

# Table des matières

<b>Introduction Générale</b> .....	5
<b>Chapitre I - ETAT DE L'ART DES MACHINES ELECTRIQUES POUR LA PRODUCTION D'ENERGIE ELECTRIQUE</b> .....	7
Introduction .....	7
I.1. Production d'électricité .....	9
I.2. Alternateur synchrone avec rotor bobiné à pôles saillants .....	12
I.2.1. Description de l'alternateur .....	12
I.2.2. Innovations dans l'alternateur principal .....	14
I.2.3. Innovations dans le système d'excitation des machines bobinées .....	21
I.3. Tendances dans le domaine des actionneurs électriques .....	23
I.3.1. Réduction des aimants permanents de forte densité d'énergie .....	23
I.3.2. Structures de fabrication facile .....	24
I.4. Choix des structures d'analyse .....	29
Conclusion .....	30
<b>Chapitre II - ETUDE D'UN ALTERNATEUR SYNCHRO-RELUCTANT AVEC ROTOR A BARRIERES DE FLUX</b> .....	31
Introduction .....	32
II.1. Machines synchro-réductantes (MSR) et leur modélisation .....	33
II.1.1. MSR sans excitation .....	33
II.1.2. MSR assistée d'aimants permanents.....	35
II.1.3. MSR à excitation bobinée.....	37
II.1.4. Modélisation des MSR .....	39
II.1.5. Adaptation de la MSR à une application alternateur à vitesse constante .....	40
II.2. Présentation du cahier des charges .....	43
II.3. Modélisation numérique de l'alternateur.....	44
II.3.1. Calcul du Taux de Distorsion Harmonique de la tension de sortie.....	44
II.3.2. Détermination des performances de l'alternateur en charge.....	45
II.3.2.1. Calcul des grandeurs de sortie de l'alternateur.....	46
II.3.2.2. Procédure de calcul du point de charge.....	51
II.4. Dimensionnement de l'alternateur avec rotor à barrières de flux.....	53
II.4.1. Dimensionnement de l'arc polaire .....	54

II.4.2.	Dimensionnement de la barrière de flux .....	55
II.4.3.	Considérations sur le circuit amortisseur .....	57
II.5.	Comparaison avec l'alternateur conventionnel .....	58
II.5.1.	Fonctionnement en régime permanent sur charge triphasée .....	58
II.5.2.	Considérations sur le fonctionnement du circuit amortisseur .....	62
II.5.3.	Conclusion .....	66
II.6.	Validation expérimentale .....	67
II.7.	Analyse de l'effet d'une deuxième source d'excitation.....	70
	Conclusion .....	75
<b>Chapitre III - ETUDE D'UNE EXCITATRICE A GRIFFES</b>	.....	<b>77</b>
Introduction	.....	77
III.1.	Description de la machine .....	79
III.2.	Validation des résultats du modèle de calcul par éléments finis en 3D .....	83
III.3.	Voies d'amélioration de l'excitatrice à griffes .....	87
III.3.1.	Limitation des fuites entre la griffe et la culasse .....	87
III.3.2.	Analyse des ouvertures angulaires des griffes.....	90
III.3.3.	Influence du flux de fuites entre les griffes sur les performances .....	91
III.4.	Bilan des quantités de matières actives pour l'inducteur à griffes et l'inducteur conventionnel.....	94
Conclusion	.....	95
<b>Chapitre IV - ETUDE D'UN ALTERNATEUR A GRIFFES A FLUX AXIAL</b>	.....	<b>97</b>
Introduction	.....	98
IV.1.	Description de la structure .....	101
IV.1.1.	Considérations sur les matériaux ferromagnétiques .....	104
IV.1.2.	Avantages et limitations de la structure.....	105
IV.2.	Modélisation des machines électriques à flux axial et des machines à griffes .....	106
IV.2.1.	Modèles spécifiques aux machines à flux axial.....	107
IV.2.2.	Modèles spécifiques aux machines à griffes .....	108
IV.2.3.	Choix de la modélisation .....	110
IV.3.	Approche de modélisation par des modèles locaux .....	111
IV.4.	Modèle analytique de l'alternateur à griffes axiales .....	113
IV.4.1.	Modèle analytique avec une perméabilité magnétique infinie dans les parties ferromagnétiques .....	117
IV.4.1.1.	Définition des forces magnétomotrices .....	117

IV.4.1.2.	Définition de l'entrefer principal .....	120
IV.4.1.3.	Définition des ampères-tours consommés dans le rotor .....	128
IV.4.1.4.	Modèle des entrefers auxiliaires .....	129
IV.4.1.5.	Validation avec le modèle par éléments finis en 3D.....	145
IV.4.2.	Intégration des parties ferromagnétiques et de la circulation du champ associés 148	
IV.4.2.1.	Modèle des griffes .....	148
IV.4.2.2.	Modèle des anneaux .....	161
IV.4.2.3.	Modèle des dents .....	169
IV.4.2.4.	Mise en place du système d'équations non linéaires .....	170
IV.4.3.	Comparaison par rapport au calcul par éléments finis en 3D .....	170
IV.4.4.	Limitations du modèle analytique .....	175
IV.5.	Dimensionnement à vide.....	177
IV.5.1.	Description du problème de conception par optimisation .....	177
IV.5.2.	Premier problème de conception par optimisation .....	180
IV.5.3.	Deuxième problème de conception par optimisation : comparaison avec une machine conventionnelle .....	186
IV.5.4.	Conclusion.....	188
IV.6.	Perspectives de l'étude.....	189
	Conclusion .....	191
	<b>Conclusion Générale</b> .....	193
	<b>Annexe I</b> .....	197
	<b>Références Bibliographiques</b> .....	205



# Introduction Générale

---

La production d'électricité joue un rôle décisif dans l'industrie à cause des besoins grandissants en énergie. Les groupes électrogènes constituent une des sources de production d'électricité. Ils sont utilisés dans des sites isolés comme ceux des chantiers de construction, des bateaux, ou ils servent dans l'alimentation de secours comme dans les hôpitaux et les data-centers. Un groupe électrogène se compose d'un moteur thermique couplé à un alternateur synchrone. Habituellement, les groupes tournent à une vitesse constante et l'alternateur débite directement sur la charge.

Cette thèse est réalisée en partenariat avec la société Leroy-Somer, un fabricant de moteurs et d'alternateurs électriques. Leroy-Somer est le leader mondial dans le segment d'alternateurs industriels de basse tension dédiés aux groupes électrogènes. La structure de ces alternateurs est de type rotor bobiné à pôles saillants. Il s'agit d'une structure de machine mature et donc difficile à améliorer d'un point de vue électromagnétique pour obtenir les mêmes performances avec moins de matières actives. Ceci nous a conduit à rechercher d'autres structures de machines pour cette application. Cette thèse s'inscrit dans cette problématique.

Les structures non conventionnelles recherchées doivent utiliser moins de matières actives et/ou simplifier le procédé de fabrication. Cela est important pour une application de type groupe électrogène. Le coût de la machine, lié à la quantité de matières actives, est un critère d'achat important lorsque le groupe fonctionne un nombre réduit d'heures dans l'année: par exemple, lors du fonctionnement comme groupe de secours.

La contrainte pour ces machines est qu'elles doivent permettre le contrôle du flux d'excitation afin de s'adapter aux variations de la charge. Cela doit se faire sans avoir recours à un convertisseur supplémentaire entre l'alternateur et la charge. En pratique, cette contrainte se traduit par l'introduction d'un bobinage d'excitation dans la machine. Ce bobinage est couramment alimenté par un système d'excitation composé par une machine inversée dite excitatrice.

L'objectif de la thèse est d'analyser et de dimensionner des structures de machines non conventionnelles pour une application groupe électrogène à vitesse constante. Ces structures sont comparées en termes de performances à la structure conventionnelle.

Nos travaux portent sur l'étude de trois structures de machines non conventionnelles. Deux d'entre elles concernent l'alternateur principal : une machine avec un rotor synchro-réductant à barrières de flux et un alternateur à griffes à flux axial. La troisième structure, composée d'un stator à griffes, est dédiée à l'excitatrice du système d'excitation. Afin de dimensionner ces structures, elles ont été analysées par le moyen des modèles éléments finis en 2D et 3D et par des modèles analytiques.

Ce manuscrit de thèse est divisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre aborde un état de l'art des topologies des machines électriques dédiées à la production d'électricité. Nous expliquerons d'abord notre application et présenterons la machine utilisée actuellement : l'alternateur synchrone à pôles saillants. Ensuite, les innovations sur les alternateurs synchrones seront présentées pour la machine principale et pour le système d'excitation. Nous relierons également nos travaux avec deux tendances dans le domaine des actionneurs électriques. La première est l'emploi des machines synchro-réductantes qui possèdent une densité de couple élevée. La deuxième est la recherche de structures faciles à réaliser. Nous placerons les trois structures non conventionnelles par rapport à cette revue de la littérature.

Le deuxième chapitre traite de l'analyse d'une structure de rotor synchro-réductant pour l'alternateur principal. Nous présenterons les différentes structures qui composent la catégorie des machines synchro-réductantes. Le choix de la structure de rotor bobiné à pôles saillants et à barrières de flux sera justifié par rapport à d'autres structures synchro-réductantes. Le calcul des performances de cette machine et son dimensionnement seront détaillés. Une comparaison des performances en régime permanent et en régime transitoire sera établie avec une machine conventionnelle. Nous montrerons les résultats expérimentaux obtenus sur une maquette du rotor synchro-réductant à barrières de flux. Le chapitre s'achève par une analyse de l'effet produit lorsqu'on ajoute une deuxième source d'excitation à un rotor synchro-réductant.

Le troisième chapitre concerne l'étude d'une structure d'excitatrice non conventionnelle. Cette structure se compose d'un stator à griffes réalisé dans un matériau ferromagnétique à bas coût comme la fonte. Nous validerons l'outil de calcul 3D par éléments finis à l'aide d'une maquette existante. Grâce à la modélisation numérique, nous explorerons des voies d'amélioration des performances de l'excitatrice afin de satisfaire le cahier des charges envisagé. Un bilan des matières actives employées confirmera l'intérêt de la structure à griffes par rapport à la structure conventionnelle.

Le dernier chapitre présente une nouvelle topologie de machine : un alternateur à griffes à flux axial. Il combine donc des caractéristiques des machines à flux axial avec celles des machines à griffes. De plus, cette structure permet d'avoir un système d'excitation statique et d'enlever l'excitatrice de l'alternateur. Nous décrivons la méthodologie de modélisation de cette structure pour tenir compte du trajet tridimensionnel du flux principal. L'approche consiste à diviser la machine en plusieurs plans de coupe selon les trajets du flux. Chacun de ces plans de coupe donne lieu à un modèle local. Nous expliquerons le développement d'un modèle analytique de la machine qui inclut ces modèles locaux. Finalement, nous effectuerons deux dimensionnements à vide de la machine sous forme de problèmes d'optimisation sous contraintes. Ces problèmes permettront d'analyser l'influence des variables d'optimisation et de comparer l'alternateur à griffes axiales avec une machine conventionnelle.

# Chapitre I

---

## ÉTAT DE L'ART DES MACHINES ÉLECTRIQUES POUR LA PRODUCTION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

### SOMMAIRE

---

Introduction.....	7
I.1. Production d'électricité .....	9
I.2. Alternateur synchrone avec rotor bobiné à pôles saillants.....	12
I.2.1. Description de l'alternateur.....	12
I.2.2. Innovations dans l'alternateur principal.....	14
I.2.3. Innovations dans le système d'excitation des machines bobinées .....	21
I.3. Tendances dans le domaine des actionneurs électriques.....	23
I.3.1. Réduction des aimants permanents de forte densité d'énergie.....	23
I.3.2. Structures de fabrication facile.....	24
I.4. Choix des structures d'analyse.....	29
Conclusion .....	30

### Introduction

Le premier chapitre du manuscrit concerne un état de l'art des technologies de machines électriques utilisées dans la production d'électricité. Nous décrivons d'abord notre application, qui est la production d'électricité avec des groupes électrogènes et les alternateurs utilisés actuellement. Nous faisons un état de l'art des innovations des alternateurs à simple excitation, à double excitation et des systèmes d'excitation. Nous traitons également d'autres tendances dans les actionneurs électriques qui ont influé le choix des structures à étudier. Enfin, les machines qui seront analysées dans les chapitres suivants de ce mémoire sont présentées.





## **I.1. Production d'électricité**

L'importance de l'électricité comme vecteur d'énergie n'a cessé de croître depuis les premières applications à la fin du XIX<sup>ème</sup> siècle. La tendance devrait se prolonger au cours du XXI<sup>ème</sup> siècle, comme l'annoncent toutes les prévisions [IEA14]. A ces besoins croissants en énergie s'ajoute le besoin d'aller vers des technologies avec le moindre impact possible sur l'environnement.

Les machines électriques tournantes sont depuis leur origine au cœur du système électrique, soit comme génératrice d'énergie électrique ou comme moteur. L'industrie des actionneurs électriques évolue donc vers des densités de puissance plus élevées, vers des meilleurs rendements et vers un meilleur usage des matières premières.

La production d'électricité continue à nos jours à être principalement basée sur des systèmes de conversion électromécanique : un alternateur transforme en énergie électrique la puissance mécanique transmise par une force motrice ou source primaire à laquelle il est couplé. Les types de forces motrices les plus répandues sont : les turbines à gaz, les turbines à vapeur, les turbines hydrauliques, les éoliennes et les moteurs diesel [BOL06a]. Les turbines à gaz et à vapeur utilisent des combustibles fossiles, de l'énergie nucléaire ou géothermique. Les turbines hydrauliques fonctionnent à partir de l'énergie potentielle hydraulique. Les éoliennes obtiennent une énergie mécanique à partir du mouvement du vent.

Toutes ces forces motrices ont des caractéristiques différentes en termes de puissance mécanique et de vitesse de rotation. Par conséquent, pour chacune de ces sources, il est nécessaire d'avoir des alternateurs avec des caractéristiques différentes. Pour les turbines à gaz, les turbines à vapeur, les moteurs diesel et les turbines hydrauliques, qui ont une vitesse de rotation constante, des alternateurs synchrones sont surtout utilisés. L'alternateur fournit alors une tension de sortie à fréquence constante. Pour le cas des éoliennes où la source est intermittente, des systèmes de conversion à vitesse variable sont habituellement employés. Le choix des topologies d'alternateurs à vitesse variable est alors plus flexible [BOL14a]. Nous allons maintenant décrire notre application où l'alternateur est couplé à un moteur diesel, constituant un groupe électrogène.

### **Notre application : Groupe électrogène**

Les groupes électrogènes sont composés d'un moteur thermique diesel, dans la plupart des cas, associé à un alternateur synchrone qui est assemblé sur le même arbre. La figure I.1 présente un diagramme de sa structure [BEN14]. Dans un groupe électrogène conventionnel, le moteur tourne à vitesse constante et l'alternateur alimente directement la charge ou est connecté au réseau électrique. Le régulateur du moteur assure une vitesse constante face aux variations et l'alternateur a donc une fréquence stable. Le régulateur de l'alternateur contrôle le courant d'excitation. A partir de ce dernier, on peut contrôler les niveaux de la tension de

sortie de l'alternateur si celui est couplé à une charge. Lorsqu'il est connecté au réseau, on peut contrôler sa puissance réactive.

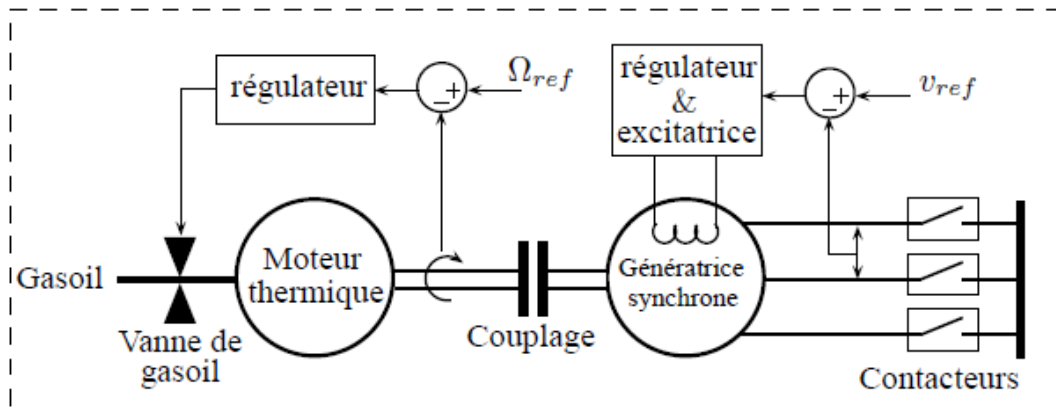


Figure I.1. Structure d'un groupe électrogène [BEN14]

Nous allons nous focaliser sur les groupes électrogènes à basse tension, avec  $400/230\text{ V}$  à la sortie de l'alternateur et une fréquence de  $f = 50\text{ Hz}$  ou  $f = 60\text{ Hz}$ . Les puissances électriques de ces alternateurs vont de  $8.5\text{ kVA}$  jusqu'à  $2\text{ MVA}$  pour des fréquences de  $50\text{ Hz}$ . Les moteurs diesel travaillent à des vitesses de  $n = 1500\text{ tr/min}$  (pour avoir  $50\text{ Hz}$ ) ou de  $n = 1800\text{ tr/min}$  (pour avoir  $60\text{ Hz}$ ). Le nombre de paires de pôles  $p$  est alors :

$$p = \frac{60 f}{n} \quad (\text{I.1})$$

Les alternateurs synchrones pour notre cas doivent être à **4 pôles**.

Nous pouvons distinguer deux types d'applications pour les groupes électrogènes :

- Applications comme source de puissance principale : Le groupe doit fournir de la puissance en permanence comme dans les sites isolés électriquement. Un exemple de cette application pourrait être celui des réseaux embarqués dans les bateaux ou celui des chantiers de construction. Le coût d'exploitation est réduit si l'alternateur a un bon rendement.
- Applications comme source de puissance de secours (*stand-by*) : Le groupe électrogène est démarré lorsqu'il y a des coupures d'électricité comme dans le domaine résidentiel, dans les hôpitaux, dans les centres informatiques, etc... Puisque l'alternateur est en fonctionnement un nombre d'heures réduit dans l'année, le prix constitue un critère de choix important pour l'alternateur.

Les groupes électrogènes sont habituellement surdimensionnés et fonctionnent à faible charge. Des améliorations peuvent être obtenues si le groupe travaille à vitesse variable. Dans ce cas, il est associé à un convertisseur AC/DC et puis à un convertisseur DC/AC permettant [BRO02] :

- D'augmenter la vitesse de fonctionnement du moteur diesel et de réduire sa taille pour une même puissance.
- D'hybrider le groupe électrogène : Cela consiste à rajouter un moyen de stockage, comme des supercondensateurs ou des batteries, connectées au bus DC. La flexibilité obtenue par le moyen de stockage permet une réduction de la taille du groupe et une économie du carburant [KRA15].
- D'utiliser des machines plus compactes grâce à l'augmentation de la vitesse. D'autres topologies de machines électriques peuvent être employées avec un nombre autre que quatre pôles : machines à aimants permanents [TOL03], machines à commutation de flux, machines à double excitation, etc...

Pourtant, le coût des convertisseurs limite à l'heure actuelle l'emploi de ce type de technologie dans les groupes. La plupart restent à vitesse constante.

**Objectif de la thèse:** L'objectif de ces travaux est d'analyser des structures de machines électriques non conventionnelles pour une application groupe électrogène à vitesse fixe. Nous cherchons des structures permettant un contrôle du flux d'excitation. Ces structures devraient employer moins de matières actives et/ou faciliter la fabrication.

## I.2. Alternateur synchrone avec rotor bobiné à pôles saillants

Dans cette section, nous faisons une description de l'alternateur synchrone. Ensuite nous dressons un état de l'art des structures d'alternateur avec contrôle du flux d'excitation et des innovations dans le système d'excitation.

### I.2.1. Description de l'alternateur

L'alternateur est composé d'une machine principale et d'un système d'excitation. La machine principale est à quatre pôles saillants avec un bobinage d'excitation alimenté en courant continu. Le système d'excitation est sans bagues et balais (dit *brushless*). Il est formé par une machine inversée, appelée excitatrice, dont l'induit est connecté à un pont redresseur tournant. Une vue de l'alternateur et de ses composants se trouve sur la figure I.2.

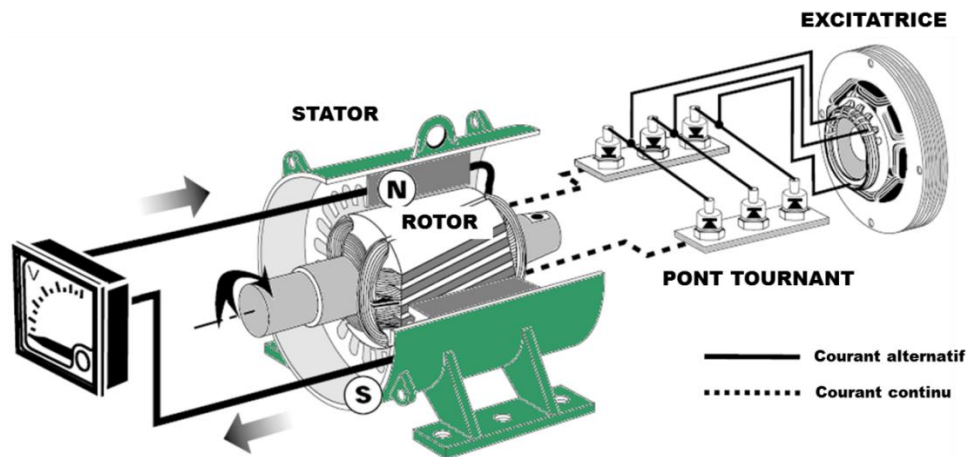


Figure I.2. Eléments de l'alternateur principal [LS01]

L'alimentation de l'excitatrice est contrôlée par un régulateur. Il y a plusieurs systèmes pour alimenter l'inducteur de l'excitatrice : alimentation directe depuis la tension de sortie de l'alternateur (excitation *SHUNT*), alimentation par une génératrice à aimants permanents (excitation *PMG*) et alimentation par des bobinages supplémentaires au stator qui captent les harmoniques de l'induction magnétique d'entrefer (excitation *AREP*).

La machine à pôles saillants est une structure de machine utilisée depuis l'invention des systèmes électriques triphasés. La première machine à pôles saillants est attribuée à Haselwander en 1887 [NEI92]. La figure I.3 présente cet alternateur, avec 4 pôles et une puissance de 2.8 kW.

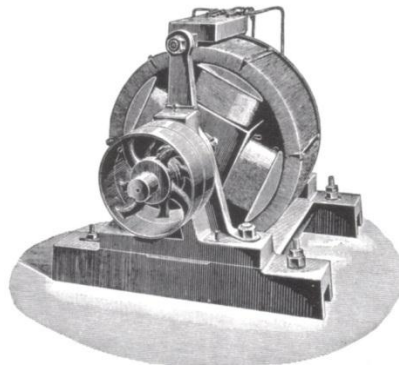


Figure I.3. Premier alternateur triphasé à pôles saillants de Haselwander, 1887 [WIK01]

L'alternateur avec rotor à pôles saillants est une structure mature et fiable. Les principales avancées dans ce type de technologie correspondent aux évolutions dans les matériaux ferromagnétiques, dans les matériaux isolants [BOU04] et au développement des logiciels de calcul éléments finis qui ont permis de raffiner le design sur le plan multi-physique. Toutes ces avancées ont entraîné une amélioration de la puissance massique et du rendement de la machine. Cependant, au niveau du design électromagnétique, la structure reste semblable à celle d'origine.

La machine à pôles saillants actuelle possède les caractéristiques suivantes :

- Le bobinage statorique est à pas raccourci de  $2/3$  pour éviter l'existence d'une composante harmonique de courant de rang 3.
- Le rotor a un circuit amortisseur. Il est formé par plusieurs barres en cuivre ou aluminium court-circuitées par deux plaques aux extrémités du paquet de tôles. En régime permanent, les amortisseurs lissent la forme d'onde de l'induction magnétique d'entrefer qui contient des pulsations liées aux encoches et à la distribution discrète des conducteurs dans le stator. En régime transitoire, le circuit amortisseur influe le comportement de la machine (son couple et les courants de défaut) en court-circuit et face aux variations soudaines de charge, couple ou courant.

L'utilisation de la machine à pôles saillants est très répandue comme génératrice dans la production d'électricité à basse vitesse. Depuis ces dernières années, elle ressuscite l'intérêt pour des applications moteur comme alternative aux machines à aimants permanents. La machine à pôles saillants a un rendement et une densité de puissance massique plus faibles que les machines à aimants pour des volumes d'encombrement réduits. Ceci s'explique parce que le bobinage d'excitation requiert plus de place qu'une excitation par des aimants. En revanche, elle reste une structure intéressante du point de vue économique. Par exemple, le moteur électrique de traction de la Renault ZOE est de ce type [SAN12].

Nous traitons dans ce paragraphe des innovations récentes dans l'alternateur. Nous distinguons celles qui concernent l'alternateur principal de celles du système d'excitation.

### **I.2.2. Innovations dans l'alternateur principal**

L'analyse bibliographique de l'alternateur principal commence par les structures d'alternateur à simple excitation bobinée, objet de la thèse, et continue avec les structures à double excitation.

#### ***(1) Structures à excitation simple bobinée***

Parmi les structures à excitation simple bobinée, l'alternateur classique à pôles saillants continue d'être la structure la plus répandue pour notre application. A notre connaissance, les publications concernant l'amélioration des structures à simple excitation sont peu nombreuses dans la littérature. Par la suite, nous montrons quelques exemples.

Dans l'article [YAN15], un rotor avec des pôles asymétriques est proposé (il se trouve sur la figure I.4). Il permet une insertion facile des bobinages d'excitation. Ses performances sont semblables à celles d'une machine conventionnelle.

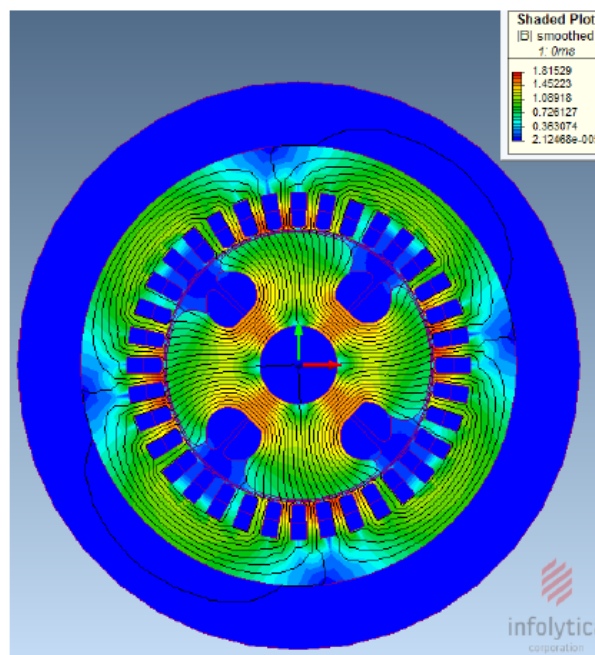


Figure I.4. Structure à pôles saillants avec pôles asymétriques [YAN15]

Une structure conceptuelle de rotor avec un bobinage spécial est analysée dans [DOR12] pour une application en traction automobile. Le bobinage est arrangé de façon à créer un champ similaire à celui créé par des aimants à concentration de flux. L'orientation des courants dans le rotor est indiquée sur la figure I.5. Cependant, la structure semble difficile à industrialiser.

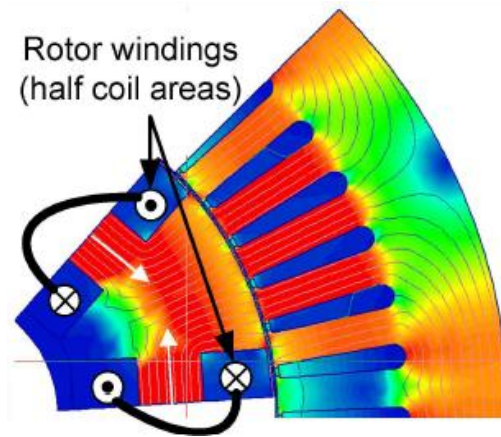


Figure I.5. Structure de rotor avec bobinages « en concentration de flux » [DOR12]

Il existe d'autres machines où le bobinage d'excitation est situé au stator au lieu du rotor, étant le rotor synchro-réactant. Elles sont nommées *Doubly Fed Reluctance Machine*. Leur principe de fonctionnement est décrit dans les références [KNI13] et [DOR13]. Le champ d'excitation a un nombre de pôles différent de celui du stator. Le couplage magnétique entre les deux est réalisé par le rotor qui possède également un autre nombre de pôles (voir figure I.6). Ces machines ont un nombre minimal de pôles supérieur à quatre, elles ne sont pas adaptées pour notre application.

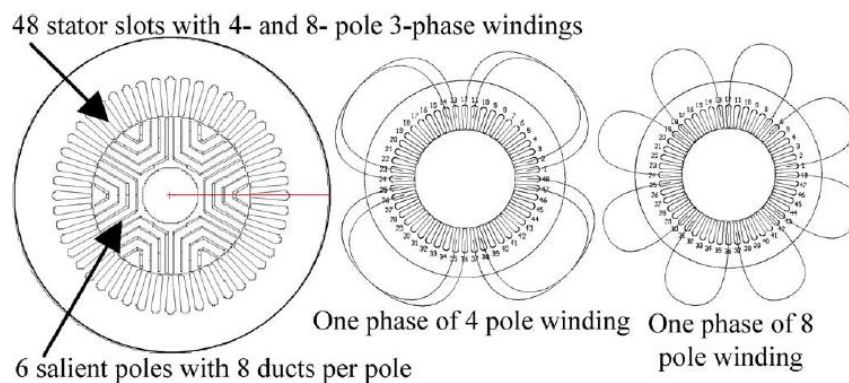


Figure I.6. *Doubly Fed Reluctance Machine* [DOR13]

## (2) Structures à double excitation

Depuis ces dernières années, une attention particulière est portée à l'étude des structures à double excitation comme alternative à la structure classique à pôles saillants bobinés. L'idée de la double excitation est de combiner les points forts des structures à aimants permanents et des structures à excitation bobinée. Les structures à aimants permanents possèdent une meilleure densité de couple que les structures excitées électriquement (pour des volumes d'encombrement réduits). Le rendement des structures à aimants est meilleur grâce à l'absence des pertes cuivre au rotor. L'excitation bobinée offre la possibilité de contrôler facilement le niveau de flux magnétique de la machine.

Les machines à double excitation peuvent être classées selon différents critères, les plus utilisés étant :

- Selon la position relative des sources d'excitation entre elles, en série ou en parallèle.
- Selon la position des sources d'excitation, si elles sont au rotor ou au stator.

Différents résumés exhaustifs de ce type de machines se trouvent dans les références [AMA09], [NED11], [HLI13], [AMM13]. Maintenant nous allons présenter quelques structures à double excitation car elles nous ont paru plus intéressantes pour notre application. Toutes ces structures peuvent alimenter directement à la charge. La plupart d'entre elles sont essentiellement des structures 2D avec les deux sources d'excitation au rotor, ce qui permet une mise en œuvre facile.

Dans la référence [AMM13], un alternateur à pôles saillants à double excitation est analysé pour un fonctionnement à vitesse fixe et à vitesse variable. Le rotor est à pôles saillants bobinés conventionnels. Les aimants de forte densité d'énergie sont collés sur l'arc polaire du rotor. La figure I.7 montre une image de la structure et de sa maquette. Les deux sources d'excitation sont en série. Les aimants permettent d'augmenter la densité de couple de la structure à pôles bobinés.

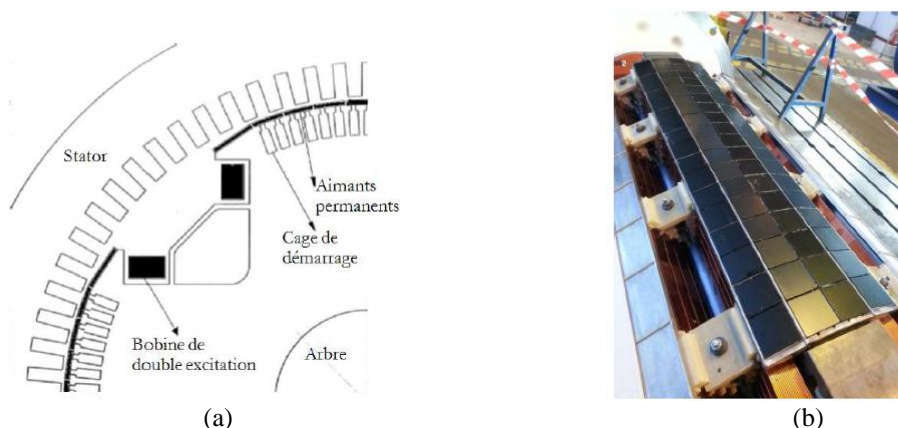


Figure I.7. Alternateur synchrone à double excitation en série avec des aimants en surface [AMM13] : (a) Concept (b) Maquette



Une autre structure d'alternateur à double excitation est proposée par une équipe du *Kanazawa Institute of Technology* [FUK10]. Des aimants de haute énergie se situent entre les cornes polaires. Les sources d'excitation du rotor sont alors en parallèle. La figure I.8 (a) montre une image du principe de cette structure. Le flux principal de l'alternateur provient du bobinage. Le flux créé par les aimants s'oppose à celui provenant du bobinage afin de réduire la saturation magnétique dans les cornes polaires et dans le corps du pôle. Par conséquent, cet alternateur reçoit le nom de *Salient-Pole Synchronous Machine Assisted by Permanent Magnets*.

