

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département de Génie Electrique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



Thèse de Doctorat en Electrotechnique



Présentée par :

TAHI Slimane

Magister de l'ENP Alger

Intitulé

Dimensionnement et Optimisation de Machines Synchro-Réductantes

Membres du Jury :

| | | | |
|----------------------|------------------------|------------|-----------------------------|
| Président : | TAHMI Redouane | MC- A | ENP Alger |
| Directeur de Thèse : | IBTIOUEN Rachid | Professeur | ENP Alger |
| Examineurs : | LECOINTE Jean-Philippe | Professeur | Université d'Artois, France |
| | OUAZIR Youcef | Professeur | USTHB |
| | HADJOUT Larbi | MC-A | USTHB |
| | BOUGHRARA Kamel | MC-A | ENP Alger |
| Invité : | MEKHTOUB Said | Professeur | ENP Alger |

ENP 2015

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, sous la direction de Monsieur le Professeur Rachid Ibtouen.

Je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements pour la confiance qu'il m'a témoignée en acceptant de diriger ce travail. Son aide, ses critiques et ses encouragements sans faille, durant de longues années ont été d'un grand apport pour l'aboutissement de ce travail.

Je tiens à exprimer mes sincères et vifs remerciements à Monsieur Redouane Tahmi, Maître de conférences à l'ENP, pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury de ma soutenance.

J'adresse mes très chaleureux remerciements à Monsieur le Professeur Jean-Philippe Lecointe, Directeur du Laboratoire Systèmes Electrotechniques et Environnement de l'université d'Artois, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'examiner ce travail et pour avoir accepté de participer au jury.

Je remercie également Monsieur Youcef Ouazir, Professeur à l'USTHB, et Monsieur Larbi Hadjout, Maître de conférences à l'USTHB, non seulement pour l'intérêt qu'ils ont porté au travail effectué en acceptant de se joindre au jury, mais aussi pour les discussions intéressantes que nous avons pu avoir.

Mes remerciements s'adressent également à Monsieur Kamel Boughrara, Maître de conférences à l'ENP, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail en participant au jury.

Je remercie vivement Monsieur Mekhtoub Said, Professeur à l'ENP, pour ses conseils et son appui et d'avoir accepté notre invitation pour faire partie du jury.

J'exprime également ma profonde gratitude à Monsieur Mhamed Bounekhla, Professeur à l'Université de Blida, pour son encouragement constant, ses remarques pertinentes et son soutien qui ont contribué à faire aboutir cette thèse.

Je remercie également toutes les personnes qui ont contribué, d'une façon directe ou indirecte, à l'achèvement de ce travail.

J'exprime toute ma gratitude pour ma grande famille: ma mère, mes frères et sœurs.

Pour finir, je réserve une place toute particulière à mon épouse et à mes enfants. C'est grâce à leur patience que le travail a été mené à terme.

A la mémoire de mon père Mohamed

SOMMAIRE

| | |
|----------------------------|---|
| Introduction générale..... | 1 |
|----------------------------|---|

Chapitre I : Structures de machines adaptées à la haute vitesse

| | |
|--|----|
| I.1 Introduction..... | 4 |
| I.2 Définition de la haute vitesse..... | 4 |
| I.3 Applications..... | 5 |
| I.4 Contraintes en haute vitesse..... | 6 |
| I.5 Structures utilisées..... | 6 |
| I.5.1 Machine asynchrone..... | 6 |
| I.5.2 Machine synchrone à aimants permanents..... | 7 |
| I.5.2.1 Machine synchrone à rotor externe..... | 7 |
| I.5.2.2 Machine synchrone à aimants à la surface du rotor..... | 7 |
| I.5.2.3 Machine synchrone à aimants enterrés..... | 8 |
| I.5.2.4 Prototypes utilisés en haute vitesse..... | 8 |
| I.5.3 Machines à réluctance variable..... | 9 |
| I.5.3.1 Machine à réluctance variable à double saillance..... | 10 |
| I.5.3.2 Machine synchrone à réluctance variable..... | 11 |
| I.5.3.2.1 Historique de la MSR..... | 12 |
| I.5.3.2.1-a Rotor à pôles saillants..... | 12 |
| I.5.3.2.1-b Rotor segmenté..... | 13 |
| I.5.3.2.1-c Rotor avec barrières de flux..... | 13 |
| I.5.3.2.1-d Rotor axialement laminé..... | 14 |
| I.5.3.2.1-e Rotor transversalement laminé..... | 15 |
| I.5.3.2.1-f Assistance par aimants permanents..... | 15 |
| I.5.3.2.2 Structures testées en hautes vitesses..... | 16 |
| I.5.3.3 Machine homopolaire..... | 17 |
| I.6 Choix de la structure..... | 18 |
| I.7 Conclusion..... | 20 |

Chapitre II : Modélisation de la Machine synchro-réductante

| | |
|---|----|
| II.1 Introduction..... | 22 |
| II.2 Modèle de la machine dans le repère $d-q$ | 22 |
| II.2.1 Equations de fonctionnement dans le repère $d-q$ | 22 |
| II.2.2 Equations de fonctionnement en régime permanent..... | 24 |
| II.2.3 Expression du couple pour un fonctionnement à tension fixée..... | 25 |
| II.2.4 Expression du couple pour un fonctionnement à courant fixé..... | 26 |
| II.2.5 Facteur de puissance..... | 30 |
| II.2.6 Remarques..... | 31 |
| II.3 Modélisation analytique de la MSR en régime linéaire..... | 31 |
| II.3.1 Introduction..... | 31 |
| II.3.2 Machine à rotor à pôles saillants..... | 32 |
| II.3.2.1 Méthode basée sur la circulation du champ..... | 32 |
| II.3.2.1.a Calcul du champ suivant l'axe q | 33 |

| | | |
|-------------|--|----|
| II.3.2.1.b | Calcul du champ suivant l'axe d | 35 |
| II.3.2.2 | Méthode basée sur le procédé de résolution alterné de Schwartz..... | 37 |
| II.3.2.2.a | Méthode alternée de Schwartz..... | 37 |
| II.3.2.2.b | Modèle d'étude..... | 37 |
| II.3.2.2b.1 | Détermination de l'inductance directe..... | 40 |
| II.3.2.2b.2 | Expression de l'inductance directe..... | 41 |
| II.3.2.2b.3 | Détermination de l'inductance en quadrature..... | 42 |
| II.3.2.2b.4 | Expression de l'inductance en quadrature..... | 43 |
| II.3.2.2b.5 | Inductances synchrones..... | 44 |
| II.3.2.3 | Optimisation des dimensions du rotor à pôles saillants basée sur les résultats analytiques..... | 44 |
| II.3.2.4 | Validation des résultats analytiques..... | 45 |
| II.3.2.4.1 | Comparaison des composantes normales de l'induction..... | 45 |
| II.3.2.4.2 | Comparaison des inductances synchrones..... | 47 |
| II.3.3 | Machine à rotor avec barrières de flux..... | 49 |
| II.3.3.1 | Modèle d'étude..... | 49 |
| II.3.3.2 | Calcul de l'inductance suivant l'axe q | 50 |
| II.3.3.3 | Calcul de l'inductance d'axe d | 53 |
| II.3.3.4 | Validation des résultats analytiques... .. | 53 |
| II.3.3.4.1 | Distribution de l'induction normale dans l'entrefer..... | 53 |
| II.3.3.4.2 | Comparaison des inductances synchrones. | 55 |
| II.3.3.4.3 | Prise en compte de la saturation, facteur de saturation..... | 57 |
| II.4 | Conclusion..... | 58 |

Chapitre III : Modèle numérique par éléments finis

| | | |
|---------|--|----|
| III.1 | Introduction..... | 59 |
| III.2 | Calcul par éléments finis des inductances synchrones de la MSR..... | 60 |
| III.2.1 | Calcul des inductances propres statoriques..... | 62 |
| III.2.2 | Calcul des inductances mutuelles statoriques..... | 63 |
| III.2.3 | Calcul des inductances et des flux suivant les axes d et q | 64 |
| III.3 | Résultats obtenus. | 65 |
| III.3.1 | Calcul des inductances et des flux..... | 66 |
| III.3.2 | Calcul du couple. | 73 |
| III.4 | Conclusion. | 74 |

Chapitre IV : Optimisation des dimensions géométriques de deux structures de machines synchro-réductantes

| | | |
|------|---|----|
| IV.1 | Introduction..... | 75 |
| IV.2 | Contraintes d'optimisation..... | 75 |
| IV.3 | Calcul du couple électromagnétique..... | 75 |

| | | |
|----------|--|----|
| IV.3.1 | Calcul du couple électromagnétique par la méthode du tenseur de Maxwell..... | 75 |
| IV.3.2 | Expression du couple dans le repère $d-q$ | 76 |
| IV.3.3 | Choix de la méthode de calcul du couple..... | 77 |
| IV.4 | Calcul du flux magnétique..... | 79 |
| IV.5 | Optimisation des dimensions géométriques du rotor des deux MSR..... | 80 |
| IV.5.1 | Introduction..... | 80 |
| IV.5.2 | Paramètres d'optimisation..... | 82 |
| IV.5.2.1 | Dimensions géométriques du rotor à pôles saillants..... | 82 |
| IV.5.2.2 | Dimensions géométriques du rotor avec barrières de flux..... | 83 |
| IV.5.2.3 | Influence de l'épaisseur des ponts saturables..... | 84 |
| IV.5.2.4 | Angle de charge..... | 86 |
| IV.5.3 | La méthode d'optimisation..... | 87 |
| IV.5.4 | Valeur de base..... | 90 |
| IV.6 | Résultats de l'optimisation et commentaires..... | 91 |
| IV.6.1 | Introduction..... | 91 |
| IV.6.2 | MSR à rotor à pôles saillants..... | 92 |
| IV.6.3 | MSR à rotor avec barrières de flux..... | 94 |
| IV.7 | Conclusion..... | 97 |

Chapitre V : Caractéristiques des machines optimisées en régime permanent

| | | |
|---------|---|-----|
| V.1 | Introduction..... | 98 |
| V.2 | Etat magnétique des MSR optimisées..... | 98 |
| V.2.1 | Distribution de l'induction magnétique..... | 98 |
| V.2.1.1 | MSR à rotor à pôles saillants..... | 98 |
| V.2.1.2 | MSR à rotor avec barrières de flux..... | 100 |
| V.2.2 | Etat de saturation..... | 101 |
| V.3 | Evolutions des inductances L_d et L_q en fonction de l'angle de charge..... | 103 |
| V.4 | Décalage de la limite de stabilité..... | 108 |
| V.5 | Apport des barrières de flux..... | 109 |
| V.6 | Etude expérimentale..... | 109 |
| V.6.1 | Machine à rotor à pôles saillants..... | 110 |
| V.6.1.1 | Essai à vide..... | 110 |
| V.6.1.2 | Essai à faible glissement..... | 111 |
| V.6.1.3 | Essai en charge..... | 111 |
| V.6.1.4 | Facteur de puissance et rendement..... | 113 |
| V.6.1.5 | Comparaison des inductances..... | 114 |
| V.6.2 | Machine avec barrières de flux..... | 114 |
| V.7 | Conclusion..... | 116 |
| | Conclusion générale..... | 117 |
| | Références..... | 119 |
| | Annexe | 125 |

INTRODUCTION GENERALE

Un regain d'intérêt est relevé pour la machine synchrone à réluctance variable ou machine synchro-réductante (MSR) durant ces deux dernières décennies [1, 2, 3, 4]. L'avantage principal qu'offre cette machine porte sur sa puissance volumique, relativement importante, ce qui la rend adaptée aux applications embarquées. Le domaine d'utilisation embrasse l'usinage à grande vitesse, les compresseurs, la propulsion navale, les centrifugeuses, le stockage inertiel, les génératrices pour les éoliennes, etc. L'absence de pertes rotoriques par effet Joule, sa construction et la relative simplicité de sa commande font que la MSR se présente comme une véritable concurrente de la machine asynchrone avec laquelle elle partage la robustesse. En effet, il est bien connu que la machine synchro-réductante figure parmi les plus anciennes machines électriques. Lorsque la MSR utilise une structure de rotor simple à pôles saillants, elle peut constituer une solution attrayante [5, 6, 7]. En outre, si on opte pour une structure non feuilletée du rotor, le démarrage de la machine est assuré grâce au couple asynchrone produit par les courants induits dans le rotor; l'utilisation d'une cage rotorique jouant le rôle d'amortisseur n'est alors plus requise. Toutefois, la MSR à rotor à pôles saillants est caractérisée par un rendement et un facteur de puissance relativement bas à cause de son faible rapport de saillance qui se situe autour de trois [1]. Cependant si l'entraînement inclut une technique de réduction des ondulations du couple, cette structure demeure intéressante si les critères adoptés pour une application donnée portent sur la robustesse, la fiabilité et le faible coût de réalisation.

Pour améliorer les performances de la MSR, le rotor doit être donc conçu pour atteindre un rapport de saillance élevé présentant une réluctance minimale suivant l'axe d et une réluctance maximale suivant l'axe q . En effet, à courant fixé, le couple développé par la machine dépend de la différence des inductances synchrones ($L_d - L_q$) tandis que le facteur de puissance dépend du rapport de saillance L_d/L_q . Ainsi des améliorations peuvent être apportées en introduisant des barrières de flux dans le rotor en modifiant la structure de celui-ci de façon à obtenir une faible réluctance suivant l'axe d et une réluctance maximale suivant l'axe q . Des travaux de recherche dans ce but sont rapportés dans [7, 8, 9]. Actuellement, l'intérêt se tourne principalement vers les MSR à rotor axialement laminé [10] et à barrières internes à laminage transverse [11, 12]. La machine avec le rotor axialement laminé présente un rapport de saillance pouvant atteindre 20 dans le cas bipolaire et 10 dans le cas d'une machine tétrapolaire [13]. Cependant le coût de revient reste élevé et les pertes fer sont importantes [9, 14]. En revanche, la construction d'un rotor à laminage transverse avec barrières de flux est plus accessible et se prête mieux à un biaisage en vue de la réduction des ondulations du couple et ne présente pas de pertes fer significatives.

Pour le rendement, Boglietti [15] montre que la MSR peut produire entre 90% et 100% du couple d'une machine asynchrone avec 50% de pertes totales en moins pour le même courant du stator. L'amélioration du rendement obtenue varie entre 5% et 8%.

En raison des avantages susmentionnés, nous nous intéressons, dans notre étude, à la MSR à rotor à pôles saillants (Fig. 1-a) et à celle à rotor avec barrières de flux (Fig. 1-b). Notre intérêt porte sur l'optimisation des performances de ces deux structures de MSR.

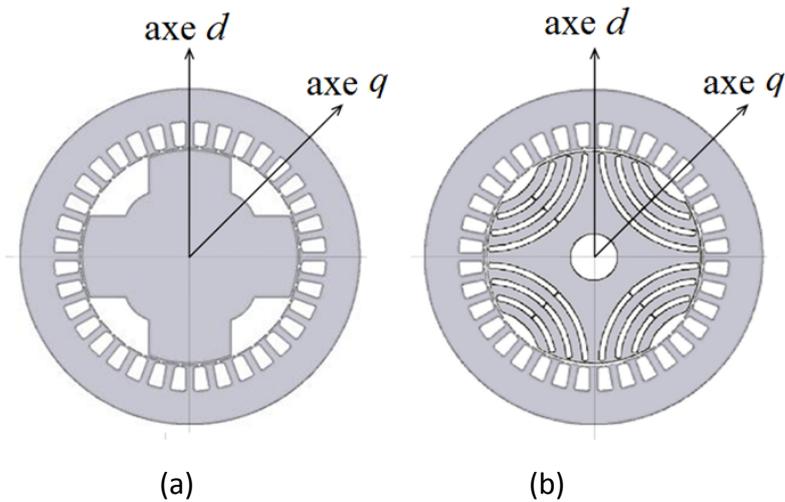


Fig. 1 : MSR tétrapolaire a) à rotor à pôles saillants et b) à rotor avec barrières de flux

Notre travail entre dans le cadre des travaux de recherche menés au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) de l'ENP d'Alger. Il consiste à développer une méthodologie adaptée au dimensionnement de machines synchrones à réluctance variable. La structure du rotor à pôles saillants et celle avec barrière de flux à laminage transverse sont étudiées. Le stator utilisé est de type conventionnel c.à.d. celui d'une machine synchrone (ou asynchrone) classique.

L'objectif est de développer un modèle permettant d'évaluer les performances des machines étudiées en régime permanent et de procéder ensuite à un pré-dimensionnement des paramètres géométriques du rotor des MSR. L'optimisation des dimensions géométriques des rotors ainsi que celle relative à l'angle de charge est ensuite effectuée via la méthode de relaxation cyclique associée à un calcul par éléments finis. Le critère adopté porte sur un couple et un facteur de puissance maximums.

Ce manuscrit est organisé en cinq chapitres décrits ci-dessous :

Dans un premier chapitre, à travers une étude bibliographique, nous présentons les diverses structures particulièrement adaptées aux fonctionnements à grande vitesse de rotation. Il est ensuite présenté des exemples de réalisation de prototypes rapportés dans la littérature spécialisée. Parmi les différents types de machines citées (synchrones à aimants permanents, asynchrones, à réluctance variable etc.), nous nous intéressons plus particulièrement à celles synchrones à réluctance variable (ou synchro-réductantes). Nous exposons les étapes ayant conduit au développement de ce type de structure.

Dans le deuxième chapitre, la modélisation de la MSR est abordée, ce qui permet d'identifier les paramètres les plus influents sur ses performances en régime synchrone. Des modèles analytiques en 2D et en régime linéaire, développés pour les MSR étudiées, permettent la détermination de leurs performances en régime synchrone au moyen des expressions des inductances en fonction des dimensions géométriques pour chaque structure. Ces expressions, qui permettent une analyse paramétrique rapide et efficace, nous conduisent à l'étape de pré-dimensionnement des paramètres géométriques de leurs rotors.

La connaissance précise des inductances synchrones est essentielle à l'analyse et à l'optimisation des performances du type de machine étudié. Dans certains modèles, les inductances suivant les axes d et q sont généralement considérées constantes. Toutefois, en raison de la saturation du circuit magnétique, les paramètres inductifs de la machine sont fonction des courants. Par ailleurs, le phénomène de saturation croisé, traduisant le couplage magnétique entre les circuits d'axes d et q , ne peut être négligé. Au niveau du troisième chapitre, nous présentons une procédure de calcul des inductances synchrones basée sur la méthode de la perturbation d'énergie utilisant un calcul par éléments finis. L'influence de la saturation et du couplage entre les axes sur les inductances et du couple est discutée.

La prise en compte de la structure géométrique réelle de la machine ainsi que de la caractéristique magnétique du matériau utilisé permet d'analyser plus finement les performances des deux types de structures étudiées. Le quatrième chapitre est consacré à l'optimisation des dimensions géométriques des rotors ainsi qu'à l'angle de charge afin d'obtenir un couple maximum avec un facteur de puissance relativement important. A cet effet, nous utilisons une méthode d'optimisation basée sur l'algorithme de relaxation cyclique associée à la méthode des éléments finis. Pour les deux machines étudiées, nous présentons les résultats concernant l'évolution des paramètres d'optimisation et les performances des machines optimisées.

Le cinquième et dernier chapitre est consacré à l'analyse des performances en régime permanent. Le modèle par éléments finis est utilisé pour analyser l'état de saturation des deux MSR étudiées ainsi que l'influence de la géométrie du rotor et du stator sur la répartition du champ dans l'entrefer et sur les inductances. Afin de confirmer les performances théoriques, nous présentons des résultats expérimentaux se rapportant aux deux structures étudiées.

CHAPITRE I

STRUCTURES DE MACHINES ADAPTEES A LA HAUTE VITESSE

I.1 Introduction

Les machines rapides ont toujours suscité l'intérêt des chercheurs et des industriels en raison de leurs qualités intrinsèques offertes, comme la possibilité de pouvoir supprimer un étage mécanique de multiplication de la vitesse à base d'engrenages, de réduire ses propres dimensions et l'obtention de meilleures performances dans des applications spécifiques à haute vitesse.

La technologie utilisant des machines à courant continu dans les entraînements à vitesse élevée, dans les années 60, a évolué vers celle utilisant des machines à courant alternatif grâce au développement des dispositifs électronique de puissance. Ces derniers ont permis la réalisation de convertisseurs statiques à fréquence élevée.

Ces machines rapides à courant alternatif sont généralement des machines synchrones. Plusieurs types de machines, comme les machines homopolaires, sont développées dans les laboratoires de recherche et les premiers turbomoteurs apparaissent au niveau industriel pour assurer l'entraînement direct de compresseurs [16].

I.2 Définition de la haute vitesse

Une machine peut être considérée comme une machine à haute vitesse lorsque celle-ci, périphérique au rotor, avoisine ou dépasse les 100 m/s. Aujourd'hui, la limite de faisabilité de telles machines, qui est liée aux contraintes mécaniques (tenue du rotor), se situe autour des 300 m/s. A partir de cette définition, la représentation dans le plan vitesse de rotation maximale en fonction de la puissance de coin maximale (Fig. I.1) d'un moteur permettrait facilement de le classer dans la gamme des machines à hautes vitesses ou d'en déduire sa faisabilité [16]. La puissance de coin est la puissance maximale d'un moteur lorsqu'il est conçu pour avoir sa vitesse maximale à cette même puissance.

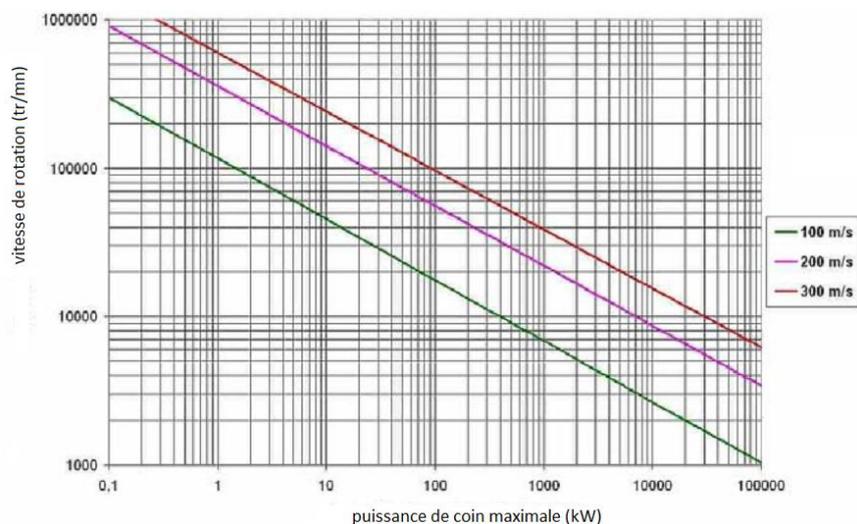


Fig. I.1 : Limite de faisabilité en fonction de la puissance et de la vitesse [16]

Dans le cas où l'induction d'entrefer reste constante, on montre dans [17, 18] que la puissance électromagnétique maximale de coin varie en fonction de la vitesse de rotation admissible Ω comme suit :

$$P_{\max} \propto (v_p)^{7/2} (\Omega)^{-5/2} \quad (1.1)$$

où v_p est la vitesse périphérique maximale du rotor en (m/s).

Cette limite de faisabilité est représentée sur la Fig. I.1 pour différents types de machines réalisées et pour trois valeurs de vitesses périphériques. Aussi, une machine est dite rapide si le point de fonctionnement puissance-vitesse se trouve sur l'une des limites de faisabilité indiquées par la Fig. I.1.

Ainsi, pour une machine d'une puissance de 2 kW, la vitesse de rotation est supérieure à 100 000 tr/mn pour une vitesse périphérique maximale du rotor de 150 m/s. Elle n'est que de 8000 tr/mn pour une machine de 2 MW. Ces vitesses sont augmentées d'un facteur 2.6 pour une vitesse périphérique maximale deux fois plus importante [17].

I.3 Applications

Les applications des machines rapides sont d'autant plus variées qu'il s'agit de petites, moyennes, ou grandes puissances. Pour les petites et moyennes puissances, on peut citer les applications suivantes :

- systèmes de conditionnement d'air avec turbomachine (aéronautique) [16],
- systèmes de récupérations inertiels (30 kW - 100 000 tr/min) [19],
- séparateurs centrifuges,
- génération d'électricité à l'aide de turbines à gaz (110 kW - 70 000 tr/min)[20],
- groupes électrogènes embarqués (véhicules militaires [21], voiture électrique),
- compresseurs d'air (131 kW, 70 000 tr/min) [22].

En ce qui concerne les grandes puissances, les applications importantes sont :

- l'entraînement de pompes de centrales électriques (2 - 15MW, 6 000 tr/min),
- l'entraînement de compresseurs dans l'industrie pétrochimique (2 - 20MW, 6500 tr/min) [23].

Actuellement, les machines rapides embrassent un spectre assez large de vitesses de rotation allant de 3600 tr/min à 200 000 tr/min, et respectivement une puissance allant de quelques MW à quelques kW.

I.4 Contraintes en haute vitesse

Les machines rapides sont soumises à des limitations et à des contraintes dont il faut tenir compte lors de la conception. En effet, les limites usuelles mécaniques, thermiques, électromagnétiques et technologiques sont atteintes et il faut imaginer de nouvelles structures et de nouvelles solutions technologiques [24].

I.5 Structures utilisées

Plusieurs structures de machines sont envisageables pour les hautes vitesses de rotation. On cherche à éviter tout contact mécanique dans les machines rapides (paliers, balais, bagues, ...). Il s'ensuit que les machines à rotor bobiné ne sont pas adaptées à la haute vitesse comme la machine à courant continu dont le collecteur déjà en faible vitesse, la pénalise irrémédiablement à grande vitesse (arc électrique de court-circuit, usure importante).

Nous présentons ci-après des exemples de machines expérimentées avec succès en haute vitesse.

I.5.1 Machine asynchrone

La machine asynchrone rapide peut avoir des rotors de constructions différentes. Il peut être massif, rainuré, ou massif avec une couche superficielle spéciale [25]. Lorsque le rotor est massif, les pertes dans le rotor sont importantes et le facteur de puissance est faible. Les courants induits circulent sous l'effet de peau dans une couche étroite à la surface du rotor augmentant ainsi la résistance du rotor et par suite diminuant les performances de la machine.

On réduit ce phénomène en introduisant des rainures longitudinales le long du rotor comme le montre la Fig. I.2

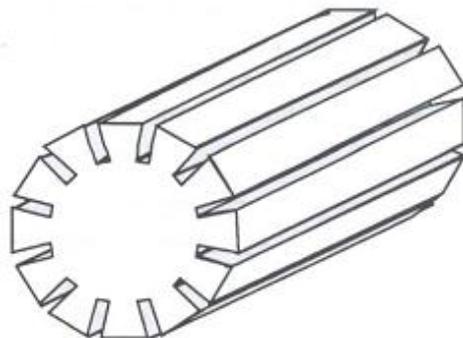


Fig. I.2 : Rotor massif rainuré de machine asynchrone

Enfin, la machine asynchrone classique à cage peut aussi être envisagée pour les hautes vitesses et les grandes puissances comme le montre les travaux décrits par exemple au niveau de la réf. [26] et se rapportant à une application de la machine asynchrone aux compresseurs avec les caractéristiques de 60 000 tr/min et 60 kW. L'auteur dans la référence [27] développe l'étude thermique et mécanique d'une telle structure pour une vitesse de rotation de 15 000tr/min et une puissance de 2 MW. Il s'intéresse en particulier aux contraintes sur les barres du rotor.

I.5.2 Machine synchrone à aimants permanents

La machine à aimants permanents rapide peut être attractive pour différentes raisons :

- elle dispose de la meilleure puissance massique,
- son rendement est supérieur à 90%,
- elle permet de s'affranchir du problème d'alimentation de l'excitation au rotor

(construction complexe et pertes supplémentaires).

Néanmoins, deux raisons limitent son application pour les hautes vitesses :

- son rotor, en plusieurs éléments (circuit magnétique, aimants, ...), la fragilise du point de vue mécanique,
- les pertes au rotor peuvent entraîner la démagnétisation des aimants (dépassement de la température maximale tolérée).

Plusieurs formes de rotor et de stator, sont possibles pour les machines rapides.

I.5.2.1 Machine synchrone à rotor externe

La Figure 1.3-a représente une construction dite inverse. C'est une machine inversée où le rotor est à l'extérieur et le stator est à l'intérieur de la machine. Les aimants permanents sont déposés sur la paroi intérieure du rotor. Dans ce cas, c'est le corps même du rotor qui joue le rôle de frette.

I.5.2.2 Machine synchrone à aimants à la surface du rotor

Au niveau de la Figure I.3-b, les aimants permanents sont collés sur l'arbre magnétique et une frette amagnétique renforce le rotor contre les forces centrifuges.

Ce rotor est certes plus fragile qu'un rotor massif néanmoins le développement de frette [28] promet des perspectives intéressantes pour cette topologie de machines rapides.

I.5.2.3 Machine synchrone à aimants enterrés

Dans ces dernières constructions, les aimants sont enterrés dans le corps du rotor. La Figure I.3-c montre un premier exemple utilisant la technique de concentration de flux. C'est une machine à deux paires de pôles utilisant des aimants rectangulaires (Fig. I.3-b). Le changement de position des aimants dans la construction (Fig. I.3c) permet de tenir compte des contraintes des forces centrifuges et ainsi le rotor est plus résistant sur le plan mécanique.

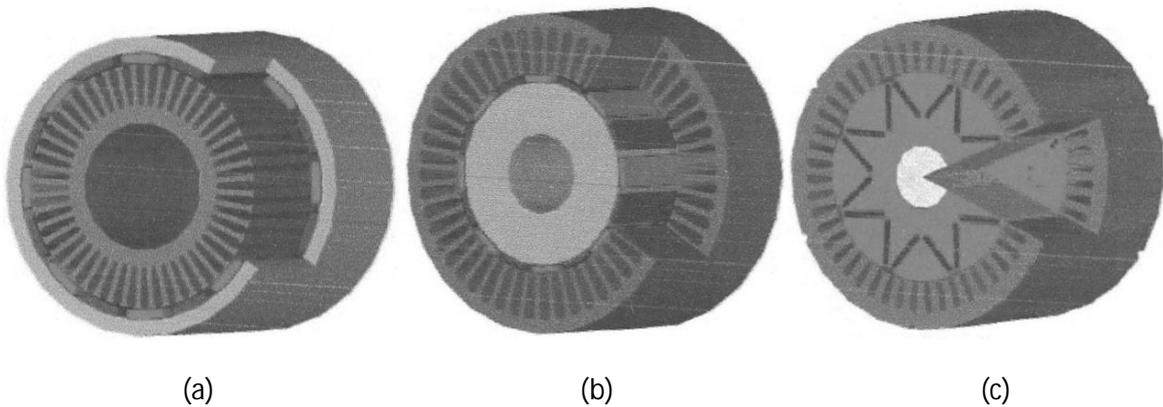


Fig. I.3 : Rotor de machine synchrone à aimants permanents [34]

I.5.2.4 Prototypes utilisés en haute vitesse

Plusieurs applications ont été développées utilisant les machines à aimants permanents. On peut citer Binder et al [29] qui ont étudié une machine à aimants permanents pour des applications à hautes vitesses dont le rotor est illustré par la Fig. I.4. Pour protéger les aimants permanents contre la force centrifuge à haute vitesse, une couche de Carbone de 5,7 mm est ajoutée sur la surface externe des aimants permanents dont l'épaisseur radiale est de 7 mm. La largeur de l'entrefer est de 0,7 mm. Les auteurs ont testé la machine jusqu'à une vitesse mécanique de 35000 tr/min (la vitesse périphérique est de 209 m/s). Gieras [30] a construit une machine à 2 paires de pôles d'une puissance de 90 kW tournant à 27 000 tr/min pour une application de micro-turbine à gaz. Un moteur à aimants permanents, pour la propulsion de véhicule hybride, a été étudié par Lindstrom [28] pour une puissance de 50 kW à une vitesse pouvant atteindre 12000 tr/min.



Fig. I.4 : Rotor d'une machine à aimants permanents surfaciques pour l'application à haute vitesse [34]

I.5.3 Machines à réluctance variable

Historiquement la machine à réluctance variable (MRV) est l'une des premières machines construites par l'homme. En effet le principe de réluctance fut mis en évidence par Tesla en 1887 à partir d'un montage qui ressemblait à une machine à réluctance à double saillance. La machine synchrone à réluctance variable, telle qu'elle est connue aujourd'hui, fut proposée en 1923 par Kostko [31]. Son principe de fonctionnement repose sur la dissymétrie magnétique : deux dispositifs magnétiques, l'un fixe (le stator) et l'autre mobile autour d'un axe (le rotor) sont soumis à un champ magnétique.

La partie mobile tourne, sous l'effet de la force magnétique, de façon à ce que l'énergie de l'ensemble soit minimale ; ce qui correspond au minimum de réluctance des deux dispositifs.

Ces machines présentent plusieurs intérêts en haute vitesse :

- construction simple et économique,
- probablement la moins coûteuse des machines électriques,
- L'absence de contacts glissants leur conférant des propriétés antidéflagrantes,
- l'utilisation d'un rotor massif permet une meilleure résistance aux contraintes liées aux forces centrifuges en hautes vitesses,
- la température maximale admissible au rotor est plus élevée que celle supportée par les moteurs à aimants permanents.

Nous présentons dans ce chapitre quelques structures de machines à réluctance variable qui peuvent présenter un intérêt pour la haute vitesse.

I.5.3.1 Machine à réluctance variable à double saillance

La machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) est une machine commutée. En effet, elle se distingue des machines synchrones à champ tournant par son alimentation séparée des différentes phases. Son principe de fonctionnement est simple : La première phase est alimentée en courant et alors le rotor tourne sous l'effet d'un couple réluctant pour atteindre la position assurant le minimum de réluctance. On débranche cette phase et on alimente la deuxième ; le rotor tourne encore. Ainsi, par l'intermédiaire d'une alimentation judicieuse le rotor tourne de façon continue et la MRVDS fonctionne en moteur.

Ces machines se distinguent aussi par leur alimentation en créneaux de courant, par leur électronique de puissance à courant unidirectionnel et surtout par la possibilité de fournir un fort couple à faible vitesse. Cette machine a la particularité d'avoir un bon rendement mais présente toutefois l'inconvénient d'être une machine bruyante à cause des effets de la réluctance variable très prononcés associés aux harmoniques présents dans le système d'alimentation [32]. Outre le bruit acoustique, la nécessité d'un capteur de position constituent un obstacle pour son utilisation en hautes vitesses. Cependant plusieurs auteurs ont construit et testé ce type de machine pour les applications à vitesses rapides.

Richter [33] rapporte l'étude et la fabrication d'une MRVDS de 32 kW tournant à 48 000 tr/min pour une application de pompe de carburant "*fuel pump*" pour l'industrie aéronautique. Afin de respecter les contraintes sévères d'encombrement (volume) l'auteur a utilisé des matériaux magnétiques très performants.

Alhassoun [34] a effectué l'étude d'une machine à réluctance variable à double saillance 6/4 (Fig. I.5) destinée à des applications à hautes vitesses. Il s'est notamment intéressé à l'apport des poudres de fer pour la diminution des pertes fer de la MRVDS ainsi qu'à la modélisation acoustique et à l'estimation des efforts mécaniques subis par la machine à haute vitesse. Il a construit deux MRVDS ; l'une en tôles magnétiques et l'autre en poudre de fer avec les caractéristiques suivantes : 8 000 tr/min, 1 kVA. La Figure I.6 montre l'un de ces prototypes.

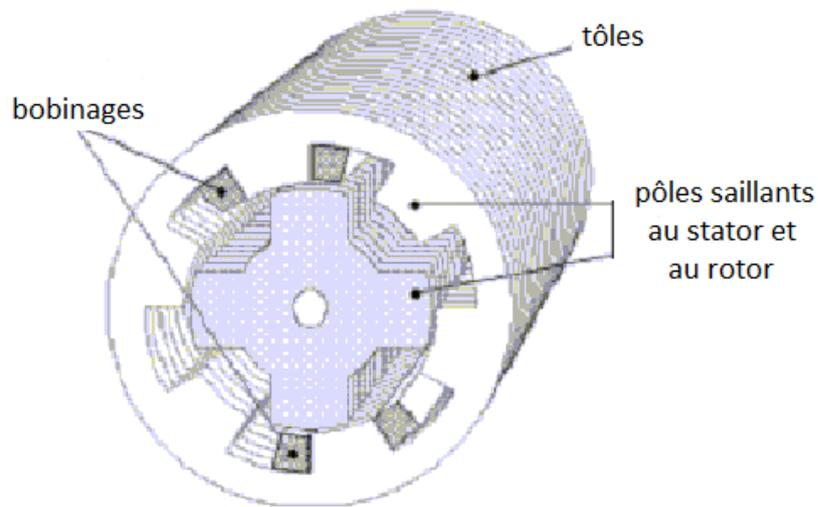


Fig. I.5 : Machine à réluctance variable double saillance de type 6/4 [34].



Fig. I.6 : Prototype de machine à réluctance variable double saillance de type 6/4 [34].

I.5.3.2 Machine synchrone à réluctance variable

Du point de vue construction, le stator de la machine synchrone à réluctance variable ou machine synchro-réductante (MSR) est identique à celui de la machine asynchrone classique. Les bobinages sont généralement alimentés par des courants alternatifs formant un champ magnétique tournant. Le rotor est à pôles saillants et ne comporte pas de bobinage. Il tourne au synchronisme et s'accroche au champ tournant statorique grâce à sa dissymétrie. Il est possible de faciliter le démarrage de ce moteur en rajoutant des

amortisseurs au rotor. Le couple synchrone généré est proportionnel à la différence ($L_d - L_q$) des inductances synchrones de la machine.

I.5.3.2.1 Historique de la MSR

Nous présentons ci-dessous les différents développements qu'a connus le rotor de la MSR visant l'amélioration de ses performances.

I.5.3.2.1-a Rotor à pôles saillants

Ce type de structure de rotor, représenté sur Fig. I.7, est la structure classique utilisée dans les MSR. Les premiers travaux concernant la MSR suppose une alimentation à fréquence fixe. Ce type de rotor a été étudié et utilisé pour différentes applications [35, 36]. Il est conçu sur la base du rotor de la machine asynchrone à laquelle on supprime des dents pour créer l'anisotropie magnétique.

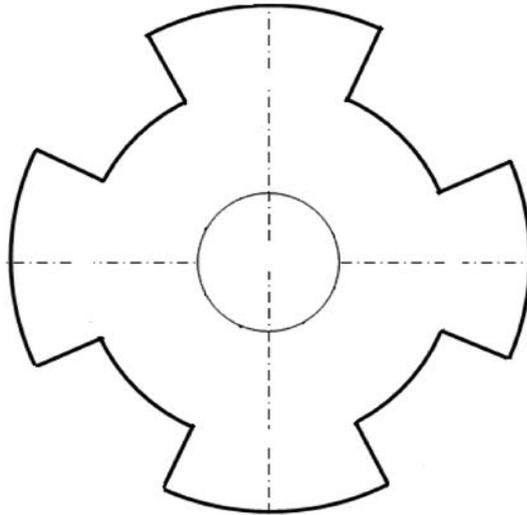


Fig. I.7: Rotor à pôles saillants tétrapolaire

Ce type de rotor a une construction simple et robuste. Compte tenu du faible rapport de saillance obtenu, le moteur utilisant ce type de rotor fonctionne sous un facteur de puissance et un rendement relativement faibles.

Chalmers et Mulki [37] ont développé une machine ayant un rotor en acier massif qui présente un couple de démarrage grâce aux courants induits dans la structure massive du rotor. Malgré le faible rapport de saillance de ces machines, les facteurs comme la simplicité de construction et la robustesse ont favorisé leur utilisation industrielle par exemple en pétrochimie.

Pour améliorer le rapport de saillance, les structures du rotor avec barrières de flux et celui segmenté sont apparus dans la seconde génération. L'augmentation de l'anisotropie magnétique du rotor est recherchée à travers la diminution de l'inductance en quadrature sans affecter celle directe.

I.5.3.2.1-b Rotor segmenté

Ce type de rotor utilise des pôles discrets montés sur un arbre amagnétique comme le montre la Fig. I.8. Un rapport de saillance de l'ordre de 4 à 5 a été rapporté en utilisant ce type de rotor [38]. Ce qui lui confère des performances plus prometteuses que le rotor à pôles saillants classique. Un rotor de ce type a été élaboré pour des applications à démarrage direct par Lawrenson et Gupta [39] et Honsinger [40, 41]. Le rapport de saillance approche 10 en non saturé, sous un facteur de puissance allant de 0.55 à 0.7. Toutefois, ces améliorations compliquent la construction du rotor ce qui se répercute sur son coût et sur son développement.

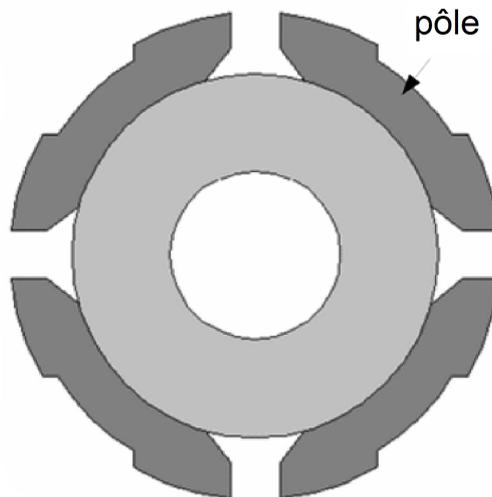


Fig. I 8 : Rotor segmenté tétrapolaire

I.5.3.2.1-c Rotor avec barrières de flux

Le développement apporté au rotor de ces machines consiste à introduire des barrières au sein du rotor [41, 42] muni de ponts saturables tangentiels et radiaux (Fig. I.9). Les travaux de Honsinger constituent une amélioration importante dans la construction du rotor de la machine synchro-réductante. L'utilisation de ce rotor permet une meilleure synchronisation du moteur avec un courant de démarrage relativement faible. Le facteur de puissance maximum obtenu pour une machine de 3 kW est de 0,67 avec un rendement de 81,6% [41, 42].

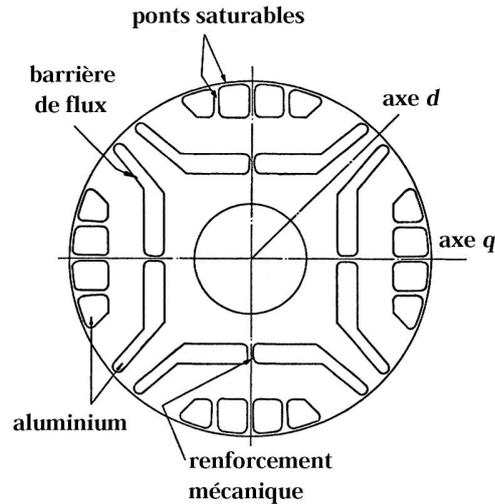


Fig. I.9: Rotor avec barrières de flux [40]

Cette structure de rotor est utilisée dans des machines pilotée par un variateur de fréquence et le contrôleur V/f constant [43, 44, 45, 46]. Des caractéristiques similaires aux machines à rotor segmenté sont obtenues, néanmoins, le rotor est plus facile à construire et le rapport de saillance est plus élevé.

I.5.3.2.1-d Rotor axialement laminé

Le rotor est constitué d'une succession de feuilles ferromagnétiques et amagnétiques. Le rotor se comporte alors comme un matériau homogène anisotrope. On règle le rapport de saillance en jouant sur les épaisseurs relatives des feuilles. Cette structure est généralement utilisée pour les machines synchro-réductantes à quatre pôles. Les feuilles assemblées sont alors en forme d'hyperboles comme le montre la Fig. I.10 Du fait du nombre élevé d'éléments assemblés et de la relativement faible tenue mécanique qui en découle, cette structure est limitée aux faibles vitesses (inférieures à 5000 tr/min) et faibles puissances (inférieures à 2kW).

