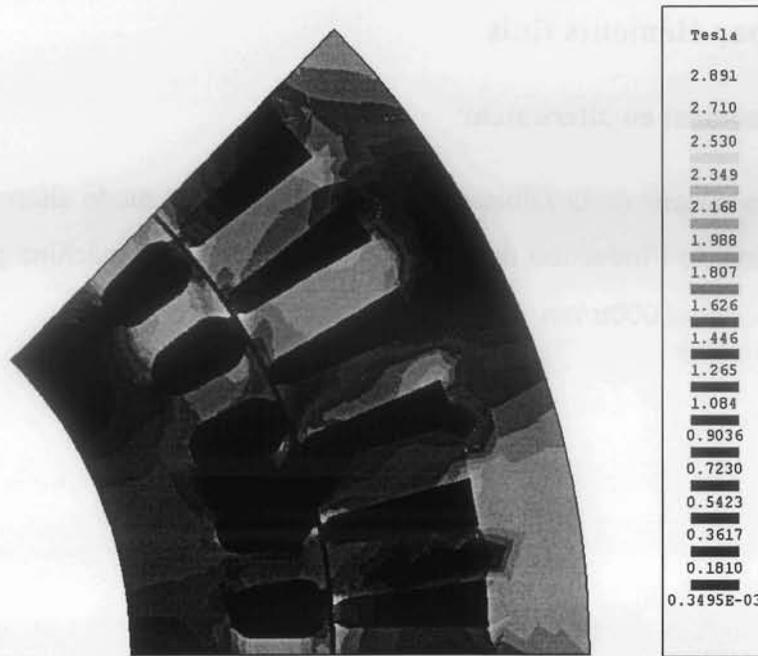


Figure 4.9 : Etat magnétique du circuit à $f = 20$ Hz, $g = 1$ et $V_s = Cte$

La simulation initiale débute à une fréquence d'alimentation de 5 Hz pour un glissement unitaire. On augmente ensuite la fréquence afin d'obtenir une plage sur laquelle le couple est supérieur ou égal au couple de démarrage requis. Nous représentons l'évolution du couple, du facteur de puissance et des courants absorbés en fonction de la fréquence.

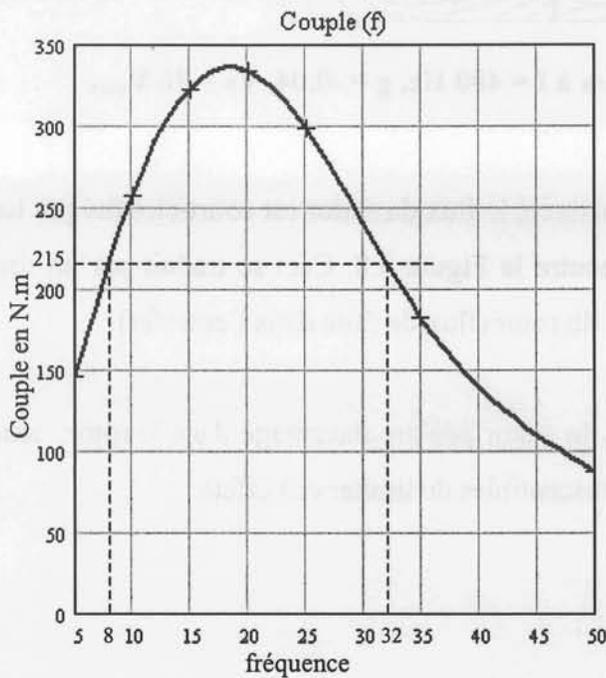


Figure 4.10 : Couple en fonction de la fréquence à $g = 1$ et $V_s = Cte$

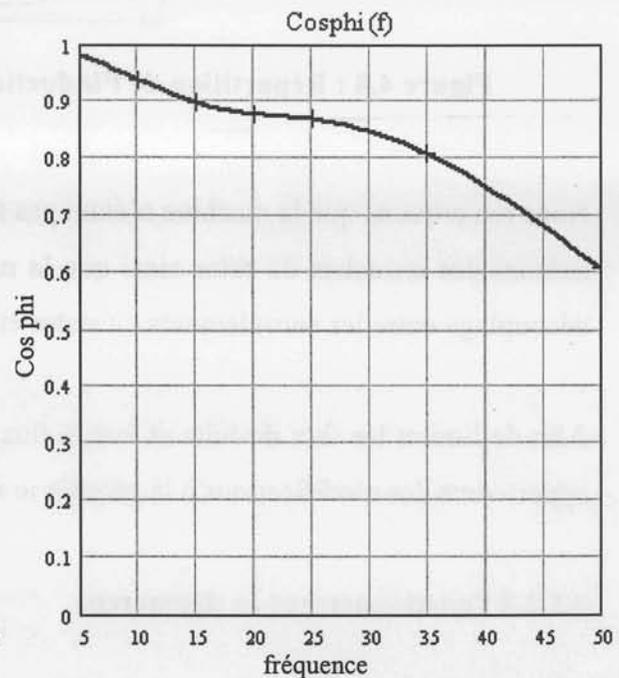


Figure 4.11 : $\cos \varphi$ en fonction de la fréquence à $g = 1$ et $V_s = Cte$

Pour les dimensions que nous avons choisies, la plage de fréquence permettant de fournir un couple supérieur à 215 N.m se situe entre 8 et 32 Hz (Figure 4.10), le facteur de puissance correspondant se situe entre 0.96 et 0.83 (Figure 4.11). Il suffit d'adapter la commande, en abaissant la tension d'alimentation en fonction de la fréquence, afin de fournir le couple requis sur toute cette plage de fréquence.

Le courant batterie absorbé déterminera le choix de la commande puisqu'il ne doit pas dépasser 500 A en pointe.

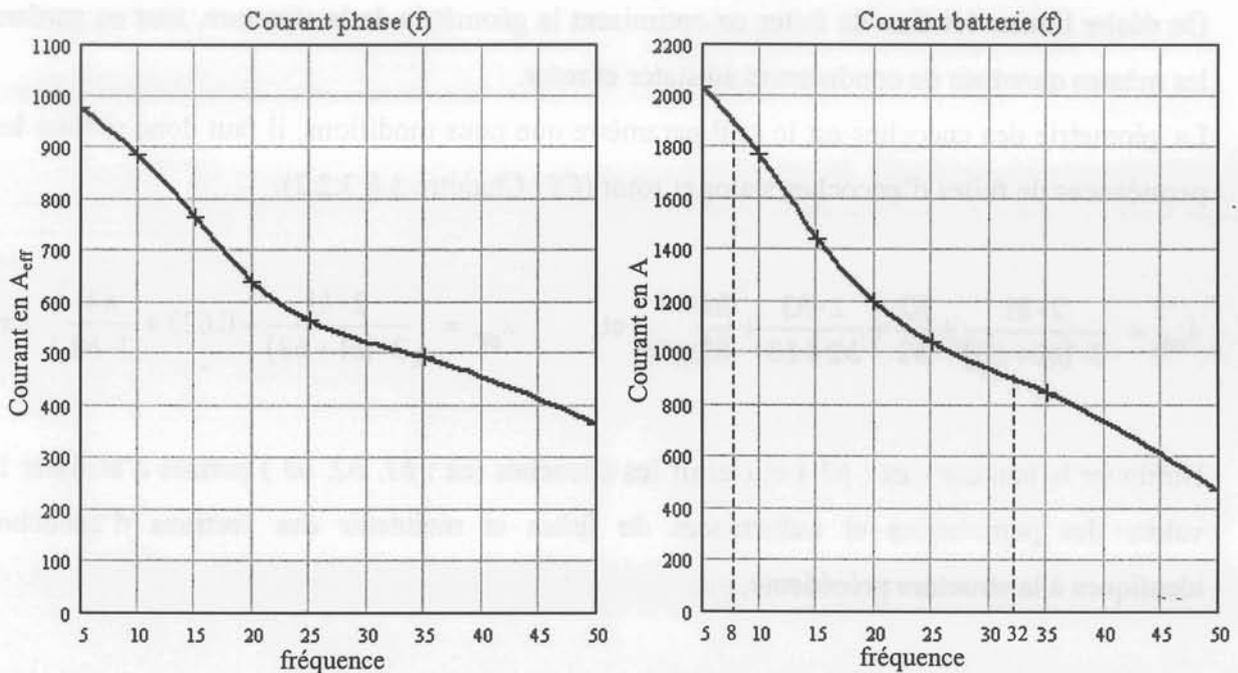


Figure 4.12 : Courant phase et batterie en fonction de la fréquence à $g = 1$ et $V_s = Cte$

Le courant provenant de la batterie ne satisfait pas au cahier des charges puisqu'il évolue entre 900 et 1900 A (Figure 4.12). Le choix d'une commande adaptée en tension permettrait de diminuer ce courant (Cf : Chapitre 6) et délivrer le couple désiré, étant donné le fort niveau de saturation du circuit magnétique.

4.1.3.Synthèse

Les performances de cette structure doivent être améliorées. Concernant le fonctionnement en génératrice, il faut modifier la forme des encoches et des barres afin de limiter les flux de fuite. Cette modification permettrait d'augmenter le courant fourni par la machine. Lors du fonctionnement en démarreur, en diminuant les inductances de fuites

L_S et L_R et en gardant un flux constant $\phi = K \cdot \frac{V}{f}$, le couple augmente $\Gamma = K' \cdot \frac{\phi^2}{L_R}$ alors que

le courant absorbé reste sensiblement identique (à conditions de fonctionnement semblables).

On peut espérer, grâce à une commande appropriée, fournir le couple requis pour un courant plus faible, par rapport à cette structure.

4.2. Structure optimisée

On désire limiter les flux de fuites en optimisant la géométrie de la structure, tout en gardant les mêmes quantités de conducteurs au stator et rotor.

La géométrie des encoches est le seul paramètre que nous modifions, il faut donc réduire les perméances de fuites d'encoches stator et rotor (Cf : Chapitre 3 § 3.2.2).

$$\lambda_{es} = \frac{2 \cdot h1}{3 \cdot (b1 + b3)} + \frac{h2}{b3} + \frac{2 \cdot h3}{b2 + b3} + \frac{h4}{b2} \quad \text{et} \quad \lambda_{er} = \left(\frac{2 \cdot h1}{3 \cdot (b1 + b3)} + 0.623 + \frac{h4}{3 \cdot b2} \right) \cdot Kx$$

Diminuer la hauteur (ex : $h1$) et élargir les encoches (ex : $b1, b2, b3$) permet d'abaisser la valeur des perméances et inductances de fuites et maintenir des sections d'encoches identiques à la structure précédente.

Cette première étape permet de modifier la section des dents stator et rotor (Figure 4.14), dans le but de réduire le flux de fuite dans l'entrefer. En effet, pour que le maximum de flux circule dans le circuit magnétique, il faut que la section totale des dents stator et rotor soit identique.

Au niveau d'une dent l'égalité représente :

$$\text{Section dent stator} = \frac{nr}{ne} \cdot \text{Section dent rotor}$$

De plus, les isthmes des encoches du rotor court-circuitent le flux du stator, afin de s'en affranchir, il faut augmenter l'ouverture des encoches rotoriques pour que la réluctance de fuite augmente.

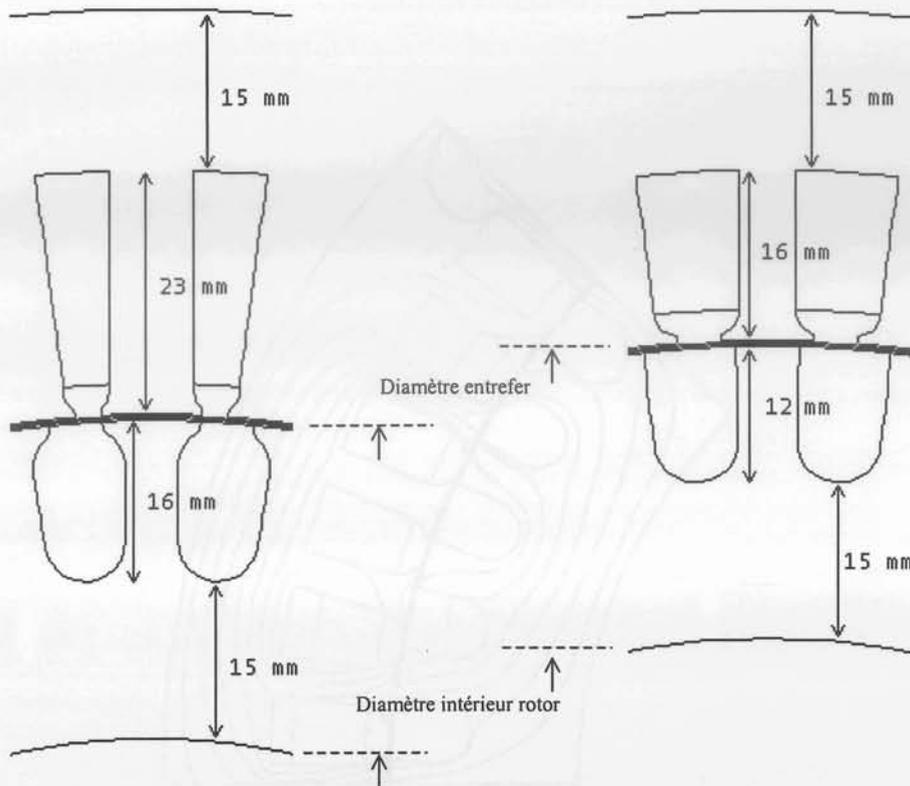


Figure 4.13 : Géométrie des encoches de la structure originelle

Figure 4.14 : Géométrie des encoches de la nouvelle structure

Le diamètre d'entrefer ainsi que le diamètre intérieur du rotor de la nouvelle structure augmentent puisque nous maintenons les épaisseurs de culasse (stator et rotor) et le diamètre extérieur identiques (Figure 4.14).

4.2.1. Résultats des calculs par éléments finis

4.2.1.1 Fonctionnement en alternateur

A partir de cette nouvelle structure, nous étudions la répartition de l'induction dans une section droite de la machine pour un essai aux mêmes conditions que la structure précédente ($N \approx 6000 \text{tr/mn}$, $f = 400 \text{ Hz}$, $g = -0.04$).

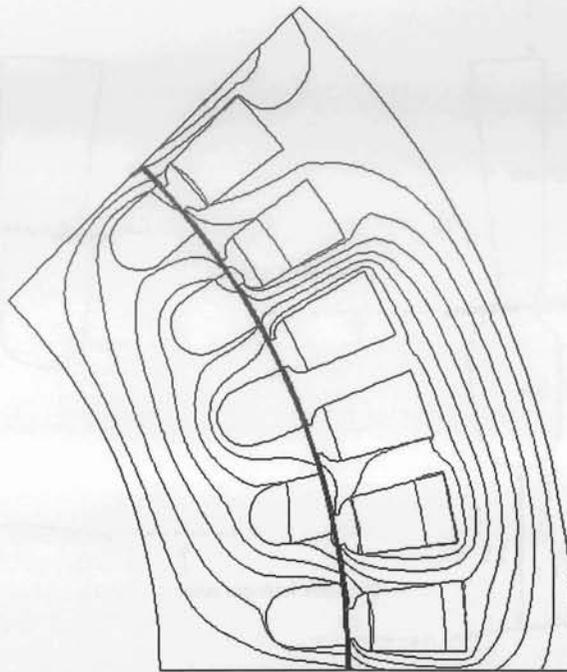


Figure 4.15 : Répartition de l'induction à $f = 400$ Hz, $g = -0.04$, $V_s = 36$ V_{crête}

Par rapport à la structure originelle (Figure 4.8), le flux de fuite dans l'entrefer a considérablement diminué. La plupart des lignes de flux embrassent les conducteurs stator et rotor, le flux de fuite court-circuité au niveau de l'entrefer a quasiment disparu (Figure 4.15). Grâce à la diminution des flux de fuites d'encoche (géométrie des conducteurs) et d'entrefer (section des dents), cette nouvelle géométrie devrait permettre de fournir un courant plus important. Nous utiliserons le modèle analytique afin de vérifier cette hypothèse.

4.2.1.2 Fonctionnement en démarreur

On effectue des simulations semblables à celles effectuées pour l'ancienne structure ($5 \text{ Hz} < f < 50 \text{ Hz}$). Nous comparons les résultats des deux structures (couple, facteur de puissance et courant absorbé en fonction de la fréquence), obtenus à l'aide des calculs par éléments finis.

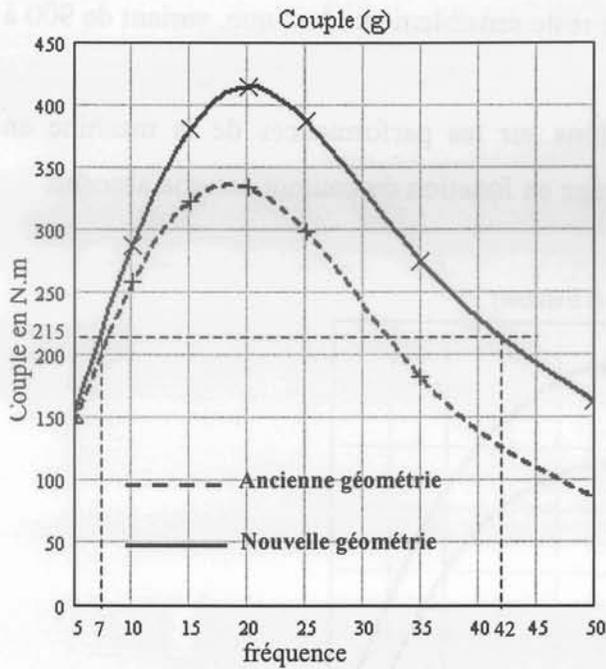


Figure 4.16 : Couple en fonction de la fréquence à $g = 1$ et $V_s = Cte$

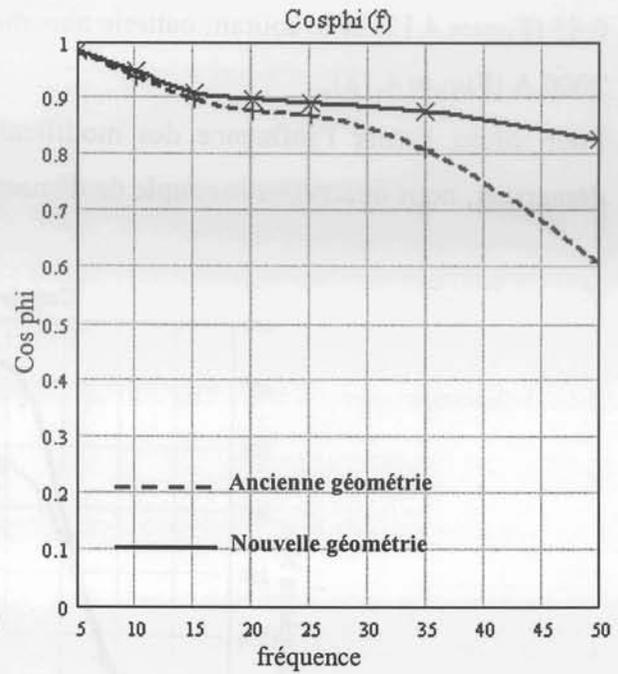


Figure 4.17 : $\cos \phi$ en fonction de la fréquence à $g = 1$ et $V_s = Cte$

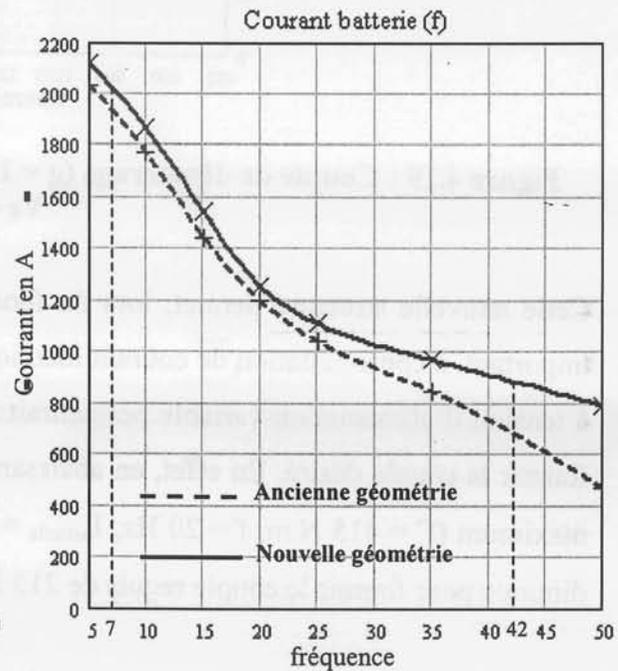
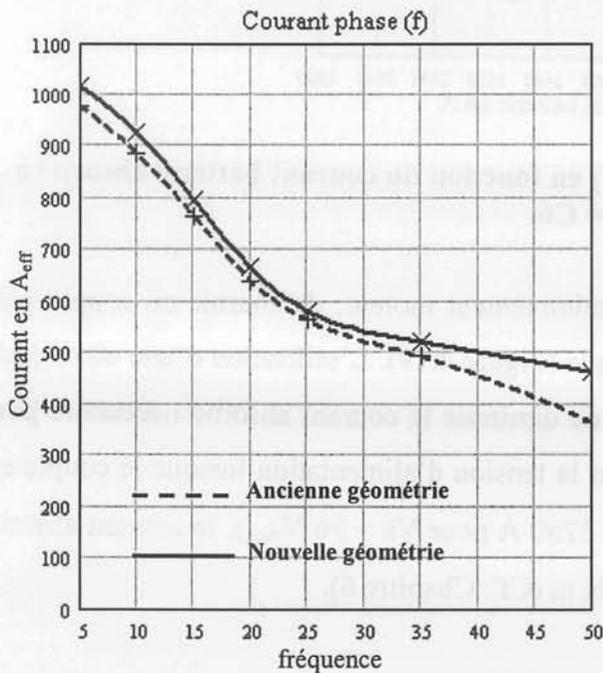


Figure 4.18 : Courant phase et batterie en fonction de la fréquence à $g = 1$ et $V_s = Cte$

Par rapport à la structure précédente, la plage de fréquence délivrant un couple de démarrage supérieur à 215 N.m est plus importante, elle varie de 7 à 42 Hz et le couple maximum est plus élevé : 415 N.m contre 334 N.m (Figure 4.16). Le facteur de puissance varie de 0.95 à

0.85 (Figure 4.17) et le courant batterie absorbé reste sensiblement identique, variant de 900 à 2000 A (Figure 4.18).

Pour mieux cerner l'influence des modifications sur les performances de la machine en démarreur, nous observons le couple de démarrage en fonction du courant batterie absorbé.

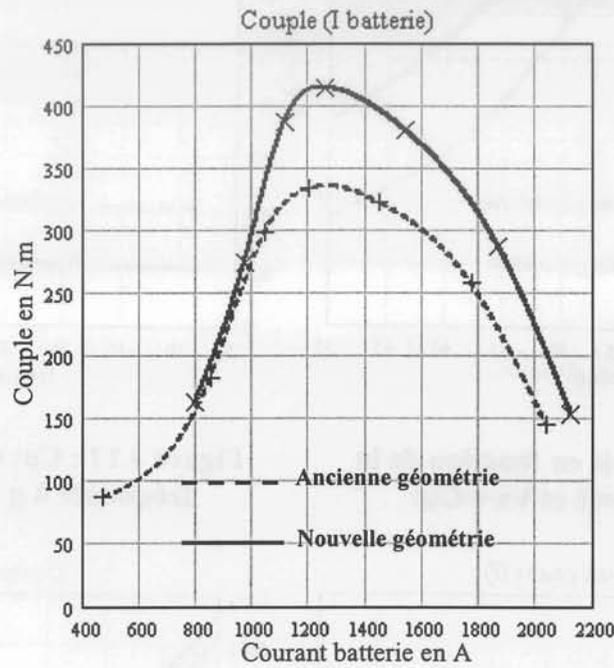


Figure 4.19 : Couple de démarrage ($g = 1$) en fonction du courant batterie absorbé à $V_s = Cte$

Cette nouvelle structure permet, lors du fonctionnement moteur, de fournir un couple plus important, à consommation de courant identique (Figure 4.19). L'utilisation d'une commande à tension d'alimentation variable permettrait de diminuer le courant absorbé nécessaire pour fournir le couple désiré. En effet, en abaissant la tension d'alimentation lorsque le couple est maximum ($\Gamma = 415 \text{ N.m}$, $f = 20 \text{ Hz}$, $I_{\text{batterie}} = 1260 \text{ A}$ pour $V_s = 36 V_{\text{max}}$), le courant absorbé diminue pour fournir le couple requis de 215 N.m (Cf : Chapitre 6).

Le couple varie de la façon suivante $\Gamma \approx K.V^2$, à fréquence de fonctionnement constante. Pour abaisser sa valeur, il est nécessaire d'abaisser la tension d'alimentation. Etant donné le fort niveau de saturation du circuit magnétique (Figure 4.20), cette manoeuvre se traduit par une diminution conséquente du courant consommé (Figure 4.21).

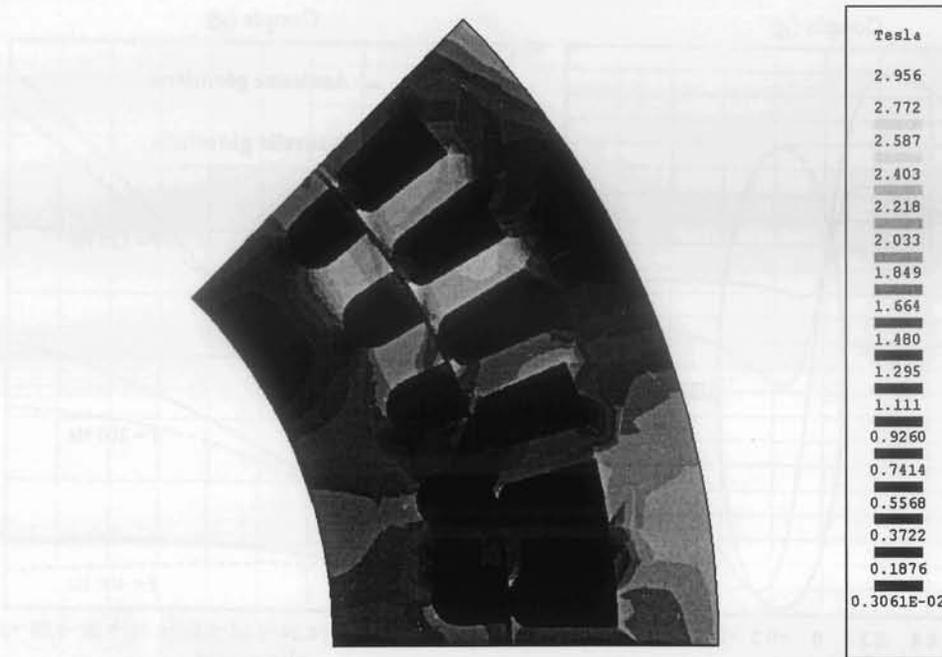


Figure 4.20 : Etat magnétique du circuit à $f = 20$ Hz, $g = 1$ et $V_s = Cte$

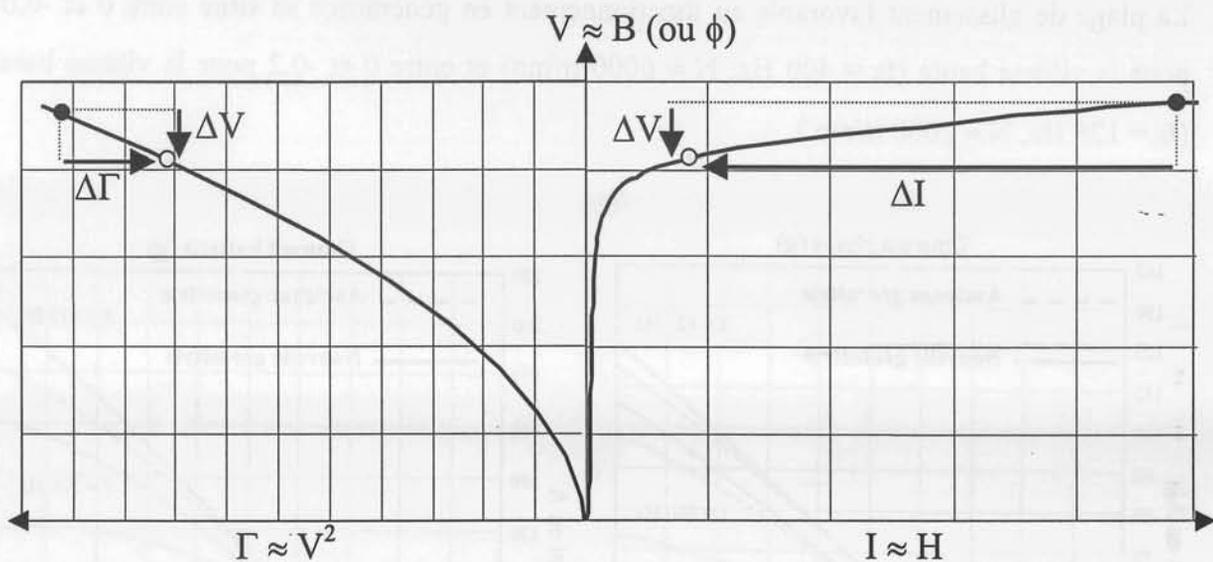


Figure 4.21 : Variation du couple en fonction de la tension d'alimentation (et de l'induction/saturation) à $f = Cte$ et de l'induction en fonction du courant

4.2.2. Résultats du modèle analytique

Les essais sont identiques à ceux effectués pour la structure originelle (Cf: § 4.1.1 Modèle analytique)

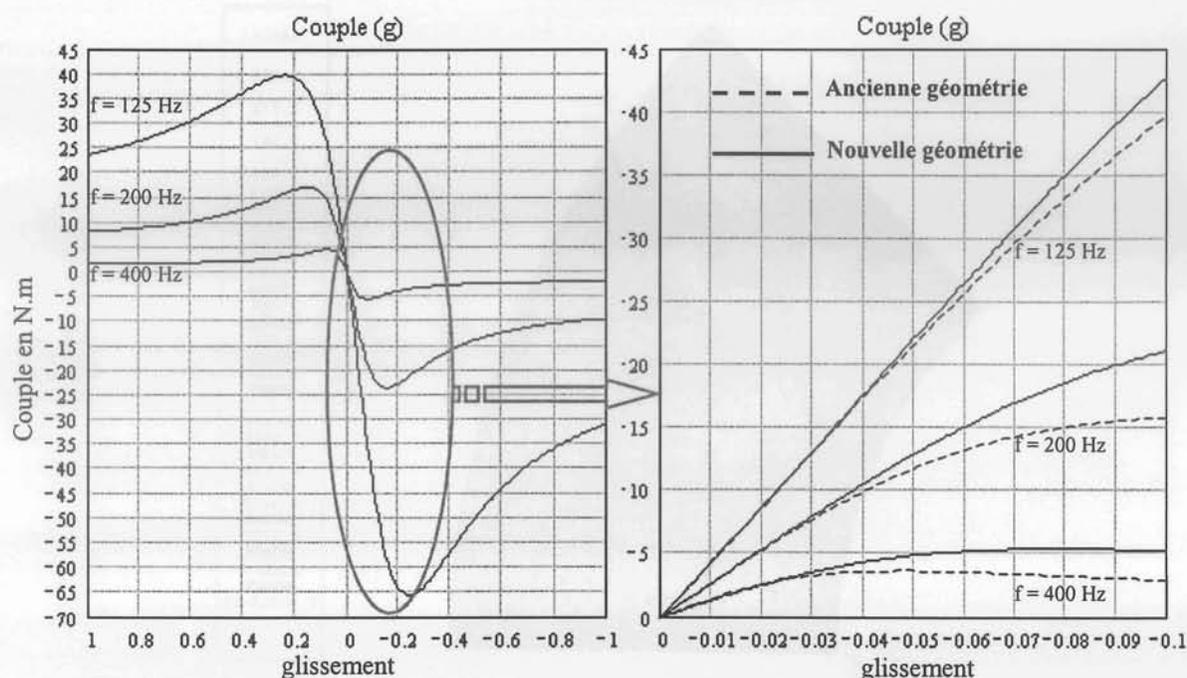


Figure 4.22 : Couple en fonction du glissement et de la fréquence, à $V_s = Cte$

La plage de glissement favorable au fonctionnement en génératrice se situe entre 0 et -0.07 pour la vitesse haute ($f_s = 400$ Hz, $N \approx 6000$ tr/mn) et entre 0 et -0.2 pour la vitesse basse ($f_s = 125$ Hz, $N \approx 2000$ tr/mn).