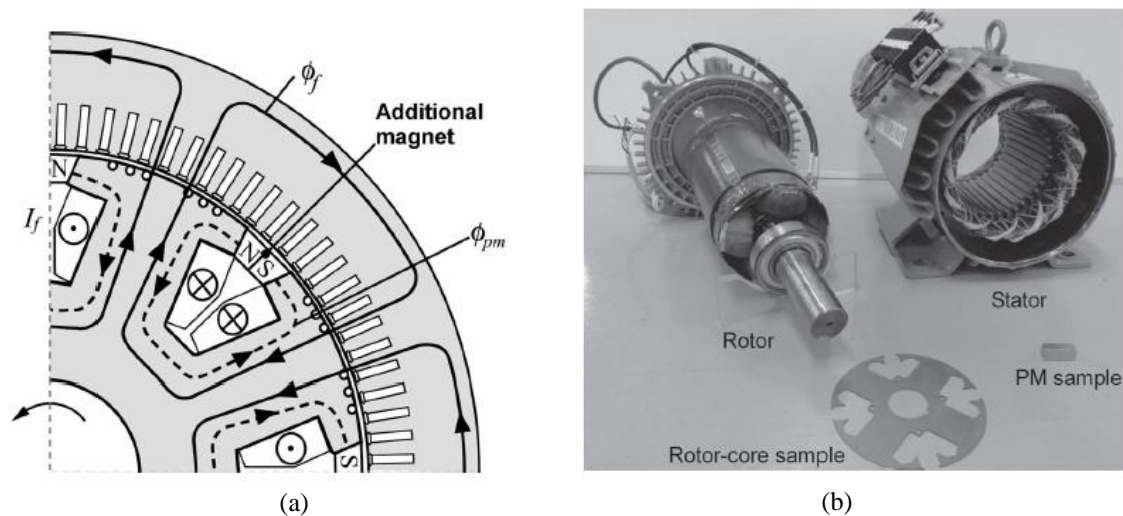
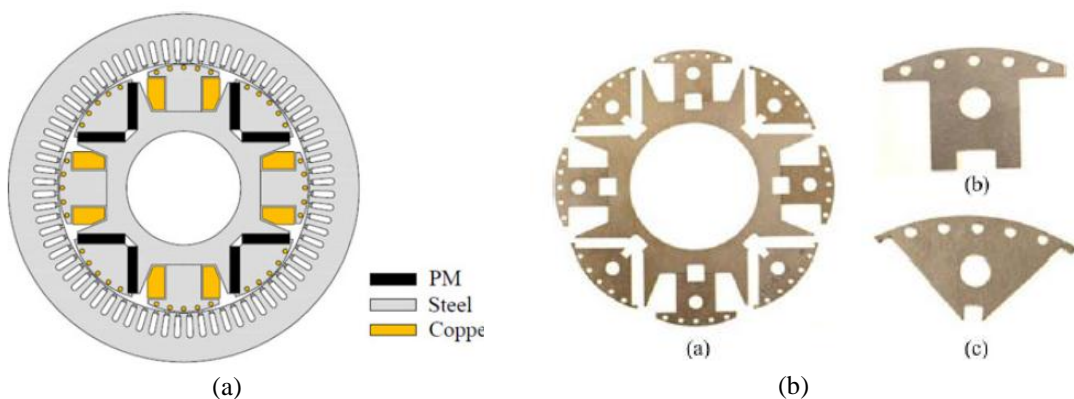


Figure I.8. *Salient-Pole Synchronous Machine Assisted by Permanent Magnets*:  
(a) Concept [YAM12] (b) Maquette d'un design optimisé [YAM15]

L'analyse de la structure a fait l'objet de plusieurs publications. La contribution des aimants au fonctionnement abordée dans [YAM12], conclut que le gain en puissance à la sortie de l'alternateur procède de la réduction de la saturation des cornes polaires et du corps du pôle. Dans la même référence, les auteurs vérifient les performances sur une maquette. Le gain est de plus de 20 % en puissance débitée, et le rendement est augmenté de 5 points. La modélisation analytique de la structure est abordée dans [FUK10], [YAM11], [HOS12a]. La démagnétisation des aimants est étudiée dans [HOS12b]. Pour une machine à quatre pôles, le risque de démagnétisation est faible, comparée à une machine à huit pôles. L'optimisation des pôles du rotor est réalisée par un algorithme déterministe en [YAM15]. Dans cette même famille de structures se trouve la machine décrite dans [SHU15] pour une application de production d'électricité pour un bâtiment résidentiel.

Les publications [KAM13], [KAM14] analysent une machine à double excitation avec des pôles asymétriques pour une application de production d'électricité en site isolé, plus concrètement pour des bateaux. Dans une paire de pôles, la machine possède un pôle bobiné conventionnel et un pôle avec des aimants permanents de haute énergie disposés en V (voir Figure I.9 (a)). Les sources d'excitation sont en série. La source d'excitation principale de la machine sont les aimants et le bobinage d'excitation ne sert qu'à compenser la réaction d'induit pour garder un niveau de tension de sortie constante, d'où son nom *Armature-Reaction-Compensated Permanent-Magnet Synchronous Generator*. La comparaison avec une machine à simple excitation bobinée montre que le design est compétitif en termes de coût et le rendement est augmenté de 1.5 points.



Les structures à double excitation sont également présentes dans les systèmes de production d'électricité en courant continu. Dans ce type d'application, la machine est couplée à un convertisseur AC/DC. L'intérêt de la double excitation ici est que l'excitation bobinée permet de régler de façon simple le courant débité vers la charge, il est donc possible d'utiliser des redresseurs passifs. La présence des aimants augmente la densité de puissance et le rendement. Des résumés de ce type de structures pour la génération DC se trouvent dans [GIE12] et [WAN12]. [WAN12] se focalise sur les structures à double excitation au stator, les structures à réluctance variable à double saillance et à commutation de flux. Selon leur principe de fonctionnement, ces structures ont un nombre de pôles supérieur à quatre. La figure I.10 présente quelques réalisations des structures à double excitation DC qui pourraient s'adapter à quatre pôles.

- **Excitation parallèle** : Dans cette catégorie se trouvent les structures à griffes (voir figure I.10 (a)) employées comme alternateur dans les véhicules. Le bobinage du rotor est de forme toroïdal, connu comme bobinage global, et placé autour de l'arbre. Les pôles sont réalisés dans un matériau ferromagnétique massif. Des aimants en ferrite sont introduits entre les pôles pour réduire les fuites entre les griffes consécutives. Dû à l'emploi d'un bobinage global, le nombre de pôles optimal est supérieur à quatre. Ce type de structure a un assemblage simple et un coût réduit. Leur inconvénient principal est leur faible rendement lié aux pertes fer dans les pièces massives. Cette structure a fait l'objet de plusieurs thèses pour améliorer ses performances [ALB04], [BOU05], [TAM08], [PER13].
- **Excitation bi-axiale** : Ces structures de rotor ont un bobinage d'excitation sur l'axe  $d$  et des aimants situés sur l'axe  $q$  insérés dans des barrières de flux. Les aimants ont comme objectif d'affaiblir la réaction d'induit d'axe  $q$ , afin d'augmenter le couple de saillance. [SCR05] propose une machine bi-axiale comme alternateur automobile. Elle a quatre pôles avec des aimants en ferrite situés sur deux barrières de flux en forme de U (figure I.10 (b)). [DAA12] reprend le même principe mais la barrière et l'aimant sont sur l'axe du pôle (figure I.10 (c)). Ce type de structure possède des meilleurs performances pour des vitesses moyennes et hautes (12000  $tr/min$ ). Une structure semblable à celle de la figure I.10 (c) est analysée dans le chapitre II section II.7. Nous avons choisi cette topologie car elle peut être créée à partir du rotor à pôles saillants conventionnel sans besoin que l'on ait de grandes modifications dans la tôlerie.

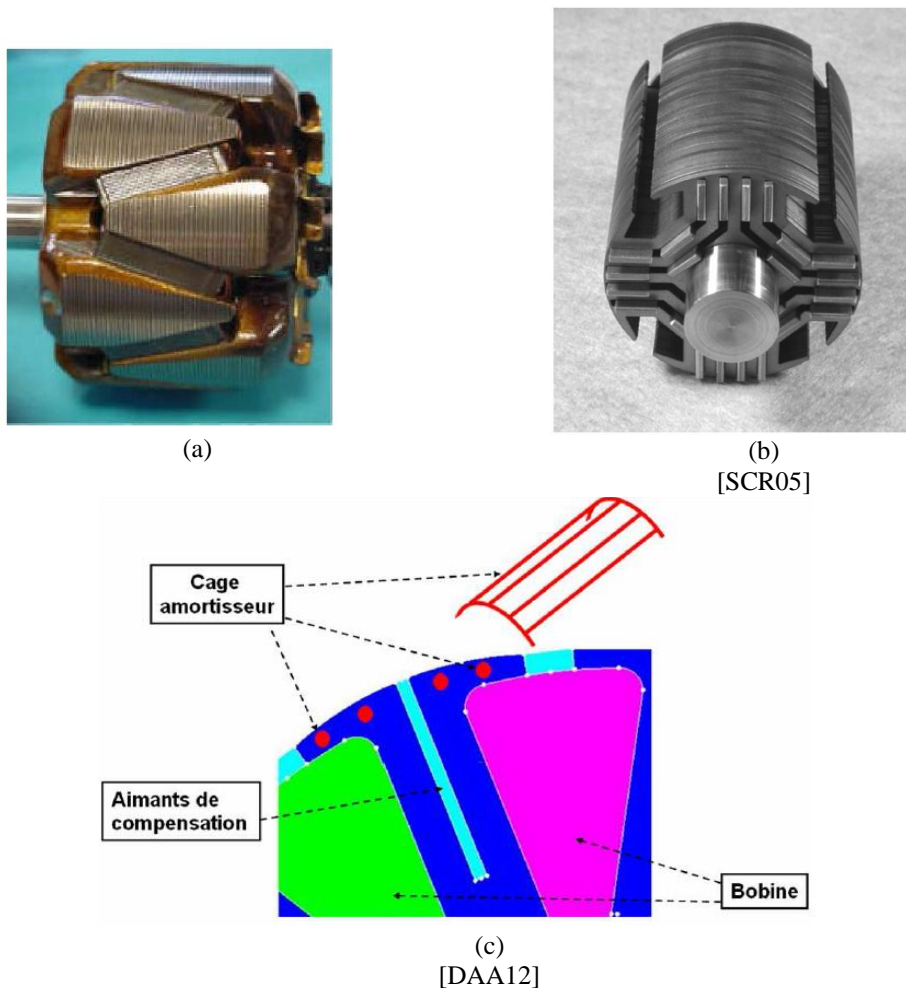


Figure I.10. Structures à double excitation pour des applications DC : (a) Alternateur à griffes  
(b) Alternateur bi-axial [SCR05] (c) Alternateur bi-axial [DAA12]

**Conclusion :** Nous allons nous concentrer de préférence sur l'analyse des structures à simple excitation bobinée. Nous avons vu que les références existantes sont peu nombreuses, et qu'elles posent des problèmes d'industrialisation ou d'adaptation pour notre application. Le choix de ne pas développer en profondeur l'analyse des structures à double excitation répond à un critère industriel de ne pas augmenter le coût et la complexité de la machine engendré par l'introduction des aimants permanents.

### 1.2.3. Innovations dans le système d'excitation des machines bobinées

Nous abordons maintenant trois types d'innovations dans le système d'excitation des machines bobinées : des structures alternatives d'excitatrices, des systèmes d'excitation statiques et des machines autoexcitées. Nous ne considérons pas les systèmes d'excitation par bagues et balais.

La structure d'excitatrice la plus répandue est celle d'une machine inversée. Le stator présente un bobinage DC à pôles saillants et le rotor un bobinage triphasé couplé à un redresseur tournant. Plusieurs auteurs ont analysé d'autres topologies de machines pour l'excitatrice, ou des systèmes de transfert de puissance par couplage inductif [LEG07] et par couplage capacitif [LUD12]. Le chapitre III de ce manuscrit de thèse est consacré à l'étude d'une structure d'excitatrice synchrone non conventionnelle.

L'excitatrice peut être enlevée si un **système d'excitation statique** est utilisé pour créer le flux d'excitation dans le rotor. Le système est alors composé par une bobine d'excitation statique qui crée un flux magnétique qui est acheminé au circuit magnétique tournant du rotor via des entrefers auxiliaires. Ces structures ont des trajets de flux tridimensionnels, habituellement il s'agit des structures à griffes. [BAR95] analyse une structure à griffes avec excitation statique pour un fonctionnement à très haute vitesse ( $30000 \text{ tr/min}$ ). Le fait d'ajouter des entrefers auxiliaires présente la contrepartie que l'excitation de la machine doit être plus importante, et donc les pertes cuivre sont plus conséquentes. De ce fait, une deuxième source d'excitation à aimants est souvent rajoutée soit pour renforcer le champ d'excitation, soit pour limiter les fuites magnétiques entre les pôles. La configuration des entrefers auxiliaires et de sources d'excitation peut varier :

- [REB15] : L'excitation située au stator est composée par deux bobinages. Le flux d'excitation rejoint le rotor via deux entrefers auxiliaires dans la direction axiale. Le rotor a des aimants à forte densité d'énergie insérés et orientés au sens axial entre les deux ensembles de griffes (voir figure I.11 (a)).
- [BUR14] : Le bobinage d'excitation se place à l'intérieur de la machine dans la partie statique. La partie tournante est composée par des aimants permanents et également par des griffes en poudre de fer qui canalisent radialement le flux du rotor. Les entrefers auxiliaires sont radiaux. Une image de cette machine se trouve sur la figure I.11 (b).
- [HAG12] : Le rotor à griffes est à double excitation : un bobinage statique avec deux entrefers auxiliaires radiaux et des aimants. Le rôle des aimants est la réduction des flux de fuites entre les griffes consécutives. La figure I.11 (c) montre une représentation de ce type de structure.

- [ZHA14] : La référence étudie une machine à double excitation parallèle afin d'avoir une plage de vitesses de fonctionnement étendue. La machine est composée par une structure conventionnelle de rotor avec des aimants en concentration de flux. Le rotor est uni à un circuit magnétique avec un bobinage d'excitation afin de régler le flux du rotor. Le bobinage de ce circuit est statique, avec deux entrefers auxiliaires radiaux (voir figure I.11 (d)).

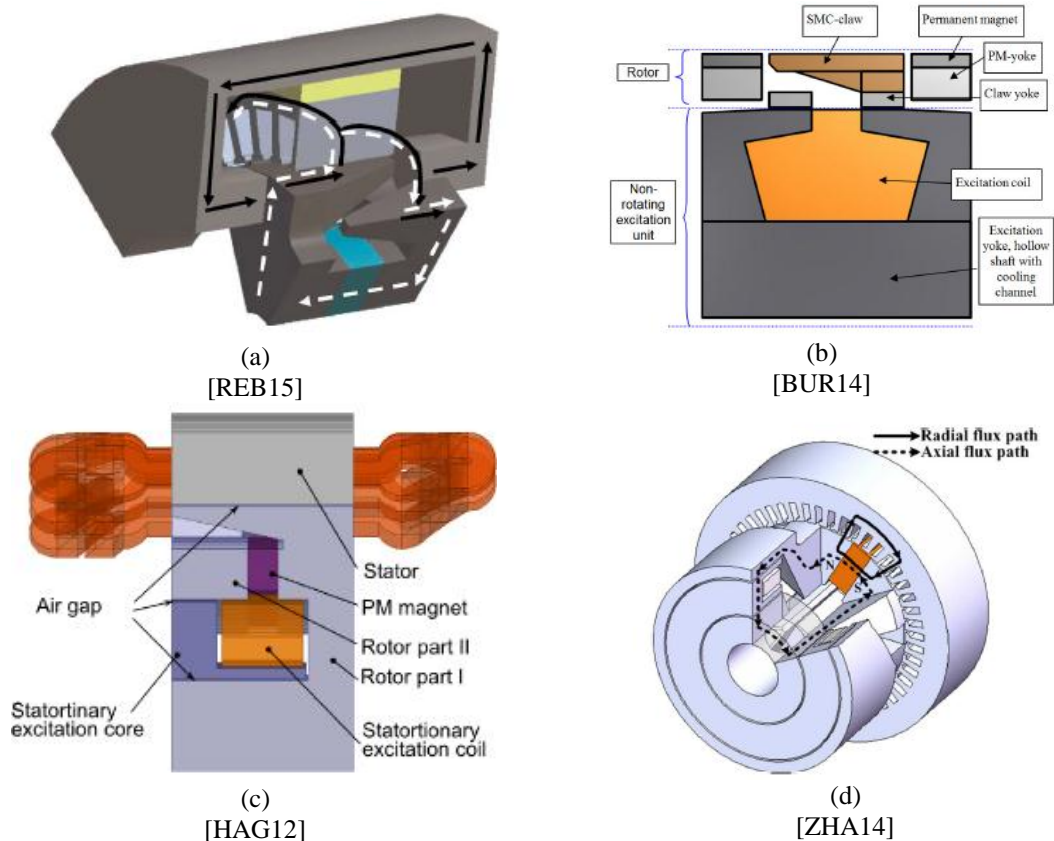


Figure I.11. Structures avec des bobinages d'excitation statique : (a) [REB15] (b) [BUR14]  
(c) [HAG12] (d) [ZHA14]

Le chapitre IV est dédié à l'étude d'une machine à griffes avec un bobinage d'excitation statique.

Le dernier type de système d'excitation correspond aux **machines autoexcitées**. Le principe de fonctionnement est qu'un champ dans l'entrefer de la machine est récupéré par un bobinage adapté situé au rotor. Ce bobinage alimente alors le bobinage d'excitation principal de la machine. Le champ d'entrefer peut être déjà existant dans la machine ou créé par un bobinage supplémentaire au stator. La référence [ALI15] propose de séparer en deux le bobinage statorique afin d'alimenter chaque moitié avec un courant d'amplitude différente. Cela crée une composante de la force magnétomotrice d'un rang plus petit que l'harmonique

principale de la machine. Cette composante est captée dans le bobinage rotorique. Dans l'article [YAO15], un harmonique d'ordre 3 est rajouté au fondamental du courant d'alimentation du stator. Cela produit une composante de force magnétomotrice de rang plus élevé que le fondamental qui sera vue par le bobinage dédié au rotor. Ces deux derniers exemples sont faisables pour un fonctionnement moteur mais semblent difficiles à mettre en œuvre pour un fonctionnement en mode alternateur. De plus, pour un fonctionnement en mode alternateur, le courant dans le bobinage d'excitation serait lié au courant de sortie, limitant l'action de l'alternateur face aux surcharges.

**Conclusion :** Parmi les innovations du système d'excitation présentées, nous allons nous intéresser au changement de l'excitatrice actuelle pour une autre non conventionnelle. Cela est abordé dans le chapitre III. Nous nous intéresserons au chapitre IV à l'emploi d'un bobinage d'excitation statique pour un alternateur à griffes.

### **I.3. Tendances dans le domaine des actionneurs électriques**

Nous pouvons citer parmi les tendances dans le domaine des actionneurs électriques : l'augmentation de la compacité, l'augmentation du rendement, la simplification des procédés de fabrication et l'utilisation de matières premières moins coûteuses. Les travaux montrés dans ce manuscrit s'inscrivent dans ces deux dernières tendances. Pour illustrer l'utilisation des matières premières moins onéreuses, nous allons aborder l'exemple de la réduction des aimants de forte densité d'énergie dans les moteurs électriques. Le principe permettant la réduction des aimants de forte densité d'énergie a eu une grande influence sur le choix d'une des machines à étudier dans la thèse. Par rapport à la simplification des procédés de fabrication, nous allons décrire des machines qui sont assemblées de façon modulaire. Elles ont recours à des pièces ferromagnétiques massives pour canaliser le flux magnétique.

#### **I.3.1. Réduction des aimants permanents de forte densité d'énergie**

Les aimants de forte densité d'énergie les plus utilisés sont ceux en néodyme fer bore (NdFeB). Ils contiennent entre autres deux terres rares, le néodyme (Nd) et le dysprosium (Dy). Ces deux éléments rares dans la nature sont convoités dans d'autres applications de haute technologie et leur procédé d'extraction est très polluant. De plus, leur production constitue une ressource stratégique et le marché de production ne compte pratiquement qu'un seul acteur. Ceci a conduit à une grande volatilité des prix de ce type d'aimants [ART14].

Ces inconvénients liés aux aimants en NdFeB ont généré à partir de l'année 2010 des études aux niveaux académique et industriel sur des structures de machines sans aimants ou avec d'autres aimants moins onéreux, comme les ferrites [BOL14b]. Les aimants en ferrite produisent un champ plus faible que ceux en NdFeB. Afin de compenser le faible niveau de couple produit par les aimants, un couple de reluctance est créé à travers l'introduction de barrières de flux. Ces machines sont des machines synchro-reluctantes assistées d'aimants

permanents, comme celle de la figure I.12 [PRI15]. Les machines synchro-réductantes ont inspiré l'analyse d'un rotor synchro-réductant avec des barrières de flux, développé dans le chapitre II de ce manuscrit. Un descriptif des machines synchro-réductantes y est présenté.

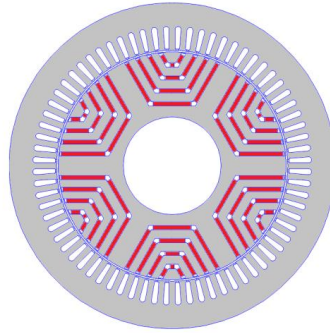


Figure I.12. Machine synchro-réductante assistée d'aimants permanents [PRI15]

### I.3.2. Structures de fabrication facile

L'autre tendance concerne les structures avec un procédé de fabrication simple. Parmi les structures qui peuvent répondre à cette définition générale, nous nous concentrons sur des structures avec deux caractéristiques spécifiques qui sont reliées entre elles : un bobinage global et une réalisation avec des pièces ferromagnétiques massives.

Le **bobinage global** (déjà présent dans quelques structures citées) consiste à un enroulement de forme toroïdale. Ce bobinage présente l'avantage d'être simple à fabriquer, il possède un facteur de remplissage élevé et sans têtes de bobines. Le bobinage global donne lieu à des structures où les trajets de flux sont tridimensionnels. Une autre caractéristique des machines à bobinage global est que tous les pôles voient la même force magnétomotrice du bobinage. Une augmentation du nombre de pôles se traduit normalement par une augmentation de la densité linéique du courant et donc du couple de la machine. Dans les machines conventionnelles, une augmentation du nombre de pôles se traduit par une réduction équivalente de la force magnétomotrice. Ainsi, pour le bobinage global, le nombre de pôles dépend du nombre des pôles créés par la structure ferromagnétique. Ceci est une caractéristique commune des machines à griffes et des machines à flux transverse.

Les trajets de flux tridimensionnels obligent à l'emploi de pièces massives pour acheminer les flux dans la machine. Les pièces ferromagnétiques peuvent être fabriquées dans différents matériaux, comme l'acier, la fonte ou les matériaux doux composites. Dans le chapitre III, nous abordons le design d'une excitatrice à griffes en fonte.

Nous portons maintenant plus d'attention sur les matériaux doux composites ou *Soft Magnetic Materials*. Dans ce manuscrit, ils seront référés comme SMC.



**Matériaux doux composites (SMC) :** Le SMC est formé par de la poudre de fer compactée à haute pression (aux alentours de 600-800 MPa) avec une liant amagnétique. Le matériau atteint des masses volumiques (aux alentours de  $7500 \text{ kg/m}^3$  [HOG1]) proches de celles du fer. La structure granulaire du SMC conduit à une isotropie dans les propriétés magnétiques et thermiques. Cette structure granulaire a aussi des pertes par courants de Foucault faibles. Une étude des pertes fer dans le SMC est développée en [BAR10a]. La réduction des pertes par courants de Foucault est spécialement intéressante à hautes fréquences (à partir de 500 Hz). Pourtant, la structure granulaire produit également une diminution de la perméabilité magnétique car chaque interface entre grains constitue un entrefer. La perméabilité et la polarisation à saturation du SMC sont inférieures à celles des tôles magnétiques.

Le SMC est étudié depuis plusieurs années au sein du milieu académique, soulignant les travaux réalisés par des équipes de l'université de Newcastle et de l'université de Sidney. Cependant, son implantation au niveau industriel reste encore modérée ce qui constitue une opportunité.

Les méthodes de production des pièces en SMC sont facilement automatisables, les chutes de matière sont faibles, et les pièces n'ont pas besoin d'usinage après compaction. Au niveau du coût, il est estimé dans la littérature au même niveau que celui des tôles [LIU14]. D'ailleurs, dû au caractère modulaire des pièces en SMC, ces machines peuvent être plus facilement recyclées, une des contraintes qu'il faudra sans doute prendre en compte dans l'avenir pour la fabrication des actionneurs électriques.

Un des inconvénients du SMC est que les formes faisables des pièces sont limitées à cause du procédé de compaction. La réalisation des formes complexes comme une griffe peuvent entraîner une détérioration des propriétés magnétiques sur certaines zones de la pièce à cause de la faible masse volumique. Il existe également une limitation de taille des pièces. Les propriétés mécaniques du SMC sont inférieures à celles des tôles, ce qui peut empêcher leur utilisation dans les parties tournantes dépendant de leur vitesse.

En effet, si on substitue tout simplement les matériaux laminés d'une machine par du SMC, les performances sont détériorées. L'emploi du SMC demande donc une remise en question du design électromagnétique. Les propriétés du SMC recommandent son utilisation pour des machines avec des trajets de flux tridimensionnels et/ou avec des hautes fréquences de fonctionnement (nombre élevé de paires de pôles). C'est le cas des machines à griffes et des machines à flux transverse.

Les machines à griffes rentrent dans la catégorie des machines à fabrication facile avec bobinages globaux et pièces ferromagnétiques massives. Des machines avec rotor à griffes ont été présentées précédemment dans les sections dédiées à la double excitation (figure I.10 (a)) ou aux systèmes d'excitation statique (figure I.11 (a), (b), (c)). La figure I.13 recueille des structures à griffes au stator, plus concrètement des machines où le stator triphasé est

fabriqué en SMC. Le stator est formé par trois ensembles monophasés décalés entre eux de  $120^\circ$  électriques constituant une machine *multistack*.

La référence [HUA07] présente une machine à très haute vitesse ( $30000 \text{ tr/min}$ ). L'emploi du SMC permet de limiter des pertes à haute fréquence dans le stator. Une vue d'ensemble se trouve sur la figure I.13 (a). Dû à la forme complexe des griffes, [GUO09] analyse les performances d'un design réalisé avec une pression de compaction plus basse (à  $180\text{MPa}$ ), ce qui donne une masse volumique de  $5800 \text{ kg/m}^3$ . La figure I.13 (b) contient une image de la maquette. Les performances de son design sont détériorées de 20% par rapport à un cas avec une masse volumique élevée. [DEO15] s'intéresse à la réduction des ondulations de couple en introduisant un décalage entre les dents stator des deux ensembles des griffes d'un *stack* monophasé. La figure I.13 (c) montre la disposition conventionnelle et la disposition des griffes proposée dans l'article. Cette référence illustre aussi les problèmes liés à la fabrication des pièces en SMC car la perméabilité retrouvée du stator est environ 10 fois moindre que celle attendue.

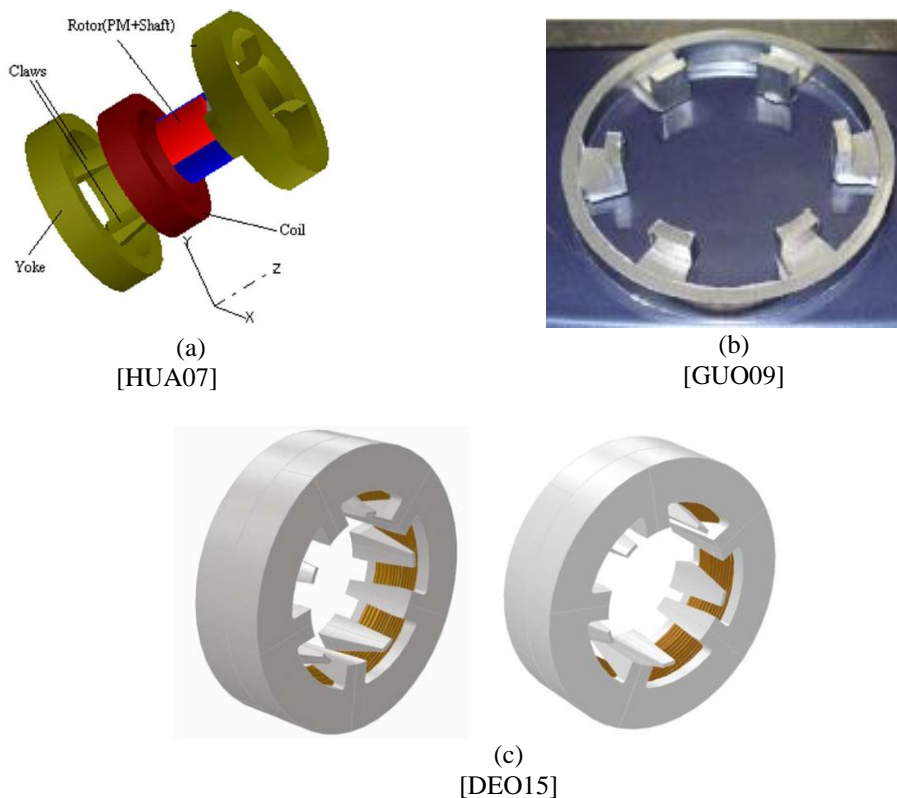


Figure I.13. Machines polyphasées avec stator à griffes : (a) *Stack* d'une machine à haut vitesse [HUA07] (b) Stator à griffes à faible masse volumique [GUO09] (c) Stator conventionnel à griffes et stator à griffes décalées [DEO15]

Toutes les réalisations à griffes montrées précédemment sont des machines à flux radial. Les réalisations à griffes à flux axial sont peu nombreuses dans la littérature. [LIU15] analyse une machine triphasée avec stator à griffes et un rotor avec des aimants en surface. Ses performances sont supérieures à la machine à flux transverse utilisée pour la comparaison. Une vue du stator est présentée sur la figure I.14 (a). [AND10] propose une machine monophasée avec un stator à griffes pour des applications de ventilation et de pompage (voir figure I.14 (b)). Le rotor est aussi à aimants en surface.

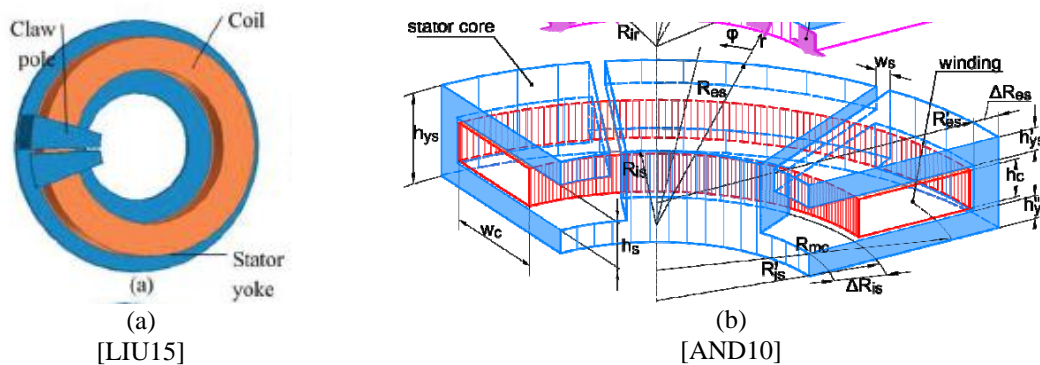


Figure I.14: Machines à griffes à flux axial : (a) [LIU15] (b) [AND10]

Les machines à flux transverse se prêtent également à l'utilisation des matériaux en SMC, dû au caractère tridimensionnel des lignes de champ. Leur principe de fonctionnement est le même que celui des machines à griffes. La figure I.15 montre les trajets de flux d'une machine à flux transverse avec rotor extérieur et la maquette correspondante [WAS12].

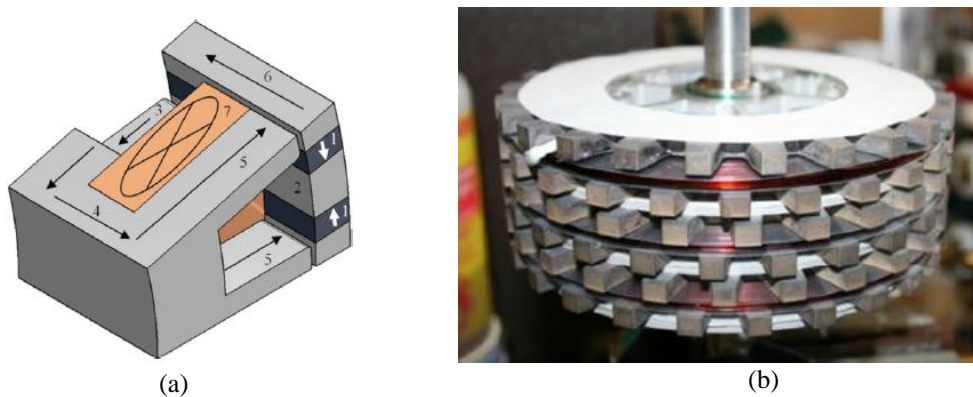


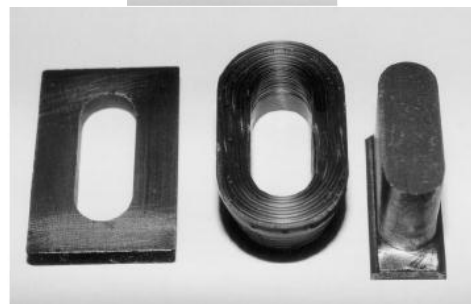
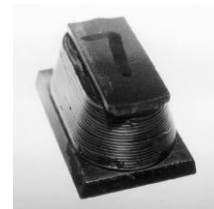
Figure I.15. Machine à flux transverse avec rotor extérieur [WAS12] :  
 (a) Principe de fonctionnement (b) Maquette

Pour finir ce paragraphe sur le SMC, nous citerons deux derniers exemples d'utilisation. Ils exploitent les possibilités offertes par le SMC pour des machines classiques :

- [HEN12] présente un actionneur dont le stator en SMC combine les avantages d'un stator conventionnel et d'un stator à griffes. Cette structure avec son bobinage simple est facile à fabriquer et permet le recyclage des matériaux. Le stator est présenté sur la figure I.16 (a).
- [JAC00] propose la réalisation des dents d'un actionneur à flux radial en SMC. Ceci permet d'avoir une construction modulaire de la dent avec des bords arrondis, l'utilisation des bobinages préparés à l'avance avec un meilleur taux de remplissage, et une réduction de l'excursion des têtes de bobine (voir figure I.16 (b)). Une autre utilisation courante du SMC se situe dans les dents des machines à flux axial [HOG2]. Dans ce cas, la mise en œuvre des dents en SMC est plus simple qu'avec des tôles feuilletées.