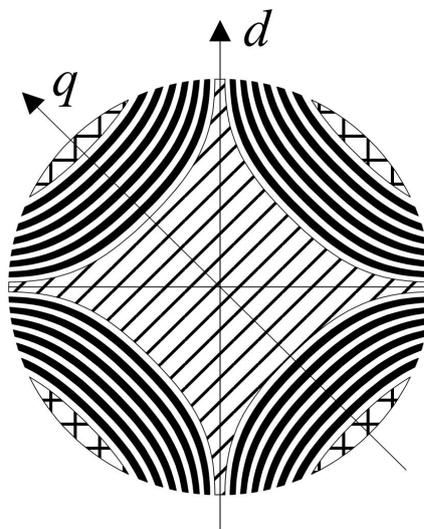


Fig. I.10 : Rotor axialement laminé tétrapolaire

I.5.3.2.1-e Rotor transversalement laminé

Ce type de configuration de rotor est également appelé flux rotor à barrières multiples. Un rotor à quatre pôles de ce type est représenté sur la Fig. I.11. Afin de maximiser le flux suivant l'axe direct, les guides de flux doivent idéalement suivre le trajet du flux. Ainsi, la barrière de flux doit être perpendiculaire aux lignes de champ la ligne de flux pour minimiser du flux en quadrature. Comparé au rotor axialement laminé, ce rotor présente plus de flux fuites [47, 48], ce qui se répercute sur le couple et le facteur de puissance.

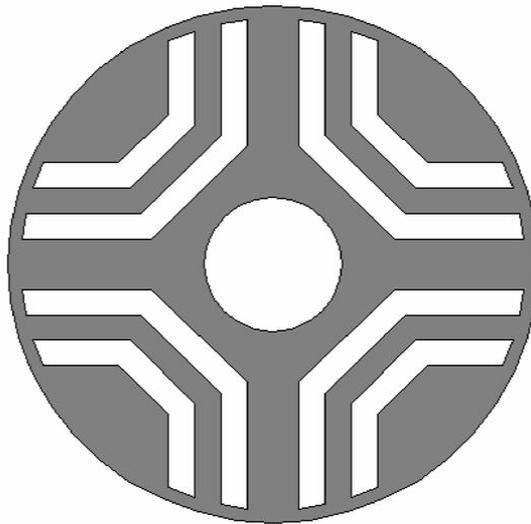


Fig. I.11 : Rotor avec barrières de flux à laminage transverse

I.5.3.2.1-f Assistance par aimants permanents

Lorsque des aimants permanents sont enterrés à l'intérieur du rotor (à l'intérieur des barrières de flux) comme représenté sur la Fig. I.12, au lieu d'être montés sur la surface du rotor, on parle alors de MSR assistée d'aimants. Le flux dû aux aimants permanents tend à réduire le flux en quadrature produit par les courants statoriques. Par conséquent, la densité de couple ainsi que le facteur de puissance sont améliorées, même en régime de défluxage. Les auteurs de la réf. [45] évaluent le rapport de saillance effectif à travers une analyse par éléments finis (cas non-linéaire) d'une machine à rotor avec barrières de flux avec et sans aimants insérés.

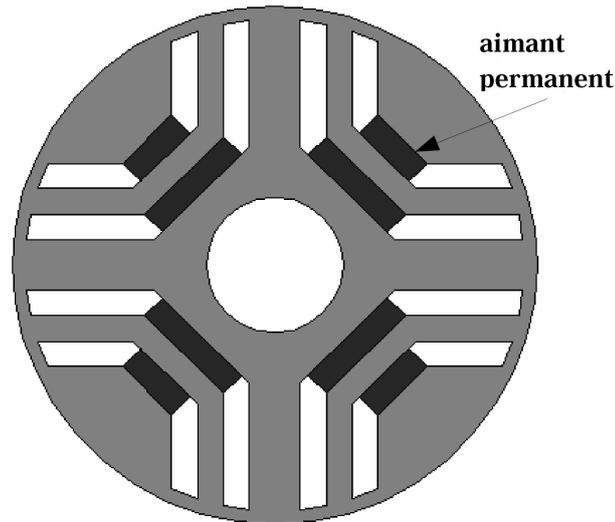


Fig. I.12 : Rotor assisté d'aimants permanents

I.5.3.2.2 Structures testées en hautes vitesses

Une des premières études de la MSR pour les hautes vitesses de rotation a été effectuée par Meibody-Tabar [49] sur une machine à rotor massif de 50 kW tournant à 3 000 tr/min. Il a modélisé analytiquement et numériquement la machine en simplifiant la courbe de saturation et en approximant la forme des lignes de champ. Dans l'objectif de maximiser le couple, le facteur de puissance, le rendement et pour une optimisation de l'angle d'ouverture de la saillance rotorique, il a été effectué une simulation suivie d'une étude expérimentale.

Fukao [50] s'est intéressé au potentiel du fer amorphe qui diffère du fer classique par son désordre à l'échelle microscopique et notamment par rapport à ses propriétés magnétiques et à ses contraintes mécaniques supérieures. Pour cela, il a construit une machine à réluctance variable à une paire de pôles d'une puissance de 378 W tournant à 48 000 tr/min.

Hoffman [6, 7] a proposé une structure de rotor laminé à pans coupés pour une application de volant d'inertie. Le rotor de cette machine est constitué d'un feuilletage de matériau isolant et de fer magnétique afin d'augmenter le rapport de l'inductance d'axe direct par rapport à l'inductance en quadrature (Fig. I.13). Ce feuilletage permet d'atteindre un rapport de 10 ce qui améliore les performances de la MSR. Les caractéristiques de son prototype sont 60 kW et 48 000 tr/min.

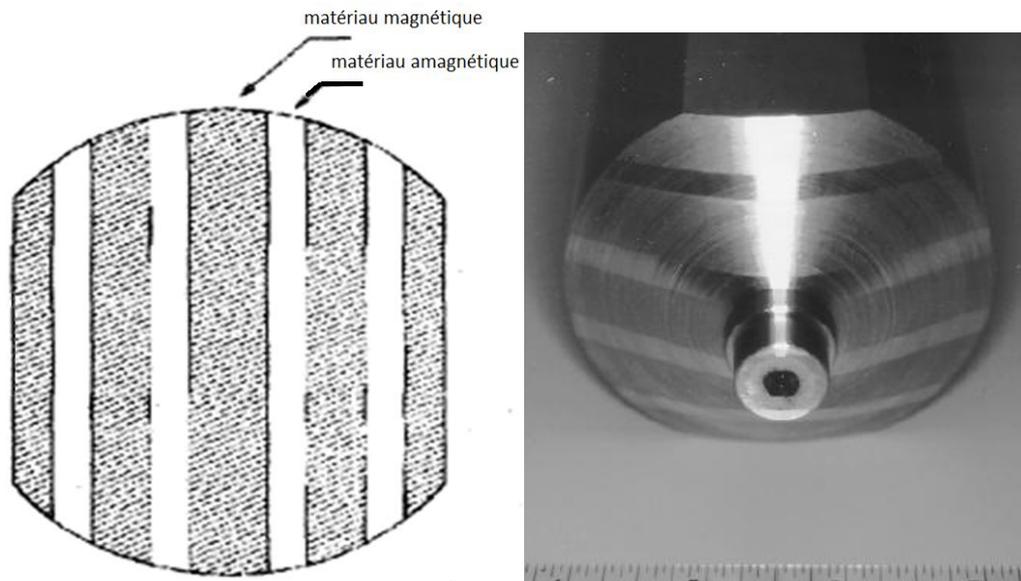


Fig. I.13 : Rotor bipolaire à feuilletage axial [7].

I.5.3.3 Machine homopolaire

La machine (dite machine de Lyndell) comporte un rotor massif et un stator muni, d'une part d'une partie feuilletée portant l'enroulement triphasé parallèle à l'axe de la machine et, d'autre part d'une partie massive assurant le retour du flux d'excitation. L'excitation est constituée de bobines circulaires centrées sur l'axe de la machine ou d'un aimant à flux axial dans l'axe rotorique. (Fig. I.14)

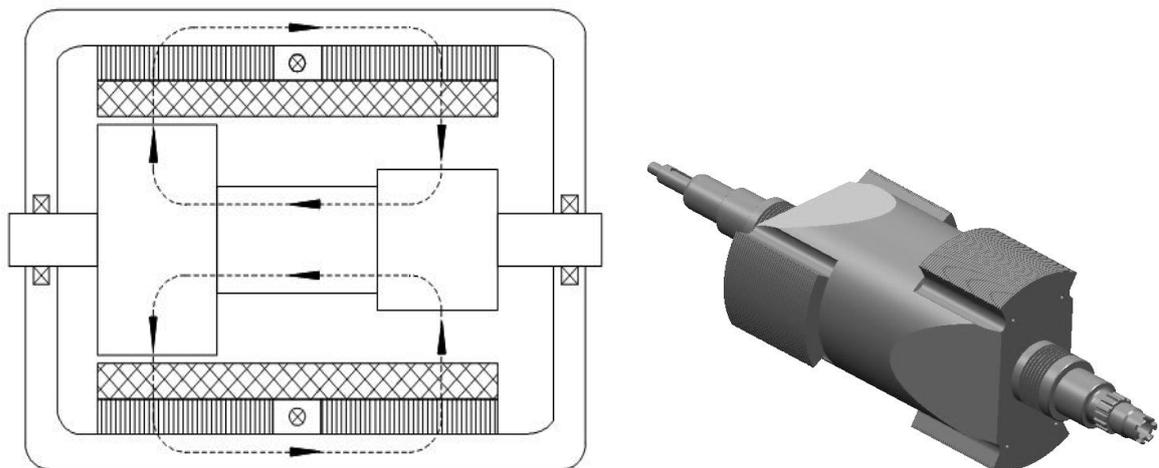


Fig. I.14 : Machine homopolaire à rotors décalés [19]

Pour la même valeur maximale de l'induction dans l'entrefer, les variations de flux dans l'induit sont approximativement deux fois plus faibles que pour des machines hétéropolaires entraînant ainsi une puissance massique moindre [51].

Un prototype de machine de Lyndell, développé pour une application de volant d'inertie tournant entre 50 000 tr/min et 100 000 tr/min pour une puissance de sortie de 30 kW, est présenté dans [19]. C'est une machine à réluctance variable excitée. Deux demi-machines décalées d'un angle électrique de 90° sont associées pour un rotor complet.

Un prototype de générateur homopolaire, utilisant la structure de Lyndell, destiné pour un véhicule hybride de combat est présentée par [21]. Il s'agit d'un alternateur inertiel de 40 000 tr/mn ayant une grande capacité de surcharge.

Un prototype à 4 pôles de cette structure de machine a été réalisé avec une évaluation de ses performances en régime permanent par les auteurs des réfs. [52, 53]. La machine utilise un stator de machine asynchrone de 3,7 kW où l'excitation continue est constituée de bobines circulaires centrées sur l'axe de la machine et située au niveau des flasques (Fig. I.15).

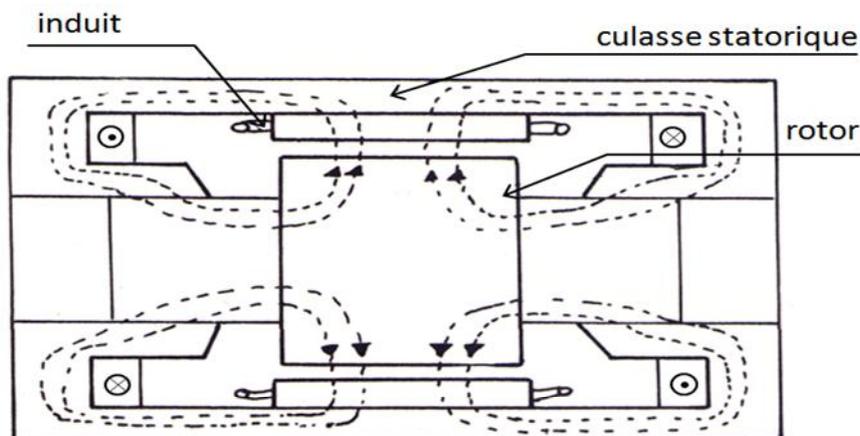


Fig. I.15 : Machine homopolaire à rotor unique [52, 53]

I.6 Choix de la structure

Parmi les structures qui satisfont les critères à la fois de performance, de robustesse et de coût et qui répondent aux exigences liées aux applications à forte puissance et à haute vitesse sont les machines synchro-réductantes à rotor à pôles saillants et à rotor avec

barrières de flux. Nous nous intéressons donc particulièrement à ces deux structures de MSR.

La structure à rotor à pôles saillants peut représenter une solution intéressante dans les entraînements à grandes vitesses de rotation tel que les systèmes de stockage électromécanique de l'énergie [6, 7]. De plus, elles ne nécessitent pas la présence d'une cage au rotor car les courants induits circulant axialement dans le rotor en régime asynchrone peuvent générer un couple lors du démarrage. Cependant, à cause de leur faible rapport de saillance qui excède rarement trois, ces machines sont caractérisées par un faible facteur de puissance et un rendement médiocre [1]. Néanmoins, dans les entraînements peu exigeants en matière d'ondulations de couple, ces structures demeurent attractives si des performances élevées ne sont pas exigées.

Pour améliorer les performances de la MSR, le rotor doit être donc conçu pour atteindre un rapport de saillance élevé présentant une réluctance minimale suivant l'axe d et une réluctance maximale suivant l'axe q . En effet, à courant fixé, le couple développé par la machine dépend de la différence des inductances synchrones ($L_d - L_q$) tandis que le facteur de puissance dépend du rapport de saillance L_d/L_q . Ainsi des améliorations peuvent être apportées en introduisant des barrières de flux dans le rotor en modifiant la structure de celui-ci de façon à obtenir une faible réluctance suivant l'axe d et une réluctance maximale suivant l'axe q . Des travaux de recherche dans ce but sont rapportés dans [6, 8, 9]. Actuellement, l'intérêt se tourne principalement vers les MSR à rotor axialement laminé [10] et à barrières internes à laminage transverse [11, 12, 55]. La machine avec le rotor axialement laminé présente un rapport de saillance pouvant atteindre 20 dans le cas bipolaire et 10 dans le cas d'une machines tétrapolaire [13]. Cependant le coût de revient reste élevé et les des pertes fer sont importantes [9, 14]. En revanche, la construction d'un rotor à laminage transverse avec barrières de flux est plus accessible et se prête mieux à l'inclinaison en vue de la réduction des ondulations du couple et ne présente pas de pertes fer significatives. Une structure de rotor à laminage transverse, utilisant des barrières de flux en forme de queue d'aronde présentant une robustesse accrue, est proposée dans [56].

Afin d'appuyer le choix que nous portons à la machine synchro-réductante, nous présentons une étude comparative de ses performances et de celles de la machine asynchrone. Les auteurs des réfs. [57] et [58] ont comparé analytiquement ces deux types de machines. T. Lipo [57] montre que la MSR peut théoriquement produire 82% du couple du moteur asynchrone avec 50% de pertes en moins. A pertes Joule égales, l'augmentation du courant dans la MSR permet une augmentation du couple de 42% par rapport à celui du moteur asynchrone. Toutefois, en tenant compte de la saturation croisée cette valeur serait réduite de 15 à 20 %.

Miljavec et Jereb [58] montrent que par rapport à la machine asynchrone, la MSR est capable de fournir un couple plus élevé en supposant que les rapports L_d/L_m et L_m/L_r avoisinent l'unité. L_d est l'inductance d'axe direct de la MSR, L_m et L_r sont respectivement, l'Inductance magnétisante et l'inductance totale d'une phase du rotor de la machine asynchrone.

En outre, ils supposent que les deux machines présentent les mêmes pertes sauf celles par effet Joule. Par conséquent, ces dernières pertes, au point de fonctionnement nominal, peuvent être doublées et le courant de phase peut être augmenté de $\sqrt{2}$ fois.

Sur la base de résultats expérimentaux, A. Boglietti et M. Pastorelli [59], présentent une étude comparative des deux machines du point de vue thermique, et leurs résultats sont basés sur la détermination expérimentale du couple lorsque les deux types de moteurs admettent la même température au niveau des bobinages du stator. Ils rapportent, qu'à la même température de fonctionnement, la MSR produit un couple dépassant celui de la machine asynchrone d'environ (10% à 15%). A charge égale, les tests effectués indiquent une température du stator de la MSR inférieure de 23° Celsius comparée à celle du moteur asynchrone.

Dans [60], les auteurs effectuent une étude comparative sur des machines de 110 kW. Les résultats expérimentaux obtenus leur ont permis de conclure que la MSR perd son avantage sur la machine asynchrone en raison de ses performances limitées en régime défluxé. Toutefois, ils suggèrent que des améliorations dans ce sens peuvent être apportées en optimisant le stator de la MSR. Bien que les mesures expérimentales aient été effectuées en utilisant des onduleurs pour l'entraînement des deux moteurs à des fréquences variables, les mesures ont été effectuées essentiellement autour de la valeur nominale du couple égale à 700 N.m.

Il ressort ainsi que pour les mêmes pertes par effet Joule, la machine synchro-réductante peut fournir plus de puissance qu'une machine asynchrone utilisant le même stator.

I.7 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons passé en revue et discuté des différentes contraintes imposées par l'utilisation de machines électriques dans les applications à grande vitesse de rotation. Il ressort de cette partie que pratiquement la majorité des machines électriques peuvent être utilisées pour la haute vitesse toutefois, selon l'application envisagée, le choix d'une structure donnée doit tenir compte des avantages et des inconvénients qui lui sont propres.

Lorsque la robustesse de la machine, sa facilité de réalisation ainsi que son coût sont recherchés et imposés par le cahier des charges, on peut opter pour la machine à réluctance variable et plus particulièrement pour la machine synchro-réductante hétéropolaire laquelle, en plus, présente moins de difficultés liées au refroidissement du rotor. Par rapport à la machine dont le rotor est à laminage axial, celle à rotor à laminage transverse, bien que n'autorisant pas des rapports de saillance très importants, présente plus de facilité d'usinage et se prête mieux à l'inclinaison (biais).

Nous avons présenté les étapes qu'a connues cette machine au cours de son évolution. Les différentes structures présentées cherchent à accentuer la saillance du rotor dont dépend le couple. Pour améliorer les performances de la MSR, le rotor doit être donc conçu pour atteindre un rapport de saillance élevé présentant une réluctance minimale suivant l'axe d et une réluctance maximale suivant l'axe q .

Comparée à la machine asynchrone pour les mêmes pertes par effet Joule, la machine synchro-réductante fournit plus de puissance. Mais il ne faut pas omettre que la machine asynchrone possède un meilleur facteur de puissance. Toutefois, une structure optimale du rotor de la MSR peut conduire à un facteur de puissance proche de celui de la machine asynchrone.

CHAPITRE II
*MODELISATION DE LA MACHINE
SYNCHRO-RELUCTANTE*

II. 1. Introduction

Après avoir passé en revue les différentes structures susceptibles d'être utilisées dans la gamme des hautes vitesses, proposé et justifié le choix de celles synchro-réductantes à rotor à pôles saillants et à barrières de flux, la modélisation de la machine est abordée au niveau de ce chapitre. Cela nous permet, d'identifier les paramètres les plus influents sur les performances de la machine avant de considérer l'optimisation de ces dernières.

II.2. Modèle de la machine dans le repère d - q

Le but de cette partie est de présenter les équations de fonctionnement, en régime permanent, de la MSR dans le repère de Park lié au rotor. On détermine le point de fonctionnement à couple maximum dans les cas d'une alimentation à tension constante et à courant fixé; les expressions du facteur de puissance s'y rapportant sont ensuite établies.

L'expression du facteur de puissance en fonction de l'angle de charge, pour un rapport de saillance donné, est ensuite donnée en mettant l'accent sur le point de fonctionnement conduisant à un facteur de puissance maximum. En effet, une considération particulière à accorder à ce facteur s'avère importante eu égard aux valeurs, relativement basses du facteur de puissance rencontrées dans ce type de machines, ce qui pourrait constituer un obstacle à sa compétitivité.

Nous supposons que la force magnétomotrice (f.m.m) produite par le bobinage du stator est répartie sinusoidalement dans l'entrefer. Les équations de fonctionnement de la machine synchrone à réductance variable peuvent être déduites de celles de la machine synchrone à pôles saillants classique dépourvue d'enroulement d'excitation.

II.2.1. Equations de fonctionnement dans le repère d - q

La f.m.m, par hypothèse est considérée sans harmoniques de rangs supérieurs et ainsi seule l'inductance de fuite du stator est affectée par ces derniers [1]. Ainsi :

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \quad (\text{II.1 a})$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \quad (\text{II.1 b})$$

où ω_e est la pulsation électrique.

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} \quad (\text{II.2 a})$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} \quad (\text{II.2 b})$$

où les flux, suivant les axes d et q sont exprimés par :

$$\psi_d = L_\sigma i_d + L_{md} i_d \quad (\text{II.3 a})$$

$$\psi_q = L_\sigma i_q + L_{mq} i_q \quad (\text{II.3 b})$$

et

$$\psi_{dr} = L'_\sigma i_{dr} + L_{md} i_{dr} \quad (\text{II.4 a})$$

$$\psi_{qr} = L'_\sigma i_{qr} + L_{mq} i_{qr} \quad (\text{II.4 b})$$

où L_σ , L_{md} et L_{mq} sont respectivement l'inductance de fuite au stator, l'inductance de magnétisation suivant l'axe direct et l'inductance de magnétisation en quadrature au stator. L'_σ , i_{dr} et i_{qr} sont respectivement l'inductance de fuite rotorique, le courant direct et le courant en quadrature de l'enroulement du rotor ramenés au stator. R_s est la résistance d'une phase du stator.

Dans le cas des entraînements modernes, le rotor utilisé pour la MSR est une structure dépourvue de cage du fait que la machine peut être démarrée grâce à une commande appropriée de l'onduleur. Ainsi, les équations qui régissent le fonctionnement de la MSR peuvent être obtenues à partir des équations de la machine synchrone classique en ôtant l'enroulement d'excitation. Dans les structures de MSR utilisant un rotor axialement laminé ou à barrières de flux, l'utilisation d'une cage rotorique n'est pas nécessaire car la machine peut démarrer grâce à une commande appropriée de l'onduleur. Ainsi, en éliminant les équations relatives à l'enroulement d'excitation et celles de la cage des équations dans le repère de Park, les équations des tensions aux bornes des bobinages équivalents d'axe d et d'axe q sont exprimées par les équations (II.1-a) et (II.1-b) où les flux totalisés dans les enroulements d et q sont liés aux courants par les relations suivantes :

$$\psi_d = L_\sigma i_d + L_{md} i_d \quad (\text{II.5 a})$$

$$\psi_d = L_d i_d$$

$$\psi_q = L_\sigma i_q + L_{mq} i_q$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (\text{II.5 b})$$

où L_d et L_q sont respectivement les inductances directe et en quadrature. En effet, on admet en général que la machine présente la même inductance de fuite L_σ suivant les axes d et q et qu'elle est indépendante de la position du rotor. La limite de validité de cette hypothèse peut être atteinte lorsqu'il s'agit de structure présentant une large zone à large entrefer où l'inductance de fuite devient alors fonction du trajet moyen du flux d'entrefer suivant les axes d et q et dans ce cas, on a :

$$L_{\sigma q} \geq L_{\sigma d} \quad (II.6)$$

Dans le repère d - q , le couple électromagnétique s'écrit :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2}p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (II.7)$$

où p est le nombre de paires de pôles.

II.2.2. Equations de fonctionnement en régime permanent

Le diagramme vectoriel par phase de la machine en régime permanent est représenté sur la Fig. II.1.

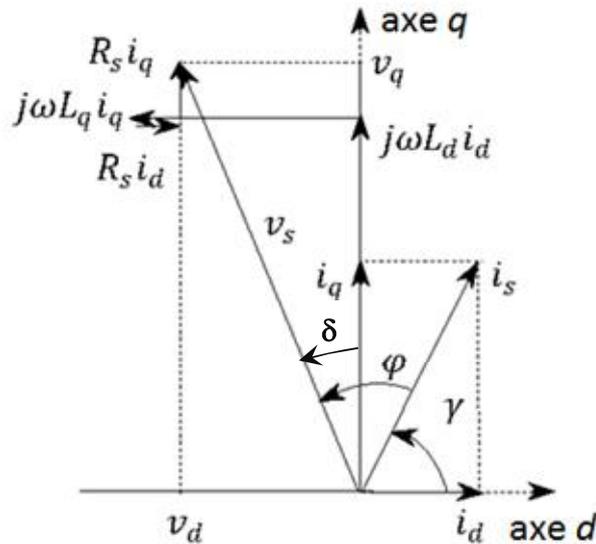


Fig. II.1 : Diagramme vectoriel de la MSR dans le repère lié au rotor

Les composantes directe et en quadrature des vecteurs tension et courant du stator sont données respectivement par :

$$v_d = -v_s \sin \delta \quad (II.8 a)$$

$$v_q = v_s \cos \delta \quad (II.8 b)$$

$$i_d = \frac{\omega_e L_q v_q + R_s v_d}{R_s^2 + \omega_e^2 L_d L_q} \quad (\text{II.9 a})$$

$$i_d = \frac{-\omega_e L_d v_d + R_s v_q}{R_s^2 + \omega_e^2 L_d L_q} \quad (\text{II.9 b})$$

II.2.3. Expression du couple pour un fonctionnement à tension fixée

En combinant les expressions données par les Équations (II.5) et (II.9), le couple électromagnétique est exprimé par :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) \frac{-\omega_e L_d R_s v_d^2 + \omega_e L_q R_s v_q^2 + (R_s^2 - \omega_e^2 L_d L_q) v_d v_q}{(R_s^2 + \omega_e^2 L_d L_q)^2} \quad (\text{II.10})$$

Dans les machines de forte puissance, la résistance de phase R_s peut être généralement négligée devant l'impédance nominale, on a alors :

$$i_d = \frac{v_q}{\omega_e L_d} \quad (\text{II.11 a})$$

$$i_q = \frac{-v_d}{\omega_e L_q} \quad (\text{II.11 b})$$

Dans ce cas, l'expression du couple devient :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p \frac{v_d v_q}{\omega_e^2} \frac{(L_d - L_q)}{L_d L_q} \quad (\text{II.12})$$

En substituant les expressions de v_d et v_q par leurs expressions à partir de l'Équation (II.8), on obtient :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p \left(\frac{v_s}{\omega_e} \right)^2 \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \frac{\sin 2\delta}{2} \quad (\text{II.13})$$

Ainsi, le couple dépend du carré de la tension d'alimentation v_s et du sinus de l'angle 2δ .

Il découle de l'expression précédente que le couple atteint son maximum pour $\delta = 45^\circ$; le couple maximum est alors :

$$\Gamma_{e(\max)} = \frac{3}{4} p \left(\frac{v_s}{\omega_e} \right)^2 \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \quad (\text{II.14})$$

II.2.4. Expression du couple pour un fonctionnement à courant fixé

En remplaçant les expressions des flux des Équations (II.5) dans l'Équation (II.7), on obtient l'expression suivante du couple en fonction des courants direct et en quadrature :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (\text{II.15})$$

Les composantes i_d et i_q peuvent être exprimées en fonction de l'angle de charge γ comme suit :

$$i_d = i_s \cos \gamma \quad (\text{II.16 a})$$

$$i_q = i_s \sin \gamma \quad (\text{II.16 b})$$

L'expression du couple en fonction du courant d'alimentation est donc :

$$\Gamma_e = \frac{3}{4} p (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\gamma \quad (\text{II.17})$$

Pour $\gamma = 45^\circ$, le couple développé par la machine atteint son maximum :

$$\Gamma_{e(\max)} = \frac{3}{4} p i_s^2 (L_d - L_q) \quad (\text{II.18})$$

Ainsi, à courant du stator fixé, le couple maximum est proportionnel à la différence des inductances $(L_d - L_q)$.

L'Équation (II.17) montre que le couple dépend du carré du courant et varie en fonction du $\sin 2\gamma$. Cette expression est similaire à celle obtenue pour un fonctionnement à tension constante (Équation (II.13)).

On peut aisément établir la relation suivante entre les angles γ et δ

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{L_d}{L_q} \operatorname{tg} \delta \quad (\text{II.19})$$

Ainsi, pour un fonctionnement à tension constante, l'expression du courant unitaire est :

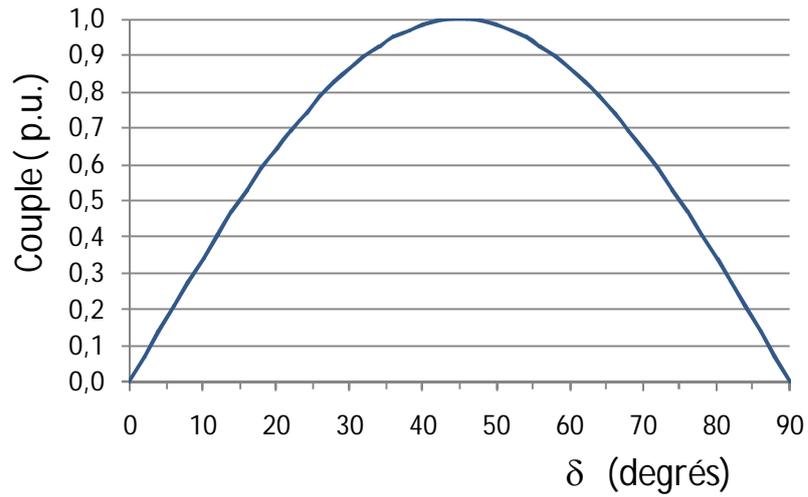
$$i_s(\text{pu}) = \sqrt{\left(\frac{L_q}{L_d} \cos \delta\right)^2 + (\sin \delta)^2} \quad (\text{II.20})$$

et pour un fonctionnement à courant constant, l'expression de la tension unitaire est :

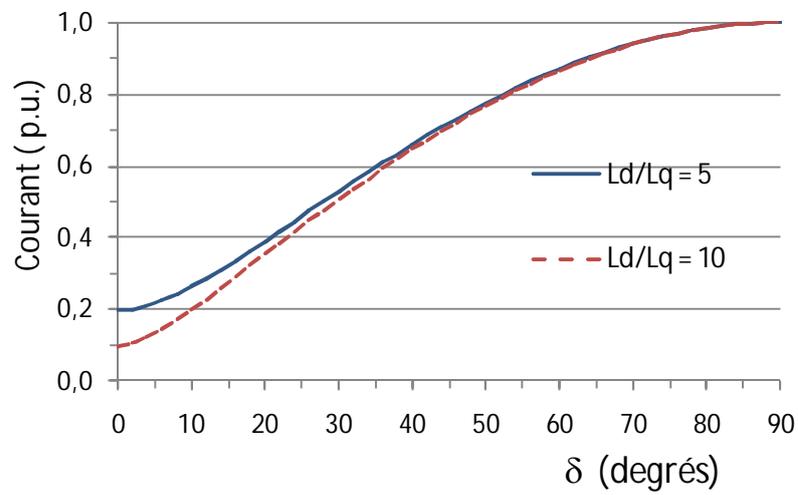
$$V_s(\text{pu}) = \sqrt{\left(\frac{L_q}{L_d} \sin \gamma\right)^2 + (\cos \gamma)^2} \quad (\text{II.21})$$

La Figure II.2-a montre la variation du couple unitaire en fonction de δ , à v_s constant. Les Figures II.2-b et II.2-c représentent respectivement la variation correspondante du courant de phase unitaire et de l'angle de charge γ en fonction de l'angle δ .

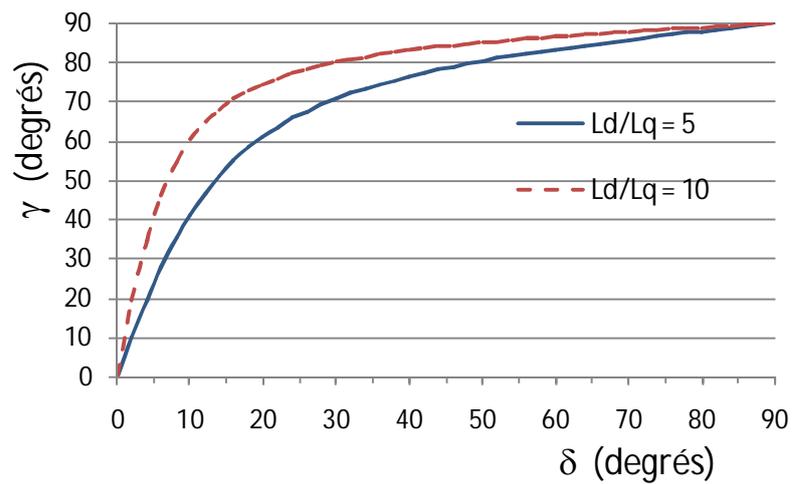
De manière similaire, les Figs. II.3-a, II.3-b et II.3-c représentent respectivement, pour un fonctionnement à i_s constant, la variation en fonction de l'angle de charge γ , du couple, de la tension de phase unitaire, ainsi que de l'angle δ .



a)

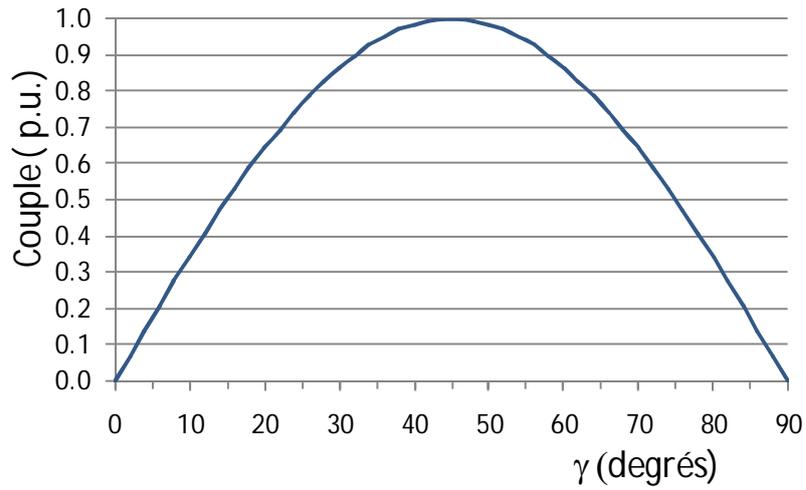


b)

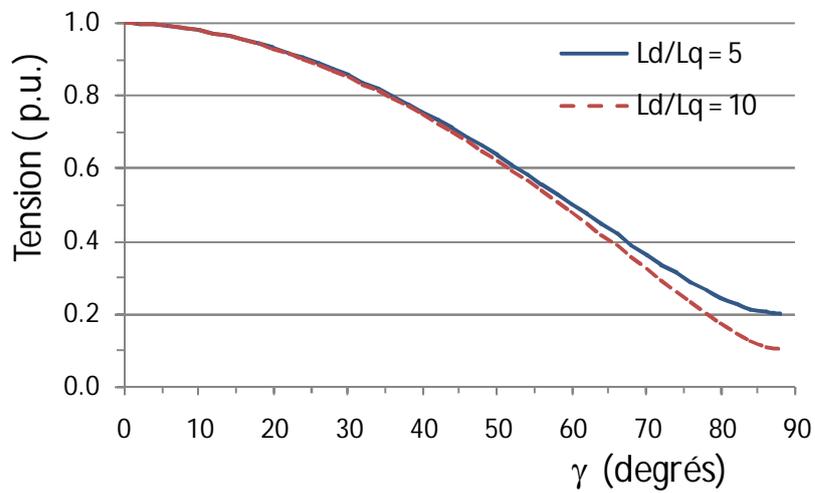


c)

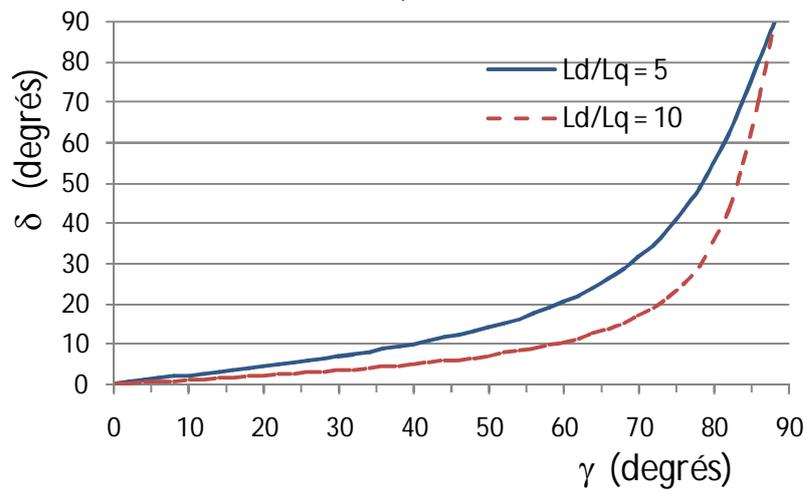
Figs. II.2 : Variations du couple, du courant unitaire et de l'angle γ en fonction de δ (fonctionnement à tension constante)



a)



b)



c)

Figs. II.3 : Variations du couple, de la tension unitaire et de δ en fonction de γ (fonctionnement à courant constant)

II.2.5. Facteur de puissance

Pour une machine ayant un rapport de saillance $\xi = \frac{L_d}{L_q}$ et en négligeant la résistance du stator, l'expression du facteur de puissance en fonction de l'angle de charge γ est :

$$\cos \varphi = \frac{\xi - 1}{\sqrt{\xi^2 \frac{1}{\sin^2 \gamma} + \frac{1}{\cos^2 \gamma}}} \quad (II.22)$$

D'après l'équation précédente, le facteur de puissance est maximum lorsque l'angle de charge est égal à :

$$\gamma_{\max} = \text{atan} \sqrt{\xi} \quad (II.23)$$

le facteur de puissance devient :

$$\cos \varphi_{\max} = \frac{\xi - 1}{\xi + 1} \quad (II.24)$$

Sur la Figure II.4 représentant la variation du facteur de puissance en fonction de l'angle de charge, on remarque que pour des machines ayant un rapport de saillance de l'ordre de 7 à 8, le facteur de puissance est proche de 0.8 qui est une valeur typique des machines à induction de 7 kW [1].

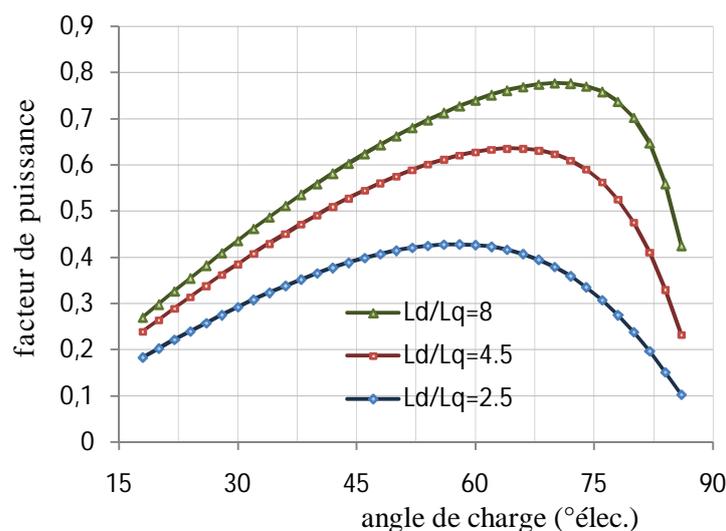


Fig. II. 4 : Variation du facteur de puissance en fonction de l'angle de charge, pour différents rapports de saillance $\xi = L_d/L_q$

II. 2. 6. Remarques

Dans cette partie, nous avons évalué l'importance de la saillance du rotor dans la production du couple pour un fonctionnement synchrone de la MSR. En effet, nous avons montré qu'à tension et à courant donnés, le couple maximum dépend, respectivement, de la différence des inverses des inductances synchrones $\left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d}\right)$ et de leur différence $(L_d - L_q)$. De plus, le facteur de puissance maximum dépend directement du rapport de saillance L_d/L_q .

Nous constatons ainsi l'impact des inductances synchrones sur les performances de la MSR en régime établi. L'importance du couple moyen développé sous le meilleur facteur de puissance possible est recherché à travers une structure du rotor présentant le plus grand L_d et le plus petit L_q . On considère qu'avec un certain niveau de saturation et pour une valeur de la largeur l'entrefer donnée, les MSR ayant différentes topologies du rotor présentent une valeur de L_d ayant le même ordre de grandeur. L'attention se portera donc sur la minimisation des valeurs de L_q .

II.3. Modélisation analytique de la MSR en régime linéaire

II.3.1. Introduction

Le pré-dimensionnement d'un convertisseur électromagnétique passe généralement par une étape de calculs analytiques. Les résultats sont obtenus rapidement et sont efficaces et précis mais ils doivent être affinés lors d'une seconde étape par des calculs numériques [60].

Nous présentons dans ce qui suit deux méthodes analytiques de calcul du champ dans la MSR à rotor à pôles saillants : la première est basée sur les équations de diffusion du champ tandis que la seconde utilise le procédé de résolution alterné de Schwartz [52, 61]. Nous adoptons les hypothèses suivantes, qui restent toutefois concordantes avec l'objectif visé :

- a)– la perméabilité magnétique que ce soit au rotor ou au stator est supposée très grande.
- b)– seul le fondamental des grandeurs électriques et magnétiques est pris en considération.
- c)– géométrie simplifiée (segments de droite et arcs de cercle au niveau du rotor).
- d)– le stator est supposé lisse.
- e)– On considère que les effets d'extrémités sont négligeables (problème 2D).

Nous exploitons ces deux méthodes pour établir les expressions des inductances de la machine en régime permanent.

Dans le cas de la machine à barrière de flux, nous nous limitons à l'exploitation de la méthode basée sur la circulation du champ. L'adaptation de la méthode alternée est en effet difficile à mettre en œuvre dans le cas de cette machine où la géométrie du rotor est plus complexe que celle d'un rotor à pôles saillants. Les résultats obtenus analytiquement sont ensuite comparés à ceux issus d'un calcul par éléments finis [62].

II.3.2. Machine à rotor à pôles saillants

II. 3.2.1. Méthode basée sur la circulation du champ

Honsinger [40] a développé une méthode de calcul des inductances directe et en quadrature des machines ayant un rotor à barrières de flux. Elle consiste à déterminer le champ magnétique dans les régions du petit et du grand entrefer à partir des équations de circulation du champ. Le calcul des flux correspondants permet d'approcher les inductances qui leur sont liées.

A cet effet, dans le cas de la MSR à rotor à pôles saillants, nous définissons d'abord le modèle d'étude de la machine, nous déterminons ensuite les équations de circulation du champ correspondantes dans l'entrefer pour les positions d et q du rotor. Le calcul du flux sous un pôle conduit aux expressions des inductances de la machine.

Par hypothèse on considère que la géométrie du rotor est définie par des segments radiaux et des arcs de cercle (Fig. II.5).

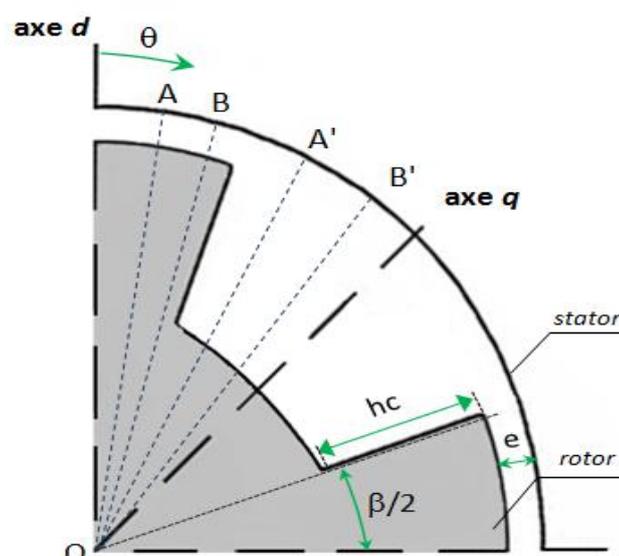


Fig. II.5 : Modèle de la machine à rotor à pôles saillants

II. 3.2.1.a. Calcul du champ suivant l'axe q

Lorsque le stator est soumis à une f.m.m exprimée par :

$$\mathcal{F}_q = \mathcal{F}_{qm} \sin p\theta \quad (II.25)$$

avec :

$$\mathcal{F}_{qm} = [(3 N_s K_b) / (\pi p)] i_q \quad (II.26)$$

où p , N_s et K_b représentent, respectivement, le nombre de paires de pôles, le nombre de spires par phase et le fondamental du facteur de bobinage. i_q est le courant d'axe q .