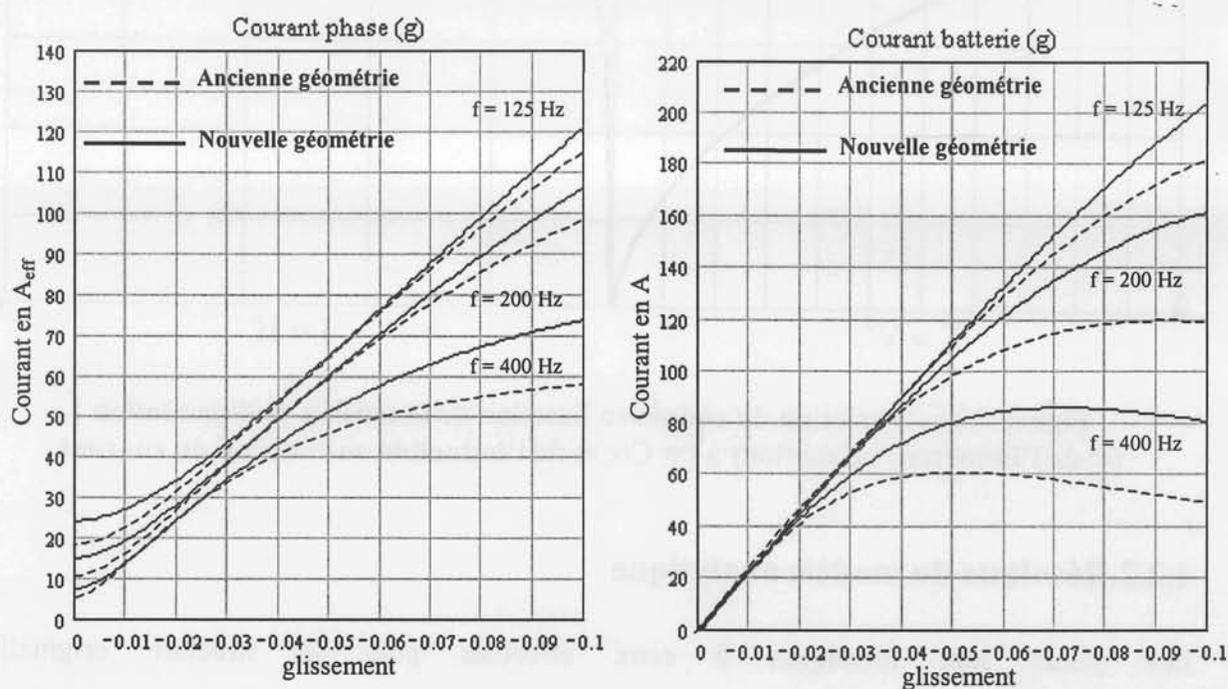


Figure 4.23 : Courant phase et batterie en fonction du glissement et de la fréquence à $V_s = Cte$

La Figure 4.23 est une représentation graphique du courant délivré en fonction du glissement à différentes fréquences pour les deux structures.

Par rapport à la structure originelle, cette nouvelle structure permet de fournir un courant maximum plus important à haute fréquence. Ainsi, le courant maximum délivré a augmenté de 40 % (85 A contre 60A) mais pour un glissement plus important (-0.06 contre -0.04) ce qui est préjudiciable au rendement. Par contre à glissement identique (-0.04), le gain au niveau du courant est de 20% (72 A contre 60 A) ce qui est encore très satisfaisant (Figure 4.23).

4.2.3.Synthèse

Les modifications apportées à la géométrie permettent d'améliorer les performances de l'alternateur, puisque la machine est capable de délivrer un courant plus important sur la plage de vitesse désirée. Le fonctionnement en démarreur ne répond toujours pas au cahier des charges. Cependant, cette machine est capable de délivrer un couple plus important, pour un courant consommé identique, ce qui s'avère intéressant dans l'optique d'une commande à fréquence et tension variable.

5.Conclusion

Le dimensionnement d'une telle machine s'avère complexe puisque le choix des paramètres (géométrie des encoches, nombre de spires...) agit fortement sur les performances de la machine. L'utilisation des calculs analytiques n'étant envisageable seulement lorsque le circuit magnétique n'est pas saturé, le dimensionnement ne tient compte que du fonctionnement en génératrice. Le fonctionnement en démarreur nécessite l'utilisation d'un logiciel de résolution numérique, aboutissant à de nombreuses simulations à chaque modifications, soit des paramètres propres à la structure (géométrie, nombre de spires...), soit des paramètres de l'alimentation permettant d'optimiser le couple délivré en fonction du courant absorbé. On imagine les temps de calculs conséquents qui en résultent. Il est nécessaire d'établir un modèle fonctionnant lorsque le circuit magnétique est saturé, afin de dimensionner rapidement une machine pour chaque type de fonctionnement et établir la loi de commande nécessaire au fonctionnement désiré.

Chapitre 5

Modélisation de la machine asynchrone à partir de résolutions numériques

Chapitre 5

Modélisation de la machine asynchrone à partir de résolutions numériques

1. Introduction

L'utilisation de modèles analytiques à paramètres constants afin de caractériser le fonctionnement d'une machine asynchrone n'est envisageable que lorsque le fonctionnement désiré n'engendre pas de saturation du circuit magnétique.

En effet, l'état saturé du circuit magnétique entraîne des variations de paramètres. Ils varient en fonction du flux circulant dans la machine, et c'est l'influence de ce flux que nous proposons de mettre en évidence par l'élaboration d'un nouveau modèle afin de caractériser le fonctionnement d'une machine asynchrone même lors d'un état saturé.

L'intérêt d'un tel modèle nous intéresse puisque nous devons élaborer une machine, dont le fonctionnement se distingue par une forte saturation lors du fonctionnement moteur, alors qu'en alternateur le circuit magnétique est linéaire. Caractériser cette machine à l'aide d'un modèle analytique à paramètres constants ne pourrait donc s'effectuer qu'en mode alternateur.

Le modèle que nous proposons de développer devra tenir compte de la saturation et plus particulièrement du flux dans l'entrefer. L'idée consiste à utiliser les résultats de résolutions numériques, on effectue le bilan des puissances, courants et tensions des conducteurs afin de déterminer les paramètres du schéma équivalent à partir du diagramme vectoriel. Grâce à quelques résolutions numériques, représentant différents états de saturation et à l'aide de l'interpolation des paramètres déterminés, on pourra caractériser la machine et connaître ses performances quel que soit son état magnétique.

Nous verrons dans un premier temps dans quelles conditions utiliser le modèle classique à paramètres constants, les limites de son application et la comparaison avec les résultats des calculs numériques. Nous développerons ensuite la solution envisagée en utilisant la simulation par éléments finis (logiciel FLUX2D) et les démarches que son utilisation comporte, enfin le résultat final de l'étude qui consiste à élaborer un modèle à paramètres variables.

2. Modèle classique à paramètres constants

Le principe du modèle analytique utilisé est de calculer les performances de la machine en fonction des paramètres d'un schéma équivalent. Ces paramètres du schéma équivalent sont eux-mêmes calculés à partir des paramètres de construction de la machine, et l'utilisation de l'ensemble permet de relier les performances de cette machine à ses paramètres de construction.

Le schéma équivalent utilisé pour modéliser une phase d'une machine asynchrone triphasée est le suivant [15]:

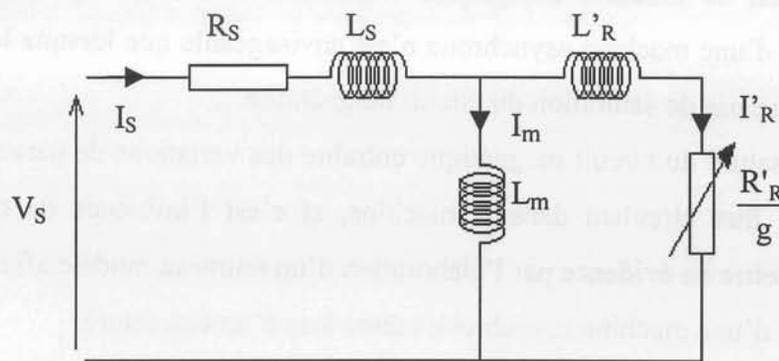


Figure 5.1 : Schéma équivalent d'une phase de la machine asynchrone

V_S : Tension d'alimentation efficace aux bornes d'une phase

I_S : Courant stator efficace dans une phase

I_m : Courant magnétisant efficace

I'_R : Courant rotor efficace ramené à une phase stator

L_m : Inductance magnétisante

L_S : Inductance de fuite du bobinage statorique

R_S : Résistance du bobinage stator

L'_R : Inductance de fuite équivalente du rotor ramenée au stator

R'_R/g : Résistance équivalente du rotor ramenée au stator divisée par le glissement

L'utilisation de ce modèle (Figure 5.1) permet de caractériser les performances de la machine lorsque celle-ci n'est pas saturée. Nous effectuons une série de simulations à l'aide d'un logiciel de calcul par éléments finis pour des états non saturés de la machine afin de vérifier les résultats. Avant d'effectuer ces comparaisons, nous expliquerons en quoi consiste ces simulations et leur mise en place.

3. La simulation par éléments finis

Cette méthode se base non pas sur les équations électriques de la machine comme c'est le cas pour le schéma équivalent mais sur la résolution numérique des équations de Maxwell [12], [14] et [16].

Les informations fournies par ce type de simulation sont énormes et d'une grande précision lorsque le problème est correctement posé (géométrie, physique, lien avec les équations de circuit...) et que l'on utilise le mode de résolution adéquat (magnéto-statique, magnéto-dynamique complexe, magnétique évolutif). Le problème majeur comme nous l'avons déjà souligné reste le temps de calcul très prohibitif et qui restreint malheureusement l'utilisateur : il est possible de ramener un problème évolutif à un problème complexe en modifiant les propriétés des éléments (pour l'effet de peau notamment) et en imposant des hypothèses supplémentaires (toutes les grandeurs sont supposées sinusoïdales). Ceci a pour conséquence d'amener à modifier les résultats obtenus avant de les utiliser, ce qui augmente le risque d'erreurs et diminue la précision (le fait que les courants statoriques puissent être déséquilibrés alors que la tension d'alimentation est parfaitement équilibrée contraint à effectuer de légères modifications pour retomber sur des valeurs convenables [12]).

Notre étude se base sur la machine ADIVI dimensionnée précédemment. On s'attardera sur la façon d'obtenir un schéma équivalent à partir des résultats obtenus.

3.1. Mise en place du problème

On utilisera le logiciel Flux sous sa forme 2D bien que l'inclinaison des encoches ainsi que les effets d'extrémités nécessiterait pour une étude précise une représentation 3D. Les raisons de ce choix sont simples :

- Le temps de simulation est bien plus long encore en 3D qu'en 2D.
- L'influence de l'inclinaison des encoches n'est pas le but principal de notre étude.
- Les effets d'extrémités sont modélisés par des inductances et résistances calculées de façon analytique (Cf : chapitre 3 § 3.2.2). Cette méthode semble relativement précise si l'on la compare à des simulations sous Flux3D [14].

3.1.1. Les hypothèses

- L'étude se fait en régime permanent.
- La simulation est valable pour une température donnée des conducteurs.
- Les tensions d'alimentation sont parfaitement sinusoïdales et équilibrées.
- Les matériaux magnétiques sont modélisés de façon non linéaire.

3.1.2. La géométrie

On étudiera un huitième du moteur pour des raisons évidentes de symétrie

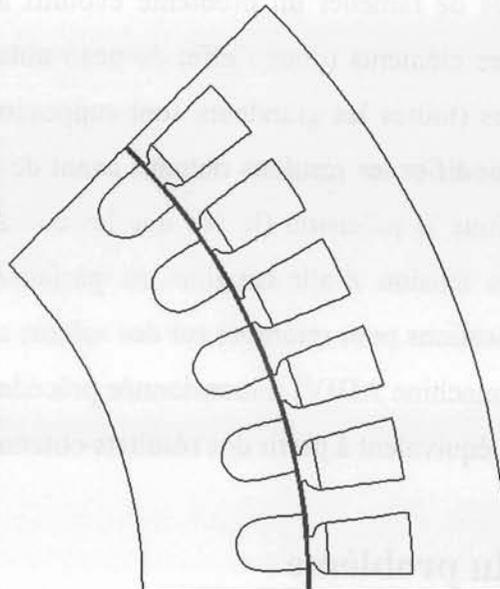


Figure 5.2 : Schéma d'un pôle de la machine

3.1.3. La physique

3.1.3.1. Les matériaux conducteurs

Pour les conducteurs statoriques, on supposera qu'ils se repartissent de façon uniforme dans les encoches, on affectera à cette région la résistivité du cuivre pour une température donnée des enroulements, le foisonnement et le nombre de spires par encoches.

Au niveau du rotor, nous utiliserons la résistivité de l'aluminium à température fixe.

3.1.3.2. Les matériaux magnétiques

Pour ce qui est des propriétés magnétiques des matériaux ferreux, on prendra en compte la non-linéarité des caractéristiques $B(H)$ (Figure 5.3) mais son anisotropie est relativement difficile à décrire, les résultats obtenus devront donc être interprétés avec précaution.

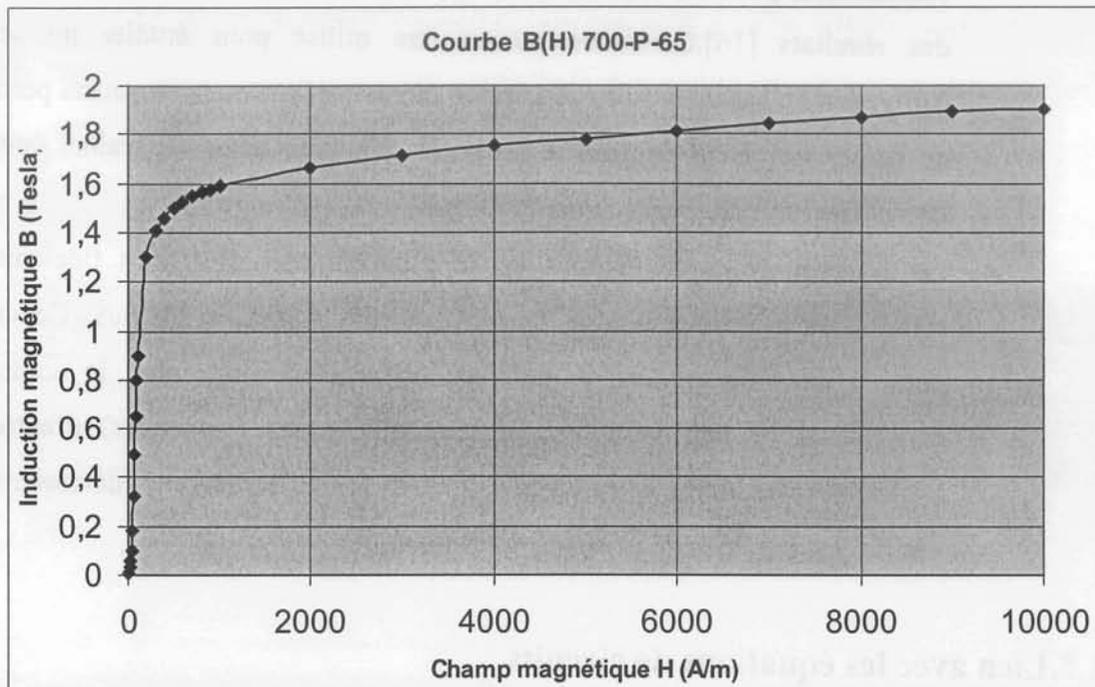


Figure 5.3 : Caractéristique $B(H)$ du matériaux magnétique 700-P-65

3.1.4. Le modèle employé

Selon les résultats escomptés et le temps de simulation dont on dispose, trois modes de résolution peuvent être employés :

- La magnéto-statique ne permet pas de tenir compte des variations quelles qu'elles soient, ce mode ne pourra donc être utilisé que pour simuler un instant donné d'un fonctionnement essentiellement à vide (sans courants induits) de la machine car il impose de connaître les valeurs des courants dans les différentes barres du rotor. On s'en servira essentiellement pour la détermination de l'inductance magnétisante du moteur.
- La magnéto-dynamique complexe, qui suppose des variables sinusoïdales et simule un régime permanent. Ce mode ne fait pas intervenir de variation de réluctance puisque le rotor est supposé immobile. Les courants induits sont calculés ; la résistance des barres est modifiée selon le glissement appliqué, ce

qui permet d'obtenir des valeurs convenables du courant efficace les traversant. Sachant que l'évolution en tous points de l'espace de l'énergie en fonction du temps n'est pas sinusoïdale et que nos variables de résolution ne peuvent qu'être sinusoïdales, il faut utiliser une méthode d'énergie équivalente afin d'avoir des résultats corrects. Au côté attractif d'un gain de temps considérable pour les simulations s'oppose donc la difficulté de l'exploitation des résultats [16]. Ce mode pourra être utilisé pour étudier un schéma équivalent se basant sur une résolution éléments finis ou bien pourra permettre de lancer un calcul évolutif à partir des résultats obtenus et ainsi éviter un transitoire long en temps de simulation.

- Le mode magnétique évolutif est le plus complet. Il traduit fidèlement la rotation du moteur et permet de retrouver les pulsations de flux. Cependant, pour la machine étudiée, le maillage conséquent d'une part, le nombre de périodes et de pas de temps (surtout aux hautes fréquences) d'autre part augmentent les temps de calcul. Cependant, son utilisation est intéressante pour vérifier les résultats de la magnéto-dynamique.

3.1.5. Lien avec les équations de circuits

Pour représenter fidèlement le moteur, il faut tenir compte des effets d'extrémités (inductances, résistances de tête de bobine et d'anneau de court-circuit)).

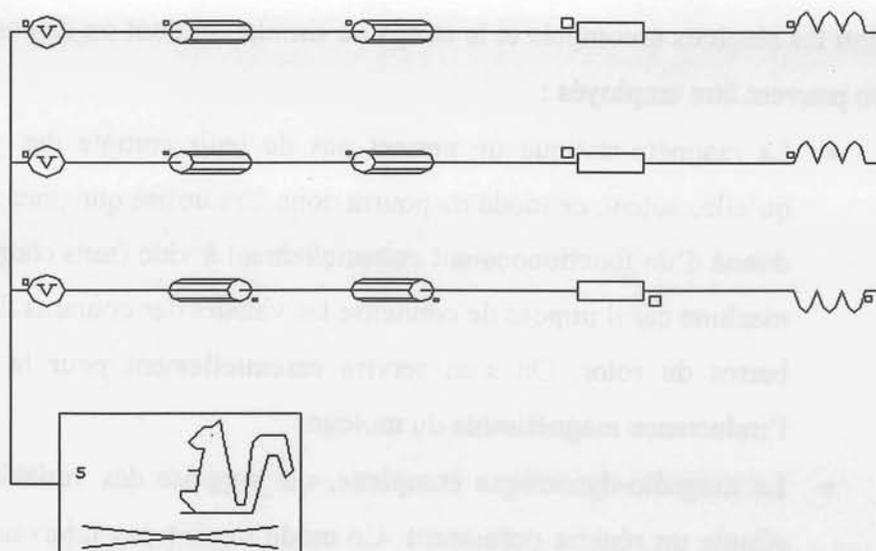


Figure 5.4 : Circuit représentant les effets d'extrémités liés à la géométrie

Ce lien est utilisé car les simulations envisagées visent à reproduire les variations du moteur lors d'un fonctionnement en charge. Les courants induits au rotor ne pourront donc plus être négligés comme c'était le cas à vide, il est donc indispensable de modéliser les courts-circuits de la cage. De plus, cette méthode permet d'alimenter directement le moteur en tension et non pas en courant comme il faudrait le faire sans ce couplage (Figure 5.4).

3.2.L'exploitation des résultats

D'autre part, le logiciel FLUX2D permet de calculer les pertes Joule dans les différentes parties du moteur, un bilan de puissance devra donc être possible et l'on pourra comparer les résultats (afin de valider la simulation) avec ceux du schéma équivalent lorsque la machine n'est pas saturée.

3.2.1.Caractéristiques des simulations en magnéto-dynamique

Dans ce mode de fonctionnement, il faut déterminer les valeurs de la fréquence d'alimentation et du glissement. On utilisera le couplage avec les équations de circuit qui permettent de simuler les courts-circuits de la cage.

On rappelle les avantages et limites de la magnéto-dynamique :

Avantages :

- Simplicité de mise en œuvre
- Gain de temps et d'espace mémoire par rapport à la résolution évolutive
- La prise en compte des courants induits.

Inconvénients :

- Utilisation possible uniquement pour le régime permanent
- Toutes les grandeurs sont supposées sinusoïdales dans le temps et à même fréquence, ce qui suppose des matériaux linaires, d'où la nécessité d'établir des courbes $B(H)$ équivalentes basées sur des considérations énergétiques. Les grandeurs locales (inductions et champs) ainsi que les valeurs instantanées peuvent être inexactes ; Les valeurs globales (couple, courants statoriques...) sont bien calculées.
- Le mouvement du rotor n'est pas « physiquement » pris en compte. Cela aboutit à des courants statoriques parfois déséquilibrés car les harmoniques d'espace ne sont pas pris en compte.

Les précautions :

- Le rotor n'étant pas en mouvement, les effets de peau sont pris en compte en recalculant la résistance des barres rotor, les valeurs locales dans ces conducteurs sont donc inexploitable

3.2.1.1. Simulations de cas non saturés

Les conditions de simulations sont :

Essais effectués en magnétodynamique complexe

$$\text{Tension d'alimentation efficace } V_S = \frac{36}{\sqrt{2}} V_{\text{eff}}$$

Fréquence $f_s = 300\text{Hz}$

Glissement $g = 0 ; 0.25 ; 0.5 ; 0.1 ; 0.2 ; 0.4 ; 0.6 ; 0.8 ; 1$

Les essais sous FLUX2D sont réalisés pour un pôle de machine auquel on associe un circuit électrique afin de tenir compte de l'alimentation en tension, les résistances et inductances de tête de bobine et les résistances et inductances d'anneau de court circuit.

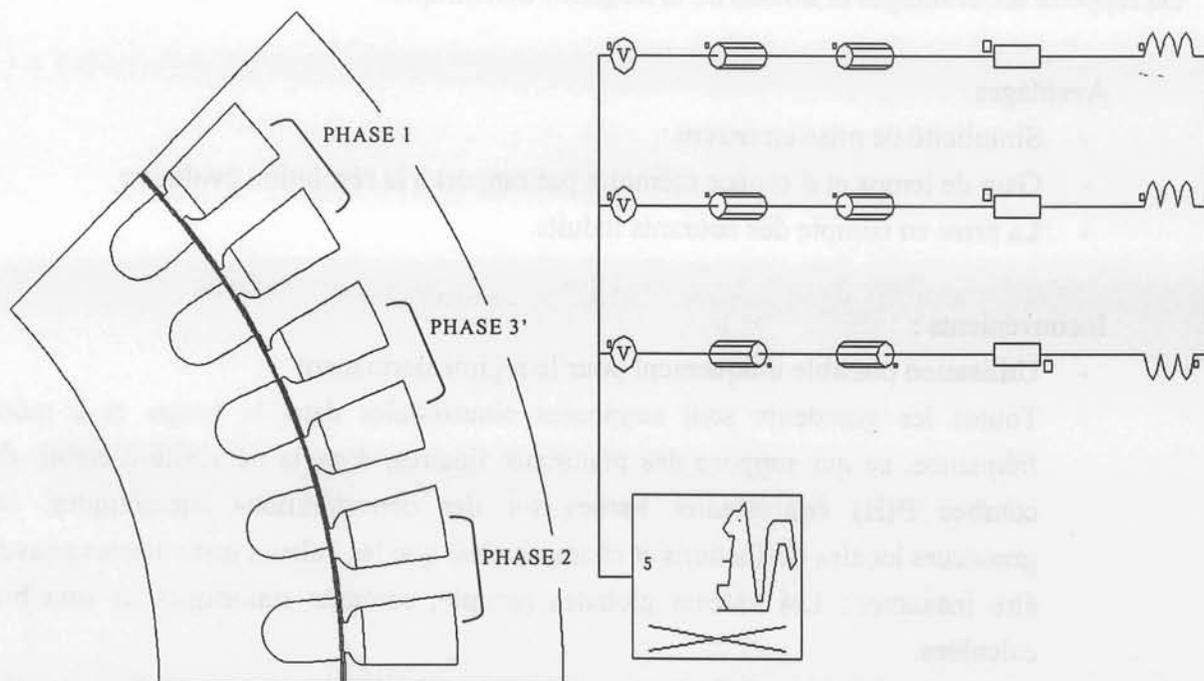


Figure 5.5 : Schéma d'un pôle de machine et du circuit électrique associé sous FLUX2D

Paramètres de construction de la machine :

Conducteurs stator :

Cuivre

6 spires /encoche /phase

- ⇒ Résistance encoche /pôle /phase = 0.523 mΩ
- ⇒ Résistance tête de bobine /pôle /phase = 1.99 mΩ
- ⇒ Inductance tête de bobine /pôle /phase = 3.87 μH

Conducteurs rotor :

Aluminium

- ⇒ Résistance barre = 17.75 μΩ
- ⇒ Résistance anneau de court circuit = 2.9 μΩ
- ⇒ Inductance anneau de court circuit = 2.85 μH

3.2.1.2.Résultats

On représente graphiquement le couple fournit par la machine grâce aux simulations et lors de l'utilisation du modèle analytique.