(a)  
[HEN12]



(b)  
[JAC00]

Figure I.16. Autres réalisations en SMC : (a) Stator d'un actionneur en SMC [HEN12]  
(b) Dent modulaire en SMC et bobinage préfabriqué [JAC00]

Nous consacrerons le chapitre IV à l'étude d'un concept de machine à griffes à flux axial pour l'alternateur principal. Elle possède un rotor avec un bobinage global et des griffes en SMC.

## I.4. Choix des structures d'analyse

Suite à l'état de l'art montré dans les sections précédentes, nous appliquerons certains de ces concepts aux machines que nous présenterons dans ce document. Nous chercherons des structures à simple excitation pour l'alternateur principal et pour l'excitatrice. Dans cette thèse, nous avons analysé trois structures, présentées sur la figure I.17 :

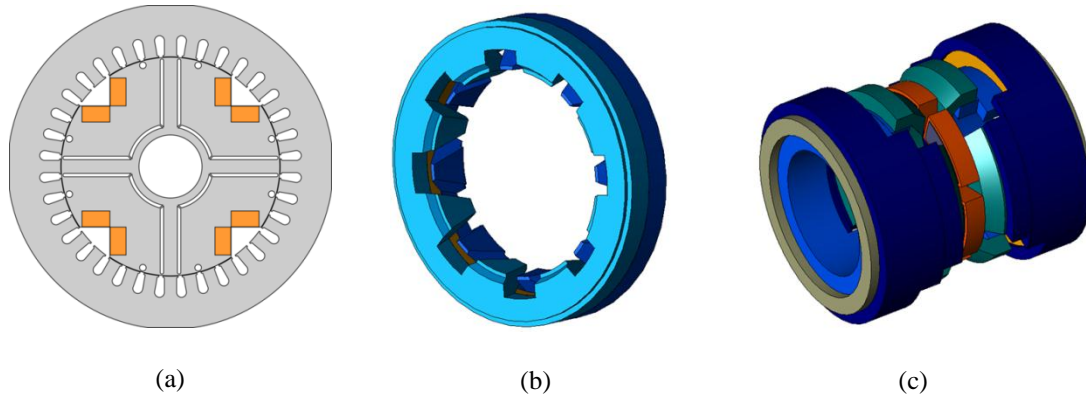


Figure I.17. Structures analysées dans la thèse : (a) Alternateur synchro-réductant avec rotor à barrières de flux (b) Excitatrice avec stator à griffes (c) Alternateur à griffes à flux axial

- **Alternateur synchro-réductant avec rotor à barrières de flux** : Nous avons étudié un rotor à barrières de flux (voir figure I.17 (a)) comme alternative au rotor conventionnel à pôles saillants. L'idée est d'augmenter le couple de saillance de la machine par l'ajout des barrières de flux. L'analyse de cette structure se trouve dans le chapitre II.
- **Excitatrice à griffes** : En partant d'une structure existante d'excitatrice, nous avons substitué le stator à pôles saillants par un stator à griffes en fonte (présenté sur la figure I.17 (b)). La structure ferromagnétique à griffes et son bobinage global facilitent la fabrication de la machine. Cette structure est abordée dans le chapitre III du manuscrit.
- **Alternateur à griffes à flux axial** : Cette machine avec rotor à griffes se classe parmi les machines à flux axial. L'ajout des entrefers auxiliaires permet l'utilisation d'un système d'excitation statique. Elle possède une structure modulaire d'assemblage facile, avec un bobinage global et des pièces ferromagnétiques massives. Pour les griffes du rotor, nous avons choisi comme matériau le SMC. Cette machine est montrée sur la figure I.17 (c) et elle est développée dans le chapitre IV.

Dans les chapitres consacrés à chacune de ces structures, nous allons revenir sur les caractéristiques qui vont justifier leur choix.

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté notre application, c'est-à-dire la production d'énergie électrique par des groupes électrogènes. L'alternateur utilisé actuellement dans cette application a été décrit avec son système d'excitation. Il consiste en un alternateur synchrone à 4 pôles avec un rotor à pôles saillants.

Nous avons établi un état l'art des structures de machines électriques à excitation bobinée et de leur système d'excitation pour la production d'énergie. Parmi les structures de machines, nous avons distingué les machines à simple excitation bobinée et celles à double excitation. Nous avons vu que les structures à simple excitation étaient peu nombreuses. L'alternateur à pôles saillants est la structure la plus répandue. Nous privilégierons l'étude de structures à simple excitation afin d'éviter la complexité et le coût associé à l'introduction des aimants.

Nous avons présenté deux tendances parmi d'autres qui existent dans le domaine des machines électriques : la recherche des structures de fabrication simple et celles constituées des matières premières moins coûteuses. Les topologies traitées dans les chapitres suivantes suivent ces tendances. D'une part, nous analyserons un alternateur synchro-réductant inspiré des machines synchro-réductantes assistées d'aimants permanents à faible densité d'énergie. D'autre part, nous étudierons deux structures à griffes. Elles disposent de pièces ferromagnétiques massives et d'un bobinage global, ce qui simplifie leur procédé de fabrication.

# Chapitre II

---

## ETUDE D'UN ALTERNATEUR SYNCHRO- RELUCTANT AVEC ROTOR A BARRIERES DE FLUX

### SOMMAIRE

---

Introduction.....	32
II.1. Machines synchro-réductantes (MSR) et leur modélisation .....	33
II.1.1. MSR sans excitation.....	33
II.1.2. MSR assistée d'aimants permanents .....	35
II.1.3. MSR à excitation bobinée .....	37
II.1.4. Modélisation des MSR .....	39
II.1.5. Adaptation de la MSR à une application alternateur à vitesse constante .....	40
II.2. Présentation du cahier des charges.....	43
II.3. Modélisation numérique de l'alternateur .....	44
II.3.1. Calcul du Taux de Distorsion Harmonique de la tension de sortie .....	44
II.3.2. Détermination des performances de l'alternateur en charge .....	45
II.3.2.1. Calcul des grandeurs de sortie de l'alternateur.....	46
II.3.2.2. Procédure de calcul du point de charge.....	51
II.4. Dimensionnement de l'alternateur avec rotor à barrières de flux .....	53
II.4.1. Dimensionnement de l'arc polaire .....	54
II.4.2. Dimensionnement de la barrière de flux .....	55
II.4.3. Considérations sur le circuit amortisseur .....	57
II.5. Comparaison avec l'alternateur conventionnel .....	58
II.5.1. Fonctionnement en régime permanent sur charge triphasée .....	58
II.5.2. Considérations sur le fonctionnement du circuit amortisseur .....	62
II.5.3. Conclusion.....	66
II.6. Validation expérimentale .....	67
II.7. Analyse de l'effet d'une deuxième source d'excitation .....	70
Conclusion .....	75

## Introduction

Ce chapitre débute par un état de l'art des machines avec rotor synchro-réductant. Ces machines peuvent être classées d'après leurs sources d'excitation au rotor : sans excitation, avec excitation par des aimants permanents et avec excitation bobinée. Nous abordons ensuite les méthodes de modélisation appliquées à ces structures. Ces références nous aident à justifier le choix de la structure synchro-réductante et l'approche de modélisation que nous avons retenue.

Nous présentons ensuite le cahier des charges d'une application industrielle de production d'électricité d'une puissance de 60 kVA. Les structures envisagées pour répondre à ce cahier des charges sont dimensionnées par le biais de simulations magnétostatiques par éléments finis. Une procédure itérative est développée pour trouver les données d'entrée, le courant d'excitation et l'angle de calage, du modèle éléments finis associées au point de fonctionnement souhaité.

Puis nous analysons la structure avec un rotor synchro-réductant. Une étude paramétrique est réalisée pour déterminer les dimensions du rotor dans l'objectif de réduire la quantité de matière active mise en œuvre. La machine est comparée avec la machine conventionnelle sur les performances en régime permanent et en régime transitoire. Une maquette a été fabriquée et nous présentons une comparaison entre les performances mesurées et calculées.

Nous achevons ce chapitre en analysant les performances d'une machine à double excitation bi-axiale. Des aimants sont introduits dans une barrière de flux. Ils ont pour objectif la compensation de la réaction d'induit d'axe  $q$ . Cette machine est comparée en termes de couple et de facteur de puissance à l'alternateur conventionnel.



## II.1. Machines synchro-réductantes (MSR) et leur modélisation

Les machines avec rotor synchro-réductant (MSR) ont été l'objet d'un intérêt croissant ces dernières années en tant que candidates potentielles pour des applications là où les machines à aimants permanents à forte densité d'énergie et les machines asynchrones sont classiquement employées. Cette famille de machines est composée par les MSR sans excitation, les MSR assistées d'aimants permanents (MSR-AP) et les MSR à excitation bobinée. Nous allons décrire leurs propriétés générales, pour ensuite aborder le choix de la structure pour notre application.

### II.1.1. MSR sans excitation

Le stator de ce type de machine a habituellement un bobinage distribué standard. Le rotor ne contient aucun type d'excitation. Le fonctionnement est basé sur la saillance et donc sur la différence entre les inductances d'axe  $d$   $L_d$  et d'axe  $q$   $L_q$  de la machine. La MSR sans excitation et la MSR-AP sont des machines à saillance inversée  $L_q > L_d$ . L'axe  $d$  est orienté dans la direction de la plus forte reluctance, tel que le montre la figure II.1.

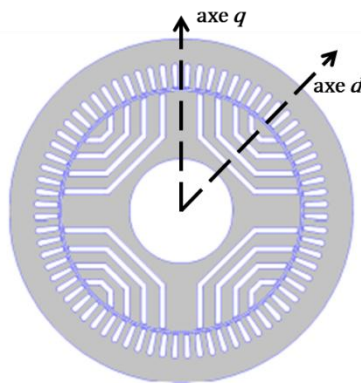


Figure II.1. Définition des axes  $d$  et  $q$  pour la MSR et la MSR-AP

L'expression du couple moyen est :

$$C_{moy} = \frac{3pI_s^2}{2} (L_q - L_d) \sin 2\psi \quad (\text{II.1})$$

Où  $p$  est le nombre de paires de pôles,  $I_s$  est le courant efficace du stator et  $\psi$  est l'angle de calage de la machine (entre le courant et l'axe  $q$ ). Pour des régimes linéaires, la valeur maximale du couple s'obtient pour un angle de calage de  $45^\circ$ . Les MSR sans excitation sont caractérisées par un faible facteur de puissance à cause de l'absence d'excitation au rotor.

Il existe trois types de MSR sans excitation (voir figure II.2) : avec rotor à pôles saillants, avec rotor axialement laminé et avec rotor à barrières de flux. La machine à pôles saillants a un design robuste mais son couple est faible à cause de son faible rapport de saillance. La machine qui a le couple le plus important est la machine avec rotor axialement laminé mais sa construction est difficilement industrialisable. Finalement, le meilleur compromis entre le niveau du couple et la facilité d'industrialisation est le rotor à barrières de flux. Les barrières de flux permettent le passage du flux dans l'axe  $q$  et limitent sa circulation dans l'axe  $d$ . Afin d'avoir une seule tôlerie au rotor (ou tôle « monobloc ») et d'assurer la tenue mécanique de la structure, des ponts doivent être inclus dans la géométrie. Ces ponts ont pour effet de réduire les performances de la machine, car ils constituent un court-circuit magnétique dans l'axe  $d$ .

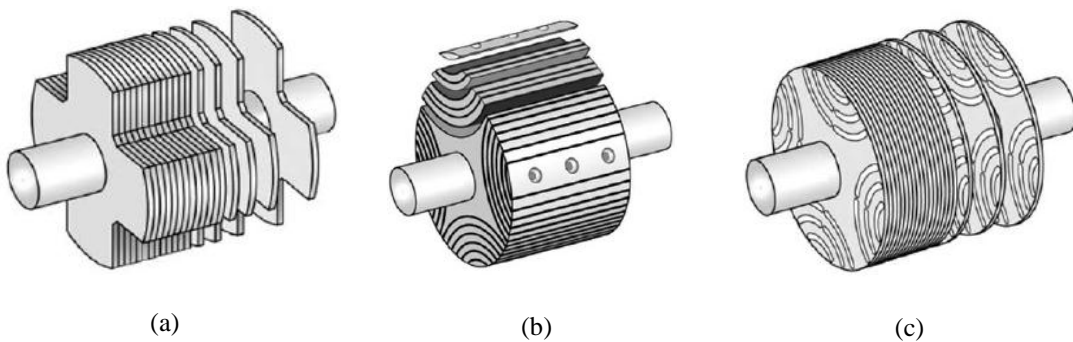
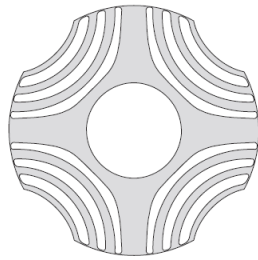


Figure II.2. Vue en perspective des types de MSR sans excitation : (a) rotor à pôles saillants  
(b) rotor axialement laminé et (c) rotor à barrières de flux [KOL10]

Concernant les formes des barrières de flux, plusieurs réalisations sont possibles pour les MSR. Dans [YAM14], les formes théoriques des barrières de flux sont calculées suivant les lignes de champ dans un rotor lisse (figure II.3 (a)). Le nombre de paramètres géométriques qui caractérisent les barrières est habituellement élevé, ce qui rend le design du rotor complexe. [PEL15] réduit le nombre des paramètres pour deux formes de barrières : barrières en U (figure II.3 (b)), et barrières circulaires (figure II.3 (c)). Les résultats de simulation et les validations expérimentales montrent que les résultats sont similaires à ceux d'une MSR issue de l'état de l'art avec plus de degrés de liberté dans le design. [KOL10] propose des barrières sans ponts rotoriques afin d'assurer une bonne tenue mécanique à hautes vitesses. La machine est sur la figure II.3 (d).



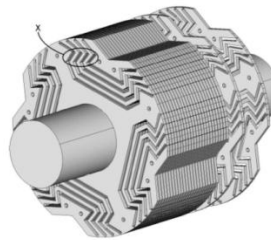
(a) Barrières théoriques  
 [YAM14]



(b) Barrières en U  
 [PEL15]



(c) Barrières circulaires  
 [PEL15]



(d) Barrières sans ponts rotoriques  
 [KOL10]

Figure II.3. Différents MSR avec rotor à barrières de flux

Dans le cas d'un fonctionnement en mode alternateur, il est nécessaire de coupler la machine à deux convertisseurs électroniques, un pont redresseur à commutation forcée et un onduleur triphasé, afin de pouvoir contrôler les échanges de puissance avec la charge.

### II.1.2. MSR assistée d'aimants permanents

Cette structure est basée sur la MSR avec rotor à barrières de flux. Des aimants sont insérés dans les barrières, et donc ils sont sur l'axe  $d$ . Les aimants produisent un flux propre qui contribue à la création du couple et qui a également comme effet la saturation des ponts rotoriques. De ce fait, le couple de la MSR-AP est incrémenté par rapport à la MSR comme le montre l'expression du couple :

$$C_{moy} = 3p \left( \frac{E_{AP} I_s}{\omega} \cos \psi + \frac{I_s^2}{2} (L_q - L_d) \sin 2\psi \right) \quad (\text{II.2})$$

Le terme  $E_{AP}$  fait référence à la force électromotrice due aux aimants en valeur efficace et  $\omega$  est la vitesse angulaire. Le couple est donc la somme des deux facteurs, celui produit par l'aimant et celui produit par la saillance. La valeur maximale de chacun de ces facteurs se trouve pour des angles de calage différents. La MSR-AP présente un bon facteur de puissance, un haut rendement, une densité de couple élevée, la possibilité de pilotage sans capteur et une plage de vitesses de fonctionnement étendue.

L'amélioration des performances grâce à la saillance permet une réduction de la quantité des aimants de forte densité d'énergie (NdFeB) par rapport aux machines à aimants enterrés et aux machines à aimants en surface. Il est également possible d'employer des aimants moins performants comme les ferrites [BAR14]. L'utilisation des ferrites entraîne une augmentation de la longueur de fer de la machine pour avoir les mêmes performances qu'une machine avec des aimants en NdFeB. Cependant, les MSR-AP avec des ferrites sont compétitives en termes de coût par rapport à d'autres machines à aimants. Par conséquent, la MSR-AP a fait l'objet de recherches intensives au niveau académique et industriel, à cause de la volatilité des prix des terres rares qui composent les aimants de NdFeB.

Dans les MSR-AP, la contrainte sur les formes des aimants fait qu'il y a moins de formes possibles pour les barrières de flux. Les barrières en forme de U ou de V sont les plus répandues. La figure II.4 présente différentes réalisations de MSR-AP.

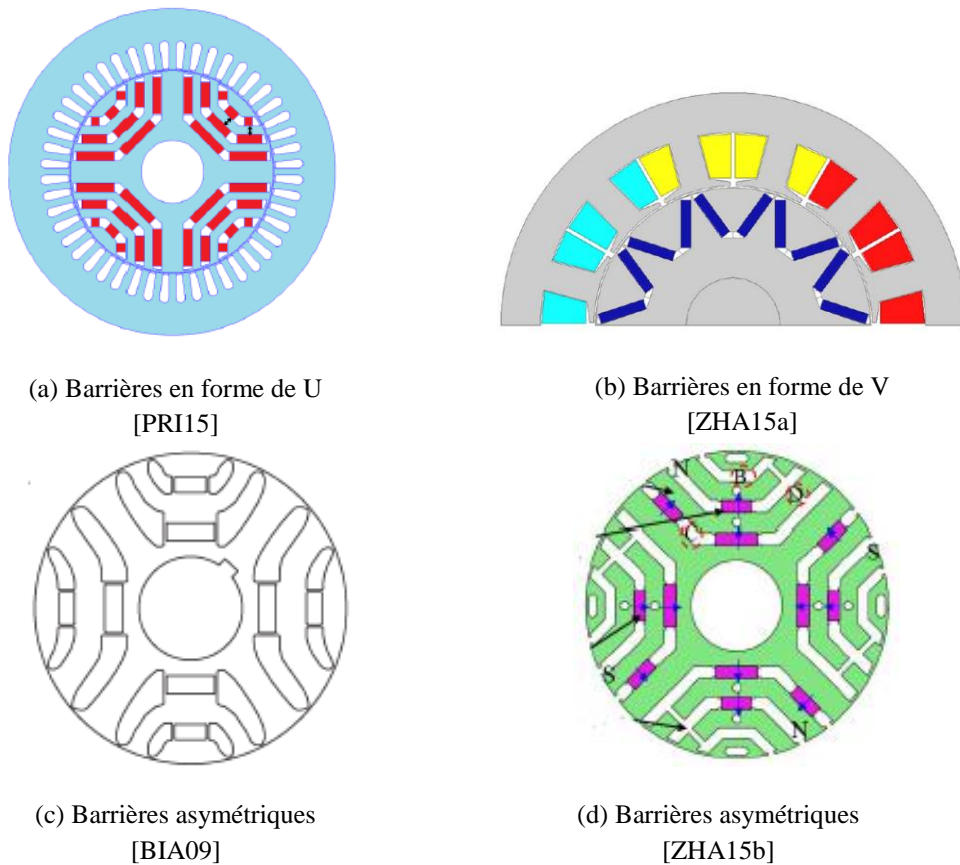


Figure II.4. Différents rotors de MSR –AP

La figure II.4 (a) montre une MSR à barrières en U où les aimants, en forme rectangulaire, sont situés dans toute la barrière de flux [PRI15]. Une structure de rotor à barrières de flux en V (voir figure II.4 (b)) est optimisée en [ZHA15a]. Dans la référence [BIA09], l'auteur propose un rotor avec les aimants insérés dans la partie centrale de la barrière. Les barrières de flux sont asymétriques dans chaque paire de pôles pour réduire les ondulations de couple. Une image de cette structure se trouve dans figure II.4 (c). Une autre réalisation, avec des aimants et des barrières disposés asymétriquement dans le pôle, est présentée dans la figure II.4 (d) [ZHA15b]. Cette disposition permet que les angles de calage du couple produit par les aimants et du couple produit par la saillance coïncident, ce qui conduit à une augmentation du couple.

La MSR-AP est pénalisée pour la production de l'électricité parce qu'elle a besoin d'un couplage avec des convertisseurs électroniques, comme la MSR sans excitation.

### II.1.3. MSR à excitation bobinée

La MSR à excitation bobinée correspond à une machine à pôles saillants à rotor bobiné classique. Nous l'avons déjà abordée pour notre application dans la section I.2 du premier chapitre du manuscrit. L'expression de son couple moyen est semblable à celle de la MSR-AP :

$$C_{moy} = 3p \left( \frac{E_r(I_r) I_s}{\omega} \cos \psi + \frac{I_s^2}{2} (L_d - L_q) \sin 2\psi \right) \quad (II.3)$$

Le terme  $E_r(I_r)$  représente la force électromotrice en valeur efficace créée par le bobinage d'excitation du rotor (alimenté par un courant continu noté  $I_r$ ). La valeur de  $E_r$  dépend du courant d'excitation. Cela signifie que le couple moyen de la machine peut être contrôlé par un autre paramètre qui est différent de l'angle de calage  $\psi$ . Cela donne un degré de liberté supplémentaire à ce type de MSR.

Une autre différence est que ce type de machines est à saillance normale, et donc  $L_d > L_q$ . La définition des axes est aussi différente : l'axe  $d$  est dans l'axe de la bobine d'excitation qui coïncide avec la direction de faible reluctance (voir figure II.5).

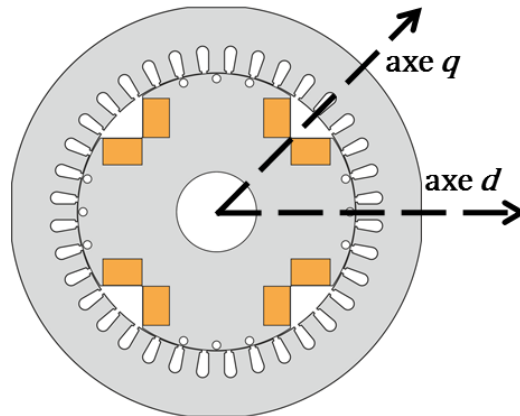


Figure II.5. Définition des axes  $d$  et  $q$  pour la MSR à excitation bobinée

La MSR à excitation bobinée a une densité de couple inférieure à celle la MSR-AP (avec le même rendement) pour deux raisons :

- Comme il était énoncé dans le paragraphe sur les MSR sans excitation, la structure à pôles saillants a un couple de saillance plus faible que les structures avec rotor à barrières de flux.
- La contrainte thermique sur le rotor nécessite des surfaces d'encoche plus importantes pour loger une plus grande quantité de cuivre. Ce type d'excitation est donc moins compact que l'excitation par aimants.

La référence [CHU14] compare analytiquement le couple d'une machine à pôles saillants avec celui d'une machine à aimants permanents. La comparaison se fait avec les mêmes pertes Joule totales dans les deux machines. La machine à rotor bobiné a une densité de couple théorique  $\sqrt{2}$  fois inférieure aux machines à aimants, ce qui s'explique principalement par l'influence des pertes Joule au rotor.

Le degré de liberté apporté par l'excitation permet son fonctionnement comme génératrice sans convertisseur électronique entre la machine et la charge. En revanche, l'excitation demande un système d'alimentation par une excitatrice piloté par un régulateur. Les systèmes d'excitation ont été traités dans le chapitre I section I.2.3.

#### II.1.4. Modélisation des MSR

L'approche la plus répandue pour l'analyse de ces machines est la modélisation par éléments finis. Cette méthode de calcul permet de considérer avec facilité différentes formes de barrières de flux et les caractéristiques magnétiques non linéaires des tôles. Cependant, il y a aussi des approches analytiques. [BIA08] propose un modèle pour des barrières en forme de U, [TES15] pour des barrières en forme circulaire. Ces modèles analytiques négligent la reluctance des circuits ferromagnétiques. Dans la référence [PRI15], un modèle analytique multi-physique d'une MSR-AP est développé pour un dimensionnement par optimisation. Ce modèle prend en compte la saturation dans le circuit magnétique du rotor et du stator.

Une grande partie des analyses des MSR est focalisée sur le rotor, sur la forme et la distribution des barrières de flux (étant donné que le stator est conventionnel et que le rotor présente une géométrie complexe). L'influence des barrières sur les performances a été abordée par de nombreux auteurs, en voici quelques exemples :

- Influence sur la densité de couple : [MOG09] utilise des études paramétriques pour évaluer l'effet des paramètres d'une barrière de flux idéale en forme de U. L'influence de la géométrie de la barrière par rapport aux ondulations de couple est aussi mise en évidence.
- Influence sur les ondulations de couple : [BIA09] propose un modèle analytique pour évaluer les ondulations de couple d'une MSR-AP. Il analyse la variation de chaque composante harmonique du couple avec les caractéristiques des barrières. Il propose deux solutions : deux tôleries empilées et décalées pour compenser certains harmoniques du couple et une configuration asymétrique issue de l'union des pôles de chaque tôlerie. Cette tôlerie est celle de la figure II.4 (c).
- Influence sur les pertes fer au stator : [BAR10b] étudie l'effet de l'anisotropie du rotor sur les pertes fer au stator par un modèle analytique d'une MSR-AP. Il détermine les dimensions des barrières qui produisent le moins de pertes fer et il analyse l'influence de la taille de l'aimant sur les pertes. Si les barrières sont bien dimensionnées, l'influence de l'aimant sur les pertes est réduite.
- Interactions entre le nombre de dents stator, le nombre de barrières de flux au rotor et le nombre de pôles : [WAN13] analyse les meilleures combinaisons de ces paramètres en termes de couple et d'ondulations du couple pour une MSR à barrières de flux. La meilleure combinaison se trouve pour 4 pôles, 24 encoches et 3 barrières de flux par pôle.

### II.1.5. Adaptation de la MSR à une application alternateur à vitesse constante

Suite à l'état de l'art sur les machines synchro-réductantes nous pouvons établir une comparaison qualitative des caractéristiques des MSR en vue de notre application. Le nombre de symboles indique la pertinence de chacune des machines selon la caractéristique souhaitée. Pour rappel, il s'agit d'un alternateur entraîné à vitesse fixe, 1500 *tr/min*, pour avoir 50 Hz dans la charge.

	MSR sans excitation	MSR -AP	MSR excitation bobinée
Densité de couple	✓	✓✓✓	✓✓
Facteur de puissance	✓	✓✓✓	✓✓✓
Type de couplage à la charge	Redresseur commutation forcée +Onduleur triphasé	Redresseur commutation forcée +Onduleur triphasé	Direct (besoin d'un système d'excitation)
Coût machine	✓✓✓	✓	✓✓
Coût de l'ensemble	✓	✓✓	✓✓✓

Tableau II.1. Caractéristiques des MSR

La machine MSR-AP possède parmi toutes les machines évoquées précédemment les meilleures caractéristiques au niveau de la densité de couple. La MSR sans excitation est la structure avec le coût le plus réduit. La MSR à excitation bobinée a un coût modéré au niveau de l'ensemble machine-convertisseur pour le couplage à la charge. Ce dernier critère a été décisif pour le choix de la machine, car le coût du convertisseur est très important.

Par conséquent, la MSR à excitation bobinée a été retenue pour la suite de l'étude, mais avec certaines modifications. Nous avons vu que le couple de saillance était faible pour les rotors à pôles saillants et que, en revanche, il était important pour les rotors à barrières de flux. La machine que nous allons étudier va combiner la structure du rotor à pôles saillants avec celle du rotor à barrières de flux. A notre connaissance, il n'existe pas dans la littérature de structures à barrières de flux à simple excitation bobinée.

Cependant, on trouve des structures semblables. Elles sont à double excitation et ont des aimants insérés dans les barrières de flux. Nous avons présenté ces topologies dans le chapitre I section I.2.2. Elles sont citées comme étant des machines à double excitation bi-axiale : l'alternateur BEGA [SCR05] et l'alternateur avec un rotor bobiné et compensation de la réaction d'induit [DAA12]. Ces structures ont été écartées initialement car elles ne respectent pas la contrainte industrielle de ne pas ajouter une deuxième source d'excitation. Le fait d'opter pour une structure à simple excitation permet d'avoir une certaine liberté dans le design des barrières de flux, comme dans le cas des MSR sans excitation.



### **Description de l'alternateur synchro-réductant à barrières de flux**

Le point de départ pour la machine recherchée est le rotor à pôles saillants conventionnel. Nous avons décidé de garder les caractéristiques suivantes de ce rotor :

- La forme des encoches du rotor, parce qu'elles facilitent l'insertion du bobinage. Ceci équivaut à garder parallèle le fond d'encoche du rotor par rapport à l'axe du pôle. Cette forme permet également de ranger les fils du bobinage. Ce type de bobinage a une meilleure évacuation des pertes cuivre dans le rotor.
- Les cornes polaires, car elles sont nécessaires pour avoir une bonne qualité de tension de sortie. Cela sera montré ultérieurement. De ce fait, les arcs polaires peuvent être plus importants.

Ces deux caractéristiques de la forme des pôles du rotor influent sur le choix de la forme des barrières de flux. La figure II.6 montre les lignes de champ d'un pôle avec cette forme pour l'axe  $d$  (a) et pour l'axe  $q$  (b). Les barrières de flux par principe doivent laisser le passage des lignes de champ dans l'axe  $d$  et empêcher leur circulation dans l'axe  $q$ .

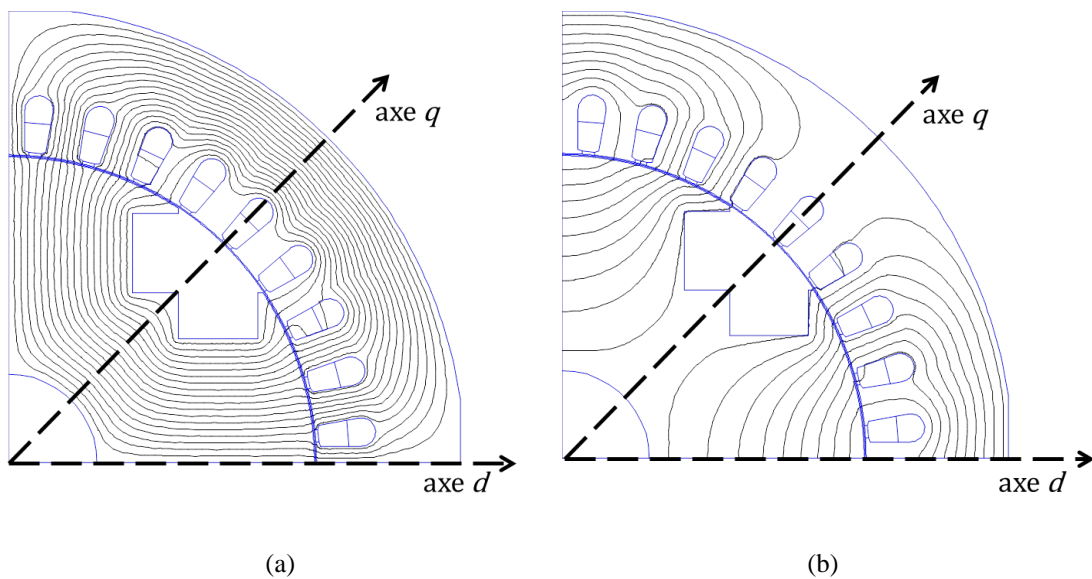


Figure II.6. Lignes de champ pour un rotor à pôles saillants dans l'axe  $d$  (a) et dans l'axe  $q$  (b)

La structure de la figure précédente a un arbre du rotor amagnétique pour mettre en évidence la forme idéale des lignes de champ. En pratique et dans notre étude, l'arbre est fabriqué dans un matériau ferromagnétique. L'effet de saillance de la structure sera affaibli par ce choix.

La géométrie du rotor avec uniquement une barrière de flux est présentée sur la figure II.7. La forme de barrière de flux la plus adéquate est similaire aux barrières en U. Elle suit les lignes de champ d'axe  $d$  de la figure précédente. Afin d'avoir une tôle unique ou monobloc, la barrière a deux ponts du côté de l'entrefer qui sont appelés ponts tangentiels. Pour assurer la tenue mécanique de la structure, deux ponts, nommés ponts radiaux, sont ajoutés près de l'arbre. Ces ponts divisent la barrière en deux parties : la partie centrale et la partie radiale (constituée par les extrémités de la barrière). La partie centrale de forme circulaire aide à la tenue mécanique de l'ensemble.

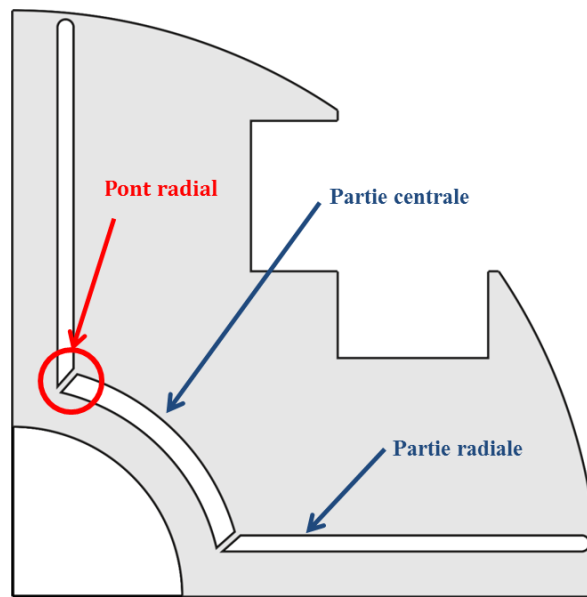


Figure II.7. Rotor synchro-reluctant avec une barrière de flux

Nous abordons dans ce chapitre le dimensionnement du rotor synchro-reluctant à barrières de flux. Le stator est celui d'une machine conventionnelle à pôles saillants. Ce stator est adapté au cahier des charges présenté dans la section II.2. D'un point de vue industriel, ce choix permet de garder les outillages qui sont déjà en place pour la fabrication du stator.