Remarque : La distribution du champ suivant l'axe en quadrature, obtenue par la méthode des éléments finis, est représenté par la Fig. II.6. On remarque que le flux se concentre principalement au niveau de la saillance du rotor et de manière moins marquée suivant l'axe q .

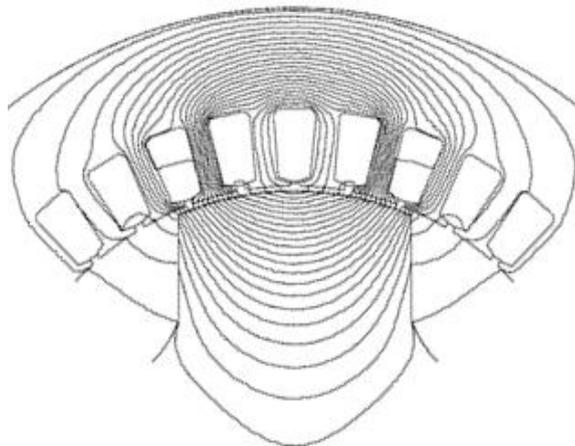


Fig. II.6 : Répartition du champ dans la MSR à rotor à pôles saillants, rotor en position en quadrature

Dans l'intervalle défini par :

$$0 \leq \theta \leq \beta/2$$

où β représente l'angle d'ouverture de la saillance du rotor (Fig. II.5).

Les reluctances du rotor et du stator sont négligées (hypothèse a) § II.3.1), le théorème d'Ampère, appliqué au contour $OABO$ (Fig. II.5) permet d'écrire:

$$\oint_{OABO} H_{q1} dl = F_q \quad (II.27)$$

H_{q1} est le champ magnétique radial qu'on suppose constant le long de l'entrefer.

On obtient :

$$H_{q1} = \frac{F_{qm}}{2e} \sin p\theta \quad (II.28)$$

d'où l'expression de l'induction magnétique :

$$B_{q1} = \mu_0 H_{q1} = \frac{\mu_0 F_{qm}}{2e} \sin p\theta \quad (II.29)$$

Dans l'intervalle défini par :

$$\beta/2 \leq \theta \leq \pi/2p$$

La circulation du champ magnétique radial H_{q2} sur le contour OA'B'O (Figure II.5) permet d'écrire :

$$H_{q2} = \frac{F_{qm}}{2(e + h_c)} \sin p\theta \quad (II.30)$$

où e et h_c représentent respectivement la largeur du « petit » entrefer et la hauteur de la saillance du rotor (Fig.II.5).

L'induction correspondante est donc :

$$B_{q2} = \mu_0 H_{q2} = \frac{\mu_0 F_{qm}}{2(e + h_c)} \sin p\theta \quad (II.31)$$

Ainsi, le flux suivant l'axe en quadrature est exprimé par :

$$\phi_{mq} = \oint B dS = \oint B_{q1} dS + \oint B_{q2} dS \quad (II.32)$$

On a donc :

$$\phi_{mq} = \frac{\mu_0 D l_u F_{qm}}{4} \left[\frac{1}{e} \int_0^{\beta/2} \sin p\theta d\theta + \frac{1}{(e + h_c)} \int_{\beta/2}^{\pi/2p} \sin p\theta d\theta \right] \quad (II.33)$$

Soit :

$$\phi_{mq} = \frac{\mu_0 D l_u F_{qm}}{4pe} \left[1 - \frac{h_c}{(e + h_c)} \cos p\beta/2 \right] \quad (II.34)$$

où dS , D , et l_u représentent respectivement, l'élément de surface d'intégration, le diamètre du rotor et sa longueur utile. μ_0 est la perméabilité magnétique du vide.

L'inductance en quadrature étant définie par :

$$L_{mq} = \frac{\phi_{mq} N_s K_b}{i_q} \quad (II.35)$$

On a :

$$L_{mq} = \frac{3\sqrt{2} \mu_0 D l_u N_s^2 K_b^2}{4\pi p e} \left[1 - \frac{h_c}{(e + h_c)} \cos p\beta/2 \right] \quad (II.36)$$

II.3.2.1b. Calcul du champ suivant l'axe d

Lorsque l'axe du rotor se place suivant l'axe direct, la f.m.m est donnée par

$$\mathcal{F}_d = \mathcal{F}_{dm} \cos p\theta \quad (II.37)$$

où

$$\mathcal{F}_{dm} = [(3 N_s K_b)/(\pi p)] i_d \quad (II.38)$$

i_d est le courant d'axe d .

Remarque : En utilisant la méthode des éléments finis [62], on obtiendrait la distribution du champ représentée par la Fig. II.7. On remarque l'importante concentration du champ suivant l'axe d relativement à celle suivant l'axe q .

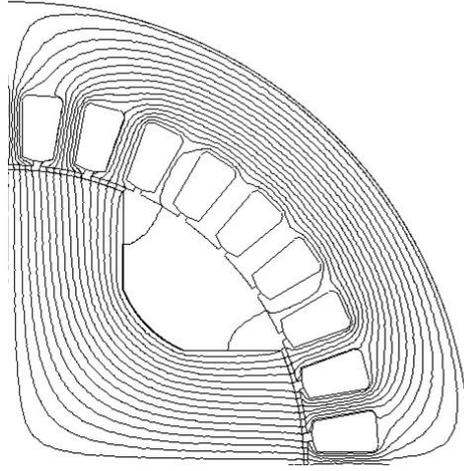


Fig. II.7 : Répartition du champ dans la MSR à rotor à pôles saillants, rotor en position directe

Dans ce cas, on suppose que le flux suivant l'axe direct est essentiellement canalisé dans la zone à petit entrefer, ce qui permet de négliger celui du grand entrefer. En effet, à cause de la saillance, donc du grand entrefer au niveau des flans rotoriques, le champ radial n'est alors pas constant. En revanche, l'énergie magnétique se concentre dans les zones de petit entrefer, c'est à dire au niveau des pôles. L'hypothèse émise reste alors fondée. Pour s'en assurer il suffit d'observer la cartographie des lignes de champ (Fig.II.7).

Le théorème d'Ampère, appliqué au contour OABO (Fig. II.5) permet d'écrire :

$$H_d = \frac{F_d}{2e} \cos p\theta \quad (\text{II.39})$$

$$B_d = \mu_0 H_d \quad (\text{II.40})$$

où H_d et B_d représentent respectivement le champ et l'induction magnétique suivant l'axe d .

Le flux suivant l'axe direct est donc :

$$\phi_{md} = \frac{\mu_0 D l_u F_{dm}}{4pe} \sin p\beta/2 \quad (\text{II.41})$$

On en déduit l'expression de l'inductance directe :

$$L_{md} = \frac{3\sqrt{2} \mu_0 D l_u N_s^2 K_b^2}{4\pi p e} \sin p\beta/2 \quad (\text{II.42})$$

II. 3. 2.2. Méthode basée sur le procédé de résolution Alterné de Schwartz

II.3.2.2.a Méthode alternée de Schwartz

Dès les années 1870, Schwarz propose une méthode itérative pour résoudre certains problèmes simples d'équations aux dérivées partielles (EDP). Cette méthode consiste à décomposer le domaine de résolution initial (\mathcal{O}) en sous-domaines ($\mathcal{O}_1, \mathcal{O}_2$). Un problème du même type que le problème initial est résolu itérativement dans chacun des sous-domaines. Les conditions aux limites sur les frontières avec les autres domaines étant obtenues à partir de la solution dans les sous-problèmes voisins à l'itération précédente (Fig. II.8).

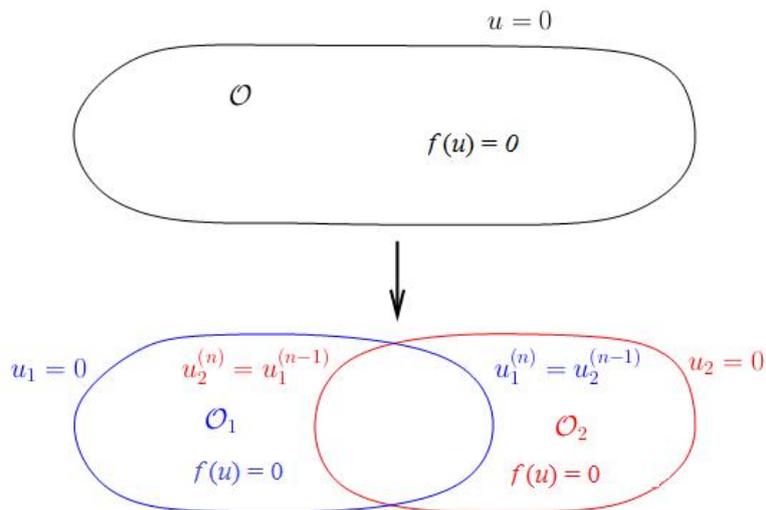


Fig. II.8. Décomposition du domaine pour la méthode alternée de Schwarz

Cette méthode a été exploitée dans [52, 53, 61] où on approxime le potentiel vecteur dans les régions du petit entrefer et grand entrefer. Les conditions aux limites et d'interface conduisent alors à un système d'équations résolu itérativement.

II.3.2.2b. Modèle d'étude

On étudie la machine sur une structure développée ce qui revient à négliger les effets de courbure. Cette hypothèse conduit à des erreurs acceptables tant que l'épaisseur de l'entrefer est faible devant le rayon de la machine [52, 53].

On admet que la machine est suffisamment longue (hypothèse c § II.3.1) pour qu'on puisse considérer qu'elle présente une symétrie cylindrique suivant son axe de rotation. Sous cette condition, les diverses grandeurs électromagnétiques ne dépendent alors plus

de la direction axiale z . Le comportement de la machine peut être ainsi étudié dans un plan de section droite, à partir du potentiel vecteur qui ne comporte qu'une seule composante axiale et indépendante de z .

On considère les hypothèses suivantes sont adoptées dans le modèle au §II.3.1 :

A la surface du rotor, la composante tangentielle du champ magnétique est donc nulle. La condition de Neumann s'applique alors

$$\frac{\partial A}{\partial n} = 0 \quad (II.43)$$

où \vec{n} est un vecteur unitaire normal à la surface du rotor.

A la surface du stator, il y a discontinuité de la composante tangentielle du champ, on a donc :

$$\frac{\partial A}{\partial n} = -\mu_0 H_t = -\mu_0 J_s \quad (II.44)$$

où H_t est la composante tangentielle du champ magnétique à la surface du stator et J_s la densité superficielle de courant.

Dans ces conditions, on obtient le modèle représenté à la Fig. II. 9, où d et q sont respectivement les axes direct et en quadrature liés au rotor.

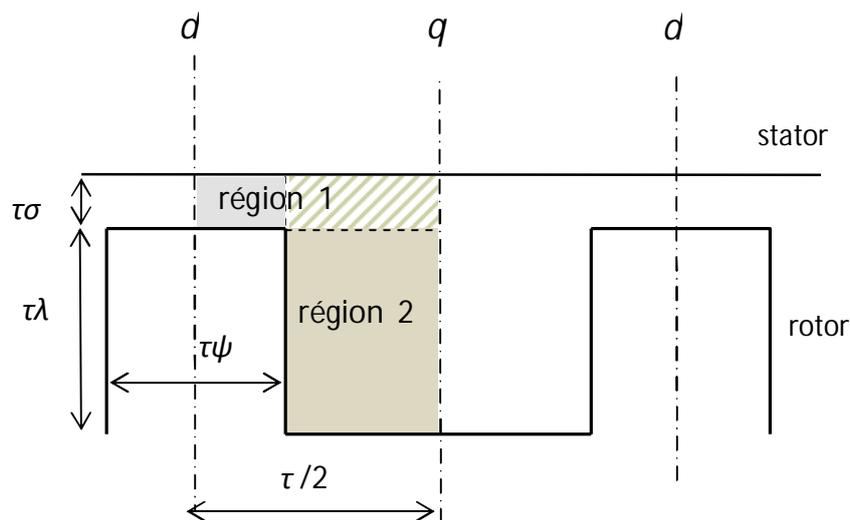


Fig. II.9 : Modèle d'étude de la MSR à rotor à pôles saillants

Lorsque le rotor se place suivant les axes direct ou en quadrature, il y a symétrie de la densité de courant par rapport aux axes de symétrie d'une dent et d'une encoche du

rotor. Le domaine peut alors être limité à un intervalle correspondant à un demi-pas polaire. L'entrefer est alors délimité par le contour $OABCEFGO$ représenté sur la Fig. II.10.

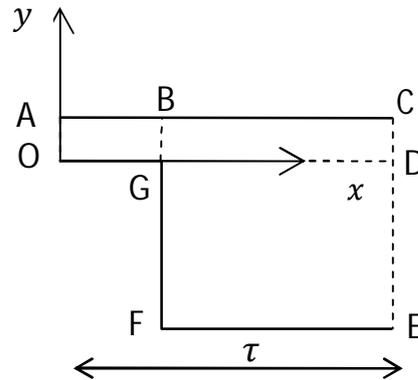
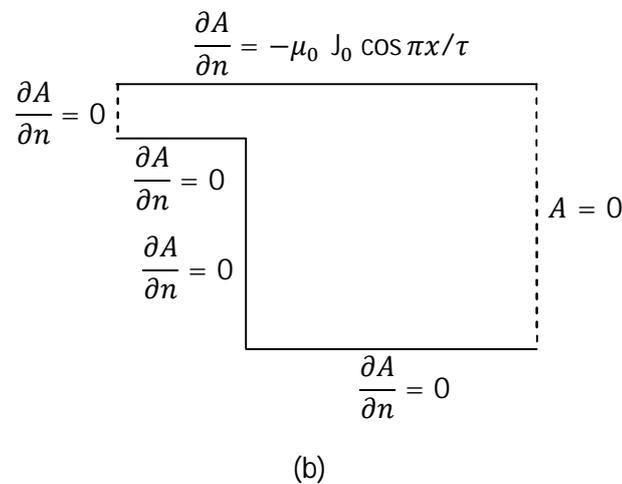
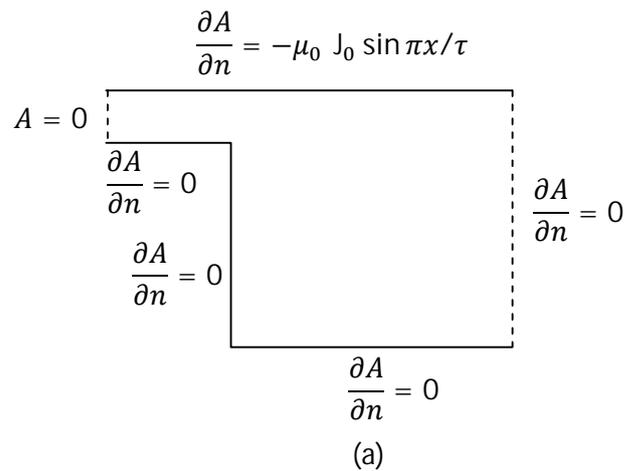


Fig. II.10 : Domaine d'étude

Les conditions aux limites se rapportant aux problèmes direct et en quadrature à résoudre dans le domaine d'étude sont données par les Figs. II.11-a et II.11-b, respectivement, où J_0 est l'amplitude de la densité superficielle du courant au stator.



Figs. II.11 : Conditions aux limites : (a) rotor en position directe et (b) rotor en position en quadrature

II. 3.2. 2b.1. Détermination de l'inductance directe

Dans l'entrefer, le potentiel vecteur magnétique A est solution de l'équation de Laplace. Compte tenu des symétries ainsi que de la parité de la densité de courant, on approxime le potentiel vecteur dans chacune des deux régions.

Dans la région 1 (Fig. II.9) définie par :

$$0 \leq x \leq \tau/2 \text{ et } 0 \leq y \leq \tau\sigma,$$

$$A1_d = A_0 \left[\frac{\text{ch } \pi y / \tau}{\text{sh } \pi \sigma} \sin \pi x / \tau + \sum_{n=2k+1}^{\infty} \frac{\alpha_n}{n} \frac{\text{ch } n\pi (y/\tau - \sigma)}{\text{sh } n\pi \sigma} \sin n\pi x / \tau \right] \quad (\text{II.45})$$

Dans la région 2 (Fig. II. 9) définie par :

$$\tau\psi/2 \leq x \leq \tau/2 \text{ et } -\tau\lambda \leq y \leq \tau\sigma$$

$$A2_d = A_0 \left[\frac{\text{ch } (\pi y / \tau + \lambda)}{\text{sh } \pi \varepsilon} \sin \pi x / \tau + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\beta_m}{m} \frac{\text{ch } \frac{m\pi}{2(\sigma + \lambda)} (1 - 2x/\tau)}{\text{sh } \frac{m\pi}{2(\sigma + \lambda)} (1 - \psi)} \cos \frac{m\pi}{(\sigma + \lambda)} (y/\tau + \lambda) \right] \quad (\text{II.46})$$

α_n et β_m sont les coefficients du développement en séries de Fourier.

L'Expression (II.45) satisfait toutes les conditions aux limites relatives à la région 1 (Fig. II.11-a) sauf sur la surface OGD définie par $y = 0$ tandis que l'Expression (II.46) satisfait toutes les conditions relatives à la région 2 sauf sur la surface FGB définie par $x = \tau\psi/2$.

Sur la surface définie par $y = 0$, l'identification des décompositions de la dérivée normale du potentiel vecteur, données par l'Équation (II. 45) pour la région 1 et par l'Équation (II.46) dans la région 2, permet d'écrire la relation suivante entre les coefficients α_n et β_m :

$$(a_n) - \sum_m \beta_m b_{nm} = -(\alpha_n) \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (\text{II.47})$$

Les expressions des matrices a_n et b_{nm} sont données en annexe.

D'autre part, sur la surface définie par $x = \tau\psi/2$, l'identification des décompositions de la dérivée normale du potentiel vecteur données par l'Équation (II.45) pour la région 1 et

par l'Équation (II. 46) dans la région 2 permet d'écrire la relation suivante reliant les coefficients α_n et β_m :

$$(\sigma + \lambda) f_m + (\sigma + \lambda) \sum_n \alpha_n d_{mn} = -\beta_m \quad m = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{II.48})$$

Les expressions des matrices f_m et d_{mn} sont données en annexe.

En limitant les indices n et m des développements en série de Fourier à respectivement N_0 et M_0 , le système d'Équations formé par les expressions (II.47) et (II.48) peut se mettre sous la forme :

$$[A] - [B] [\beta] = -[\alpha] \quad (\text{II.49-a})$$

$$[F] + [D] [\alpha] = -[\beta] \quad (\text{II.49-b})$$

La résolution est alors effectuée par approximations successives en partant d'un vecteur initial nul.

Les rangs N_0 et M_0 des développements en série de Fourier sont choisis suffisamment grands pour assurer la convergence du système d'équations vers la solution avec la précision souhaitée.

II. 3.2. 2b.2. Expression de l'inductance directe

L'inductance directe peut être calculée à partir de l'énergie magnétique à la surface du stator de longueur l_u :

$$W = \frac{p l_u}{2} \int_0^{2\tau} A1_d(x, y = \tau\sigma) \cdot J_s(x) dx \quad (\text{II.50})$$

où l'expression du potentiel vecteur $A1_d$ est donnée par l'Équation (II.45) tandis que la densité de courant qui impose la composante tangentielle H_t du champ magnétique est donnée par :

$$J_s = H_t = J_0 \sin \pi x / \tau \quad (\text{II.51})$$

On obtient finalement :

$$W = \frac{p l_u}{2} \tau A_0 J_0 \text{cth} (1 + \alpha_1 / \text{ch}\pi\sigma) \quad (\text{II.52})$$

L'inductance de magnétisation directe L_{md} peut ensuite être déduite de la relation

$$W = \frac{1}{2} L_{md} i_d^2 \quad (II.53)$$

On obtient ainsi :

$$L_{md} = \mu_0 \frac{2 m l_u}{\pi p} (N \cdot Kb)^2 cth \pi \sigma (1 + \alpha_1 / ch \pi \sigma) \quad (II.54)$$

L'expression de L_d est le produit de

$$L_{mc} = \mu_0 \frac{2 m l_u}{\pi p} (N \cdot Kb)^2 cth \pi \sigma \quad (II.55)$$

représentant l'inductance de magnétisation d'une machine à pôles lisses ayant un entrefer d'épaisseur $\tau \sigma$, par le facteur

$$k_d = (1 + \alpha_1 / ch \pi \sigma) \quad (II.56)$$

qui représente l'inductance directe rapportée à l'inductance L_{mc} . Le facteur k_d est inférieur ou égal à l'unité.

Remarque : au niveau des Équations (II. 54) et (II. 55), m représente le nombre de phases statoriques.

II. 3.2. 2b.3. Détermination de l'inductance en quadrature

De façon analogue au problème d , la composante axiale du potentiel vecteur est approximée, dans les régions 1 et 2 de l'entrefer, en tenant compte des symétries ainsi que de la parité de la densité de courant. On a ainsi :

- Dans la région 1 définie par : $0 \leq x \leq \tau/2$ et $0 \leq y \leq \tau \sigma$,

$$A1_q = A_0 \left[\frac{ch \pi y / \tau}{sh \pi \sigma} \cos \pi x / \tau + \sum_{n=2k+1}^{\infty} \frac{\alpha'_n}{n} \frac{ch n \pi (y / \tau - \sigma)}{sh n \pi \sigma} \cos n \pi x / \tau \right] \quad (II.57)$$

- Dans la région 2 définie par : $\tau \psi / 2 \leq x \leq \tau / 2$ et $-\tau \lambda \leq y \leq \tau \sigma$

$$A2_q = A_0 \left[\frac{\text{ch} (\pi y / \tau + \lambda)}{\text{sh} \pi (\sigma + \lambda)} \cos \pi x / \tau + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\beta'_m}{m} \frac{\text{sh} \frac{m\pi}{2(\sigma + \lambda)} (1 - 2x/\tau)}{\text{ch} \frac{m\pi}{2(\sigma + \lambda)} (1 - \psi)} \cos \frac{m\pi}{(\sigma + \lambda)} (y/\tau + \lambda) \right] \quad (\text{II.58})$$

Les coefficients α'_n et β'_m sont. les coefficients du développement en séries de Fourier.

L'expression (II.57) satisfait toutes les conditions aux limites relatives à la région 1 (Fig. II.11-b) sauf sur la surface OGD définie par $y = 0$, tandis que l'expression (II.58) satisfait toutes les conditions relatives à la région 2 sauf sur la surface FGB définie par $x = \tau\psi/2$.

L'identification des décompositions en série de Fourier de la dérivée normale du potentiel vecteur sur les surfaces définies par $y = 0$, d'une part et par $x = \tau\psi/2$ d'autre part, conduit à un système d'équations analogue à celui de l'Équation (II.49) dont la résolution itérative conduit à l'obtention des inconnues α'_n et β'_m .

II. 3.2. 2b.4. Expression de l'inductance en quadrature

L'inductance peut être déduite à partir de l'énergie magnétique W à la surface du stator :

$$W = \frac{p l_u}{2} \int_0^{2\tau} A1_q(x, y = \tau\sigma) \cdot J'_s(x) dx = \frac{1}{2} L_{mq} i_q^2 \quad (\text{II.59})$$

où l'expression du potentiel vecteur $A1_q$ est donnée par l'expression (II.57) tandis que la densité de courant suivant l'axe en quadrature est donnée par :

$$J'_s = J_0 \cos \pi x / \tau \quad (\text{II.60})$$

On obtient alors l'expression de l'inductance de magnétisation en quadrature

$$L_{mq} = \mu_0 \frac{2 m l_u}{\pi p} (N K b)^2 \text{cth} \pi \sigma (1 + \alpha'_1 / \text{ch} \pi \sigma) \quad (\text{II.61})$$

qui peut se mettre sous la forme

$$L_{mq} = L_{mc} k_q \quad (\text{II.62})$$

Où k_q représente l'inductance en quadrature rapportée à celle d'une machine à pôles lisses de même entrefer et où m représente le nombre de phases au stator.

II. 3.2. 2b.5. Inductances synchrones

Les inductances propres des enroulements statoriques se composent d'un terme représentant le flux commun (flux de magnétisation) et d'un autre tenant compte des fuites magnétiques. On obtient ainsi pour les inductances synchrones :

$$L_d = L_\sigma + L_{md} \quad (\text{II.63})$$

$$L_q = L_\sigma + L_{mq} \quad (\text{II.64})$$

Dans ces expressions L_σ représente l'inductance de fuites d'un enroulement statorique supposée constante. En effet, les fuites magnétiques correspondent à des lignes de champ traversant une partie importante dans le vide et sont par conséquent peu affectées par la saturation du circuit magnétique.

II. 3. 2. 3. Optimisation des dimensions du rotor à pôles saillants basée sur les résultats analytiques

Les expressions des inductances synchrones calculées précédemment peuvent être exploitées dans le but de procéder à une pré-optimisation des dimensions géométriques du rotor à pôles saillants. Nous considérons aussi bien le fonctionnement à courant constant que celui à tension constante.

Comme nous l'avons déjà montré, le couple dépend de la différence des inductances ($L_d - L_q$) pour un fonctionnement à courant constant d'après l'Équation (II.17) tandis qu'il dépend, pour un fonctionnement à tension constante, de la différence des inverses des inductances ($(1/L_q) - (1/L_d)$) comme le montre l'Équation (II.13).

Le rapport de saillance est souvent utilisé comme critère de comparaison entre les différentes structures de MSR bien qu'en réalité ce rapport soit étroitement lié au facteur de puissance de la machine.

Les valeurs optimales de l'angle d'ouverture de la saillance du rotor, conduisant à un rapport de saillance maximum, obtenues par les deux méthodes analytiques utilisées dans notre travail, sont présentées dans le Tableau (II. 1). Elles correspondent à une machine à rotor à pôles saillants avec des largeurs rapportées au pas polaire du petit entrefer $\sigma = 0.01$, et du grand entrefer $\lambda = 0.1$, la résistance du stator étant négligée.

Nous avons reporté, sur ce même tableau, les valeurs optimales de l'angle de saillance correspondant au rapport de saillance dans les cas des fonctionnements à courant fixé et à tension fixée.

La valeur de la saillance optimale, obtenue pour un fonctionnement à tension constante, n'est généralement pas prise en considération dans la pratique à cause de la forte

saturation du rotor qui peut apparaître ainsi que des problèmes aérodynamiques induits par la géométrie du rotor.

Tableau II.1 : Valeurs optimales de l'ouverture de l'angle de saillance du rotor pour la machine à rotor à pôles saillants $\sigma = 0.01, \lambda = 0.1$

| | | L_d/L_q à $\cos \varphi_{max}$ (Équ. II.24) | $L_d - L_q$ à couple max. Cas du fonctionnement à $I = cste$ | $(1/L_q - 1/L_d)$ à couple max. Cas du fonctionnement à $V = cste$ |
|--|---|---|---|---|
| Ouverture de la saillance du rotor | Modèle de Honsinger [40] | 25° | 48° | 14° |
| | Procédé de résolution alternée [52] | 22.5° | 40.5° | 11.7° |
| | MEF [62] | 20° | 45° | 10° |

Il est intéressant de noter que les valeurs optimales du rapport de saillance L_d/L_q ne sont pas nécessairement celles de la différence des inductances ni celles de leur inverses et donc des couples correspondants. Par ailleurs, les valeurs des rapports de saillance utilisées pour le calcul des valeurs optimales de l'ouverture de l'angle de saillance, répertoriées dans le Tableau II.1, sont calculées par excès car on n'a pas tenu compte des inductances de fuites suivant les axes d et q .

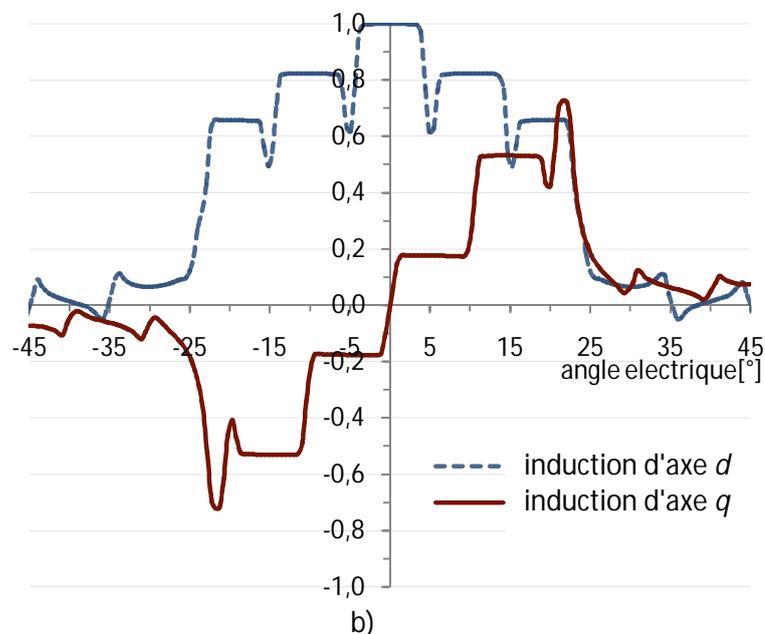
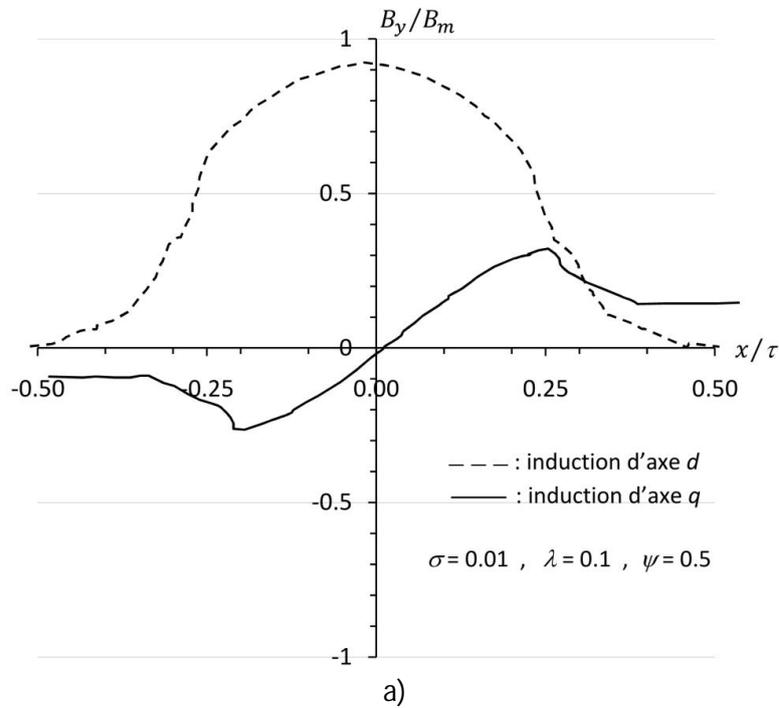
II. 3.2. 4. Validation des résultats analytiques

II. 3. 2. 4. 1. Comparaison des composantes normales de l'induction

Nous comparons la répartition de l'induction normale dans l'entrefer, sur un pas polaire, obtenue en exploitant la méthode de résolution alternée par rapport à celle obtenue sur le même intervalle par une résolution par éléments finis.

La Figure II.12-a représente la répartition calculée par la méthode de résolution alternée, sur un pas polaire, pour une machine ayant les dimensions géométriques relatives suivantes : $\sigma = 0.01, \lambda = 0.1, \psi = 0.5$. La Figure II.12-b représente la répartition obtenue à partir d'un calcul par éléments finis [62], pour la même valeur de l'entrefer et les mêmes dimensions et positions du rotor sur un pas polaire à mi-largeur du « petit » entrefer. Le stator de la machine étudiée est tétrapolaire et possède 36 encoches.

Nous pouvons constater que, pour les deux méthodes, l'ordre de grandeurs des inductions maximales obtenues sont comparables pour la position d . Par contre, pour la position q , les variations locales de la réductance dues à la présence des encoches (qu'on a pris en considération [62]) face à la saillance du rotor engendrent des fluctuations de l'induction.



Figs. II.12 : Distributions spatiales de la composante radiale de l'induction au centre du « petit » entrefer.

Machine à rotor à pôles saillants : $\sigma = 0.01$, $\lambda = 0.1$, $\psi = 0.5$

a) Calcul analytique (procédé de résolution alterné)

b) Calcul par éléments finis [62]

II. 3. 2. 4. 2. Comparaison des inductances synchrones

Afin de valider les ordres de grandeurs des inductances synchrones obtenues par les deux méthodes analytiques présentées, nous comparons les résultats obtenus dans le cas de deux machines à rotor à pôles saillants par la méthode des éléments finis en utilisant le logiciel « FEMM » [62].

Afin d'être en conformité avec les hypothèses émises lors du calcul analytique, l'analyse par éléments finis est effectuée en adoptant une perméabilité relative constante égale à 1000 tout en introduisant les encoches statoriques. De plus, après résolution numérique, l'inductance est calculée à partir du fondamental de la composante normale de l'induction au centre du « petit » entrefer. La détermination de la répartition du champ dans la machine est effectuée suivant les axes d et q pour plusieurs angles d'ouverture de la saillance du rotor.

Les inductances d'entrefer L_{md} et L_{mq} peuvent être calculées à partir des relations suivantes, déduites du fondamental du flux dans l'entrefer d'une machine triphasée [63, 64] :

$$L_{md} = \frac{3}{p} \frac{l_u R_r N_s k_b B_{1dm}}{i_d} \quad (\text{II.65})$$

$$L_{mq} = \frac{3}{p} \frac{l_u R_r N_s k_b B_{1qm}}{i_q} \quad (\text{II.66})$$

où B_{1dm} et B_{1qm} représentent respectivement les amplitudes du fondamental de l'induction normale suivant les axes d et q .

Ces inductances peuvent être rapportées à celle d'une machine à rotor à pôles lisses ayant une largeur d'entrefer constant égal à celui du petit entrefer de la MSR. On peut donc définir les coefficients suivants analogues à ceux définis par les Équations (II. 56) et (II.62) :

$$k_d = \frac{B_{1dm}}{B_{1m}} \quad (\text{II.67})$$

$$k_q = \frac{B_{1qm}}{B_{1m}} \quad (\text{II.68})$$

Nous avons déterminé par un calcul par éléments finis le fondamental B_{1m} de l'induction radiale d'une machine ayant le même stator et la même largeur du petit entrefer que la MSR. Il est alors aisé de procéder à une comparaison entre les résultats analytiques et ceux issus du calcul par éléments finis.

Les résultats obtenus, pour les deux machines étudiées, sont présentés sur les Figs. II.13 et II.14, qui montrent la variation des inductances réduites k_d et k_q en fonction de l'angle de saillance du rotor. Les entrefers réduits ramenés au pas polaire considérés sont respectivement : $\sigma = 0.01$, $\lambda = 0.05$ pour la première machine étudiée et $\sigma = 0.01$, $\lambda = 0.2$, pour la seconde.

Nous constatons, au vu de ces résultats, que l'hypothèse selon laquelle le flux direct dans le grand entrefer peut être négligé n'est pas complètement justifiée. En effet, les valeurs de k_d calculées analytiquement sont nettement inférieures à celles obtenues par le calcul numérique (Figs. II.13 et II.14).

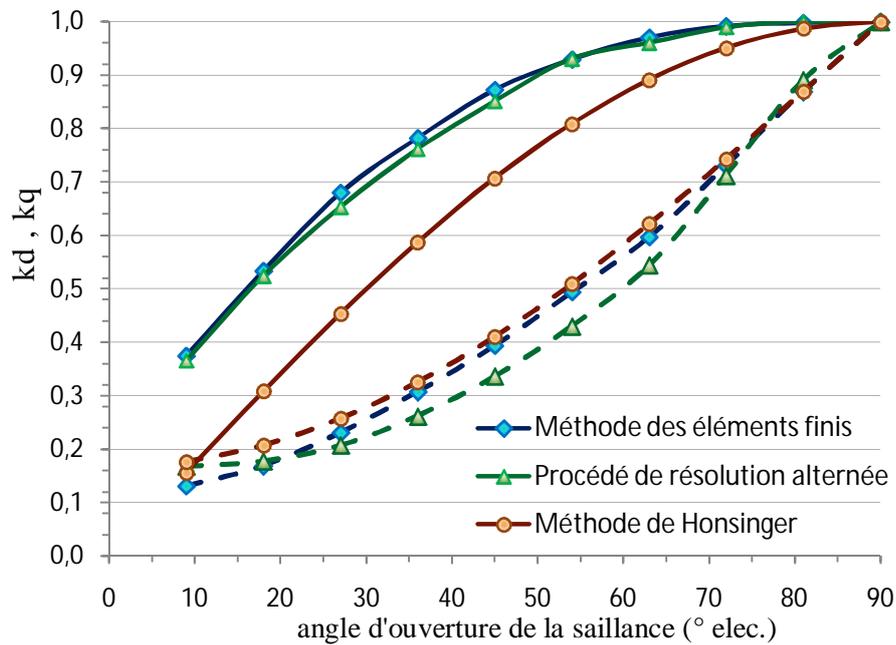


Fig. II.13 : Variation des inductances synchrones réduites en fonction de l'ouverture angulaire de la saillance du rotor pour la machine 1 : $\sigma = 0.01$, $\lambda = 0.05$

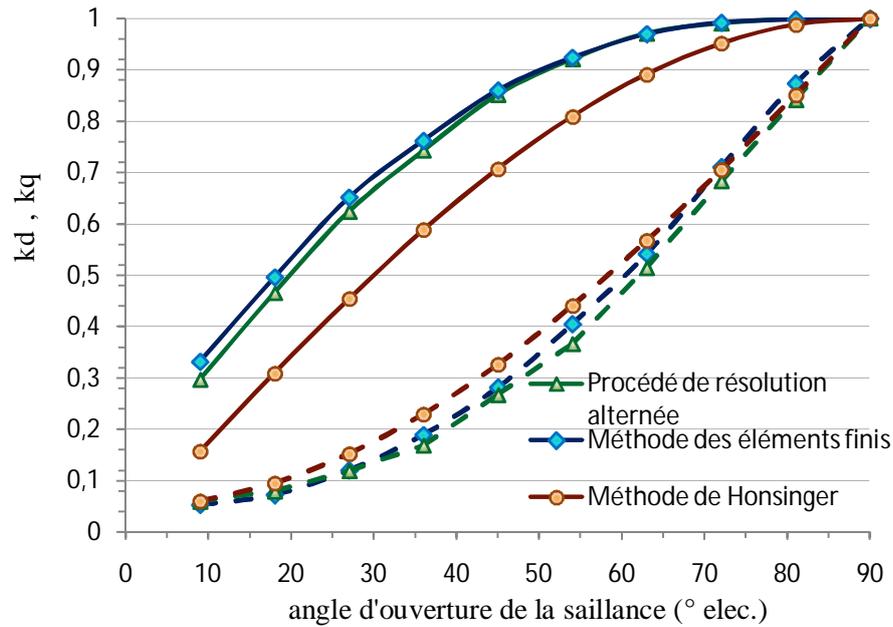


Fig. II.14 : Variation des inductances synchrones réduites en fonction de l'ouverture angulaire de la saillance du rotor pour la machine 2 : $\sigma = 0.01$, $\lambda = 0.2$

II. 3.3. Machine à rotor avec barrières de flux

II. 3. 3. 1. Modèle d'étude

Pour des raisons de simplicité, nous négligeons l'influence des encoches statoriques en considérant que le stator est lisse (hypothèse d) § II.3.1) de forme géométrique simple constituée d'un cylindre de rayon constant.

Nous supposons que la géométrie de la saillance du rotor et des barrières rotoriques est formée d'arcs de cercles et de segments radiaux comme représentée à la Fig. II.15.

Le rotor est normalement conçu pour avoir une jonction mince saturable reliant les segments ferromagnétiques du rotor. Cette jonction ou pont tangentiel, située au dessus de la barrière au niveau de l'entrefer, est généralement saturée en son centre de sorte que son épaisseur se révèle relativement faible au niveau de l'entrefer. Par conséquent, on peut admettre que l'ouverture de la barrière au niveau de l'entrefer n'affecte pas la distribution de l'induction si l'on tient compte des effets sur celles-ci au niveau des barrières de flux du « petit » entrefer par le coefficient de Carter.

En prenant l'axe d comme axe de référence lié au rotor, la position de la barrière dans l'entrefer est repérée par l'angle $\frac{\pi \rho_b}{2p}$ (où ρ_b représente la position de la barrière rapportée à un demi-pas polaire). A l'intérieur de la barrière, nous supposons que les lignes de champs sont perpendiculaires aux contours de celle-ci (Fig. II. 15). Dans sa partie

tangentielle, le champ est radial et dans sa partie radiale, il est tangentiel. Pour simplifier, nous considérons que la machine est de longueur unité.

Comme pour la machine à rotor à pôles saillants étudiée précédemment, le fondamental de la f.m.m suivant l'axe q s'écrit :

$$\mathcal{F}_q = \mathcal{F}_{qm} \sin p\theta \tag{II.69}$$

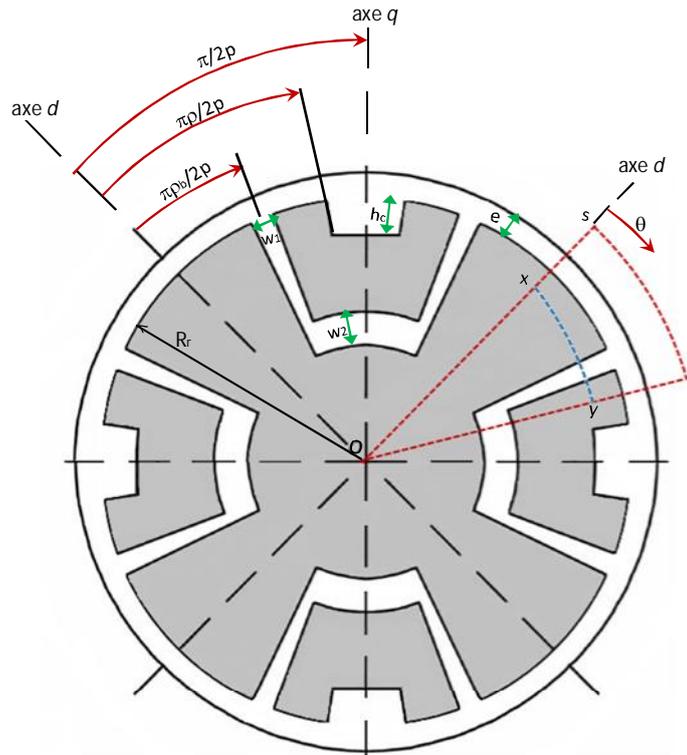


Fig. II.15 : Modèle de la MSR à 2 barrières de flux par pôle

II. 3. 3. 2. Calcul de l'inductance suivant l'axe q

La circulation du champ sur le contour $oxyo$ (Fig. II. 15), situé dans le rotor, se traduit par la relation suivante (longueur unité pour la machine):

$$B_1 w_1 - B_2 w_2 = 0 \tag{II.70}$$

B_1 et B_2 représentent respectivement les valeurs moyennes de l'induction respectivement dans les zones radiale et tangentielle de la barrière.