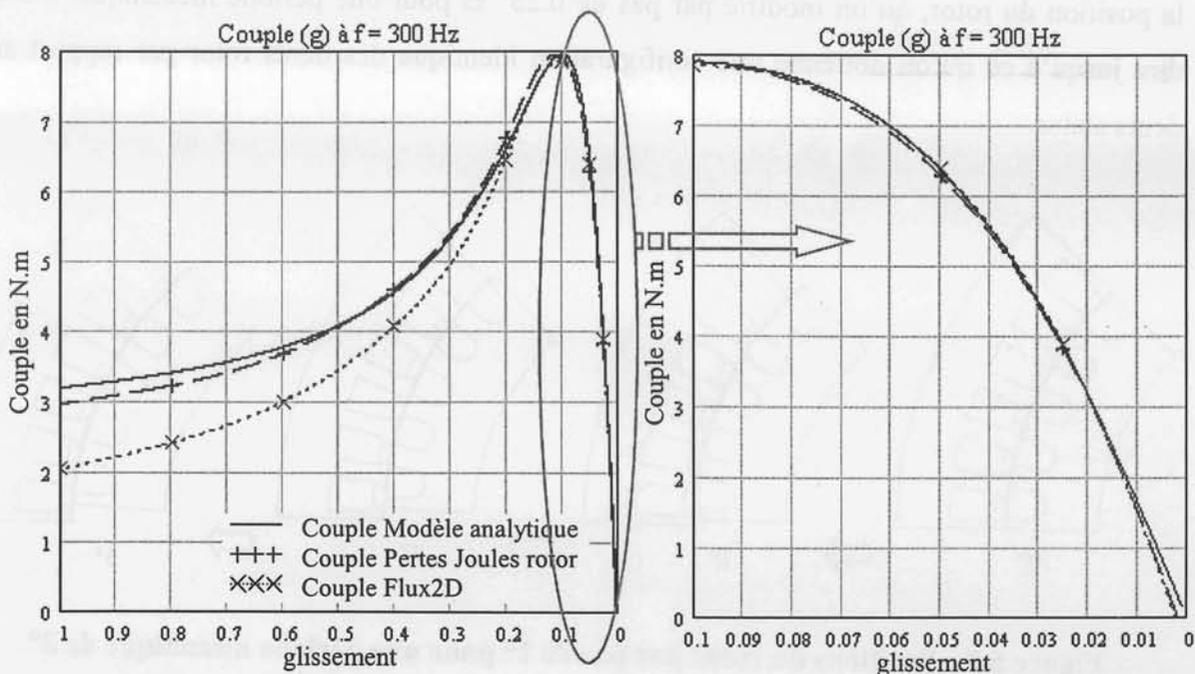


Figure 5.6 : Couple en fonction du glissement à f = 300 Hz, Vs = Cte

L'analyse des résultats nous permet de constater que les résultats du modèle analytique sont conformes aux résultats des simulations, pour de faibles glissements ($g < 0.1$).

Cependant lorsque le glissement augmente, non seulement ces résultats ne sont plus identiques, mais l'exploitation des simulations ne fournit pas le même couple, calculé à l'aide des pertes Joule rotor ou par éléments finis. Le dédoublement de ces courbes lorsque le glissement augmente est un problème lié au logiciel ; nous n'en connaissons pas la cause mais certaines hypothèses peuvent être émises sur :

⇒ La prise en compte de l'effet de peau, pour les conducteurs rotor, puisque la différence s'accroît lorsque $fr = g.fs$ augmente.

⇒ Le calcul par éléments finis en magnétodynamique complexe est un calcul instantané, pour une position du rotor.

Afin de vérifier ces hypothèses, nous allons effectuer de nouvelles simulations pour différentes positions du rotor, dans le cas le plus défavorable pour $g = 1$.

3.2.1.3. Simulation pour différentes positions

Nous représentons graphiquement les résultats des différents couples obtenus en fonction de la position du rotor, qu'on modifie par pas de 0.25° et pour une période mécanique, c'est à dire jusqu'à ce qu'on obtienne une configuration identique des dents rotor par rapport aux dents stator.

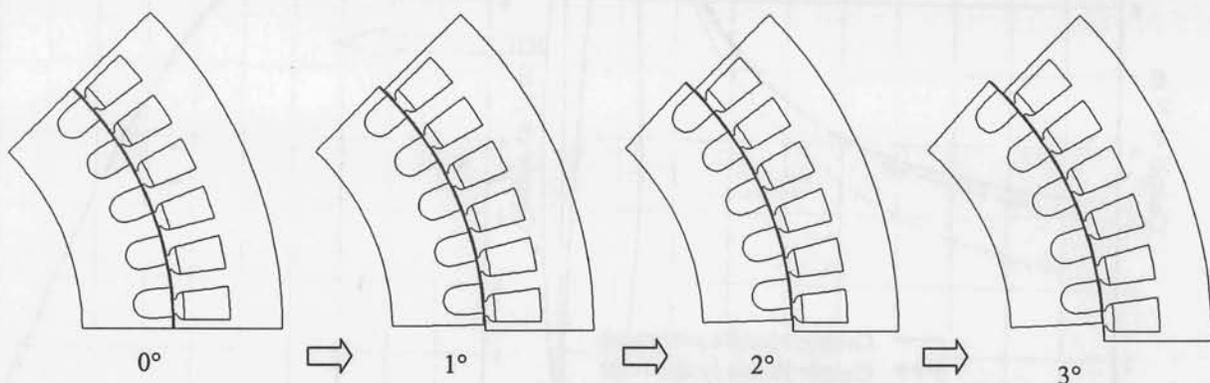


Figure 5.7 : Positions du rotor par pas de 1° pour une période mécanique de 3°

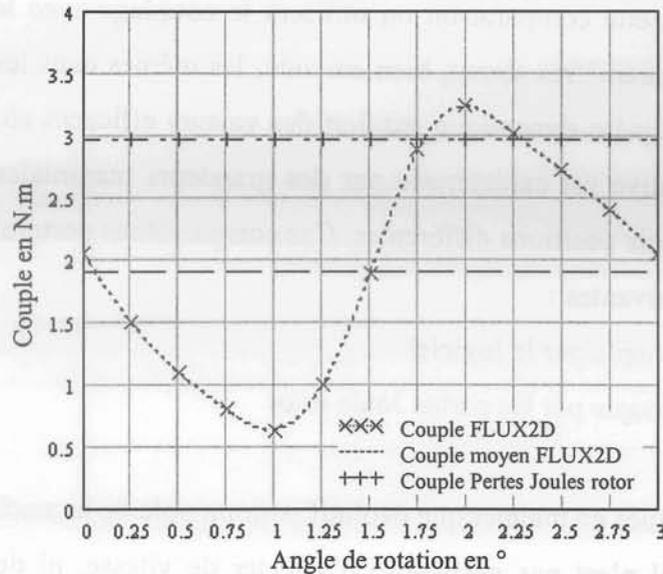


Figure 5.8 : Couple en fonction de la rotation à $g = 1$, $f = 300$ Hz, $V_s = Cte$

Il paraît évident de référencer le calcul à partir des pertes Joule rotor pour obtenir le couple de la machine, sa valeur reste constante alors que le couple fournit par le logiciel est un calcul approximatif puisqu'il fluctue en fonction de la position du rotor, il faudrait réaliser plusieurs simulations pour différentes positions et en faire la moyenne, ce qui se révèle être une démarche fastidieuse par le nombre de résolution à effectuer. De plus le couple moyen n'est pas identique au couple calculé par les pertes Joule, ce qui semble confirmer un problème de prise en compte de l'effet de peau dans les barres rotoriques (à hautes fréquences et fort glissements).

Afin de vérifier ces hypothèses, nous effectuons des essais en magnétique évolutif, à différentes positions du rotor pour comparer les résultats aux essais en magnétodynamique complexe.

3.2.2. Comparaison des simulations en magnéto-dynamique et magnétique évolutif

Cette étape doit permettre de valider le calcul du couple issu des simulations FLUX2D que l'on utilisera comme référence, dans la suite de nos essais. Le principal intérêt des simulations en magnétodynamique réside dans sa relative rapidité de caractérisation dont il convient de vérifier la précision par rapport au calcul évolutif plus précis certes mais extrêmement gourmand en temps de simulation.

Pour effectuer cette comparaison on utilisera le couplage avec le circuit. Les valeurs données aux divers paramètres seront, bien entendu, les mêmes dans les deux simulations. Il est à noter que la magnéto-dynamique requiert des valeurs efficaces alors qu'une simulation en magnétique évolutive est caractérisée par des grandeurs maximales. On effectuera trois comparaisons pour trois positions différentes. Ces comparaisons porteront uniquement sur les grandeurs globales suivantes :

- Calcul du couple par le logiciel
- Calcul du couple par les pertes Joule rotor

Ces essais sont effectués en magnétique évolutif pour un pôle de la machine.

Glissement $g = 1$ (il n'est pas nécessaire d'affecter de vitesse, ni de bande de roulement puisque le rotor est bloqué)

Fréquence $f_s = 300 \text{ Hz}$

Tension d'alimentation sinusoïdale $V_{S \text{ crête}} = 36 \text{ V}$

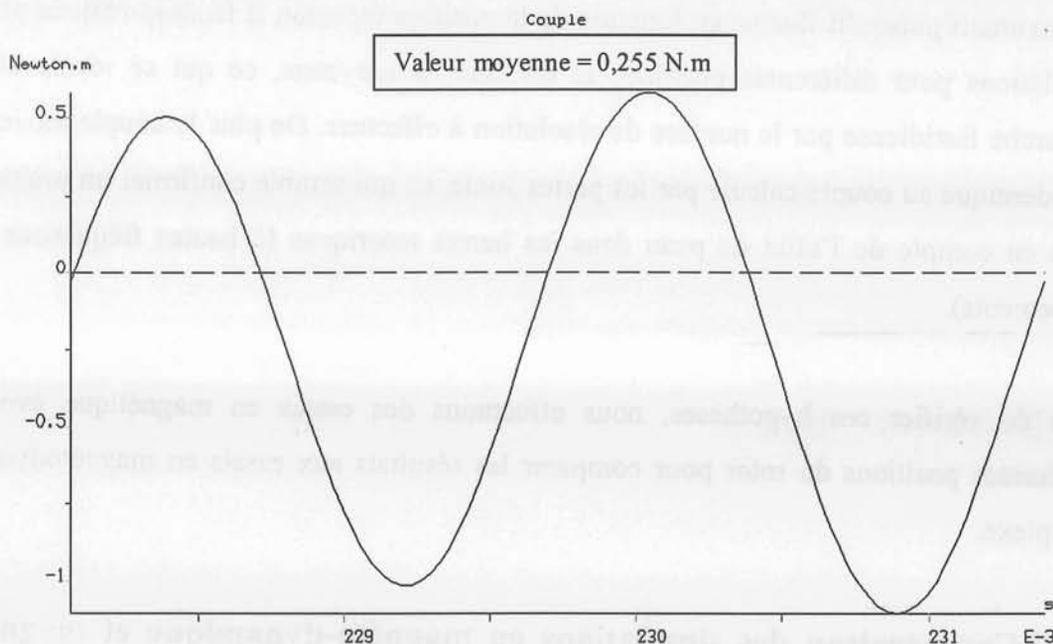


Figure 5.9 : Couple pour un pôle à $g = 1$, $f = 300 \text{ Hz}$, $V_s = \text{Cte}$

Couple moyen (machine totale) = 2,04 N.m

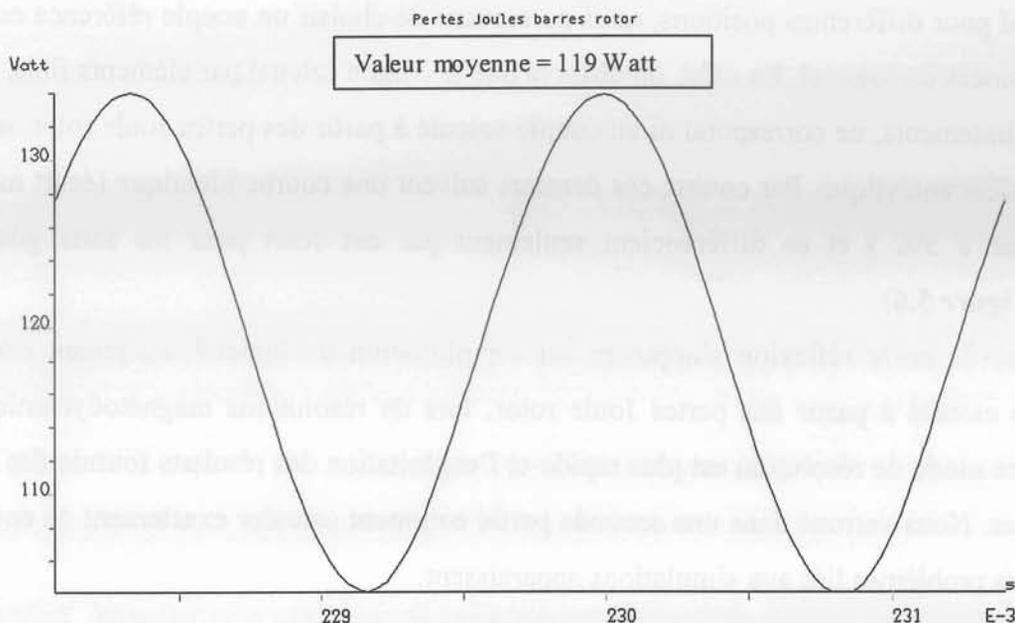


Figure 5.10 : Pertes Joule rotor pour un pôle à $g = 1$, $f = 300$ Hz, $V_s = Cte$
 Pertes Joule rotor totales (barres + anneaux de cc) / pôle = 168.7 Watt

Couple moyen (machine totale) = 2,86 N.m

Les valeurs de couple fournies par le logiciel et calculées à partir des pertes Joule rotor donnent des résultats semblables à ceux obtenus en magnétodynamique.

Nous présentons les résultats sous la forme d'un tableau comparatif des données en magnétodynamique et en magnétique évolutif pour différents angles de rotation du rotor.

| Rotation en° | Coulpe | Magnétodynamique | Magnétique évolutif |
|--------------|--------------------|------------------|---------------------|
| 0 | FLUX2D | 2,04 | 2,04 |
| | Pertes Joule rotor | 2,93 | 2,86 |
| 1 | FLUX2D | 0,64 | 0,64 |
| | Pertes Joule rotor | 2,88 | 2,84 |
| 2 | FLUX2D | 3,17 | 3,21 |
| | Pertes Joule rotor | 2,87 | 2,81 |
| 3 | FLUX2D | 2,04 | 2,04 |
| | Pertes Joule rotor | 2,93 | 2,86 |

Les résultats obtenus, quel que soit le mode résolution sont semblables. Les essais effectués en magnétodynamique sur les variations de glissement ou de position et en magnétique

évolutif pour différentes positions, nous permettent de choisir un couple référence en partant des données du logiciel. En effet, on observe que le couple calculé par éléments finis, pour les forts glissements, ne correspond ni au couple calculé à partir des pertes Joule rotor, ni à celui du modèle analytique. Par contre, ces derniers suivent une courbe identique (écart maximum inférieur à 5%) et se différencient seulement par cet écart pour les forts glissements (Cf : **Figure 5.6**).

La base de notre réflexion s'appuiera sur l'exploitation du logiciel, en tenant compte du couple calculé à partir des pertes Joule rotor, lors de résolutions magnétodynamiques. En effet, ce mode de résolution est plus rapide et l'exploitation des résultats fournies des données globales. Nous verrons dans une seconde partie comment calculer exactement ce couple, car d'autres problèmes liés aux simulations apparaissent.

| Position en ° | Couple | Magnétodynamique | Magnétique évolutif |
|---------------|--------------------|------------------|---------------------|
| 0 | FLUX2D | 2.04 | 2.04 |
| | Pertes Joule rotor | 2.03 | 2.04 |
| 1 | FLUX2D | 2.04 | 2.04 |
| | Pertes Joule rotor | 2.03 | 2.04 |
| 2 | FLUX2D | 2.04 | 2.04 |
| | Pertes Joule rotor | 2.03 | 2.04 |
| 3 | FLUX2D | 2.04 | 2.04 |
| | Pertes Joule rotor | 2.03 | 2.04 |

4.Elaboration du modèle à partir de FLUX2D

Le modèle analytique ne permet pas de calculer la variation des paramètres lorsque le circuit magnétique est saturé. L'exploitation des résultats fournis par FLUX2D, pour des essais à différents états de saturation permet de calculer, pour chacun de ces cas, les performances de la machine (Couple, Puissance...) et les paramètres du schéma équivalent. Ce dernier point se révèle primordial dans le but de constituer un modèle à paramètres variables.

4.1.Calcul du couple

L'exploitation de FLUX2D nous impose le calcul du couple à partir des pertes Joule rotor. Cependant, les conditions de simulation engendrent un système déséquilibré, les simulations n'étant effectuées que pour un pôle de la machine et pour une position fixe du rotor. La réductance du circuit magnétique vue des encoches stator n'est pas égale entre chaque phase, nous obtenons un système déséquilibré en tension et courant puisque les résultats sont représentatifs d'un instant donné.

Nous définissons les composantes directes, inverses et homopolaires, afin de raisonner sur un système direct, en ce qui concerne les tensions, courants et puissance au stator et au rotor.

Les pertes Joule fournies par le logiciel sont des pertes globales, c'est à dire l'addition des pertes Joule directes, inverses et homopolaires. Il est nécessaire d'identifier les pertes Joule rotor directes afin de définir le couple de la machine.

Il faut différencier les courants de notre système de rotor à cage, où une paire pôle contient dix barres ce qui revient à raisonner sur un système à dix phases. Nous établissons une matrice de résolution des différents ordres de courants du rotor.

$$\begin{bmatrix} \underline{I_{r0}} \\ \underline{I_{r1}} \\ \underline{I_{r2}} \\ \underline{I_{r3}} \\ \underline{I_{r4}} \\ \underline{I_{r5}} \\ \underline{I_{r6}} \\ \underline{I_{r7}} \\ \underline{I_{r8}} \\ \underline{I_{r9}} \end{bmatrix} = \frac{1}{10} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{b} & \underline{b}^2 & \underline{b}^3 & \underline{b}^4 & \underline{b}^5 & \underline{b}^6 & \underline{b}^7 & \underline{b}^8 & \underline{b}^9 \\ 1 & \underline{b}^2 & \underline{b}^4 & \underline{b}^6 & \underline{b}^8 & 1 & \underline{b}^2 & \underline{b}^4 & \underline{b}^6 & \underline{b}^8 \\ 1 & \underline{b}^3 & \underline{b}^6 & \underline{b}^9 & \underline{b}^2 & \underline{b}^5 & \underline{b}^8 & \underline{b} & \underline{b}^4 & \underline{b}^7 \\ 1 & \underline{b}^4 & \underline{b}^8 & \underline{b}^2 & \underline{b}^6 & 1 & \underline{b}^4 & \underline{b}^8 & \underline{b}^2 & \underline{b}^6 \\ 1 & \underline{b}^5 & 1 & \underline{b}^5 & 1 & \underline{b}^5 & 1 & \underline{b}^5 & 1 & \underline{b}^5 \\ 1 & \underline{b}^6 & \underline{b}^2 & \underline{b}^8 & \underline{b}^4 & 1 & \underline{b}^6 & \underline{b}^2 & \underline{b}^8 & \underline{b}^4 \\ 1 & \underline{b}^7 & \underline{b}^4 & \underline{b} & \underline{b}^8 & \underline{b}^5 & \underline{b}^2 & \underline{b}^9 & \underline{b}^6 & \underline{b}^3 \\ 1 & \underline{b}^8 & \underline{b}^6 & \underline{b}^4 & \underline{b}^2 & 1 & \underline{b}^8 & \underline{b}^6 & \underline{b}^4 & \underline{b}^2 \\ 1 & \underline{b}^9 & \underline{b}^8 & \underline{b}^7 & \underline{b}^6 & \underline{b}^5 & \underline{b}^4 & \underline{b}^3 & \underline{b}^2 & \underline{b} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I_{b1}} \\ \underline{I_{b2}} \\ \underline{I_{b3}} \\ \underline{I_{b4}} \\ \underline{I_{b5}} \\ \underline{I_{b6}} \\ \underline{I_{b7}} \\ \underline{I_{b8}} \\ \underline{I_{b9}} \\ \underline{I_{b10}} \end{bmatrix}$$

$\underline{I}_{r n}$, courant d'ordre n

$$\underline{b} = e^{i \frac{2\pi}{10}}$$

$\underline{I}_{b p}$, courant dans la barre p

Figure 5.11 : Matrice de résolution des ordres de courant du rotor

Il est nécessaire de définir également le courant stator direct, à l'aide de la matrice de résolution d'un système triphasé.

$$\begin{bmatrix} \underline{I_h} \\ \underline{I_d} \\ \underline{I_i} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I_1} \\ \underline{I_2} \\ \underline{I_3} \end{bmatrix}$$

$\underline{I}_{h,d,i}$, courant homopolaire, direct, inverse $\underline{a} = e^{i \frac{2\pi}{3}}$ $\underline{I}_{1,2,3}$, courant phase 1,2,3

Figure 5.12 : Matrice de résolution des composantes du courant stator

La résolution de ces matrices, permet d'obtenir le courant rotor direct, $\underline{I_{rd}} = \underline{I_{r1}}$ et le courant stator direct, $\underline{I_{sd}} = \underline{I_d}$. Ainsi, nous pouvons définir la puissance absorbée directe et les pertes Joule rotor et stator directes.

A partir de l'exploitation brute des résultats fournis par le logiciel FLUX2D, nous transformons des systèmes déséquilibrés au stator et au rotor en deux systèmes équilibrés, où nous ne tenons compte que des composantes directes.

Cependant, le calcul du couple par la méthode des pertes Joule rotor nécessite d'avoir l'égalité de puissance suivante :

$$P_{\text{puissance absorbée d (fx2D)}} = P_{\text{pertes joules stator d (fx2D)}} + P_{\text{pertes joules rotor d (fx2D)}}$$

Etant donné que cette égalité n'est pas exactement respectée lors de l'exploitation des résultats (imprécision du logiciel), nous définissons les pertes Joule rotor directes de la façon suivante :

$$\text{Pertes joules rotor } d = \text{Puissance absorbée } d (\text{fx2D}) - \text{Pertes joules stator } d (\text{fx2D})$$

Ainsi, le calcul du couple est défini par :

$$\Gamma = \text{Pertes joules rotor } d \cdot \frac{\text{nombre de paires de pôles } (p)}{\text{glissement } (g) \cdot \text{pulsation } (\omega)}$$

A partir de ces « nouvelles » pertes Joule rotor, nous obtenons le couple de la machine servant de référence à notre modèle. Les composantes directes de courant, tension et puissance, sont les paramètres connus de notre machine, déduits de l'exploitation du logiciel ; ces paramètres servent de valeur référence pour déterminer les paramètres du schéma équivalent.

4.2.Détermination des paramètres du schéma équivalent

Pour représenter fidèlement la machine, nous tenons compte des effets d'extrémités. Ce sont les seuls paramètres connus et qui ne dépendent pas de la simulation en 2D. Afin d'identifier les paramètres indéterminés, nous les isolons de leur composante globale.

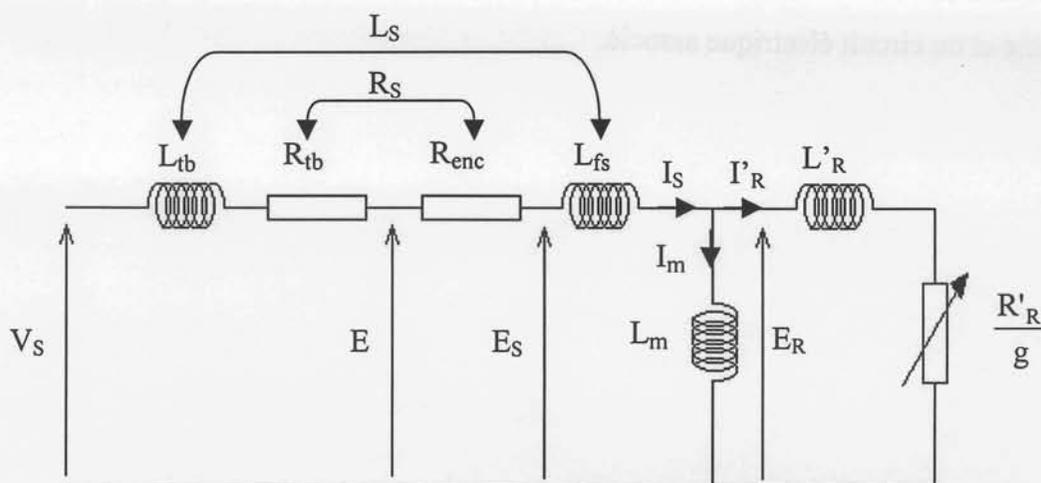
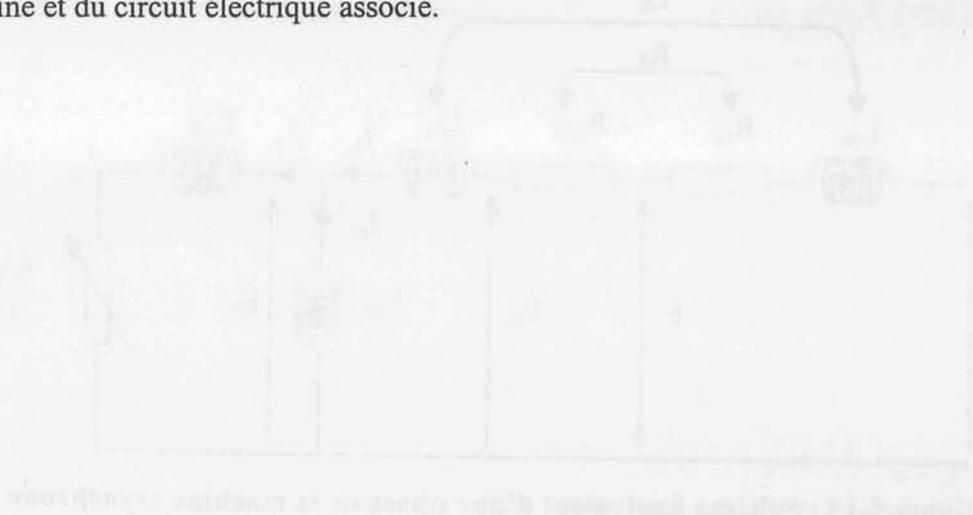


Figure 5.13 : Schéma équivalent d'une phase de la machine asynchrone

| | |
|--|---------------------|
| V_S : Tension d'alimentation efficace aux bornes d'une phase | (donnée FLUX2D) |
| I_S : Courant stator efficace dans une phase | (donnée FLUX2D) |
| E : Tension aux bornes de la partie active d'une phase stator | (donnée FLUX2D) |
| E_S : f.e.m. induite aux bornes d'un enroulement stator | |
| E_R : f.e.m. induite aux bornes d'un enroulement rotor | |
| I_m : Courant magnétisant efficace | |
| I'_R : Courant rotor efficace ramené à une phase stator | |
| L_{tb} : Inductance de tête de bobine stator | (paramètre circuit) |
| R_{tb} : Résistance de tête de bobine rotor | (paramètre circuit) |
| R_{enc} : Résistance d'encoche stator | |
| L_{fs} : Inductance de fuite stator (sans têtes de bobines) | |
| L_m : Inductance magnétisante | |
| L_S : Inductance de fuite du bobinage statorique | |
| R_S : Résistance du bobinage stator | |
| L'_R : Inductance de fuite équivalente du rotor ramenée au stator | |
| R'_R / g : Résistance équivalente du rotor ramenée au stator divisée par le glissement | |

L'utilisation d'un logiciel de résolution par éléments finis comme FLUX2D, permet de déterminer à l'aide du diagramme vectoriel les paramètres du schéma équivalent de la machine. Pour cela il est nécessaire d'établir un bilan des puissances, tensions et courants aux bornes des conducteurs stator et rotor lors de l'exploitation des résultats, pour un pôle de machine et du circuit électrique associé.



4.2.1. Calcul des composantes de l'alimentation

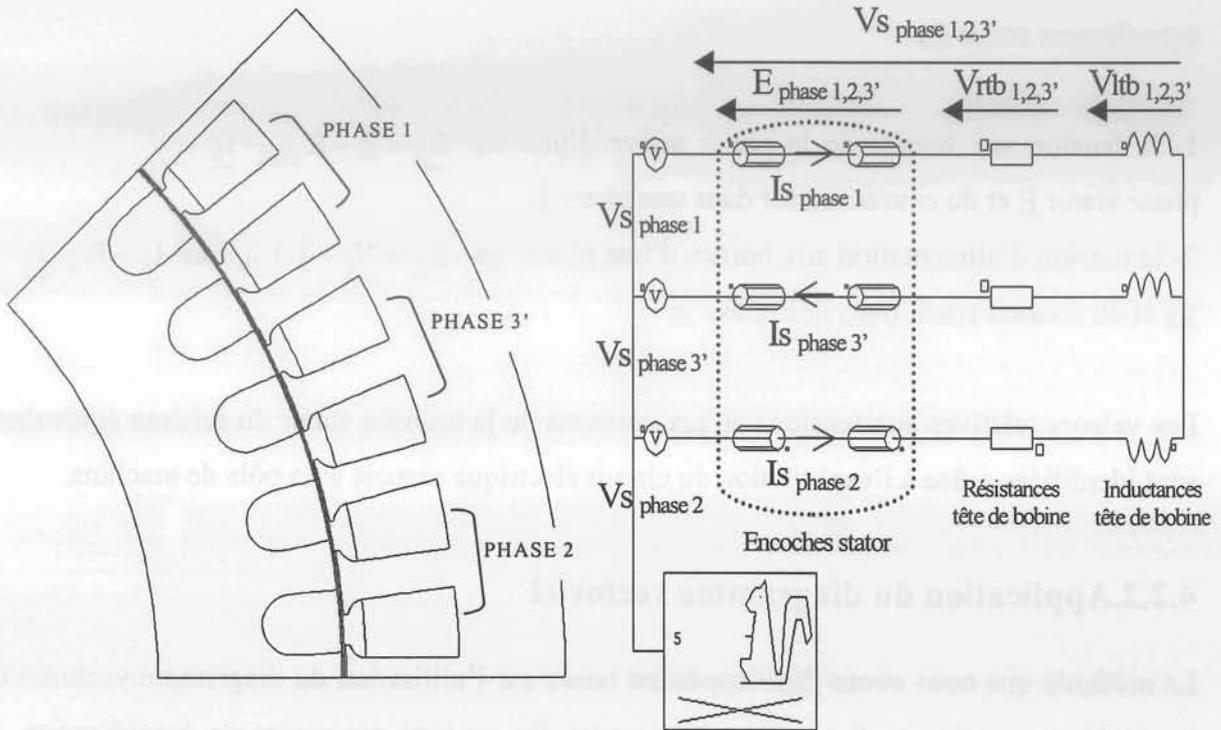


Figure 5.14 : Schéma d'un pôle de machine et du circuit électrique associé sous FLUX2D

La détermination des composantes directes, réalisée pour le calcul du couple, est utilisée à nouveau pour déterminer les composantes de l'alimentation de la machine. En effet, les systèmes de tension et courant par phase des essais FLUX2D étant déséquilibrés, notre modèle doit s'appuyer sur un raisonnement homogène. Nous considérons donc les composantes directes de tension et courant, au rotor et au stator comme système d'alimentation.