L'approche de modélisation choisie est basée sur le calcul par éléments finis en 2D. Cela se justifie par la facilité de modification de la géométrie du rotor et la prise en compte de la saturation. L'approche utilise des calculs magnéto-statiques par éléments finis. La démarche utilisée pour le dimensionnement est expliquée dans la section II.3.

## II.2. Présentation du cahier des charges

Dans cette étude, nous avons choisi comme cahier des charges de la machine celui d'un alternateur à basse tension de petite puissance des gammes commercialisées par Leroy-Somer (*gamme LSA 42.3*). L'alternateur est entraîné à une vitesse fixe de 1500 *tr/min*. Le cahier des charges est présenté dans le tableau II.2. Le cahier des charges d'un alternateur en régime permanent est défini par la puissance apparente nominale et par la tension de sortie nominale. L'alternateur est habituellement dimensionné pour un facteur de puissance inductif de 0.8. La qualité de la tension de sortie est indiquée par le taux de distorsion harmonique (TDH) de la tension à vide.

Grandeur	Symbole	Valeur
TDH tension à vide [%]	$TDH$	$< 2$
Puissance apparente nominale [kVA]	$S_n$	60
Tension composée nominale [V]	$U$	400
Facteur de puissance nominal	$FP$	0.8
Frequence [Hz]	$f$	50
Nombre de pôles	$2p$	4
Nombre d'encoches	$N_{enc}$	36
Diamètre d'alésage [mm]	$D_{ale}$	208
Diamètre extérieur [mm]	$D_{ext}$	310
Longueur de fer [mm]	$L_{fer}$	265
Diamètre arbre [mm]	$D_{arb}$	60

Tableau II.2. Cahier des charges de l'alternateur

A partir de ce cahier des charges, nous allons expliquer la démarche de calcul de performances de l'alternateur. Elle servira au dimensionnement du rotor synchro-réductant. Cette démarche est développée pour l'alternateur conventionnel, dont la géométrie est présentée sur la figure II.8. Nous l'utiliserons comme exemple.

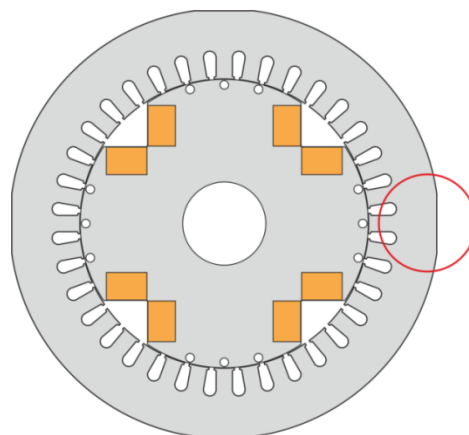


Figure II.8. Alternateur conventionnel avec rotor à pôles saillants

L'alternateur conventionnel possède un rotor à pôles saillants avec trois amortisseurs par pôle. Le stator, à cause des contraintes de fabrication, a une culasse avec un rayon non constant. Cela est indiqué par un cercle rouge sur la figure.

### II.3. Modélisation numérique de l'alternateur

La modélisation par éléments finis de la machine est constituée de deux étapes. Dans un premier temps, nous aborderons le calcul du taux d'harmoniques de la tension de sortie (TDH) à vide. Puis nous expliquerons la démarche de calcul du courant d'excitation du rotor pour arriver au point de fonctionnement défini par le cahier des charges.

#### II.3.1. Calcul du Taux de Distorsion Harmonique de la tension de sortie

Dans les alternateurs, le critère pour assurer la qualité de la tension de sortie est exprimé à vide. Le contenu harmonique de la tension de sortie TDH pour la tension nominale (400 V) doit être inférieur à 2%. Une façon d'évaluer ce critère est de récupérer la forme d'onde de l'induction magnétique d'entrefer à vide. Le contenu harmonique de l'induction est représentatif de celui de la tension de sortie.

De ce fait le TDH peut être exprimé par :

$$TDH = \frac{100}{k_{w1} B_{ent1}} \sqrt{\sum_{n=2} (B_{entn} \cdot k_{wn})^2} \quad (II.4)$$

$B_{entn}$  est l'amplitude de l'harmonique de rang  $n$  de la série de Fourier de l'induction d'entrefer et  $k_{wn}$  est le coefficient de bobinage correspondant. Le TDH dépend essentiellement de la forme de l'arc polaire. Afin d'améliorer la qualité de la tension de sortie, la solution la plus répandue est l'emploi des entrefers progressifs. La longueur d'entrefer est croissante lorsqu'on se déplace vers les extrémités du pôle. Nous allons définir les entrefers progressifs par un rayon de pôle excentré par rapport à l'origine.

Dans la référence [BOL06a], la valeur recommandée du ratio entre l'entrefer maximal (à l'extrémité du pôle) et l'entrefer minimal (au centre du pôle) se situe entre 1.5 et 2.5. Il est également nécessaire de tenir compte de l'ouverture de l'arc polaire. Il est défini comme le rapport entre l'angle d'ouverture du pôle ( $\vartheta_p$ ) et le pas polaire ( $\tau_p$ ), noté  $\beta_r$  :

$$\beta_r = \frac{\vartheta_p}{\tau_p} \quad (II.5)$$

Selon le même auteur, les valeurs de  $\beta_r$  se situent entre 0.66 et 0.75. La valeur de  $\beta_r$  est un compromis entre la place pour insérer le bobinage du rotor et le flux magnétique de fuites entre les pôles.

### II.3.2. Détermination des performances de l'alternateur en charge

A partir du cahier des charges, le point de fonctionnement de l'alternateur peut être défini par une tension nominale, un courant nominal provenant de la puissance apparente et le facteur de puissance. De ce fait, nous connaissons les grandeurs de sortie de l'alternateur, la tension  $V$  et facteur de puissance  $FP$ , qui correspondent aux grandeurs de sortie du modèle de calcul par éléments finis. Les paramètres d'entrée du modèle sont le courant d'excitation du rotor  $I_r$ , le courant des phases du stator  $I_s$  (qui est connu) et l'angle de calage  $\psi$ . Par conséquent, une procédure itérative est nécessaire pour trouver les valeurs des paramètres d'entrée du modèle ( $I_r, \psi$ ) qui conduisent au point de fonctionnement recherché. Un diagramme explicatif du processus se trouve sur la figure suivante :

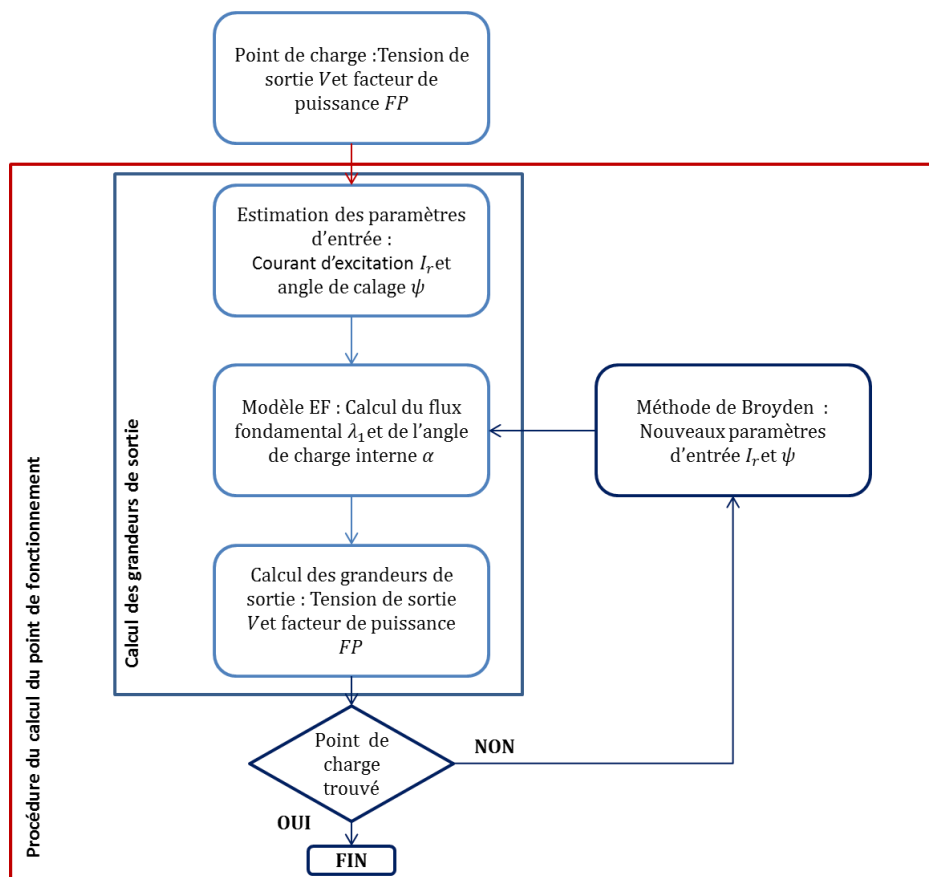


Figure II.9. Diagramme de procédure de calcul du point de fonctionnement en charge

Dans le paragraphe suivant, la détermination des variables de sortie de l'alternateur, tension  $V$  et facteur de puissance  $FP$ , est décrite pour deux valeurs quelconques des grandeurs d'entrée, celle du courant d'excitation  $I_r$  et celle de l'angle de calage  $\psi$ . Ensuite, la procédure itérative de calcul du point de fonctionnement est expliquée.

### II.3.2.1. Calcul des grandeurs de sortie de l'alternateur

Le calcul est basé sur la théorie classique des machines synchrones à deux axes, l'axe direct  $d$  et l'axe en quadrature  $q$ . Le diagramme vectoriel de la machine est représenté sur la figure II.10. Les grandeurs qui y apparaissent et qui n'ont pas encore été présentées sont les suivantes :

- $R_s$  : Résistance d'une phase du stator
- $X_\sigma$  : Réactance de têtes de bobines
- $\lambda_1$  : Flux magnétique capté par une phase
- $E_r$  : Tension interne
- $\alpha$  : Angle du flux par rapport à l'axe  $d$
- $\delta$  : Angle interne de la machine (entre la tension et l'axe  $q$ )
- $\varphi$  : Angle du facteur de puissance

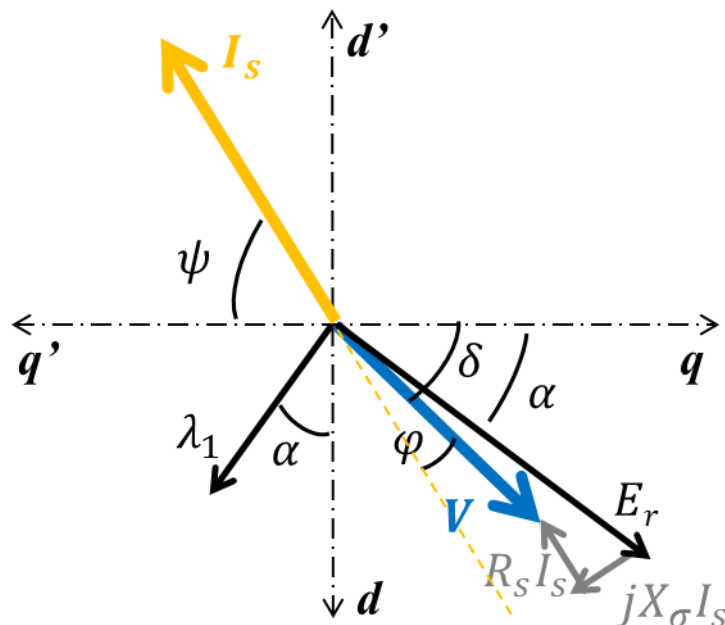


Figure II.10. Diagramme vectoriel de l'alternateur en régime permanent

Nous utiliserons des calculs magnétostatiques pour déterminer les performances de la machine. La démarche d'analyse a été développée suivant des méthodes qui servent à

déterminer le couple moyen à partir un nombre minimal de calculs magnétostatiques. [MIL08] fait une estimation du couple à partir d'un seul calcul magnétostatique. La méthode est étendue dans [BIA10], pour enlever l'effet des harmoniques dans le couple moyen. En revanche, dans notre procédure, nous allons nous concentrer sur les harmoniques des flux dans les phases.

Les hypothèses de départ sont les suivantes:

- Le comportement des amortisseurs en régime permanent peut être négligé.
- L'alternateur alimente une charge triphasée équilibrée et le courant peut être considéré comme un courant sinusoïdal. Les courants instantanés des phases  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$  sont exprimés en fonction du temps dans l'équation II.6.

$$\begin{aligned}I_a(t) &= \sqrt{2} I_s \cos(\omega t) \\I_b(t) &= \sqrt{2} I_s \cos(\omega t - 2\pi/3) \\I_c(t) &= \sqrt{2} I_s \cos(\omega t - 4\pi/3)\end{aligned}\tag{II.6}$$

$\omega$  étant la fréquence angulaire,  $t$  l'instant de temps et  $I_s$  est la valeur efficace du courant nominal qui peut être déterminée à partir de la puissance apparente  $S_n$  et la tension simple  $V$ .

$$I_s = \frac{S_n}{3V}\tag{II.7}$$

A partir du modèle éléments finis nous allons récupérer deux grandeurs : l'amplitude du fondamental du flux magnétique  $\lambda_1$  et l'angle  $\alpha$ . Ces deux grandeurs peuvent être déterminées directement à travers l'induction d'entrefer à partir d'une seule solution magnétostatique, comme il est proposé dans [PET12]. Il faut ensuite évaluer analytiquement les flux de fuites d'encoche. Alternativement, nous proposons d'employer directement le flux des phases issu du calcul par élément finis. Théoriquement, pour avoir une représentation précise des flux des phases, il faudra discrétiser finement la période électrique et faire un calcul magnétostatique pour chaque point de discrétisation. Puisque ce qui nous intéresse est uniquement le flux fondamental, il est possible de réduire à un ensemble minimal le nombre de calculs par éléments finis. De cette façon, le temps de calcul nécessaire sera réduit. La constitution de cet ensemble est décrite dans le paragraphe suivant.

**(1) Sélection des positions angulaires de calcul**

Le choix des positions angulaires ou instants de temps des calculs magnétostatiques est réalisé dans le repère de Park. La figure II.11 présente l'évolution du flux d'axe  $d$  et du flux d'axe  $q$  en fonction de la position angulaire sur une période électrique (de  $0^\circ$  à  $360^\circ$  électriques). La valeur moyenne de ces grandeurs, indiquée par des traits discontinus sur la figure, correspond au fondamental des flux des phases  $a, b, c$ . Grâce à la périodicité des formes d'onde des flux, les calculs magnétostatiques en certaines positions peuvent compenser les harmoniques principaux et laisser uniquement le fondamental.

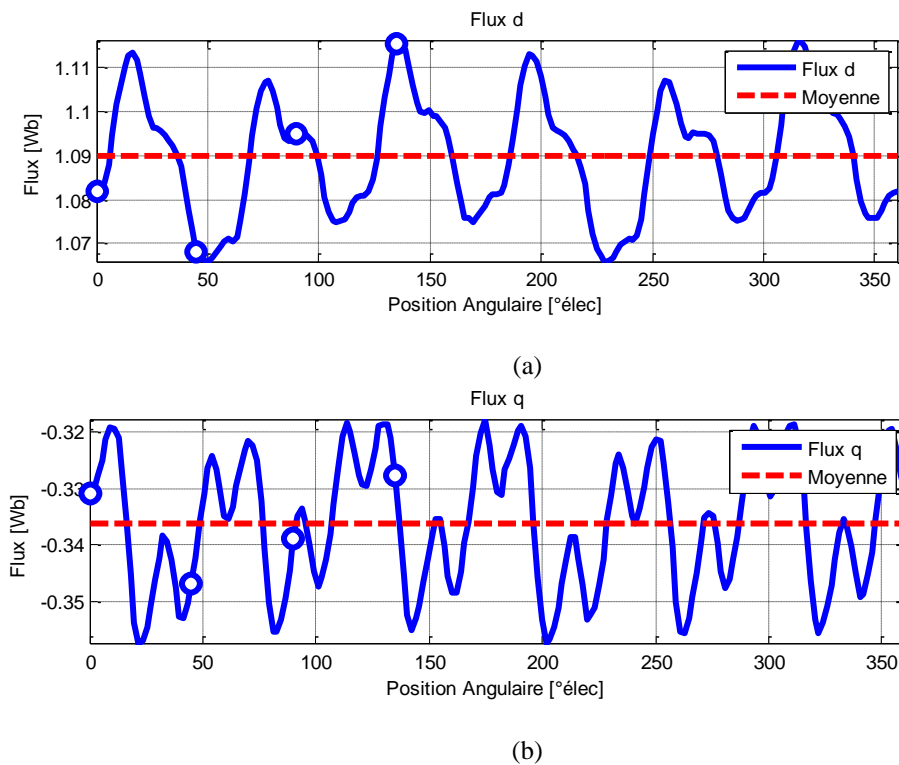


Figure II.11. Forme d'onde des flux d'axe  $d$  et d'axe  $q$ , avec leur valeur moyenne, et l'ensemble minimal de positions angulaires pour le calcul du fondamental

La décomposition harmonique des formes d'onde des flux  $d$  et  $q$  se trouve à la figure II.12.



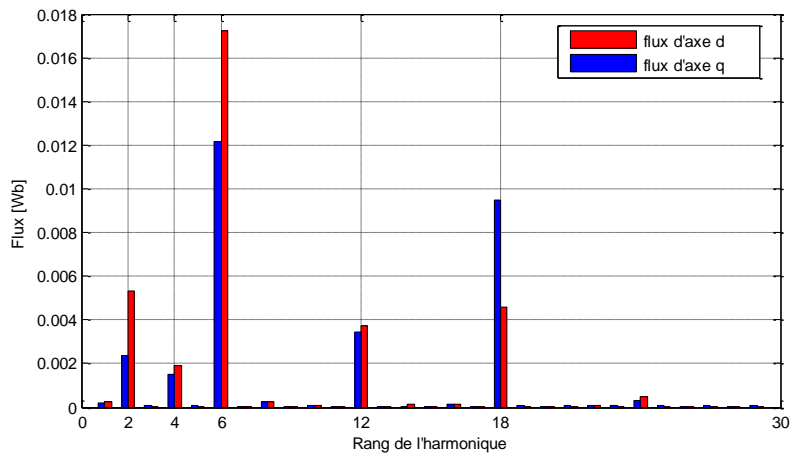


Figure II.12. Décomposition harmonique des flux d'axe  $d$  et d'axe  $q$

Les composantes harmoniques d'amplitudes les plus importantes sont aux rangs 2, 4, 6, 12 et 18. Les rangs harmoniques 6, 12, 18 sont attendus car ils sont produits par le champ tournant. L'amplitude du rang 18 vient aussi de la contribution des harmoniques de la denture du stator, car il y a 36 encoches au total. Le rayon non uniforme de la culasse du stator (voir figure II.8) fait apparaître les composantes harmoniques de rang 2 et 4. Les 3 phases du stator n'ont donc pas le même circuit magnétique. En réalité, les effets de ces coupes dans la culasse du stator sont atténués dans l'assemblage de tôles. Les paquets de tôles sont décalés pour que cet effet soit distribué le plus uniformément possible dans la culasse.

Afin d'annuler un rang harmonique défini, il est nécessaire de choisir deux positions décalées de la moitié de la période du rang harmonique, ainsi la valeur moyenne de la grandeur associée à cet harmonique sera nulle. Les périodes des harmoniques sont corrélées. La suppression d'un rang harmonique peut annuler d'autres rangs ou bien augmenter leur influence. Par exemple, si on considère le rang 2, il sera annulé par deux positions décalées de  $90^\circ$  électriques. De ce fait, ces deux positions vont annuler aussi les amplitudes des rangs 6 et 18, qui sont les plus importantes dans cette machine. Cependant l'influence des rangs 4 et 12 sera doublée. Pour éviter cela, nous pouvons choisir deux positions supplémentaires décalées de  $45^\circ$  électriques par rapport aux deux positions précédentes. Elles sont décalées de  $90^\circ$  électriques entre elles. Selon ce critère, les quatre instants de temps à choisir sont ceux associés aux positions angulaires  $0^\circ$  et  $90^\circ$ , et  $45^\circ$  et  $135^\circ$ . Les fondamentaux des flux  $d$  et  $q$   $\lambda_d$  et  $\lambda_q$  peuvent s'exprimer comme la valeur moyenne de ces quatre positions.

$$\lambda_{d_1} = (\lambda_d(0^\circ) + \lambda_d(45^\circ) + \lambda_d(90^\circ) + \lambda_d(135^\circ))/4 \quad (\text{II.8})$$

$$\lambda_{q_1} = (\lambda_q(0^\circ) + \lambda_q(45^\circ) + \lambda_q(90^\circ) + \lambda_q(135^\circ))/4 \quad (\text{II.9})$$

Les flux dans ces quatre positions sont indiqués sur la figure II.11 par des cercles. Une comparaison des fondamentaux de flux est établie dans le tableau II.3 entre les résultats des quatre positions et les résultats obtenus pour une discrétisation de la période électrique en 200 points. Nous avons fait cette comparaison pour différentes valeurs d'angle de calage  $\psi$ . Les résultats sont convenables.

$\psi$ [°]	$\lambda$ [Wb]	200 positions	4 positions	Ecart
75	$\lambda_d$	0.9623	0.9612	0.11%
	$\lambda_q$	-0.1084	-0.1084	0.00%
60	$\lambda_d$	1.0222	1.0206	0.16%
	$\lambda_q$	-0.2138	-0.2141	-0.14%
45	$\lambda_d$	1.0907	1.0895	0.11%
	$\lambda_q$	-0.3011	-0.3012	-0.03%
30	$\lambda_d$	1.1602	1.1592	0.09%
	$\lambda_q$	-0.345	-0.3452	-0.06%
0	$\lambda_d$	1.2835	1.2825	0.08%
	$\lambda_q$	-0.3329	-0.3329	0.00%

Tableau II.3. Comparaison des fondamentaux du flux magnétique des bobinages

Si le stator est représenté avec un diamètre extérieur constant, les trois phases seront identiques et il n'y aura pas de présence remarquable des harmoniques 2 et 4. Par conséquence, les positions angulaires employées dans la référence [BIA10] seront les mêmes que les positions de cette section.

A partir des fondamentaux des flux dans les axes  $d$  et  $q$ , nous pouvons déterminer le flux fondamental des phases  $\lambda_1$  (équation II.10) et l'angle  $\alpha$  (équation II.11).

$$\lambda_1 = \sqrt{\lambda_{d_1}^2 + \lambda_{q_1}^2} \quad (\text{II.10})$$

$$\alpha = \text{atan} \frac{\lambda_{q_1}}{\lambda_{d_1}} \quad (\text{II.11})$$

### (2) Calcul de la tension de sortie et du facteur de puissance

La tension interne  $E_r$  en valeur efficace de l'alternateur peut être calculée par :

$$E_r = \sqrt{2} \pi f K_{skew_1} N_{ssph} \lambda_1 \quad (\text{II.12})$$

$f$  est la fréquence de l'alternateur,  $K_{skew_1}$  est le coefficient qui représente le vrillage de la machine pour l'harmonique fondamental [PYR08] et  $N_{ssph}$  est le nombre de spires en série par phase.

La tension de sortie peut être évaluée après la prise en compte des chutes de tension dans le bobinage du stator. Le flux de fuites des têtes de bobines peut être représenté par une réactance  $X_\sigma$  [PYR08]. En se basant sur le diagramme de la figure II.10, la tension de sortie est exprimée par le système d'équations :

$$\begin{cases} V \cos \delta = E_r \cos \alpha - R_s I_s \cos \psi - X_\sigma I_s \sin \psi \\ V \sin \delta = E_r \sin \alpha - R_s I_s \sin \psi + X_\sigma I_s \cos \psi \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Finalement, le facteur de puissance de l'alternateur peut être calculé par :

$$FP = \cos(\psi - \delta) \quad (\text{II.14})$$

#### II.3.2.2. Procédure de calcul du point de charge

Dans la section précédente, nous avons décrit la méthode pour déterminer les variables de sortie du modèle de calcul par éléments finis, la tension  $V$  et le facteur de puissance  $FP$  à partir des variables d'entrée, le courant d'excitation  $I_r$  et l'angle de calage  $\psi$ . Dans cette nouvelle partie, nous étudierons la procédure inverse (voir figure II.9), ce qui constitue un système non linéaire de deux équations à deux inconnues :

$$[V, FP] = f(I_r, \psi) \quad (\text{II.15})$$

Nous avons donc choisi de traiter le système complet d'équations avec un algorithme de recherche de zéros d'une fonction selon la méthode de Broyden [BRO65]. La méthode de Broyden consiste en une généralisation de la méthode de la sécante pour plusieurs dimensions. La matrice jacobienne de la méthode est estimée par une formule à partir des résultats précédents dès la deuxième itération. Cela conduit à un nombre réduit d'évaluations de la fonction objectif. La fonction objectif inclut la résolution du modèle éléments finis. La méthode est choisie pour sa rapidité et la simplicité de sa mise en œuvre.

L’algorithme de Broyden démarre avec un point initial  $x^0 = [I_r^0, \psi^0]$  et le calcul de la matrice jacobienne. La valeur initiale du courant d’excitation  $I_r^0$  est obtenu analytiquement comme la somme du courant estimé à vide  $I_{r_{vide}}$  et le courant estimé en court-circuit  $I_{r_{cc}}$ .

$$I_r^0 = I_{r_{vide}} + I_{r_{cc}} \quad (\text{II.16})$$

La valeur initiale pour l’angle de calage  $\psi_0$  est sélectionnée de façon arbitraire, sachant que sa valeur est plus grande que l’angle du facteur de puissance  $\varphi$ .

Pour valider la démarche, nous avons déterminé  $I_r$  pour la même puissance et la même tension de sortie, en modifiant le facteur de puissance de 0.6 à 0.95. Ces valeurs de  $I_r$  sont introduites dans une simulation magnéto-transitoire de l’alternateur pour déterminer la tension des trois phases. Dans la simulation transitoire, les courants induits dans les bobinages sont déterminés à partir du circuit électrique. Leur forme d’onde n’est pas parfaitement sinusoïdale car ils incluent les composantes harmoniques présentes dans la machine. Les différences entre les résultats et la tension de référence se trouvent dans le tableau II.4. Elles sont exprimées comme un pourcentage. Dans la première colonne, la comparaison a été établie par rapport à la tension efficace avec tous les rangs harmoniques, et dans la deuxième colonne, par rapport à la valeur efficace du fondamental. La deuxième colonne peut être considérée comme l’erreur de la méthode.

<b>FP</b>	<b>Ecart tension efficace [%]</b>	<b>Ecart fondamental tension [%]</b>
0.95	-0.05	-0.36
0.9	-0.13	-0.39
0.8	-0.19	-0.39
0.7	-0.13	-0.30
0.6	0.00	-0.15

Tableau II.4. Ecart en pourcentage entre le calcul par éléments finis magnéto-transitoire et la tension de sortie

Nous pouvons voir que notre procédure surestime la valeur du fondamental des tensions de sortie de l’alternateur. Les écarts avec la tension efficace sont plus faibles car l’ajout des composantes harmoniques dans le calcul de la tension efficace augmentent sa valeur par rapport au fondamental. Ces écarts permettent de valider la procédure de calcul du courant d’excitation. Elle est utilisée dans le dimensionnement du rotor à barrières de flux.

## II.4. Dimensionnement de l'alternateur avec rotor à barrières de flux

Cette section traite le dimensionnement du rotor synchro-réductant à barrières de flux. Les grandeurs géométriques du rotor sont définies sur la figure II.13.

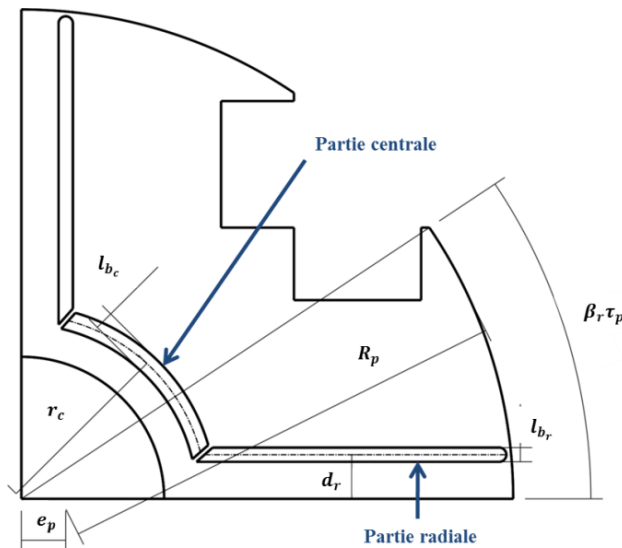


Figure II.13. Grandeurs géométriques du rotor synchro-réductant avec une barrière de flux

### Dimensions de l'arc polaire :

- $\beta_r$  : Rapport entre l'ouverture angulaire de l'arc polaire et le pas polaire (défini par l'équation II.5).
- $\epsilon_r$  : Progressivité de l'entrefer sous l'arc polaire. C'est le rapport entre la longueur d'entrefer maximale ( $g_{max}$ ) dans l'extrémité du pôle et la longueur d'entrefer minimale ( $g_{min}$ ) au centre du pôle. Cette grandeur est paramétrée comme un rayon du pôle  $R_p$  excentré d'une distance  $e_p$  du centre de l'arbre.

$$\epsilon_r = \frac{g_{max}}{g_{min}} \quad (II.17)$$

### Paramètres de la barrière de flux :

- $r_c$  : Distance radiale de la partie centrale de la barrière
- $l_{bc}$  : Epaisseur de la partie centrale de la barrière
- $d_r$  : Distance à l'axe du pôle de la partie radiale de la barrière
- $l_{br}$  : Epaisseur de la partie radiale de la barrière

Nous avons laissé d'autres grandeurs constantes dans le dimensionnement:

- La surface de l'encoche a été réduite par rapport au rotor à pôles saillants, pour ne pas coincer le flux magnétique qui traverse les pôles du rotor
- Les dimensions des ponts de la tôle rotorique

Le dimensionnement se compose de deux étapes. D'abord, l'arc polaire sera dimensionné pour respecter le cahier de charges sur le TDH de la tension. Ensuite, les grandeurs de la barrière de flux seront déterminées afin d'avoir une force magnétomotrice ( $fmm_r$ ) d'excitation au rotor la plus faible possible. Le dimensionnement est abordé par le moyen des études paramétriques.

#### II.4.1. Dimensionnement de l'arc polaire

Le dimensionnement de l'arc polaire a une très grande influence sur la qualité de la tension de sortie de la machine. La sélection des valeurs de  $\beta_r$  et de  $\epsilon_r$  est réalisée comme suit :

- La valeur du rapport  $\beta_r$  choisie est à la valeur maximale recommandée  $\beta_r = 0.75$  par la référence [BOL06a]. L'introduction des barrières de flux augmente la saturation du circuit magnétique du rotor, déjà très saturé dans la machine conventionnelle à pôles saillants. De ce fait, nous avons décidé d'élargir le plus possible les pôles.
- La valeur de la progressivité  $\epsilon_r$  de l'entrefer est déterminée à partir de la figure II.14, où on montre l'évolution du TDH de la tension de sortie en fonction de  $\epsilon_r$ . La qualité de la tension s'améliore lorsque  $\epsilon_r$  augmente. Il faut aussi considérer qu'à mesure que  $\epsilon_r$  croit, la puissance massique de la machine diminue car l'entrefer est plus important. La valeur que nous avons choisie est  $\epsilon_r = 1.4$ . Elle est indiquée par un cercle bleu sur la figure. Elle respecte le cahier des charges, signalé par un trait discontinu sur la figure.

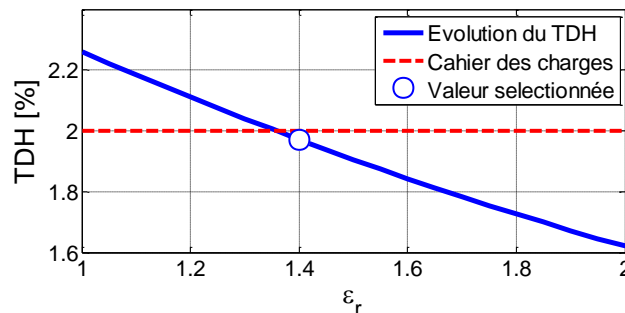


Figure II.14. Evolution du TDH en fonction de la progressivité de l'entrefer  $\epsilon_r$

### II.4.2. Dimensionnement de la barrière de flux

Les paramètres de la barrière de flux sont choisis pour avoir une force magnétomotrice d'excitation  $fmm_r$  la plus faible possible pour le point de fonctionnement en charge. Ceci équivaut à avoir une structure avec une plus grande densité de puissance.

Nous avons réalisé l'analyse en supposant que l'épaisseur de la partie centrale de la barrière est égale à celle des parties radiales  $l_{b_c} = l_{b_r}$ . L'épaisseur de la barrière sera notée  $l_b$ . Ce choix permet de simplifier le design du rotor permettant une interprétation facile des résultats. La référence [PEL15] montre que les designs des rotors synchro-réductants avec un nombre réduit des paramètres des barrières de flux peuvent être compétitives face à d'autres machines avec plus de degrés de liberté dans le design.

La figure II.15 présente l'évolution de la fmm d'excitation  $fmm_r$  dans le rotor en charge (en valeurs par unité par rapport à la valeur minimale) pour une valeur de l'épaisseur constante de la barrière à  $l_b = 3.5 \text{ mm}$ . Les paramètres de l'étude sont ceux qui définissent la position de la barrière de flux :  $r_c$  et  $d_r$ . Le rayon de l'arbre est de 30 mm. La figure met en évidence que les valeurs avec une fmm minimale se trouvent pour des barrières situées vers l'intérieur du pôle, avec des faibles valeurs de  $r_c$  et de  $d_r$ .