Nous cherchons à déterminer l'induction dans l'entrefer. A cet effet, sous un pôle, nous divisons l'entrefer en trois régions distinctes comme le montre la Fig. II.16. Ainsi, la circulation du champ, sur le contour du type $osto$ (Fig. II. 15) passant successivement

par la région radiale et tangentielle de la barrière et englobant la f.m.m du stator, permet d'écrire, dans les zones 1, 2 et 3 les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 B_{q1}e &= \mu_0 \mathcal{F}_{qm} \sin p\theta & 0 \leq \theta \leq \frac{\pi\rho_b}{2p} \\
 B_{q2}e + B_2w_2 &= \mu_0 \mathcal{F}_{qm} \sin p\theta & \frac{\pi\rho_b}{2p} \leq \theta \leq \frac{\pi\rho}{2p} \\
 B_{q3}(e + h_c) + B_2w_2 &= \mu_0 \mathcal{F}_{qm} \sin p\theta & \frac{\pi\rho}{2p} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2p}
 \end{aligned} \tag{II.71}$$

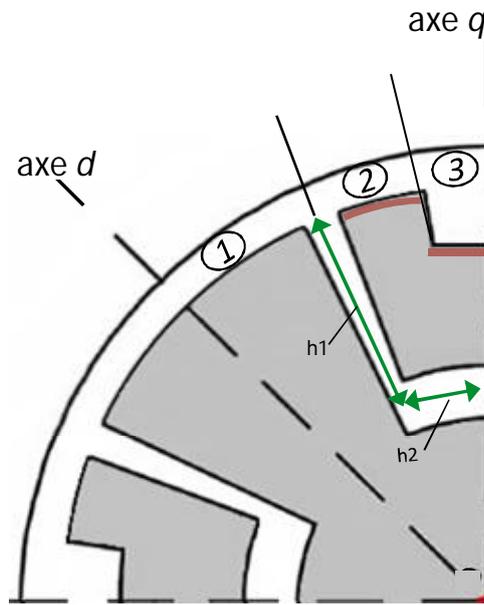


Fig. II.16 : Définition des régions dans l'entrefer.

La relation entre l'induction dans l'entrefer et les inductions dans les barrières est établie en se basant sur la loi de la conservation du flux. Dans ce cas, ceci se traduit, sous forme intégrale et pour une longueur unité de la machine, par :

$$R_r \int_{\pi\rho_b/2p}^{\pi\rho/2p} B_{q2} d\theta + (R_r - h_c) \int_{\pi\rho/2p}^{\pi/2p} B_{q3} d\theta = B_1 h_1 + B_2 h_2 \tag{II.72}$$

En utilisant l'Équation (II.70), le second membre de l'équation précédente peut être simplifié comme suit :

$$B_1 h_1 + B_2 h_2 = B_2 w_2 \left(\frac{h_1}{w_1} + \frac{h_2}{w_2} \right) \quad (\text{II.73})$$

En substituant les valeurs de B_{q2} et B_{q3} de l'Équation (II.71) dans l'Équation (II.72), on obtient, après intégration, l'expression suivante :

$$B_2 w_2 = 0.4 \pi F_{qm} \left(\frac{2f_b}{\pi} \right) \quad (\text{II.74})$$

où

$$f_b = \frac{\cos \pi \rho_b / 2 - \cos \pi \rho / 2}{\beta + \rho - \rho_b}$$

avec

$$\beta = \frac{2pe}{\pi R_r} \left(\frac{h_1}{w_1} + \frac{h_2}{w_2} \right) \quad (\text{II.75})$$

Par conséquent, l'utilisation des Équations (II.71) et (II.74) permet d'exprimer l'induction dans l'entrefer comme suit :

$$\begin{aligned} B_{q1} &= \frac{0.4 \pi F_{qm}}{e} \sin p\theta & 0 \leq \theta \leq \pi \rho_b / 2p \\ B_{q2} &= \frac{0.4 \pi F_{qm}}{e} \left(\sin p\theta - \frac{2}{\pi} f_b \right) & \pi \rho_b / 2 \leq \theta \leq \pi \rho / 2p \\ B_{q3} &= \frac{0.4 \pi F_{qm}}{e + h_c} \left(\sin p\theta - \frac{2}{\pi} f_b \right) & \pi \rho / 2p \leq \theta \leq \pi / 2p \end{aligned} \quad (\text{II.76})$$

En résolvant le système d'Équations composé des relations II.71 et II.76, on peut montrer que l'inductance réduite d'axe q est [40] :

$$k_q = 1 - (1 - \rho_b) f_b \quad (\text{II.77})$$

Dans la position en quadrature du rotor, des lignes de champ en forme de «boucle» peuvent apparaître dans l'entrefer en particulier pour les faibles valeurs de ρ_b . On peut alors observer un phénomène de «recouvrement» de l'induction magnétique. Sous un pôle le champ magnétique change de signe. Ce phénomène, dû essentiellement à la distribution du bobinage et à la traversée de l'espace réservé à la barrière rotorique, est rapporté dans [65] dans le cas d'une machine à aimants permanents.

Dans ces conditions, l'induction radiale s'annule en un point dans l'entrefer repéré par l'angle $\theta = \theta_c = \pi\rho_c/2p$, ρ_c est exprimé par :

$$\rho_c = \frac{2}{\pi} \sin^{-1} \frac{2f_b}{\pi} \quad (\text{II.78})$$

II. 3. 3. 3. Calcul de l'inductance d'axe d

De manière analogue au cas précédent, on détermine le flux direct en tenant compte du fait que le flux passe principalement dans les segments ferromagnétique sans franchir les barrières. Ainsi, l'induction dans l'entrefer est déterminée de la même manière que pour la machine à rotor à pôles saillants. Comme le rotor est supposé dépourvu de saillance, l'inductance réduite d'axe d vaut :

$$k_d = 1 \quad (\text{II.79})$$

L'exploitation de ce modèle a été étendue à l'analyse de la configuration de rotor ayant quatre barrières de flux par pôle comme dans [68] et pour l'établissement d'un modèle plus général d'une MSR à rotor assisté d'aimants ayant un nombre quelconque de barrières par pôle, incluant les harmoniques d'espace [69].

II. 3. 3. 4. Validation des résultats analytiques

II. 3. 3. 4. 1. Distribution de l'induction normale dans l'entrefer

Nous avons déterminé par un calcul de champ par éléments finis, la répartition du champ dans une structure de machine tétrapolaire ayant un rotor à deux barrières de flux par pôle (Fig. II.18). En raison de la présence des encoches, nous observons des perturbations de la composante radiale de l'induction

La Fig. II.17 montre les répartitions du champ sur un pôle, suivant les axes d et q , calculées avec la méthode des éléments finis. On peut vérifier que lorsque le rotor occupe la position d , les barrières de flux ne sont pas traversées par les lignes de champ tandis qu'elles le sont dans la position q .

Sur la Figure II.18, nous avons représenté la variation de la composante normale de l'induction, au centre du « petit » entrefer sur un pas polaire, pour différentes positions de la barrière de flux.

Les courbes ainsi obtenues montrent que lorsque la position de la barrière est proche de l'axe d , la composante normale de l'induction s'annule pour changer de sens en un

certain point repéré par l'angle θ_c qui est fonction de la position de cette barrière. La comparaison entre les valeurs de θ_c prédites analytiquement d'après l'Équation (II.78) et celles issues du calcul par éléments finis (Tableau II.2) montre une concordance satisfaisante.

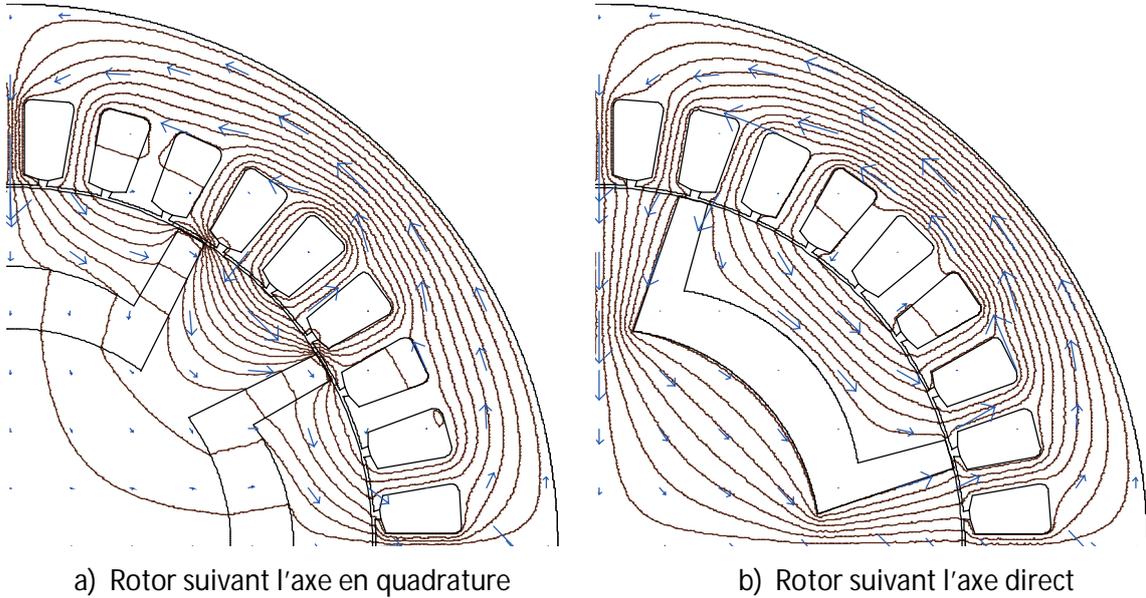


Fig. II.17 : Cartographie des lignes de champ pour la machine à 2 barrières par pôle.

Matériau utilisé : Acier XC38 , $p = 2$; $w_1 = 5 \text{ mm}$; $w_2 = 10 \text{ mm}$; $\rho_b = 0.33$; $R_r = 60.785 \text{ mm}$;
 $e = 0.6 \text{ mm}$

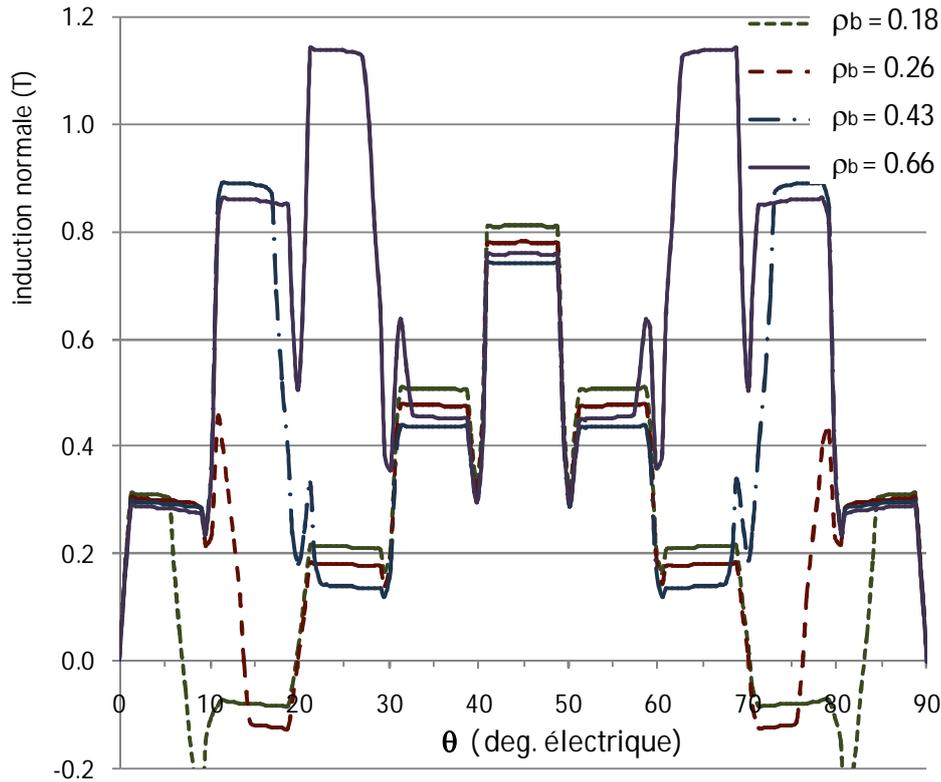


Fig. II.18 : Répartition de l'induction normale dans l'entrefer pour différentes position de la barrière de flux (suivant l'axe en quadrature) (paramètres géométriques utilisés : $e=0.6$ mm $w_1=25$ mm $w_2=15$ mm $h_1=30$ mm $h_2=10$ mm). Modèle adopté au § II. 3. 3. 2.

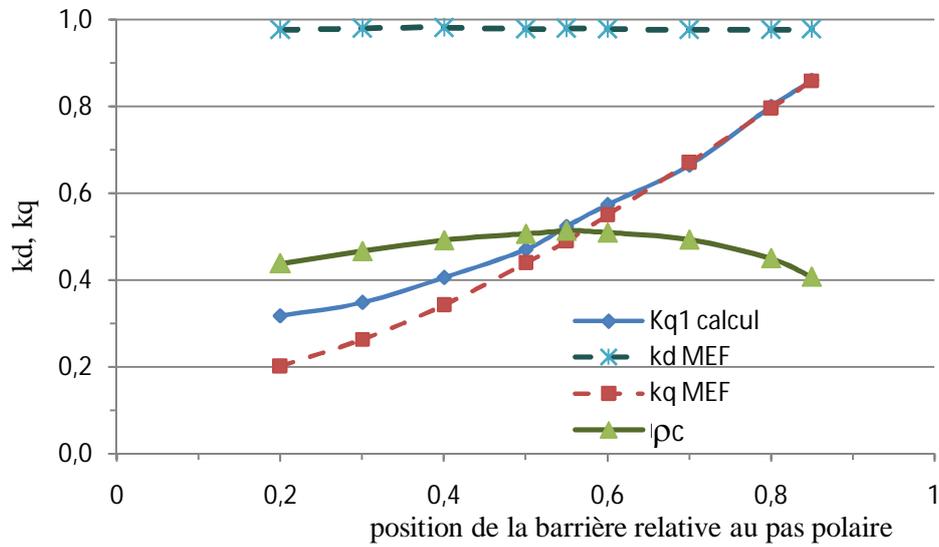
Tableau II.2 : Position du point d'annulation de l'induction normale pour différentes positions de la barrière rotorique.

| ρ_b | θ_b (°) | w_1 (mm) | w_2 (mm) | h_1 (mm) | h_2 (mm) | ρ_c calculé | θ_c (°) calculé | θ_c (°) (MEF) |
|----------|----------------|------------|------------|------------|------------|------------------|------------------------|----------------------|
| 0,18 | 8 | 5 | 6 | 30 | 18 | 0,455 | 20.5 | 19.9 |
| 0,2633 | 11.8 | 5 | 6 | 30 | 17 | 0,483 | 21.7 | 20 |
| 0,433 | 19.5 | 5 | 6 | 30 | 13 | 0,53 | 23.9 | - |
| 0,67 | 30 | 5 | 6 | 30 | 7,5 | 0,539 | 24.2 | - |

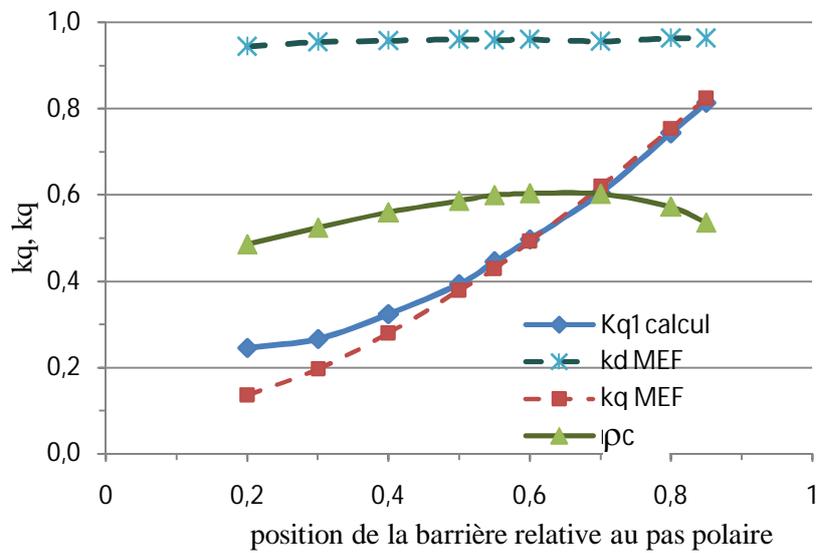
II. 3. 3. 4. 2. Comparaison des inductances synchrones

Comme pour la machine à rotor à pôles saillants, nous comparons la variation, en fonction de la position de la barrière ρ_b , des inductances réduites calculées analytiquement et par éléments finis. L'analyse porte sur une machine tetrapolaire, à deux barrières par pôle, à entrefer constant dépourvue de saillance au rotor ($\rho = 1$). Au niveau du calcul analytique, on a montré que la valeur de l'inductance réduite, suivant l'axe d , est égale à l'unité. Nous constatons également que des valeurs proches de l'unité sont obtenues par éléments finis (Figs. II.19). Ces résultats pourraient être expliqués par

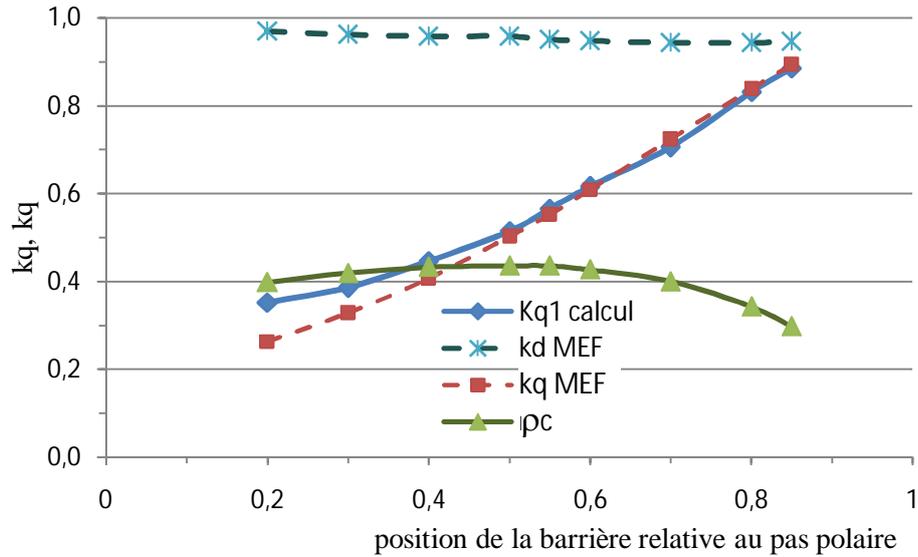
le fait que la géométrie du rotor dispose d'un plus grand volume de fer comparativement à la machine à rotor à pôles saillants (comportement proche de celui d'une machine à pôles lisses suivant l'axe d).



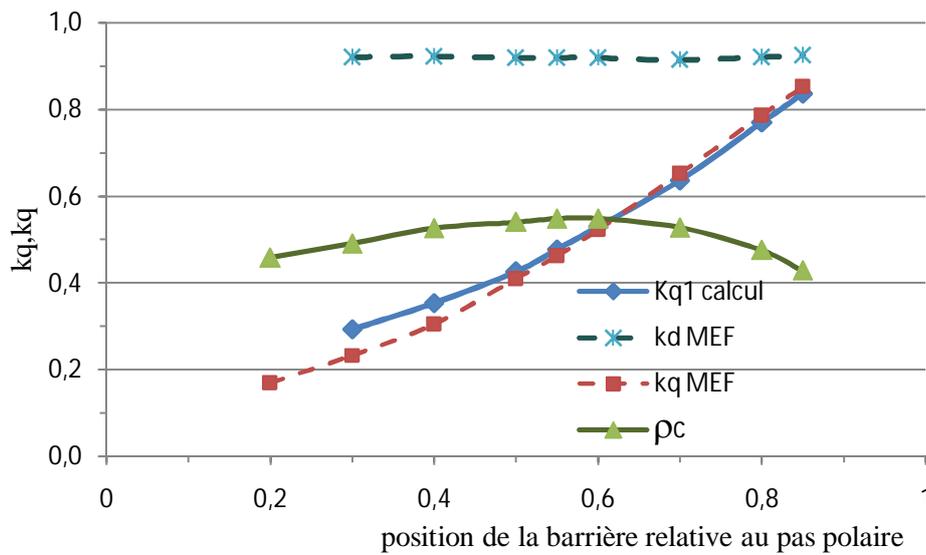
a) $w_1 = 2.5 \text{ mm}$, $w_2 = 5 \text{ mm}$, $h_1 = 0.25 \cdot R_r$



b) $w_{1k} = 5 \text{ mm}$, $w_2 = 10 \text{ mm}$, $h_1 = 0.25 \cdot R_r$



c) $w_1 = 2.5 \text{ mm}$, $w_2 = 5 \text{ mm}$, $h_1 = 0.5 \cdot R_r$



d) $w_1 = 5 \text{ mm}$, $w_2 = 10 \text{ mm}$, $h_1 = 0.5 \cdot R_r$

Fig. II.19. Variations des inductances réduites de la machine à barrière de flux en fonction de la position de la barrière.

II. 3. 3. 4. 3. Prise en compte de la saturation, facteur de saturation

Pour tenir compte de la saturation, on considère une augmentation de l'entrefer en utilisant un facteur de saturation k_{sat} défini suivant chacun des axes. Ainsi, ces entrefers effectifs sont les suivants :

$$e' = k_{dsat} e \quad \text{pour l'axe } d \quad (II.80)$$

$$e' = k_{qsat} e \quad \text{pour l'axe } q \quad (II.81)$$

Des valeurs de k_{dsat} allant de 1.71 à 1.59 et de $k_{qsat} = 1.1$ sont données par Honsinger [40]. Celui-ci les a déduites à partir de mesures expérimentales effectuées sur des machines de différentes puissances avec différents nombres de paires de pôles.

II. 4. Conclusion

Nous nous sommes intéressés aux structures à rotor à pôles saillants (machine *MSR 1*) et à rotor avec barrières de flux (machine *MSR 2*). Le stator utilisé est identique à celui d'une machine asynchrone. Les équations de fonctionnement, en régime permanent, de la MSR dans le repère de Park lié au rotor ont été présentées et l'importance de la saillance du rotor pour la production de la MSR a été montrée. Pour ce faire, nous avons développé deux modèles d'étude de la *MSR 1* basés sur la résolution des équations du champ qui nous ont permis de procéder à une pré-optimisation des dimensions géométriques du rotor dans les cas d'un fonctionnement à courant constant et celui à tension constante.

CHAPITRE III

MODELISATION NUMERIQUE DE LA MACHINE SYNCHRO - RELUCTANTE

III. 1 Introduction

Les modèles analytiques, en 2D, que nous avons développés pour les MSR étudiées, permettent de déterminer leurs performances en termes de couple développé et de facteur de puissance en régime synchrone au moyen des expressions des inductances en fonction des dimensions géométriques pour chaque type de machine. Ces expressions, qui permettent une analyse paramétrique efficace, constituent un outil rapide de pré-dimensionnement.

Le principal inconvénient des modèles analytiques est lié à leur manque de précision ou de fiabilité en raison des hypothèses et des approximations nécessaires pour simplifier la résolution mathématique. Par exemple, on néglige généralement le phénomène de saturation magnétique et on suppose la perméabilité du matériau magnétique infinie. On simplifie aussi la géométrie de la machine donc le calcul du flux et des inductances. Dans le calcul des machines électriques, le problème est souvent non linéaire. Dans le but d'une utilisation, optimale du circuit magnétique et d'une réduction des dimensions des machines, il est usuel de définir leur point de fonctionnement proche de la zone de saturation. Dans ce cas, la perméabilité du circuit magnétique est fonction du niveau d'induction. Dans l'entrefer, l'influence de la saturation se localise particulièrement au niveau des dents ce qui engendre une diminution de la perméabilité. Par conséquent, la distribution du champ dans l'entrefer en est affectée ce qui peut rendre non valides les résultats analytiques obtenus sous l'hypothèse d'une perméabilité magnétique infinie.

Afin de montrer cette influence de la saturation à travers un exemple, nous effectuons un calcul des inductances L_{md} et L_{mq} d'une machine à deux barrières par pôle en fonction de la position des barrières $\theta = \pi\rho_b/2p$ en se basant sur le modèle analytique et par la méthode des éléments finis en régime saturé. Les résultats obtenus sont représentés sur la Fig. III. 1. Nous constatons que la saturation a pour effet de diminuer les inductances notamment suivant l'axe d .

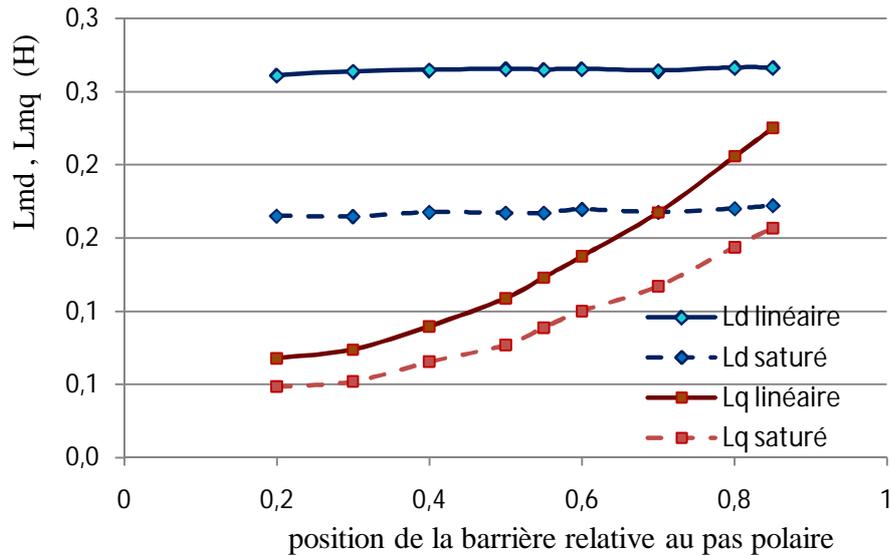


Fig. III. 1 : Evolution des inductances L_{md} et L_{mq} de la machine à double barrières par pôle en fonction de la position de la barrière en régime linéaire et saturé : $w_1 = 5 \text{ mm}$, $w_2 = 10 \text{ mm}$, $h_1 = 0.25 \cdot R_r$ (R_r est le rayon du rotor)

III. 2. Calcul par éléments finis des inductances synchrones de la MSR

Le calcul des inductances direct et en quadrature peut être effectué en utilisant la méthode basée sur le calcul du flux de phase.

Un module de post-traitement dans le logiciel utilisé (FEMM [62]) est prévu pour permettre le calcul du potentiel vecteur moyen à travers un contour donné. Nous l'utilisons pour évaluer le flux dû à une phase à partir de la valeur moyenne du potentiel vecteur dans les encoches de la phase correspondante. Notons que dans cette procédure de calcul, le flux de fuite d'encoche est intrinsèquement pris en compte.

Comme nous l'avons indiqué au §II.2.6, il est bien établi que les performances électromagnétiques de la MSR dépendent principalement du rapport de saillance ainsi que de la différence des inductances suivant les deux axes ($L_d - L_q$).

Il apparaît ainsi que la connaissance précise des inductances synchrones est essentielle à l'analyse et à l'optimisation des performances du type de machine étudié. Dans certains modèles, les inductances suivant les axes d et q sont généralement considérées constantes. Toutefois, en raison de la saturation du circuit magnétique, les paramètres inductifs de la machine sont fonctions des courants [64, 68]. Par ailleurs, le phénomène de saturation croisé, traduisant le couplage magnétique entre les circuits d'axes d et q , ne peut être négligé entraînant ainsi un modèle plus complexe [69]. Le modèle adopté peut tenir compte de l'effet croisé de la saturation de manière soit implicite soit explicite.

Diverses méthodes de calcul des inductances L_d et L_q , tenant compte ou pas de la saturation croisée, sont proposées dans la littérature [4, 70, 71]. Dans le cas de machines à aimants permanents, Bianchi et Bolognani [63], énumèrent quelques méthodes de calculs des inductances en se basant par exemple sur l'énergie magnétique emmagasinée ou en exploitant le potentiel vecteur magnétique ou directement l'induction dans l'entrefer. J.-C. Li [72] propose une modélisation de la saturation croisée dans les machines saturées. Une fonction polynomiale du second ordre est utilisée pour approximer l'induction dans l'entrefer conduisant ainsi à des expressions non-linéaires des flux en fonctions des courants. Stumberger [63] effectue une approximation des flux en fonctions des courants. Par différentiation des expressions des flux, les inductances saturées et celles dues à l'effet croisé sont établies en vue de décrire mathématiquement le comportement transitoire des courants.

Dans le cadre du dimensionnement optimal de machines électriques tournantes triphasées, les modèles magnétiques permettent d'une part de calculer le couple électromagnétique produit par la machine en fonction de ses conditions d'alimentation, d'autre part de déterminer les flux traversant le bobinage triphasé du stator pour un couplage ultérieur avec un modèle électrique et, enfin, d'estimer la forme d'onde d'induction dans les parties ferromagnétiques afin de prévoir les pertes fer [73].

Une méthodologie appliquée au cas d'une machine à aimants enterrés est présentée dans [73]. Le modèle magnétique proposé est une cartographie de flux associant un modèle de Park (modèle $d-q$) et une méthode de calcul éléments finis (problème magnétostatique en deux dimensions). Le modèle estime les flux d'axe d et q en prenant en compte la saturation simple et la saturation croisée. Cette cartographie de flux consiste à définir une grille convenablement choisie de courants dans les axes d et q selon un modèle magnétique donné. Ainsi, pour chaque point de fonctionnement de la grille, un calcul éléments finis magnétostatique non linéaire permet de déterminer les flux dans les axes a , b et c . Les flux dans les axes d et q sont ensuite déduits d'une transformation de Park. Les cartographies ainsi établies permettent notamment de déterminer le couple (exprimé dans le repère de Park) produit par la machine en fonction de l'amplitude des courants statoriques et de l'angle de charge.

La méthode de calcul, des inductances d'une machine, basée sur la perturbation d'énergie [74, 75] est une alternative à celle utilisant l'approche basée sur la détermination des flux par phase. Nous avons explicité et exploité cette méthode dans le cas de la MSR à pôles saillants [76]. Nous exploitons cette méthode pour le calcul des inductances des MSR à rotor à pôles saillants et celle à rotor avec barrières de flux. Ces machines utilisent le stator d'une machine asynchrone triphasée tétrapolaire. Nous déterminons, à courant d'alimentation fixé, la variation des inductances propres des phases statoriques en fonction de la charge. A partir de l'expression de la matrice de couplage, les inductances mutuelles statoriques sont ensuite déduites. La connaissance

des différentes inductances propres et mutuelles statoriques permet de constituer la matrice inductance pour chaque angle de charge. Pour des raisons de symétrie, l'intervalle de variation de cet angle est limité entre 0 et 90° électriques.

III. 2.1. Calcul des inductances propres statoriques

Un des avantages offert par cette approche est la possibilité d'évaluer les inductances propres et mutuelles des phases statoriques pour un niveau de saturation donné de la machine. En exprimant le flux total capté par la phase j en fonction de la coénergie W_c , on a :

$$\psi_j = \frac{\partial W_c}{\partial i_j} \quad (\text{III.1})$$

où i_j est le courant dans la phase j .

Il en découle que l'inductance mutuelle entre les phases j et k peut être obtenue par dérivation partielle de l'expression précédente par rapport au courant dans la phase k :

$$L_{jk} = \frac{\partial \psi_j}{\partial i_k} \quad (\text{III.2})$$

soit

$$L_{jk} = \frac{\partial^2 W_c}{\partial i_j \partial i_k} \quad (\text{III.3})$$

La méthode basée sur la perturbation de l'énergie se rapporte à l'équation (III.3) dont une approximation par différences finies permet d'écrire [75] :

$$L_{jk}^{diff} \cong [W_c(i_j + \Delta i_j, i_k + \Delta i_k) - W_c(i_j - \Delta i_j, i_k + \Delta i_k) - W_c(i_j + \Delta i_j, i_k - \Delta i_k) + W_c(i_j - \Delta i_j, i_k - \Delta i_k)] / 4 \Delta i_j \Delta i_k \quad (\text{III.4})$$

où Δi_j et Δi_k sont des accroissements positifs du courant dans les phases j et k .

Ainsi, l'expression de l'inductance propre est obtenue en posant : $j = k$, d'où :

$$L_{jj}^{diff} \cong [W_c(i_j + \Delta i_j) - 2W_c(i_j) + W_c(i_j - \Delta i_j)] / (\Delta i_j)^2 \quad (\text{III.5})$$

Dans le cas d'un stator triphasé, pour la phase a par exemple, on peut écrire :

$$L_a \cong [W_c(i_a + \Delta i_a) - 2W_c(i_a) + W_c(i_a - \Delta i_a)] / (\Delta i_a)^2 \quad (\text{III.6})$$

Le calcul de l'inductance d'une phase nécessite trois résolutions successives. En effet pour des courants d'alimentation donnés du stator et pour chaque angle de charge, la coénergie W_c due à la répartition du champ correspondante est calculée. Ensuite, pour la même position relative du rotor par rapport à la f.m.m du stator, deux autres calculs de W_c sont effectués successivement en admettant une variation du courant de la phase a de $+\Delta i_a$ et $-\Delta i_a$. Il a été vérifié lors des calculs, qu'une variation Δi_a égale à 10% du courant de phase peut assurer le calcul des inductances avec une assez bonne précision. L'organigramme représenté sur la Fig. III. 2-a résume les différentes étapes de calcul de l'inductance propre de la phase a en utilisant cette méthode. Pour le calcul des inductances des deux autres phases, un processus de calcul similaire est utilisé.

III.2.2. Calcul des inductances mutuelles statoriques

D'après l'Equation (III.4), il est possible d'adopter la démarche suivie pour les inductances propres afin de calculer les inductances mutuelles. Toutefois, dans le but de réduire le temps de calcul, nous choisissons de les déduire à partir de la relation liant les flux aux courants de phases. En effet, la relation entre les flux et les courants statoriques s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [\mathcal{L}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

où $[\mathcal{L}]$ est la matrice inductance du stator constituée à partir des inductances propres et mutuelles du stator. Le système d'équations donné par la relation (III.7) peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \psi_a - L_a i_a = M_{ab} i_b + M_{ac} i_c \\ \psi_b - L_b i_b = M_{ab} i_a + M_{bc} i_c \\ \psi_c - L_c i_c = M_{ac} i_a + M_{bc} i_b \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Les inductances mutuelles statoriques sont alors exprimées par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} M_{ab} \\ M_{ac} \\ M_{bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_b & i_c & 0 \\ i_a & 0 & i_c \\ 0 & i_a & i_b \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \psi_a - L_a i_a \\ \psi_b - L_b i_b \\ \psi_c - L_c i_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Ainsi, pour des courants d'alimentation donnés et pour un décalage angulaire de l'axe du rotor par rapport à l'axe d , correspondant à la charge, les inductances mutuelles peuvent être calculées lorsque les flux et les inductances propres des phases du stator sont connus. Ceci permet de construire la matrice inductance $[\mathcal{L}]$ dans le repère lié au stator.

III.2.3. Calcul des inductances et des flux suivant les axes d et q

Moyennant la relation suivante liant les matrices inductances établies dans le repère du stator et celui lié au rotor, on peut écrire :

$$[\mathcal{L}_{dq}] = \mathbf{P} [\mathcal{L}] \mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} & L_{d0} \\ L_{qd} & L_q & L_{q0} \\ L_{0d} & L_{0q} & L_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

où \mathbf{P} est la matrice de Park,

les flux dans le repère ($dq0$) peuvent alors s'écrire ainsi :

$$[\psi_{dq0}] = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} & L_{d0} \\ L_{qd} & L_{qq} & L_{q0} \\ L_{0d} & L_{0q} & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

La machine étant supposée alimentée par des courants triphasés équilibrés, la composante homopolaire i_0 du courant est donc nulle. On en déduit de la relation (III.11) l'expression des flux suivant les axes d et q :

$$\psi_d = L_{dd} i_d + L_{dq} i_q \quad (\text{III.12})$$

$$\psi_q = L_{qd} i_d + L_{qq} i_q \quad (\text{III.13})$$

L'organigramme de la Fig. III.2-b résume les étapes de calcul des flux ψ_d et ψ_q .

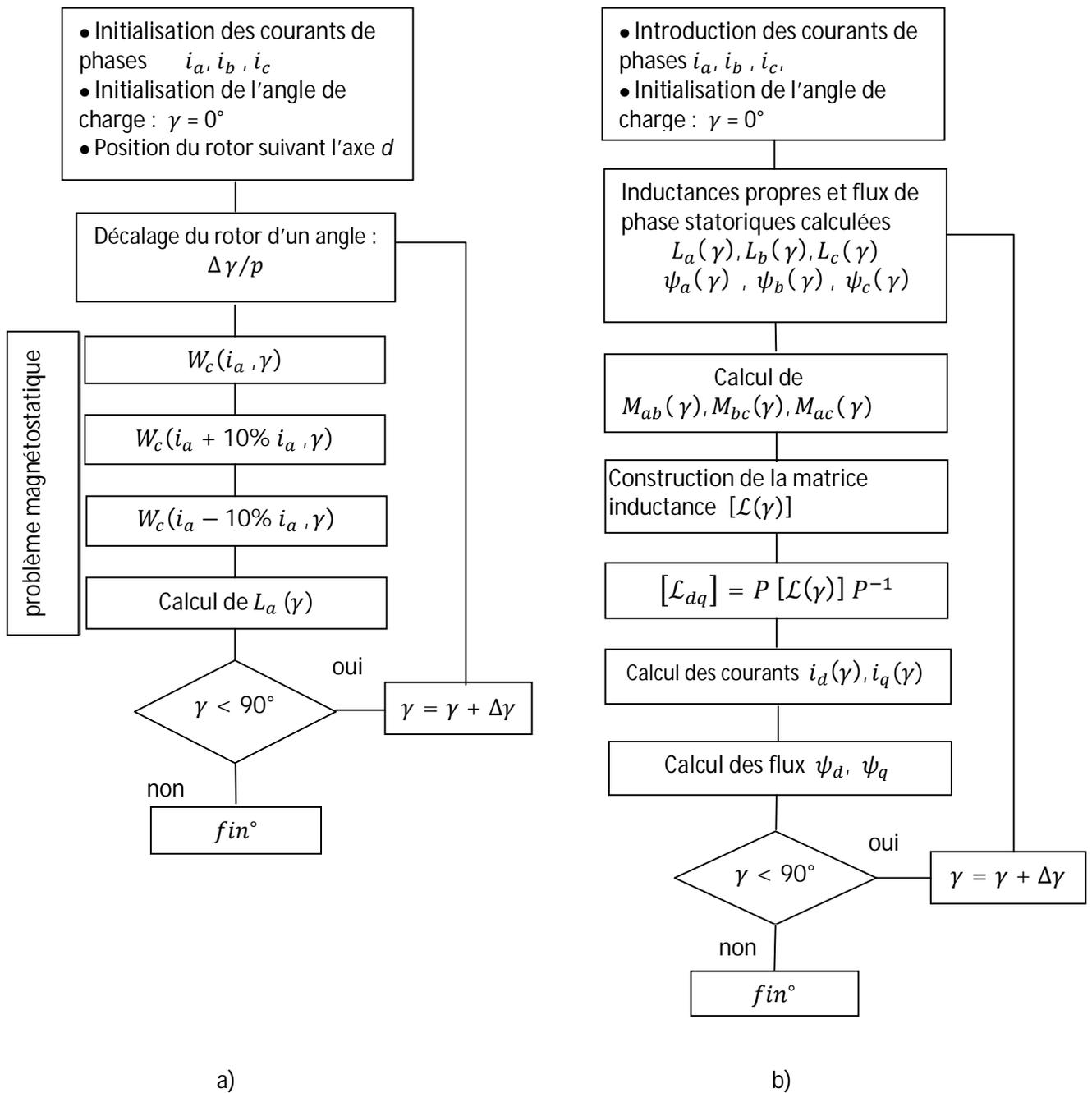


Fig. III.2 : Organigramme général décrivant les étapes de calculs :

- a) de l'inductance propre de la phase a
- b) de la matrice inductance et des flux dans le repère de Park

III. 3. Résultats obtenus

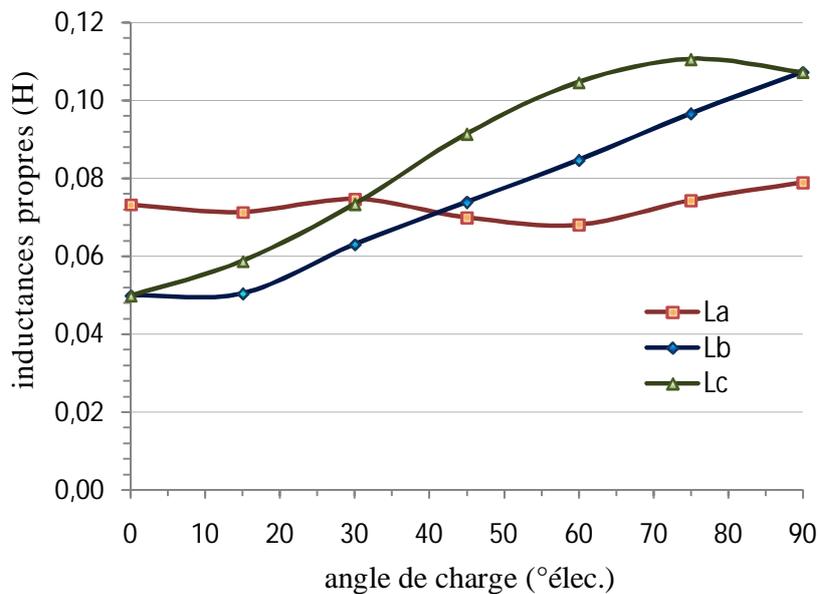
Afin de comparer les MSR à rotor à pôles saillants et à rotor avec barrières de flux, nous supposons que les stators utilisés sont identiques comme nous considérons deux types de rotors à 4 pôles, de même diamètre et supposés composés du même matériau magnétique. La résolution des équations du champ par éléments finis nous permet de calculer les flux et les inductances suivant les axes d et q ainsi que le couple moyen pour différentes valeurs du courant au stator. Afin de mettre en évidence l'influence de la

saturation, nous présentons les résultats des calculs effectués pour deux valeurs distinctes du courant d'alimentation i_s du stator : l'une inférieure au courant nominal ($I_N = 8$ A) de la machine asynchrone d'origine et l'autre qui lui est supérieure. Ainsi, notre choix s'est porté dans le premier cas sur $i_s = 5,8$ A pour simuler un état de saturation modéré et sur $i_s = 13$ A dans le second, pour mettre en évidence l'influence d'une forte saturation. Le calcul de champ par éléments finis en 2D est effectué en utilisant le logiciel "FEMM" [62].

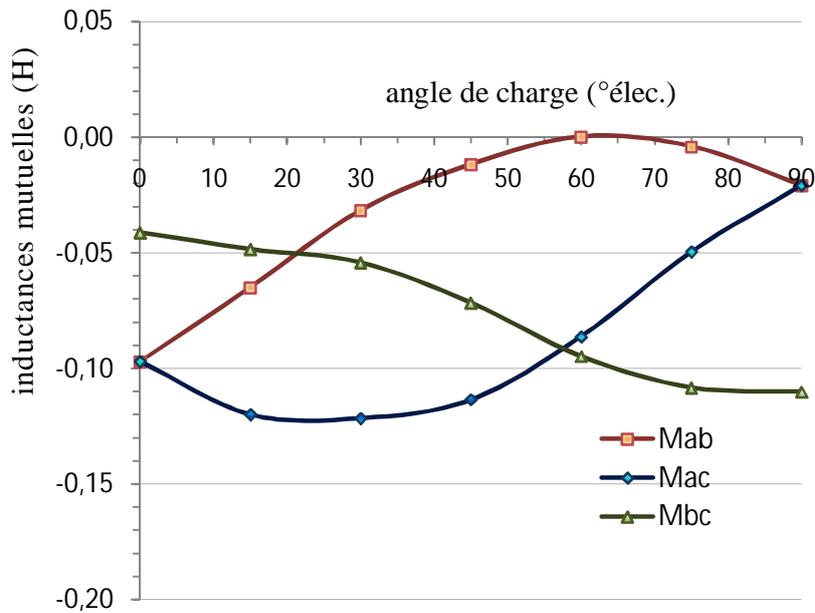
Les MSR étudiées se distinguant principalement par leur rotor, on désigne par *MSR 1*, celle à rotor à pôles saillants où l'angle d'ouverture de la saillance du rotor est de 90° (élec.). La seconde, désignée par *MSR 2*, est une machine à rotor avec 3 barrières de flux par pôle.