NB : Nous établissons le modèle direct, inverse et homopolaire de notre système d'alimentation, la simulation sous FLUX2D ne représentant qu'un pôle de la machine, la phase 3' est déphasé de 180°.

$$\begin{bmatrix} \underline{A}_h \\ \underline{A}_d \\ \underline{A}_i \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{A}_1 \\ \underline{A}_2 \\ \underline{A}_3 \end{bmatrix} \quad \underline{a} = e^{i \frac{2\pi}{3}}$$

$$\underline{A} = \underline{V}_{S \text{ phase}}, \underline{E}_{\text{ phase}}, \underline{I}_{S \text{ phase}}$$

Figure 5.15 : Matrice de résolution des composantes des grandeurs stator

$$\underline{I}_s = \underline{I}_d, \underline{V}_s = \underline{V}_d, \underline{E} = \underline{E}_d$$

A partir du modèle direct des courants et tensions, nous pouvons vérifier la validité de cette démarche par deux méthodes, en calculant la valeur de la f.e.m induite aux bornes d'un enroulement stator \underline{E}_S :

1- la tension aux bornes de la partie active d'une phase stator \underline{E} et du courant stator dans une phase \underline{I}_S $\Rightarrow \underline{E}_S = \underline{E} - R_{enc} \cdot \underline{I}_S$

2- la tension d'alimentation aux bornes d'une phase \underline{V}_S et du courant stator dans une phase \underline{I}_S $\Rightarrow \underline{E}_S = \underline{V}_S - j \cdot L_{tb} \cdot \omega_s \cdot \underline{I}_S - R_s \cdot \underline{I}_S$

Les valeurs relatives aux tensions et aux courants de la branche stator du schéma équivalent, sont identifiées grâce à l'exploitation du circuit électrique associé à un pôle de machine.

4.2.2. Application du diagramme vectoriel

La méthode que nous avons développée est basée sur l'utilisation du diagramme vectoriel de la machine asynchrone. Sachant que les pertes fer ne sont pas prises en considération, le schéma équivalent utilisé est celui de la **Figure 5.17**, dont le diagramme vectoriel est représenté à la Figure suivante.

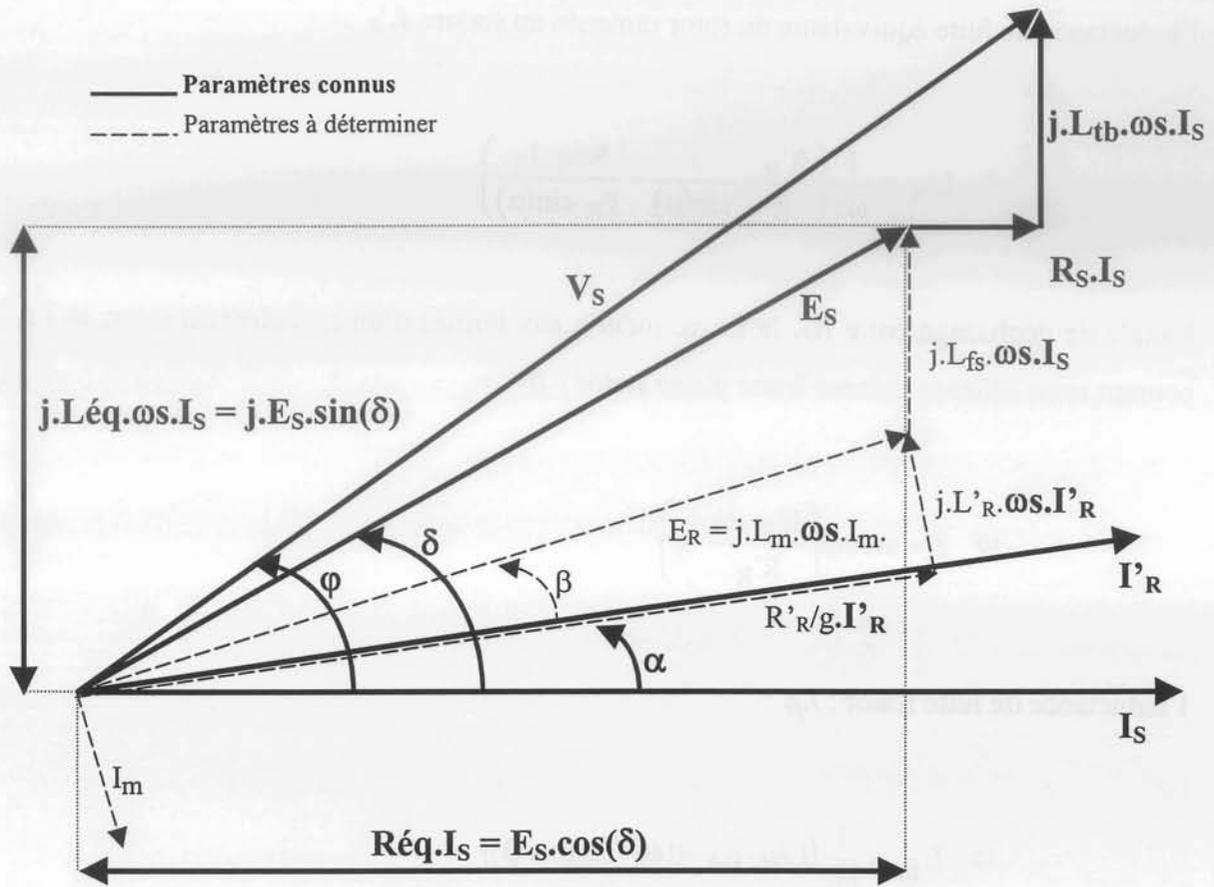


Figure 5.16 : Diagramme vectoriel de la machine asynchrone

Nous considérons que les Fmm statoriques et rotoriques réparties dans l'entrefer sont sinusoïdales. La somme vectorielle des deux Fmm donne la Fmm magnétisante qui correspond au courant I_m dans la réactance principale.

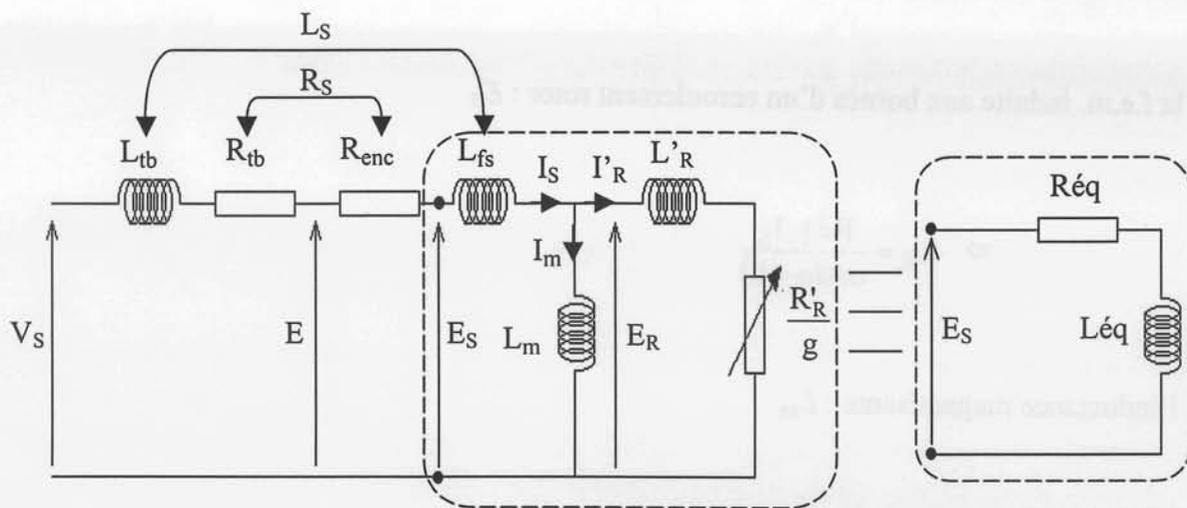


Figure 5.17 : Schéma équivalent de la machine asynchrone

D'après le diagramme vectoriel, on déduit les paramètres du schéma de la Figure 5.17.

l'inductance de fuite équivalente du rotor ramenée au stator : L'_R

$$\Rightarrow L'_R = \frac{1}{\omega s} \left(\frac{R'_R}{g} \cdot \frac{1}{\tan(\alpha)} - \frac{R_{\text{éq}} \cdot I_S}{I'_R \cdot \sin(\alpha)} \right)$$

l'angle de déphasage entre E_R , la f.e.m. induite aux bornes d'un enroulement rotor, et I'_r , le courant rotor efficace ramené à une phase stator : β

$$\Rightarrow \beta = \arctan \left(\frac{L'_R \cdot \omega s}{R'_R} \cdot g \right)$$

l'inductance de fuite stator : L_{fs}

$$\Rightarrow L_{fs} = \frac{1}{\omega s} (L_{\text{éq}} \cdot \omega s - R_{\text{éq}} \cdot \tan(\alpha + \beta))$$

le courant magnétisant efficace circulant dans l'inductance magnétisante : I_m

$$\Rightarrow I_m = \sqrt{I_S^2 + I'_R{}^2 - 2 \cdot I_S \cdot I'_R \cdot \cos(\alpha)}$$

la f.e.m. induite aux bornes d'un enroulement rotor : E_R

$$\Rightarrow E_R = \frac{R_{\text{éq}} \cdot I_S}{\cos(\alpha + \beta)}$$

l'inductance magnétisante : L_m

$$\Rightarrow L_m = \frac{E_R}{\omega s \cdot I_m}$$

Nous remarquons que toutes ces formules dépendent directement de α , angle entre les courants primaires (I_S) et secondaires (I'_R). Or, c'est précisément ce déphasage que nous ne pouvons identifier lors de l'exploitation brut des données du logiciel.

L'identification du courant I'_R (module, déphasage/ I_S (α)), le courant rotor ramené au stator, nécessite l'élaboration d'une méthode basée sur la décomposition en série de Fourier des courants primaires et secondaires

4.2.3. Détermination du courant rotor ramené au stator

Le fait de définir le courant rotor ramené au stator I'_R à l'aide du modèle analytique fait intervenir le calcul des impédances de la machine avec des coefficients de transformation permettant de ramener les impédances rotor au stator et d'appliquer la règle du diviseur de courant (**Figure 4.8**). Notre méthode repose sur une détermination de I'_R à partir du courant stator I_S et du rapport des champs tangentiels statorique et rotorique.

Ainsi, il n'est pas besoin de définir les impédances stator, rotor et magnétisante que l'on considère constante avec le modèle analytique alors qu'elles varient en fonction de la saturation. Cette nouvelle façon de déterminer I'_R est une première approche du modèle tenant compte de la saturation.

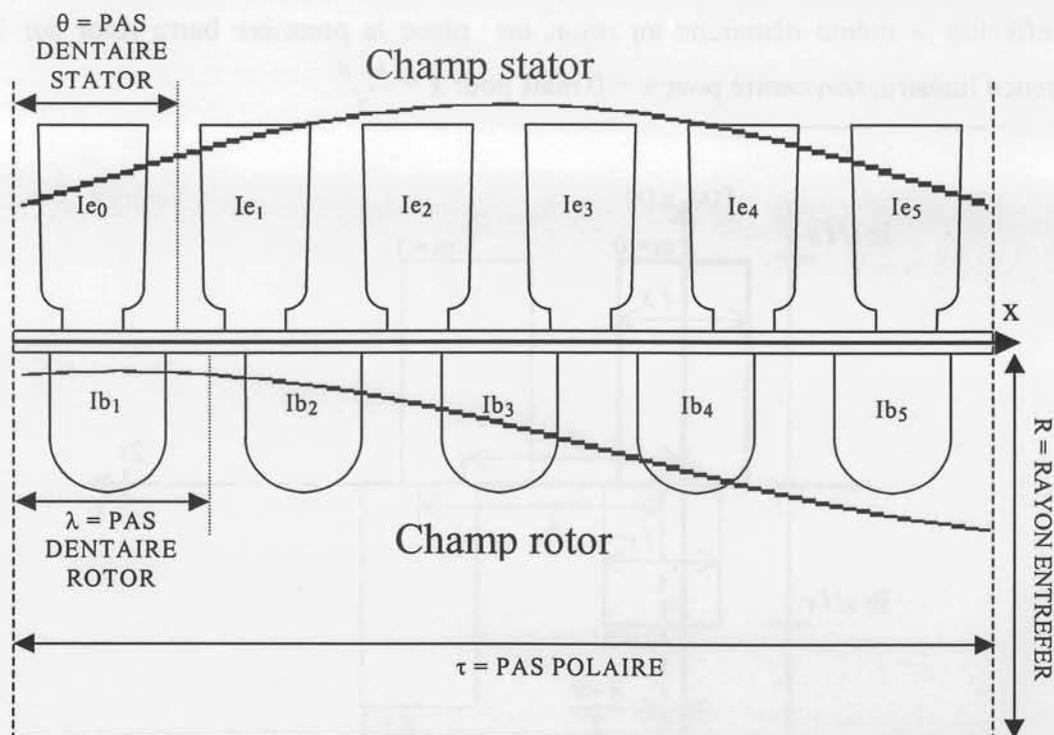


Figure 5.18 : Reproduction linéaire d'un pôle de la machine asynchrone

Le courant direct dans les encoches stator et les barres rotor, en représentation spatiale à un instant donné est une fonction périodique de période égale à 2τ , décomposable en série de FOURIER (on s'intéresse à l'harmonique de rang 1 pour déterminer l'image de ces champs).
 NB : On remarque sur la représentation spatiale que les courants induits dans les barres rotor s'opposent bien au courant stator qui les génèrent (déphasage).

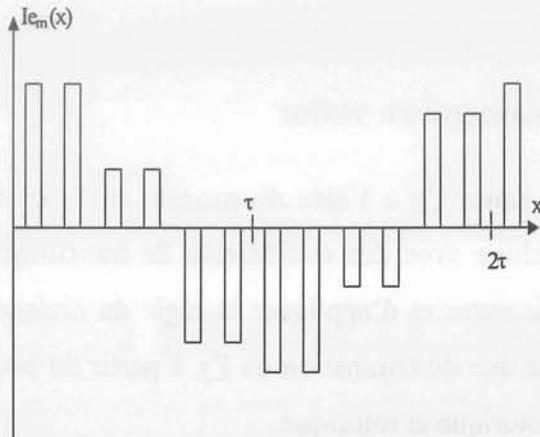


Figure 5.19: Représentation spatiale du courant dans chaque encoche stator sous un pôle à un instant t

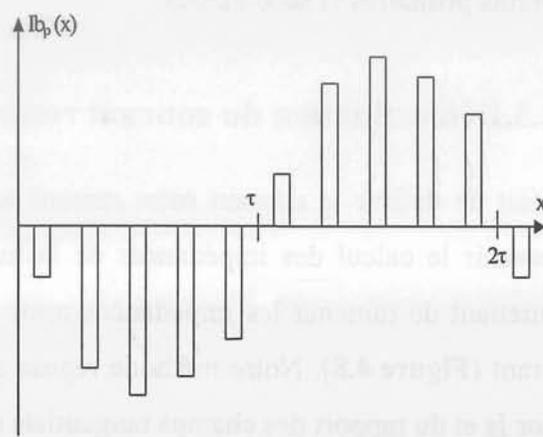


Figure 5.20 : Représentation spatiale du courant dans chaque barre rotor sous un pôle à un instant t

On considère la première encoche stator, comme référence pour calculer le coefficient du premier harmonique, provenant de la décomposition en série de FOURIER.

On effectue la même démarche au rotor, on place la première barre rotor sur la même référence linéaire, non centré pour $x = 0$ mais pour $x = \frac{\lambda - \theta}{2}$.

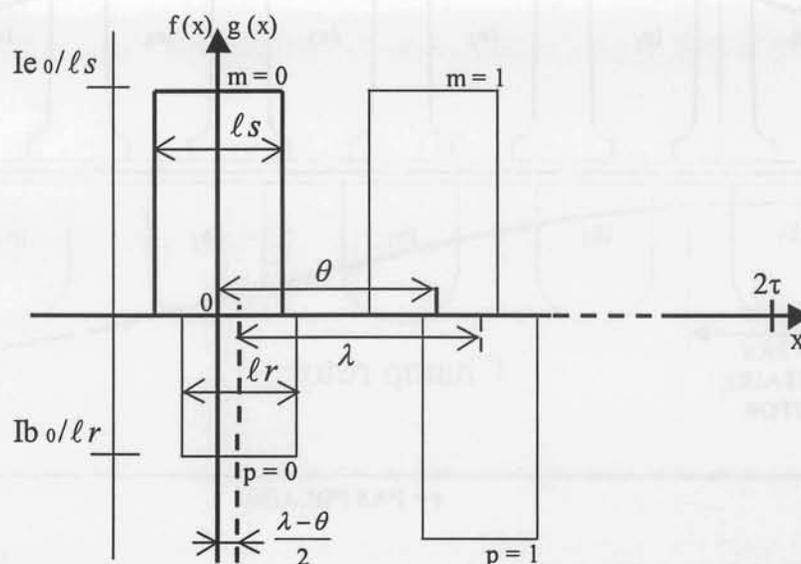


Figure 5.21 : Notations utilisées pour la décomposition en série de Fourier

A partir des valeurs de courants dans les encoches stator et barres rotor, on détermine le premier harmonique du champ stator et rotor pour une paire de pôle.

$$Cst_m = \frac{I_{em}}{\pi \cdot l_s} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot l_s}{2\tau}\right) \quad \underline{Hstator} = \sum_{m=0}^{m=11} Cst_m \cdot e^{-j \cdot m \cdot \theta}$$

$m = 0 \dots 12$ (encoches stator utilisées pour le calcul du champ stator sous une paire de pôle)

Cst_m : coefficient du 1^{er} harmonique provenant de la décomposition en série de Fourier

Hstator : premier harmonique du champ stator

$$Crt_p = \frac{I_{bp}}{\pi \cdot l_r} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot l_r}{2\tau}\right) \quad \underline{Hrotor} = \sum_{p=0}^{p=9} Crt_p \cdot e^{-j \cdot \left(p \cdot \theta + \frac{\lambda \cdot \theta}{2}\right)}$$

$p = 0 \dots 10$ (encoches rotor utilisées pour le calcul du champ rotor sous une paire de pôle)

Crt_p : coefficient du 1^{er} harmonique provenant de la décomposition en série de Fourier

Hrotor : premier harmonique du champ rotor

Cette démarche nous permet de façon homogène d'obtenir \underline{I}'_R le courant rotor ramené au stator, puisque notre raisonnement est basé sur l'exploitation des courants directs au stator et au rotor ; ainsi nous déterminons les champs stator et rotor directs qui nous permettent d'identifier \underline{I}'_R .

$$\left| \underline{I}'_R \right| = \left| \underline{I}_S \right| \cdot \frac{\left| \underline{Hrotor} \right|}{\left| \underline{Hstator} \right|}$$

$$\varphi_{\underline{I}'_R} = (\varphi_{\underline{Hrotor}} - \varphi_{\underline{Hstator}}) + \varphi_{\underline{I}_S}$$

A partir de la détermination de \underline{I}'_R nous pouvons résoudre les équations du diagramme vectoriel (Cf : § 4.2.2. **Application du diagramme vectoriel**) et déterminer les paramètres non définis du schéma équivalent.

Les éléments du schéma équivalent que nous connaissons sont :

- ⇒ ω_s : la pulsation de la tension d'alimentation.
- ⇒ g : le glissement.
- ⇒ \underline{V}_S : la tension d'alimentation efficace aux bornes d'une phase.
- ⇒ \underline{E} : la tension aux bornes de la partie active d'une phase stator.
- ⇒ \underline{I}_S : le courant stator efficace dans une phase.
- ⇒ \underline{I}'_R : le courant rotor efficace ramené à une phase stator.
- ⇒ R_S : la résistance du bobinage stator.
- ⇒ L_{tb} : l'inductance de tête de bobine.

Nous déterminons R'_R à l'aide du bilan des puissances d'une phase.

- ⇒ Puissance absorbée = $\underline{V}_S \cdot \underline{I}_S^*$ (\underline{I}_S^* : conjugué de \underline{I}_S)
- ⇒ Pertes joules stator = $R_S \cdot |\underline{I}_S|^2$
- ⇒ Pertes joules rotor = $Re(\text{Puissance absorbée}) - \text{Pertes joules stator}$
- ⇒ $R'_R = g \cdot \frac{\text{Pertes joules rotor}}{|\underline{I}'_R|^2}$

L'application du diagramme vectoriel **Figure 5.16** à l'aide des paramètres définis précédemment, permet de déduire les paramètres inconnus du schéma.

Afin de vérifier l'exactitude des résultats, nous comparons les valeurs obtenues des différentes inductances (L_m , L'_r et L_s) lors d'un essai non saturé, c'est à dire lorsque leur valeur est constante.

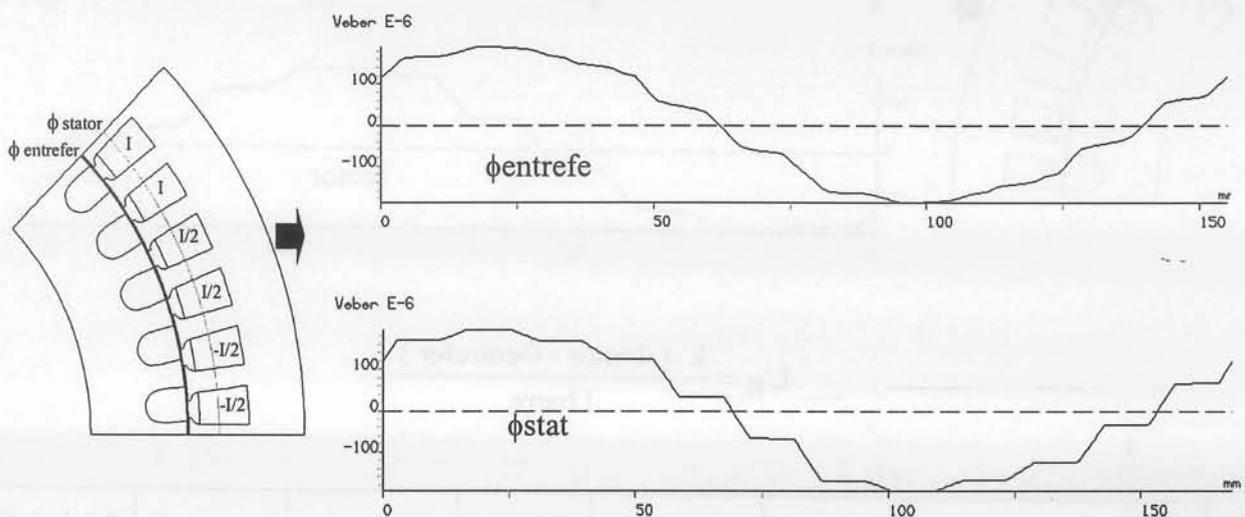
Nous comparons les résultats fournis par le diagramme vectoriel, le modèle analytique et une méthode basée sur l'exploitation du flux lors d'un essai logiciel.

4.2.4. Valeur des paramètres

Nous vérifions la valeur des inductances, pour un mode de fonctionnement linéaire de la machine, à partir de l'évolution spatiale du module du potentiel vecteur ($\Phi = 2.A$) grâce auquel on obtient le module du premier harmonique du flux, cet essai doit s'effectuer pour un type de fonctionnement où la machine n'est pas saturée.

Pour obtenir L_m l'inductance magnétisante et L_{fs} l'inductance de fuite stator, on effectue un essai en magnétostatique où on supprime les barres rotor (aucun courant ne se développe au rotor), les courants stator doivent être assez faibles pour ne pas saturer le circuit magnétique.

A partir de la détermination du flux principal dans l'entrefer et du flux qui embrasse les conducteurs stator, on obtient L_m et L_{fs} .



$$L_m = \frac{ns \cdot \Phi_{\text{entrefer}}}{I_{\text{encoche}} / n_{\text{ssp}}}$$

$$L_{fs} = \frac{ns \cdot (\Phi_{\text{stator}} - \Phi_{\text{entrefer}})}{I_{\text{encoche}} / n_{\text{ssp}}}$$

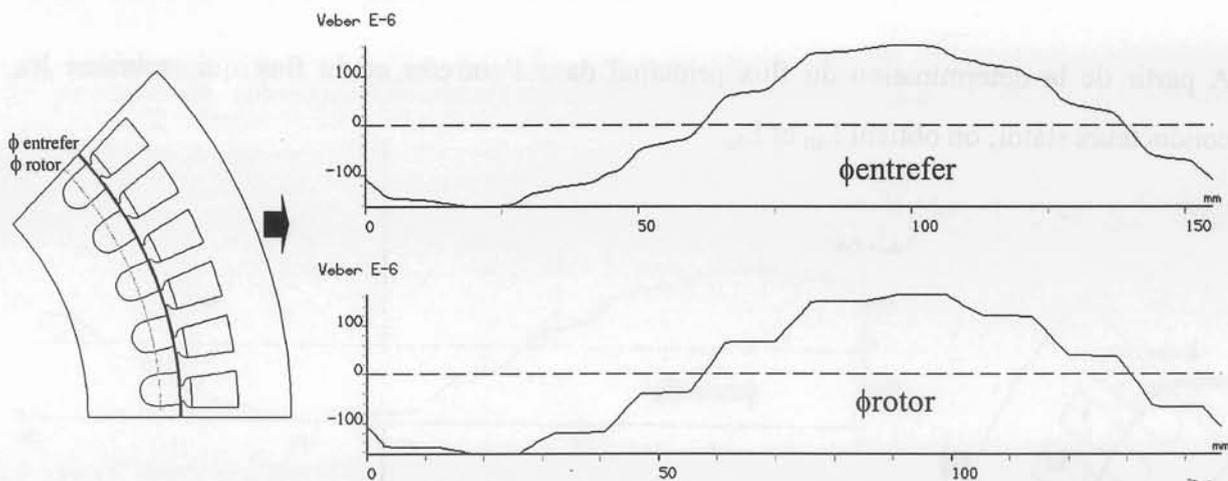
ns : nombre de spires en série par phase

n_{ssp} : nombre de spires par encoche

On effectue la même démarche pour les conducteurs rotor, afin d'obtenir L_R l'inductance rotor. Pour définir L'_R , l'inductance rotor ramenée au stator, on utilise le coefficient de transformation des impédances rotor ramenées au stator k (Cf : **Annexe A**), $L'_R = k \cdot L_R$.

On alimente les conducteurs rotor avec des courants déphasés de 36° et assez faibles pour que le circuit magnétique ne sature pas et on élimine les conducteurs stator afin qu'aucun courant ne s'y développe.

A partir du flux principal dans l'entrefer et du flux qui embrasse les conducteurs rotor on obtient L_R .



$$L'_R = \frac{k \cdot (\Phi_{\text{rotor}} - \Phi_{\text{entrefer}})}{I_{\text{barre}}}$$

| Résultats | L_m en mH | L_{fs} en μH | L'_R en μH | L_{tb} en μH (fixe) | R_S en $\text{m}\Omega$ | R'_R/g $\text{m}\Omega$ |
|--|-------------|---------------------------|-------------------------|-------------------------------------|---------------------------|---------------------------|
| Potentiel vecteur | 1.269 | 40.7 | 41.5 | — | — | — |
| Diagramme vectoriel $g=1, f=10 \text{ Hz}, V=0.848 \text{ V}$ | 1.232 | 41.15 | 44.8 | 31 | 24.296 | 21.759 |
| Modèle analytique $g=1, f=10 \text{ Hz}, V=0.848 \text{ V}$ | 1.255 | 43.6 | 44.1 | 31 | 24.296 | 21.335 |

Tableau 5.1 : Valeurs des paramètres du schéma équivalent par différentes méthodes

Les résultats obtenus à l'aide du diagramme vectoriel donnent des valeurs satisfaisantes puisqu'elles sont proches des valeurs calculées par le modèle analytique, de plus en vérifiant ces mêmes paramètres à l'aide du premier harmonique du module du potentiel vecteur, on obtient des résultats semblables à ceux du diagramme vectoriel.

4.3. Elaboration du modèle

Lors d'une simulation effectuée avec le logiciel FLUX2D, nous sommes capables de déterminer la valeur des paramètres du schéma équivalent pour un essai à fréquence f_s , glissement g et tension d'alimentation V_s .

Etablir le modèle de la machine nécessite la mise en équation du schéma équivalent afin d'exploiter les performances de la machine.

A fréquence élevée et pour les parties massives (barres rotoriques), un « refoulement » de courant se produit (effet de peau). Ce phénomène a pour effet d'augmenter la résistance et de diminuer l'inductance au rotor. Pour l'enroulement statorique réalisé à partir de fils fins, ce phénomène est négligeable.