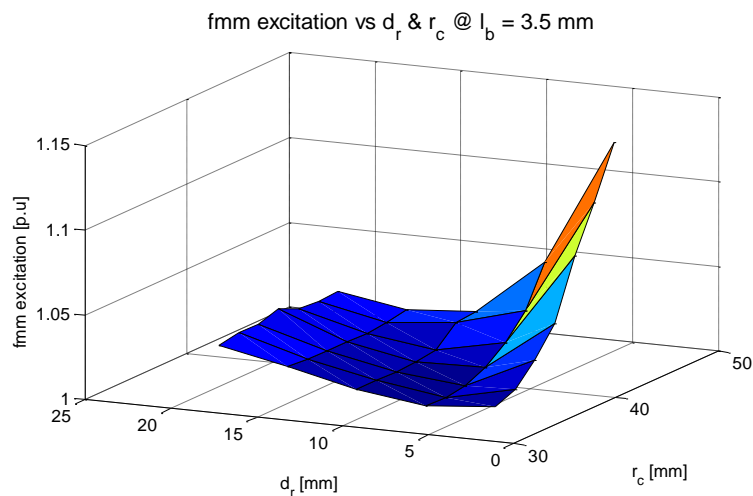


Figure II.15. Evolution de la  $fmm_r$  en fonction de la position de la barrière de flux (définie par  $r_c$  et  $d_r$ ) pour une épaisseur de barrière de  $l_b = 3.5 \text{ mm}$

Afin d'analyser l'influence de l'épaisseur de la barrière de flux, nous avons fixé la valeur de  $d_r$  à sa valeur optimale  $d_r = 8.1 \text{ mm}$ . La figure II.16. montre l'évolution de la fmm d'excitation  $fmm_r$  en fonction de la position de la partie centrale  $r_c$  pour plusieurs valeurs de l'épaisseur des barrières  $l_b$ .

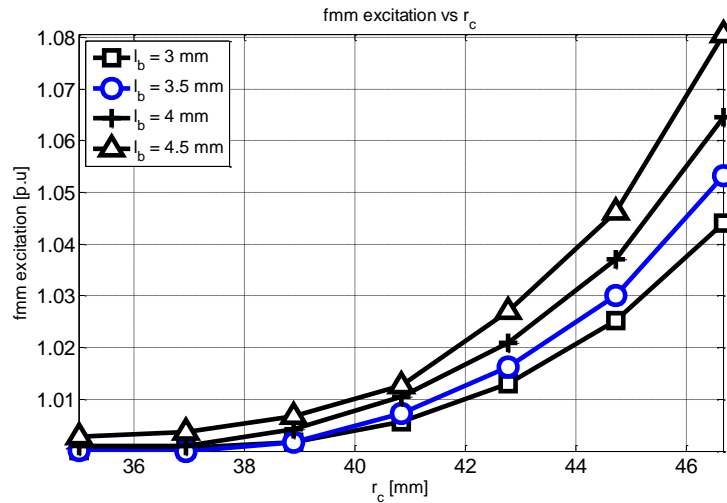


Figure II.16. Evolution de la  $fmm_r$  en fonction de la position  $r_c$  pour différentes valeurs de l'épaisseur de la barrière  $l_b$ . La distance à l'axe du pôle est de  $d_r = 8.1$  mm

Lorsqu'on se situe vers des valeurs faibles de  $r_c$ , c'est-à-dire lorsque la barrière se rapproche de l'arbre, la fmm d'excitation  $fmm_r$  est réduite. Ceci s'explique par une augmentation de la surface de passage du flux dans les pôles rotoriques. Cette tendance est indépendante de l'épaisseur des barrières. D'ailleurs, l'épaisseur de la barrière a moins d'influence sur les résultats pour des faibles valeurs de  $r_c$ .

La distance radiale a donc été choisie à  $r_c = 38.9$  mm pour respecter une distance de sécurité d'au moins 5 mm par rapport à l'arbre. Le tableau II.5 montre un résumé des dimensions du rotor avec une barrière de flux.

Données	Symbole	Valeur
Rapport de l'ouverture angulaire de l'arc polaire	$\beta_r$	0.75
Progressivité de l'entrefer	$\epsilon_r$	1.4
Epaisseur de la partie centrale de la barrière [mm]	$l_{bc}$	3.5
Epaisseur de la partie radiale de la barrière [mm]	$l_{br}$	3.5
Distance radiale de la partie centrale de la barrière [mm]	$r_c$	38.9
Distance à l'axe du pôle de la partie radiale de la barrière [mm]	$d_r$	8.1

Tableau II.5 : Paramètres géométriques du rotor synchro-réductant avec une barrière de flux

**Note sur le nombre de barrières de flux :** Etant donné que les réductions les plus importantes de fmm d'excitation  $fmm_r$  se trouvent pour des faibles valeurs d'épaisseur de la barrière, nous pouvons conclure que le nombre de barrières de flux ne peut pas être augmenté.



### II.4.3. Considérations sur le circuit amortisseur

Le design du rotor est complété avec le circuit amortisseur. Le nombre d'amortisseurs pour le rotor à barrières de flux est de deux. Dans le rotor conventionnel à pôles saillants, il y en a 3 (voir figure II.8), l'un situé sur l'axe du pôle. L'inclusion des barrières de flux dans le circuit magnétique réduit la place disponible pour un amortisseur sur l'axe du pôle. De plus, l'effet d'un amortisseur situé sur l'axe du pôle sera faible car il n'y a presque pas de passage de flux entre les barrières.

Les amortisseurs ont un diamètre égal au diamètre des amortisseurs de l'alternateur à pôles saillants actuel car les barres ont des dimensions standardisées. La position des amortisseurs est choisie de façon à ne pas réduire la surface de passage du flux magnétique au niveau de la corne polaire. Ainsi, la figure II.17 présente le rotor synchro-réductant à barrières de flux qui a été dimensionné.

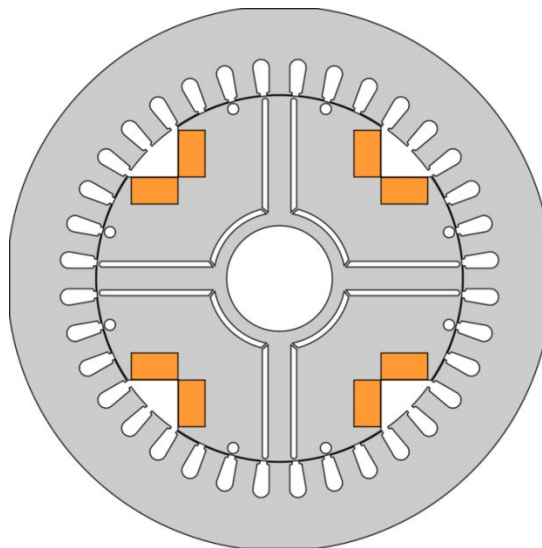


Figure II.17. Alternateur avec rotor synchro-réductant à barrières de flux

## II.5. Comparaison avec l'alternateur conventionnel

Dans cette section, nous comparons la machine avec un rotor conventionnel à pôles saillants (appelé *Rotor PS*) avec le rotor à barrières de flux (*Rotor BF*). La comparaison est établie au niveau des caractéristiques en régime permanent sur charge triphasée et au niveau du comportement du circuit amortisseur.

### II.5.1. Fonctionnement en régime permanent sur charge triphasée

En ce qui concerne le fonctionnement sur charge triphasée, le bilan est fait avec les grandeurs suivantes :

- Fmm d'excitation : On calcule la valeur de la fmm d'excitation  $fmm_r$  associée au point de fonctionnement en charge (section II.3.2).
- TDH à vide : Déterminé à partir de la démarche présentée dans la section II.3.1.
- Pertes cuivre du rotor : Elles sont déterminées à partir de la résistance de la roue polaire  $R_r$  et du courant de la roue polaire  $I_r$ .

$$P_{cu} = R_r I_r^2 \quad (\text{II.18})$$

$R_r$  est défini à partir de la longueur moyenne d'une spire du rotor  $l_{sr}$ , du nombre de conducteurs  $N_r$ , de la section de l'encoche  $S_{cu}$ , du coefficient de remplissage  $k_{cu}$  et de la résistivité du cuivre  $\rho_{cu}$ . Pour le calcul, nous avons supposé que les bobinages des rotors sont à la même température et ont le même coefficient de remplissage.

$$R_r = \rho_{cu} \frac{l_{sr}}{k_{cu} S_{cu}} N_r^2 \quad (\text{II.19})$$

- Masse de matières actives : Les deux machines se différencient uniquement par la quantité du cuivre au rotor. La masse de cuivre au rotor est donnée par l'équation II.20, étant  $\rho_{m_{cu}}$  la masse volumique du cuivre en  $[kg/m^3]$

$$M_{cu} = \rho_{m_{cu}} l_{sr} k_{cu} S_{cu} \quad (\text{II.20})$$

Puisque le design de l'arc polaire du *Rotor BF* est différent par rapport au *Rotor PS*, nous avons rajouté à la comparaison une machine avec un rotor ayant le même arc polaire que celui du *Rotor BF*, mais il est sans barrière de flux. Il est nommé *Rotor BF-SB*. Ce dernier cas servira à quantifier l'effet de la barrière sur les performances. Les résultats sont affichés dans le tableau II.6.

<b>Grandeur</b>	<b><i>Rotor PS</i></b>	<b><i>Rotor BF</i></b>	<b><i>Rotor BF-SB</i></b>
Fmm d'excitation (p.u.)	1.00	0.93	0.95
TDH [%]	1.76	1.96	1.97
Pertes cuivre rotor [p.u.]	1.00	1.26	1.32
Masse cuivre [p.u.]	1.00	0.71	0.71

Tableau II.6. Comparaison des performances entre les différents alternateurs : l'alternateur conventionnel *Rotor PS*, l'alternateur avec rotor synchro-réductant avec barrières de flux *Rotor BF* et alternateur avec rotor synchro-réductant sans barrière de flux *Rotor BF-SB*

La comparaison est établie dans un premier temps entre le *Rotor BF* et le *Rotor PS*. La fmm d'excitation dans le *Rotor BF* pour le point de fonctionnement en charge est réduit de 7% par rapport au *Rotor PS*. Au niveau du TDH, la qualité de la tension de sortie du *Rotor PS* est meilleure, car son arc polaire à un entrefer progressif plus important. Nous pouvons remarquer que dans le tableau les pertes cuivre sont augmentées de plus de 25% dans le *Rotor BF*. Ceci s'explique principalement par la réduction de la surface d'encoche afin de laisser une place suffisante pour pouvoir introduire la barrière de flux dans le pôle. Cela constitue un facteur critique car les pertes cuivre du rotor dans les alternateurs de petite puissance sont importantes. La masse de cuivre a diminué dans le *Rotor BF* car il y a moins de cuivre dans les encoches.

Si nous comparons *Rotor BF* au *Rotor BF-SB*, nous constatons qu'il présente une réduction semblable de la fmm d'excitation. L'effet d'ajouter une barrière de flux améliore d'une façon limitée les performances de la machine. Cette comparaison montre que le gain par rapport au *Rotor PS* est principalement lié au fait d'avoir une longueur d'entrefer plus faible et une surface d'encoche réduite. La figure suivante montre les cartes d'induction magnétique dans les trois structures du tableau II.6. L'échelle des inductions magnétiques est la même pour les trois structures.

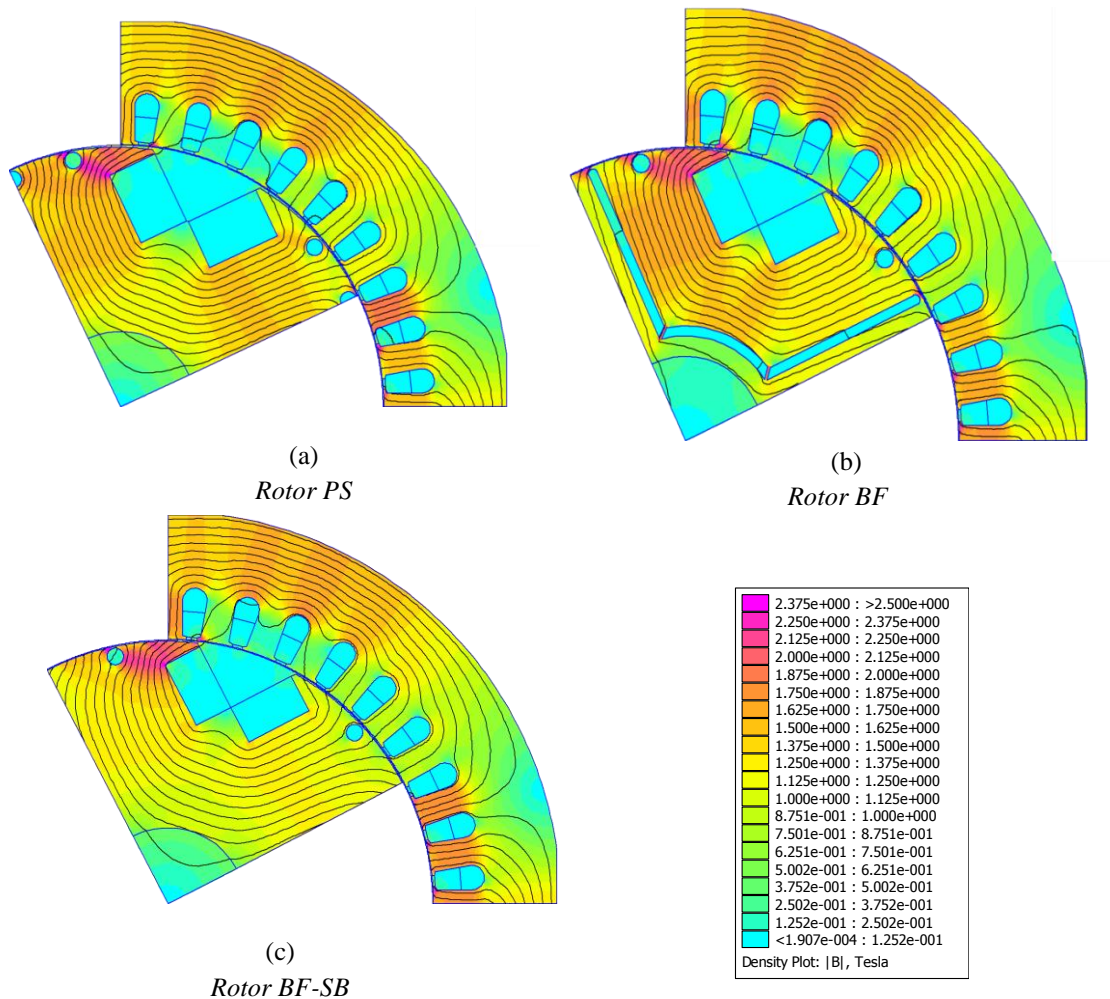


Figure II.18. Cartes d'induction magnétique : (a) *Rotor PS* (b) *Rotor BF* et (c) *Rotor BF-SB*

Nous pouvons remarquer un niveau de saturation important (au-delà de  $2T$ ) dans les cornes polaires des structures à cause de la réaction d'induit et du rétrécissement de la section de passage liée à l'amortisseur. Le *Rotor PS* a des pôles assez saturés au niveau des encoches rotoriques aux alentours de  $1.6 T$  (voir figure II.18 (a)). Avec cette configuration, il est difficile d'introduire une barrière de flux, car le circuit magnétique aura une consommation excessive d'ampères-tours. De ce fait, il a été nécessaire d'élargir les pôles pour pouvoir loger la barrière de flux. Les cartes d'induction pour le *Rotor BF* (figure II.18 (b)) et le *Rotor BF-SB* (figure II.18 (c)) montrent l'effet de la barrière de flux sur le circuit magnétique du rotor. Dans ce cas, l'introduction de la barrière de flux entraîne une augmentation de la réluctance du circuit magnétique du rotor et donc une réduction de  $L_d$ , inductance d'axe  $d$ . Par conséquent, le couple de saillance du rotor synchro-réductant est atténué à cause de la saturation dans les pôles rotoriques.

La structure de rotor synchro-réductant nécessite une surface d'encoche réduite afin de laisser une place suffisante à la barrière de flux. Afin d'éviter des pertes cuivre trop importantes, la fenêtre de bobinage a été élargie vers l'interpôle du rotor. La figure II.19 présente le concept de bobinage.

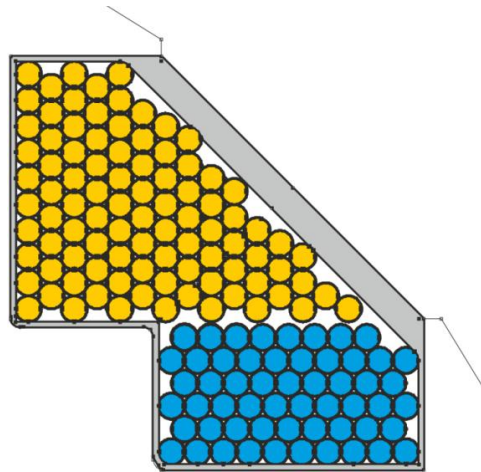


Figure II.19. Concept de bobinage proposé pour la structure synchro-réductant à fils « semi rangés »

La mise en place du bobinage suit deux étapes :

- Dans un premier temps, deux pôles opposés entre eux situés à  $180^\circ$  mécaniques sont bobinés à fils rangés (conducteurs en bleu sur la figure II.19) de façon conventionnelle.
- Ensuite, pour les deux pôles restants, on bobine la partie rectangulaire de l'encoche à fils rangés puis on continue sur la partie triangulaire de l'interpôle en forme pyramidale (conducteurs en jaune). Ce bobinage est un bobinage à fils « semi rangés ». Le bobinage sera tenu par une cale de serrage située aux extrémités des cornes polaires.

Le tableau II.7 compare les performances entre l'alternateur conventionnel et le rotor à barrières de flux avec le nouveau bobinage.

Grandeur	<i>Rotor PS</i>	<i>Rotor BF</i>
Fmm d'excitation (p.u.)	1.00	0.93
TDH [%]	1.76	1.96
Pertes cuivre rotor [p.u.]	1.00	1
Masse cuivre [p.u.]	1.00	0.93

Tableau II.7. Comparaison des performances entre les différents alternateurs : l'alternateur conventionnel *Rotor PS* et l'alternateur avec rotor synchro-réductant avec barrières de flux avec une surface de bobinage élargie *Rotor BF*

Le bobinage proposé permet de réduire les pertes cuivre du *Rotor BF* au même niveau que celles du *Rotor PS*. Si on quantifie la masse de cuivre, le *Rotor BF* présente une réduction de la masse de cuivre de 7% par rapport à la structure conventionnelle. Par conséquent, le fait d'augmenter la surface de bobinage permet d'élargir les pôles, d'introduire une barrière de flux et d'avoir des pertes cuivre semblables à la structure conventionnelle. Pour le même point de fonctionnement, une réduction de la masse de cuivre est obtenue par rapport à la machine actuelle.

### **II.5.2. Considérations sur le fonctionnement du circuit amortisseur**

Cette section s'intéresse à la comparaison du comportement du circuit amortisseur du rotor à barrières de flux par rapport au circuit amortisseur du rotor conventionnel. Nous caractériserons ce comportement par la simulation avec une charge monophasée et par les réactances subtransitoires de la machine.

#### ***(1) Fonctionnement en régime permanent sur charge monophasée***

Les alternateurs industriels des gammes des puissances jusqu'à 365 kVA ont comme caractéristique supplémentaire le fonctionnement sur charges monophasées. Dans ce mode de fonctionnement, il existe un champ tournant inverse dans la machine. Il a une fréquence double par rapport à celle du fondamental, c'est-à-dire 100 Hz. Ce champ tournant dans la machine doit être compensé par le circuit amortisseur. Des courants importants apparaissent alors dans les amortisseurs de la machine et créent des niveaux importants de pertes, obligeant le déclassement de la machine.

Cette étude se concentre sur la forme d'onde de la tension de sortie et son TDH. Ces deux grandeurs informent si le fonctionnement des amortisseurs est convenable. L'étude est réalisée pour une charge monophasée avec un facteur de puissance inductif de 0.8. Les formes d'onde sont récupérées à partir des simulations magnéto-transitoires par éléments finis. Tout d'abord, nous allons montrer sur la figure II.20 la forme d'onde de la tension sur une période électrique du *Rotor PS* et du *Rotor BF*. Les deux structures sont simulées sans circuit amortisseur.

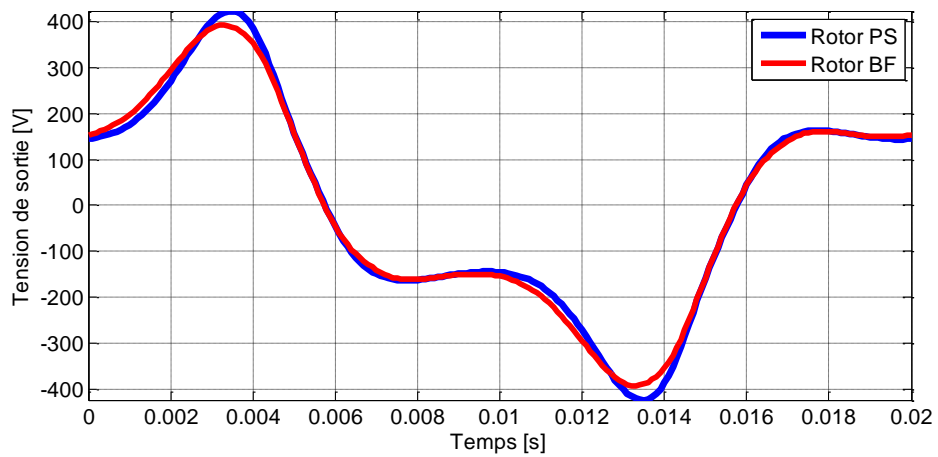


Figure II.20. Forme d'onde de la tension de sortie du *Rotor PS* et du *Rotor BF* sans circuit amortisseur pour le fonctionnement sur charge monophasée

Nous pouvons observer que les formes d'onde sont très similaires pour les deux structures. Si maintenant le circuit des amortisseurs est pris en compte dans la simulation, nous trouvons :

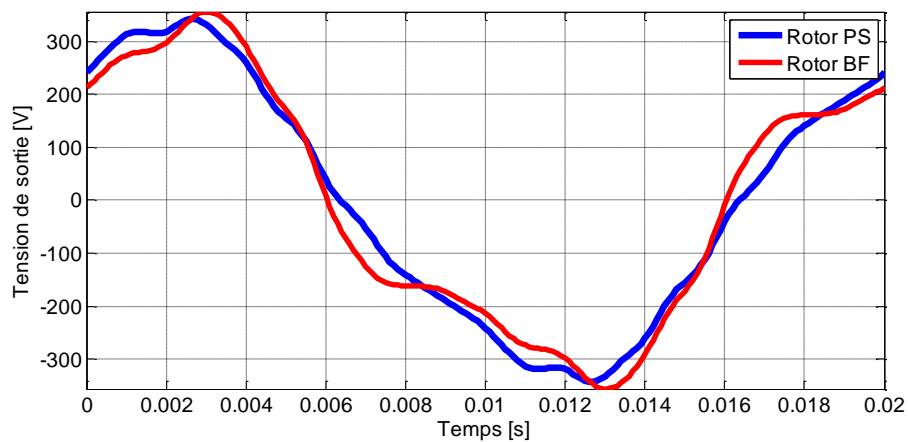


Figure II.21. Forme d'onde de la tension de sortie du *Rotor PS* et du *Rotor BF* avec circuit amortisseur pour le fonctionnement sur charge monophasée

La forme d'onde de la tension du *Rotor PS* est plus sinusoïdale que celle du *Rotor BF*. Cela est confirmé par le TDH des deux machines dans le tableau II.8. Le circuit amortisseur du *Rotor PS* a une meilleure influence sur les résultats.

Grandeur	<i>Rotor PS</i>	<i>Rotor BF</i>
TDH [%]	9.9	23.2

Tableau II.8. TDH de la tension de sortie sur charge monophasée

**(2) Fonctionnement en régime transitoire : réactances subtransitoires**

Les performances de la machine en régime transitoire peuvent être caractérisées par des réactances subtransitoires d'axe  $d$   $x_d''$  et d'axe  $q$   $x_q''$ , qui sont également reliées avec le fonctionnement des amortisseurs.

Ces réactances sont déterminées par un essai à rotor bloqué (*Standstill Rotor Test*). La démarche est la suivante : avec la machine à l'arrêt, on alimente deux phases du stator avec une tension alternative pendant que le bobinage du rotor est en court-circuit. La tension de la source, le courant du stator et la puissance active absorbée sont récupérés afin de déterminer la réactance. Si on positionne le rotor dans l'axe  $d$ , le courant du stator sera maximal. Cette position correspond à la réactance  $x_d''$ . En revanche, si on positionne le rotor dans l'axe  $q$ , on trouve la valeur minimale du courant du stator, et on peut calculer la réactance  $x_q''$ . Cette essai peut être simulé dans le logiciel éléments finis avec des calculs magnétodynamiques. Les valeurs de  $x_d''$  et de  $x_q''$  sont issues du compromis : avoir des constantes de temps faibles dans la machine ( $x_d''$  et  $x_q''$  avec des faibles valeurs) et limiter les valeurs de courants de court-circuit ( $x_d''$  et  $x_q''$  avec des grandes valeurs). Pour cette comparaison, nous chercherons à connaître où se place la structure proposée par rapport à l'alternateur conventionnel.

Les valeurs des réactances subtransitoires obtenues par éléments finis sont présentées dans le tableau II.9.

<b>Grandeur</b>	<b>Rotor PS</b>	<b>Rotor BF</b>
$x_d''$ [%]	12.7	13.6
$x_q''$ [%]	18	36.9

Tableau II.9. Réactances subtransitoires d'axe  $d$   $x_d''$  et  $q$   $x_q''$

Les valeurs des réactances d'axe  $d$  entre les deux structures sont proches car les lignes de champ ne sont pas perturbées par les barrières de flux dans cet axe. L'amortisseur sur l'axe du pôle du *Rotor PS* intervient faiblement dans la réactance d'axe  $d$ . Ceci est visible sur la figure II.22, on peut observer que l'allure des lignes de champ du *Rotor PS* (a) et du *Rotor BF* (b).



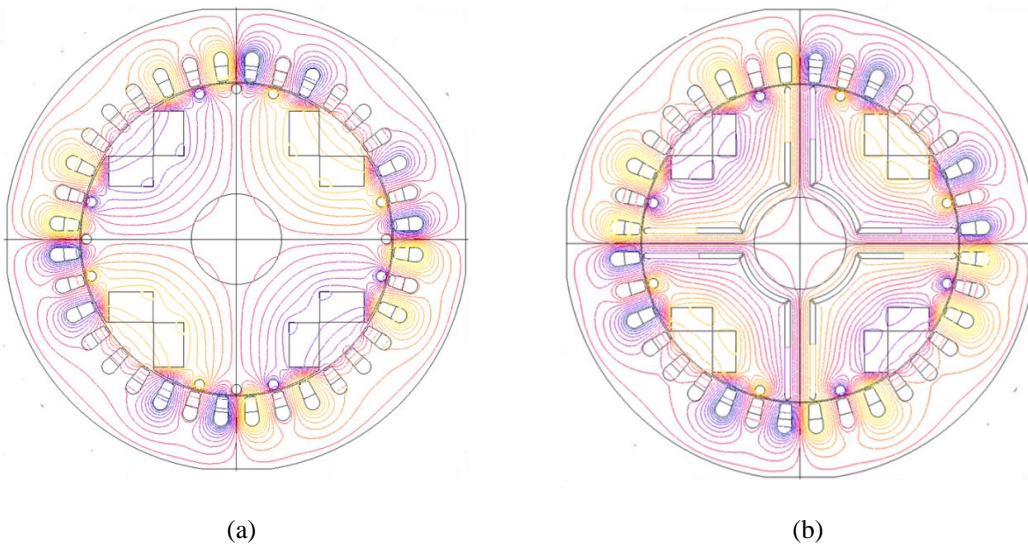


Figure II.22. Lignes de champ d'axe  $d$  dans le calcul des réactances subtransitoire  $x_d''$  :  
(a) Rotor PS (b) Rotor BF

Cependant, les valeurs de la réactance subtransitoire d'axe  $q$  du Rotor BF sont détériorées. L'ajout de la barrière de flux empêche les lignes de champ de se refermer dans le pôle (voir figure II.23). Dans ce cas, l'amortisseur situé sur l'axe du pôle a une influence importante. L'alternateur avec rotor à barrières de flux sera moins performant au niveau du comportement transitoire, comme nous pouvions déjà le voir avec l'analyse sur charge monophasée.

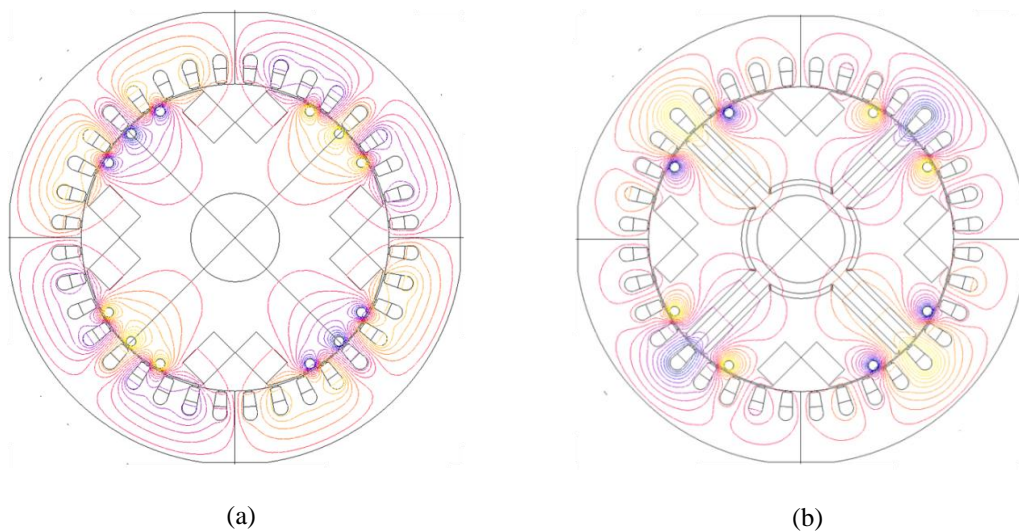


Figure II.23. Lignes de champ d'axe  $q$  dans le calcul des réactances subtransitoires  $x_q''$  :  
(a) Rotor PS (b) Rotor BF

### II.5.3. Conclusion

En régime permanent, il a été montré qu'il était nécessaire de faire un bobinage dédié pour limiter les pertes cuivre dans le rotor synchro-réductant. Cela permet d'atteindre des performances semblables au rotor conventionnel, avec une réduction de la masse de cuivre de 7%. Ce gain est issu d'une réduction de la longueur de l'entrefer, d'une surface d'encoche modifiée et de l'introduction de la barrière de flux. L'introduction de la barrière de flux permet une réduction de l'excitation par rapport à la même tôlerie sans barrière. Cette réduction est atténuée par la saturation existante dans le circuit magnétique du rotor qui affaiblit le couple de saillance du rotor synchro-réductant.

Les études concernant le fonctionnement du circuit amortisseur montrent que les performances du rotor synchro-réductant sont détériorées par rapport à la machine conventionnelle à pôles saillants. Ceci est provoqué par la modification du circuit magnétique dans l'axe  $q$  produite par la barrière de flux.

Une maquette ayant comme objectif la validation du modèle et le concept de bobinage a été réalisée. Les résultats expérimentaux de la machine sont présentés dans la section suivante.

## II.6. Validation expérimentale

Nous avons réalisé une maquette du rotor synchro-réductant pour valider les résultats des simulations et le concept du bobinage. La figure II.24 (a) montre une vue du rotor. Une vue de détail du bobinage est présentée sur la figure II.24 (b).

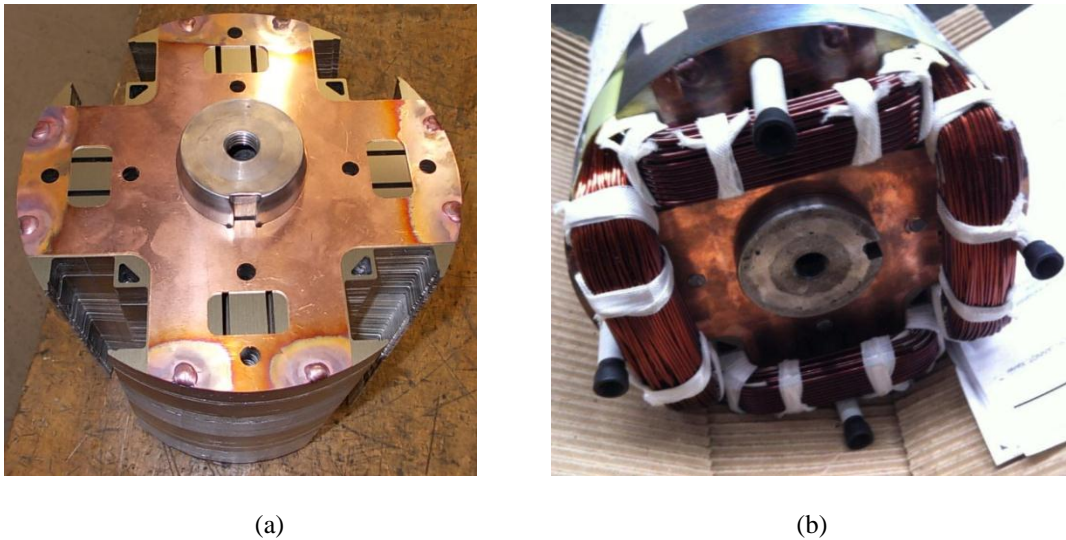


Figure II.24. Maquette du rotor synchro-réductant à barrières de flux : (a) paquet de tôles  
(b) détail du bobinage

### (1) Mesure des résistances

Le tableau II.10 montre les valeurs mesurées et les valeurs théoriques de la résistance du bobinage du rotor  $R_r$  et de la résistance moyenne des trois phases du stator  $R_s$ .