III. 3.1. Calcul des inductances et des flux

Les Figures III.3-a et III.3-b montrent la variation des inductances propres et mutuelles en fonction de l'angle de charge, obtenues pour une alimentation à courant statorique constant égale à 5,8 A. On peut noter qu'en raison de la présence des encoches et de la saturation, l'allure des courbes obtenues n'est pas tout à fait sinusoïdale.



a)



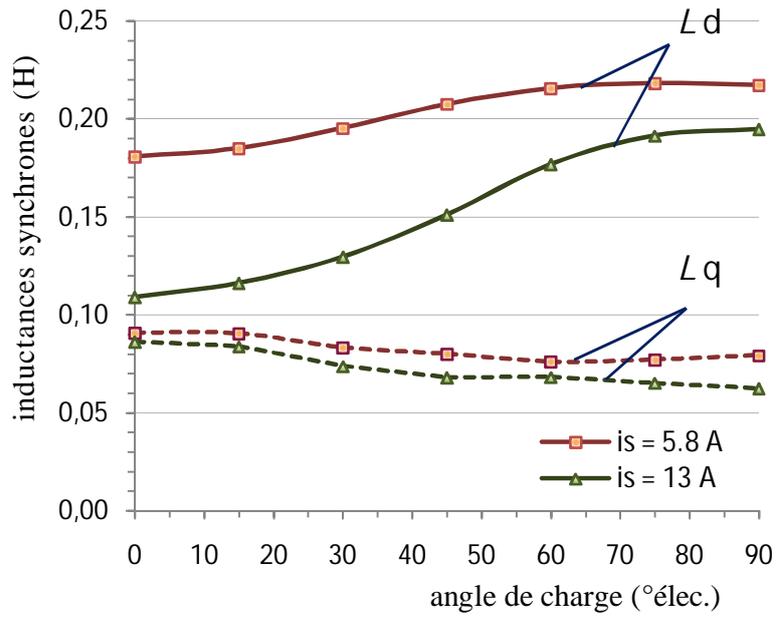
b)

Figs. III. 3 : Variation des inductances a) propres, b) mutuelles des phases statoriques en fonction de l'angle de charge. Machine MSR 1, courant du stator égal à 5,8 A.

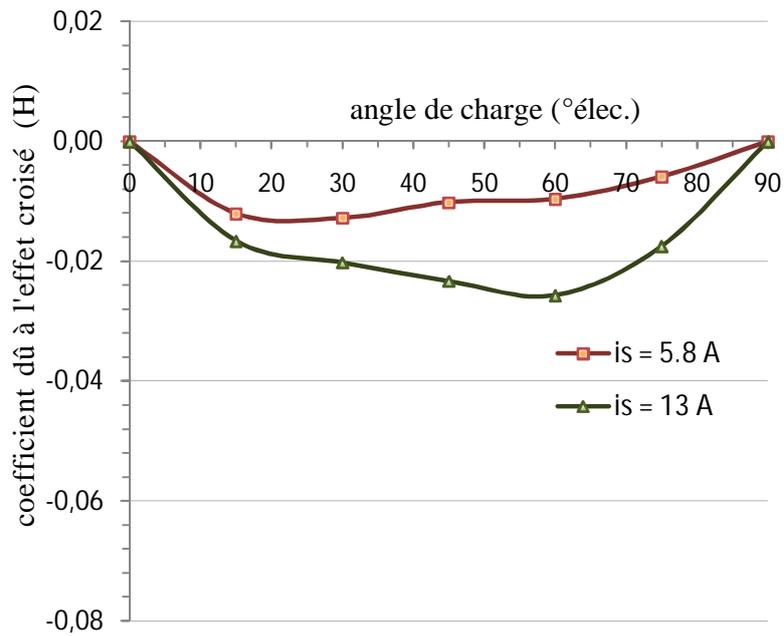
Les Figures. III.4-a et III.5-a représentent les variations en fonction de l'angle de charge, des inductances L_d et L_q obtenues pour la MSR à rotor à pôles saillants et à rotor avec barrières de flux, respectivement. Lorsque l'angle de charge augmente, la zone de saturation dans le circuit magnétique de la machine se réduit ce qui entraîne une augmentation à la fois de L_d et de L_q . Sur ces figures, on peut effectivement vérifier l'augmentation de L_d avec la charge. Toutefois, une légère diminution de L_q est observée pour les deux valeurs considérées du courant. Ceci pourrait, en partie, être dû à la présence des encoches et à la longueur du trajet du flux suivant l'axe q .

Les Figures III. 4-b et III. 5-b montrent l'évolution du couplage des axes d et q avec le courant d'alimentation.

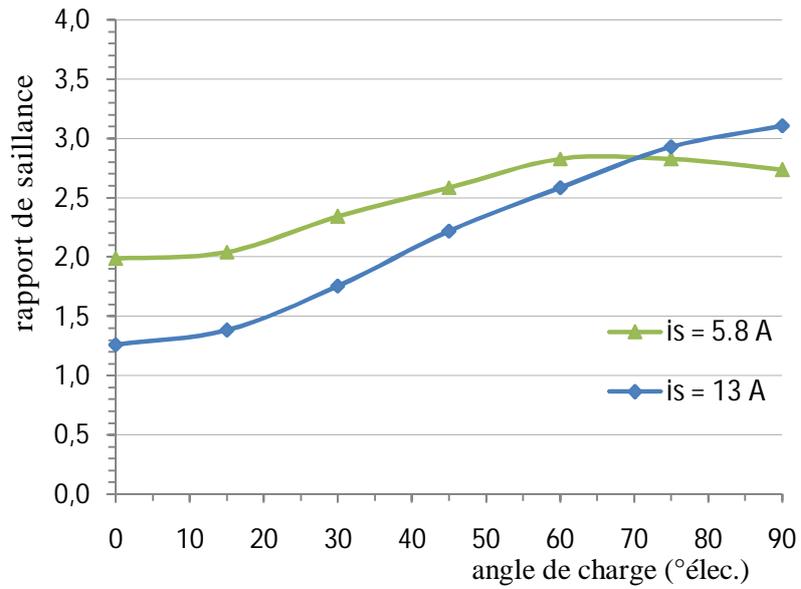
A partir des Figures. III.4-a et III.5-a, on en déduit que le rapport de saillance varie en fonction de la charge. Les variations de ce rapport pour les deux machines sont montrées sur les Figs. III. 4-c et III. 5 -c pour la MSR 1 et la MSR 2, respectivement. Cette variation du rapport de saillance qui s'avère importante doit être prise en compte lors de processus ayant pour but l'optimisation des performances de la MSR ou sa commande.



a)

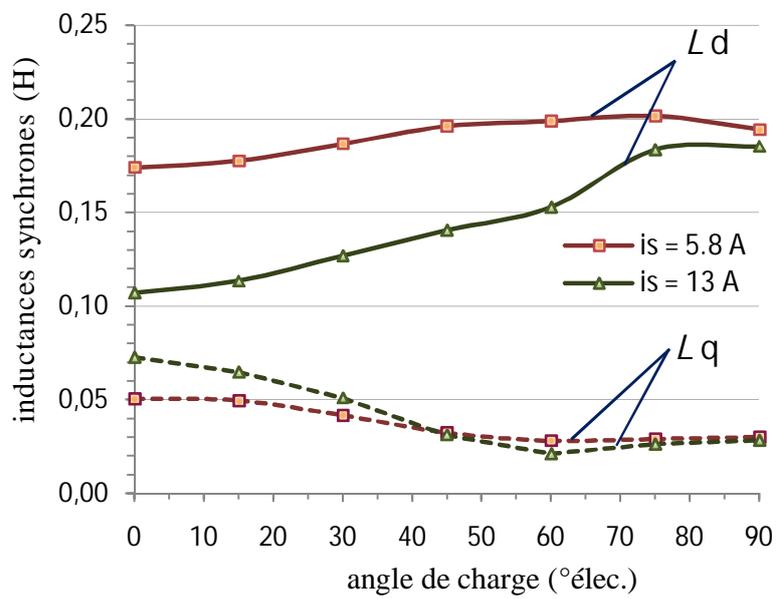


b)

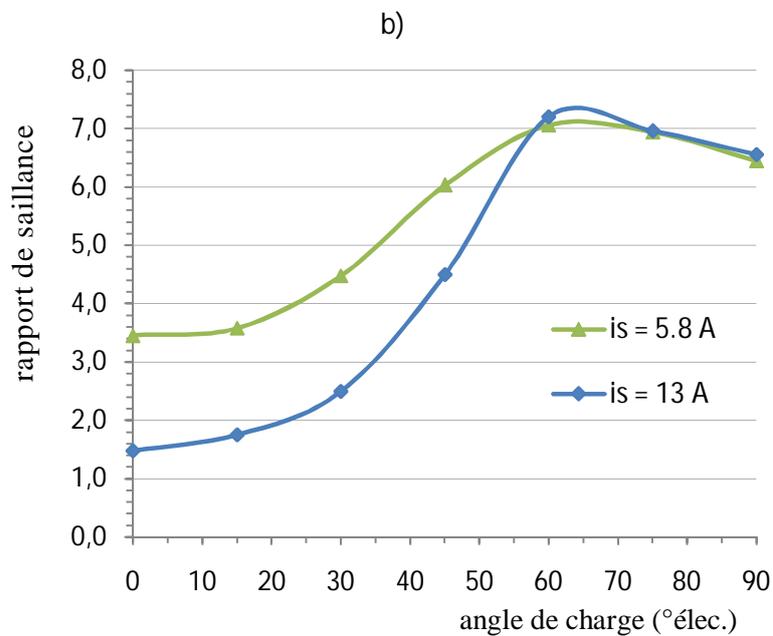
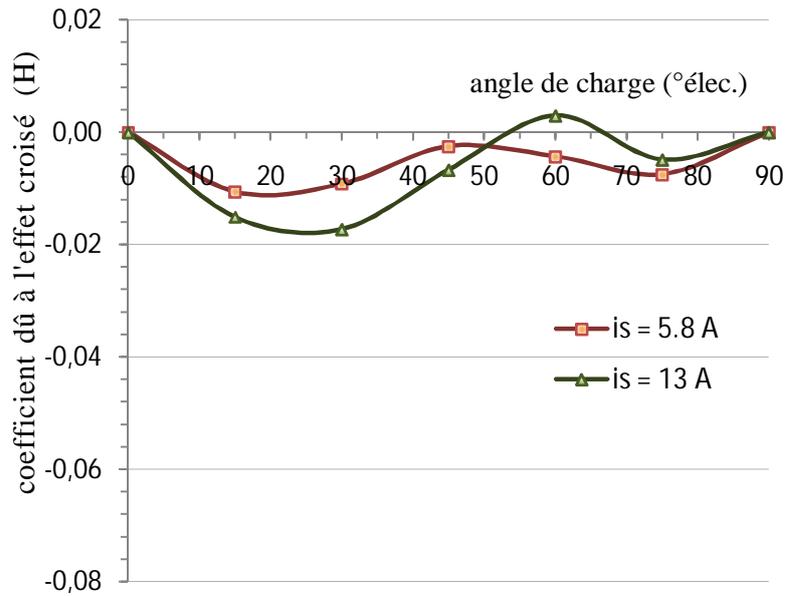


c)

Figs. III. 4 : Variation en fonction de l'angle de charge : a) des inductances synchrones, b) de l'inductance due à la saturation croisée, c) du rapport de saillance, Machine MSR 1. Le courant du stator est en paramètre.



a)

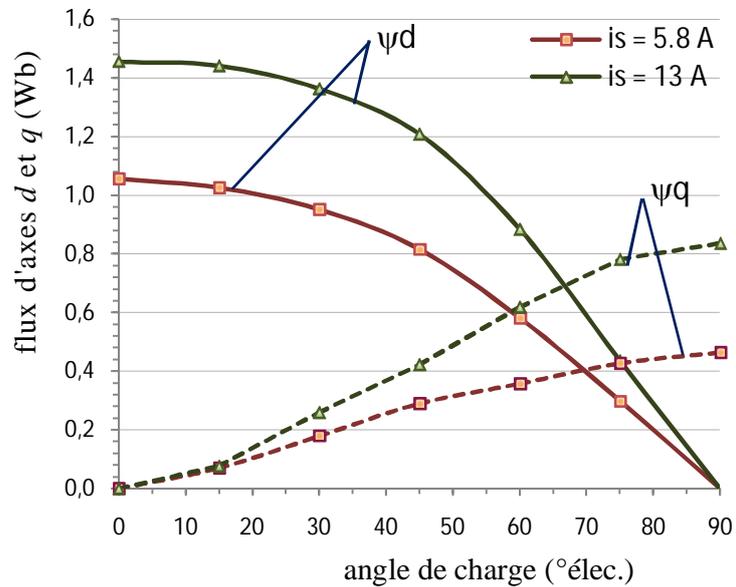


c)

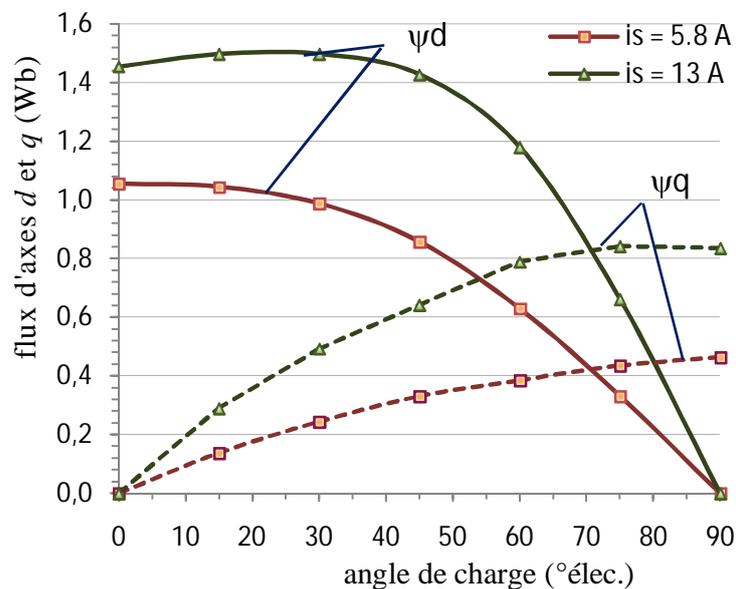
Figs. III. 5 : Variations en fonction de l'angle de charge a) des inductances synchrones, b) de l'inductance due à la saturation croisée, c) du rapport de saillance. Machine MSR 2. Le courant du stator est en paramètre.

Les Figures III.6 et III.7 montrent l'influence de l'effet croisé de saturation sur la valeur des flux statoriques. Nous constatons que l'importance de l'effet croisé sur les caractéristiques magnétiques des deux machines est différente, lorsque l'angle de charge augmente de 0 à 90°. En effet, Dans le cas de la machine MSR 1, nous constatons une forte diminution (de l'ordre de 28 % pour un courant du stator de 13 A) du flux direct due à la composante en quadrature du courant qui augmente. Réciproquement, nous observons une diminution du flux ψ_q pour lorsque le courant i_d augmente.

Comparativement à la *MSR 1* et pour les mêmes courants d'alimentation, les effets dus à la saturation croisée dans le cas de *MSR 2* sont moins prononcés et diminuent avec la charge.

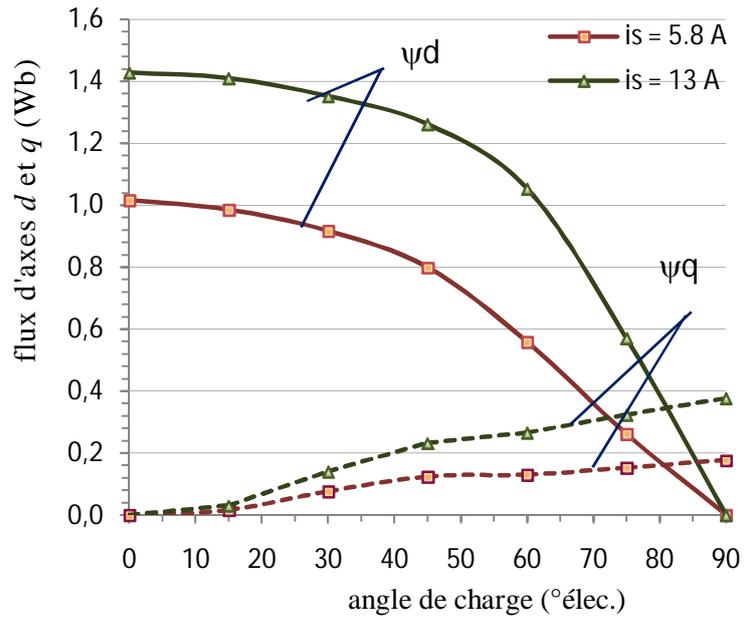


a)

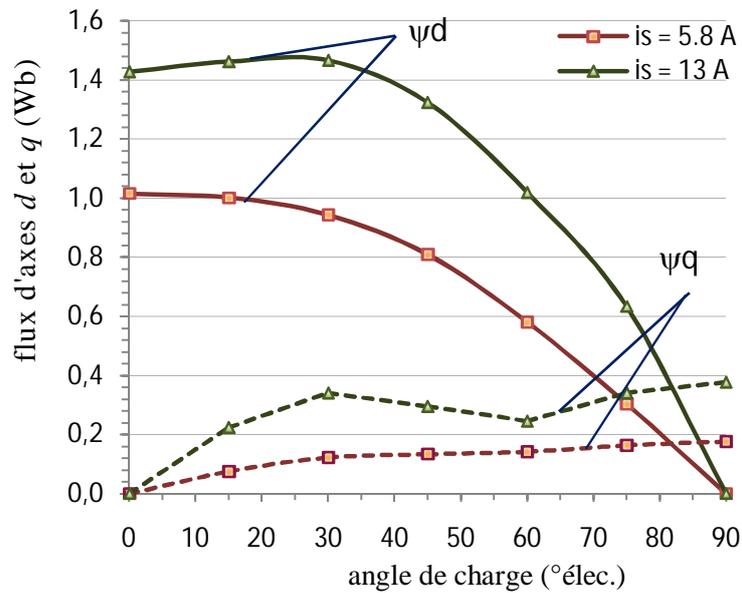


b)

Figs. III.6 : Variation des flux ψ_d et ψ_q en fonction de l'angle de charge, Machine *MSR 1* : a) prise en compte de l'effet croisé de la saturation, b) sans prise en compte de l'effet croisé de la saturation.



a)



b)

Fig. III.7 : Variation des flux ψ_d et ψ_q en fonction de l'angle de charge. Machine MSR 2: a) prise en compte de l'effet croisé de la saturation, b) sans prise en compte de l'effet croisé de la saturation.

III. 3.2. Calcul du couple

La connaissance des flux suivant les axes d et q permet, pour chaque valeur de l'angle de charge, de calculer le couple électromagnétique dans le repère de Park (Équation (II.3)). Selon le modèle magnétique adopté, celui-ci s'écrit ainsi :

$$T_{daq} = \frac{3}{2} p [\psi_d(i_d, i_q) i_q - \psi_q(i_d, i_q) i_d] \quad (III.14-a)$$

$$T_{daq0} = \frac{3}{2} p [\psi_d(i_d, 0) i_q - \psi_q(0, i_q) i_d] \quad (III.14-b)$$

Les relations (III.14-a) et (III.14-b) représentent, respectivement, l'expression du couple selon que la saturation croisée est prise en compte ou non.

Dans le cas de la *MSR 1*, nous constatons, qu'en régime peu saturé, le couple maximum, correspondant à la limite de stabilité, est obtenu pour un angle de charge proche de 45° . La Fig. III.8 montre cependant qu'en présence de la saturation, ce maximum se trouve légèrement décalé vers des valeurs supérieures à 45° . Pour un niveau de saturation élevé (courant du stator de 13 A), le couple maximum est obtenu pour un angle de charge de 47.5° . Lorsque l'effet de la saturation croisée est négligé, cet angle est de 58.5° . Les inductances L_d et L_q augmentent avec l'angle de charge mais la différence ($L_d - L_q$) reste faible car elle est atténuée par le phénomène de saturation croisée. Pour cette raison, la limite de stabilité est peu décalée au delà de 45° . Pour la même valeur du courant, la saturation croisée affecte le couple maximum qui est marqué par une diminution de l'ordre de 12 %.

Dans le cas de la *MSR 2* (Fig. III.9), l'effet croisé de la saturation a tendance à s'atténuer avec la charge. En effet, pour un niveau de saturation élevé (courant du stator de 13 A), la différence des couples maximums n'est pas significative tandis que la limite de stabilité est nettement repoussée au-delà de 45° .

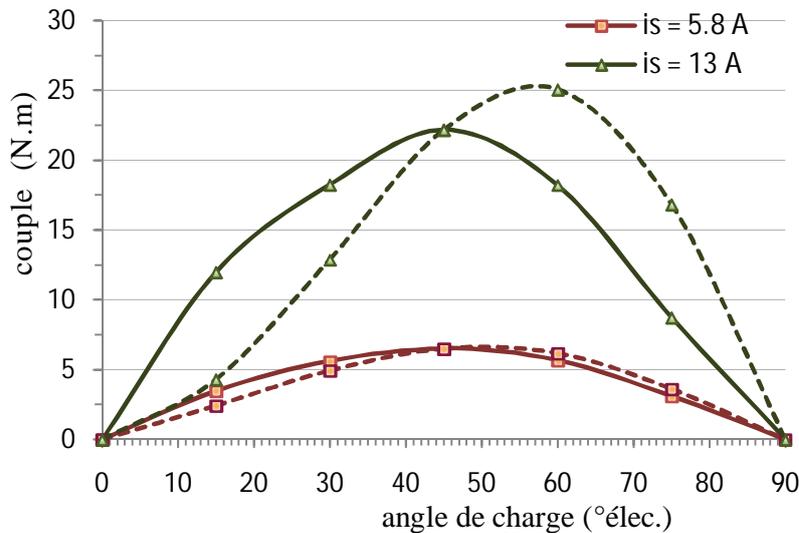


Fig. III. 8 : Variations du couple en fonction de l'angle de charge. *MSR 1*.

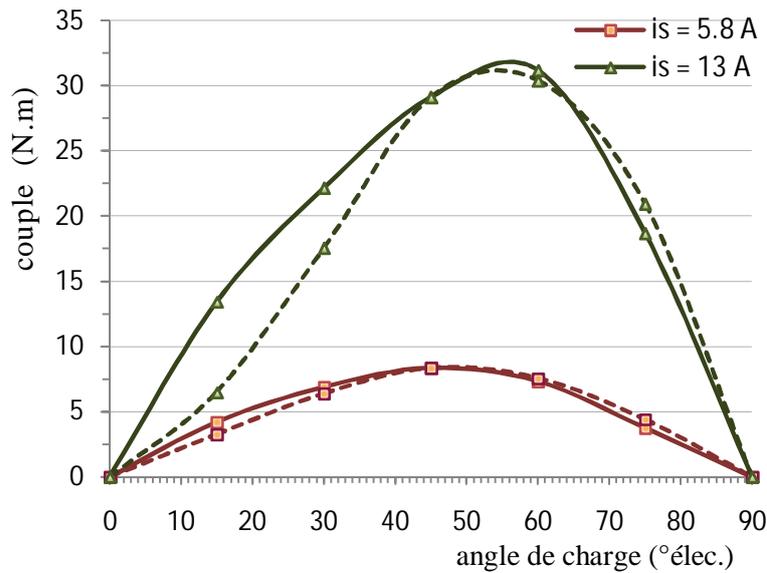


Fig. III.9 : Variations du couple en fonction de l'angle de charge. MSR 2.

III. 4. Conclusion

Le modèle numérique que nous avons présenté tient compte de la structure géométrique réelle de la machine ainsi que de la caractéristique magnétique du matériau utilisé. Ce modèle nous a permis d'analyser plus finement les performances des deux machines dans un fonctionnement à courant constant. Les inductances saturées des deux structures de MSR sont calculées par la méthode la perturbation d'énergie associée à un calcul par éléments finis. Nous avons adopté, pour le cas des structures étudiées, deux valeurs distinctes du courant d'alimentation et relevé l'influence de l'effet croisé de la saturation sur les caractéristiques magnétiques des deux machines. Il a ainsi été vérifié que la saturation croisée provoque une forte diminution du flux direct lorsque la composante en quadrature du courant augmente. Réciproquement, on a relevé une diminution du flux ψ_q lorsque le courant i_d augmente. Les répercussions de la saturation croisée sur l'évolution du couple en fonction de la charge ont été considérées. Dans le cas de la MSR 1, on a relevé qu'en régime saturé, la limite de stabilité est décalée au delà de la valeur théorique de 45° . Cependant, ce décalage est atténué par l'effet croisé de la saturation.

Dans le cas de la MSR 2, nous avons constaté que l'effet croisé de la saturation a tendance à s'atténuer avec la charge. En effet, la diminution de la valeur maximale du couple n'est pas significative tandis que la limite de stabilité est nettement repoussée au-delà de 45° électriques. Il apparaît ainsi que le phénomène de saturation croisée est plus prononcé pour la MSR 1 que pour la MSR 2.

La prise en compte la structure géométrique réelle de la machine ainsi que de la caractéristique magnétique du matériau utilisé permet d'analyser plus finement les performances des deux machines. Le prochain chapitre est consacré à l'optimisation des paramètres géométriques du rotor des deux MSR, en associant un algorithme d'optimisation à un calcul par éléments finis.

CHAPITRE IV

OPTIMISATION DES DIMENSIONS GEOMETRIQUES DE DEUX STRUCTURES DE MACHINES SYNCHRO-RELUCTANTES

IV.1 Introduction

Nous avons montré au chapitre précédent (§II.2.4) qu'à courant donné, le couple dépend de la différence ($L_d - L_q$). Nous avons également montré (§II.2.5) que le facteur de puissance dépend du rapport de saillance L_d/L_q . Nous pouvons ainsi remarquer que, pour améliorer les performances de la machine synchro-réductante, nous devons chercher une structure du rotor pour laquelle la différence et le rapport de saillance sont les plus grands possibles. Ce qui revient à essayer à la fois de maximiser L_d et de minimiser L_q . Mais ces deux actions sont contradictoires car toute approche portant sur l'accroissement de L_d s'accompagne souvent d'une augmentation de L_q et toute possibilité de réduire L_q entraîne une diminution de L_d . Ceci amène donc à trouver un compromis entre le couple et le facteur de puissance lors processus d'optimisation des deux MSR.

IV.2 Contraintes d'optimisation

Pour des raisons de coût de réalisation, nous optons pour une structure de la machine utilisant le stator d'une machine asynchrone triphasée classique. La contrainte liée à ce choix concerne le volume de la machine. En effet, nous considérons un volume fixe de la machine, et donc, un rayon externe et une longueur utile fixés. De plus, le rayon du rotor de la machine de départ sera conservé pour garder la même valeur de l'épaisseur de l'entrefer. Par ailleurs, nous admettons que le courant nominal de la MSR est celui de la machine asynchrone originelle, dans le souci de maintenir le même système de refroidissement du stator.

IV.3 Calcul du couple électromagnétique

IV.3.1 Calcul du couple électromagnétique par la méthode du tenseur de Maxwell

Les méthodes basées sur le tenseur des contraintes de Maxwell sont couramment utilisées pour le calcul du couple électromagnétique d'une machine tournante lorsqu'il est fait appel à la méthode des éléments finis [77]. Ainsi, en 2D le couple électromagnétique est obtenu à partir de l'intégrale de surface suivante :

$$T_M = \oint_S (\vec{r} \times \vec{\sigma}) d\vec{S} \quad (\text{IV.1})$$

Où $\vec{\sigma}$ représente le tenseur de contraintes de Maxwell et \vec{S} la surface d'intégration, et \vec{r} le vecteur de position liant l'axe de rotation Oz à l'élément de surface $d\vec{S}$. Dans le cas d'une

machine électrique tournante, on choisit une surface d'intégration le long d'un contour fermé entourant le rotor et situé dans l'entrefer.

Dans un modèle en 2D, où le champ est uniforme dans la direction axiale, l'intégrale de surface se réduit à une intégrale le long de l'entrefer. Si un cercle de rayon r est choisi comme contour d'intégration, l'expression du couple devient :

$$T_M = \frac{l_u}{\mu_0} \oint_{\Gamma} r B_t B_n d\Gamma \quad (IV. 2)$$

où l_u est la longueur de la machine, B_n et B_t les composantes radiale et tangentielle de l'induction magnétique \vec{B} .

IV.3.2 Expression du couple dans le repère d - q

Un des problèmes de base du dimensionnement est l'établissement d'un modèle magnétique permettant de connaître les relations reliant les courants des bobinages statoriques et les flux dans les trois phases. Un modèle magnétique précis consiste à considérer la dépendance des flux en fonction des courants d'axe d et q mais également de la position rotorique θ , on a :

$$\psi_d = \psi_d(i_d, i_q, \theta) \quad (IV.3-a)$$

$$\psi_q = \psi_q(i_d, i_q, \theta) \quad (IV.3-b)$$

En effet, la dépendance des flux avec la position est due aux harmoniques de bobinage mais également à toute variation de perméances lors d'une rotation de la machine. Ce modèle exige des temps de calculs assez long dans une approche de dimensionnement. Le modèle précédent peut être simplifié en considérant les flux indépendants de la position rotorique mais fonction de la saturation et de la saturation croisée [63, 71] :

$$\psi_d = \psi_d(i_d, i_q) \quad (IV.4-a)$$

$$\psi_q = \psi_q(i_d, i_q) \quad (IV.4-b)$$

Nous adoptons ce modèle car plus compatible avec les hypothèses adoptées dans le cadre de notre travail.

On considère qu'il existe une inductance statorique pour chaque axe qui dépend uniquement du courant sur le même axe et un effet croisé qui se traduit par le produit d'un paramètre L_{dq} ou L_{qd} par le courant sur l'autre axe. En séparant les inductances dues à chaque courant et en introduisant les inductances statiques L_d et L_q et les coefficients dus à l'effet croisé, les flux d'axes d et q s'écrivent :

$$\psi_d = \psi_d(i_d, i_q) = L_d i_d + L_{dq} i_q \quad (\text{IV.5-a})$$

$$\psi_q = \psi_q(i_d, i_q) = L_{qd} i_d + L_q i_q \quad (\text{IV.5-b})$$

Si la machine est supposée dépourvue de pertes (hystérésis, courants de Foucault), la condition de réciprocité pour un système conservatif se traduit par [12] :

$$L_{dq} = L_{qd} \quad (\text{IV.6})$$

En utilisant les Équations (II.5), l'expression du couple dans le repère d - q est :

$$T_{dq} = \frac{3}{2} p (L_{dq} (i_q^2 - i_d^2) + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (\text{IV.7})$$

Il apparaît ainsi que le couple T_{dq} se compose du couple de reluctance et celui dû au couplage magnétique des axes d et q .

IV.3.3 Choix de la méthode de calcul du couple

Le but est d'optimiser les dimensions géométriques des rotors ainsi que l'angle de charge afin d'obtenir un couple maximum avec un facteur de puissance relativement important. Le couple électromagnétique, qui représente une composante de la fonction objectif, est évalué à chaque itération de calcul dans une certaine direction de recherche du point optimum.

Plusieurs méthodes de calcul permettent d'évaluer le couple électromagnétique dans une machine. Or pour un ensemble de paramètres de la machine donné, l'évaluation du couple électromagnétique peut différer d'une méthode de calcul à une autre. En effet, à titre d'illustration, la Fig. IV.1 représente pour les deux structures de MSR les allures des couples T_{dq} et T_M , en fonction de l'angle de charge, calculés respectivement à partir du tenseur de Maxwell et à partir du modèle d - q . Pour des dimensions du rotor et une charge donnés, nous constatons d'après cette figure que l'évaluation du couple peut dépendre de la méthode utilisée.

En effet, sur cette figure, nous pouvons constater, qu'à la différence de T_{dq} , l'allure du couple T_M calculé à partir du tenseur de Maxwell n'est pas unimodale (*) sur l'intervalle de variation de l'angle de charge ($0 - 90^\circ$ élec.). Cette différence est d'autant plus marquée lorsque le rotor présente une anisotropie magnétique accentuée.

L'utilisation du tenseur de Maxwell pour le calcul du couple électromagnétique d'une machine est probablement la plus simple des méthodes. Elle se base sur la connaissance de la distribution du champ le long d'un contour spécifique défini dans l'entrefer de la machine. Toutefois, lors de son utilisation dans un calcul par éléments finis, la précision du résultat obtenu reste liée à la finesse du maillage et du contour choisi. Ainsi, lorsque le rotor se déplace par rapport au stator, la variation de la perméance dans l'entrefer, causée principalement par les encoches, engendre des fluctuations des composantes normale et tangentielle du champ qui sont alors prises en compte dans le calcul du couple.

D'autre part, le couple calculé dans le repère $d-q$ est basé sur l'interaction entre les flux et les courants exprimés dans ce repère, et constitue donc une bonne estimation de sa valeur moyenne.

Dans notre cas, l'évaluation du couple à partir du tenseur de Maxwell peut donc constituer un inconvénient dans la mesure où la solution peut converger vers un optimum local. En effet, dans la méthode de relaxation cyclique utilisée, la solution dépend fortement du point initial [78], Par ailleurs, cette méthode suppose l'unimodalité^(*) de la fonction objectif. Afin de parer à cet inconvénient, nous choisissons de calculer le couple à partir du modèle $d-q$.

(*) Définition [78] : Soit f une fonction numérique définie sur $[a, b]$ et soit x^* l'argument de son minimum sur cet intervalle ($f(x^*) = \min_{y \in [a, b]} f(y)$). On dit que f est unimodale sur $[a, b]$, si elle est strictement monotone décroissante sur $[a, x^*]$ et strictement monotone croissante sur $[x^*, b]$.

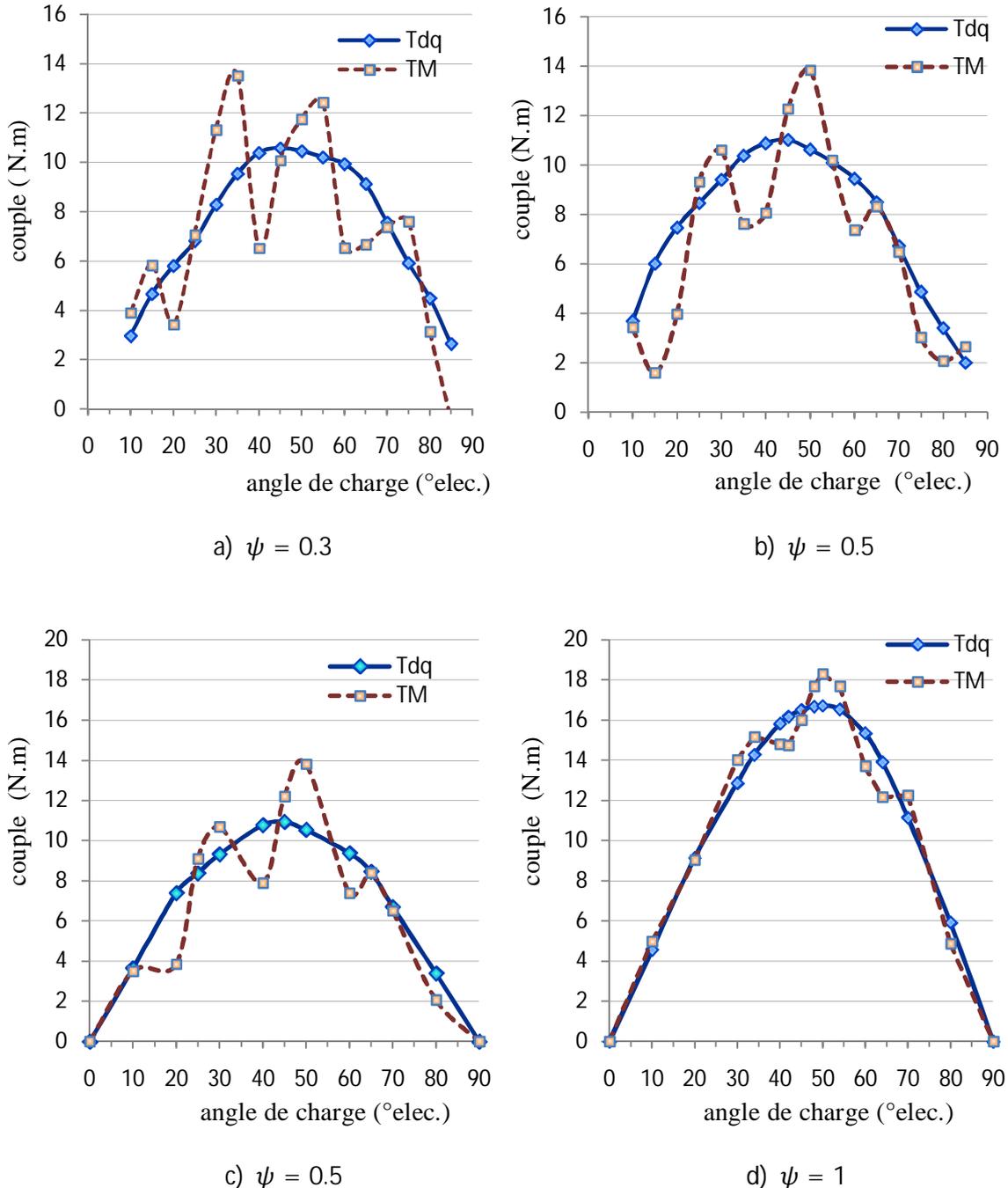


Fig. IV.1 : Variation du couple électromagnétique en fonction de l'angle de charge :
 a) et b) Machine à rotor à pôles saillants, c) et d) Machine à rotor avec barrières de flux.
 Tdq : couple calculé dans le repère de Park, TM : couple calculé par le tenseur de Maxwell.
 ψ représente l'ouverture de la saillance rapportée au pas polaire.

IV.4 Calcul du flux magnétique

Dans la relation (II. 7) exprimant le couple dans le repère d - q , les composantes directe et en quadrature du flux sont déterminées à partir de celles des flux des phases statoriques (a , b et c). Pour un vecteur courant du stator et une position du rotor donnés, la

distribution du champ magnétique dans la machine est obtenue par la méthode des éléments finis [62]. Ces flux peuvent être alors calculés à partir de la valeur moyenne du potentiel vecteur A_z sur chaque section du bobinage. En particulier, le flux dans la phase a est donné par l'expression suivante :

$$\psi_a = \frac{N_{ph} l_u}{S} \left(\int_{S_1} A_z dS - \int_{S_2} A_z dS \right) \quad (IV.8)$$

où N_{ph} est le nombre de spires par phase et S la section de la phase, l_u est la longueur utile de la machine. Les indices 1 et 2 se rapportent aux régions des pôles opposés.

Le calcul du flux dans les phases statoriques tient compte des harmoniques et il est alors nécessaire de déterminer le flux fondamental total dans chaque phase. En supposant que seulement le 3^{ème} harmonique est prépondérant et en négligeant les harmoniques de rangs supérieurs, le vecteur flux statorique peut s'écrire [79]:

$$[\psi_{abc}] \approx [\psi_{abc1}] + [\psi_{abc3}] \quad (IV.9)$$

Les flux harmoniques de rang 3 sont en phase et peuvent se déduire des flux totaux dans chaque phase comme suit :

$$\psi_{a3} = \psi_{b3} = \psi_{c3} \approx \frac{1}{3} (\psi_a + \psi_b + \psi_c) \quad (IV.10)$$

La connaissance du vecteur flux statorique nous permet de calculer, pour un angle de charge γ donné, les composantes du flux dans le modèle de Park en utilisant les relations suivantes :

$$\psi_d = \frac{2}{3} (\psi_{a1} \cos \gamma + \psi_{b1} \cos(\gamma - 2\pi/3) + \psi_{c1} \cos(\gamma - 4\pi/3)) \quad (IV.11)$$

$$\psi_q = \frac{2}{3} (\psi_{a1} \sin \gamma + \psi_{b1} \sin(\gamma - 2\pi/3) + \psi_{c1} \sin(\gamma - 4\pi/3)) \quad (IV.12)$$

IV.5 Optimisation des dimensions géométriques du rotor des deux MSR

IV.5.1 Introduction

L'objectif est d'optimiser les dimensions géométriques du rotor de deux structures de MSR, l'une à rotor à pôles saillants et l'autre à barrières de flux (Fig. IV.2). Ces machines utilisent le même stator que celui d'une machine asynchrone triphasé à 4 pôles dont les données de base sont données au Tableau IV.1.

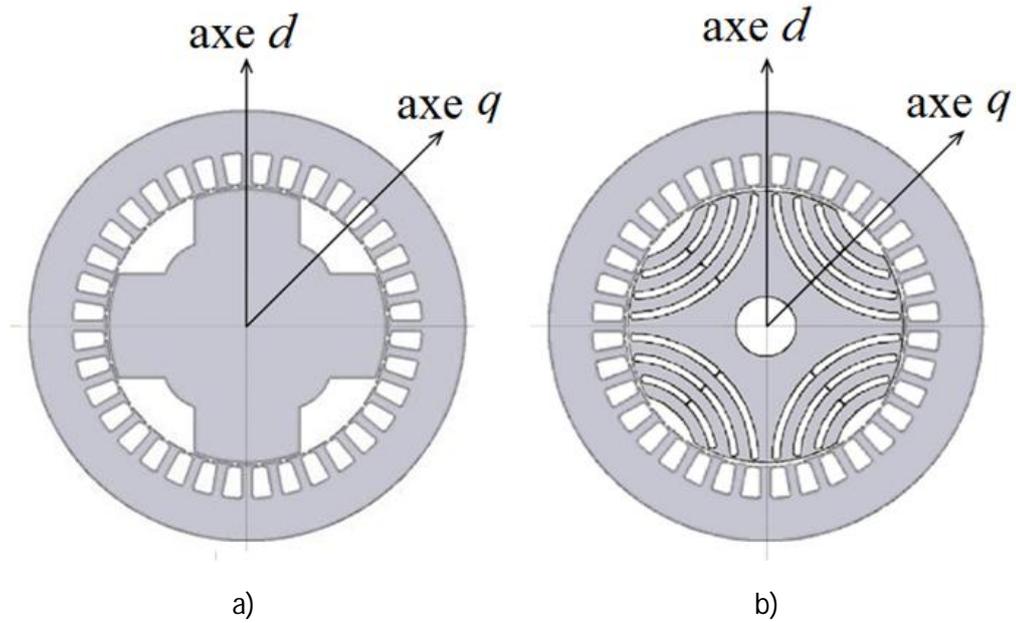


Fig. IV.2 : a) MSR à rotor à pôles saillants, b) MSR à rotor avec barrières de flux

Nous supposons que le matériau magnétique utilisé pour le stator et le rotor est l'acier doux du type XC38 dont la caractéristique magnétique est représentée sur la Fig. IV.3. On peut constater que cet acier est caractérisé par une perméabilité relative initiale d'environ 570 qui est une valeur assez faible comparativement à d'autres aciers. Afin d'introduire cette caractéristique, sous forme de points $B = f(H)$ dans la bibliothèque du logiciel de calcul par éléments finis, « FEMM » [62], la courbe de magnétisation a été d'abord approximée en fonction de l'induction magnétique par un polynôme de degrés impairs ; un nombre de points suffisant est alors calculé et introduit dans le logiciel.