ζ l'épaisseur de peau :

$$\Rightarrow \zeta = h \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot \mu_0 \cdot g \cdot f_s}{\rho}}$$

h : hauteur du conducteur (m)

ρ : résistivité de la cage rotorique (Ωm)

K_{rr} facteur correctif de la résistance de la barre rotor :

$$\Rightarrow K_{rr} = \zeta \cdot \frac{sh(2\zeta) + \sin(2\zeta)}{ch(2\zeta) - \cos(2\zeta)}$$

K_x facteur correctif de l'inductance rotor :

$$\Rightarrow K_x = \frac{3}{2 \cdot \zeta} \cdot \frac{sh(2\zeta) - \sin(2\zeta)}{ch(2\zeta) - \cos(2\zeta)}$$

Au niveau des barres rotoriques, le phénomène est important à haute fréquence et aux forts glissements. Les éléments relatifs aux anneaux de court circuit ne sont pas concernés par l'effet de peau. Afin de tenir compte de ce phénomène seulement pour les barres rotoriques, on définit la valeur de R'_{Rancc} la résistance d'anneau de court-circuit rotor ramenée au stator et L'_{Rancc} l'inductance d'anneau de court circuit rotor ramenée au stator.

Les valeurs de la résistance R_{ancc} et de l'inductance L_{ancc} d'un anneau de court circuit sont fournies au logiciel, ce sont donc des données fixes. Ces impédances sont ramenées à une impédance en série avec la barre.

$R_{ancc\ série}$ résistance d'un anneau de court-circuit ramené en série avec la barre :

$$\Rightarrow R_{ancc\ série} = R_{ancc} \cdot \frac{1}{\left(2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{nr}\right)\right)^2}$$

$L_{ancc\ série}$ inductance d'un anneau de court-circuit ramené en série avec la barre :

$$\Rightarrow L_{ancc\ série} = L_{ancc} \cdot \frac{1}{\left(2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{nr}\right)\right)^2}$$

On ramène ces impédances rotor au stator avec le coefficient de transformation des impédances k .

la résistance de court circuit rotor ramenée au stator : R'_{Rancc}

$$\Rightarrow R'_{Rancc} = k \cdot 2 \cdot R_{ancc\ série}$$

l'inductance de court circuit rotor ramenée au stator : L'_{Rancc}

$$\Rightarrow L'_{Rancc} = k \cdot 2 \cdot L_{ancc\ série}$$

la résistance de la barre rotor ramenée au stator : R'_{Rbarre}

$$\Rightarrow R'_{Rbarre} = R'_R - R'_{Rancc}$$

l'inductance de la barre rotor ramenée au stator : L'_{Rbarre}

$$\Rightarrow L'_{Rbarre} = L'_R - L'_{Rancc}$$

la résistance rotor ramenée au stator tenant compte de l'effet de peau : R'_R

$$\Rightarrow R'_R(\zeta) = \frac{K_{rr}}{K_{rr}(g,fs)} \cdot R'_{Rbarre} + R'_{Rancc}$$

l'inductance rotor ramenée au stator tenant compte de l'effet de peau : L'_R

$$\Rightarrow L'_R(\zeta) = \frac{K_x}{K_x(g,fs)} \cdot L'_{Rbarre} + L'_{Rancc}$$

l'impédance rotor ramenée au stator : Z'_R

$$\Rightarrow Z'_R = \frac{R'_R(\zeta)}{g} + i \cdot L'_R(\zeta) \cdot \omega s$$

l'impédance stator : Z_S

$$\Rightarrow Z_S = R_S + i \cdot L_S \cdot \omega s$$

l'impédance magnétisante : Z_m

$$\Rightarrow Z_m = i \cdot L_m \cdot \omega s$$

l'impédance totale du schéma équivalent : Z

$$\Rightarrow Z = Z_S + \frac{Z'_R \cdot Z_m}{Z'_R + Z_m}$$

le courant stator : I_S

$$\Rightarrow I_S = \frac{V_S}{|Z|}$$

le courant rotor ramené au stator : I'_R

$$\Rightarrow I'_R = \left| \frac{Z_m}{Z_m + Z'_R} \right| \cdot I_S$$

le couple électromagnétique : Γ

$$\Rightarrow \Gamma = 3 \cdot \frac{R'_R(\zeta)}{g} \cdot I'^2_R \cdot \frac{p}{\omega s}$$

le facteur de puissance : $\cos \varphi$

$$\Rightarrow \cos \varphi = \frac{\operatorname{Re}(Z)}{|Z|}$$

la f.e.m induite aux bornes d'un enroulement rotor : E_R

$$\Rightarrow E_R = |Z'_R \cdot I'_R|$$

l'image du flux total embrassé par une phase : ϕ

$$\Rightarrow \phi = \frac{E_R}{\omega s}$$

A partir de l'exploitation des résultats d'une simulation, on détermine les paramètres du schéma équivalent pour une fréquence, un glissement et une tension d'alimentation. La mise en équation du schéma équivalent permet ensuite d'exploiter les performances de la machine pour cet essai. Afin de démontrer qu'il est nécessaire de développer un modèle tenant compte de la saturation, donc de la variation des paramètres en fonction de celle-ci, nous allons exposer les résultats obtenus lors de deux essais à différents niveaux de saturation.

4.3.1. Circuit magnétique non saturé

Pour le premier essai, on choisit une fréquence et une tension d'alimentation, de sorte que sur la plage de glissement le circuit ne soit pas saturé. On peut à partir d'un essai, déterminer les paramètres du schéma équivalent et les appliquer au modèle en les considérant constant et en tenant compte de l'effet de peau. Cet essai est effectué à un glissement $g = 1$.

| Résultats | L_m en mH | L_{fs} en μH | L'_R en μH | L_{tb} en μH (fixe) | R_s en $\text{m}\Omega$ | R'_R/g $\text{m}\Omega$ |
|---|-------------|---------------------------|-------------------------|---------------------------------------|---------------------------|---------------------------|
| Diagramme vectoriel $g=1, f=300 \text{ Hz}, V=25.44 \text{ V}$ | 1.238 | 42.5 | 30.9 | 31 | 24.296 | 34.08 |
| Diagramme vectoriel $g=1, f=10 \text{ Hz}, V=0.848 \text{ V}$ | 1.232 | 41.15 | 44.8 | 31 | 24.296 | 21.76 |

Tableau 5.2 : Valeurs des paramètres du schéma équivalent (circuit non saturé)

Les valeurs de R'_R/g et L'_R diffèrent de celles du précédent essai non saturé (en grisé), c'est dû à l'influence de l'effet de peau à haute fréquence qui fait chuter L'_R et augmenter R'_R/g .

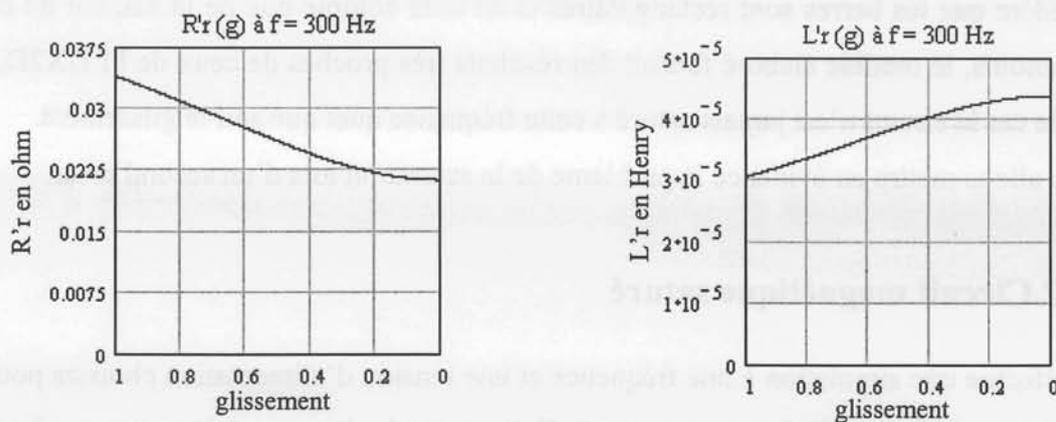


Figure 5.22 : Variation de L'_R et R'_R en fonction du glissement à $f = 300 \text{ Hz}$, $V_s = \text{Cte}$ (Modèle déterminé à $g = 1$ à partir des résultats FLUX2D)

L'application du modèle dans le cas où la machine n'est jamais saturée permet de considérer constants les paramètres du schéma équivalent quel que soit le glissement. Cependant, il est nécessaire de prendre en compte l'effet de peau pour les paramètres du rotor.

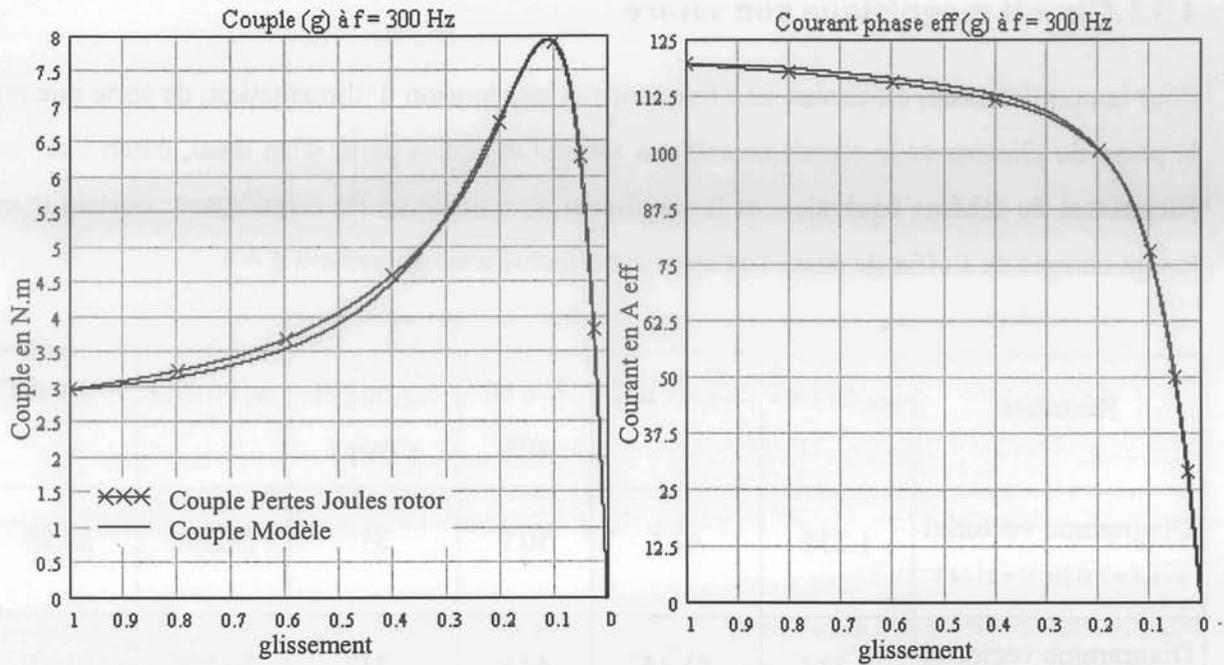


Figure 5.23 : Couple et Courant en fonction du glissement à $f = 300$ Hz, $V_s = Cte$ (Modèle déterminé à $g = 1$ et résultats FLUX2D)

Il semble que la formulation analytique de l'effet de peau, ne soit pas identique à celle des calculs du logiciel. Ceci se vérifie en comparant les courbes du couple : à partir du point de calcul ($f_s = 300$ Hz, $g=1$) les courbes se dédoublent tant que $f_r = g \cdot f_s$ est supérieur à 30 Hz. Le calcul analytique de ce phénomène (Cf: **Annexe A**) n'est pas assez rigoureux puisqu'il considère que les barres sont rectangulaires et ne tient compte que de la hauteur de celles-ci. Néanmoins, le modèle élaboré fournit des résultats très proches de ceux de FLUX2D, ceci se vérifie car le circuit n'est jamais saturé à cette fréquence quel que soit le glissement.

Nous allons mettre en évidence le problème de la saturation lors d'un second essai.

4.3.2. Circuit magnétique saturé

On effectue une simulation à une fréquence et une tension d'alimentation choisies pour que le circuit magnétique soit fortement saturé. Cette seconde étape sert à mettre en évidence la modification des paramètres en fonction de l'état de saturation. Ainsi, à partir des paramètres évalués pour cet essai, nous observerons les résultats de l'application du modèle pour différentes tensions d'alimentation. Cet essai est effectué à un glissement $g = 1$.

| Résultats | L_m en mH | L_{fs} en μ H | L'_R en μ H | L_{tb} en μ H (fixe) | R_S en $m\Omega$ | R'_R/g $m\Omega$ |
|--|-------------|---------------------|-------------------|---------------------------------|--------------------|--------------------|
| Diagramme vectoriel $g=1, f=10$ Hz, $V=12.72$ V | 0.271 | 20.8 | 34.1 | 31 | 24.296 | 21.55 |
| Diagramme vectoriel $g=1, f=10$ Hz, $V=0.848$ V | 1.232 | 41.15 | 44.8 | 31 | 24.296 | 21.76 |

Tableau 5.3 : Valeurs des paramètres du schéma équivalent (circuit saturé)

Les valeurs de L_m , L_{fs} et L'_R diffèrent de celles de l'essai non saturé (en grisé), c'est l'influence de la saturation qui fait chuter les valeurs des inductances.

On applique le modèle à partir des paramètres évalués, en gardant un glissement $g = 1$ et en faisant varier la tension d'alimentation de 0.848 à 25.44 V ; sur cette plage de tension la machine passe par tous les niveaux de saturation.

On observe les résultats lorsque la saturation varie fortement et que l'on considère les paramètres constants (déterminés à $f = 10$ Hz).

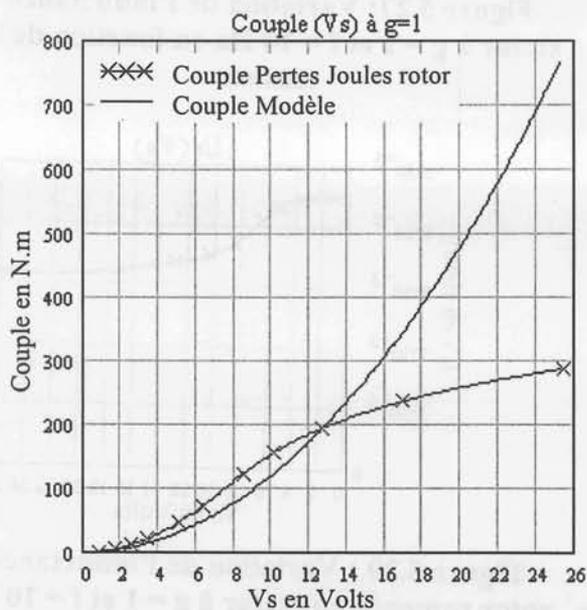


Figure 5.24 : Couple en fonction de la tension d'alimentation à $g = 1, f = Cte$ (Modèle (déterminé pour $f = 10$ Hz et $V_s=12.72$ V) et Simulations)

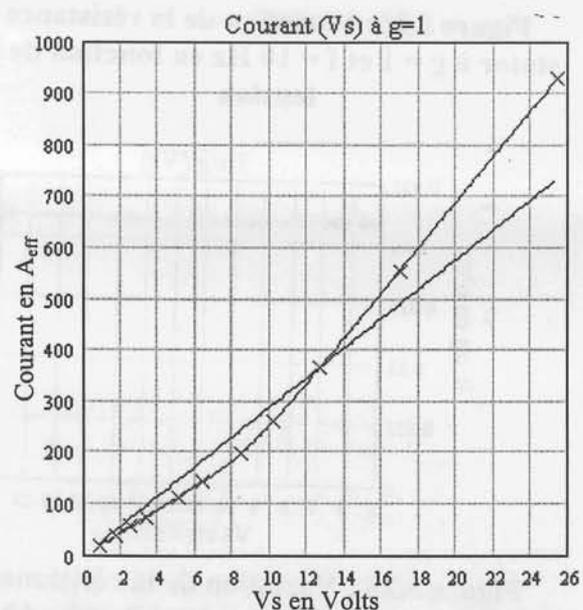


Figure 5.25 : Courant phase efficace en fonction de la tension d'alimentation à $g = 1, f = Cte$ (Modèle (déterminé pour $f = 10$ Hz et $V_s=12.72$ V) et Simulations)

Le modèle ne peut être appliqué lorsque le niveau de saturation varie, la machine caractérisée pour $g = 1$, $f_s = 10$ Hz et $V_s = 12.72$ V ne fournit des performances identiques entre le modèle et les essais seulement pour ce point, lors de la variation de tension, les résultats ne concordent plus étant donné la variation de saturation du circuit magnétique.

Pour ce mode de fonctionnement, on ne peut pas considérer que les paramètres restent constants.

4.3.3. Variation des paramètres en fonction de la tension d'alimentation

La valeur des paramètres pour chaque essai est obtenue à partir de l'exploitation des résultats FLUX2D et du diagramme vectoriel.

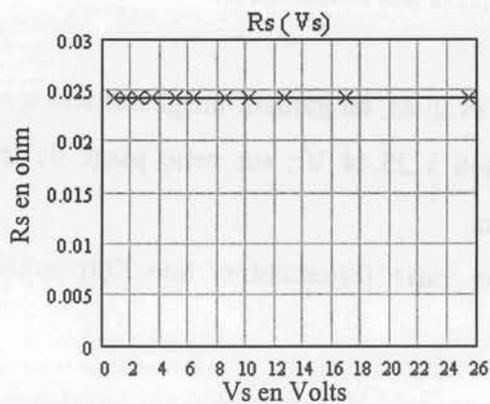


Figure 5.26: Variation de la résistance stator à $g = 1$ et $f = 10$ Hz en fonction de la tension

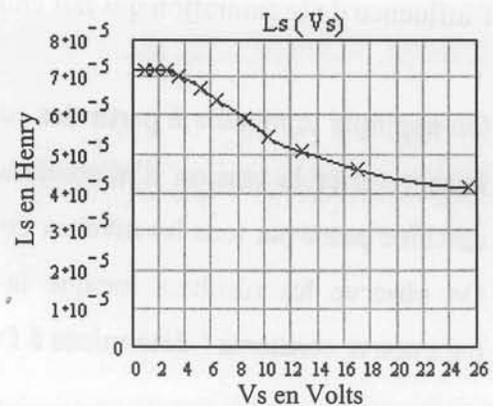


Figure 5.27: Variation de l'inductance stator à $g = 1$ et $f = 10$ Hz en fonction de la tension

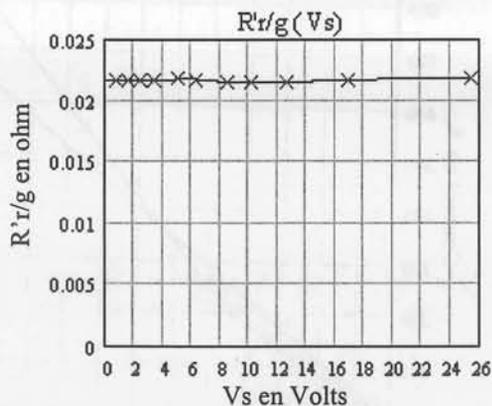


Figure 5.28 : Variation de la résistance rotor ramenée au stator à $g = 1$ et $f = 10$ Hz en fonction de la tension

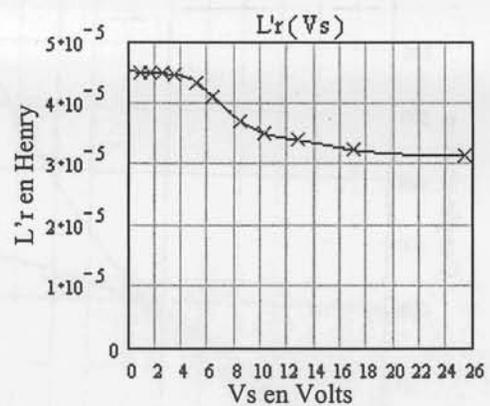


Figure 5.29 : Variation de l'inductance rotor ramenée au stator à $g = 1$ et $f = 10$ Hz en fonction de la tension

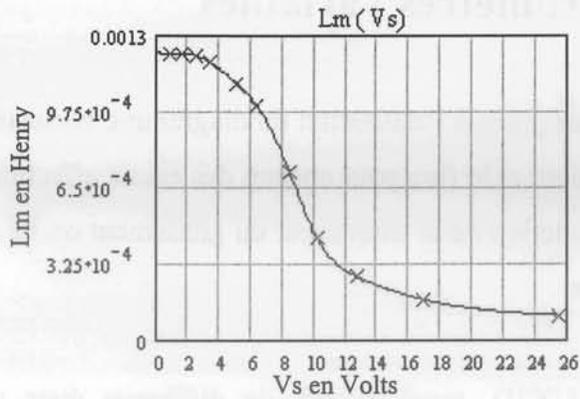


Figure 5.30 : Variation de l'inductance magnétisante $g = 1$ et $f = 10$ Hz en fonction de la tension

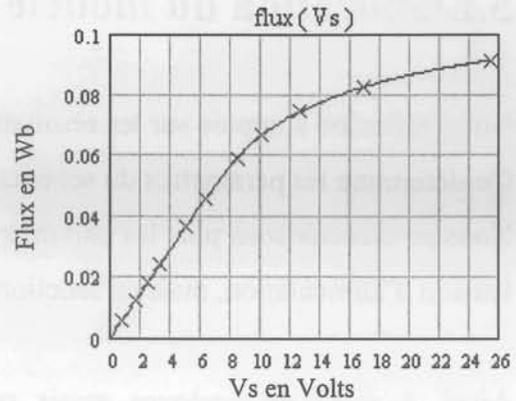


Figure 5.31 : Variation du flux à $g = 1$ et $f = 10$ Hz en fonction de la tension

Lorsque la tension d'alimentation est faible, la valeur des inductances L_m , L_S et L'_R est constante. Par contre lorsque la tension augmente, la valeur des inductances chute jusqu'à une valeur limite. Ces simulations sont effectuées pour une fréquence fixe ($f_s = 10$ Hz) et une tension croissante, le flux $\phi = K \cdot \frac{V}{f}$ augmente et c'est l'effet de la saturation qui agit sur les inductances.

L'exploitation des résultats de FLUX2D, met en évidence l'effet de la saturation sur les paramètres du schéma équivalent. Cependant, afin d'établir un modèle sensible à la saturation, nous caractérisons les paramètres en fonction du flux

5.Elaboration du modèle à paramètres variables

Notre réflexion s'appuie sur les résultats obtenus grâce à l'utilisation du diagramme vectoriel. On détermine les paramètres du schéma équivalent et le flux pour chacun des essais effectués. Nous ne caractérisons plus les paramètres en fonction de la fréquence, du glissement ou de la tension d'alimentation, mais en fonction du flux.

Ainsi, à partir de quelques essais sous FLUX2D, représentatifs de différents états de saturation, on peut aisément déterminer les performances de notre machine, en faisant varier le glissement, la fréquence ou la tension d'alimentation sans avoir besoin d'effectuer de nouveaux essais logiciel, mais simplement en utilisant un modèle qui évalue les paramètres en fonction du flux et fournit les performances pour chaque essai désiré.

On effectue des essais sous FLUX2D à différentes tensions d'alimentation pour $g = 1$ et $f = 10$ Hz (ainsi on obtient le comportement de la machine à différents degrés de saturation sans que l'effet de peau agisse sur la valeur des paramètres). Nous choisissons une plage de tension assez large pour avoir un large choix de caractérisation de la machine.

Connaissant le flux correspondant à chacun de ces essais, on effectue une interpolation de chaque paramètre en fonction de celui ci.

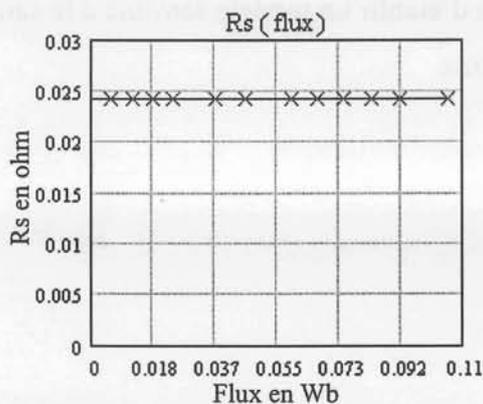


Figure 5.32 : Variation de la résistance stator en fonction du flux

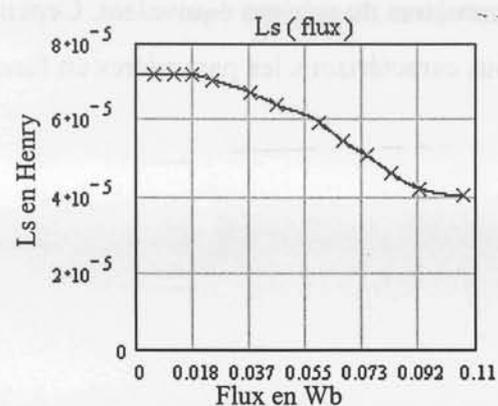


Figure 5.33 : Variation de l'inductance stator en fonction du flux

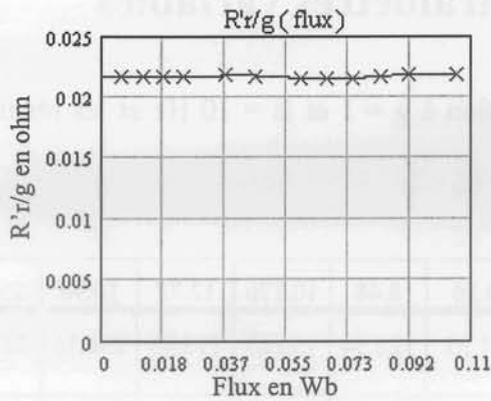


Figure 5.34 : Variation de la résistance rotor ramenée au stator en fonction du flux

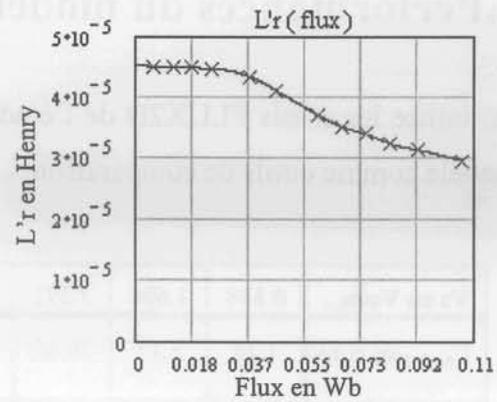


Figure 5.35 : Variation de l'inductance rotor ramenée au stator en fonction du flux

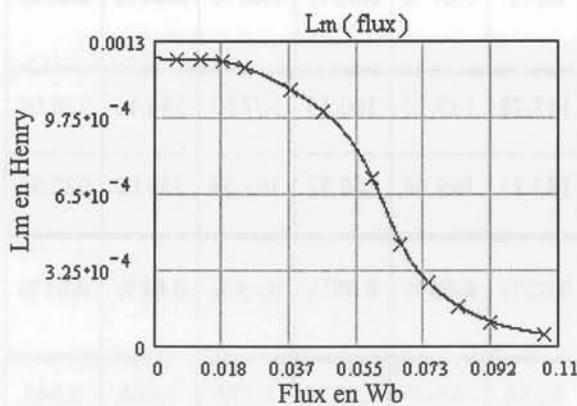


Figure 5.36 : Variation de l'inductance magnétisante en fonction du flux

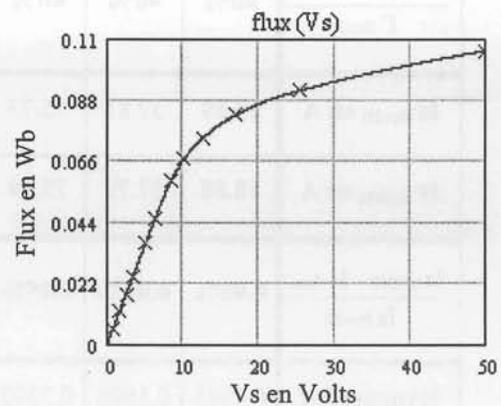


Figure 5.37 : Variation du flux en fonction de la tension d'alimentation

Etablir un modèle tenant compte de la saturation, donc du flux circulant dans la machine, consiste à établir un modèle itératif qui, à partir de l'interpolation des paramètres, calcule les performances de la machine.

On établit une loi d'évolution des paramètres de la machine qui sera utilisée pour nos futures simulations, il est important de tenir compte de l'effet de peau qui agit sur R'_R et L'_R lorsque le glissement et la fréquence varient, ainsi pour une valeur de flux identique, en fonction du glissement, de la fréquence et de la tension d'alimentation, les valeurs des paramètres peuvent être différents.