Grandeur	Théorique	Maquette	Ecart
$R_s$ [ $\Omega$ ]	0.145	0.152	-4.83%
$R_r$ [ $\Omega$ ]	0.704	0.675	4.33%

Tableau II.10. Valeurs mesurées et valeurs théoriques des résistances du rotor  $R_r$  et du stator  $R_s$

Les valeurs théoriques de la résistance s'écartent à cause des incertitudes sur les longueurs moyennes des têtes de bobine.

### (2) Caractéristique en court-circuit

La caractéristique en court-circuit issue des mesures et de la simulation est montrée sur la figure II.25.

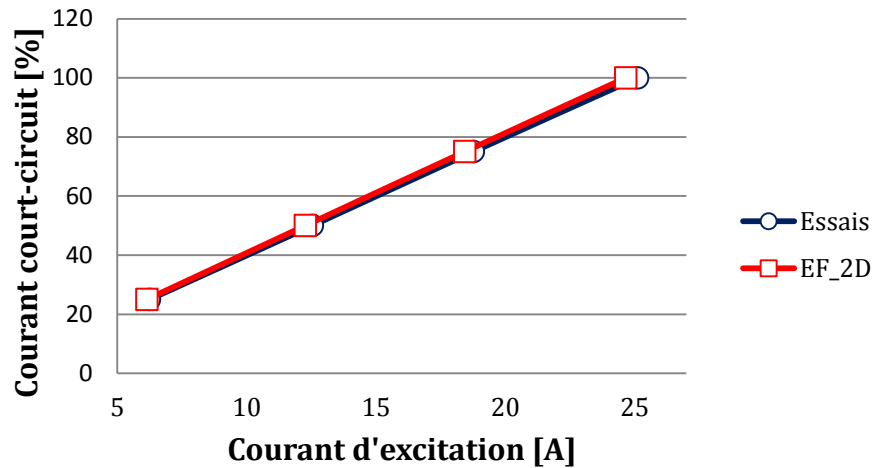


Figure II.25. Caractéristique en court-circuit

Le courant de court-circuit est exprimé en pourcentage par rapport au courant nominal du stator. Les résultats des essais et des simulations sont en bon accord.

### (3) Courbe à vide

La courbe à vide est montrée sur la figure II.26.

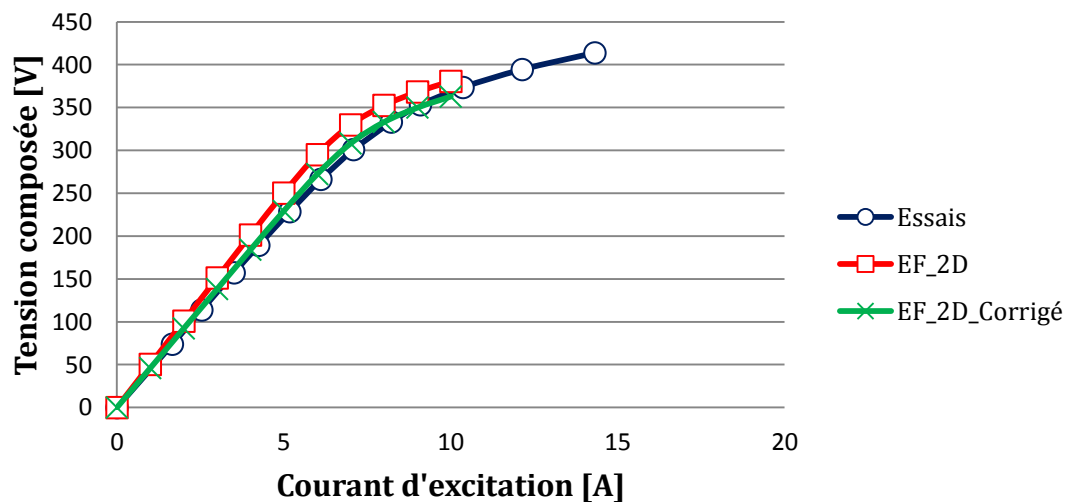


Figure II.26. Courbe à vide

La courbe à vide théorique est rouge sur la figure. Pour toute la plage des valeurs de courant d'excitation, nous remarquerons que cette courbe est au-dessus des valeurs mesurées. L'écart est significatif dans la zone linéaire de la courbe à vide, il est de 12.1% sur la pente de la courbe. Dans la zone linéaire de la courbe à vide, les paramètres qui ont le plus d'influence sont le nombre de tours du bobinage du stator, de celui du rotor et la longueur de l'entrefer de la machine. Les nombres de tours sont corrects car ils ont été vérifiés par les mesures des résistances et par la caractéristique en court-circuit. En court-circuit, l'influence de la longueur d'entrefer sur les résultats est plus faible que dans la courbe à vide. Par conséquent, les écarts sont issus d'une longueur d'entrefer plus grande que celle prévue.

Des mesures sur les tôles ont confirmé que le diamètre extérieur des tôles du rotor  $D_{ext_r}$  est plus faible que le diamètre nominal. Les rayons des pôles  $R_{pole_r}$  qui forment l'entrefer progressif sont eux aussi réduits par rapport aux valeurs nominales. Les valeurs de ces paramètres ont été modifiées selon les valeurs mesurées sur la tôle. Le tableau II.11 montre les valeurs nominales de ces paramètres et les valeurs corrigées avec la mesure.

<b>Grandeur</b>	<b>Nominal</b>	<b>Maquette</b>
$D_{ext_r}$ [mm]	206.7	206.55
$R_{pole_r}$ [mm]	101.9	101.7

Tableau II.11. Valeurs nominales de  $D_{ext_r}$  et de  $R_{pole_r}$  et valeurs corrigées par la mesure

La courbe à vide obtenue avec les valeurs corrigées par la mesure est tracée en vert sur la figure II.26. Nous pouvons remarquer que les résultats de cette courbe se rapprochent des valeurs mesurées. L'entrefer n'est donc pas comme nous l'avions prévu. Cela explique les écarts par rapport aux simulations initiales. Par conséquent, la validation expérimentale n'a pas été poursuivie car toutes les performances auraient été détériorées par la géométrie de l'entrefer.

Le procédé de fabrication de la maquette doit être revu afin d'identifier l'origine des écarts dans l'entrefer de la machine. Ces écarts peuvent être issus du processus de découpage des tôles. Une autre hypothèse est que les tôles ont pu être déformées pendant le procédé de fabrication. Les ponts de la barrière ont pu céder de façon à ce que les pôles du rotor aient été déplacés vers l'intérieur.

## II.7. Analyse de l'effet d'une deuxième source d'excitation

Cette section étudie l'intérêt d'ajouter une deuxième source d'excitation à une structure de rotor synchro-réductant pour l'application envisagée. Le point de départ est une structure semblable à celle de la référence [DAA12] avec une barrière de flux au milieu du pôle du rotor. Des aimants sont insérés dans la barrière et orientés en opposition à la réaction d'induit. De cette façon, la réaction d'induit est compensée dans l'axe  $q$ . Cette structure appartient au groupe de structures à double excitation bi-axiale (présentées dans la section I.2.2.). Cette structure a été choisie parce que les barrières de flux situées au milieu du pôle occupent peu de place, de façon à éviter un niveau élevé de saturation magnétique. Nous avons vu dans la section précédente que les gains produits par la barrière de flux sont réduits si le circuit magnétique du rotor est saturé. La figure II.27 représente le rotor avec la double excitation.

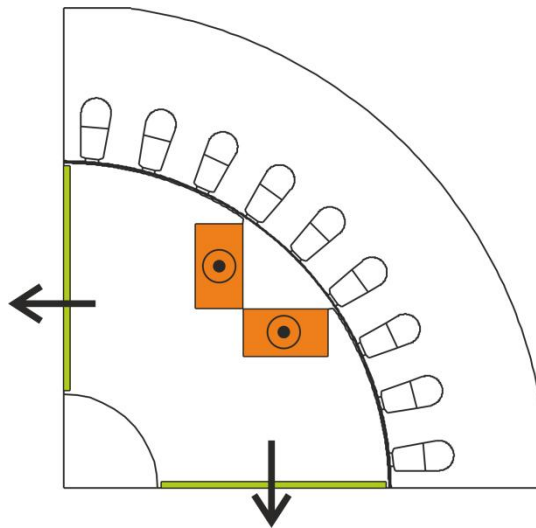


Figure II.27. Structure de rotor à double excitation : le bobinage est marqué en orange et les aimants sont signalés en vert

Les dimensions géométriques du rotor choisi pour l'étude sont les mêmes que celles du rotor à barrières de flux. De ce fait, les pôles sont moins saturés car la surface d'encoche est réduite. L'insertion de la barrière et des aimants demandent probablement un dimensionnement différent de l'encoche. Cependant, nous sommes intéressés à voir dans cette analyse s'il y a des améliorations significatives des performances grâce à la double excitation. Nous n'entrerons pas dans le dimensionnement de la structure. L'épaisseur de la barrière a été fixée à 4 mm. L'arbre du rotor est considéré amagnétique.

Nous récupérons trois grandeurs :

- Le couple électromagnétique moyen
- Le facteur de puissance interne de la machine  $\cos(\varphi_{int})$ .  $\varphi_{int}$  est l'angle de puissance interne de la machine
- La grandeur  $\sin(\varphi_{int})$ . Elle permet de connaître le signe du décalage relatif entre la tension interne et le courant. Par exemple, pour un fonctionnement en mode alternateur  $\sin(\varphi_{int})$  a différents signes si la charge est inductive ou capacitive

L'ajout de l'aimant dans l'axe  $q$  fait que la réaction d'induit d'axe  $q$  est réduite et la réaction d'induit d'axe  $d$  est renforcée. Ceci se traduit par une variation des plages d'angles de fonctionnement comme alternateur et comme moteur. De ce fait, nous avons changé la définition de l'angle de calage  $\psi$ . Elle est différente de celle de la figure II.10. Nous allons définir l'angle de calage  $\psi$  par rapport à l'axe  $q$  selon la convention moteur (voir figure II.28).

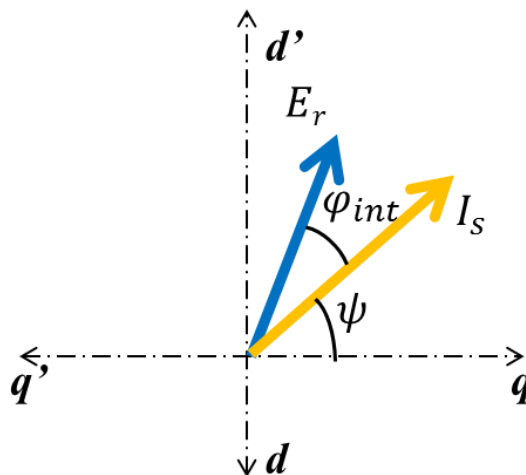


Figure II.28. Diagramme vectoriel employé dans l'analyse

Nous allons d'abord analyser la machine actuelle à pôles saillants. Nous la prendrons comme référence. Le courant du stator est celui du cahier des charges du tableau II.2. Le courant du rotor est également celui qui donne le point de fonctionnement. Le courant d'excitation du point de fonctionnement correspond à une densité de courant de  $J_r = 5 \text{ A/mm}^2$  dans les encoches du rotor. L'analyse est menée pour des valeurs de  $\psi$  allant de  $0^\circ$  à  $360^\circ$ . La figure II.29 montre le couple moyen,  $\cos(\varphi_{int})$  et  $\sin(\varphi_{int})$ .

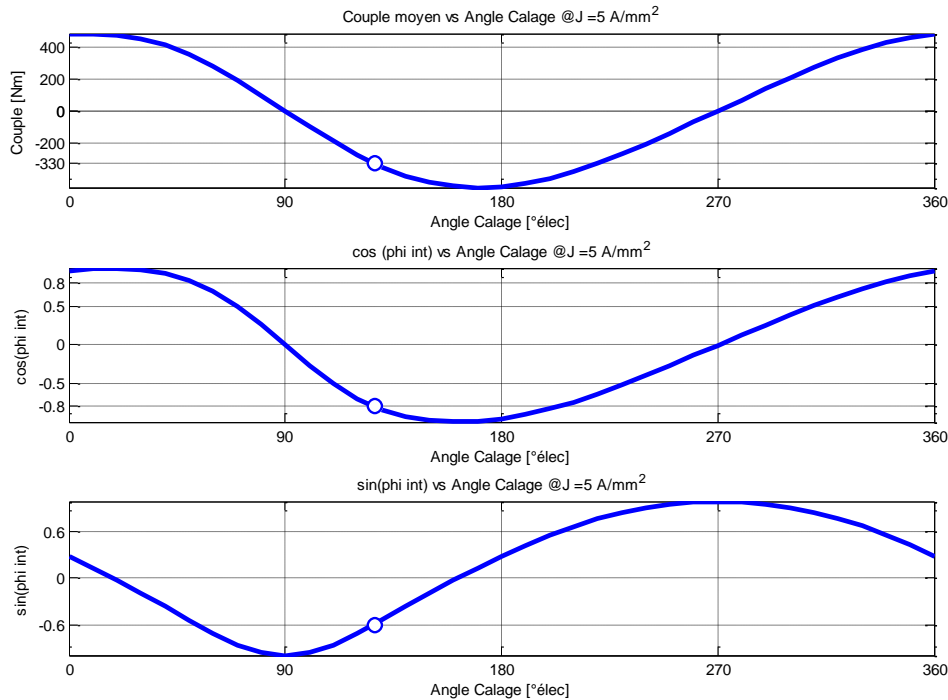


Figure II.29. Couple moyen,  $\cos(\varphi_{int})$  et  $\sin(\varphi_{int})$  de l'alternateur à pôles saillants avec  $J_r = 5 \text{ A/mm}^2$

Les différentes zones de fonctionnement appartiennent :

- **Au fonctionnement moteur** : Ce sont les zones avec un couple moyen positif. Elles s'étendent pour des  $\psi$  entre  $0^\circ$  et  $90^\circ$ , et pour des  $\psi$  entre  $270^\circ$  et  $360^\circ$ . A partir de  $180^\circ$ , ce sont des zones où la machine est surfluxée et en pratique, ce sont des zones inhabituelles de fonctionnement.
- **Au fonctionnement alternateur** : Ce sont des zones avec un couple moyen négatif, pour des angles de calage  $\psi$  entre  $90^\circ$  et  $270^\circ$ . Selon notre convention de signes le  $\cos(\varphi_{int})$  est également négatif dans ce mode de fonctionnement. Les charges inductives ont des valeurs négatives de  $\sin(\varphi_{int})$ .

Le point de fonctionnement défini par le cahier des charges est signalé sur la figure précédente par un cercle. Il est associé à un couple moyen de  $-330 \text{ N} \cdot \text{m}$  et, pour simplifier, nous allons prendre un  $\cos(\varphi_{int})$  de  $-0.8$ . Pour ce point la valeur de  $\sin(\varphi_{int})$  est de  $-0.6$ .

Nous avons analysé 3 cas différents :

- La machine avec la barrière de flux dans l'axe du pôle (noté comme *PS-SR*)
- La machine avec aimants insérés en NdFeB (*PS-SRAP NdFeB*)
- La machine avec des aimants en ferrite (*PS-SRAP Ferrite*)



Toutes ces machines sont alimentées par une densité de courant égale à celle de la machine conventionnelle  $J_r = 5 \text{ A/mm}^2$ . La figure II.30 compare ces trois cas avec la machine conventionnelle à pôles saillants. Nous rappelons que la machine à double excitation a une surface d'encoche plus faible. L'objectif est d'analyser si l'introduction de la double excitation permettrait d'arriver au point de fonctionnement souhaité. De ce fait, il ne sera pas nécessaire d'élargir la surface de bobinage, comme c'était le cas pour le rotor à barrières de flux des sections précédentes.

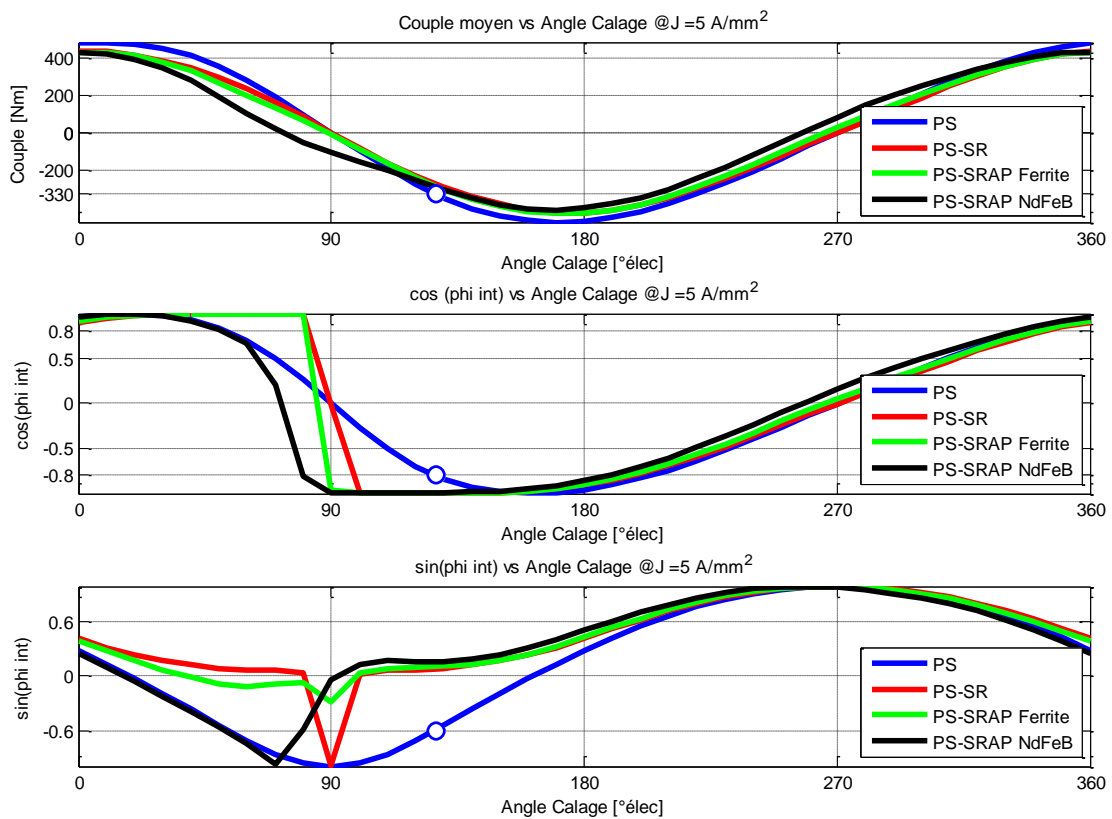


Figure II.30. Couple moyen,  $\cos(\varphi_{int})$  et  $\sin(\varphi_{int})$  de l'alternateur à pôles saillants (PS), l'alternateur avec une barrière de flux (PS-SR), avec aimant en NdFeB (PS-SRAP NdFeB) et avec aimant de ferrite (PS-SRAP Ferrite). La densité de courant est de  $J_r = 5 \text{ A/mm}^2$

L'effet de rajouter uniquement la barrière de flux ne permet pas d'atteindre les performances souhaitées. Elles sont indiquées sur la figure par des cercles. L'effet des aimants de NdFeB est plus significatif en ce qui concerne les performances. L'ajout de l'aimant produit un décalage du fonctionnement alternateur vers de faibles angles de calage (angles de calage  $\psi$  inférieurs à  $90^\circ \text{ élec}$ ). Le couple de la machine avec des aimants en ferrite est semblable à celui de la machine avec la barrière de flux.

Le tableau II.12 représente les valeurs du couple associées à chacune des machines (en valeur absolue) pour le facteur de puissance souhaité  $\cos(\varphi_{int}) = -0.8$ .

<b>Machine</b>	<b>Couple [N · m]</b>
PS (référence)	330
<i>PS-SR</i>	82
<i>PS-SRAP NdFeB</i>	51
<i>PS-SRAP Ferrite</i>	7

Tableau II.12. Couple des machines pour le facteur de puissance  $\cos(\varphi_{int}) = -0.8$

A ce niveau de facteur de puissance, le couple pour les 3 machines est inférieur au couple souhaité. Ces résultats permettent de conclure que dans les conditions fixées pour cette étude, nous n'avons pas réussi à mettre en évidence l'intérêt de la double excitation pour notre application. Une des raisons est la forte saturation du circuit magnétique du rotor. Comme perspective à cette étude sur la double excitation bi-axiale, il faudrait revoir les contraintes géométriques de l'étude (comme la surface d'encoche) afin d'avoir plus de degrés de liberté dans le design.

## Conclusion

Ce chapitre a traité de l'étude d'un alternateur avec un rotor synchro-réductant avec barrières de flux pour une application à vitesse fixe.

Nous avons détaillé la démarche du calcul du point de fonctionnement pour l'alternateur. Cette démarche a été utilisée pour le dimensionnement du rotor synchro-réductant à barrières de flux. Pour cette structure, nous avons justifié la forme des barrières de flux et leur nombre. Les dimensions du rotor ont été déterminées par des études paramétriques. La force magnétomotrice du rotor nécessaire est réduite si la barrière de flux se positionne près de l'arbre.

Une comparaison des performances a été établie avec le rotor à pôles saillants. Nous avons vu qu'un bobinage spécial au rotor était nécessaire pour cette structure afin de limiter les pertes cuivre en régime permanent. L'ajout de la barrière de flux dans le rotor entraîne un gain faible par rapport à la même structure sans barrières. Le couple de saillance produit par l'introduction de la barrière de flux est affaibli à cause d'une forte saturation dans le circuit magnétique du rotor. Le design proposé permet de réduire de 7% la quantité de cuivre du bobinage d'excitation par rapport à l'alternateur conventionnel. Nous avons évalué également les performances transitoires de la machine à barrières de flux et son fonctionnement sur une charge monophasée. Ces modes de fonctionnement sont très influencés par l'interaction entre le circuit amortisseur et la barrière de flux, surtout dans l'axe  $q$ . L'étude montre que la barrière de flux rend difficile l'action du circuit amortisseur pour des régimes transitoires, ce qui constitue un inconvénient pour ce type de structure.

Une maquette a été fabriquée pour valider le modèle de la machine et le concept de bobinage. Les performances de la maquette sont inférieures à celles attendues à cause de la longueur de l'entrefer qui est plus importante que celle spécifiée par le dimensionnement. La géométrie des tôles a été détériorée pendant leur découpage et/ou pendant le procédé de fabrication de la machine.

Une analyse d'une machine à double excitation bi-axiale a été réalisée. L'objectif était de voir si la compensation de la réaction d'induit dans l'axe  $q$  pouvait entraîner une amélioration significative des performances de la machine. Avec les contraintes géométriques fixées, l'intérêt d'une deuxième source d'excitation n'a pas pu être montré.

Ce chapitre souligne également la robustesse du design du rotor actuel à pôles saillants. Ce design possède un circuit magnétique rotorique saturé. Cela rend difficile une amélioration des performances. Cette étude montre ainsi les limitations des topologies de rotors proches de celle du rotor conventionnel. Il est donc nécessaire de s'orienter vers d'autres topologies de machines « moins conventionnelles ». Le chapitre IV présente l'analyse en vue du dimensionnement d'un alternateur à griffes à flux axial.



# Chapitre III

---

## ETUDE D'UNE EXCITATRICE A GRIFFES

### SOMMAIRE

---

Introduction.....	77
III.1. Description de la machine.....	79
III.2. Validation des résultats du modèle de calcul par éléments finis en 3D .....	83
III.3. Voies d'amélioration de l'excitatrice à griffes .....	87
III.3.1. Limitation des fuites entre la griffe et la culasse.....	87
III.3.2. Analyse des ouvertures angulaires des griffes .....	90
III.3.3. Influence du flux de fuites entre les griffes sur les performances .....	91
III.4. Bilan des quantités de matières actives pour l'inducteur à griffes et l'inducteur conventionnel.....	94
Conclusion .....	95

### Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'étude d'une structure non-conventionnelle d'excitatrice ayant un stator à griffes. L'objectif premier est de vérifier si la machine proposée peut répondre au point de fonctionnement défini par le cahier de charges.

Le chapitre commence par le descriptif de l'excitatrice actuelle à pôles saillants et celui de la structure à griffes. Le stator à griffes a également comme particularité d'être fabriqué dans un matériau ferromagnétique à bas coût, comme la fonte. Nous expliquons ce choix par la suite.

Puisque le trajet du flux magnétique dans le stator est tridimensionnel, l'étude est réalisée avec un logiciel de calcul par éléments finis en 3D. Le modèle de la machine est comparé à des résultats expérimentaux obtenus sur une maquette.

Puis nous présentons des modifications sur la géométrie de la machine afin d'améliorer ses performances. Le chapitre se termine par le bilan de matières actives de la structure à griffes et celui de la structure actuelle.



### III.1. Description de la machine

Nous avons présenté, dans le premier chapitre, le système d’excitation des alternateurs industriels. Ce système est composé d’une excitatrice et d’un redresseur tournant qui alimente le bobinage du rotor. L’excitatrice est une machine dite inversée où le stator ou *inducteur* est à pôles saillants et le rotor ou *induit* contient un bobinage triphasé couplé au redresseur tournant. La figure III.1 présente la structure actuelle de l’excitatrice.

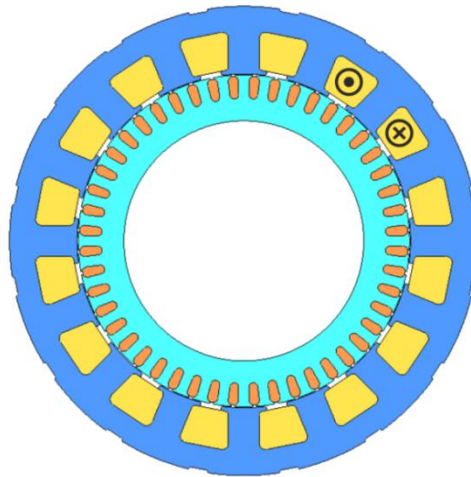


Figure III.1. Structure actuelle de l’excitatrice

Les caractéristiques principales de la machine étudiée (excitatrice d’un alternateur de puissance 600 kVA), sont indiquées dans le tableau III.1. Le critère de dimensionnement pour les excitatrices est imposé par le cahier des charges des alternateurs pour des applications « marine » (production d’électricité embarquée dans les bateaux). La plupart des sociétés en charge de la qualification des alternateurs stipulent que l’alternateur en court-circuit doit fournir 3 fois le courant nominal de la machine, ce qui implique que le système d’excitation doit alimenter le bobinage du rotor avec 3 fois le courant d’excitation [LS02]. La comparaison entre la structure actuelle et la structure non conventionnelle est réalisée par rapport à ce critère.

Données	Valeur
Nombre de pôles	16
Nombre d’encoches	48
Diamètre d’alésage [mm]	270
Diamètre extérieur [mm]	379.5
Longueur de fer [mm]	60
Vitesse de rotation [tr/min]	1500

Tableau III.1. Caractéristiques de l’excitatrice existante

La structure non-conventionnelle d'excitatrice possède le même induit que l'excitatrice de référence. Le diamètre extérieur de l'inducteur est augmenté à 400 mm. L'inducteur est formé par deux ensembles qui contiennent les griffes (en bleu sur la figure III.2 (a)) et qui laissent place à l'intérieur à un bobinage global toroïdal (en jaune). Les griffes d'un ensemble ont toutes la même polarité tandis que les griffes de l'autre ensemble ont la polarité opposée. La figure III.2 (b) présente un schéma des trajets de flux dans la machine. Ces trajets ont un caractère tridimensionnel. Ils sont radiaux dans l'entrefer, vont dans la direction axiale dans les griffes et traversent la culasse du stator avec une composante circonférentielle et axiale. Les trajets au rotor sont les mêmes que dans une machine à flux radial.

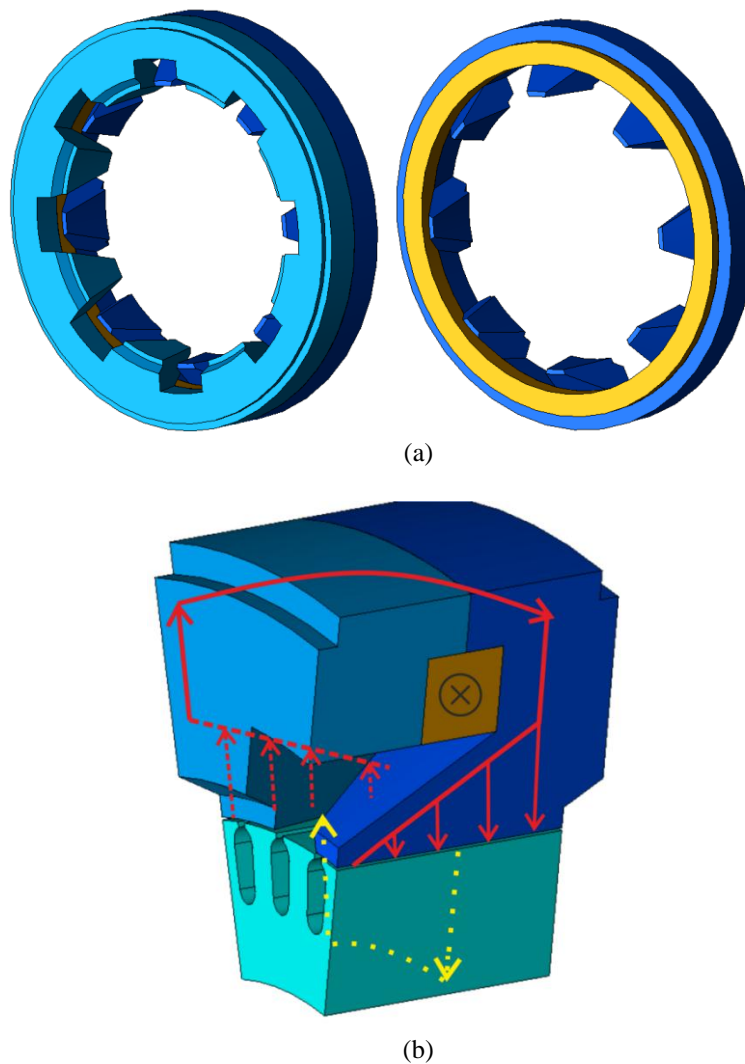


Figure III.2. Structure d'excitatrice avec stator à griffes : (a) détail de l'inducteur et (b) trajets des lignes de flux dans la structure



L'intérêt de ce type de structure est résumé ci-dessous [DEO15]:

- Le nombre de pièces nécessaires pour former le stator est réduit par rapport à un stator conventionnel.
- Les procédés de fabrication et d'assemblage des pièces ferromagnétiques massives sont plus simples que pour les structures avec empilage de tôles.
- L'emploi d'un bobinage global simplifie la réalisation et permet d'avoir un facteur de remplissage élevé en supprimant au passage les inconvénients inhérents aux têtes de bobines.

Par ailleurs, l'inducteur est fabriqué dans un matériau à bas coût comme la fonte. La référence choisie est une fonte à graphite sphéroïdal FGS 400-15. Les fontes à graphite sphéroïdal possèdent des propriétés magnétiques qui sont les meilleures parmi les fontes [JAU01]. Elles sont aussi employées dans la réalisation des moteurs freins [LS03].

Le choix de la fonte est guidé par le fait qu'elle est déjà utilisée industriellement dans d'autres composants des alternateurs tels que les paliers et certains moyeux d'accouplement. D'autre part, la mise en œuvre de pièces massives en fonte est simple et facilite l'assemblage de l'inducteur.

Si on établit une comparaison au niveau des propriétés magnétiques avec d'autres matériaux ferromagnétiques employés dans les machines électriques, la fonte présente des performances moins élevées. Afin d'illustrer ce propos, les courbes  $B(H)$  de la fonte, de la tôle M600 et une référence actuelle de SMC (*Höganäs Somaloy 3P*) sont comparées sur la figure III.3. On peut observer qu'au niveau des perméabilités relatives et de la polarisation à saturation, la tôle M600 a des meilleures propriétés. La perméabilité relative de la référence de SMC considérée est similaire à celle de la fonte mais la polarisation à saturation ( $J_s$ ) du SMC est plus élevée. La polarisation à saturation de cette référence de fonte est  $J_s = 1.55 T$ .

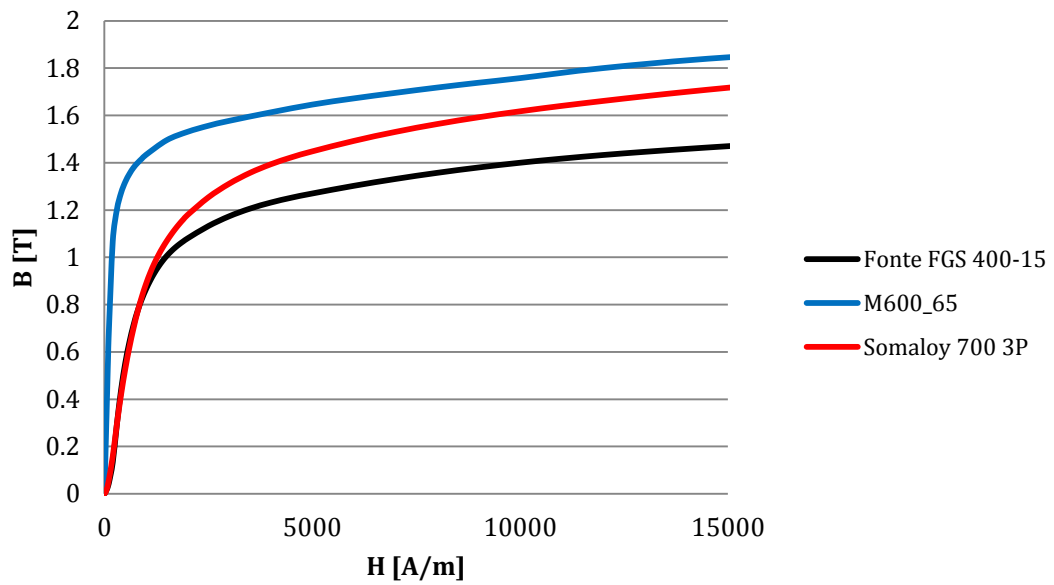


Figure III.3. Caractéristique magnétique de la fonte FGS 400-15, de la tôle magnétique M600 et du SMC 700 3P

L'utilisation de la fonte permet aussi de réduire les pertes par courants de Foucault, par rapport à des pièces en acier massif. Cela est dû à sa résistivité électrique qui est plus élevée ( $\rho_{\text{fonte}} = 0.5 \mu\Omega \cdot m$  tandis que  $\rho_{\text{acier}} = 0.3 \mu\Omega \cdot m$ ).