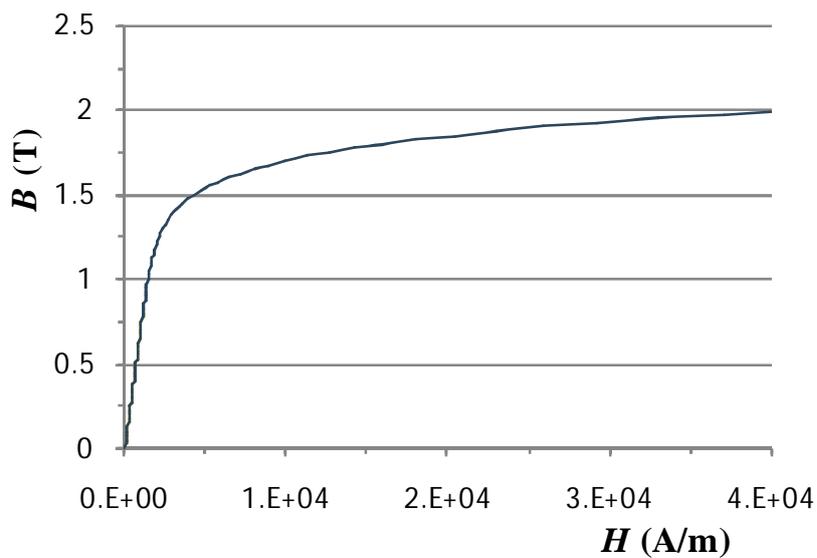


Fig. IV.3 : Courbe de magnétisation de l'acier XC38

Durant le processus d'optimisation, la largeur de l'entrefer de la machine est maintenue à une valeur fixe égale à celle du moteur asynchrone d'origine (0.6 mm).

Tableau IV.1 : Données de base du stator

| Désignation | Valeur |
|---------------------------------|---------|
| Puissance nominale (kW): | 3.7 |
| Tension nominale (V): | 220/380 |
| Courant nominal (A): | 8 |
| Nombre de pôles | 4 |
| Fréquence (Hz): | 50 |
| Nombre d'encoches stator | 36 |
| Diamètre extérieure stator (mm) | 190 |
| Diamètre intérieure stator (mm) | 122.8 |
| Epaisseur d'entrefer (mm) | 0.6 |

IV.5.2 Paramètres d'optimisation

IV.5.2.1 Dimensions géométriques du rotor à pôles saillants

La coupe transversale de la structure d'un rotor à 4 pôles saillants est représentée à la Fig. IV.4. Le rotor se présente comme une structure simple et robuste et formé de pôles saillants sans barrières de flux. Les différents paramètres définissant la géométrie du rotor qui doivent être optimisées sont montrés sur la Fig. IV.4, où h_c , τ et R_c sont respectivement la profondeur, l'ouverture de la saillance du rotor et le rayon de l'alésage interpolaire.

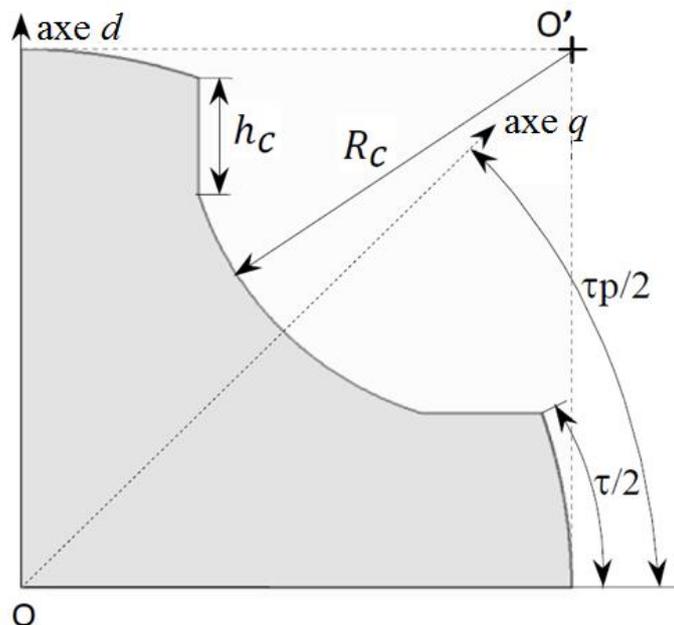


Fig. IV.4 : Représentation du rotor à pôles saillants sur un pôle

IV.5.2.2 Dimensions géométriques du rotor avec barrières de flux

La Figure IV. 5 montre un rotor à barrières de flux construit à partir de tôles ferromagnétiques standards où les barrières y sont découpées de façon à assurer des trajets préférentiels pour la circulation du flux à travers les segments ferromagnétiques. Ces segments sont maintenus par des ponts magnétiques tangentiels et radiaux situés respectivement à la périphérie de l'entrefer et dans la région intérieure des barrières. Ces ponts sont dimensionnés pour résister à la force centrifuge due à la vitesse du rotor. Ils doivent également être suffisamment épais pour permettre leur découpe. Toutefois, une épaisseur trop importante de ces ponts entraîne une augmentation du flux en quadrature et par suite une diminution sensible du couple de la machine. En conséquence, ces paramètres sont fixés à une valeur minimale sans compromettre la tenue mécanique du rotor. Dans notre étude, nous optons pour un rotor cylindrique ayant quatre barrières par pôle comme dans [79, 80, 81]. En effet, [9] montre que pour cette structure de machine, un nombre de barrières par pôle supérieur à quatre a peu d'influence sur le couple moyen développé. Nous nous plaçons dans le cas général où les barrières sont supposées avoir des largeurs différentes et localisées de façon équidistante le long de l'entrefer. En désignant par N_b le nombre de barrières et pour un rotor à p paires de pôles, nous fixons l'angle entre deux barrières du rotor qui est calculé selon la relation [13] :

$$\alpha_m = \frac{\pi}{2p N_b + 1} \quad (\text{IV.13})$$

Comme mentionné dans l'introduction, pour avoir un rapport de saillance élevé, le rotor doit être conçu de façon à favoriser le passage du flux direct sur un pôle et restreindre celui du flux en quadrature. En choisissant un nombre de barrières $N_b = 4$, le nombre de segments ferromagnétiques résultant permet la circulation du flux d'axe direct. D'autre part, dans le but d'augmenter le trajet dans l'air suivant l'axe q , nous prévoyons pour chaque barrière une largeur interne plus grande sur un espace délimité par l'angle α_b suivant l'axe q (Fig. IV.5). Dans cet espace, la largeur des barrières est déterminée par les rayons R_b et R'_b . Lorsque $R_b = R'_b$, les barrières ont des largeurs uniformes. Les variables d'optimisation pour ce rotor sont montrés sur la Fig. IV.5, les largeurs des barrières à la périphérie de l'entrefer $Win1$, $Win2$, $Win3$ et $Win4$, les rayons des arcs de la région interne de chaque barrière R_{bn} et R'_{bn} , ainsi que l'angle α_b . Durant le processus d'optimisation, les paramètres géométriques suivants sont fixés : l'épaisseur de l'entrefer (0.6 mm), l'épaisseur du joint saturable tangential $W_{tr} = 0.4$ mm, l'épaisseur du joint saturable radial $W_{rr} = 0.4$ mm ainsi que le rayon de l'arbre amagnétique $R_{sh} = R_r/3$.

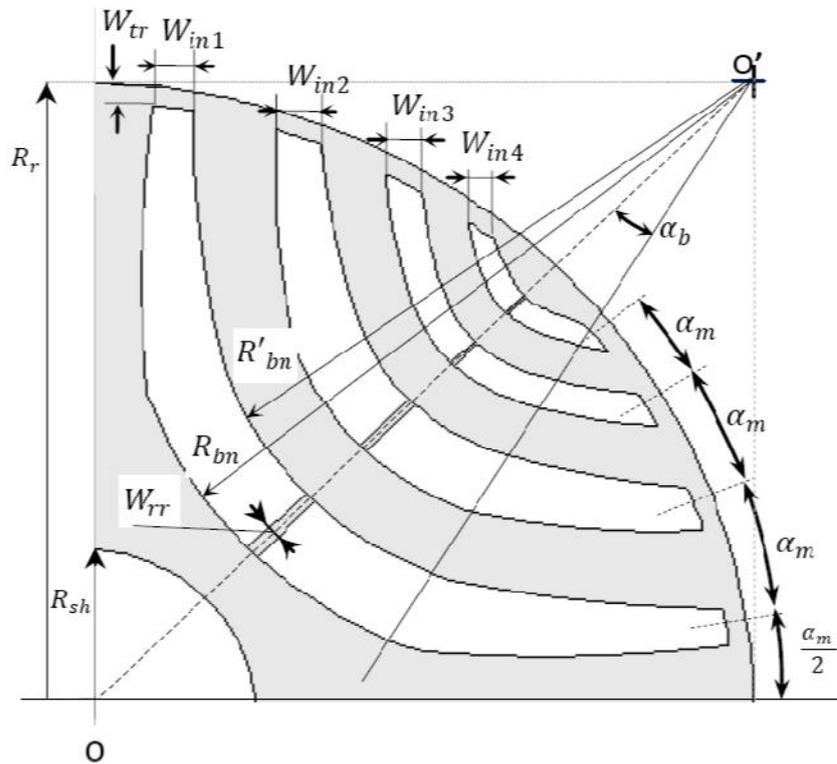


Fig. IV.5 : Représentation du rotor à barrières de flux sur un pôle

IV.5.2.3 Influence de l'épaisseur des ponts saturables

Dans le rotor à laminage transverse, les ponts radiaux et tangentiels (Fig. IV.6) qui permettent la jonction entre les différents segments ferromagnétiques du rotor, représentent les parties les moins rigides mécaniquement.

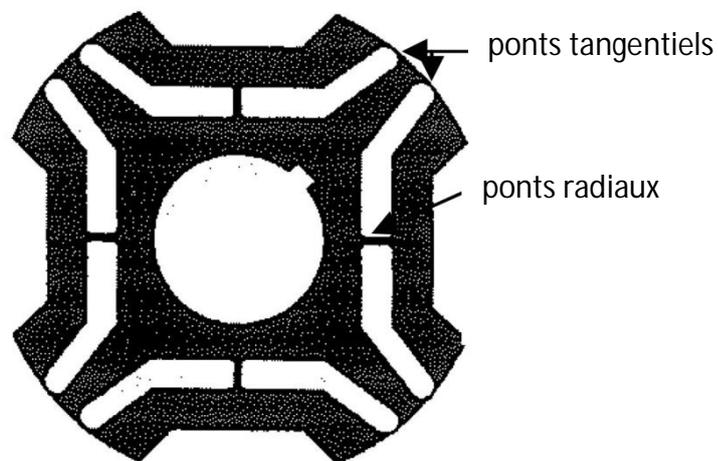


Fig. IV.6 : Définition des deux types de ponts utilisés au rotor

Pour assurer une rigidité acceptable de la structure du rotor, il est souhaitable d'avoir des segments ferromagnétiques assez larges, ce qui limite le nombre et la largeur des barrières de flux.

Les contraintes d'ordre mécanique que subit le rotor augmentent avec la puissance de la machine, aussi les largeurs des ponts tangentiels et radiaux doivent être augmentées en conséquence.

Le trajet du flux en quadrature se compose de l'entrefer, des ponts radiaux et tangentiels et la somme des largeurs des barrières

L'effet de la largeur du pont radial sur le couple est présenté sur la Fig. IV.7. La présence du pont radial a pour effet d'augmenter l'inductance en quadrature. Cette augmentation de l'inductance d'axe q diminue le rapport de saillance et augmente l'effet croisé de la saturation. [13, 64, 82]. Ceci peut être vérifié sur la Fig. IV.8 qui représente la variation du couple moyen en fonction de la largeur des ponts tangentiels, obtenue pour une MSR dont les dimensions géométriques du rotor et la valeur de l'angle de charge sont présentés dans le Tableau IV.2. On constate, que l'augmentation de la largeur des ponts tangentiels contribue à réduire sensiblement le couple et par conséquent le rendement de la MSR.

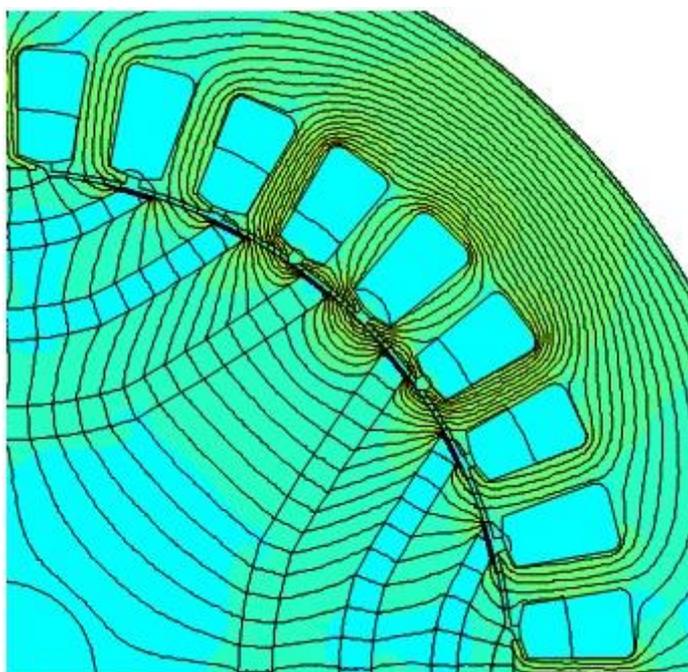


Fig. IV.7 : distribution du champ dans une MSR à rotor avec 4 barrières de flux. Position du rotor suivant l'axe q

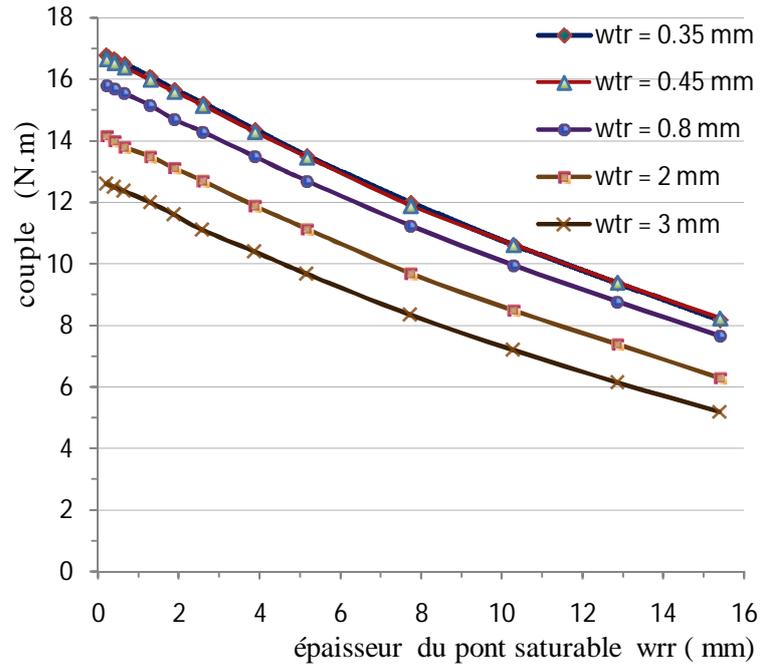


Fig. IV.8 : Variation du couple en fonction de l'épaisseur du pont radial pour différentes épaisseurs de la jonction tangentielle. Machine à rotor à 4 barrières de flux par pôle.

Tableau IV.2 : Paramètres de calcul du couple de la MSR

| Paramètre | courant du stator i_s (A) | angle de charge γ (°) | W_{in1} (mm) | W_{in2} (mm) | W_{in3} (mm) | W_{in4} (mm) | R_b (mm) | α_b (°méc.) |
|-----------|-----------------------------|------------------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|------------|--------------------|
| Valeur | 8 | 50° | 2.85 | 2.85 | 3.3 | 5.1 | 47.7 | 24 |

IV.5.2.4 Angle de charge

En raison de l'effet croisé de la saturation, la différence ($L_d - L_q$) varie avec les courants d'axes d et q [64, 76]. Dans ces conditions, le maximum du couple qui détermine la limite de stabilité, n'est pas produit pour un angle de charge $\gamma = 45^\circ$ (élec.) comme le suggère l'Équation (II. 17). La Figure IV.9 représente, pour trois valeurs du courant d'alimentation, les évolutions du couple en fonction de la charge. On peut noter sur cette figure que pour une machine saturée, la limite de stabilité se trouve en effet décalée vers des valeurs supérieures à 45° (elec.) au fur et à mesure que le courant du stator augmente. Par ailleurs, la variation des inductances synchrones affecte le rapport de saillance et donc le facteur de puissance maximum. Aussi avons-nous inclus dans notre étude, l'angle de charge comme paramètre physique supplémentaire dans le processus d'optimisation afin de tenir compte de l'état de saturation de la machine en charge.

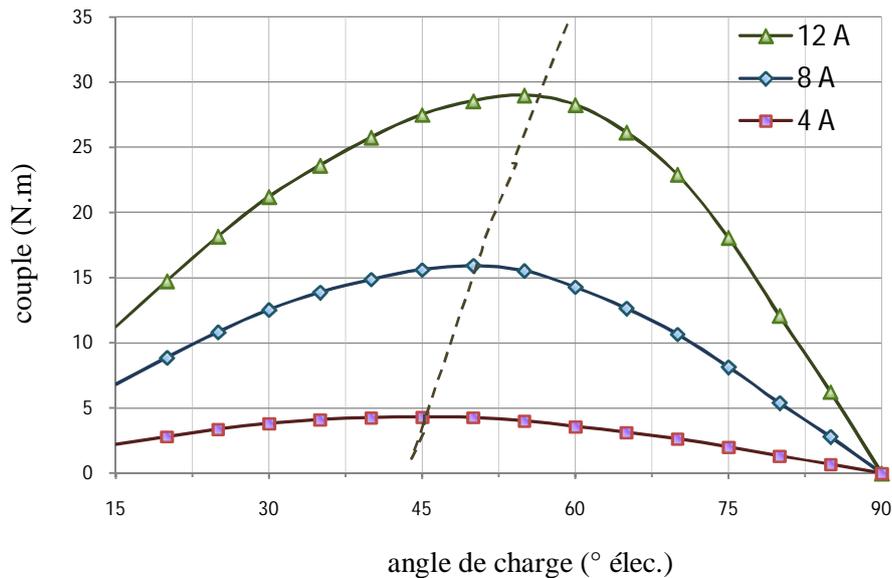


Fig. IV.9 : Variation du couple en fonction de l'angle de charge pour différents courants de phase. Calcul par éléments finis en régime saturé.

IV.5.3 La méthode d'optimisation

Les problèmes d'optimisation en électrotechnique présentent plusieurs difficultés liées aux besoins de l'utilisateur (recherche d'une solution globale, fiabilité et précision de la solution, diversité des problèmes traités, temps de calculs raisonnable etc.), aux caractéristiques du problème d'optimisation (non linéarité, dérivées difficilement accessibles, ...) et au temps de calculs importants. La résolution de telles difficultés a fait l'objet de nombreux travaux utilisant diverses méthodes d'optimisation. Les méthodes déterministes s'appuient sur le calcul d'une direction de recherche généralement liée à la dérivée des résultats par rapport aux paramètres de conception du dispositif. Elles ne sont réellement utilisables que dans le cas restreint où la solution cherchée est réputée proche d'une solution connue, point de départ de cette recherche.

Pour la mise en œuvre de l'optimisation numérique, nous utilisons un algorithme de relaxation cyclique associé à la méthode des éléments finis. Il s'agit d'un algorithme fondé sur la méthode de Simplex pour trouver un minimum local d'une fonction à plusieurs variables. Cet algorithme ne nécessite pas de calcul de dérivée, ce qui est un atout important lorsque la valeur de la fonction objectif est déterminée par un calcul numérique de type éléments finis où le bruit numérique risque d'être important.

La méthode de relaxation cyclique ou de direction [83, 84, 85, 86] a pour principe de minimiser la fonction f_{obj} sur une suite de directions. Les paramètres inconnus sont utilisés comme directions de recherche et la fonction objectif est minimisée successivement le long de chaque axe.

La procédure de minimisation est effectuée de la manière suivante :

- Initialiser arbitrairement le point de départ $(X)_0$,
- Calculer successivement pour chaque composante X_i ($i = 1, \dots, n$) le pas de descente ρ_i qui minimise la fonction

$$f_{obj}(X_1, X_2, \dots, X_i + \rho_i, \dots, X_n) \quad (IV.14)$$

- avec :

$$(X_i)_{k+1} = (X_i)_k + \rho_i \quad (IV.15)$$

- Recommencer l'opération précédente jusqu'à ce que la fonction cesse de décroître ou que le critère d'arrêt soit satisfait.

Cette technique est illustrée à la Fig. IV.10 à travers un exemple montrant les étapes conduisant à la maximisation d'une fonction de deux variables X_1 et X_2 . En partant d'un point initial $(X)_0 = (X_{10}, X_{20})$, la maximisation est effectuée successivement le long de X_1 et X_2 et conduit, respectivement, aux points $(X)_1 = (X_{11}, X_{20})$ et $(X)_2 = (X_{11}, X_{21})$. On note qu'à chaque itération k ($k = 1, \dots, l$, avec l entier naturel), les vecteurs $((X_1)_k, (X_2)_{k-1})$ et $((X_1)_k, (X_2)_k)$ sont obtenus en effectuant une recherche dans la direction des axes X_1 et X_2 respectivement. On remarque par ailleurs que la recherche de l'optimum progresse rapidement durant les quelques premières itérations, tandis que la progression est plus faible durant les itérations ultérieures (Fig. IV.10). L'algorithme, représenté à la Fig. IV. 11, estime le vecteur paramètre (X) qui maximise la fonction objectif qui augmente à chaque itération.

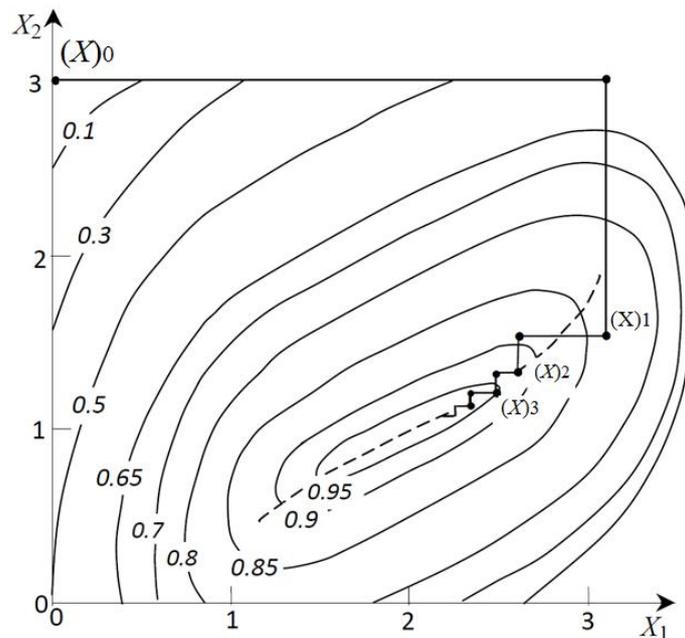


Fig. IV.10 : Illustration de la méthode de relaxation cyclique

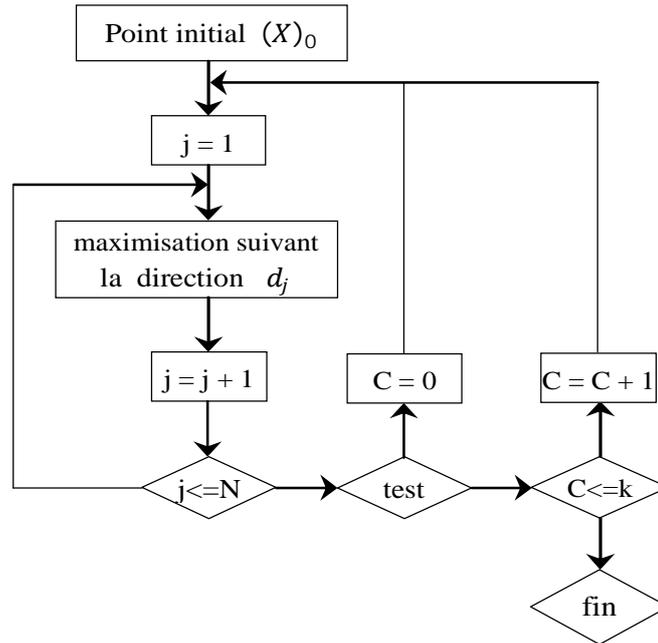


Fig. IV. 11 : Organigramme utilisé

Les critères d'optimisation retenus pour les deux structures de MSR étudiées sont le maximum de couple et un facteur de puissance élevé. Par conséquent, plusieurs exigences doivent être satisfaites simultanément. Dans ce cas, un problème d'optimisation multicritère ou multi-objectif doit être résolu. Une solution peut être obtenue en transformant le problème d'optimisation multi-objectif en un problème d'optimisation scalaire. Nous choisissons la méthode de pondération qui est habituellement employée pour effectuer ce type de transformation [87]. Cette méthode consiste à affecter un poids à chaque critère et à définir comme fonction objectif du problème scalaire équivalent la somme pondérée des critères.

Nous adoptons dans notre cas cette méthode [86]. Dans ces conditions, la fonction objectif que nous considérons s'écrit :

$$f_{obj} = \omega_1 T_{dq} + \omega_2 \cos \varphi_{max} \quad (IV.16)$$

où T_{dq} et $\cos \varphi_{max}$ sont donnés par les Équations (II. 7) et (II. 24) respectivement, ω_1 et ω_2 sont les coefficients de pondération qui satisfont la condition :

$$\omega_1 + \omega_2 = 1 \quad (IV.17)$$

avec $\omega_1 \geq 0$ et $\omega_2 \geq 0$.

Ainsi, la fonction objectif s'écrit :

$$f_{obj} = \omega_1 T_{dq} + (1 - \omega_1) \cos \varphi_{max} \quad (IV.18)$$

L'Équation (IV.18) montre que l'importance des deux critères est ajustée par les coefficients de pondération en fonction des performances recherchées.

Quatre paramètres pour le rotor à pôles saillants et huit pour le rotor à barrières de flux sont optimisés. Durant le processus d'optimisation nous fixons le courant dans une phase du stator à celui du courant nominal du moteur asynchrone d'origine. Les variables d'optimisation sont définies dans des intervalles qui leur sont propres et leur combinaison ne doit pas aboutir à des aberrations géométriques ou conduire à des dimensions du rotor inacceptable en pratique. Les Tableaux IV. 3 et IV. 4 listent les valeurs limites imposées aux variables d'optimisation dans les cas des rotors étudiés.

IV.5.4 Valeur de base

Pour chaque paramètre d'optimisation, une valeur normalisée est définie à partir d'une valeur de base. Ainsi lors du processus d'optimisation, l'utilisation de variables d'optimisation par l'algorithme s'avère pratique dans la mesure où un seul critère d'arrêt est utilisé pour l'ensemble des variables.

Tableau IV. 3 : Paramètres d'optimisation de la MSR à rotor à pôles saillants

| Paramètre | Symbole | Valeur base | Variable (p.u.) | Limite inférieure (p.u.) | Limite supérieure (p.u.) |
|--------------------------------------|----------|-----------------|-----------------|--------------------------|--------------------------|
| Hauteur de la dent rotor (mm) | h_c | 25 | x_1 | 0 | 1.2 |
| Ouverture de la dent rotor (° méc.) | τ | 90 | x_2 | 0.28 | 0.9 |
| Rayon de l'alésage interpolaire (mm) | R_c | R_r (60.8) | x_3 | 0.75 | 1.7 |
| Angle de charge (° élec.) | γ | 45 | x_4 | 0.78 | 1.75 |

Tableau IV. 4 : Paramètres d'optimisation de la MSR à rotor à barrières de flux

| Paramètre | Symbole | Valeur base | Variable (p.u.) | Limite inférieure (p.u.) | Limite supérieure (p.u.) |
|---|------------|--------------|-----------------|--------------------------|--------------------------|
| Épaisseur de la barrière N° 1 (mm) | W_{in1} | 6 | x_1 | 0.4 | 1.2 |
| Épaisseur de la barrière N° 2 (mm) | W_{in2} | 6 | x_2 | 0.4 | 1.2 |
| Épaisseur de la barrière N° 3 (mm) | W_{in3} | 6 | x_3 | 0.4 | 1.2 |
| Épaisseur de la barrière N° 4 (mm) | W_{in4} | 6 | x_4 | 0.4 | 1.2 |
| Rayon 1 de la n ^{ième} barrière (mm) | R_{bn} | R_r (60.8) | x_5 | 0.7 | 0.8 |
| Rayon 2 de la n ^{ième} barrière (mm) | R'_{bn} | R_r (60.8) | x_6 | 0.8 | 1.0 |
| Ouverture interne des barrières (° méc.) | α_b | 20 | x_7 | 0.1 | 1.3 |
| Angle de charge (° élec.) | γ | 45 | x_8 | -0.4 | 1.6 |

IV.6 Résultats de l'optimisation et commentaires

IV.6.1 Introduction

Afin d'établir l'importance de chaque critère et son influence sur les performances des machines optimisées, nous évaluons la fonction objectif f_{obj} (Équations IV.18) dans les trois cas suivants :

cas 1 avec $\omega_1 = 0.75$, cas 2 avec $\omega_1 = 0.5$ et cas 3 avec $\omega_1 = 0.25$.

Comme la méthode d'optimisation adoptée est du type déterministe, il est approprié, pour atteindre un optimum global, de s'assurer des résultats de l'optimisation obtenus en utilisant différents ensembles de points initiaux, ceci afin de vérifier si l'algorithme converge invariablement vers le même optimum. A cet effet, nous effectuons deux simulations en partant de deux ensembles de points initiaux distincts. En outre, afin de souligner la relation existant entre la différence ($L_d - L_q$) et le couple produit à courant donné (Équation (II. 17), les inductances L_d et L_q sont calculées à chaque itération en utilisant les Équations (II. 5-a) et (II. 5-b), respectivement.

L'algorithme utilisé requiert un nombre relativement important de résolutions du champ magnétique par éléments finis pour converger vers l'optimum. Ainsi, sur un ordinateur PIV de 2,27 GHz, nous avons relevé que les temps de calcul nécessaires s'élèvent à

environ 12 heures pour la MSR à rotor à pôles saillants et 14 heures pour celle à rotor avec barrières de flux.

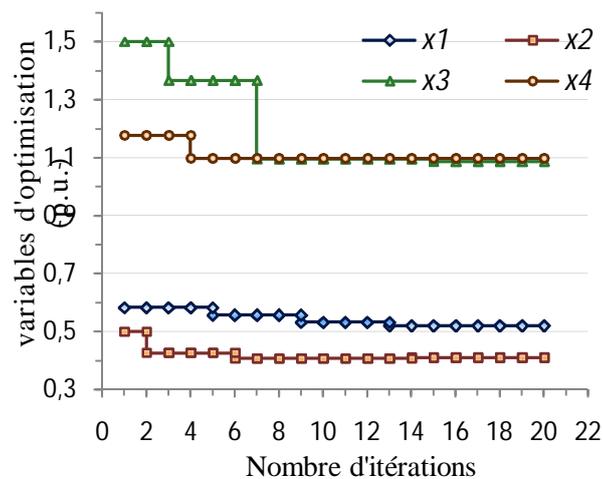
Les résultats concernant les paramètres géométriques des structures optimisées et de l'angle de charge après l'implémentation de la procédure d'optimisation sont présentés dans ce qui suit [86].

IV.6.2 MSR à rotor à pôles saillants

Les évolutions des variables d'optimisation, du couple ainsi que du facteur de puissance obtenues lors de la simulation 1 – cas 1 ($\omega_1 = 0.75$) sont présentés sur les Figs. IV. 12-a, 12-b, et 12-c, respectivement. On observe qu'après 20 itérations, le couple correspondant est de l'ordre de 11.4 N.m. Cette valeur du couple est également obtenue pour les deux autres cas (Tableau IV.6). On note que le couple optimal est obtenu pour un angle de charge γ_{opt} de l'ordre de 48° à 49° (élec.).

En effet, quand l'angle de charge varie de 0 à 90° , la zone saturée de la machine se réduit. Cette disparition de la saturation entraîne une augmentation sensible de l'inductance directe et une augmentation de l'inductance en quadrature, quoique dans une moindre mesure. De ce fait, la différence ($L_d - L_q$) est croissante quand l'angle de charge varie de 0 à 90° . Il est montré (Équation (II. 17)) qu'à courant du stator donné, le couple est proportionnel à $(L_d - L_q) \sin 2\gamma$. Le terme $\sin 2\gamma$ atteint son maximum à 45° , mais le maximum du produit $(L_d - L_q) \sin 2\gamma$, et donc du couple, se produit au-delà de 45° .

Par ailleurs, on constate (Tableau IV. 6) qu'avec ce type de rotor, on ne peut escompter des rapports de saillance élevés. En effet, lorsqu'on augmente le volume d'entrefer suivant l'axe q en vue de la diminution du flux en quadrature, l'ouverture de la saillance du rotor devient plus réduite, ce qui entraîne la diminution de l'inductance L_d .



a)

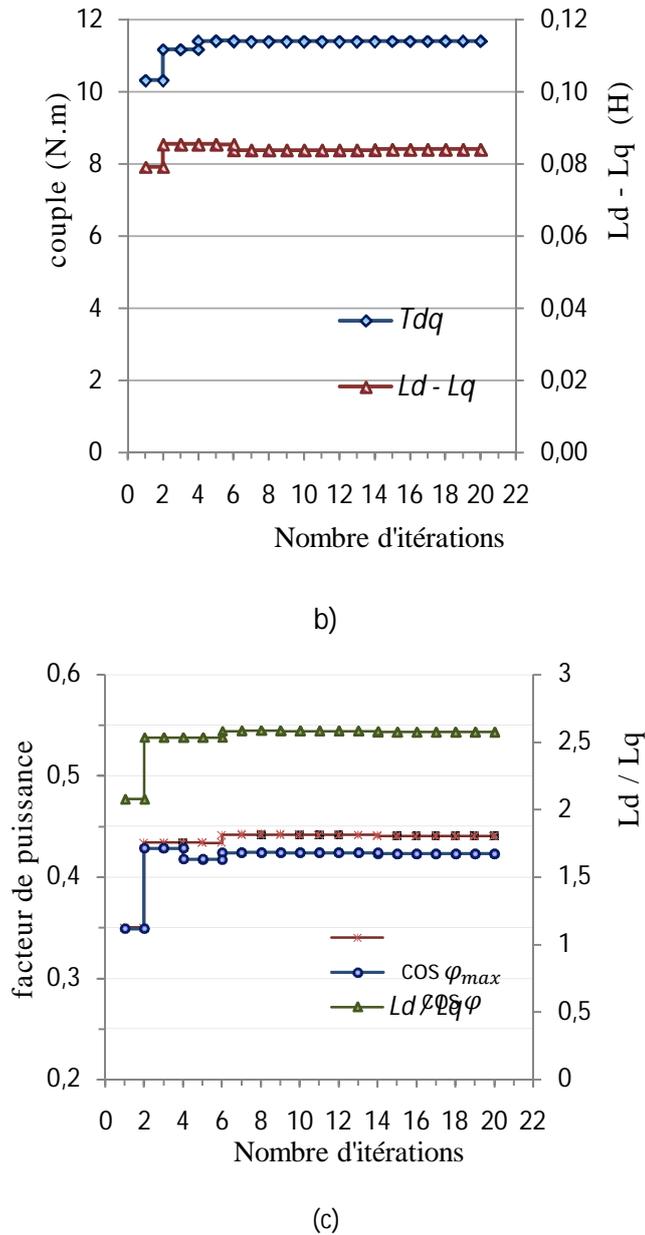


Fig. IV. 12 : Résultats de la simulation 1, 1er cas ($\omega_1 = 0.75$) : (a) variable d'optimisation, (b) couple et différence ($L_d - L_q$), (c) facteur de puissance et rapport de saillance. MSR à rotor à pôles saillants.

Les Tableaux IV. 5 et IV. 6 rassemblent les valeurs optimisées des variables d'optimisation pour les simulations 1 et 2. D'après le Tableau IV. 6, on peut vérifier que pour les deux simulations, des valeurs sensiblement proches sont obtenues, en partant de points initiaux différents. Il est à noter que l'angle de charge optimal est légèrement plus petit dans le cas où $\omega_1 = 0.25$. D'autre part, pour les trois valeurs de ω_1 considérées, la variation du facteur de puissance maximum n'est pas significative, ceci en raison du caractère limité du rapport de saillance inhérent à ce type de machines.

Tableau IV.5 : Valeurs initiales et optimisées des variables (p.u.)
(MSR à rotor à pôles saillants)

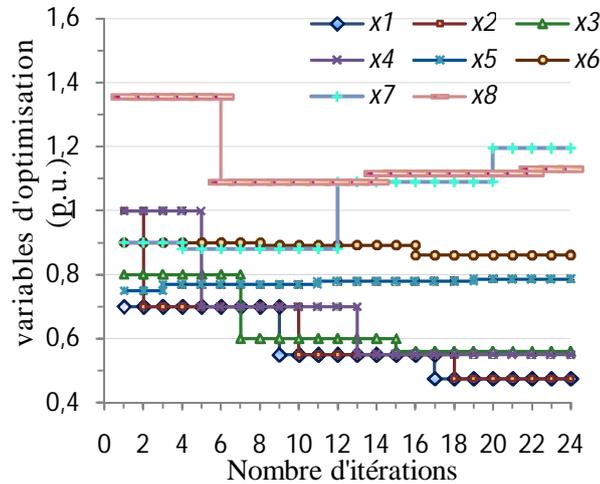
| | Simulation 1 | | | | Simulation 2 | | | |
|-------|-----------------|--------------------|-------|-------|-----------------|--------------------|-------|-------|
| | Valeur Initiale | Valeurs Optimisées | | | Valeur Initiale | Valeurs Optimisées | | |
| | | Cas 1 | Cas 2 | Cas 3 | | Cas 1 | Cas 2 | Cas 3 |
| x_1 | 0.25 | 0.52 | 0.62 | 0.67 | 0.85 | 0.58 | 0.60 | 0.72 |
| x_2 | 0.50 | 0.41 | 0.37 | 0.31 | 0.72 | 0.41 | 0.38 | 0.32 |
| x_3 | 1.50 | 1.09 | 1.34 | 0.80 | 1.13 | 1.38 | 1.03 | 0.94 |
| x_4 | 1.18 | 1.1 | 1.04 | 0.87 | 1.24 | 1.1 | 1.07 | 0.88 |

Tableau IV.6 : Valeurs optimisées des variables d'optimisation
(MSR à rotor à pôles saillants)

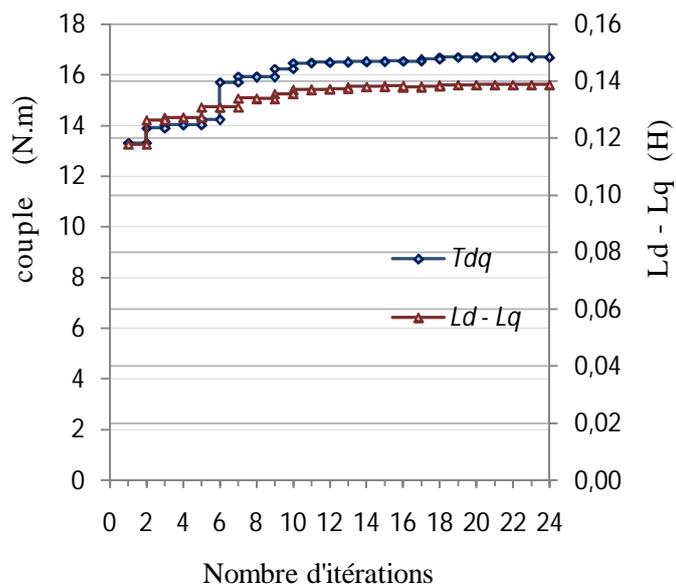
| Paramètre | Simulation 1 | | | Simulation 2 | | |
|--------------------------------------|--------------|-------|-------|--------------|-------|-------|
| | Cas 1 | Cas 2 | Cas 3 | Cas 1 | Cas 2 | Cas 3 |
| Hauteur de la dent rotor (mm) | 13 | 15.5 | 16.8 | 14.5 | 15 | 18 |
| Ouverture de la dent rotor (° méca.) | 36.9 | 33.3 | 28 | 36.9 | 34.2 | 28.8 |
| Rayon de l'alésage interpolaire (mm) | 66.3 | 81.5 | 48.6 | 83.9 | 62.6 | 57.1 |
| Angle de charge (° élec.) | 49.4 | 46.6 | 39.3 | 49.5 | 48.2 | 39.6 |
| T_{dq} (N.m) | 11.41 | 11.17 | 10.40 | 11.40 | 11.30 | 10.51 |
| L_d/L_q | 2.6 | 2.7 | 3.1 | 2.6 | 2.6 | 3.0 |
| $\cos \varphi$ | 0.42 | 0.42 | 0.42 | 0.42 | 0.43 | 0.41 |
| $\cos \varphi_{max}$ | 0.44 | 0.46 | 0.52 | 0.44 | 0.45 | 0.50 |

IV.6.3 MSR à rotor avec barrières de flux

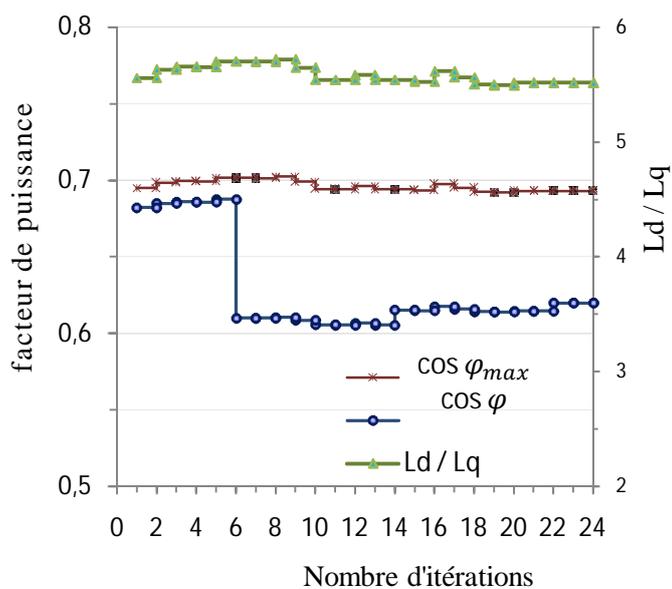
Les évolutions des variables d'optimisation, du couple optimisé et du facteur de puissance obtenues pour la simulation 1 - cas 1, sont présentées sur les Figs. IV. 13-a, 13-b et 13-c. On obtient après 24 itérations, un couple optimal de l'ordre de 16.5 N.m.



a)



b)



(c)

Fig. IV.13 : Résultats de la simulation 1, 1er cas ($\omega_1 = 0.75$): (a) variable d'optimisation, (b) couple et différence ($L_d - L_q$), (c) facteur de puissance et rapport de saillance.
MSR à barrières de flux

Les valeurs optimales des paramètres issues des deux simulations effectuées sont montrées aux Tableaux IV.7 et IV.8. D'après le Tableau IV.8, il ressort que la valeur de l'angle de charge optimal avoisine 52° (élec.), tandis que le facteur de puissance maximum est de 0.7. Par ailleurs, dans le cas 3 ($\omega_1 = 0.25$), c'est-à-dire lorsque le coefficient de pondération est à l'avantage du facteur de puissance, le point optimum correspond à un angle de charge proche de 54° (élec.) avec un facteur de puissance qui atteint 0.65. En fait, lorsque nous fixons le facteur de pondération ω_1 à 0.25, la procédure d'optimisation maximise le rapport de saillance ξ qui fixe le facteur de puissance maximum (Équation (II. 24)), plutôt que la différence ($L_d - L_q$) dont dépend le couple développé. D'après le Tableau IV.8, on peut conclure qu'un dimensionnement optimal du rotor peut être obtenu en considérant un coefficient $\omega_1 = 0.5$, au vu des performances convenables obtenues lorsqu'on affecte la même pondération au couple et au facteur de puissance.