La formulation du modèle est en annexe (Cf :Annexe B)

6. Performances du modèle à paramètres variables

On utilise les essais FLUX2D de l'étude en tension à $g = 1$ et $f_s = 10$ Hz et les résultats du modèle comme outils de comparaison.

| | | | | | | | | | | |
|--|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| V_s en Volts_{eff} | 0.848 | 1.696 | 3.392 | 5.088 | 6.36 | 8.48 | 10.176 | 12.72 | 16.96 | 25.44 |
| Γ_{flux2D} en N.m | 1.28 | 5.13 | 20.52 | 46.04 | 71.53 | 122.34 | 156.63 | 193.93 | 236.16 | 287.30 |
| Γ_{modèle} en N.m | 1.28 | 5.13 | 20.52 | 46.04 | 71.53 | 122.36 | 156.68 | 194 | 236.27 | 287.39 |
| $\frac{\Gamma_{\text{modèle}} - \Gamma_{\text{flux2d}}}{\Gamma_{\text{flux2d}}}$ | ≈0% | ≈0% | ≈0% | ≈0% | ≈0% | 0.01% | 0.03% | 0.03% | 0.04% | 0.03% |
| I_{s flux2D} en A | 18.89 | 37.81 | 75.73 | 114.23 | 143.78 | 199.15 | 260.45 | 367.67 | 556.16 | 928.06 |
| I_{s modèle} en A | 18.88 | 37.79 | 75.69 | 114.18 | 143.73 | 199.04 | 260.32 | 367.54 | 556.02 | 927.95 |
| $\frac{I_{s \text{ modèle}} - I_{s \text{ flux2d}}}{I_{s \text{ flux2d}}}$ | 0.05% | 0.05% | 0.05% | 0.04% | 0.03% | 0.05% | 0.05% | 0.03% | 0.02% | 0.01% |
| Rapport V/f | 0.0848 | 0.1696 | 0.3392 | 0.5088 | 0.636 | 0.848 | 1.0176 | 1.272 | 1.696 | 2.544 |

Tableau 5.4 : Résultats du modèle et FLUX2D à $g = 1$, $f_s = 10$ Hz et V_s variable

On constate que dans une marge d'erreur de 0.05% maximum, on obtient des résultats similaires entre le modèle et FLUX2D. Puisque ce sont ces tensions qui servent de support à l'interpolation, il est logique de retrouver des résultats semblables.

Afin de valider notre modèle, nous effectuons des simulations à des fréquences n'ayant pas servis de base à l'interpolation :

On effectue une étude fréquentielle à $g = 1$ ($f_r = f_s$) et $V_{s\text{eff}} = 25.44$ V.

| fs en Hz | 10 | 15 | 20 | 45 | 75 | 300 |
|---|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Γ_{flux2D} en N.m | 287.3 | 380.48 | 418.36 | 193.71 | 78.81 | 2.97 |
| $\Gamma_{modèle}$ en N.m | 287.39 | 386.5 | 426.87 | 187.75 | 70.57 | 3.35 |
| $\frac{\Gamma_{modèle} - \Gamma_{flux2d}}{\Gamma_{flux2d}}$ | 0.03% | 1.5% | 1.9% | 3.1% | 10% | 12.7% |
| $I_{s_{flux2D}}$ en A | 928.06 | 799.49 | 665.96 | 483.61 | 377.12 | 119.51 |
| $I_{s_{modèle}}$ en A | 927.95 | 795.67 | 655.67 | 463.61 | 358.44 | 125.71 |
| $\frac{I_{s_{modèle}} - I_{s_{flux2d}}}{I_{s_{flux2d}}}$ | 0.01% | 0.4% | 1.5% | 4.1% | 5% | 5.2% |
| Rapport V/f | 2.544 | 1.696 | 1.272 | 0.565 | 0.339 | 0.0848 |

Tableau 5.5 : Résultats du modèle et FLUX2D à $g = 1$, $V_s = 25,44$ V et fs variable

Puis une étude à tension variable à $g = 1$ ($f_r = f_s$) et $f_s = 25$ Hz.

| Vs en Volts | 2.12 | 4.24 | 15.9 | 25.44 | 31.8 | 63.6 |
|---|--------|--------|-------|--------|-------|--------|
| Γ_{flux2D} en N.m | 2.9 | 11.63 | 164.9 | 391.3 | 523 | 894.4 |
| $\Gamma_{modèle}$ en N.m | 2.89 | 11.58 | 166 | 399.49 | 535 | 895.6 |
| $\frac{\Gamma_{modèle} - \Gamma_{flux2d}}{\Gamma_{flux2d}}$ | 0.4% | 0.4% | 0.7% | 2% | 2.2% | 0.14% |
| $I_{s_{flux2D}}$ en A | 43.28 | 86.6 | 335 | 583.71 | 806 | 2108.8 |
| $I_{s_{modèle}}$ en A | 43.3 | 86.7 | 330.4 | 569.59 | 787 | 2104 |
| $\frac{I_{s_{modèle}} - I_{s_{flux2d}}}{I_{s_{flux2d}}}$ | 0.1% | 0.1% | 1.4% | 2.4% | 2.3% | 0.2% |
| Rapport V/f | 0.0848 | 0.1696 | 0.636 | 1.0176 | 1.272 | 2.544 |

Tableau 5.6 : Résultats du modèle et FLUX2D à $g = 1$, $f_s = 25$ Hz et Vs variable

L'application du modèle pour un glissement unitaire ($f_r = f_s$), met en évidence un problème de prise en compte de l'effet de peau. En effet, l'écart des valeurs du couple (Figure 5.38) entre les simulations et le modèle augmente avec la fréquence. Ce n'est pas un problème lié à l'état magnétique du circuit puisqu'à rapport V/fs identique, si la tension varie, l'écart ne dépasse pas une marge de 2%.

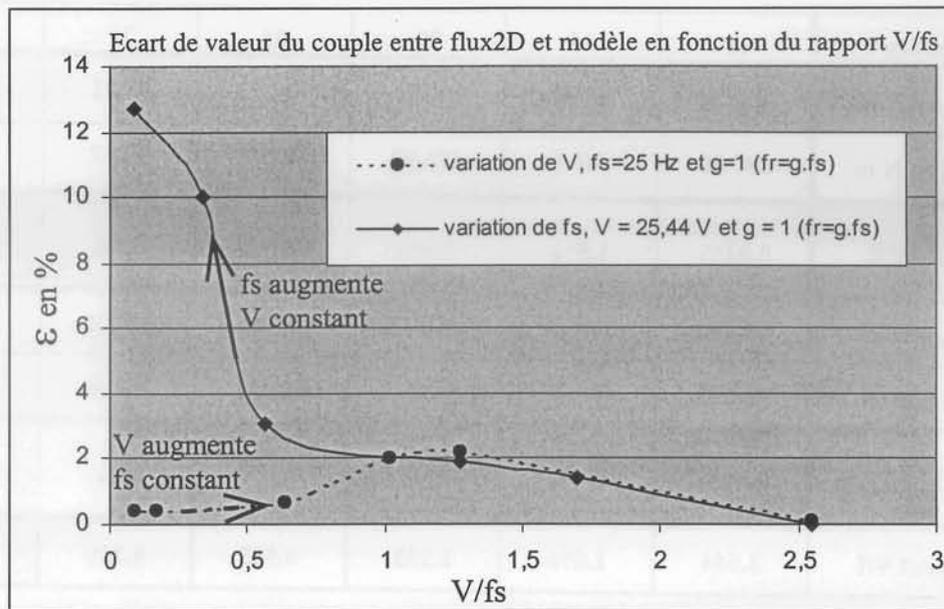


Figure 5.38 : Ecart de valeur du couple entre flux2D et modèle en fonction du rapport V/fs

Afin de vérifier cette hypothèse, nous effectuons des simulations à une fréquence fixe ($f_s = 300$ Hz) et à glissement variable. La fréquence rotorique varie alors que le rapport V/fs reste constant.

Etude avec variation du glissement à $f = 300$ Hz et $V_s = 25.44$ V.

| glissement | 1 | 0.8 | 0.6 | 0.4 | 0.2 | 0.1 | 0.05 | 0.025 |
|--|--------|--------|--------|--------|-------|-------|-------|-------|
| Γ_{flux2D} en N.m | 2.97 | 3.23 | 3.68 | 4.60 | 6.77 | 7.91 | 6.29 | 3.82 |
| $\Gamma_{\text{modèle}}$ en N.m | 3.35 | 3.55 | 3.89 | 4.64 | 6.61 | 7.78 | 6.28 | 3.8 |
| $\frac{\Gamma_{\text{modèle}} - \Gamma_{\text{flux2d}}}{\Gamma_{\text{flux2d}}}$ | 12.7% | 10% | 5.7% | 0.8% | 2.3% | 1.6% | 0.1% | 0.5% |
| I_s flux2D en A | 119.51 | 117.72 | 115.43 | 111.67 | 100.3 | 78.17 | 50.22 | 29.08 |
| I_s modèle en A | 125.71 | 121.70 | 117.1 | 111.37 | 99.26 | 77.64 | 50.15 | 28.91 |
| $\frac{I_s \text{ modèle} - I_s \text{ flux2d}}{I_s \text{ flux2d}}$ | 5.2% | 3.4% | 1.4% | 0.2% | 1% | 0.6% | 0.1% | 0.5% |

Tableau 5.7 : Résultats du modèle et FLUX2D à $f_s = 300$ Hz, $V_s = 25,44$ V et g variable

Ce dernier essai confirme notre hypothèse :

- L'état magnétique du circuit n'a aucune influence sur la précision du modèle. Cet essai est effectué à V/fs constant et l'écart augmente tout de même.
- La prise en compte de l'effet de peau crée des écarts entre le calcul du couple par le modèle et FLUX2D. Lorsque la fréquence rotorique augmente (cause de l'effet de peau dans les barres du rotor), on observe une augmentation de cet écart.

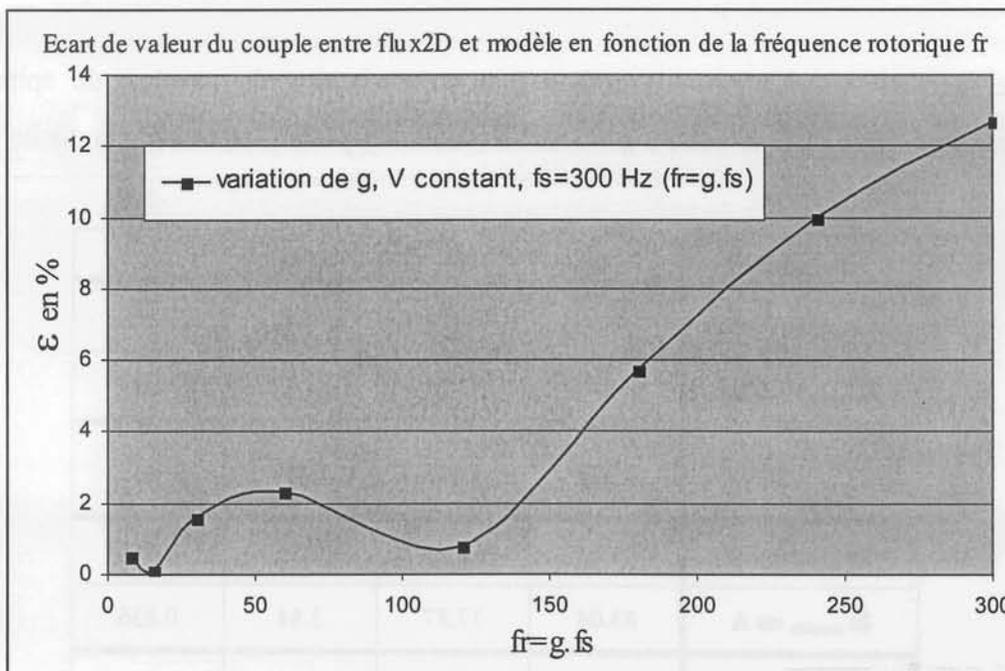


Figure 5.39 : Ecart de valeur du couple entre flux2D et modèle en fonction de la fréquence rotorique fr .

L'analyse des résultats nous permet de constater que dans l'ensemble, notre modèle fournit des valeurs proches de celles obtenues en simulation. Cependant, pour les fréquences rotoriques élevées ($fr = g.fs$). La formulation théorique utilisée pour calculer l'effet de peau n'est probablement pas assez rigoureuse puisqu'elle s'applique à des encoches rectangulaires et compte tenu de la forme des encoches rotoriques (sans becs d'encoches) de notre structure, il y a certainement une différence de prise en compte de l'effet de peau entre le logiciel et le modèle.

Les vérifications effectuées précédemment, concernent la précision du modèle par rapport aux résultats de résolutions numériques lorsqu'on modifie les conditions d'alimentation (tension, fréquence, glissement). Ces paramètres agissent directement sur la valeur du flux, ce que notre modèle reproduit fidèlement.

Cependant, il existe un paramètre propre à la structure de la machine qui agit sur le flux mais aussi sur la valeur des paramètres du schéma équivalent : il s'agit du nombre de spires. Nous allons donc intégrer ce paramètre, au niveau du calcul du flux et des éléments du schéma équivalent (Cf : **Annexe B**). Ainsi, même lorsqu'une étude concerne une géométrie figée, nous pouvons toujours analyser l'influence du type de bobinage.

Afin de vérifier la précision du modèle lors de variations du nombre de spires, nous effectuons une étude fréquentielle à $g = 1$ et $V_s = 25.44$ V pour 12 spires par encoche

| fs en Hz | 30 | 75 | 150 | 300 |
|---|--------|--------|--------|--------|
| Γ_{flux2D} en N.m | 127.77 | 90.79 | 54.6 | 29.8 |
| $\Gamma_{modèle}$ en N.m | 126.94 | 89.14 | 55.87 | 31.39 |
| $\frac{\Gamma_{modèle} - \Gamma_{flux2d}}{\Gamma_{flux2d}}$ | 0.6% | 1.8% | 2.3% | 5% |
| I_s_{flux2D} en A | 83.85 | 18.26 | 3.75 | 0.778 |
| $I_s_{modèle}$ en A | 83.04 | 17.87 | 3.84 | 0.836 |
| $\frac{I_s_{modèle} - I_s_{flux2d}}{I_s_{flux2d}}$ | 1% | 2.1% | 2.4% | 7% |
| Rapport V/f | 0.848 | 0.3392 | 0.1696 | 0.0848 |

Tableau 5.7 : Comparaisons des résultats du modèle et FLUX2D

7. Conclusion

L'élaboration de notre modèle de machine asynchrone en tenant compte de la saturation ne peut être dissociée de l'utilisation d'un logiciel de calculs par éléments finis. Cependant, simplement avec quelques points de fonctionnements simulés on caractérise la machine en fonction de la fréquence, de la tension d'alimentation, du glissement et du nombre de spires.

Le problème de la prise en compte de l'effet de peau n'altère pas les performances du modèle pour le domaine d'application désiré. En effet, les deux fonctionnements de la machine correspondent à $fr = g.fs$ assez faible, la fréquence rotorique ne dépasse pas 40Hz. On considère que la précision du modèle est satisfaisante pour caractériser la structure et la commande de la machine asynchrone.

Chapitre 6

Utilisation du modèle appliqué au système A.D.V.I

Chapitre 6

Utilisation du modèle appliqué au système A.D.I.V.I.

1.Intoduction

Après avoir présenté dans le chapitre précédent les aspects relatifs à la mise en œuvre d'un modèle à paramètres variables et les fonctionnalités qu'il offre, nous allons, dans ce chapitre, caractériser une machine asynchrone et obtenir ses performances en fonction des conditions d'utilisation, quelles que soient les contraintes magnétiques (saturation forte...). Nous allons donc appliquer le modèle au concept de l'A.D.I.V.I. afin de répondre au cahier des charges, en établissant les lois de commandes pour chaque type de fonctionnement.

Dans ce but, le développement qui va suivre se compose d'une présentation des différents modes d'utilisation du modèle afin de répondre aux contraintes du cahier des charges pour chaque application, et se termine par un récapitulatif des résultats obtenus.

2.Application du modèle

Le modèle élaboré se décompose en deux sous modèles :

- Le premier, propre au fonctionnement en démarreur, à savoir fournir le couple requis sur une courte plage de vitesse pour un courant absorbé limite.
- Le second, propre au fonctionnement en alternateur, à savoir fournir le courant requis sur une large plage de vitesse pour un rendement maximum.

La première étape, consiste à utiliser les résultats des simulations FLUX2D afin d'établir les caractéristiques de variations des paramètres en fonction du flux (Cf: **Chapitre 5 §5 et Annexe B**). Ensuite, les différents fonctionnements ont leurs propres paramètres d'entrée (dépendant du cahier des charges), ce qui engendre différentes utilisations du modèle. C'est sur ce point que nous nous attarderons dans la suite du développement.

2.1. Fonctionnement démarreur

Rappel : Cahier des charges

| | |
|--|-----------|
| Couple de démarrage, rotor bloqué | 215 N.m |
| Régime moyen de démarrage du moteur thermique | 110 tr/mn |
| Courant maximal en pointe, lié à la source 36V | 500 A |

2.1.1. Mode d'utilisation du modèle

Nous décrivons les différentes étapes de résolution pour le calcul des performances.

Paramètres d'entrée :

Ce sont des paramètres totalement dépendant du cahier des charges :

- Glissement = 1
- Couple de démarrage = 215 N.m
- 5 Hz < Fréquence < 50 Hz

Le choix de la plage de la fréquence maximale est conditionné par la tension d'alimentation maximum disponible.

Paramètres de sortie :

En fonction des paramètres d'entrée le modèle calcule :

- Le courant batterie absorbé minimum pour fournir le couple requis
- La fréquence correspondant
- La tension d'alimentation correspondant

Ensuite pour établir la loi de commande permettant d'assurer les performances sur la plage de vitesse désirée, il suffit d'effectuer les mêmes opérations pour différentes valeurs de glissement, jusqu'au régime moyen de démarrage du moteur thermique.

2.1.2.Résultats

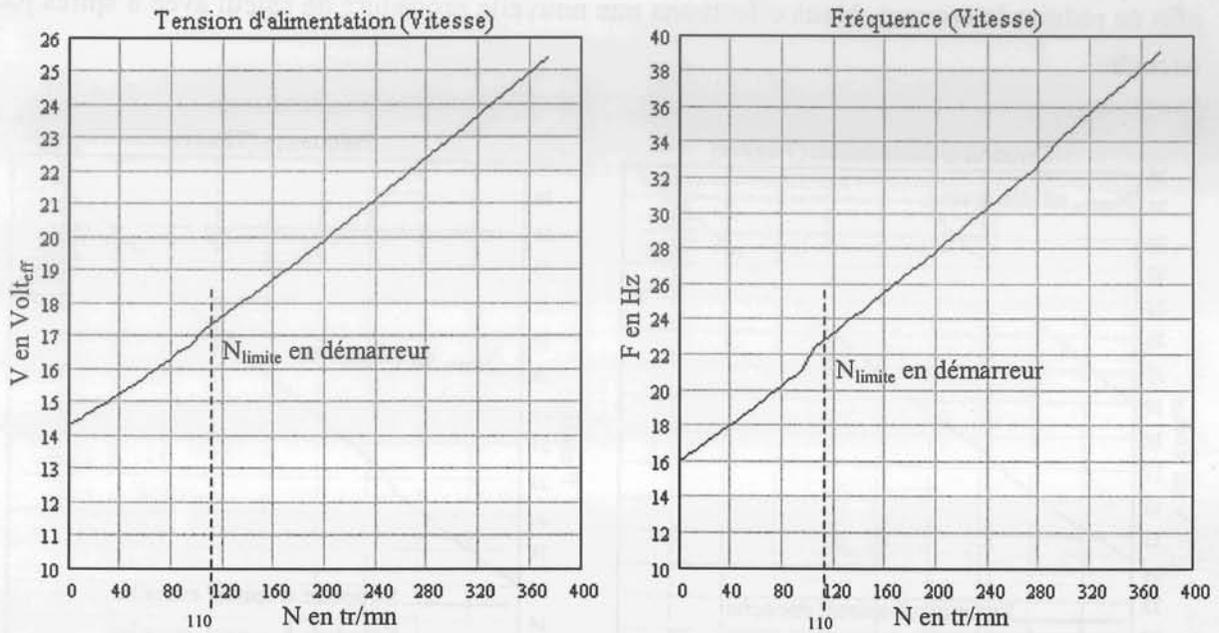


Figure 6.1 : Tension et fréquence en fonction de la vitesse pour fournir un couple de 215 N.m

L'utilisation d'une commande en fréquence et tension, telle qu'elle est représentée Figure 6.1 permet de fournir un couple de 215 N.m de 0 à 110 tr/mn pour un courant batterie absorbé minimum de 650 A.

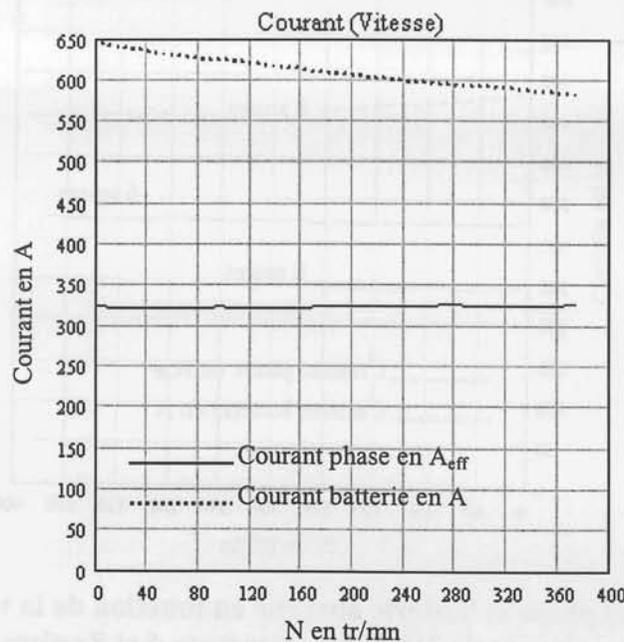


Figure 6.2 : Courant phase et batterie absorbé en fonction de la vitesse pour fournir un couple de 215 N.m

Cette structure ne répond pas au cahier des charges. Le courant absorbé est trop important puisqu'il dépasse 500 A. Il faudrait certainement augmenter le nombre de spires par encoche afin de réduire le courant. Nous effectuons une nouvelle procédure de calcul avec 8 spires par encoche.

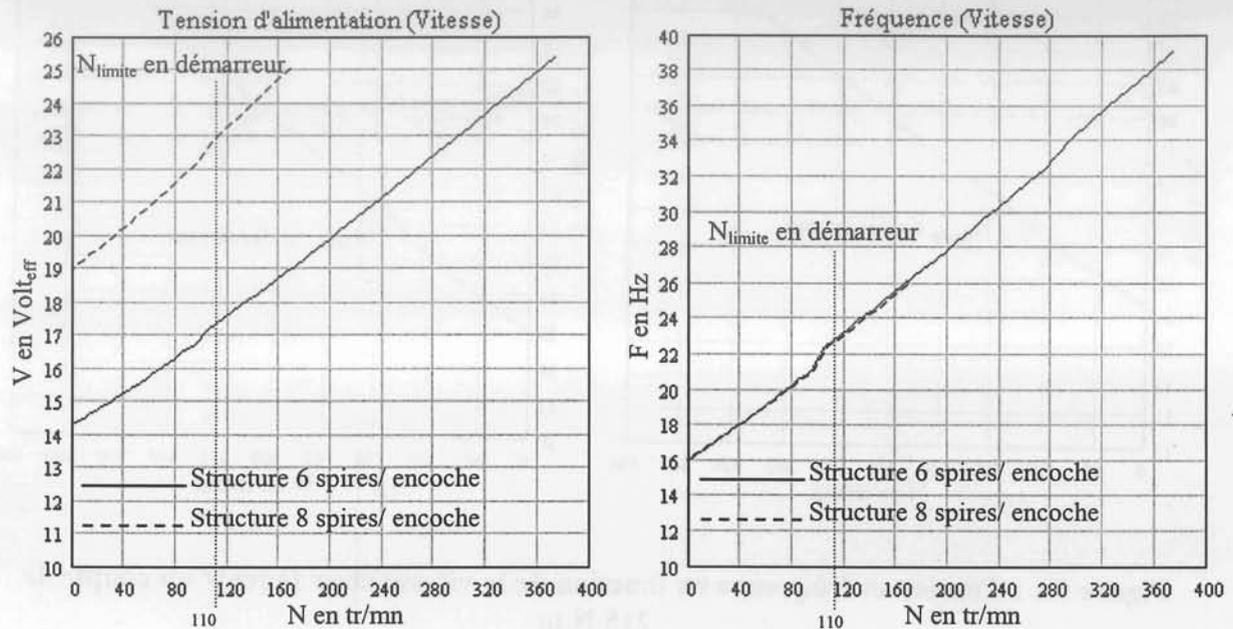


Figure 6.3 : Tension et fréquence en fonction de la vitesse pour fournir un couple de 215 N.m - structure 6 et 8 spires

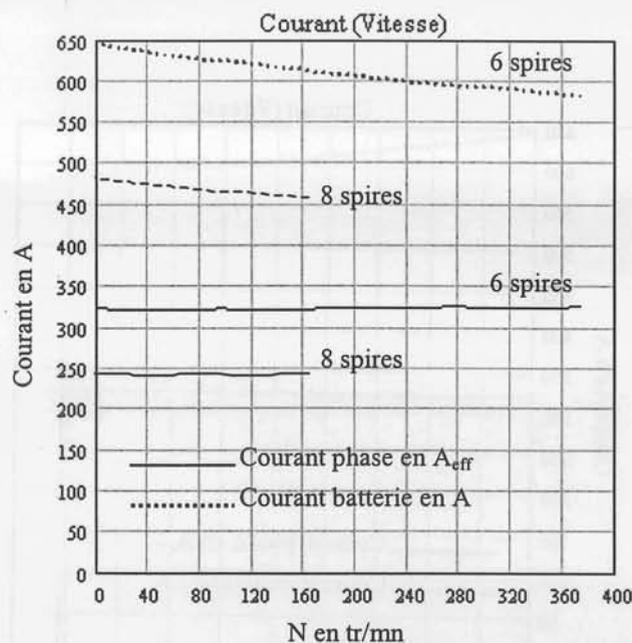


Figure 6.4 : Courant phase et batterie absorbé en fonction de la vitesse pour fournir un couple de 215 N.m - structure 6 et 8 spires

L'utilisation d'un bobinage 8 spires/encoche est favorable aux contraintes du cahier des charges, en ce qui concerne le fonctionnement démarreur :

- Le courant batterie absorbé est inférieur à 500 A.
- Le courant phase est inférieur à 250 A_{eff}
- La densité de courant stator est de 35 A_{eff}/mm² (égale à la structure 6 spires)

La suite de notre développement s'attardera sur les performances du fonctionnement en génératrice pour le bobinage 8 spires/encoche.

2.2. Fonctionnement alternateur

Rappel : Cahier des charges

| Régime moteur | Débit minimal | η |
|---------------------|---------------|--------|
| 2000 tr/mn | 42 A | 70 % |
| Jusqu' à 6000 tr/mn | 42 A | 70 % |

2.2.1. Mode d'utilisation du modèle

Nous décrivons les différentes étapes de résolution pour le calcul des performances.

Nous sommes confrontés à deux choix de commande :

- Soit on fonctionne à glissement constant, calculé pour la fréquence la plus élevée permettant de fournir le courant désiré ($V_S = 36 V_{\max}$, $f = 400$ Hz), et on abaisse la tension d'alimentation en fonction de la fréquence pour fournir un courant constant sur toute la plage de vitesse,
- Soit on fonctionne à tension d'alimentation fixe ($V_S = 36 V_{\max}$) et on fait varier le glissement en fonction de la fréquence.

Nous allons présenter les résultats des deux types de commande sachant que le choix sera régi par l'influence sur le rendement.

Paramètres d'entrée :

Commande à glissement constant :

- I batterie fournit = 42 A
- Glissement ($f = 400$ Hz et $V_S = 36 V_{\text{crête}}$)
- Fréquence = 400 Hz

Commande à tension constante :

- I batterie fournit = 42 A
- $V_S = 36 V_{\text{crête}}$
- Fréquence = 100 Hz

Paramètres de sortie :

En fonction des paramètres d'entrée le modèle calcul :

Commande à glissement constant :

- La tension V_s permettant de fournir le courant désiré

Commande à tension constante :

- Le glissement permettant de fournir le courant désiré

Ensuite pour établir la loi de commande permettant d'assurer les performances sur la plage de vitesse désirée, il suffit d'effectuer les mêmes opérations pour différentes valeurs de fréquence.