### III.2. Validation des résultats du modèle de calcul par éléments finis en 3D

Le logiciel choisi pour l'analyse des structures en 3D est JMAG. Cette étude sur l'excitatrice à griffes a été notre première utilisation d'un outil éléments finis 3D électromagnétique. La première étape consiste à valider les résultats des calculs éléments finis en les comparant à ceux issus des essais d'une maquette d'excitatrice en fonte. Une représentation de la maquette est donnée sur la figure III.4.

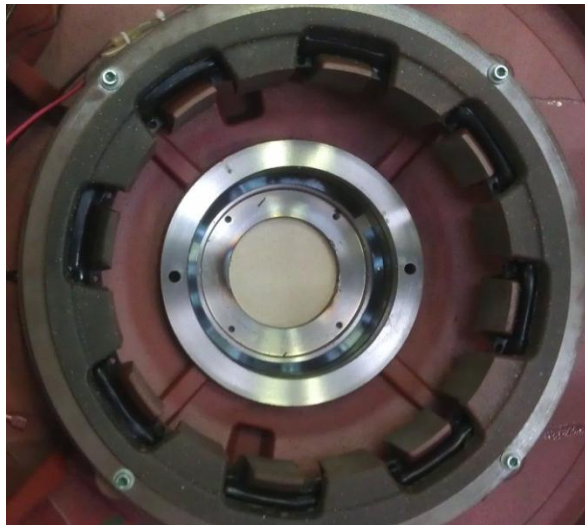


Figure III.4. Maquette de l'excitatrice à griffes

La validation du modèle EF 3D est réalisée pour plusieurs modes:

- Fonctionnement à vide
- Fonctionnement en court-circuit
- Fonctionnement avec un redresseur débitant sur une charge monophasée
- Fonctionnement avec un redresseur débitant sur le bobinage du rotor de l'alternateur principal

Toutes les simulations ont été effectuées par des analyses magnéto-transitoires dans l'outil 3D avec le modèle éléments finis couplé à un circuit électrique. Dans le modèle éléments finis, les têtes de bobines de l'induit n'ont pas été représentées. L'alimentation de l'inducteur est faite par une source de courant. Le bobinage de l'induit est connecté à une charge résistive triphasée, dont la valeur représente un circuit ouvert ( $R = \infty$ ) ou en court-circuit ( $R = 0$ ). Pour les modes de fonctionnement avec pont redresseur, nous avons supposé les diodes idéales. Le bobinage rotorique de l'alternateur principal est représenté par une résistance, ce qui permet d'avoir une convergence rapide du calcul.

**(1) Performances à vide ( $R = \infty$ )**

La figure III.5 montre les valeurs efficaces des tensions composées en fonction du courant d'excitation dans l'inducteur pour les essais et le modèle éléments finis 3D.

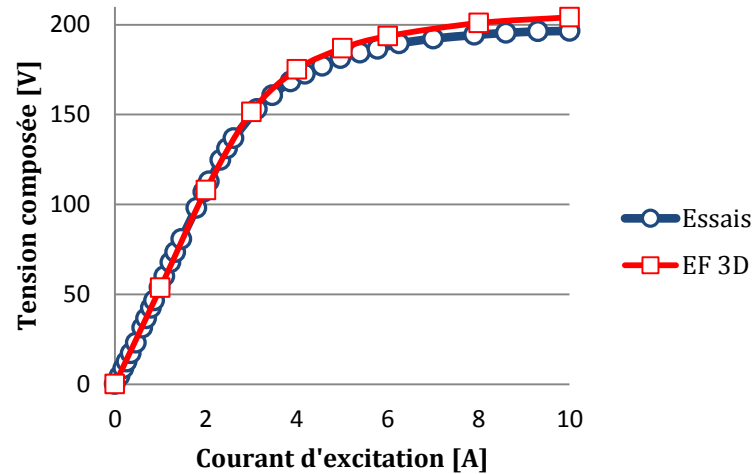


Figure III.5. Courbe à vide

La comparaison au niveau de la droite d'entrefer, partie linéaire de la courbe à vide, est satisfaisante. Lorsqu'on se situe sur la zone non linéaire, les résultats des simulations sont au-dessus de la courbe issue des essais. La figure III.6 permet de comparer les formes d'onde de la tension à vide en fonction du temps. Nous utilisons deux niveaux de courant d'excitation  $I_{exc} = 1 A$  (situé sur la droite d'entrefer) et  $I_{exc} = 5 A$  (situé sur la zone sous saturation).

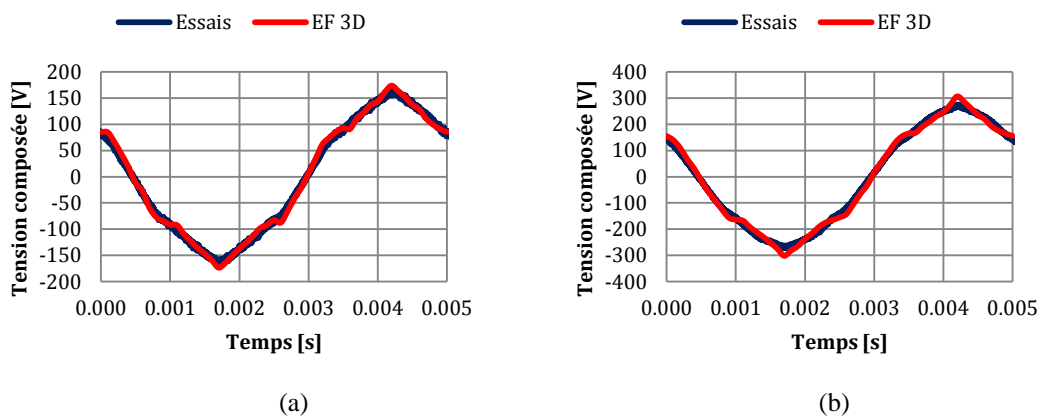


Figure III.6. Forme d'onde de la tension composée pour deux niveaux du courant d'excitation : (a) dans la zone linéaire  $I_{exc} = 1 A$  et (b) dans la zone non-linéaire  $I_{exc} = 5 A$

Les formes d'ondes issues de l'outil 3D sont cohérentes avec celles des essais.

**(2) Performances en court-circuit ( $R = 0$ )**

Cette fois-ci les comparaisons sont établies par rapport au courant dans l'induit. La figure III.7 représente l'évolution des valeurs efficaces du courant d'induit en fonction du courant d'excitation dans l'inducteur.

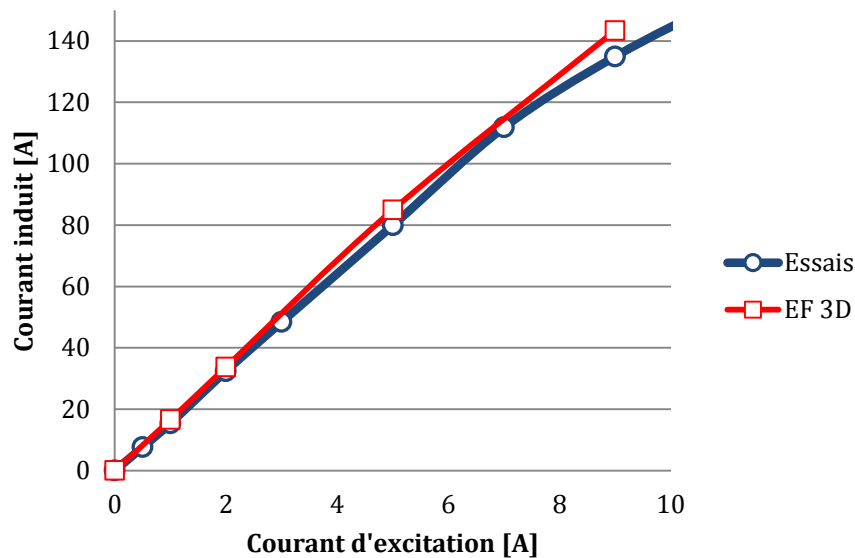


Figure III.7. Caractéristique en court-circuit

Les résultats sont proches des essais, malgré un écart lorsque le courant d'excitation est à 9 A. Concernant les formes d'onde du courant d'induit en fonction du temps, les comparaisons pour deux niveaux de courant d'excitation (voir figure III.8), montrent aussi de bons résultats.

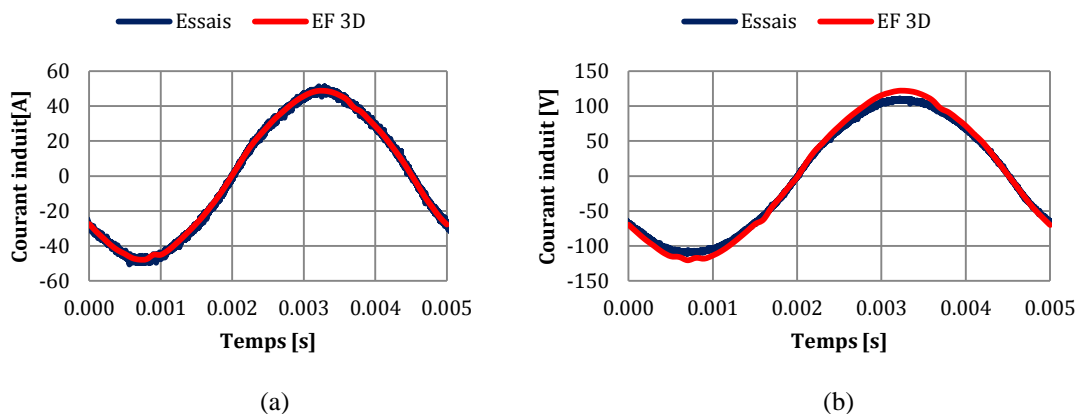


Figure III.8. Forme d'onde du courant d'induit en court-circuit pour deux niveaux du courant d'excitation : (a) dans la zone linéaire  $I_{exc} = 2 A$  et (b) dans la zone non-linéaire  $I_{exc} = 5 A$

**(3) Performances avec un pont redresseur et une charge monophasée**

Dans ce cas, le bobinage de l'induit est couplé à un pont redresseur idéal qui alimente une charge monophasée. Nous récupérons la valeur moyenne du courant débité dans la charge. Nous avons tracé la courbe d'excitation pour deux valeurs de la charge,  $R = 9.5 \Omega$  (Figure III.9 (a)) et  $R = 14.5 \Omega$  (Figure III.9 (b)). Les résultats sont convenables.

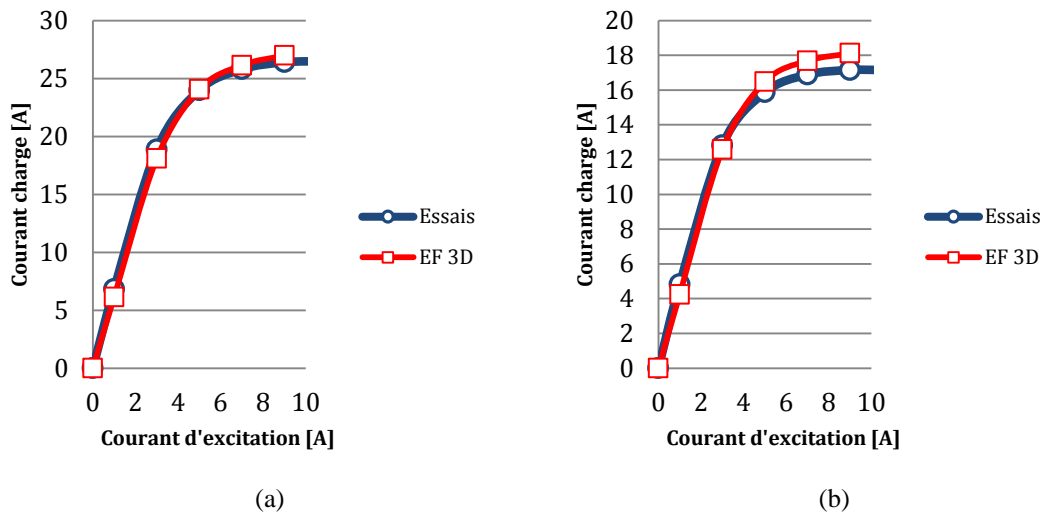


Figure III.9. Caractéristiques en charge de l'excitatrice : Essai en charge avec pont de diodes  $R = 9.5 \text{ Ohm}$  (a) Essai en charge avec pont de diodes  $R = 14.5 \text{ Ohm}$  (b)

**(4) Performances avec le pont redresseur alimentant le bobinage rotor de l'alternateur principal**

Le bobinage de l'induit est couplé au pont de diodes et au bobinage de l'alternateur principal. Le tableau III.2 indique les écarts en termes du courant du rotor entre les essais et les calculs par éléments finis pour deux points de mesure.

	$I_{exc} = 9.6 \text{ A}$ Courant rotor [A]	$I_{exc} = 12 \text{ A}$ Courant rotor [A]
Essais	139.8	145.4
EF 3D	144.9	151.6
<b>Ecart</b>	<b>3.6%</b>	<b>4.3%</b>

Tableau III.2. Comparaison des courants du rotor entre les essais et le modèle 3D pour deux points de mesure

**Conclusion :** Ces résultats permettent d'établir la bonne cohérence du modèle élément finis par rapport aux essais. De ce fait, nous pouvons l'utiliser comme cas de référence pour étudier d'éventuelles améliorations.

### III.3. Voies d'amélioration de l'excitatrice à griffes

Dans cette section, nous aborderons quelques modifications de la structure d'inducteur afin d'améliorer les performances. Cette amélioration peut se traduire par une augmentation du courant débité ou par une réduction de la masse de l'inducteur. L'étude se poursuivra par l'analyse de l'influence de certains paramètres géométriques du design et par l'analyse du rôle des flux de fuites entre griffes.

#### III.3.1. Limitation des fuites entre la griffe et la culasse

Au regard de la carte d'induction, présentée dans figure III.10, nous pouvons voir qu'il existe des zones où l'induction est très faible (en bleu sur la figure). Cela veut dire que les lignes de flux ne traversent pas ces parties. Elles peuvent donc être réduites ou même enlevées. Ces zones sont principalement les zones de transition entre deux griffes de même polarité. La zone de transition entre griffes (pour les deux ensembles de griffes qui composent l'inducteur) est repérée par des cercles noirs sur la figure. Ces zones de transition sont faiblement sollicitées parce que le flux traverse la culasse de l'inducteur en diagonale (dans la direction circonférentielle et axiale). Par ailleurs, nous pouvons aussi observer que la culasse de l'inducteur est très saturée pour ce design, ce qui constituera un point bloquant pour l'amélioration des performances.

Dans cette sous-section, nous nous intéresserons uniquement aux modifications de la culasse dans la zone entre griffes. Les performances devraient s'améliorer à cause de la réduction des flux de fuites entre la culasse et les griffes.

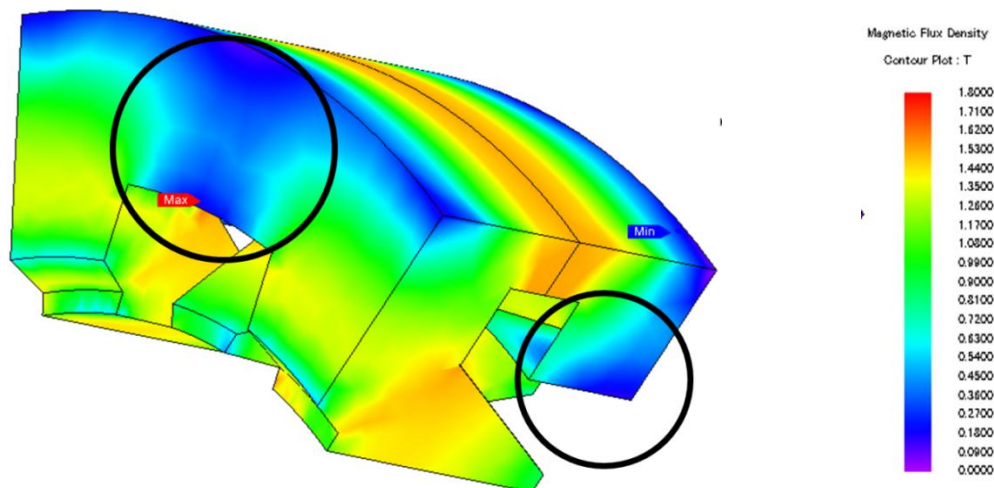


Figure III.10. Cartes d'induction magnétique de la géométrie initiale

Le critère de comparaison entre différents dimensionnements est le courant débité pour une même valeur de courant d'alimentation de l'inducteur, fixé comme le courant maximum du régulateur de l'alternateur  $I_{exc} = 12 A$ . Le choix du niveau de courant est réalisé par rapport au point de dimensionnement qui a été défini dans la section III.1. Pour ce niveau de courant d'alimentation de l'inducteur, l'induit doit pouvoir fournir 3 fois le courant nominal.

Les valeurs du courant sont données en p.u. par rapport au courant rotorique nominal de la machine. La masse de l'induit est exprimée elle aussi en p.u. Elle a comme base la masse du cas de référence validé par les essais.

Le cas de référence présente les performances suivantes :

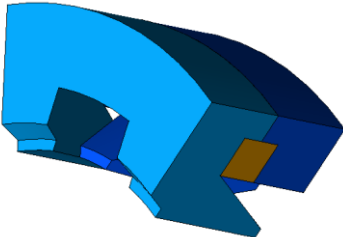
	Figure	Courant [p.u.]	Masse [p.u.]
<i>Géométrie Initiale</i>		2.96	1.00

Tableau III.3. Performances de l'excitatrice avec la géométrie initiale



Nous avons étudié trois cas différents qui sont regroupés dans le tableau III.4 avec leurs résultats associés. Dans un premier temps, nous avons enlevé une partie de la culasse qui entoure la bobine, donnant lieu à *Geom1* où la culasse entoure à moitié la bobine. Dans la géométrie *Geom2*, la culasse n’entoure pas la bobine, et elle a été partiellement coupée dans la direction axiale. La géométrie *Geom3* part de *Geom2* où le rayon de la culasse a été légèrement augmenté pour éviter une trop faible section de passage de flux dans cette zone.

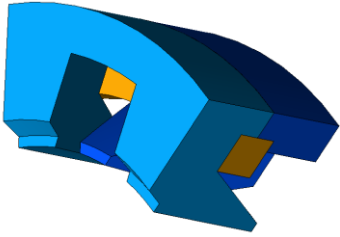
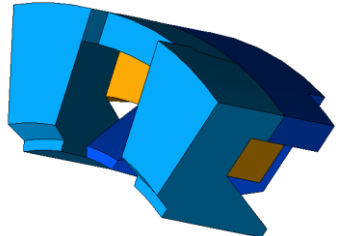
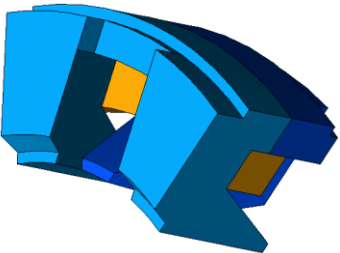
	Figure	Courant [p.u.]	Masse [p.u.]
<i>Geom1</i>		3.10	0.90
<i>Geom2</i>		2.84	0.80
<i>Geom3</i>		3.12	0.91

Tableau III.4. Résumé des performances de l’excitatrice avec les différentes culasses.

Les performances sont améliorées pour le premier design *Geom1*. Pour la géométrie *Geom2*, le fait de raccourcir axialement la culasse entraîne une augmentation de la saturation du circuit magnétique. Ceci a été résolu dans *Geom3* par une augmentation locale du rayon de la culasse, ce qui donne les meilleures performances. Tous les designs permettent de réduire la masse de matériau ferromagnétique de l’inducteur de plus de 9% par rapport au cas initial.

Si on souhaite améliorer davantage les performances, il faudra réduire le niveau de saturation magnétique de la culasse. Nous pouvons voir que les cas *Geom1* et *Geom3* permettent de satisfaire le cahier des charges de notre application.

Nous avons choisi la géométrie *Geom3*, comme nouveau point de départ pour les modifications suivantes dans le circuit magnétique. Ces modifications concernent l’ouverture angulaire des griffes. Elle est aussi la géométrie utilisée pour l’analyse du rôle des fuites.

### III.3.2. Analyse des ouvertures angulaires des griffes

Dans cette partie, nous étudions l'influence de la variation de l'ouverture angulaire des griffes sur le courant débité. Les griffes de l'inducteur sont de forme trapézoïdale (vues depuis l'entrefer de la machine). Elles peuvent être définies par leur ouverture angulaire à la moitié de la longueur de fer ( $\beta_s \tau_p$  où  $\tau_p$  est le pas polaire) et par un angle représentatif de la différence de largeur des deux bases du trapèze ( $\varphi_{griffe}$ ) [BOL06b]. Ces deux paramètres sont indiqués sur la figure III.11.

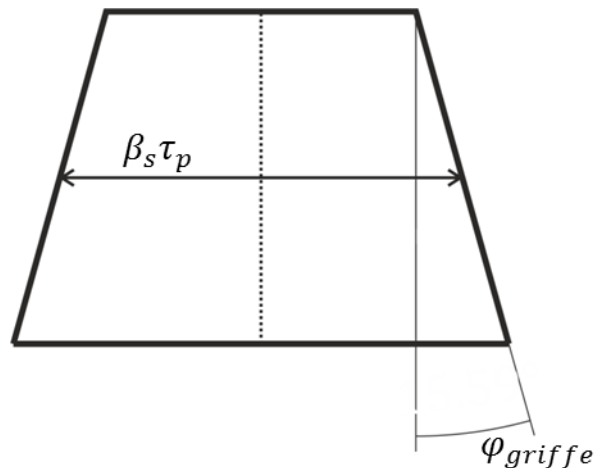


Figure III.11. Paramètres géométriques des griffes

Une étude paramétrique a été mise en place avec ces deux paramètres. Dans la référence [BOL06b], l'auteur indique que pour les alternateurs à griffes au rotor les valeurs de  $\beta_s$  se trouvent entre 0.45 et 0.6 et les valeurs de  $\varphi_{griffe}$  entre  $10^\circ$  et  $20^\circ$ . Dans l'inducteur étudié, nous avons utilisé pour  $\beta_s$  des valeurs comprises entre 0.5 et 0.7, car notre géométrie de départ présentait  $\beta_s = 0.65$ . Pour  $\varphi_{griffe}$ , la plage a été conservée entre  $10^\circ$  et  $20^\circ$ . Les résultats sur le courant débité sont présentés sur la figure III.12 :

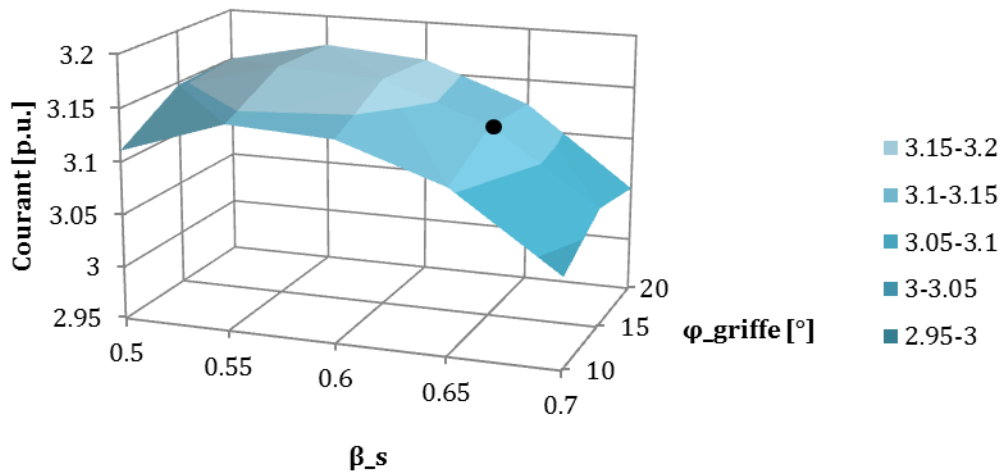


Figure III.12. Variation du courant débité avec l'ouverture angulaire et l'angle de la griffe

Le cas de référence est indiqué par un cercle noir. Les performances peuvent être augmentées en modifiant les paramètres considérés. Cependant, les variations du courant avec les paramètres sont faibles, et il existe une région assez étendue où le courant est supérieur à 3.15. Les meilleures performances pour l'inducteur se trouvent pour  $\beta_s = 0.55$  et  $\varphi_{griffe} = 15^\circ$ . Si on augmente l'ouverture angulaire au-delà de  $\beta_s = 0.55$ , les performances diminuent à cause des fuites entre griffes. Au niveau de l'angle des griffes  $\varphi_{griffe}$ , les valeurs intermédiaires assurent de meilleures performances.

### III.3.3. Influence du flux de fuites entre les griffes sur les performances

Dans des structures à griffes, ce sont les fuites magnétiques qui limitent en grande partie l'amélioration des performances, en saturant d'avantage le circuit magnétique. Pour évaluer l'effet de ces fuites nous avons créé un modèle où nous imposons dans la région d'air autour des griffes une perméabilité magnétique relative très faible ( $\mu_r = 0.1$ ). Nous pouvons distinguer alors la différence au niveau du courant débité par rapport au cas de référence.

	Courant [p.u.]
Cas de référence	3.12
Cas fuites réduites ( $\mu_r = 0.1$ )	3.88

Tableau III.5. Résumé des performances de l'inducteur

Nous constatons bien l'importance d'une réduction des fuites car les performances sont améliorées à hauteur de 25%. La figure III.13 présente la distribution de l'induction magnétique dans la région d'air autour des griffes. Les concentrations d'induction plus importantes (en rouge sur la figure) sont celles des flux de bord car ces flux traversent l'entrefer de la machine. Les flux de fuites entre griffes se développent dans toute la griffe.

Ces fuites sont plus présentes au niveau de la partie haute de la griffe car dans cette zone la distance entre les deux griffes est moindre.

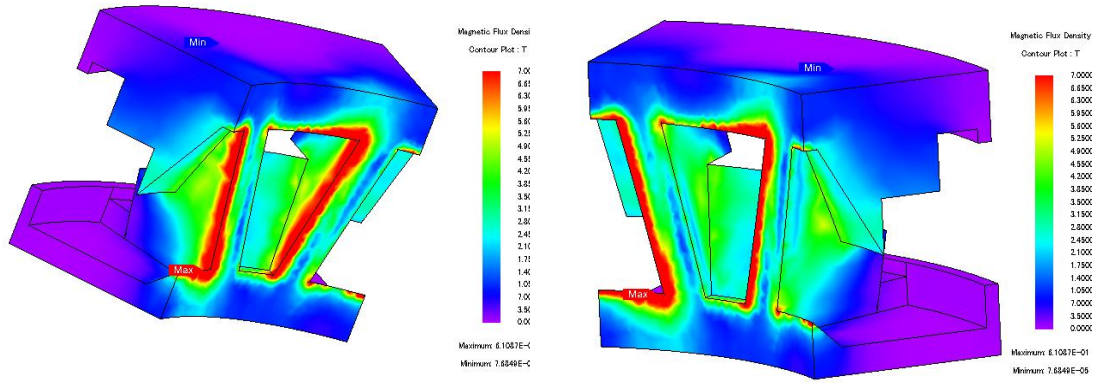


Figure III.13. Carte des inductions dans la zone d'air entre griffes

Pour limiter l'effet des flux de fuites, nous avons étudié deux solutions : l'introduction d'aimants supplémentaires pour réduire les fuites entre les griffes et une diminution du nombre de pôles de l'excitatrice.

**(1) Cas avec des aimants entre griffes**

Nous avons introduit des aimants en ferrite ( $B_r = 0.4 \text{ T}$ ) entre les griffes. La figure III.14 (a) représente la position des aimants (les aimants sont en rouge sur la figure) et la figure III.14 (b) montre leur direction d'aimantation, pour éviter les fuites entre griffes.

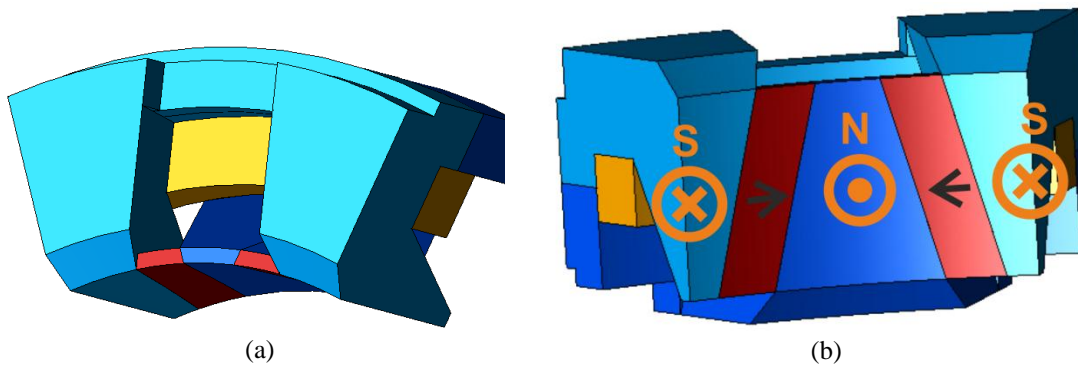


Figure III.14. Position des aimants et leur direction d'aimantation.

Les résultats se trouvent dans le tableau III.6 :

	Courant [p.u.]
Cas de référence	3.12
Cas avec des aimants	3.28

Tableau III.6. Résumé des performances de l'excitatrice avec les aimants inter-griffes

Il existe effectivement une amélioration des performances de la machine, car la présence de l'aimant limite les fuites entre griffes. Cependant, cette amélioration reste faible et ne justifie pas l'introduction d'aimants supplémentaires.

**(2) Changement du nombre de pôles : cas à 10 pôles**

D'un point de vue théorique, comme il a été indiqué dans le premier chapitre du manuscrit de thèse, les structures à griffes sont bien adaptées grâce à leur bobinage global pour des nombres de pôles élevés. Cette affirmation est limitée par les fuites magnétiques entre pôles, dont nous avons analysé l'effet précédemment. De ce fait, pour cette structure, il devrait exister un nombre de pôles optimal avec un meilleur compromis entre fuites et surface d'échange magnétique. Dans cette section, pour une première analyse, nous proposons d'évaluer les performances d'un inducteur avec un nombre de pôles plus faible, 10 pôles.

Les grandeurs géométriques de l'inducteur à 16 pôles restent inchangées. De ce fait l'espace existant entre griffes devrait être plus important. Nous avons utilisé le même nombre d'ampères-tours d'excitation dans l'inducteur. Pour chaque nombre de pôles, plusieurs nombres de conducteurs par encoche ont été utilisés dans l'induit afin de trouver le nombre de conducteurs optimal pour chaque nombre de pôles. La figure III.15, représente le courant débité en p.u. par l'excitatrice pour différents nombres de conducteurs pour les deux nombres de pôles.

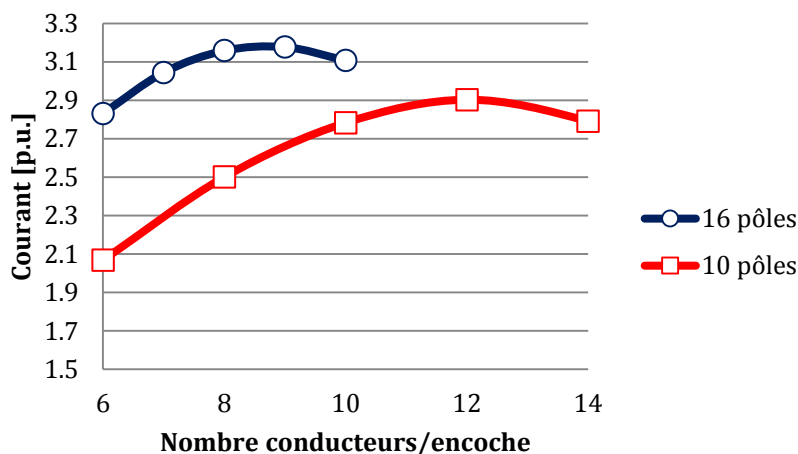


Figure III.15. Courant dans l'induit pour plusieurs nombres de conducteurs par encoche

Il existe un impact du nombre de pôles sur les performances. Les performances de l'inducteur avec 10 pôles sont inférieures à celles de l'inducteur avec 16 pôles. L'inducteur avec 10 pôles n'arrive pas à respecter le cahier de charges. Il serait intéressant de compléter cette étude avec d'autres nombres de pôles afin de trouver le nombre de pôles le plus convenable.

### III.4. Bilan des quantités de matières actives pour l'inducteur à griffes et l'inducteur conventionnel

Pour clore ce chapitre sur l'excitatrice à griffes, nous donnerons quelques éléments de comparaison avec l'excitatrice actuelle. Nous avons vu que l'excitatrice à griffes peut répondre au cahier des charges et qu'elle peut être encore améliorée.

Le tableau III.7 résume le bilan de masse de matériaux actifs de l'inducteur actuel et celui de la structure à griffes *Geom3* de la section III.3.1. Les valeurs sont données p.u. par rapport à l'inducteur actuel.

	Inducteur actuel	Inducteur à griffes
Masse Matériau Ferromagnétique [p.u.]	1.00	1.47
Masse Cuivre [p.u.]	1.00	0.37

Tableau III.7. Bilan des matériaux des inducteurs sous étude

La masse du circuit ferromagnétique de l'inducteur à griffes est plus importante que celle de l'inducteur actuel. En ce qui concerne le coût, cela devrait être compensé par le faible coût de la fonte et de la mise en œuvre de la structure d'inducteur. Nous pouvons identifier un gain très significatif de la masse de cuivre dans la nouvelle structure.