Tableau IV.7 : Valeurs initiales et optimisées des variables (p.u.)
(MSR à barrières de flux)

| | Simulation 1 | | | | Simulation 2 | | | |
|-------|-----------------|--------------------|-------|-------|-----------------|--------------------|-------|-------|
| | Valeur initiale | Valeurs optimisées | | | Valeur initiale | Valeurs optimisées | | |
| | | Cas 1 | Cas 2 | Cas 3 | | Cas 1 | Cas 2 | Cas 3 |
| x_1 | 1 | 0.475 | 0.475 | 0.51 | 1.2 | 0.44 | 0.49 | 0.53 |
| x_2 | 1 | 0.475 | 0.55 | 0.56 | 1 | 0.39 | 0.48 | 0.52 |
| x_3 | 1 | 0.56 | 0.61 | 0.8 | 1.1 | 0.53 | 0.63 | 0.82 |
| x_4 | 0.8 | 0.55 | 0.546 | 0.61 | 1 | 0.6 | 0.58 | 0.58 |
| x_5 | 0.75 | 0.785 | 0.785 | 0.78 | 0.72 | 0.78 | 0.787 | 0.78 |
| x_6 | 0.9 | 0.86 | 0.85 | 0.84 | 0.9 | 0.85 | 0.853 | 0.83 |
| x_7 | 0.9 | 1.2 | 1.2 | 1.25 | 0.9 | 1 | 1.19 | 1.24 |
| x_8 | 1.36 | 1.13 | 1.16 | 1.2 | 1.4 | 1.14 | 1.17 | 1.21 |

Tableau IV.8 : Valeurs optimisées des variables d'optimisation
(MSR à barrières de flux)

| Paramètre | Simulation 1 | | | Simulation 2 | | |
|--|--------------|-------|-------|--------------|-------|-------|
| | Cas 1 | Cas 2 | Cas 3 | Cas 1 | Cas 2 | Cas 3 |
| Épaisseur de la barrière N° 1 (mm) | 2.85 | 2.85 | 3.06 | 2.6 | 2.9 | 3.2 |
| Épaisseur de la barrière N° 2 (mm) | 2.85 | 3.3 | 3.36 | 2.3 | 2.9 | 3.1 |
| Épaisseur de la barrière N° 3 (mm) | 3.36 | 3.66 | 4.8 | 3.2 | 3.8 | 4.9 |
| Épaisseur de la barrière N° 4 (mm) | 3.3 | 3.27 | 3.66 | 3.6 | 3.5 | 3.5 |
| Rayon 1 de la n ^{ième} barrière (mm) | 47.7 | 47.7 | 47.4 | 47.1 | 47.8 | 47.4 |
| Rayon 2 de la n ^{ième} barrière (mm)) | 52.3 | 51.7 | 51 | 51.4 | 51.8 | 50.46 |
| Ouverture interne des barrières (°méc.) | 24 | 24 | 25 | 20 | 23.7 | 24.8 |
| Angle de charge (° élec.) | 50.9 | 52.2 | 54 | 51.3 | 52.7 | 54.6 |
| T_{dq} (N.m) | 16.7 | 16.6 | 16.1 | 16.8 | 16.6 | 16.1 |
| L_d/L_q | 5.5 | 5.6 | 5.7 | 5.42 | 5.6 | 5.7 |
| $\cos \varphi$ | 0.62 | 0.63 | 0.65 | 0.62 | 0.64 | 0.65 |
| $\cos \varphi_{max}$ | 0.69 | 0.7 | 0.7 | 0.69 | 0.7 | 0.7 |

IV.7 Conclusion

Les deux structures de MSR ont été optimisées en utilisant un algorithme basé sur la méthode de relaxation cyclique associée à la méthode des éléments finis. L'optimisation a porté sur les dimensions géométriques des rotors pour un point de fonctionnement conduisant à un couple développé maximal et un facteur de puissance le plus élevé. Les résultats de l'optimisation montrent que pour les deux MSR étudiées, le meilleur compromis entre le couple et le facteur de puissance est obtenu lorsque ces deux critères ont la même pondération, au vu des performances globales obtenues.

CHAPITRE V

CARACTERISTIQUES DES MACHINES OPTIMISEES EN REGIME PERMANENT

V.1 Introduction

Les paramètres géométriques des machines optimisées étant définis, il est approprié d'étudier leurs caractéristiques en régime permanent. Le modèle par éléments finis est utilisé pour analyser l'état de saturation des deux MSR ainsi que l'influence de la géométrie du rotor et du stator sur la répartition du champ dans l'entrefer et sur les inductances synchrones. Par ailleurs, il convient de valider les modèles théoriques grâce aux résultats d'essais expérimentaux. L'objectif est de confirmer les performances des MSR en régime permanent. Pour cela, nous présentons une étude expérimentale réalisée au laboratoire portant sur une MSR à pôles saillants à 4 pôles. Concernant la machine à rotor avec barrières de flux, nous nous référons à des résultats expérimentaux rapportés par d'autres auteurs [90, 91].

V.2 Etat magnétique des MSR optimisées

Nous utilisons le modèle de calcul par éléments finis pour analyser la répartition du champ magnétique dans les parties actives de la machine, l'état de saturation de la structure optimisée ainsi que l'influence de la charge sur les valeurs des inductances de la machine supposée alimentée par un courant de phase de 8 A.

V.2.1 Distribution de l'induction magnétique

V.2.1.1 MSR à rotor à pôles saillants

Sur la Figure V. 1 représentant la répartition de la composante radiale de l'induction dans l'entrefer, nous pouvons constater que l'induction maximale se situe autour de 1 T pour la position d . Elle montre également les fluctuations de l'induction pour les positions d et q engendrées par les variations locales de la réductance dues à la présence des encoches statoriques. Les harmoniques 5 et 7 de la distribution spatiale de la composante radiale de l'induction d'entrefer sont importants (Fig. V. 2). L'harmonique 3 représente 37% du fondamental pour la position d et 133% pour la position q . Son importance est due à la concentration du matériau ferromagnétique sur une faible étendue angulaire de la saillance du rotor. Ce résultat est comparable à celui rapporté dans [88] pour une machine à 2 pôles.

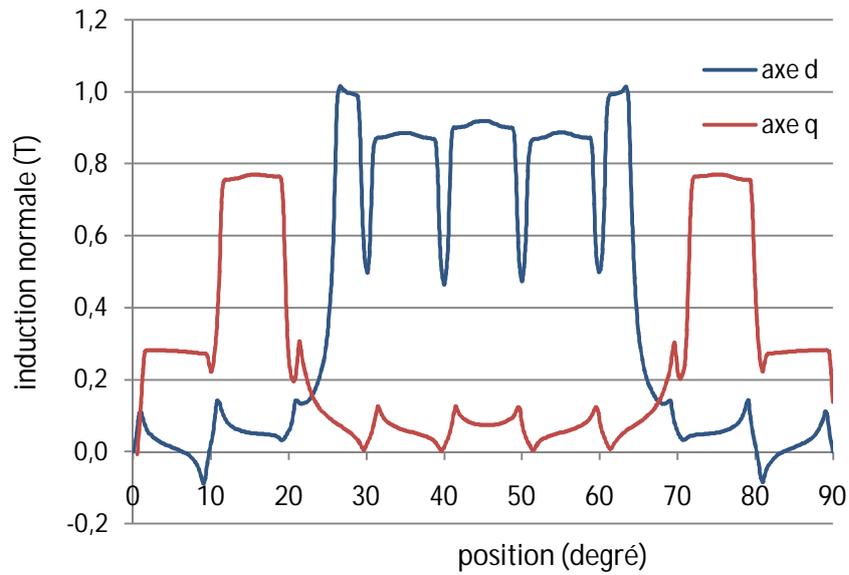


Fig. V. 1 : Répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer, suivant les axes d et q , de la machine à rotor à pôles saillants. Courant du stator $i_s = 8$ A.

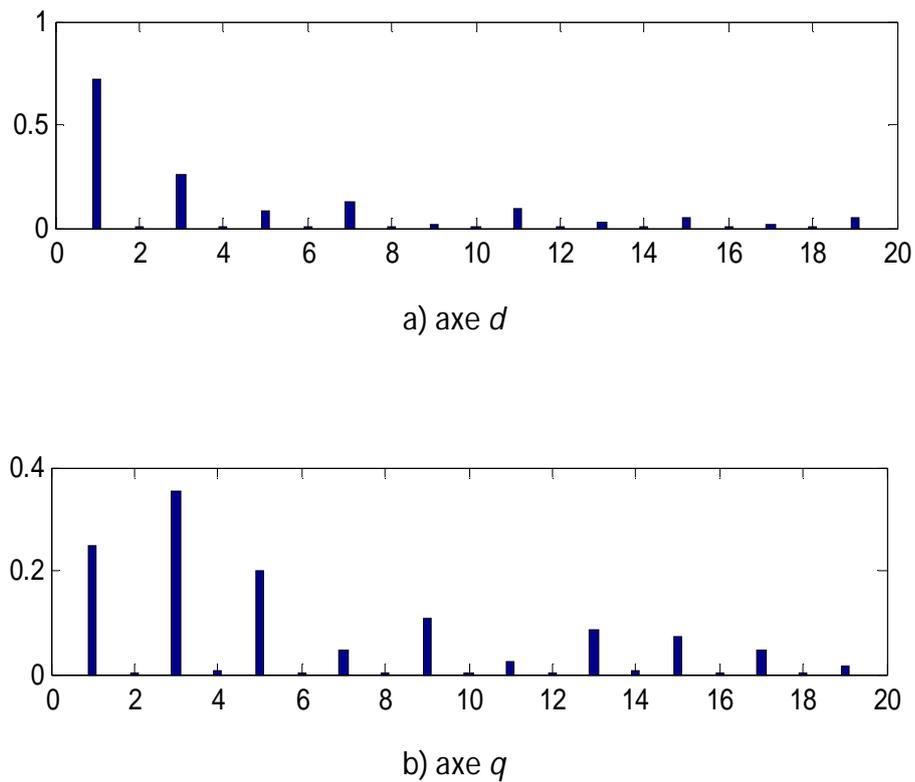


Fig. V. 2 : Spectre de la répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer de la machine à rotor à pôles saillants optimisée suivant les axes d et q .

V.2.1.2 MSR à rotor avec barrières de flux

Comme pour la MSR 1, nous constatons sur la Fig. V. 3 que pour le même courant du stator, l'induction maximale atteint 1 T suivant l'axe d . Les fluctuations de l'induction radiale constatées pour les positions d et q sont engendrées par les variations locales de la réductance conséquence de l'interaction des segments ferromagnétiques avec les dents du stator. Ainsi, l'ouverture des encoches statoriques et « rotoriques » agissent alors sur la répartition de l'induction dans l'entrefer et par suite sur l'ondulation du couple produit. Les harmoniques 5 et 7 de la distribution spatiale de la composante radiale de l'induction d'entrefer sont relativement faibles. Pour les positions d et q , l'harmonique 3 représente, respectivement, 12.5 % et 30% du fondamental. Ceci est dû au fait que la présence des segments ferromagnétiques et donc d'une concentration moins importante dur fer sous chaque pôle comparativement à la machine à rotor à pôles saillants. (Fig. V.4).

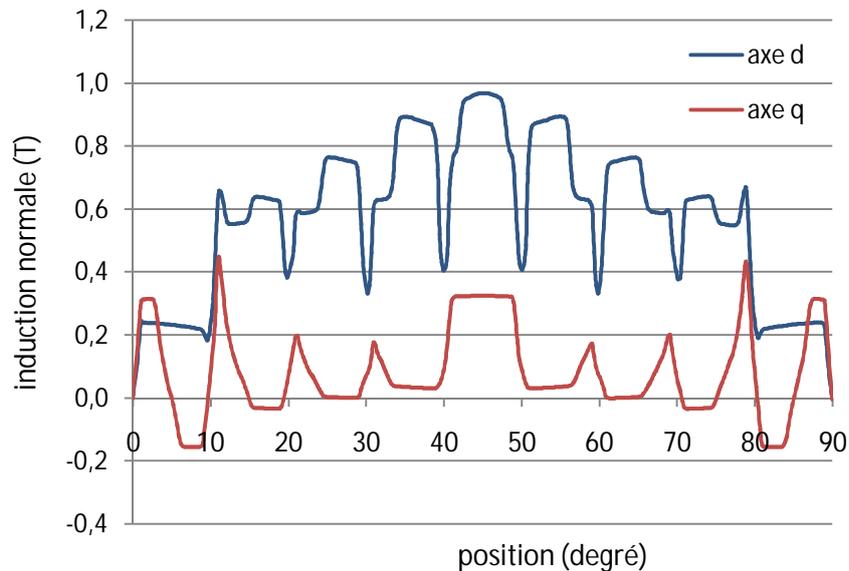
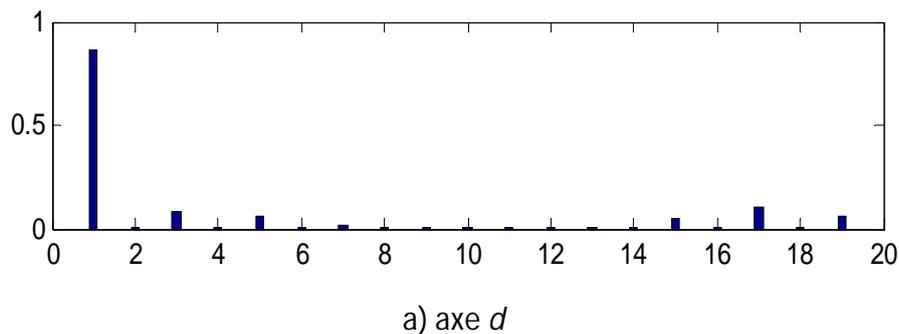


Fig. V. 3 : Répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer, suivant les axes d et q , de la machine MSR 2. Courant du stator $i_s = 8$ A.



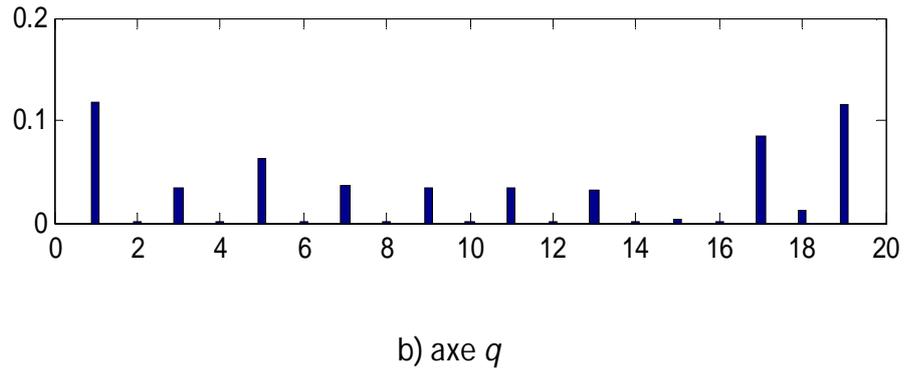
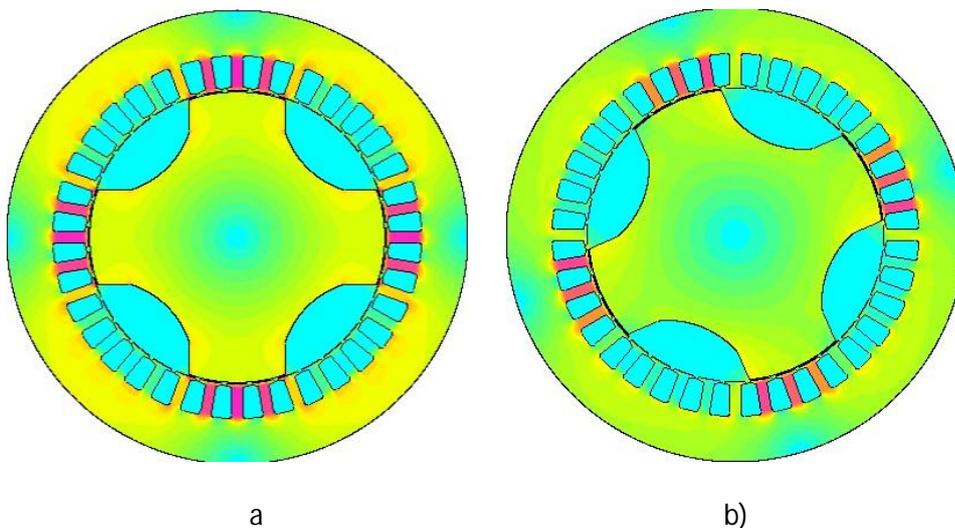


Fig. V.4 : Spectre de la répartition de la composante radiale de l'induction d'entrefer, suivant les axes d et q , de la machine *MSR 2* optimisée

V.2.2 Etat de saturation

Les Figures V.5 et V.6 représentent les distributions du champ dans les deux MSR optimisées obtenues pour les positions du rotor suivant l'axe d , en charge et suivant l'axe q . Ces positions correspondent à des valeurs de l'angle de charge de 0° , 48.5° et 90° , respectivement, pour la *MSR 1* et 0° , 52.65° et 90° , respectivement, pour la *MSR 2*.

Lorsque le rotor est dans l'axe d , on constate la présence de zones saturées localisées principalement dans les dents du stator faisant face aux pôles du rotor. On note toutefois que la saturation de ces dents est moins marquée dans le cas de la *MSR 2* en raison de la présence des barrières entre les segments ferromagnétiques augmentant ainsi le volume de la partie amagnétique au sein du rotor.



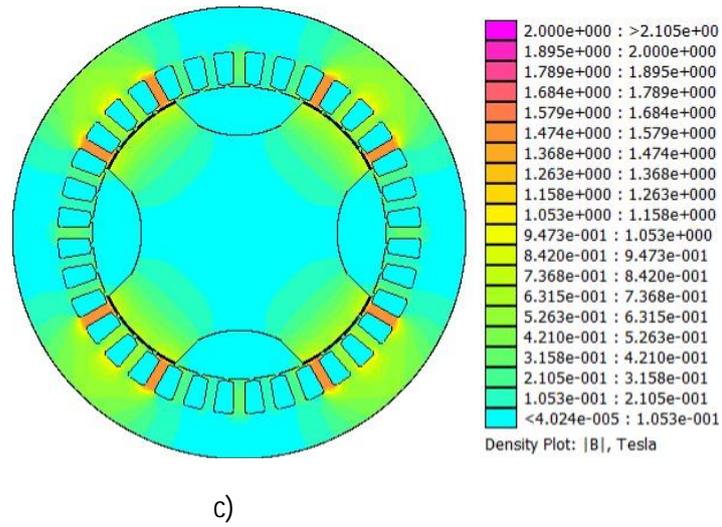
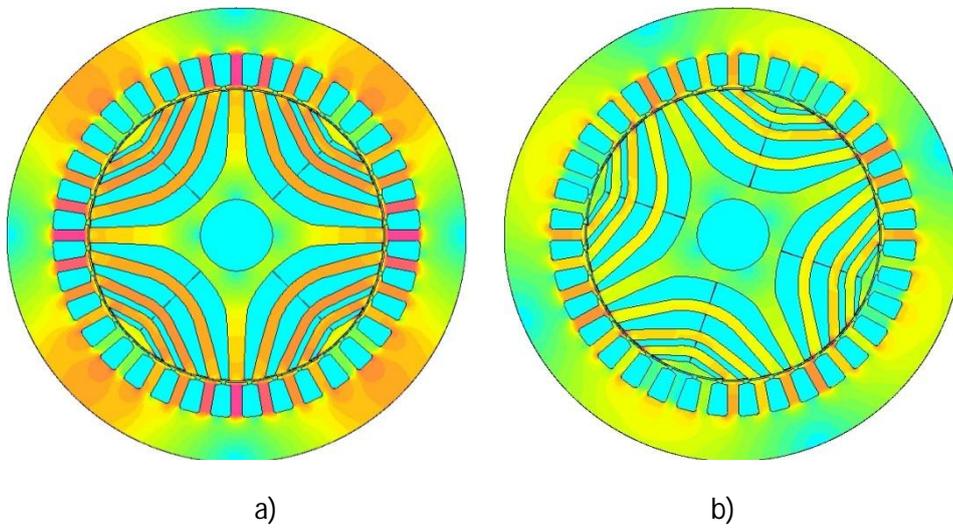


Fig. V.5 : Distribution de la densité du champ dans la machine à rotor à pôles saillants à différentes charges, $i_s=8$ A.

a) $\gamma = 0^\circ$, b) $\gamma = 48.5^\circ$, c) $\gamma = 90^\circ$



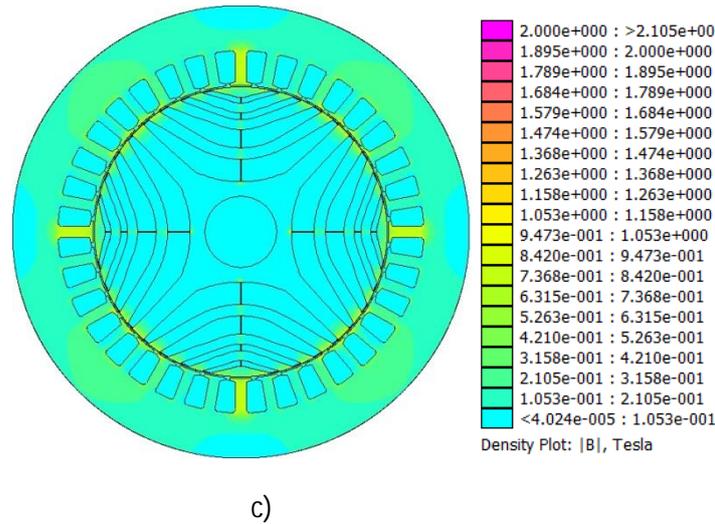
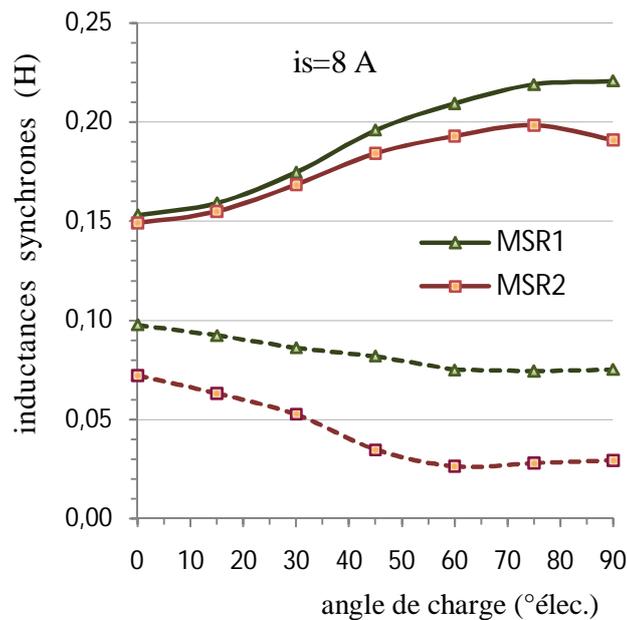


Fig. V. 6 : Distribution de la densité du champ dans la machine à rotor avec barrières de flux à différentes charges, $i_s=8$ A.

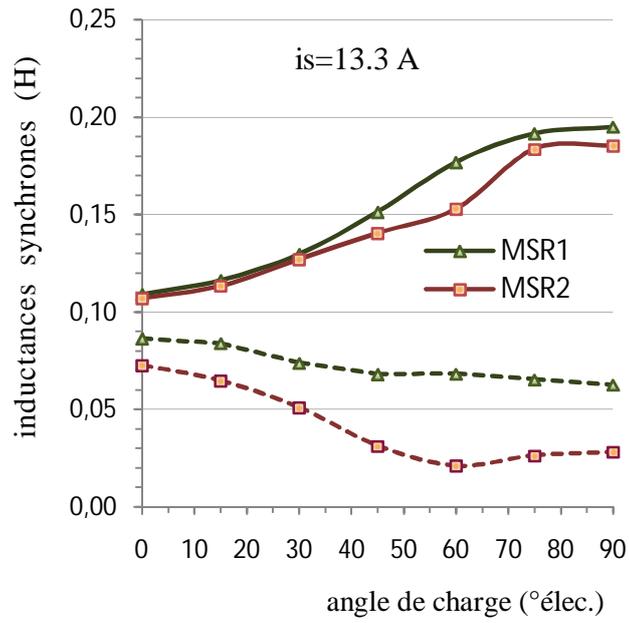
a) $\gamma = 0^\circ$, b) $\gamma = 52.65^\circ$, c) $\gamma = 90^\circ$

V.3 Evolutions des inductances L_d et L_q en fonction de l'angle de charge

Nous présentons les résultats de calcul de L_d et L_q et de la différence ($L_d - L_q$) utilisant la méthode présentée au chapitre III, pour les deux MSR (Figs. V. 7 et V. 8). Nous considérons une alimentation à courant constant de 8 A correspondant à la valeur nominale du courant du stator utilisé et une valeur de 13 A pour simuler une surcharge de la machine.

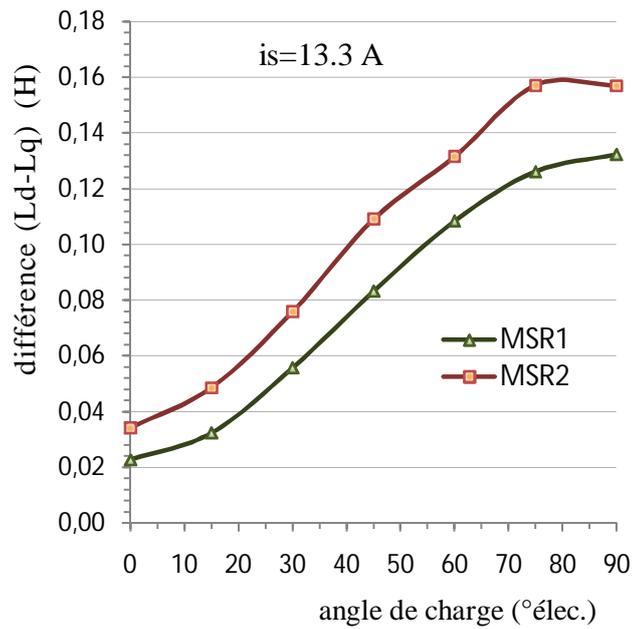


a)



b)

Fig. V. 7 : Evolutions des inductances en fonction de la charge



a)

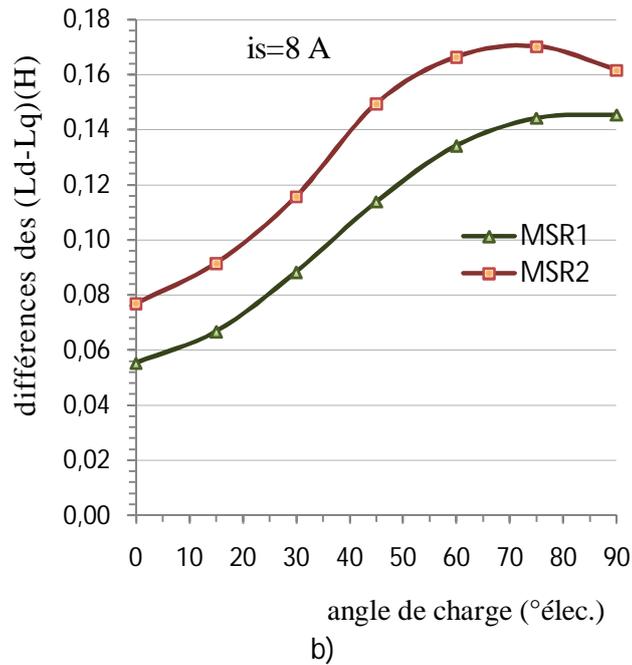


Fig. V. 8 : Evolutions de la différence des inductances en fonction de la charge

On observe effectivement que pour les deux MSR, la différence $(L_d - L_q)$ augmente avec l'angle de charge (Fig. V. 8). Toutefois, dans le cas de la MSR 2, l'augmentation de cette différence est importante car la machine est moins marquée par l'effet croisé de la saturation. Nous constatons toutefois que les résultats obtenus (Fig. V. 7) montrent que L_q a tendance à diminuer pour les valeurs de l'angle de charge proche de 90° . Or, quand l'angle de charge varie de 0 à 90° , la zone saturée de la machine se réduit. Cette désaturation de la machine s'accompagne en principe de l'augmentation des inductances, de façon marquée notamment suivant l'axe d .

Dans le modèle numérique par éléments finis, le calcul des inductances peut être effectué en utilisant un modèle où le rotor est « tournant » c'est-à-dire que la position attribuée au rotor correspond à l'angle de charge γ . Le courant dans les encoches du stator étant fixés, la position du rotor est ensuite décalée d'un angle égal à γ/p par rapport à l'axe d . La résolution du champ par éléments finis permet alors de tenir compte de la variation de la perméance d'entrefer, pour chaque position relative du rotor par rapport au stator.

Les courbes représentées sur les Figs. V. 7 ont été obtenues en adoptant ce modèle, ce qui pourrait en partie expliquer la différence dans les évolutions des inductances calculées. Cette différence entre les résultats serait plus marquée dans le cas de la MSR 2, en raison de l'influence de la saturation des ponts tangentiels et radiaux sur la distribution du champ ainsi que l'amplitude des harmoniques.

Une alternative à ce modèle est de considérer un rotor bloqué dans une certaine position (par exemple le rotor est suivant l'axe direct) et de représenter la charge en simulant une onde de F.M.M tournante en imposant des courants de phase du stator à des valeurs correspondantes à la charge [13, 69, 89]. Dans ce dernier modèle, la résolution du champ ne reflète pas les interactions entre les encoches du stator et la structure du rotor.

Pour un couple de valeurs des courants (i_d, i_q) correspondant à un angle de charge γ donné, on a :

$$i_d = i_s \cos \gamma \quad (\text{V.1-a})$$

$$i_q = i_s \sin \gamma \quad (\text{V.1-b})$$

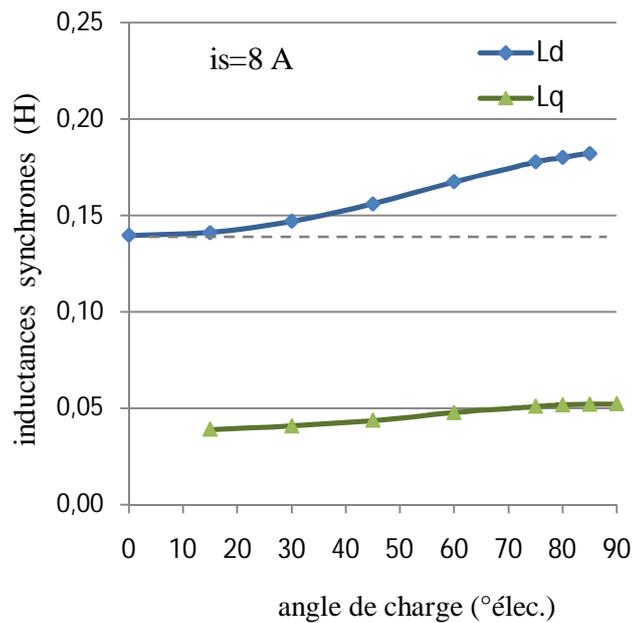
Les courants dans les phases (a, b, c) à imposer dans les encoches correspondantes du stator obtenus par une transformation inverse $dq \rightarrow abc$ sont :

$$i_a = i_s \cos \gamma \quad (\text{V.2-a})$$

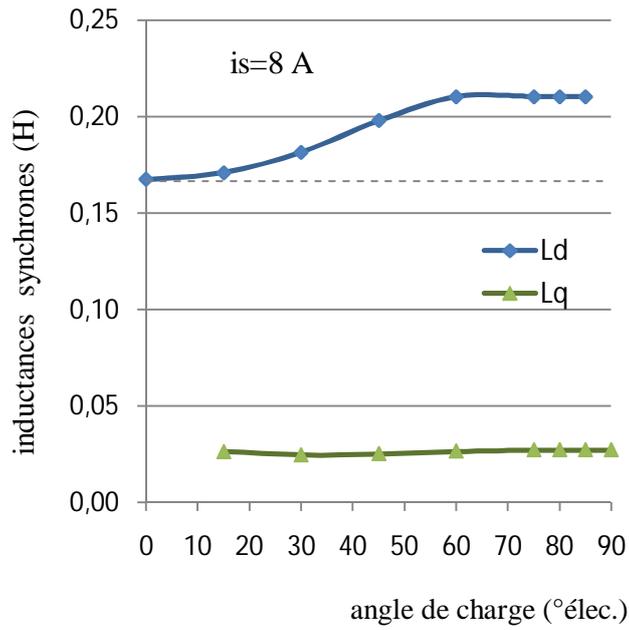
$$i_b = i_s \cos(\gamma - 2\pi/3) \quad (\text{V.2-b})$$

$$i_c = i_s \cos(\gamma - 4\pi/3) \quad (\text{V.2-c})$$

Les courbes équivalentes à celles de la Fig. V.7 et V.8 sont représentées sur les Figs. V. 9 et V. 10.



a)



b)

Fig. V. 9: Evolution des inductances en fonction de la charge. Modèle du rotor « bloqué » :

a) MSR 1 b) MSR 2

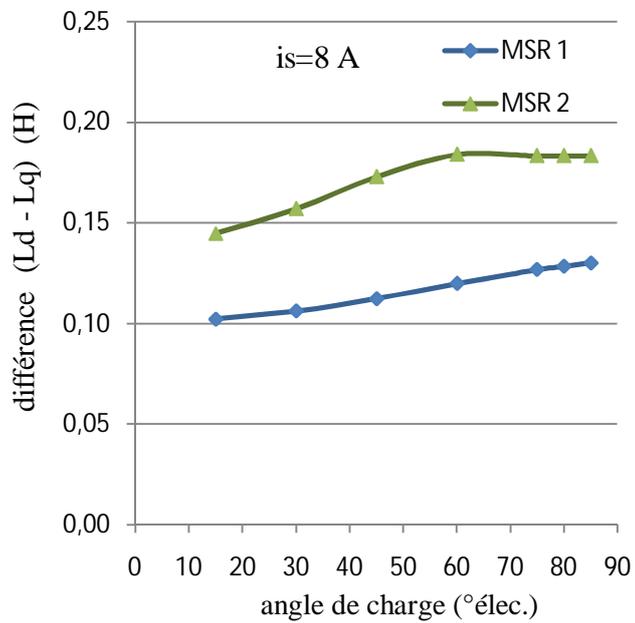
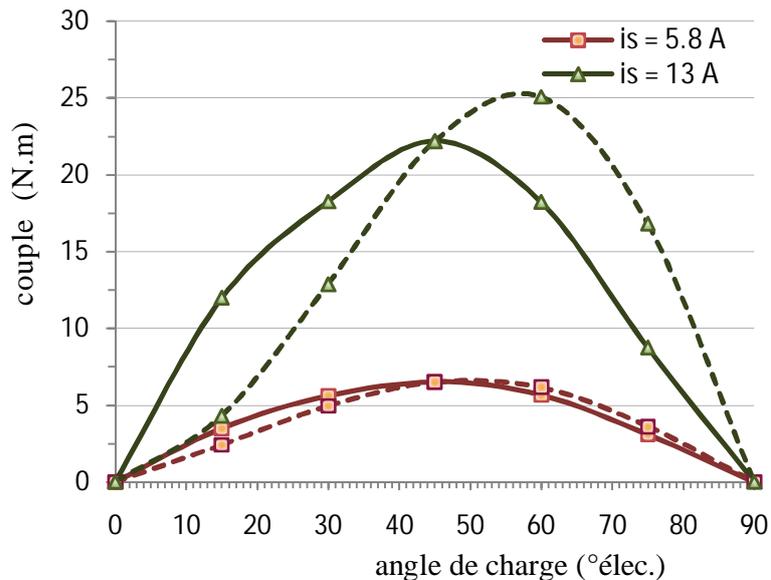


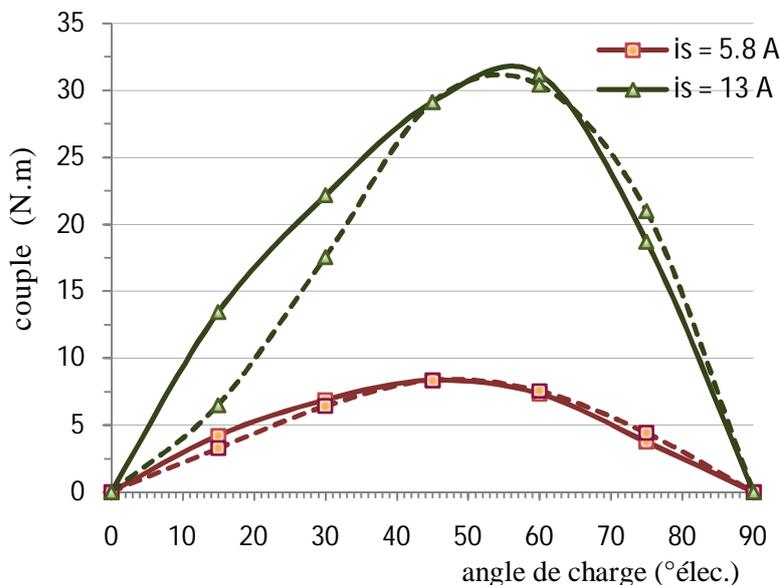
Fig. V. 10 : Evolution de la différence des inductances en fonction de la charge

V.4 Décalage de la limite de stabilité

Comme nous l'avons signalé dans la conclusion du troisième chapitre, les barrières de flux diminuent sensiblement l'effet croisé. Par ailleurs, la limite de stabilité de la MSR étant supérieur à 45° , elle permet d'avoir une plus large gamme de points de fonctionnement stables. En effet, pour une alimentation avec le courant nominal dans le cas de la structure étudiée, la limite de stabilité se situe à 48.5° pour la machine à rotor à pôles saillants et à 65° pour la machine à rotor avec barrières de flux (Figs. V. 11).



a)



b)

Fig. V. 11 : Variations du couple en fonction de l'angle de charge. a) MSR 1 b) MSR 2

V.5 Apport des barrières de flux

Nous rappelons ici les valeurs du couple et du facteur de puissance issues des résultats de l'optimisation (Tableaux IV. 6 et IV. 8). Ces machines utilisant le même stator, il nous paraît intéressant d'estimer les améliorations de la machine en termes de couple et de facteur de puissance avec l'utilisation d'un rotor avec barrières de flux.

Tableau V.1 : Valeurs optimisées du couple et du facteur de puissance

| | <i>MSR 1</i> | <i>MSR 2</i> |
|----------------------|--------------|--------------|
| Couple maximum (N.m) | 11.17 | 16.6 |
| Facteur de puissance | 0.42 | 0.64 |

On remarque ainsi que l'apport des barrières de flux représente une amélioration importante du couple et du facteur de puissance estimée à environ 48% et 52% respectivement.

V.6 Etude expérimentale

Afin de valider les résultats issus des calculs des performances des deux machines optimisées, il est nécessaire de les comparer à ceux obtenus expérimentalement.

Le stator utilisé pour la MSR est celui de la machine asynchrone disponible au niveau de notre laboratoire. Les caractéristiques de base de cette machine sont indiquées sur le tableau V. 2.

Tableau V. 2 : Caractéristiques de base de la machine étudiée

| Caractéristiques | Valeur | Unité |
|-----------------------------------|---------|----------|
| Puissance nominale | 3.7 | kW |
| Tension nominale | 220/380 | V |
| Courant nominal | 8 | A |
| Nombre de pôles | 4 | |
| Fréquence | 50 | Hz |
| Nombre de conducteurs par encoche | 40 | |
| Nombre d'encoches au stator | 36 | |
| Diamètre externe de la machine | 190 | mm |
| Diamètre interne du stator | 122.8 | mm |
| Longueur active de la machine | 108.6 | mm |
| Epaisseur d'entrefer | 0.6 | mm |
| Résistance d'une phase statorique | 1.6 | Ω |

V.6.1 Machine à rotor à pôles saillants

Nous présentons une étude expérimentale réalisée sur un banc d'essai composé d'une machine synchro-réductante de 4 kW [52, 53]. La MSR utilise le stator d'une machine asynchrone de 3.7 kW dont les caractéristiques de base sont données au chapitre III. Le rotor réductant est en acier XC38 à quatre saillances, d'angle d'ouverture de 45° (mécanique) (Fig. V. 12).

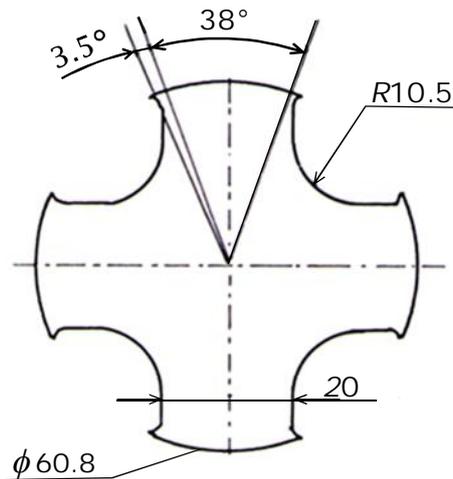


Fig. V. 12 : Coupe transversale du rotor à pôles saillants

Nous décrivons dans un premier temps les différentes méthodes utilisées en vue de la détermination des réactances synchrones. Nous présentons par la suite les différentes caractéristiques externes de la machine obtenues à partir des essais en charge effectués pour plusieurs valeurs de la tension d'alimentation.

V.6.1.1 Essai à vide

La machine étant alimentée à fréquence constante, sous différentes valeurs de la tension d'alimentation, la mesure du courant de phase I_0 permet de détermination de la réactance directe par la relation suivante :

$$X_d = \sqrt{\frac{V_0^2}{I_0^2} - R_s^2} \quad (V.3)$$

où R_s est la résistance d'une phase du stator et V_0 la tension d'alimentation par phase.

Dans ce fonctionnement le moteur absorbe une puissance active pour compenser les différentes pertes dans le cuivre, dans le fer et celles mécaniques. La précision des mesure est accrue si l'ensemble de ces pertes reste relativement faibles car l'angle de charge étant faible, le rotor a tendance à s'approcher de la position correspondant à l'axe d .

V.6.1.2 Essai à faible glissement

On entraîne la machine à une vitesse proche du synchronisme, et on relève les variations du courant et de la tension du stator en fonction du temps. Le courant est maximum lorsque le rotor est en position transversale (en quadrature) et minimum en position longitudinale (directe). Le rapport de la tension au courant permet le calcul de l'impédance suivant ces deux positions extrêmes.

V.6.1.3 Essai en charge

La machine accrochée au réseau de fréquence 50 Hz, est accouplée à une dynamo balance étalonnée et reliée à un réseau à courant continu.

Pour différentes tensions d'alimentation, le courant de phase, les puissance active P et réactive Q , absorbés sont relevés lorsque la charge varie. Les fonctionnements moteur et générateur sont considérés.