2.2.2. Résultats

Commande à tension constante ($V_s = 36 V_{\text{crête}}$):

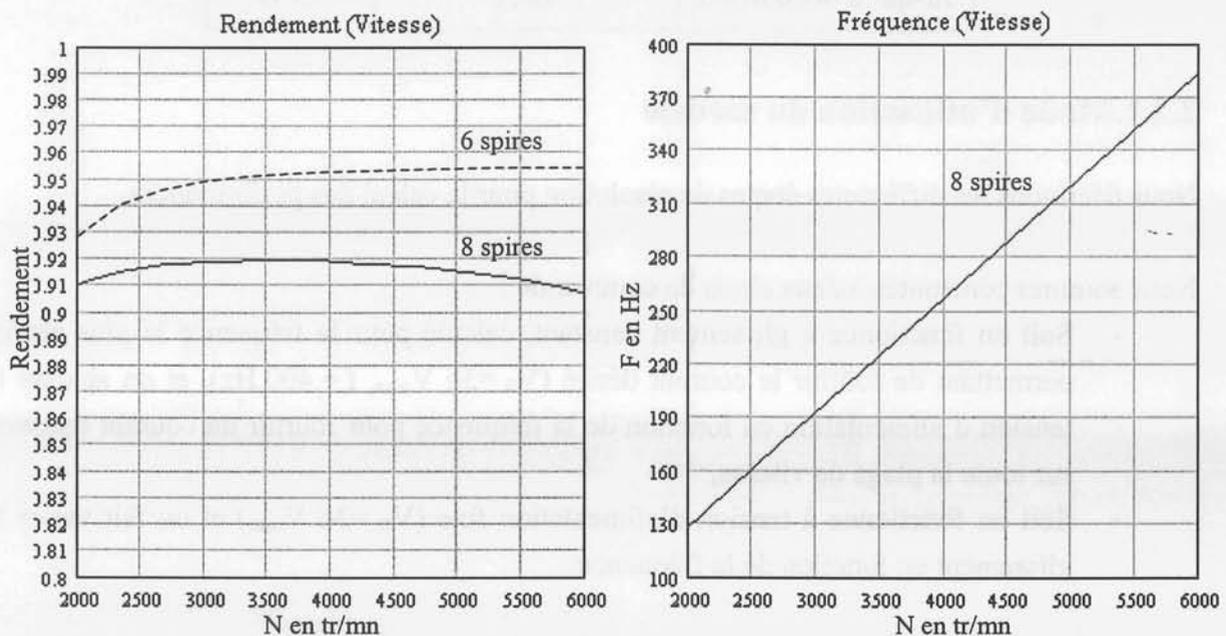


Figure 6.5 : rendement et fréquence en fonction de la vitesse pour fournir un courant de 42 A

Commande à glissement constant :

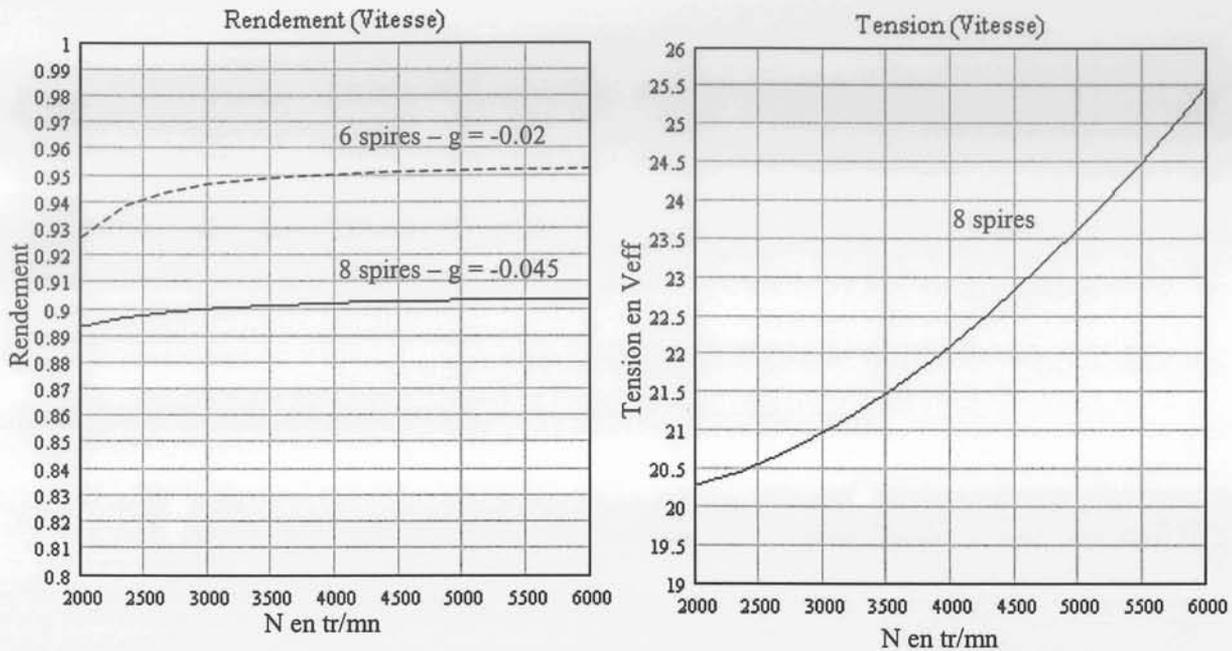


Figure 6.6 : rendement et tension en fonction de la vitesse pour fournir un courant de 42 A

On constate que la commande à tension constante permet d'obtenir un meilleur rendement que la commande à glissement constant. Cependant, cet écart étant faible et puisqu'on ne tient pas compte des pertes fer et mécaniques, le choix de la commande la plus adaptée ne peut s'effectuer que par l'élaboration d'un modèle tenant compte de ces pertes, ce qui est difficile de concilier avec l'exploitation du logiciel FLUX2D pour l'instant, puisque le module de calcul des pertes fer est en cours de réalisation. Il nécessite de caractériser la tôle utilisée à l'aide d'un banc EPSTEIN (Cf : [21] et [22])

3. Conclusion

L'utilisation du modèle à paramètres variables permet d'établir rapidement les caractéristiques de la machine lors d'un état saturé. Ceci s'avère primordial, car il n'est plus nécessaire d'effectuer de nombreuses résolutions par éléments finis, coûteuses en temps de calcul. Ainsi, il fut aisé de modifier le bobinage du stator afin de répondre au cahier des charges pour le fonctionnement démarreur. Cependant, cette modification altère les performances de l'alternateur puisque le rendement est moins important pour un nombre de spires par encoche plus élevé. Il faudrait donc établir un compromis en ce qui concerne les

contraintes du fonctionnement démarreur, par exemple exiger un couple de démarrage plus faible.



Figure 6.1 - Caractéristiques de fonctionnement d'un moteur à courant continu.

Le couple que le moteur à courant continu peut fournir à un régime de rotation donné est proportionnel à la force électromotrice (FEM) induite dans le rotor par le champ magnétique de l'inducteur. Cette FEM est elle-même proportionnelle à la vitesse de rotation. Par conséquent, le couple que le moteur peut fournir est proportionnel au carré de la vitesse de rotation. Cette relation est illustrée sur la figure 6.1.

Le courant que le moteur à courant continu absorbe est proportionnel à la force électromotrice induite dans le rotor. Par conséquent, le courant que le moteur absorbe est proportionnel à la vitesse de rotation. Cette relation est illustrée sur la figure 6.1.

3. Conclusion

L'analyse de la figure 6.1 permet de conclure que le couple que le moteur à courant continu peut fournir est proportionnel au carré de la vitesse de rotation et que le courant que le moteur absorbe est proportionnel à la vitesse de rotation. Ces relations sont importantes pour la conception des systèmes de commande des moteurs à courant continu.

Il est important de noter que ces relations sont valables pour un moteur à courant continu idéal. Dans un moteur réel, il y a des pertes dans le rotor et dans l'inducteur, ce qui modifie légèrement ces relations.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Cette étude est réalisée dans le cadre d'un vaste projet visant à réduire les émissions polluantes et à minimiser les consommations énergétiques. Cela nécessite l'amélioration du rendement et de la puissance des équipements électriques, la réduction des masses et l'intégration de plusieurs fonctions. Dans notre cas, il s'agit de concevoir une machine électrique devant remplacer l'alternateur et le démarreur classiques, qui sera placée dans le carter d'embrayage, entre le moteur thermique et la boîte de vitesses.

L'étude bibliographique a permis de dégager un type de machine susceptible de satisfaire au cahier des charges de l'alternateur-démarreur intégré au volant d'inertie : la machine asynchrone à cage. Les performances, le coût et la simplicité de construction de cette machine nous ont dirigé vers l'étude de cette structure.

Un modèle analytique de la machine asynchrone, reposant sur la détermination des paramètres du schéma équivalent, à partir de la géométrie de la structure est présenté au troisième chapitre. Ce modèle permet de caractériser la machine lorsque celle-ci n'est pas saturée. En effet, on considère les paramètres constants ce qui ne permet pas de rendre compte de l'influence de la saturation.

Par la suite, il a fallu dimensionner la machine asynchrone en fonction des contraintes du cahier des charges. Cette structure est présentée au quatrième chapitre et tient compte des conditions de fonctionnement particulières. L'utilisation du modèle analytique n'étant pas envisageable lors du fonctionnement démarreur, étant donné le fort niveau de saturation du circuit magnétique, on utilise un logiciel de résolution numérique. Ceci aboutit à de nombreuses simulations, pour chaque modification, avec des temps de calculs importants.

La détermination d'un modèle à partir de quelques résolutions lors de différents états saturés permet d'obtenir les performances de la machine quelque soit son état magnétique. L'élaboration de ce modèle, ainsi que ces performances, est présentée au cinquième chapitre. Enfin, au sixième chapitre, l'application du modèle permet de déterminer les lois de commandes à appliquer à la machine afin de répondre aux contraintes du cahier des charges.

Conclusion Générale

Cette étude est destinée à servir de base à une réflexion plus approfondie sur les aspects théoriques et pratiques de la programmation. Les résultats obtenus sont en accord avec les prévisions théoriques et les observations expérimentales. Les conclusions de cette étude sont les suivantes :

1. L'étude théorique a permis de mettre en évidence les relations fondamentales qui régissent le comportement des machines à commande numérique.

2. Les résultats expérimentaux ont permis de vérifier la validité des modèles théoriques et de déterminer les paramètres de réglage des machines à commande numérique.

3. Les conclusions de cette étude sont en accord avec les prévisions théoriques et les observations expérimentales.

4. Les résultats expérimentaux ont permis de déterminer les paramètres de réglage des machines à commande numérique.

5. Les conclusions de cette étude sont en accord avec les prévisions théoriques et les observations expérimentales.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] LOVELACE (E. C.), JAHNS (T. M.), KIRTLEY Jr. (J. L.), LANG (J. H.) – An Interior PM Starter/Alternator for Automotive Applications. ICEM'98, vol. 3, p 1802-1808.
- [2] BESBES (M.), HOANG (E.), LECRIVAIN (M.), GABSI (M.), AKEMAKOU (A. D.), HUART (D.), PLASSE (C.) – Comparaison des Performances d'une Machine à Commutation de Flux et d'une Machine Synchrone à Aimants Enterrés pour une Application d'Alternateur Démarreur Intégré pour Véhicule Automobile. CEMD'99, p 129.
- [3] BIEDINGER (J. M.), FRIEDRICH (G.), VILAIN (J. P.), PLASSE (C.) – Etude de Faisabilité d'un Alternateur Démarreur Intégré : Comparaison des Solutions Asynchrone et Synchrone à Rotor Bobiné. CEMD'99, p 101.
- [4] MILLER (J. M.), GALE (A. R.), Mc CLEER (P. J.), LEONARDI (F.), LANG (J. H.) – Starter-Alternator for Hybrid Electric Vehicle : Comparison of Induction and Variable Reluctance Machines and Drives. IAS'98, vol 1, p 512-523.
- [5] BESBES (M.), HOANG (E.), LECRIVAIN (M.), GABSI (M.), AKEMAKOU (A. D.), HUART (D.), PLASSE (C.) – Limite de Conversion d'Energie des Machines à Réductance Variable : Application au Cas de l'Alternateur Démarreur. CEMD'98, p 89.
- [6] ZEYEN (K. P.), PELS (T.) – A Computer Controlled Integrated Starter Alternator Damper System : A New Approach to Energy Engineering. ISAD Electronic Systems, p 3-13.
- [7] KRISTIANSSON (U.) – Integrated Starter/Generator. In : SAE Technical Paper Series - Detroit, Michigan, février 1992.
- [8] POLOUJADOFF (M.) – Electrotechnique pour l'industrie et la robotique – Ecole Centrale Paris, 1992-1993, p 36-41.
- [9] SPOONER (E.), CHALMERS (B. J.) – Torus : A Slotless, Toroidal-Stator, Permanent-Magnet Generator. IEE Proceedings, vol.139, n°6, novembre 1992, p 497-506.
- [10] LUOMI (J.), HELLSING (J.), LINDSTRÖM (J.), ARKKIO (A.) – Design and Analysis of Electrical Motors for a Hybrid Electric Vehicle. In : IEEE/KTH Stockholm Power Tech Conference – Stockholm, Suède, juin 1995.
- [11] KJAER (P.), COSSAR (C.), GRIBBLE (J. J.), LI (Y.), MILLER (T. J. E.), "Switched reluctance generator control using an inverse machine model," in International Conference on Electric Machines, (Paris), 1994.

- [12] Omar SAHRAOUI, « Calcul des schémas équivalents de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis » Thèse de doctorat (1994), Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [13] M. LIWSCITZ, « Calcul des machines électriques », SPES Lausanne-Dunod, Paris, 1967
- [14] Abdelhalim TAIEB BRAHIMI, « Contribution à la modélisation de la machine asynchrone à cage par logiciels d'éléments finis 2D et 3D », Thèse de doctorat (1992), Institut National Polytechnique de Grenoble
- [15] Frédéric WURTZ, « Une nouvelle approche pour la conception sous contraintes de machines électriques », Thèse de doctorat (1996), Institut National Polytechnique de Grenoble
- [16] Eric VASSENT, « Contribution à la modélisation des moteurs asynchrones par la méthode des éléments finis », Thèse de doctorat (1990), Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [17] M.KOSTENKO, L.PIOTROVSKI, « Machines à courant alternatif » Tome II, Editions Mir Moscou (1969).
- [18] Marcel IVANES, Robert PERRET, « Connaissances de base et machines statiques » HERMES, Paris (1994)
- [19] Pierre BRISSONEAU, « Magnétisme et matériaux magnétiques » HERMES, Paris (1997)
- [20] Guy SEGUIER, Francis NOTELET, « Electrotechnique industrielle » LAVOISIER, Paris (1996)
- [21] Christophe CESTER, « Etude des pertes magnétiques supplémentaire dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion », Thèse de doctorat (1996), Institut National Polytechnique de Grenoble
- [22] Thierry CHEVALER, « Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone », Thèse de doctorat (1999), Institut National Polytechnique de Grenoble
- [23] Yves-André CHAPUIS, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique », Thèse de doctorat (1996), Institut National Polytechnique de Grenoble.
- [24] Guy GRELLET, « Pertes dans les machines tournantes », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, p D 3450-1 à D 3451-6
- [25] Michel POLOUJADOFF, « Machines asynchrones, Régime permanent », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, p D 3480-1 à D 3480-17

- [26] Maxime DESSOUDE, « Moteurs asynchrones, Choix et problèmes connexes », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, p D 3490-1 à D 3490-14
- [27] Etienne PIERRE, « Essais des machines tournantes », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, p D 3750-1 à D 3750-24
- [28] « IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators », Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE Std 112-1996 (revision of IEEE Std 112-1991), May 1997
- [29] « Energy Efficiency Test Method for Three-Phase Induction Motors », CSA International Standard C390-98, Dec. 1999
- [30] « Methods for the supplementary iron losses determination in the magnetic and the supplementary losses in the electric circuits of the rotative electrical machines », IEC, New work item proposal, proposer : Romania National Committee.
- [31] « CEI : Méthode pour la détermination des pertes supplémentaires et du rendement des moteurs à induction », IEC, projet de comité pour vote (CDV).1972
- [32] Albert FOGGIA, « Méthodes de calcul des inductances de fuites », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique, p D 3440-1 à D 3440-20
- [33] M. LAFOSSE, « Guide pratique de mesures et essais de machines », Dunod, Paris, 1967, p.156 à 171.
- [34] C. CHILLET, A. FOGGIA, JP YONNET « ADIVI, Etude comparative de différents types de machines », Rapport final au contrat d'expertise, Novembre 1998.

Annexe A : Notations et Coefficients

Liste des paramètres d'entrée: signification et valeurs**Variables diverses utilisées pour le fonctionnement du programme Mathcad:**

| | |
|---|-------------------------|
| (ma est la limite mathématique pour designer 0: | $ma := 1 \cdot 10^{-6}$ |
| (mm permet de passer des mm au m: | $mm := 10^{-3}$ |
| (mm ² permet de passer des mm ² au m ² : | $mm^2 := mm \cdot mm$ |

Gamme de m achine prise en exemple pour les valeurs numériques:

| | |
|--|----------------------------|
| Soit m le nombre de phase | $m := 3$ |
| Soit pa le nombre de pôles | $pa := 8$ |
| Soit L la longueur de fer (en m) | $L := 50 \cdot mm$ |
| Soit ne le nombre d'encoches au stator | $ne := 48$ |
| Soit nr le nombre de barres au rotor | $nr := 40$ |
| Soit f la fréquence d'alimentation (en Hz) | $f := 400$ |
| Soit e la longueur de l'entrefer simple (en m) | $e := 0.6 \cdot mm$ |
| Soit V la tension d'alimentation par bobinage (en Veff) | $V := \frac{36}{\sqrt{2}}$ |
| Soit g le glissement de la machine au point de fonctionnement nominal: | $g := -0.08$ |
| Soit nsspe le nombre de spires par encoche | $nsspe := 6$ |
| Soit nb le nombre de fils en parallèle du diamètre de fil 1 utilisé | $nb := 1$ |
| Soit dfila le diamètre du fil 1 utilisé (en m) | $dfila := 3.52 \cdot mr$ |
| Soit γ le rang de l'harmonique pris en compte: | $\gamma := 1$ |
| Soit Tsta la température des bobinages stator (en °C) | $Tsta := 70$ |
| Soit Trot la température des conducteurs rotor (en °C) | $Trot := 70$ |

Calcul de grandeurs d'ordre géométrique:

| | |
|---|---------------------------------------|
| Soit p le nombre de paires de pôles | $p := \frac{pa}{2}$ |
| Soit q le nombre d'encoches par pôle et par phase | $q := \frac{ne}{(m \cdot p \cdot 2)}$ |
| Soit ns le nombre de spires en série par phase | $ns := nsspe \cdot q \cdot 1$ |
| Soit denc le nombre d'encoches par pole: | $denc := \frac{ne}{pa}$ |
| Soit pas le pas de bobinage électromagnétique en nombre de dents: | $pas := denc$ |
| On calcule la pulsation: | $\omega := 2 \cdot \pi \cdot f$ |
| Soit os l'ouverture d'une encoche statorique | |
| Soit orr l'ouverture d'une encoche rotorique | |
| Soit hts la hauteur d'une encoche statorique | |
| Soit htr la hauteur d'une encoche rotorique | |

Données provenant du plan de la tôle stator:Soit D_i le diamètre intérieur du stator (en m), voir figure A.1

$$D_i := 198\text{-mm}$$

Soit D_{eext} le diamètre extérieur de la machine (en m), voir figure A.1

$$D_{\text{eext}} := 260\text{-mm}$$

Données provenant du plan de la tôle rotor:Soit D_r le diamètre extérieur du rotor (en m)

$$D_r := 196.8\text{-mm}$$

Soit D_{ir} le diamètre intérieur de la tôle rotor:

$$D_{ir} := 48\text{-mm}$$

Si on représente les différents diamètres qui interviennent dans le modèle, on obtient le schéma de la figure A.1

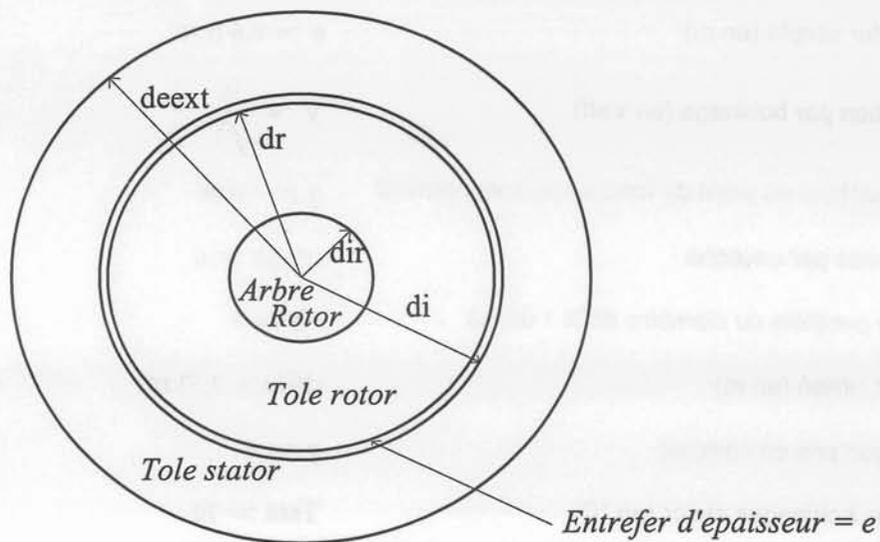
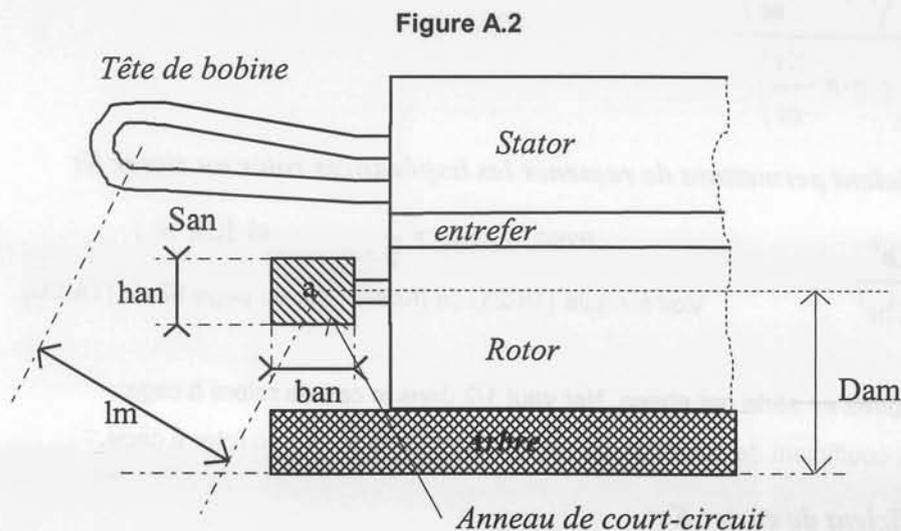
Figure A.1

Schéma des différents diamètres utilisés dans le modèle

Données provenant des spécifications de la cage rotor:

| | |
|--|-----------------------------------|
| Soit S_{an} la surface de l'anneau de court-circuit (en m^2) | $S_{an} := 150 \cdot mm^2$ |
| Soit K_r la valeur de l'inclinaison de la cage rotor (en pas dentaire) | $K_r := 0$ |
| Soit ρ_{al} la résistivité de la cage rotor (en Ohm.m) | $\rho_{al} := 0.03 \cdot 10^{-6}$ |
| Soit α_{rot} le coefficient d'évolution de la résistivité rotor (En 1/K) | $\alpha_{rot} := 0.0038$ |
| Soit D_{am} le diamètre moyen de la cage rotor (en m) | $D_{am} := 186 \cdot mm$ |
| Soit h_{an} la hauteur de l'anneau de court-circuit (en m) | $h_{an} := 15 \cdot mm$ |
| Soit b_{an} la largeur de l'anneau de court-circuit (en m) | $b_{an} := 10 \cdot mm$ |
| Soit l_m la distance entre le centre de la tête de bobine et l'anneau de court-circuit | $l_m := 10 \cdot mm$ |

Pour comprendre plus précisément ce que représentent h_{an} , b_{an} et l_m , on pourra se reporter au schéma de la figure A.2.



Quelques dimensions nécessaires au modèle

Données provenant des spécifications du bobinage stator:

| | |
|--|--|
| Soit ρ_{cuivre} la résistivité du conducteur stator (en Ohm.m) | $\rho_{cuivre} := 0.017 \cdot 10^{-6}$ |
| Soit α_{st} le coefficient d'évolution de la résistivité stator (En 1/K) | $\alpha_{st} := 0.0038$ |
| Soit S_{cs} la surface de cuivre pour le fil stator: | $S_{cs} := \frac{\pi \cdot d_{fil}^2}{4}$ |
| Soit l_{tb} la longueur des têtes de bobine estimée selon la formule suivante (cf. [VASSENT] page 72): | $l_{tb} := \frac{\pi}{(2 \cdot p)} \cdot (D_i + 2 \cdot h_{ts}) + 2 \cdot l_m$ |
| Soit L_s la longueur totale d'une spire: | $L_s := 2 \cdot L + 2 \cdot l_{tb}$ |

Calcul du coefficient de bobinage K_b :

Pour cela on calcule d'abord les 2 paramètres suivants:

$$\text{On calcule l'ouverture d'une bobine (en m): } c := \frac{(\pi \cdot D_i \cdot \text{pas})}{n_e}$$

$$\text{On calcule le pas polaire (en m): } \tau := \frac{(\pi \cdot D_i \cdot n_e)}{(n_e \cdot 2 \cdot p)}$$

Ce coefficient tient compte de la distribution et du raccourcissement

$$K_b := \frac{\sin\left[\frac{(\gamma \cdot \pi)}{(2 \cdot m)}\right]}{\left[q \cdot \sin\left[\frac{(\gamma \cdot \pi)}{(2 \cdot m \cdot q)}\right] \right]} \cdot \sin\left(\gamma \cdot \frac{c}{\tau} \cdot \frac{\pi}{2}\right)$$

Calcul du coefficient d'inclinaison K_i :

Calculs issus de [TAIEB] page 52 et [Alger] page 228 et [Cochran] formule 10.151 .

Ce coefficient va être utilisé à plusieurs reprises afin de modéliser l'effet de l'inclinaison des barres du rotor

Ce coefficient dépend du rang γ de l'harmonique considéré:

$$K_i := \frac{\sin\left(\gamma \cdot p \cdot \pi \cdot \frac{K_r}{nr}\right)}{\left(\gamma \cdot p \cdot \pi \cdot \frac{K_r}{nr}\right)}$$

Calcul du coefficient permettant de ramener les impédances rotor au stator K :

$$K := \frac{m \cdot n_s^2 \cdot K_b^2}{nr \cdot n_{sr}^2 \cdot K_{br}^2} \quad \text{avec } n_{sr} := \frac{1}{2} \quad \text{et } K_{br} := 1$$

Voir formule (18-23) de [Kostenko], ou page 53 de [TAIEB].

Où:

N_{sr} : Nombre de spires en série par phase. N_{sr} vaut 1/2 dans le cas de rotors à cage.

K_{br} : représente le coefficient de bobinage du rotor Vaut 1 dans le cas du rotor à cage.

Calcul du coefficient de carter K_c :

On calcule le coefficient de carter qui permet de modéliser de façon moyenne les effets de l'encochage stator et rotor sur la valeur de l'inductance magnétisante [ALGER].

Pour cela, on commence par calculer le coefficient de carter du stator:

$$K_{cs} := \frac{t_s}{\left[t_s - \frac{o_s^2}{(5 \cdot e + o_s)} \right]} \quad \text{avec } t_s := \pi \cdot \frac{D_i}{n_e} \quad \text{le pas dentaire au stator}$$

Puis on calcule le coefficient de carter du rotor, en réutilisant la formule de Carter:

$$K_{cr} := \frac{t_r}{\left[t_r - \frac{o_{rr}^2}{(5 \cdot e + o_{rr})} \right]} \quad \text{avec } t_r := \pi \cdot \frac{D_r}{nr} \quad \text{le pas dentaire au rotor}$$

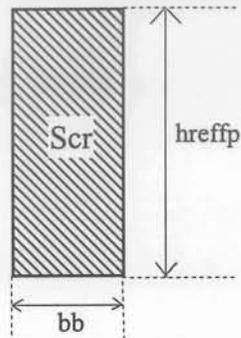
Le coefficient de carter final est obtenu par:

$$K_c := K_{cr} \cdot K_{cs}$$

Prise en compte de l'effet de peau:

Les formules analytiques permettant de prendre en compte l'effet de peau n'existent que pour des conducteurs de forme particulière. La formule utilisée dans notre modèle (voir paragraphe B.7°.4 et B.7°.6) est valable pour une encoche de forme suivante:

Figure A.3



Forme de conducteur considérée lors de la prise en compte de l'effet de peau au rotor.

Soit μ_0 la perméabilité du vide: $\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$

$h_{reffp} := h_{tr}$

$$\varepsilon_p := h_{reffp} \sqrt{\left(\pi \cdot \mu_0 \cdot \frac{\gamma \cdot f |g|}{\rho_{al}} \right)}$$

Voir formule 23-19 de [Kostenko] ou formule 13.204 de [Cochran].

Calcul du coefficient d'effet de peau pour les résistances K_{rr} :

$$K_{rr} := \varepsilon_p \cdot \frac{\text{sh}(2 \cdot \varepsilon_p) + \sin(2 \cdot \varepsilon_p)}{\text{ch}(2 \cdot \varepsilon_p) - \cos(2 \cdot \varepsilon_p)}$$

Voir formule 23-18 de [Kostenko] ou formule 10.64 de [Cochran].

Calcul du coefficient d'effet de peau pour les réactances K_x :

$$K_x := \frac{3}{(2 \cdot \varepsilon_p)} \cdot \frac{\text{sh}(2 \cdot \varepsilon_p) - \sin(2 \cdot \varepsilon_p)}{\text{ch}(2 \cdot \varepsilon_p) - \cos(2 \cdot \varepsilon_p)}$$

(cf. [TAIEB], [Kostenko], formule 23-18), [Cochran] figure 10.9 il parle du rapport "of bar portion of slot").