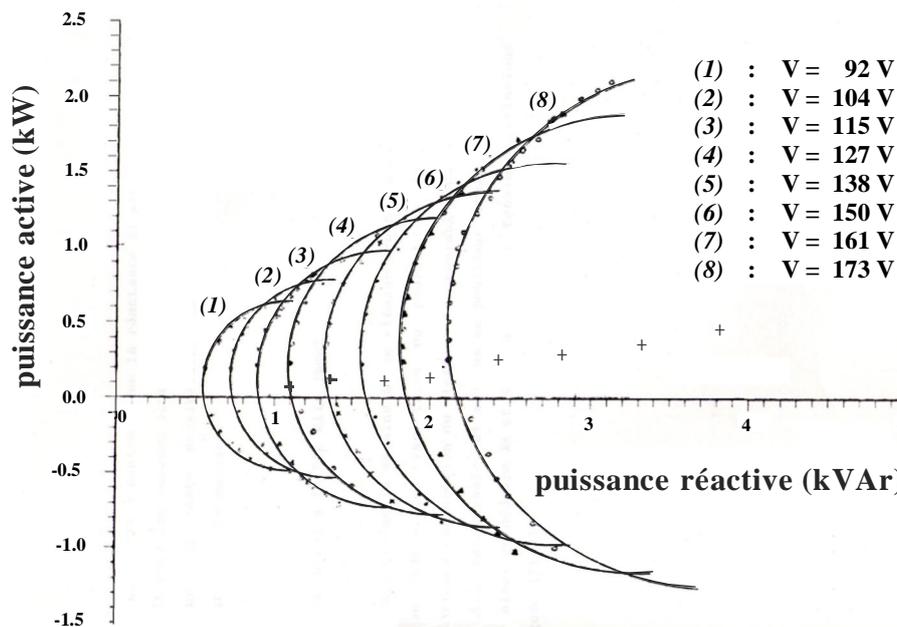


Fig. V. 13: Diagramme du cercle de la machine à rotor à pôles saillants. V est la tension d'alimentation par phase.

Les résultats obtenus permettent de tracer le diagramme des puissances dans le plan $P - Q$ pour les différentes valeurs de la tension d'alimentation (Fig. V. 13).

Les points de fonctionnement, pour une tension fixée V , se placent sensiblement sur un arc de cercle, de rayon R_{PQ} et de centre C_{PQ} .

On peut montrer qu'à partir de ce rayon et des coordonnées de ce centre ($C_{PQ1} + jC_{PQ2}$), on peut déterminer les valeurs des réactances synchrones [52, 53, 93].

On a en effet :

$$R_{PQ} = V \frac{X_d - X_q}{2 (R_s^2 + X_d X_q)} \quad (\text{V.4-a})$$

$$C_{PQ1} + jC_{PQ2} = V \frac{R_s - j(X_d + X_q)/2}{R_s^2 + X_d X_q} \quad (\text{V.4-b})$$

A partir des réactances déterminées expérimentalement, les inductances L_d et L_q peuvent être calculées en utilisant les relations suivantes :

$$L_d = X_d / \omega \quad (\text{V.5-a})$$

$$L_q = X_q / \omega \quad (\text{V.5-a})$$

où ω est la pulsation de la tension d'alimentation.

Les variations des inductances synchrones en fonction de la tension, obtenues à partir des trois essais cités sont regroupés à la Fig. V. 14. Les courbes obtenues montrent que l'inductance L_d garde une valeur constante pour les faibles valeurs de la tension. Toutefois, la saturation affecte sensiblement cette inductance se traduisant par une forte diminution avec l'augmentation de la tension. On observe également une diminution de L_q quoique moins prononcée, comme on peut le supposer.

On remarque que les résultats obtenus varient d'un essai à l'autre, notamment ceux obtenus suivant l'axe d . Cette disparité au niveau des résultats serait due principalement à la saturation du circuit magnétique.

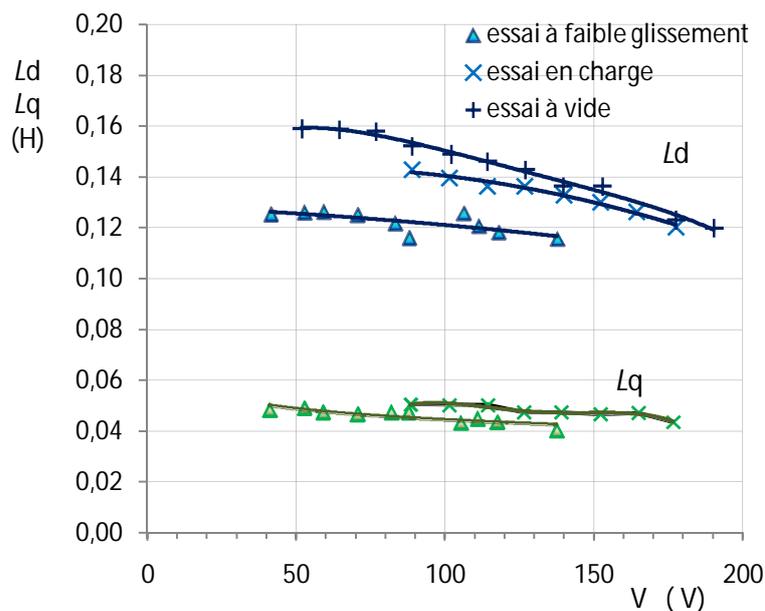
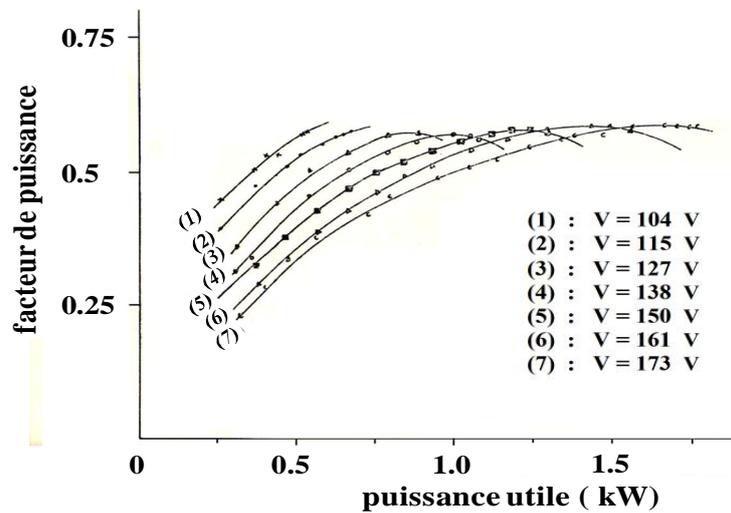


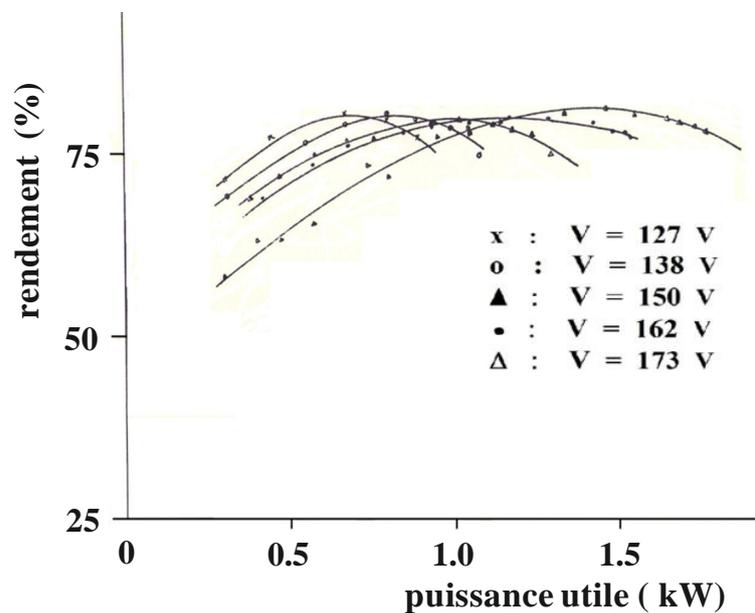
Fig. V. 14 : Variation des inductances synchrones en fonction de la tension d'alimentation.

V.6.1.4 Facteur de puissance et rendement

L'exploitation des résultats de l'essai en charge nous permet de tracer les variations du rendement et du facteur de puissance en fonction de la puissance utile représentées respectivement sur les Figs. V. 15.



a)



b)

Fig. V. 15 : Variation a) du facteur de puissance et b) du rendement en fonction de la puissance utile pour différentes valeurs de la tension.

Les valeurs maximales du rendement et du facteur de puissance sont relativement faibles (de l'ordre de 0.58 et 0.85 respectivement) et sont pratiquement indépendantes de la tension d'alimentation.

V.6.1.5 Comparaison des inductances

Pour les faibles valeurs de la tension, le circuit magnétique de la machine peut être considéré comme non saturé, ce qui permet de comparer les valeurs des inductances de cette machine obtenues analytiquement au chapitre II à ceux issus des essais expérimentaux.

Tableau V. 3 : Comparaison des valeurs des inductances (*MSR 1*)

| | | L_d (H) | L_q (H) | L_c (H) | L_d / L_q |
|---------------|------------|-----------|-----------|-----------|-------------|
| Linéaire | Analytique | 0.27 | 0.085 | 0.314 | 3.17 |
| | MEF [62] | 0.273 | 0.089 | 0.325 | 3.06 |
| Saturé | MEF [62] | 0.15245 | 0.0732 | 0.178 | 2.08 |
| expérimentale | | 0.15 | 0.05 | -- | 3 |

Sur le Tableau V. 3 nous avons reporté les valeurs des inductances L_d et L_q de la *MSR 1* calculées analytiquement et déterminées expérimentalement à partir des essais en charge. Nous y avons inclus les valeurs calculées par éléments finis en supposant un courant d'alimentation constant de 5 A. Dans ce tableau, L_c représente l'inductance d'une machine à pôles lisses ayant la même épaisseur d'entrefer. On relève que les valeurs du rapport de saillance obtenues par le calcul analytique et par éléments finis sont comparables à celle obtenue à partir de l'essai en charge sous faible tension.

V.6.2 Machine avec barrières de flux

Une MSR à rotor avec barrières de flux n'étant comprise dans le banc expérimental du laboratoire, nous comparons les résultats simulés numériquement à ceux expérimentaux présentés par d'autres auteurs.

Dans les Références [90, 91], une étude expérimentale est effectuée sur une MSR à 36 encoches, tétrapolaire. Une série de tests est effectuée portant sur la mesure des flux

d'axes direct et en quadrature en variant les courants suivant ces axes ainsi que sur des essais en charge à différents courants. La Figure V. 16 montre la variation des inductances synchrones avec le courant. On relève que l'inductance directe L_d subit une forte diminution à cause de la saturation tandis que L_q reste pratiquement constante.

L'essai en charge a permis la mesure du couple en fonction de l'angle de charge pour différentes intensités du courant (Fig. V. 17). Sur cette figure, nous confirmons l'influence de la saturation croisée sur le décalage de la limite de stabilité en fonction du courant d'alimentation.

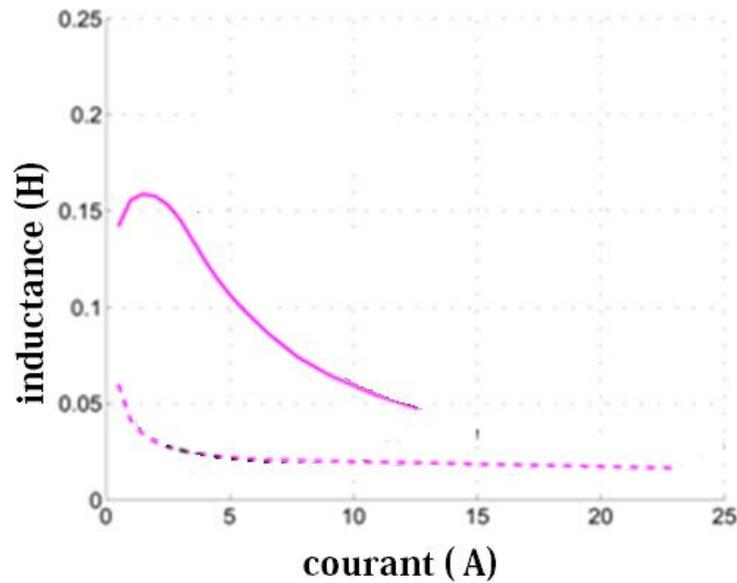


Fig. V. 16 : Inductances synchrones mesurées [90, 91]

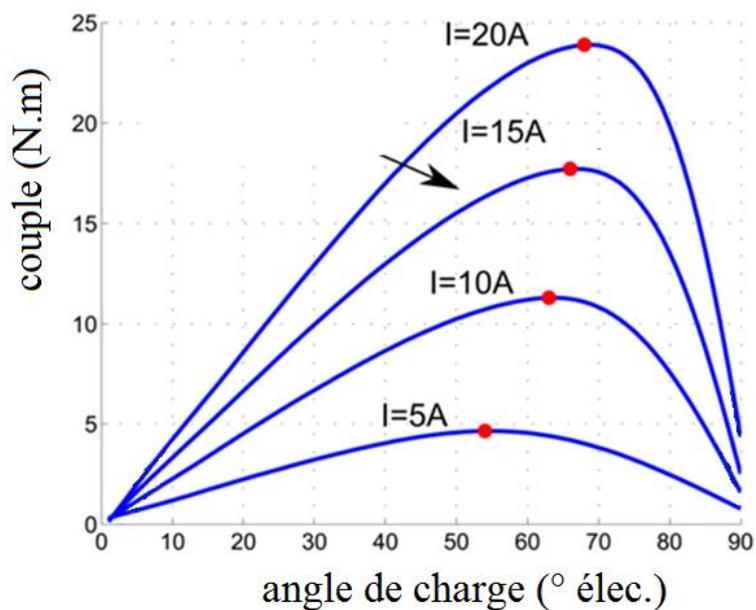


Fig. V. 17 : Variation du couple en fonction de l'angle de charge [90, 91]

V.7 Conclusion

Les caractéristiques des MSR optimisées dans le chapitre précédent ont été analysées en régime permanent. L'utilisation du rotor avec barrières de flux améliore effectivement les performances de la MSR. Le calcul du champ par éléments finis nous a permis de relever la différence entre les états magnétiques des deux machines étudiées et d'identifier les zones à fortes saturation ainsi que l'amplitude des harmoniques de l'induction dans l'entrefer. L'influence des interactions entre les encoches du stator et la structure du rotor sur le calcul des inductances a été discutée.

L'étude expérimentale effectuée sur la MSR à pôles saillants a permis de déduire, à partir de trois essais, les inductances synchrones en fonction de la tension d'alimentation. On a relevé une disparité entre les résultats qui serait due principalement à la saturation du circuit magnétique. Au regard du faible rapport de saillance, les valeurs maximales du rendement et du facteur de puissance sont relativement faibles. La valeur du rapport de saillance obtenue expérimentalement sous faible tension est assez proche de celles obtenues théoriquement.

La validation expérimentale des résultats concernant la MSR 2 se base sur des résultats expérimentaux obtenus par d'autres auteurs sur ce type de structure en régime permanent. Ainsi, les évolutions des inductances synchrones en fonction du courant permettent de relever l'influence de la saturation. Par ailleurs, l'essai en charge pour différents valeurs du courant permet de confirmer l'influence de la saturation croisée sur le décalage de la limite de stabilité en fonction du courant d'alimentation.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce travail concerne l'étude et à l'optimisation de machines synchro-réductantes (MSR). Celles-ci par leur tenue thermique se présentent, pour diverses applications, comme alternatives de la machine asynchrone en partageant la robustesse et en offrant, à pertes égales, un couple plus élevé avec un bon rendement. La machine synchro-réductante possède un avantage sur la machine asynchrone qui, en régime permanent, présente des pertes Joules et des pertes fer au rotor.

Dans une première partie, on a montré que la MSR peut s'adapter pour des applications à haute vitesse même si elle ne peut atteindre une puissance massique équivalente à celle des machines synchrones à aimants qui présentent certains inconvénients comme la fragilité du rotor du point de vue mécanique et la sensibilité des aimants aux fortes températures et au champ de réaction d'induit.

Dans une deuxième partie, nous nous sommes intéressés aux structures à rotor à pôles saillants (machine MSR 1) et à rotor avec barrières de flux (machine MSR 2). Le stator utilisé est identique à celui d'une machine asynchrone. A travers les équations de fonctionnement, l'importance de la saillance du rotor pour la production du couple pour un fonctionnement en régime permanent synchrone de la MSR a été montrée. Pour arriver à cela, nous avons développé deux modèles d'étude de la MSR1 qui sont basés, respectivement, sur les équations de diffusion du champ et l'utilisation du procédé de résolution alterné de Schwartz, qui nous ont permis de procéder à une pré-optimisation des dimensions géométriques du rotor dans les cas d'un fonctionnement à courant constant et celui à tension constante. Le premier modèle a été ensuite développé pour l'étude de la MSR avec barrières de flux. La comparaison des valeurs des inductances synchrones obtenues par les deux méthodes analytiques a permis d'évaluer la limite de validité de l'hypothèse qui consiste à négliger le flux direct dans le grand entrefer. Nous avons constaté que la saturation qui se localise particulièrement au niveau des dents du stator, affecte la distribution du champ dans l'entrefer entraînant ainsi une diminution des inductances notamment suivant l'axe d .

Dans la troisième partie, un modèle numérique tenant compte de la structure géométrique réelle de la machine ainsi que de la caractéristique magnétique du matériau utilisé est présenté. Ce modèle nous a permis d'analyser plus finement les performances des deux machines dans un fonctionnement à courant constant. Les inductances saturées des deux structures de MSR sont calculées par la méthode la perturbation d'énergie associée à un calcul par éléments finis. Nous avons adopté, pour le cas des structures étudiées, deux valeurs distinctes du courant d'alimentation et relevé l'influence de l'effet croisé de la saturation sur les caractéristiques magnétiques des deux machines. Il a ainsi été vérifié que la saturation croisée provoque une forte diminution du flux direct lorsque la composante en quadrature du courant augmente. Réciproquement, on a relevé une diminution du flux ψ_q lorsque le courant i_d augmente. Les répercussions de la saturation

croisée ont été observées sur l'évolution du couple en fonction de la charge. Dans le cas de la *MSR 1*, on a relevé qu'en régime saturé, la limite de stabilité est décalée au delà de la valeur théorique de 45° . Cependant, ce décalage est atténué par l'effet croisé de la saturation. Dans le cas de la *MSR 2*, nous avons constaté que l'effet croisé de la saturation a tendance à s'atténuer avec la charge. En effet, la diminution de la valeur maximale du couple n'est pas significative tandis que la limite de stabilité est nettement repoussée au-delà de 45° électriques. Il apparaît ainsi que le phénomène de saturation croisée est plus prononcé pour la *MSR 1* que pour la *MSR 2*.

Dans la quatrième partie, l'optimisation des deux structures est effectuée via un algorithme basé sur la méthode de relaxation cyclique associée à la méthode des éléments finis. L'optimisation a porté sur les dimensions géométriques des rotors pour un point de fonctionnement conduisant à un couple développé maximal et un facteur de puissance le plus élevé. Les résultats de l'optimisation ont montré que pour les deux MSR étudiées, le meilleur compromis entre le couple et le facteur de puissance est obtenu lorsque ces deux critères ont la même pondération, au vu des performances globales obtenues.

La cinquième et dernière partie est consacrée à l'analyse l'état de saturation ainsi qu'aux inductances synchrones des deux MSR optimisées en régime permanent. En second lieu, une étude expérimentale portant sur les deux structures étudiée a permis de traduire la bonne concordance entre les résultats théoriques et ceux expérimentaux.

De nombreuses perspectives peuvent être envisagées pour faire suite à ce travail. Celles-ci peuvent concerner l'étude des mesures visant la réduction des ondulations du couple par une méthodologie consistant à agir sur la structure de la machine ainsi que sur ses courants d'alimentation et donc sur sa commande. Par ailleurs, en raison des normes acoustiques de plus en plus restrictives, une attention grandissante est portée sur les bruits et vibrations des machines électriques et en particulier celles à réluctance variable. Concernant ces dernières, il serait donc intéressant de prendre en compte les phénomènes liés aux sources de bruit, notamment ceux d'origine magnétique.

Des études sur la tenue mécanique des rotors peuvent également être considérées. Enfin, il serait souhaitable à la faveur de cette modeste étude et afin d'enrichir l'étude expérimentale, d'envisager la réalisation en laboratoire de plusieurs configurations de rotors avec barrières de flux qui peuvent aider à conduire à une structure alliant performances électromagnétiques, robustesse et la simplicité de construction.

REFERENCES

-
- [1] Matsuo, T., Lipo, T.A.; "Rotor design optimization of synchronous reluctance machine", IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume: 9, Issue: 2, Page (s) 359–365, Jun. 1994.
 - [2] Vagati, "The synchronous reluctance solution: a new alternative in AC drives," IEEE 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94, vol. 1, pp. 1–13, Sept. 1994.
 - [3] Yamamoto, S.; Ara, T.; Matsuse, K.; "A Method to Calculate Transient Characteristics of Synchronous Reluctance Motors Considering Iron Loss and Cross-Magnetic Saturation," IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 43, Issue: 1, Page(s): 47–56, 2007.
 - [4] Jong-Bin Im; Wonho Kim; Kwangsoo Kim; Chang-Sung Jin; Jae-Hak Choi; Ju Lee, "Inductance Calculation Method of Synchronous Reluctance Motor Including Iron Loss and Cross Magnetic Saturation", IEEE Transactions on Magnetics, Volume: 45, Issue 6, Page(s): 2803–2806, 2009.
 - [5] Zaïm, M. E., "High-Speed Solid Rotor Synchronous Reluctance Machine Design and Optimization," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, No. 3, 1796–1799, 2009.
 - [6] Park, J.D.; Khalizadeh, C.; Hofmann, H.;"Design and control of high-speed solid-rotor synchronous reluctance drive with three-phase LC filter", Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting.Vol. 1, 2-6 Oct.2005 Page(s):715–722 Vol. 1
 - [7] Hofmann, H., Sanders, S.R., "High-speed synchronous reluctance machine with minimized rotor loss", IEEE Transactions. on Industry Applications, vol. 36, No.2, pp. 531–539, March/April 2000.
 - [8] Ki-Chan Kim, Joon Seon Ahn, Sung Hong Won, Jung-Pyo Hong, and Ju Lee, "A Study on the Optimal Design of SynRM for the High Torque and Power Factor", IEEE Transactions on Magnetics, Volume.43, Issue N°6, June 2007, Pages 2543 2545.
 - [9] Hudák, P., Hrabovcová, V., Rafajdus, P., "Geometrical Dimension Influence of Multi-Barrier Rotor on Reluctance Synchronous Motor Performances", International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM, pp. 346–351, 2006.
 - [10] Chalmers, B.J., Musaba, L., "Design and Field-Weakening Performance of a Synchronous Reluctance Motor With Axially Laminated Rotor," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, N° 5, Sept./Oct. 1998.
 - [11] Pellegrino, G.; Cupertino, F.; Gerada, C., "Automatic Design of Synchronous Reluctance Motors Focusing on Barrier Shape Optimization," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.51, no.2, pp.1465,1474, March-April 2015. doi: 10.1109/TIA.2014.2345953
 - [12] Vagati, M. Pastorelli, F. Scapino and G. Fransceschini, "Impact of cross saturation in synchronous reluctance motor of the transverse-laminated type," IEEE Transactions on Industry Application, vol. 36, no. 4, pp. 1039–1046, 2000.
 - [13] Moghaddam, R. R., "Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design", M.S. thesis in Power Electrical Engineering, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2007.
 - [14] Soong, W.L.; Ertugrul, N., "Field-weakening performance of interior permanent-magnet motors," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.38, no.5, pp.1251,1258, Sep/Oct 2002, doi: 10.1109/TIA.2002.803013
 - [15] Boglietti, A. Cavagnino, M. Pastorelli, A. Vagati, "Experimental comparison of induction and synchronous reluctance motors performance," Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2005, Volume 1, Page(s): 474–479 Vol. 1, 2–6 Oct. 2005.

-
- [16] Mathieu Couderc, «Contribution à l'élaboration d'une méthodologie générale de conception des machines à aimants permanents à haute vitesse », Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, 2008.
- [17] A. Rezzoug et M.E. Zaïm, *Machines électriques non conventionnelles. Traité EGEM Série Génie Electrique*. Hermès, 2011.
- [18] Florian MARTIN, « Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses », Thèse de Doctorat l'Université de Nantes, 2013.
- [19] P. Tsao, M. Senesky, and S. Sanders., "A synchronous homopolar machine for high speed applications", Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2002. Pittsburgh, USA.
- [20] O. Aglen, "Back to back tests of a high-speed generator," Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference IEMDC, June 2003. Wisconsin, USA.
- [21] Mario MARTINEZ, Jean-Yves MIDY, « Alternateur inertiel à surcharge élevée pour véhicule électrique de combat », Journées 2004 EEA, Cergy Pontoise, 2004.
- [22] B.H. BAE, S.K. SUL, J.H. KWON, and J.S. BYEON, "Implementation of sensorless vector control for super high speed PMSM of turbo-compressor," Transactions on industry applications, 39(3): pp. 811–818, 2003.
- [23] H. Tabata and M. Sano, "Study of high efficiency turbocompressor : Development of high-speed and high-pressure dry-gas-seal," IHI Engineering review, 38(1), Févr. 2005.
- [24] My-Ismaïl LAMGHARI-JAMAL, « Modélisation magnéto-thermique et optimisation de machines rapides : Application à la machine synchrone à réluctance variable », Thèse de doctorat de l'Université de NANTES, 2006.
- [25] T. Jokinen and A. Arkkio, "High-speed ac motors", Finnish Work-shop on Power and Industrial Electronics, pp. 11–15, 1997. Espoo, Finland.
- [26] Jussi Lahteenmaki, «Design and voltage supply of high-speed induction machines», Thèse de doctorat en technologie, Université technique de Helsinki, Finlande, 2002.
- [27] M.T. Caprio, V. Lelos, and J.D. Herbst, «Design and stress analysis of a high speed rotor for an advanced induction motor», Electric Machine Technology Symposium (EMTS), Philadelphia, USA, janv. 2004.
- [28] Joachim Lindstrom, "Thermal model of a permanent magnet motor for a hybrid electric vehicle", Thèse de doctorat en technologie, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, Avr. 1999.
- [29] A. Binder, T. Schneider, and M. Klohr, «Fixation of buried and surface mounted magnets in high-speed permanent magnet synchronous motors», Fourtieth IAS Annual Meeting in Industry Applications Conference, 2–6 Oct. 2005, pp. 2843–2848.
- [30] J. F. GIERAS, « Design of a high speed permanent magnet brushless generator for microturbines », International Conference on Electrical Machines ICEM, Cracovie, Pologne, Sept. 2004.
- [31] J. K. Kostko, "Polyphase reaction synchronous motors," J. Amer. Inst. Elect. Eng., vol. 42, pp. 1162–1168, 1923.
- [32] J. P. Lecointe, R. Romary, J.-F. Brudny, M. McClelland, "Analysis and active reduction of vibration and acoustic noise in the switched reluctance motor," Electr. Power Appl. IEE Proc. -, vol. 151, no 6, pp. 725–733, 2004.

-
- [33] E. Richter, "Switched reluctance machines for high performance operations in a harsh environment", a review paper. International Conference on Electrical Machines, ICEM, 1:18–24, 1990. Massachusetts, USA
- [34] Y. Alhassoun, « Etude et mise en œuvre de machines à aimantation induite fonctionnant à haute vitesse », Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Mai 2005.
- [35] RAKGATI, E.T., & K AMPER, M.J. 2006. Torque Performance of Optimally Designed Three-and Five-Phase Reluctance Synchronous Machines with Two Rotor Structures. SAIEE, 97(1), 43–49.
- [36] FERRAZ, C.A.M.D, & DE SOUZA, C.R. 2001. Measuring the Parameters of a Cage-Rotor Reluctance Synchronous Motor. Electrical and Computer Engineering, IEEE Canadian Conference on, 2, 775–780.
- [37] Chalmers, B.J., & Mulki, A.S. 1972 (Jan/Feb). Design and Performance of Reluctance Motors with Unlaminated Rotors. Pages 1562–1569 of: IEEE PES Winter Meeting.
- [38] Lipo, T.A. 1991b (May). Novel Reluctance Concepts for Variable Speed Drives. Pages 34–43 of: Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON.
- [39] LAWRENSON, P. J., & G UPTA, S. K. 1967. Developments in the Performance and Theory of Segmental-Rotor Reluctance Motors. IEE Proceeding, 114(5), 645–653.
- [40] HONSINGER, V.B. 1971a. The Inductances L_d and L_q of Reluctance Machines. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-90(1), 298–304.
- [41] HONSINGER, V.B. 1971b. Steady State Performance of Reluctance Machines. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS-90(1), 305–317.
- [42] HONSINGER, V. B. 1972a (Jan/Feb). Stability Analysis of Reluctance Motors. Pages 1536–1543 of: IEEE PES Winter Meeting NY.
- [43] Bomela, X., Kamper, M.J. 2002. Effect of Stator Chording and Rotor Skewing on the Performance of Reluctance Synchronous Machine. IEEE Transactions on Industry Applications, 38(38), 91–100.
- [44] Peter, H., Hrabovcova, V., Rafajdus, P., Mihok, J. 2004. Core Loss Analysis of the Reluctance Synchronous Reluctance Motor with Barrier Rotors. Journal of Electrical Engineering, 55(9), 273–276
- [45] Schmidt, E., Brandl, W., Grabner, C. 2002. Design Improvement of Synchronous Reluctance Machines with High Internal Rotor Flux Barriers for High Speed Drives. IEEE Power Electronics Specialists Conference'02, 4, 1949–1954.
- [46] Parasitilli, F., Villani, M., Tassi, A. 2006b (Nov.). Dynamic Analysis of Synchronous Reluctance Motor Drives Based on Simulink and Finite Element Model. Pages 1516–1520 of: IEEE Industrial Electronics, IECON.
- [47] V AGATTI, A., C ANOVA, A., P ASTORELLI, M., & R EPETTO, M. 1999. Improvement of Synchronous Reluctance Motor Design Through Finite-Element Analysis. IEEE Industrial Application Systems Annual meeting, Phoenix AZ, 862–871.
- [48] Vagati, A., Chiampi, A., Canova, Pastorelli, M., Repetto, M. 2000. "Design Refinement of Synchronous Reluctance Motors Through Finite-Element Analysis," IEEE Transactions on Industry Applications, 36(4), 1094–1102.
- [49] F. MEIBODY-TABAR, « Étude d'une machine synchrone à réluctance variable pour des applications à grande vitesse », Thèse de doctorat de l'INPL, Nancy, Nov. 1986.
- [50] T. Fukao, A. Chiba, and M. Matsui, "Test results on a super high speed amorphous iron reluctance motor," IEEE, Transactions on industry applications, 25(1):pp. 119–125, Jan./Fev. 1989.

-
- [51] A. Mailfert et F.M. Sargos, «Machines à réluctance variable (MRV). Machines polyphasées. Machines excitées », Techniques de l'Ingénieur – D 3 681.
- [52] S.Tahi, M.E. Zaim, B. Laporte, "Calculation and performances of smooth stator reluctance machines ," International Conference on Modern Aspects of Synchronous Machines - SM'100. Zürich, 1991, pp. 500–505.
- [53] S. Tahi, "Contribution à l'étude des machines à reluctance variable à stator lisse", Thèse de Magister, ENP, Alger, Novembre 1990.
- [54] E. Schmidt, "Comparison of Different Designs of Synchronous Reluctance Machines with High-Anisotropy Rotors," Proceedings of the XXth International Conference on Electrical Machines, France, 2012.
- [55] Kolehmainen, J. "Synchronous reluctance motor with form blocked rotor," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 25, No. 2, 450–457, 2010.
- [56] T. Lipo, A. Vagati, L. Malesani, and T. Fukao, "Synchronous Reluctance Motors and Drives - A New Alternative," Tutorial Notes, IEEE Annual Meeting, 1992.
- [57] D. Miljavec , P. Jereb, "Can be Synchronous Reluctance Motor Compared with Induction Motor?," Mediterranean Electrotechnical Conference, vol. 1, pp. 317–320, 1996.
- [58] A. Boglietti , M. Pastorelli, "Induction and Synchronous Reluctance Motors Comparison," IEEE Industrial Electronics, pp. 2041–2044, 2008.
- [59] J. Germishuizen, F. Van der Merwe, K. Van der Westhuizen, and M. Kamper, "Performance Comparison of Reluctance Synchronous and Induction Traction Drives for Electrical Multiple Units," IEEE Industry Applications Conference, pp. 316{323, 2000.
- [60] L. Drouen et al., 'Modèle Analytique de Pré Dimensionnement de Machines Lentes à Aimants de Grand Diamètre et à Grand Nombre de Pôles', Conférence EF 2007, ENSEEIHT, Toulouse 2007.
- [61] F. Sargos, A. Rezzoug. Calcul analytique du champ engendré par des aimants dans l'entrefer d'une machine à rotor denté. Journal de Physique III, EDP Sciences, 1 (1), pp.103-110. <10.1051/jp3:1991253>. <jpa-00248560>., 1991.
- [62] Meeker, D. C., "Finite Element Method Magnetics, version 4.0.1" (03 December 2006 build), available at: <http://femm.foster-miller.net>
- [63] Bianchi, N. & Bolognani, S. (1998). "Magnetic models of saturated interior permanent magnet motors based on finite element analysis," Proc. of Industrial Applications Conference Records (IAS), IEEE, S.Louis (USA), pp. 27–34 (Vol. 1), 1998.
- [64] Haataja, J., "A comparative performance study of four-pole induction motors and synchronous reluctance motor in variable speed drives", PhD thesis, Lappeenranta University of Technology, 2003.
- [65] V. B. Honsinger, "The fields and parameters of interior type AC permanent magnet machines," IEEE Trans. Power Appl. Syst., vol. 101, no. 4, pages 867876, Apr. 1982.
- [66] Talebi, S.; Niazi, P.; Toliyat, H.A, "Design of Permanent Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motors Made Easy," Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE , Page(s): 2242 – 2248, 2007.
- [67] Nikbakhtian, B.; Talebi, S.; Niazi, P.; Toliyat, H.A., "An analytical model for an N-flux barrier per pole permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor," Conference, IEMDC '09. IEEE International Electric Machines and Drives, Page(s): 129 – 136, 2009.
- [68] Matzen, T.N.; Rasmussen, P.O., "Sensorless characteristics of hybrid PM machines at zero and low speed," Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009. IEEE , pp.2374,2380, 20–24 Sept. 2009.

-
- [69] B. Stumberger, G. Stumberger, D. Dolinar, A. Hamler and M. Trlep, « Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor», IEEE Transactions On Industry Applications, vol. 39, no. 5, pages 1264–1271, Sep./Oct. 2003.
- [70] Obe, E.S., "Calculation of inductances and torque of an axially laminated synchronous reluctance motor," Electric Power Applications, IET Volume: 4 , Issue: 9 , Page(s): 783 – 792, 2010.
- [71] Hu Jianhui; Zou Jibin; Liang Weiyan, "Finite element calculation of the saturation DQ-axes inductance for a direct drive PM synchronous motor considering cross-magnetization", The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003, 17-20 Nov. 2003, Page(s):677 – 681, Vol. 1, 2003.
- [72] J.-C. Li, "Analytical model of the cross-magnetizing effect in saturated synchronous machines," Electric Power Systems Research, vol. 37, no. 1, pp. 19-28, 1996.
- [73] Jérôme LEGRANGER , « Contribution à l'étude des machines brushless à haut rendement dans les applications de moteurs-générateurs embarqués , » Thèse de Docteur de l'Université de Technologie de Compiègne , École Doctorale Technologies de l'Information et des Systèmes, Mai 2009.
- [74] N.A. Demerdash, F.A. Fouad and T.W. Nehl, « Determination of winding inductances in ferrite type permanent magnet Electric machinery by finite elements», IEEE Trans. Magn., vol. Mag-18, no. 06, pp. 1052–1054, Nov. 1982.
- [75] Escarela-Perez, R.; Campero-Littlewood, E.; Arjona-Lopez, M.A.; Laureano-Cruces, A.; "Comparison of two techniques for two-dimensional finite-element inductance computation of electrical machines", Electric Power Applications, IEE Proceedings- Volume 152, Issue 4, 8 July 2005 Page(s):855 – 861.
- [76] S. Tahi , R. Ibtouen, "Finite Element Calculation of the dq-Axes Inductances and Torque of Synchronous Reluctance Motor,". Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), 2014 International Conference on DOI: 10.1109/CISTEM.2014.7076979. Publication Year: 2014, Page(s): 1 – 5. IEEE Conference Publications. <http://ieeexplore.ieee.org/www.snd11.arn.dz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7076979>
- [77] Popescu, M., "Prediction of the electromagnetic torque in synchronous machines through Maxwell stress harmonic filter (HFT) method," Electrical Engineering 89(2):pp. 117–125. Available at: <http://eprints.gla.ac.uk/3841/>, 2006.
- [78] J. H. Mathews, Kurtis D. Fink, Numerical Methods Using MATLAB ,3 rd Edition, Prentice Hall, 1999.
- [79] Kamper, M.J., Van Der Merwe, F.S, Williamson, S., "Direct Finite Element Design Optimisation of the Cageless Reluctance Synchronous Machine", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, No.3, September 1996.
- [80] G. Pellegrino, E. Armando, P. Guglielmi, A. Vagati, "A 250kW transverse-laminated Synchronous Reluctance motor," 13 th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009, EPE '09, pp. 1–10, 8-10 Sept. 2009.
- [81] K. Wang, Z.Q. Zhu, G. Ombach, M. Koch, S. Zhang, J. Xu, "Optimal Slot/Pole and Flux-Barrier Layer Number Combinations for Synchronous Reluctance Machines," Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2013 8th International Conference and Exhibition on, vol., no., pp.1-8, 27-30, March 2013.

- [82] P. Niazi, "Permanent magnet assisted synchronous reluctance motor design and performance improvement," Ph .D. dissertation, School of Electrical Engineering, Texas A& M University, 2005.
- [83] Bazaraa, M. S., H. D. Sherall, and C. M. Shetty, *Nonlinear programming Theory and Algorithms*, John Wiley & Sons, Inc., 1993.
- [84] Zaïm, M. E., Dakhouché, K., and Bounekhla, M., "Design for Torque Ripple Reduction of a three-Phase Switched Reluctance Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 38, No. 2, March 2002.
- [85] S. Tahi, R. Ibtouen, and M. Bounekhla, "Design optimization of two synchronous reluctance machine structures with maximized torque and power factor," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 35, 369-387, 2011. <http://www.jpier.org/PIERB/pier.php?paper=11091101>
- [86] S. Tahi, R. Ibtouen , S. Mekhtoub, "Performance Optimization of Synchronous Reluctance Machines with Two Rotor Structures," *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Berlin, Sept. 2014. <http://dx.doi.org/10.1109/ICELMACH.2014.6960189>
- [87] B. Sareni, « Méthodes d'optimisation multimodales associées à la modélisation numérique en électromagnétisme », Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon ; janvier 1999
- [88] Tsarafidy RAMINOSOA, *Optimisation des performances des machines synchro-réductances par réseaux de perméances*, Thèse de Doctorat de l'INPL, Oct. 2006.
- [89] David D. Wentzloff, "Experimental Characterization of an Integrated Starter/Generator", Master thesis of Science in Electrical Engineering, Massachusetts Institute of Technology (MIT), USA, August 2002.
- [90] Marco Ferrari, Nicola Bianchi, Emanuele Fornasiero, "Analysis of Rotor Saturation in Synchronous Reluctance and PM Assisted Reluctance Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2013.
- [91] Nicola Bianchi, Emanuele Fornasiero, Marco Ferrari, Mosè Castiello, "Experimental Comparison of PM Assisted Synchronous Reluctance Motors," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014 IEEE , Page(s):4499 - 4506 , Sept. 2014
- [92] A.A. Fock, P. M. Hart, "New method for measuring Xd and Xq based on the P – Q diagram of the lossy salient pole machine", *IEE*, Vol. 131, Pt. B, N°6, Nov. 1984

Annexe

La résolution du système d'équations (II. 49) est effectuée comme suit :

en limitant les rangs d'indices n et m des développements en série de Fourier à N_o et M_o respectivement, on peut écrire le système d'équations sous la forme :

$$[A] - [B] [\beta] = -[\alpha] \quad (\text{A.1-a})$$

$$[F] + [D] [\alpha] = -[\beta] \quad (\text{A.1-b})$$

Avec :

$[\alpha]$: la matrice colonne des coefficients inconnus α_n

$[\beta]$: la matrices colonne des coefficients inconnus β_m

$[A]$: la matrice colonne des coefficients a_n

$[B]$: la matrice d'éléments b_{mn}

$[F]$: la matrice colonne des coefficients $((\sigma + \lambda) f_m$

$[D]$: la matrice d'éléments $(\sigma + \lambda) d_{mn}$

En reportant le vecteur $[\beta]$ donné par l'Equation (A.1-b) dans (A.1-a), on obtient :

$$[G] - [H] [\alpha] = -[\alpha] \quad (\text{A.2})$$

avec : $[G] = [A] + [B][F]$ et $[H] = [B][D]$

L'Equation (A.2) est résolue itérativement en partant d'un vecteur inconnu $[\alpha]$ nul.

ملخص

يتناول هذا العمل الدراسة والاستفادة المثلى من الآلات المتزامنة ذات الممانعة المغناطيسية المتغيرة مع الدوران ذات الأقطاب البارزة و الدوران ذات حواجز التدفق. أهم المعلمات لهته الألة من وجهة نظر تصميم الأمثل و التحكم هي كل من نسبة والفرق بين محاثات في محاور المباشرة والتربيع، لأنها تحدد مواصفات الآلة مثل عزم الدوران وعامل القدرة. ويسبب تشبع الدائرة المغناطيسية ، فإن كلا من محاثات محور المباشر ومحور التربيع تختلف مع ظروف الحمل. بعد عرض نموذج تحليلي ، تطور إجراء حساب الحث متزامن على أساس طريقة اضطراب الطاقة باستخدام تحليل العناصر المنتهية لحساب الحث الذاتي و المتبادل. وتناقش تأثير التشبع الذاتي و المتبادل على سلوك الحث و إنتاج العزم. و يتم تقديم إجراء التحسين الذي يهدف إلى تحسين عزم الدوران الآلات وعامل القدرة في وقت واحد باستخدام طريقة تنسيق دوري إلى جانب حلول العناصر المنتهية للحقل المغناطيسي.

الكلمات الرئيسية : الآلات ذات الممانعة المغناطيسية المتغيرة ، تشبع، نموذج تحليلي، تحليل العناصر المنتهية ، التصميم الأمثل.

Résumé

Notre travail porte sur l'étude et l'optimisation de deux types de structures de machines synchro-réductantes : à rotor à pôles saillants et à rotor avec barrières de flux. Les paramètres les plus significatifs d'une machine synchro-réductante, au point de vue de l'optimisation et de la commande, sont le rapport de saillance et la différence des inductances synchrones qui définissent les grandeurs caractéristiques comme le couple et le facteur de puissance. En raison de la saturation du fer, le couplage magnétique entre les axes d et q ne peut être négligé et la variation des inductances de la machine doit être prise en compte. Après avoir développé un modèle analytique, nous avons mis au point une procédure de calcul des inductances synchrones basée sur la méthode de la perturbation d'énergie utilisant un calcul par éléments finis. L'influence de la saturation sur les inductances et du couple est discutée. L'optimisation des dimensions géométriques du rotor ainsi que celle relative à l'angle de charge est effectuée via la méthode de relaxation cyclique associée à un calcul par éléments finis. Le critère adopté porte sur un couple et un facteur de puissance maximums.

Mots clés: Machine Synchro-réductante, MRV, Saturation, Calculs Analytiques, Calculs par éléments finis, Dimensionnement, Optimisation.

Abstract

This work deals with the study and optimization of synchronous reluctance machines with salient pole rotor and flux barrier rotor. The most important parameters of a reluctance machine from a design optimization and control point of view are both the ratio and the difference between the inductances in the d and q axes, since they define the machine's characteristic such as torque and power factor. Because of magnetic circuit saturation, both the d -axis and q -axis inductances vary with load conditions. Following an analytical model, we develop a procedure based on the energy perturbation method using finite element analysis to calculate the self and cross-coupling inductances. The effect of saturation and cross saturation on the inductances behavior and on the produced torque is discussed. It is presented an optimization procedure which aims to improve simultaneously the machines' torque and the power factor using the cyclic coordinate method coupled with the magnetostatic finite-element field solutions.

Keywords— Synchronous Reluctance Machine (SRM), Saturation, Analytic model, Finite Element Analysis, Design Optimization.