Annexe B : Formulation du modèle

Schéma équivalent obtenu à partir des résultats de Flux2D

Données du modèle pour le calcul du coefficient de transformation

Soit m le nombre de phase: $m := 3$

Soit ne le nombre d'encoches au stator: $ne := 48$

Soit nr le nombre de barres au rotor $nr := 40$

Nombre de paire de pôle: $p := 4$

Soit q le nombre d'encoches par pôle et par phase $q := \frac{ne}{(m \cdot p \cdot 2)}$

Soit nsspe le nombre de spires par encoche $nsspe := 6$

Soit ns le nombre de spires en série par phase $ns := nsspe \cdot q \cdot p$

Nsr: Nombre de spires en série par phase. Nsr vaut 1/2 dans le cas de rotors à cage: $nsr := \frac{1}{2}$

Kbr: représente le coefficient de bobinage du rotor Vaut 1 dans le cas du rotor à cage: $kbr := 1$

Calcul du coefficient de bobinage:

On calcule l'ouverture d'une bobine (angulaire): $c := \frac{(\pi \cdot ne)}{ne \cdot 2 \cdot p}$

On calcule le pas polaire (angulaire): $\tau := \frac{(\pi \cdot ne)}{(ne \cdot 2 \cdot p)}$

Coefficient de bobinage:

$$kb := \frac{\sin\left[\frac{(\pi)}{(2 \cdot m)}\right]}{\left[q \cdot \sin\left[\frac{(\pi)}{(2 \cdot m \cdot q)}\right]\right]} \cdot \sin\left(\frac{c \cdot \pi}{2}\right)$$

Calcul du coefficient permettant de ramener les impédances rotor au stator:

$$k := \frac{m \cdot ns^2 \cdot kb^2}{nr \cdot nsr^2 \cdot kbr^2}$$

Données préalables (cf. schéma équivalent par la géométrie)

Valeurs issues de l'exploitation de F2D:

$M_{0,0} := \text{LIREPRN}(\text{"F10_V0_106_G1.txt"})$

$M_{0,1} := \text{LIREPRN}(\text{"F10_V0_212_G1.txt"})$

$M_{0,2} := \text{LIREPRN}(\text{"F10_V0_318_G1.txt"})$

$M_{0,3} := \text{LIREPRN}(\text{"F10_V0_424_G1.txt"})$

$M_{0,4} := \text{LIREPRN}(\text{"F10_V0_636_G1.txt"})$

$M_{0,5} := \text{LIREPRN}(\text{"F10_V0_795_G1.txt"})$

$M_{0,6} := \text{LIREPRN}(\text{"F10_V1_06_G1.txt"})$

$M_{0,7} := \text{LIREPRN}(\text{"F10_V1_272_G1.txt"})$

$M_{0,8} := \text{LIREPRN}(\text{"F10_V1_59_G1.txt"})$

$M_{0,9} := \text{LIREPRN}(\text{"F10_V2_12_G1.txt"})$

$M_{0,10} := \text{LIREPRN}(\text{"F10_V3_18_G1.txt"})$

$M_{0,11} := \text{LIREPRN}(\text{"F10_V6_36_G1.txt"})$

$M_{0,12} := \text{LIREPRN}(\text{"F10_V12_72_G1.txt"})$

$P := \text{LIREPRN}(\text{"PARAMETRES.txt"})$

glissement utilisé pour les simulations: $g_v := 1$
 Fréquence d'utilisation: $f := 10$
 Pulsation d'utilisation: $\omega := 2 \cdot \pi \cdot f$
 angle électrique d'une encoche stator: $\theta := \frac{\pi}{48}$
 pas encoche stator et rotor au niveau de l'entrefer : $l_{enc} := \theta$
 écart entre deux encoches stator au niveau de l'entrefer (electrique): $ecartst := \frac{2 \cdot \pi}{12}$
 écart entre deux encoches rotor au niveau de l'entrefer (electrique): $ecartrt := \frac{2 \cdot \pi}{10}$
 Longueur d'un pôle au niveau de l'entrefer: $\tau := 2 \cdot \pi$

Résistance du bobinage d'une encoche sur la longueur de fer: $RENC := P_0$
 Resistance d'une tête de bobine pour un pôle: $RTB := P_1$
 Inductance d'une tête de bobines pour un pôle: $LTB := P_2$
 Résistance d'un pôle d'une phase statorique: $RS := q \cdot RENC + RTB$
 Résistance tête de bobine d'une phase statorique: $Rtb := 2 \cdot p \cdot RTB$
 Résistance sur la longueur du fer d'une phase statorique: $Renc := 2 \cdot p \cdot q \cdot RENC$
 Inductance des têtes de bobines d'une phase: $Ltb := 2 \cdot p \cdot LTB$
 Réactance des têtes de bobines d'une phase: $Xtb := Ltb \cdot \omega$
 Résistance totale d'une phase statorique: $Rs := Renc + Rtb$
 Résistance d'anneau de court-circuit: $RANCC := P_3$
 Inductance d'anneau de court-circuit: $LANCC := P_4$

Résistances d'anneaux de court-circuit ramener en serie avec la résistance de la barre rotor, ramenées au stator:

$$R_{rancc} := 2 \cdot k \cdot \frac{1}{\left(2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{nr}\right)\right)^2} \cdot RANCC$$

Inductances d'anneaux de court-circuit ramener en série avec l'inductance de la barre rotor, ramenées au stator:

$$L_{rancc} := 2 \cdot k \cdot \frac{1}{\left(2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{nr}\right)\right)^2} \cdot LANCC$$

CALCUL DU COURANT DIRECT STATORIQUE SOUS FLUX2D

Indice des phases stator $n := 1, 2, 3$

Données du module et des déphasages des courants statoriques (rms):

$$\begin{aligned} IPH_{1,i} &:= (M_{0,i})_{1,0} & \alpha IPH_{1,i} &:= (M_{0,i})_{1,1} \cdot \text{deg} \\ IPH_{2,i} &:= (M_{0,i})_{4,0} \text{ et} & \alpha IPH_{2,i} &:= (M_{0,i})_{4,1} \cdot \text{deg} \\ IPH_{3,i} &:= (M_{0,i})_{7,0} & \alpha IPH_{3,i} &:= (M_{0,i})_{7,1} \cdot \text{deg} \end{aligned}$$

Composante vectoriel des courants statoriques:

$$I_{ph_{n,i}} := IPH_{n,i} \cdot e^{i \alpha IPH_{n,i}}$$

Indice des ordres de courants stator: $m := 0, 1, 2$

Déphasage entre chaque courant phase:

$$a := e^{i \frac{2\pi}{3}}$$

Matrice de résolution des ordres de courants stator:

$$\begin{bmatrix} Is_{0,i} \\ Is_{1,i} \\ Is_{2,i} \end{bmatrix} := \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ph_{1,i}} \\ I_{ph_{2,i}} \\ I_{ph_{3,i}} \end{bmatrix}$$

$$\phi_{s_{m,i}} := \text{angle}(\text{Re}(Is_{m,i}), \text{Im}(Is_{m,i}))$$

Pertes joules stator un pôle (encoche et tête de bobine):

$$\begin{aligned} P_{jph_{1,i}} &:= (M_{0,i})_{48,0} & P_{jtdb_{1,i}} &:= (M_{0,i})_{11,0} \\ P_{jph_{2,i}} &:= (M_{0,i})_{49,0} & P_{jtdb_{2,i}} &:= (M_{0,i})_{14,0} \\ P_{jph_{3,i}} &:= (M_{0,i})_{50,0} & P_{jtdb_{3,i}} &:= (M_{0,i})_{17,0} \end{aligned}$$

Résistance stator de chaque phase pour un pôle:

$$R_{n,i} := \frac{2 \cdot P_{jph_{n,i}} + P_{jtdb_{n,i}}}{(IPH_{n,i})^2}$$

Courants stator avec réseaux de résistance équilibré:

$$IPHS_{n,i} := \sqrt{\frac{R_{n,i}}{RS}} \cdot IPH_{n,i}$$

Composante vectoriel des courants de phase stator:

$$I_{phs_{n,i}} := IPHS_{n,i} \cdot e^{i \alpha IPH_{n,i}}$$

Matrice de résolution des ordres de courants stator:

$$\begin{bmatrix} Iss_{0,i} \\ Iss_{1,i} \\ Iss_{2,i} \end{bmatrix} := \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{phs_{1,i}} \\ I_{phs_{2,i}} \\ I_{phs_{3,i}} \end{bmatrix}$$

$$\phi_{ss_{m,i}} := \text{angle}(\text{Re}(Iss_{m,i}), \text{Im}(Iss_{m,i}))$$

COURANT DANS PARTIE ACTIVE STATOR SOUS FLUX2D

Courant direct total dans une encoche
(6 spires par encoche):

$$IS_{n,i} := nsspe \cdot |Iss_{1,i}|$$

$$\phi S_{1,i} := \phi ss_{1,i}$$

Angle entre chaque phase sous un pôle: $\phi S_{2,i} := \phi ss_{1,i} - \frac{2 \cdot \pi}{3}$

$$\phi S_{3,i} := \phi ss_{1,i} - \frac{\pi}{3}$$

Valeur instantanée du courant dans
une encoche (à $t=0$):

$$is_{n,i} := IS_{n,i} \cdot \cos(\phi S_{n,i})$$

Décomposition en série de fourier:

$$phS_{n,i} := \frac{is_{n,i}}{\pi \cdot lenc} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot lenc}{\tau}\right)$$

$$CS_{1,i} := \sum_{j=0}^1 phS_{1,i} \cdot e^{-i \cdot 2 \pi \frac{j \cdot \text{ecartst}}{\tau}}$$

Termes de la décomposition en série
de Fourier de chaque courant dans
chaque encoche:

$$CS_{3,i} := \sum_{j=2}^3 phS_{3,i} \cdot e^{-i \cdot 2 \pi \frac{j \cdot \text{ecartst}}{\tau}}$$

$$CS_{2,i} := \sum_{j=4}^5 phS_{2,i} \cdot e^{-i \cdot 2 \pi \frac{j \cdot \text{ecartst}}{\tau}}$$

Terme total de la décomposition en série
de Fourier des courants statoriques pour
une paire de pôle:

$$Cs_i := \sum_{n=1}^3 2 \cdot CS_{n,i}$$

$$phCs_i := \text{angle}(\text{Re}(Cs_i), -\text{Im}(Cs_i))$$

CALCUL DU COURANT DIRECT ROTORIQUE SOUS FLUX2D

Indices des barres rotor: $q := 1, 2, \dots, 10$

Module et déphasage des courants des barres rotor (5 barres au rotor pour un pôle):

$$\begin{array}{llll}
 IB_{1,i} := (M_{0,i})_{19,0} & IB_{6,i} := -IB_{1,i} & \phi_{B_{1,i}} := (M_{0,i})_{19,1} \cdot \text{deg} & \phi_{B_{6,i}} := \phi_{B_{1,i}} \\
 IB_{2,i} := (M_{0,i})_{22,0} & IB_{7,i} := -IB_{2,i} & \phi_{B_{2,i}} := (M_{0,i})_{22,1} \cdot \text{deg} & \phi_{B_{7,i}} := \phi_{B_{2,i}} \\
 IB_{3,i} := (M_{0,i})_{25,0} & IB_{8,i} := -IB_{3,i} & \phi_{B_{3,i}} := (M_{0,i})_{25,1} \cdot \text{deg} & \phi_{B_{8,i}} := \phi_{B_{3,i}} \\
 IB_{4,i} := (M_{0,i})_{28,0} & IB_{9,i} := -IB_{4,i} & \phi_{B_{4,i}} := (M_{0,i})_{28,1} \cdot \text{deg} & \phi_{B_{9,i}} := \phi_{B_{4,i}} \\
 IB_{5,i} := (M_{0,i})_{31,0} & IB_{10,i} := -IB_{5,i} & \phi_{B_{5,i}} := (M_{0,i})_{31,1} \cdot \text{deg} & \phi_{B_{10,i}} := \phi_{B_{5,i}}
 \end{array}$$

Composante vectoriel des courants des barres rotor: $ib_{q,i} := IB_{q,i} \cdot e^{i \phi_{B_{q,i}}}$

Indice des ordres de courants rotor: $t := 0, 1, \dots, 9$

Déphasage entre chaque courant barre: $b := e^{i \frac{2\pi}{10}}$

Matrice de résolution des ordres de courants rotor:

$$\begin{pmatrix} Ir_{0,i} \\ Ir_{1,i} \\ Ir_{2,i} \\ Ir_{3,i} \\ Ir_{4,i} \\ Ir_{5,i} \\ Ir_{6,i} \\ Ir_{7,i} \\ Ir_{8,i} \\ Ir_{9,i} \end{pmatrix} = \frac{1}{10} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & b & b^2 & b^3 & b^4 & b^5 & b^6 & b^7 & b^8 & b^9 \\ 1 & b^2 & b^4 & b^6 & b^8 & 1 & b^2 & b^4 & b^6 & b^8 \\ 1 & b^3 & b^6 & b^9 & b^2 & b^5 & b^8 & b & b^4 & b^7 \\ 1 & b^4 & b^8 & b^2 & b^6 & 1 & b^4 & b^8 & b^2 & b^6 \\ 1 & b^5 & 1 & b^5 & 1 & b^5 & 1 & b^5 & 1 & b^5 \\ 1 & b^6 & b^2 & b^8 & b^4 & 1 & b^6 & b^2 & b^8 & b^4 \\ 1 & b^7 & b^4 & b & b^8 & b^5 & b^2 & b^9 & b^6 & b^3 \\ 1 & b^8 & b^6 & b^4 & b^2 & 1 & b^8 & b^6 & b^4 & b^2 \\ 1 & b^9 & b^8 & b^7 & b^6 & b^5 & b^4 & b^3 & b^2 & b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} ib_{1,i} \\ ib_{2,i} \\ ib_{3,i} \\ ib_{4,i} \\ ib_{5,i} \\ ib_{6,i} \\ ib_{7,i} \\ ib_{8,i} \\ ib_{9,i} \\ ib_{10,i} \end{pmatrix}$$

$$\phi_{r_{1,i}} := \text{angle}(\text{Re}(Ir_{1,i}), \text{Im}(Ir_{1,i}))$$

Pertes joules rotor un pôle (barre et anneaux de cc):

$$\begin{array}{llll}
 Pjrb_{1,i} := (M_{0,i})_{51,0} & Pjrb_{6,i} := Pjrb_{1,i} & Pjrancc_{1,i} := (M_{0,i})_{35,0} & Pjrancc_{6,i} := Pjrancc_{1,i} \\
 Pjrb_{2,i} := (M_{0,i})_{52,0} & Pjrb_{7,i} := Pjrb_{2,i} & Pjrancc_{2,i} := (M_{0,i})_{38,0} & Pjrancc_{7,i} := Pjrancc_{2,i} \\
 Pjrb_{3,i} := (M_{0,i})_{53,0} & Pjrb_{8,i} := Pjrb_{3,i} & Pjrancc_{3,i} := (M_{0,i})_{41,0} & Pjrancc_{8,i} := Pjrancc_{3,i} \\
 Pjrb_{4,i} := (M_{0,i})_{54,0} & Pjrb_{9,i} := Pjrb_{4,i} & Pjrancc_{4,i} := (M_{0,i})_{44,0} & Pjrancc_{9,i} := Pjrancc_{4,i} \\
 Pjrb_{5,i} := (M_{0,i})_{55,0} & Pjrb_{10,i} := Pjrb_{5,i} & Pjrancc_{5,i} := (M_{0,i})_{47,0} & Pjrancc_{10,i} := Pjrancc_{5,i}
 \end{array}$$

Résistance rotor de chaque barre+anneaux pour une paire de pôle: $Rb_{q,i} := \frac{Pjrb_{q,i} + (2 \cdot Pjrancc_{q,i})}{(IB_{q,i})^2}$

Résistance rotor moyenne de chaque barre+anneaux pour une paire de pôle: $Rm := \sum_{q=1}^{10} \frac{Rb_{q,i}}{10}$

Courants rotor avec réseaux de résistance équilibré: $IBR_{q,i} := \sqrt{\frac{Rb_{q,i}}{Rm}} \cdot IB_{q,i}$

Composante vectoriel des courants de barre rotor: $ibr_{q,i} := IBR_{q,i} \cdot e^{i\phi_{Bq,i}}$

Matrice de résolution des ordres de courants rotor:

$$\begin{pmatrix} Irr_{0,i} \\ Irr_{1,i} \\ Irr_{2,i} \\ Irr_{3,i} \\ Irr_{4,i} \\ Irr_{5,i} \\ Irr_{6,i} \\ Irr_{7,i} \\ Irr_{8,i} \\ Irr_{9,i} \end{pmatrix} := \frac{1}{10} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & b & b^2 & b^3 & b^4 & b^5 & b^6 & b^7 & b^8 & b^9 \\ 1 & b^2 & b^4 & b^6 & b^8 & 1 & b^2 & b^4 & b^6 & b^8 \\ 1 & b^3 & b^6 & b^9 & b^2 & b^5 & b^8 & b & b^4 & b^7 \\ 1 & b^4 & b^8 & b^2 & b^6 & 1 & b^4 & b^8 & b^2 & b^6 \\ 1 & b^5 & 1 & b^5 & 1 & b^5 & 1 & b^5 & 1 & b^5 \\ 1 & b^6 & b^2 & b^8 & b^4 & 1 & b^6 & b^2 & b^8 & b^4 \\ 1 & b^7 & b^4 & b & b^8 & b^5 & b^2 & b^9 & b^6 & b^3 \\ 1 & b^8 & b^6 & b^4 & b^2 & 1 & b^8 & b^6 & b^4 & b^2 \\ 1 & b^9 & b^8 & b^7 & b^6 & b^5 & b^4 & b^3 & b^2 & b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} ibr_{1,i} \\ ibr_{2,i} \\ ibr_{3,i} \\ ibr_{4,i} \\ ibr_{5,i} \\ ibr_{6,i} \\ ibr_{7,i} \\ ibr_{8,i} \\ ibr_{9,i} \\ ibr_{10,i} \end{pmatrix}$$

Indice des ordres impaires:

$$u := 1, 3, \dots, 9$$

$$\phi_{r_{u,i}} := \text{angle}(\text{Re}(Irr_{u,i}), \text{Im}(Irr_{u,i}))$$

COURANT DANS PARTIE ACTIVE ROTOR SOUS FLUX2D

Courant direct total dans une barre: $IR_{q,i} := |Irr_{1,i}|$

Déphasage des courants rotorique: $\phi_{R_{q,i}} := \phi_{r_{1,i}} - (q-1) \cdot \frac{2 \cdot \pi}{10}$

Valeur instantanée du courant rotorique: $ir_{q,i} := IR_{q,i} \cdot \cos(\phi_{R_{q,i}})$

Décomposition en série de fourier: $phR_{q,i} := \frac{ir_{q,i}}{\pi \cdot \text{lenc}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \text{lenc}}{\tau}\right)$

Termes de la décomposition en série de Fourier de chaque courant dans chaque barre: $CR_{q,i} := phR_{q,i} \cdot e^{-i \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{(q-1) \cdot \text{ecart}r_{1,i} + \frac{(\text{ecart}r_{1,i} - \text{ecart}t_{1,i})}{2}}{\tau}}$

Terme total de la décomposition en série de Fourier des courants rotoriques pour une paire de pôle: $Cr_i := \sum_{q=1}^{10} CR_{q,i}$

$$phCr_i := \text{angle}(\text{Re}(Cr_i), -\text{Im}(Cr_i))$$

CALCUL DU COURANT ROTORIQUE RAMENE AU STATOR

Rappel des courants statoriques
et de leurs phases:

$$I_{st_i} := |I_{ss_{1,i}}| \cdot e^{(i \cdot \phi_{ss_{1,i}})}$$

$$I_{st_i} =$$

$$\phi_{st_i} := \text{angle}(\text{Re}(I_{st_i}), \text{Im}(I_{st_i}))$$

$$\phi_{st_i} = \text{°deg}$$

Formule pour ramener le courant
rotor au niveau du stator:

$$I_{rot_i} := I_{st_i} \cdot \frac{C_{r_i}}{C_{s_i}}$$

$$\phi_{rot_i} := \text{angle}(\text{Re}(I_{rot_i}), \text{Im}(I_{rot_i}))$$

Pour pouvoir utiliser le diagramme circulaire, il est nécessaire de ramener la phase par rotation de 180°:

$$\alpha_i := \pi - (\phi_{rot_i} - \phi_{st_i})$$

Soit $\alpha_i = \text{°deg}$

MODELE CALCULE POUR UN ESSAI A f=10 Hz et g=1

Posons: $\delta D_i := 180\text{-deg}$

Tension d'alimentation phase-neutre

d'un pole (valeur entrée sous Flux2D): $VD_i := (M_{0,i})_{0,0} \cdot e^{i \cdot \delta D_i}$

MODEL(Vs, Is, Ir, Rs) :=

$$\begin{aligned}
 Es &\leftarrow Vs - 1i \cdot X_{tb} \cdot Is - Rs \cdot Is \\
 \text{ang_Is_Ir} &\leftarrow \pi - (\text{angle}(\text{Re}(Ir), \text{Im}(Ir)) - \text{angle}(\text{Re}(Is), \text{Im}(Is))) \\
 \text{ang_Is_Es} &\leftarrow \text{angle}(\text{Re}(Es), \text{Im}(Es)) - \text{angle}(\text{Re}(Is), \text{Im}(Is)) \\
 P_{\text{rot}} &\leftarrow \overline{Vs \cdot Is} - Rs \cdot (|Is|)^2 \\
 R_{\text{rotg}} &\leftarrow \frac{\text{Re}(P_{\text{rot}})}{(|Ir|)^2} \\
 R_{\text{barreg}} &\leftarrow R_{\text{rotg}} - R_{\text{racc}} \\
 X_{\text{rot}} &\leftarrow \frac{R_{\text{rotg}}}{\tan(\text{ang_Is_Ir})} - |Es| \cdot \frac{\cos(\text{ang_Is_Es})}{|Ir| \cdot \sin(\text{ang_Is_Ir})} \\
 X_{\text{barre}} &\leftarrow X_{\text{rot}} - (L_{\text{racc}} \cdot \omega) \\
 \text{ang_Ir_Er} &\leftarrow \arctan\left(\frac{X_{\text{rot}}}{R_{\text{rotg}}}\right) \\
 im &\leftarrow \sqrt{(|Is|)^2 + (|Ir|)^2 - (2 \cdot |Is| \cdot |Ir| \cdot \cos(\text{ang_Is_Ir}))} \\
 Er &\leftarrow |Es| \cdot \frac{\cos(\text{ang_Is_Es})}{\cos(\text{ang_Is_Ir} + \text{ang_Ir_Er})} \\
 X_m &\leftarrow \frac{Er}{im} \\
 X_{fs} &\leftarrow |Es| \cdot \frac{\sin(\text{ang_Is_Es})}{|Is|} - |Es| \cdot \frac{\cos(\text{ang_Is_Es}) \cdot \tan(\text{ang_Is_Ir} + \text{ang_Ir_Er})}{|Is|} \\
 X_s &\leftarrow X_{fs} + X_{tb} \\
 Z_a &\leftarrow Rs + 1i \cdot X_s \\
 Z_b &\leftarrow R_{\text{rotg}} + 1i \cdot X_{\text{rot}} \\
 Z_m &\leftarrow 1i \cdot X_m \\
 Z &\leftarrow Z_a + \frac{Z_b \cdot Z_m}{Z_b + Z_m} \\
 I_a &\leftarrow \frac{Vs}{Z} \\
 I_b &\leftarrow \frac{Z_m}{Z_m + Z_b} \cdot I_a \\
 \text{Couple} &\leftarrow 3 \cdot R_{\text{rotg}} \cdot (|I_b|)^2 \cdot \frac{p}{\omega} \\
 \text{flux} &\leftarrow \frac{Er}{\omega} \\
 \text{EXPLOIT}_0 &\leftarrow |Vs| \\
 \text{EXPLOIT}_1 &\leftarrow R_{\text{barreg}} \\
 \text{EXPLOIT}_2 &\leftarrow X_s \\
 \text{EXPLOIT}_3 &\leftarrow X_{\text{barre}} \\
 \text{EXPLOIT}_4 &\leftarrow X_m \\
 \text{EXPLOIT}_5 &\leftarrow \text{flux} \\
 \text{EXPLOIT}_6 &\leftarrow \text{Couple} \\
 \text{EXPLOIT}_7 &\leftarrow |I_a| \\
 \text{EXPLOIT}_8 &\leftarrow |I_b| \\
 \text{EXPLOIT} &
 \end{aligned}$$

Schéma équivalent obtenu à partir des résultats de Flux2D (2ème partie)

Boucle sur le nombre de fichiers sélectionnés: $i := 0, 1.. 12$

Sous programme:  Référence : Z:\modele final\C(V_f_g)\resolution.mcd

Nombre de spires/encoche de la nouvelle machine: $NSN := 6$

Nombre de spires/encoche de la machine simulée: $NSA := 6$

$$NBS := \frac{NSN}{NSA}$$

Données issues de la 1ère partie:

| | |
|---------------------------------|---|
| Tension d'entrée: | $v_i := (\text{Mod}_i)_0$ |
| Résistance des barres: | $R_{bres}_i := [NBS^2 \cdot (\text{Mod}_i)]_1$ |
| Inductance fuite stator: | $L_{ses}_i := [NBS^2 \cdot (\text{Mod}_i)]_2$ |
| Inductance fuite barre rotor: | $L_{bres}_i := [NBS^2 \cdot (\text{Mod}_i)]_3$ |
| Self magnétisante: | $L_{mes}_i := [NBS^2 \cdot (\text{Mod}_i)]_4$ |
| Flux dans la machine: | $\text{fluxes}_i := [NBS \cdot (\text{Mod}_i)]_5$ |
| Resistance primaire: | $R_{ses}_i := NBS^2 \cdot R_s$ |
| Resistance des anneaux de cc: | $R_{anes}_i := NBS^2 \cdot R_{rancc}$ |
| Inductance fuite anneaux de cc: | $L_{anes}_i := NBS^2 \cdot L_{rancc}$ |

Paramètres pour les calculs (en discrets)

| | |
|-----------------------|---------------------------------|
| $j := 0.. 79$ | |
| Indice de glissement: | $gl := 1$ |
| Indice de fréquence: | $f_j := 5 + j \cdot 5$ |
| Indice de flux: | $fl := 0.006, 0.0061.. 0.01365$ |

Interpolations pour le tracé des courbes:

| |
|---|
| $v_{lm} := \text{lspline}(\text{fluxes}, L_{mes})$ |
| $v_{ls} := \text{lspline}(\text{fluxes}, L_{ses})$ |
| $v_{lbr} := \text{lspline}(\text{fluxes}, L_{bres})$ |
| $v_{lan} := \text{lspline}(\text{fluxes}, L_{anes})$ |
| $v_{rs} := \text{lspline}(\text{fluxes}, R_{ses})$ |
| $v_{rbr} := \text{lspline}(\text{fluxes}, R_{bres})$ |
| $v_{ran} := \text{lspline}(\text{fluxes}, R_{anes})$ |
| $L_m(fl) := \text{interp}(v_{lm}, \text{fluxes}, L_{mes}, fl)$ |
| $L_s(fl) := \text{interp}(v_{ls}, \text{fluxes}, L_{ses}, fl)$ |
| $L_{br}(fl) := \text{interp}(v_{lbr}, \text{fluxes}, L_{bres}, fl)$ |
| $L_{an}(fl) := \text{interp}(v_{lan}, \text{fluxes}, L_{anes}, fl)$ |
| $R_s(fl) := \text{interp}(v_{rs}, \text{fluxes}, R_{ses}, fl)$ |
| $R_{br}(fl) := \text{interp}(v_{rbr}, \text{fluxes}, R_{bres}, fl)$ |
| $R_{an}(fl) := \text{interp}(v_{ran}, \text{fluxes}, R_{anes}, fl)$ |

```

Iteration (v, f, gl) := a ← 0.1
                        ω ← 2 · π · f
                        p ← 4
                        vitesseang ←  $\frac{\omega \cdot (1 - gl)}{p}$ 
                        rho ← 0.03 · 10-6
                        muz0 ← 4 · π · 10-7
                        ht ← 11 · 10-3
                        ep ← ht ·  $\sqrt{\frac{\pi \cdot muz0 \cdot gl \cdot f}{rho}}$ 
                        krr ← ep ·  $\frac{sh(2 \cdot ep) + sin(2 \cdot ep)}{ch(2 \cdot ep) - cos(2 \cdot ep)}$ 
                        kx ←  $\frac{3}{2 \cdot ep} \cdot \frac{sh(2 \cdot ep) - sin(2 \cdot ep)}{ch(2 \cdot ep) - cos(2 \cdot ep)}$ 
                        flux1 ← 0.0005
                        flux2 ← 1.1 · flux1
                        while |flux2 - flux1| > 0.001 · flux1
                        Xs ← Ls(flux1) · ω
                        Xr ← (Lbr(flux1) · kx + Lan(flux1)) · ω
                        Xm ← Lm(flux1) · ω
                        Rrg ←  $\frac{Rbr(flux_1) \cdot krr + Ran(flux_1)}{gl}$ 
                        Zs ← Rs(flux1) + li · Xs
                        Zr ← Rrg + li · Xr
                        Zm ← li · Xm
                        Z ←  $\frac{Zr \cdot Zm + Zs \cdot (Zm + Zr)}{Zm + Zr}$ 
                        Is ←  $\frac{v}{|Z|}$ 
                        Ir ←  $\left[ \frac{Zr \cdot Zm + Zs \cdot (Zm + Zr)}{Zm} \right]^{-1} \cdot v$ 
                        cosphi ←  $\frac{Re(Z)}{|Z|}$ 
                        Cem ←  $3 \cdot Rrg \cdot (Ir)^2 \cdot \frac{P}{\omega}$ 
                        rendm ←  $\frac{Cem \cdot vitesseang}{3 \cdot v \cdot Is \cdot cosphi}$ 
                        N ← (1 - gl) · 15 · f
                        flux2 ←  $\frac{|Zr \cdot Ir|}{\omega}$ 
                        flux1 ←  $\frac{(a \cdot flux_2 + flux_1)}{a + 1}$ 
                        FLUX0 ← cosphi
                        FLUX1 ← Is
                        FLUX2 ← Cem
                        FLUX3 ← rendm
                        FLUX4 ← flux1
                        FLUX5 ← N
                        FLUX

```