## Conclusion

Ce chapitre dédié à l'excitatrice à griffes a servi comme prise en main de l'outil 3D et comme introduction aux structures à griffes, qui seront développées dans le chapitre suivant.

Nous avons validé notre modèle de calcul par éléments finis 3D par rapport à des résultats d'essais pour différents modes de fonctionnement. L'influence de certains paramètres géométriques a été analysée, en montrant que la structure peut répondre au cahier de charges. La comparaison des bilans de matières actives souligne le potentiel de la structure comme candidate pour cette application.

Plusieurs perspectives peuvent être établies pour la suite de cette étude. Il serait utile de considérer les têtes de bobines de l'induit, et de calculer les pertes de l'excitatrice qui affectent le rendement global de l'alternateur. Une autre question qui s'est posée est le nombre optimal de pôles et le nombre associé de conducteurs (section III.3.3). Il est possible qu'un nombre de pôles plus important puisse entraîner de meilleures performances.





# Chapitre IV

---

## ETUDE D'UN ALTERNATEUR A GRIFFES A FLUX AXIAL

### SOMMAIRE

---

Introduction.....	98
IV.1. Description de la structure.....	101
IV.1.1. Considérations sur les matériaux ferromagnétiques.....	104
IV.1.2. Avantages et limitations de la structure .....	105
IV.2. Modélisation des machines électriques à flux axial et des machines à griffes..	106
IV.2.1. Modèles spécifiques aux machines à flux axial .....	107
IV.2.2. Modèles spécifiques aux machines à griffes .....	108
IV.2.3. Choix de la modélisation.....	110
IV.3. Approche de modélisation par des modèles locaux .....	111
IV.4. Modèle analytique de l'alternateur à griffes axiales.....	113
IV.4.1. Modèle analytique avec une perméabilité magnétique infinie dans les parties ferromagnétiques .....	117
IV.4.1.1. Définition des forces magnétomotrices .....	117
IV.4.1.2. Définition de l'entrefer principal.....	120
IV.4.1.3. Définition des ampères-tours consommés dans le rotor.....	128
IV.4.1.4. Modèle des entrefers auxiliaires.....	129
IV.4.1.5. Validation avec le modèle par éléments finis en 3D .....	145
IV.4.2. Intégration des parties ferromagnétiques et de la circulation du champ associés	148
IV.4.2.1. Modèle des griffes.....	148
IV.4.2.2. Modèle des anneaux .....	161
IV.4.2.3. Modèle des dents.....	169
IV.4.2.4. Mise en place du système d'équations non linéaires.....	170
IV.4.3. Comparaison par rapport au calcul par éléments finis en 3D.....	170

IV.4.4.	Limitations du modèle analytique .....	175
IV.5.	Dimensionnement à vide .....	177
IV.5.1.	Description du problème de conception par optimisation.....	177
IV.5.2.	Premier problème de conception par optimisation.....	180
IV.5.3.	Deuxième problème de conception par optimisation : comparaison avec une machine conventionnelle.....	186
IV.5.4.	Conclusion.....	188
IV.6.	Perspectives de l’étude.....	189
	Conclusion .....	191

## Introduction

Ce chapitre est dédié à l’étude d’une topologie de machine à griffes à flux axial à double entrefer. Elle est nommée alternateur à griffes axiales [SAI16]. Il s’agit d’une machine avec contrôle du flux d’excitation par un bobinage rotorique de type global. Des griffes sont nécessaires pour guider le flux magnétique vers l’entrefer.

Le chapitre débute par une description des différentes parties de la machine, des trajets de flux, des matériaux utilisés pour l’étude, ainsi que par quelques points forts et points faibles de la structure. A cause des trajets complexes du flux dans les trois dimensions, la machine doit être étudiée par des modèles de calcul par éléments finis en 3D. Cependant, l’utilisation de cette méthode pour le dimensionnement est très coûteuse en temps. De ce fait, nous avons développé un modèle analytique de la machine qui est présenté suite à un descriptif des modèles de la littérature pour les machines à flux axial et des machines à griffes. En effet, l’alternateur à griffes axiales partage des caractéristiques de ces deux types de machines.

La machine est divisée en plusieurs parties selon la direction du flux magnétique dans le circuit magnétique : l’entrefer principal de la machine, les entrefers auxiliaires, les griffes, les anneaux du rotor et les dents du stator. Le modèle de chacune de ces parties est détaillé. Nous montrons deux comparaisons entre le modèle de calcul par éléments finis 3D et le modèle analytique. Une première comparaison sera établie en supposant que les matériaux ferromagnétiques ont une perméabilité magnétique infinie. Dans la deuxième comparaison, les matériaux ont leur caractéristique magnétique réelle. Nous expliquons les écarts trouvés entre le modèle analytique et le modèle de calcul par éléments finis lorsque les matériaux ont une caractéristique magnétique réelle.

Ces écarts sont importants pour les cas en charge. Cela a conduit à une poursuite de l’étude de la machine basée uniquement sur des simulations à vide. Une démarche de

dimensionnement du circuit rotorique à vide est réalisée par le moyen d'algorithme d'optimisation d'évolution différentielle. Un premier cas de dimensionnement permet d'évaluer l'effet des variables d'optimisation sur les performances souhaitées de la machine qui sont le flux à vide et les pertes cuivre de l'excitation. Un autre cas de dimensionnement est réalisé afin de comparer l'alternateur à griffes axiales avec un alternateur conventionnel. Finalement, le chapitre se termine avec quelques perspectives pour la suite de l'étude.



## IV.1. Description de la structure

La structure de l'alternateur à griffes à flux axial (appelée alternateur à griffes axiales ou AGA dans ce chapitre) à double entrefer se compose d'un stator situé entre deux rotors. Le fait d'avoir un double entrefer permet d'équilibrer les efforts mécaniques dans la direction axiale, ce qui est un problème habituel des structures à flux axial avec un seul entrefer. La figure IV.1 montre une vue en perspective et une vue latérale de la machine.

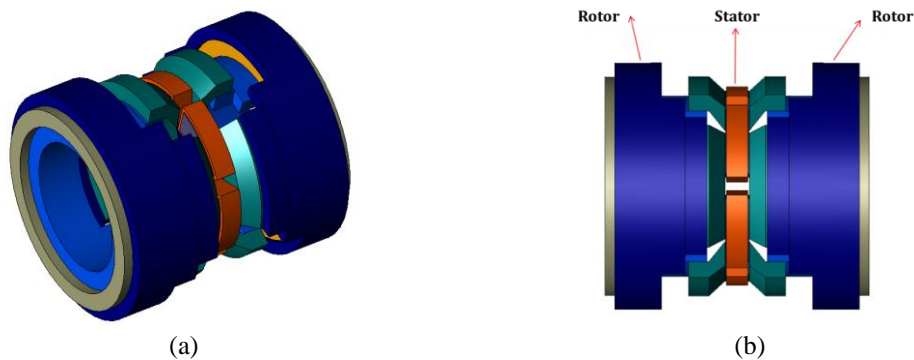


Figure IV.1. Vue en perspective (a) et vue latérale (b) de l'alternateur à griffes axiales (AGA)

L'alternateur est constitué par 4 pôles pour avoir une fréquence de fonctionnement de 50 Hz, lorsque la vitesse d'entraînement est de 1500 *tr/min*.

Le stator est modulaire et constitué par 6 dents fabriquées indépendamment. Le bobinage statorique est de type concentré sur dents. Une vue en perspective du stator est représentée sur la figure IV.2 (a). Les pôles rotoriques de chaque côté du stator sont de polarité opposée pour que le flux magnétique ne se referme pas dans le stator. Par conséquent, la culasse du stator peut être enlevée [GIU12]. Ce type de stator est connu dans la littérature sous le nom de YASA (*Yokeless And Segmented Armature*). Une vue de principe de ce type de structure pour un rotor avec des aimants permanents en surface se trouve sur la figure IV.2 (b).



Figure IV.2. (a) Vue du stator de l'AGA et (b) vue du principe de fonctionnement des stators YASA [GIU12]

Chaque rotor est formé par deux ensembles mécaniques tournants, ces derniers contiennent chacun un anneau et deux griffes. Les deux ensembles sont coaxiaux et ils seront nommés ensemble extérieur et ensemble intérieur. Les griffes qui constituent chaque pôle sont identiques. La figure IV.3 présente les deux ensembles rotoriques, intérieur et extérieur.

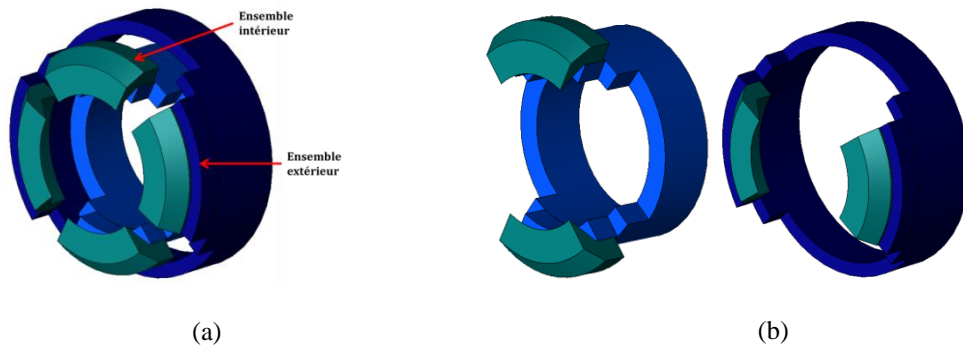


Figure IV.3. Vue des ensembles rotoriques assemblés (a) et séparés (b)

Le bobinage d'excitation du rotor est un bobinage global. Le bobinage appartient à un système d'excitation statique et il est supporté par une pièce, appelée pièce de support, qui ferme le circuit magnétique du rotor et assure le retour du flux magnétique. Cette pièce est aussi statique. Afin de permettre aux pièces tournantes (les ensembles intérieur et extérieur) leur rotation par rapport aux pièces statiques (le bobinage et la pièce de support), des entrefers auxiliaires sont introduits dans le circuit magnétique. Leur longueur devra être réduite au minimum pour pénaliser le moins possible le circuit magnétique, tout en assurant les fonctions mécaniques. La figure IV.4 représente le bobinage d'excitation, la pièce de support et les entrefers auxiliaires.

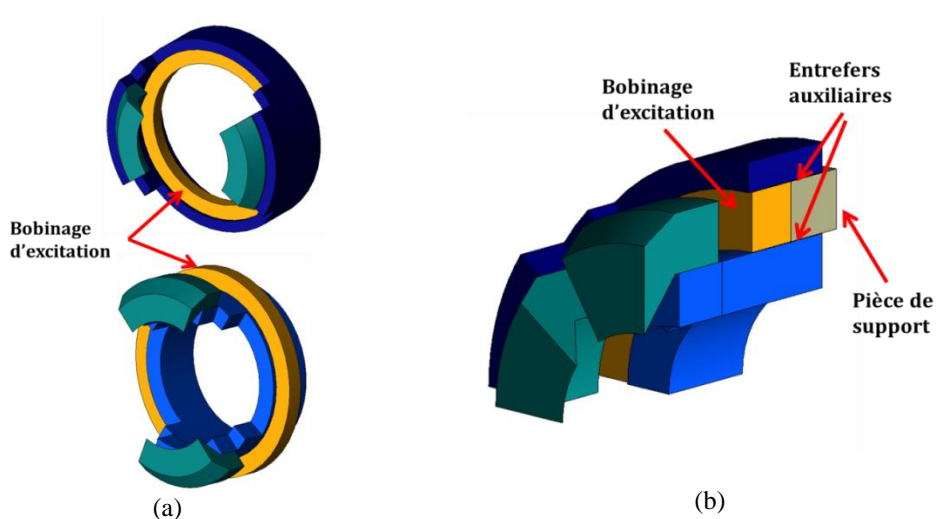


Figure IV.4. (a) Vue du bobinage du rotor et (b) vue de la fermeture du circuit magnétique du rotor

La polarité des griffes dépend de leur position relative par rapport au bobinage du rotor. Chaque ensemble rotorique est alors constitué par des griffes d'une seule polarité. Un schéma sur le trajet des lignes principales de flux dans le rotor est représenté sur la figure IV.5. Nous avons choisi de représenter uniquement un rotor car le circuit magnétique est symétrique dans la direction axiale.

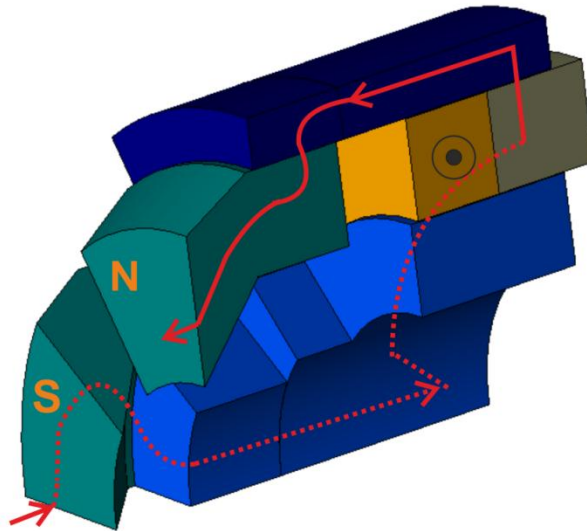


Figure IV.5. Trajets des lignes de flux dans l'alternateur à griffes axiales

Les trajets de flux se développent dans les trois directions de l'espace :

- Trajets en direction axiale : dans l'entrefer de la machine, dans les dents et dans les anneaux des ensembles rotoriques.
- Trajets en direction radiale : dans les griffes et dans les entrefers auxiliaires.
- Trajets en direction circonférentielle et radiale : dans la pièce de support. En réalité, cette composante circonférentielle se développe également en moindre mesure au niveau des anneaux, des entrefers auxiliaires et des griffes.

Par conséquent, l'AGA possède des caractéristiques propres à des machines à flux axial par la direction du flux magnétique dans l'entrefer principal et par la topologie de son stator. D'un autre côté, le circuit magnétique du rotor réunit les caractéristiques des machines à griffes. Un descriptif des modèles pour les deux types de machines, les machines à flux axial et les machines à griffes, est réalisé dans la section IV.2.

#### IV.1.1. Considérations sur les matériaux ferromagnétiques

Dans ce paragraphe, les matériaux ferromagnétiques que nous avons prévu d'utiliser dans l'AGA sont présentés pour les différentes parties de la machine :

- **Matériau des griffes :** Il est nécessaire d'utiliser un matériau adapté pour la fabrication de pièces massives avec des pertes fer réduites. Les pertes fer, qui se développent dans la surface des griffes principalement, limitent le rendement des structures à griffes. De ce fait, nous avons choisi un matériau doux composite ou SMC, qui a été présenté dans le chapitre I section I.3.2. Il existe sur la surface des griffes une induction magnétique variable de fréquence 150 Hz. Cette composante harmonique d'induction est créée, d'une part, par les harmoniques de denture et d'autre part, par les harmoniques liées à la force magnétomotrice du bobinage statorique. Cette fréquence est plus faible que la plage de fréquences où l'utilisation du SMC est la plus avantageuse, à partir de 500 Hz. Cependant, le SMC présente une résistivité électrique plus importante ( $\rho_{SMC} = 600 \mu\Omega \cdot m$ ) que celle des autres matériaux utilisés pour faire des pièces massives comme la fonte ( $\rho_{fonte} = 0.5 \mu\Omega \cdot m$ ) ou l'acier ( $\rho_{acier} = 0.3 \mu\Omega \cdot m$ ). Cela limitera les pertes par courants de Foucault. Les caractéristiques magnétiques de la référence de SMC choisie, Höganäs Somaloy 3P 700, ont déjà été montrées dans le chapitre III section III.1 et comparées à celles de la fonte à graphite sphéroïdal.

L'utilisation du SMC dans les griffes présente deux inconvénients. Le premier est une résistance mécanique aux efforts de traction (65 MPa) et de cisaillement (125 MPa) faibles, ce qui limite son application pour les parties tournantes des machines. L'autre inconvénient est la difficulté à mettre en œuvre des pièces complexes comme les griffes à cause du procédé de compaction de la poudre. La réalisation de formes complexes entraîne des diminutions locales de masse volumique et donc une réduction de la perméabilité magnétique. Puisqu'il s'agit d'une première étude d'un nouveau concept de machine, nous avons laissé ces deux inconvénients en dehors du cadre de l'analyse. Certaines parties du design devront sans doute être revues pour surmonter ces deux contraintes.

- **Matériau des anneaux rotoriques et de la pièce de support :** Ces parties sont soumises à un champ constant généré par l'excitation. Dans la pièce de support, il existe également un champ variable car la composante radiale de l'induction magnétique dans les entrefers auxiliaires n'est pas constante sur toute la longueur circumférentielle. Une analyse de ce champ sera développée dans la section IV.4.2.2. Ce champ variable dans la pièce de support peut créer des pertes. L'acier a été sélectionné comme matériau pour toutes ces pièces par sa perméabilité magnétique relative élevée et par ses bonnes caractéristiques mécaniques. En ce qui concerne les pertes, elles seront faibles dans les anneaux car ils sont soumis à un champ



d'excitation constant. Dans la pièce de support, il sera peut être nécessaire d'employer des tôles en acier feuilletées (dans la direction axiale) afin de réduire les pertes.

- Matériau des dents du stator : L'utilisation de la tôle magnétique est prévue parce qu'elle a des bonnes caractéristiques magnétiques. Elle a des valeurs de perméabilité et de polarisation à saturation élevées. La direction de feuilletage des tôles est radiale. La réalisation de ce type de dents est complexe. Il faut des tôles de différentes dimensions pour réaliser la dent. Une alternative aux tôles est l'utilisation du SMC, qui permet une fabrication facile des dents. Cependant, le SMC a des propriétés magnétiques inférieures à la tôle magnétique.

#### **IV.1.2. Avantages et limitations de la structure**

Ce paragraphe a pour objectif de définir quelques avantages potentiels et des limitations par rapport aux machines conventionnelles que présente l'AGA. Parmi les avantages potentiels nous pouvons citer :

- La facilité d'assemblage : Le caractère modulaire du stator et du rotor, les bobinages concentrés sur dents, le bobinage global et les pièces massives permettent une fabrication simple de la machine.
- Les pertes de la machine seront à priori faibles : Le bobinage global du rotor n'a pas de têtes de bobines et a un facteur de remplissage élevé. De plus, le bobinage global autorise que la fenêtre de bobinage du rotor puisse être rallongée sur la direction axiale pour loger plus de cuivre, sans pénaliser excessivement le circuit magnétique de la machine. Ceci permet d'avoir de faibles pertes au rotor. Concernant les pertes cuivre du stator, elles seront faibles car le bobinage concentré sur dents a des têtes de bobines réduites, un meilleur facteur de remplissage. Nous pouvons aussi rallonger le circuit dans la direction axiale. L'absence de culasse permet également d'atténuer les pertes fer dans le stator.
- La facilité de refroidissement : Les rotors se situent vers l'extérieur de la machine, ce qui rend plus facile l'évacuation de leurs pertes cuivre. La pièce de support qui est statique rend possible l'ajout d'un refroidissement liquide.
- Plus d'inertie : Les machines à flux axial ont des diamètres plus grands que les machines à flux radial, ce qui se traduit par une plus grande inertie. L'inertie de l'alternateur agit comme filtre des oscillations du moteur thermique auquel il est couplé.

La structure possède des limitations. Par exemple, le fait d'avoir une excitation statique demande une augmentation du courant d'excitation du rotor à cause des entrefers auxiliaires. De plus, les entrefers auxiliaires augmentent les flux de fuites dans le circuit magnétique du rotor. Ces fuites se développent principalement au niveau des griffes et au niveau des deux anneaux. La section III.3.3 du chapitre précédent a mis en évidence l'importance de ces fuites dans les topologies à griffes.

D'un autre côté, les machines à flux axial avec aimants permanents privilégient des rayons importants pour augmenter le couple comme il peut être observé dans une des formules de predimensionnement de ce type d'actionneurs [GIU12]:

$$C_{moy} = \frac{\pi}{4} B_{moy} A_{in} k_{bob} \lambda (1 - \lambda^2) D_{ext}^3 \quad (IV.1)$$

$B_{moy}$  est l'induction moyenne sur un pôle,  $A_{in}$  est la densité linéique de courant au rayon intérieur,  $k_{bob}$  est le facteur de bobinage,  $\lambda$  est le rapport entre le diamètre intérieur et le diamètre extérieur et  $D_{ext}$  est le diamètre extérieur. Si toutes les grandeurs précédentes sont supposées constantes par rapport au rayon, nous pouvons voir que le couple dépend du cube du diamètre extérieur. Par conséquent, la plupart des topologies de machine à flux axial ont des rayons très importants par rapport à leur longueur axiale. Cela donne lieu à leur forme caractéristique en « disques » ou « galettes ». En revanche, l'AGA a également une longueur importante dans la direction axiale à cause du circuit d'excitation du rotor. De ce fait, l'AGA aura a priori un encombrement plus important que les machines à flux axial à aimants permanents. De même, le diamètre du bobinage global du rotor sera important et il aura donc une longueur de spire moyenne élevée. Le volume de cuivre sera ainsi important dans la machine. Les pertes cuivre augmentent avec la longueur de spire mais elles peuvent être atténuées par les avantages du bobinage global citées précédemment.

D'ailleurs, comme cela a déjà été évoqué, une étude mécanique complète de cette structure est nécessaire afin de mettre en place le circuit d'excitation statique et la tenue des griffes.

## IV.2. Modélisation des machines électriques à flux axial et des machines à griffes

Il est nécessaire d'effectuer des simulations par éléments finis 3D pour pouvoir analyser l'AGA. Ceci se justifie par le trajet 3D des lignes de flux et les saturations locales de certaines pièces comme les griffes. Néanmoins, à ce jour, le temps de création, de résolution et d'exploitation des résultats des modèles éléments finis 3D reste important pour aborder directement le dimensionnement d'une machine.

Pour le développement de ce nouveau concept de structure, nous avons préféré l'utilisation des approches en 2D en différents plans de coupe selon les lignes de champ.

Cette section abordera un bref récapitulatif des approches utilisées pour l'analyse de l'actionneur à flux axial et des machines à griffes. Nous rappelons que l'AGA appartient aux deux types de topologies.

#### IV.2.1. Modèles spécifiques aux machines à flux axial

Pour l'actionneur à flux axial, une approche courante est de l'analyser par des modèles éléments finis en 2D. La machine est développée au niveau de son rayon moyen de façon à trouver un actionneur linéaire (un schéma de ce principe se trouve sur la figure IV.6). Ce modèle suppose que toutes les ouvertures angulaires des parties de la machine sont constantes par rapport au rayon.

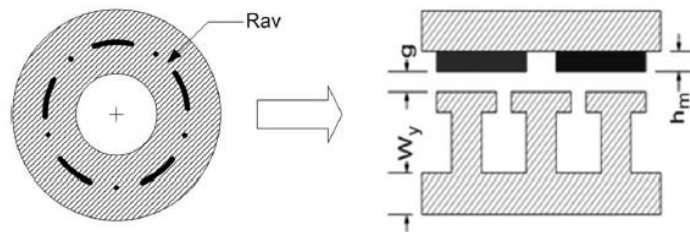


Figure IV.6. Développement d'une machine à flux axial à partir d'une vue frontale [EGE12]

Le rayon moyen  $R_{moy}$  est défini à partir du rayon extérieur  $R_{ext}$  et du rayon intérieur  $R_{int}$  d'entrefer:

$$R_{moy} = \frac{1}{2}(R_{ext} + R_{int}) \quad (IV.2)$$

Et la longueur de fer  $L_{fer}$  est :

$$L_{fer} = (R_{ext} - R_{int}) \quad (IV.3)$$

Le modèle du rayon moyen néglige les effets 3D qui existent dans ce type d'actionneurs. Ces effets sont classés en deux types.

- Effet de courbure : D'une part, dans ce type d'actionneurs, il existe toujours une composante radiale dans l'induction d'entrefer qui ne peut pas être considérée dans un modèle 2D. D'autre part, il est courant que les ouvertures angulaires des éléments de la machine ne soient pas constantes par rapport au rayon. C'est le cas par exemple des bobinages concentrés sur dents ou le cas des aimants. Cela est lié au procédé de fabrication. Pour tenir compte de l'effet de courbure dû à des ouvertures radiales non constantes, nous pouvons utiliser des coefficients correcteurs [EGE12] ou des modèles multicouches [PAR04], [TIE13]. Les modèles multicouches consistent à

diviser la machine en plusieurs couches avec différents rayons et à analyser la contribution de chacune. Ces modèles reçoivent le nom de modèles *quasi-3D*. Cependant, la composante radiale de l'induction d'entrefer ne peut être considérée ni par le modèle à rayon moyen, ni par le modèle multicouche.

Les références [TIE13] et [AZZ07] proposent des fonctions pour corriger l'induction magnétique dans la direction axiale pour tenir compte de la composante radiale. Ces fonctions sont obtenues à partir d'un calcul par éléments finis en 3D.

- Effet de bord : Ce sont des flux de fuites qui se développent au niveau des rayons intérieurs et extérieurs de la machine, ce qui entraîne une réduction du flux principal de la machine.

Parmi les approches analytiques, nous pouvons trouver des approches par des réseaux de réluctances comme dans les références [HAG14], [MAL14] qui permettent de considérer la saturation dans les parties ferromagnétiques. D'autres auteurs utilisent également la résolution formelle des équations de Maxwell. Elle peut être adéquate selon le type d'application de la machine comme dans [TIE13], [BAR10a], [AZZ07]. La résolution formelle demande que les matériaux ferromagnétiques de la machine puissent être considérés avec une perméabilité relative constante. Il existe également des modèles analytiques 3D des actionneurs à flux axial comme celui présenté pour le calcul du flux à vide dans [BAR10a].

#### **IV.2.2. Modèles spécifiques aux machines à griffes**

Les machines à griffes se caractérisent par un circuit magnétique complexe avec des trajets 3D et une saturation importante dans les griffes. L'approche la plus répandue pour étudier ce type de machines, autre que les modèles de calcul par éléments finis en 3D, est l'analyse par des modèles analytiques par des réseaux de réluctance. C'est l'approche choisie par [SHE13] pour étudier une machine à griffes au stator et par [PER13] et [REB15] pour un alternateur avec rotor à griffes. Chaque partie de la machine est modélisée par une réluctance équivalente, conduisant à un circuit de réluctance à résoudre semblable aux circuits électriques. A titre d'exemple, nous montrons une image du circuit magnétique de l'alternateur à griffes au rotor présenté dans [PER13].

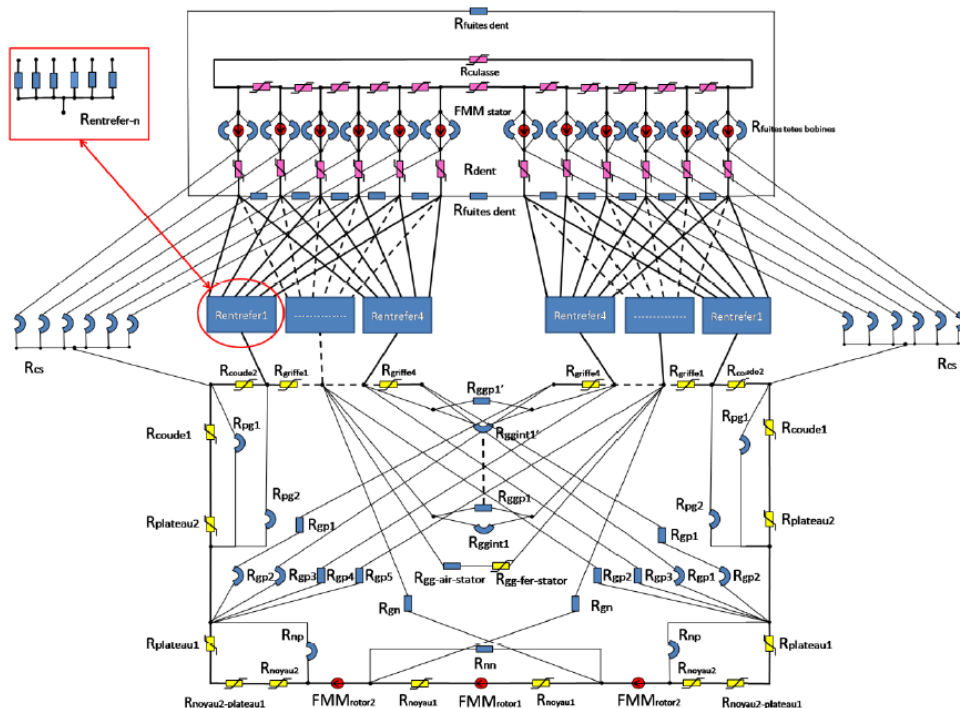


Figure IV.7. Modèle de réseaux de réductance pour l'analyse d'un alternateur à griffes au rotor [PER13]

Les modélisations citées précédemment ont des points en commun : ils considèrent que la consommation d'ampères-tours dans les griffes se produit uniquement dans une seule direction, ce qui sera aussi notre hypothèse de calcul pour la section IV.4.2.1. Cependant, il existe d'autres modèles par des réseaux de réductances établis dans les trois directions de l'espace. La géométrie de la machine est alors représentée par des réductances dans les trois dimensions, comme le montre la figure IV.8. La référence [NED11] analyse une géométrie de machine 3D à double excitation avec ce principe de modélisation.

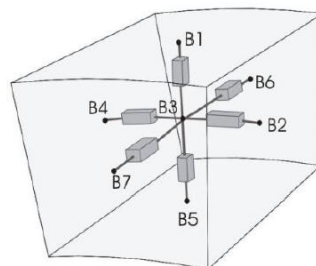


Figure IV.8. Principe du modèle 3D des réseaux de réductance [NED11]

### IV.2.3. Choix de la modélisation

La structure de l'AGA est une structure doublement saillante, à cause de la présence des griffes et des dents du stator. Il faut donc une représentation fidèle de l'entrefer principal qui tient compte des encoches des armatures de la structure. La modélisation de l'AGA doit également considérer la consommation des ampères-tours dans le circuit magnétique de la machine, liée à la saturation de certaines parties du circuit et à la longueur des lignes de champ. Dans le circuit magnétique, nous soulignons l'importance de bien modéliser les griffes du rotor parce qu'elles sont saturées et réalisées dans un matériau moins perméable que celui des autres parties. Il est aussi nécessaire de bien évaluer l'influence des entrefers auxiliaires et les fuites magnétiques dans le circuit du rotor. Nous porterons donc nos principaux efforts sur la modélisation des effets dans l'air (entrefers principaux, entrefers auxiliaires et fuites entre les anneaux) et la saturation dans les griffes.

Notre approche de modélisation consiste à diviser la machine en plusieurs régions selon différents plans de coupe afin de caractériser les trajets de flux dans la machine. Chacune de ces régions est modélisée par des modèles analytiques. Le principe de cette approche est décrit dans la section suivante.

Le modèle suit la même approche de modélisation que celle utilisée lors d'autres thèses sur le dimensionnement des machines. Ces thèses ont été réalisées en partenariat entre le Département Energie de Supélec (aujourd'hui partie intégrante du Laboratoire de Génie électrique et électronique de Paris *GeePs*) et Leroy-Somer [JAN10], [DAG13], [PRI15]. L'approche est basée sur les équations de Maxwell en magnétostatique. Le principe est fondé sur l'analyse des trajets des lignes de champ dans le circuit magnétique pour établir les équations de Maxwell dans chaque partie. Cette approche ne possède pas le caractère systématique des modèles de réseaux de perméance.

### IV.3. Approche de modélisation par des modèles locaux

Dans la plupart des machines à flux axial, un seul modèle en 2D au rayon moyen est suffisant pour caractériser la machine car toutes les sources d'excitation se trouvent sur le même plan que le flux magnétique. Dans l'AGA, en revanche, le plan où se situe le bobinage global d'excitation du rotor est différent de celui des bobinages stator et du flux d'entrefer. L'analyse de l'AGA par un seul modèle en 2D n'est donc pas possible.

L'approche de modélisation doit donc tenir compte des différentes parties qui sont parcourues par le flux de la machine. Nous proposons de diviser la machine en plusieurs zones selon plusieurs plans de coupe afin de caractériser le chemin emprunté par les lignes de champ. Chaque partie peut être évaluée indépendamment, constituant ce que nous avons appelé un modèle local en 2D. Le comportement global en 3D de la machine est obtenu par le couplage des modèles locaux. Le principe de l'approche est présenté pour l'alternateur à griffes axiales. Ce principe est général et applicable à d'autres types de machines avec bobinage global et trajets 3D.

L'AGA est divisé en 4 parties selon les lignes de champ. La figure IV.9 (a) montre une vue des trajets principaux des flux. Sur une paire de pôles, le flux traverse les dents et les entrefers principaux dans la direction axiale, puis il passe deux fois par les griffes. Ensuite il s'étend dans les anneaux et il se ferme dans les entrefers auxiliaires et la pièce de support. Les modèles associés sont les suivants :

- Modèle local de l'entrefer principal de la machine et des dents stator (figure IV.9 (b)) : Il s'agit d'un modèle plan au rayon moyen de l'actionneur linéaire équivalent à la machine à flux axial vue depuis l'entrefer. Il permet de prendre en compte la double saillance de l'entrefer principal et les dents.
- Modèle local des griffes : Il consiste en un modèle axisymétrique de la griffe (figure IV.9 (c)). Ce modèle représente le trajet principal des lignes de champ dans la griffe afin de rejoindre l'anneau.
- Modèle local des anneaux rotoriques (figure IV.9 (d)) : C'est un modèle plan de chacun des anneaux développés au niveau de leur rayon moyen. Il considère l'épanouissement du flux magnétique dans l'anneau avant de passer dans les entrefers auxiliaires.
- Modèle local des entrefers auxiliaires (figure IV.9 (e)) : C'est un modèle axisymétrique des entrefers auxiliaires, des anneaux et de la pièce de support. Il considère les fuites magnétiques qui se développent entre les anneaux et entre la pièce de support et les anneaux.

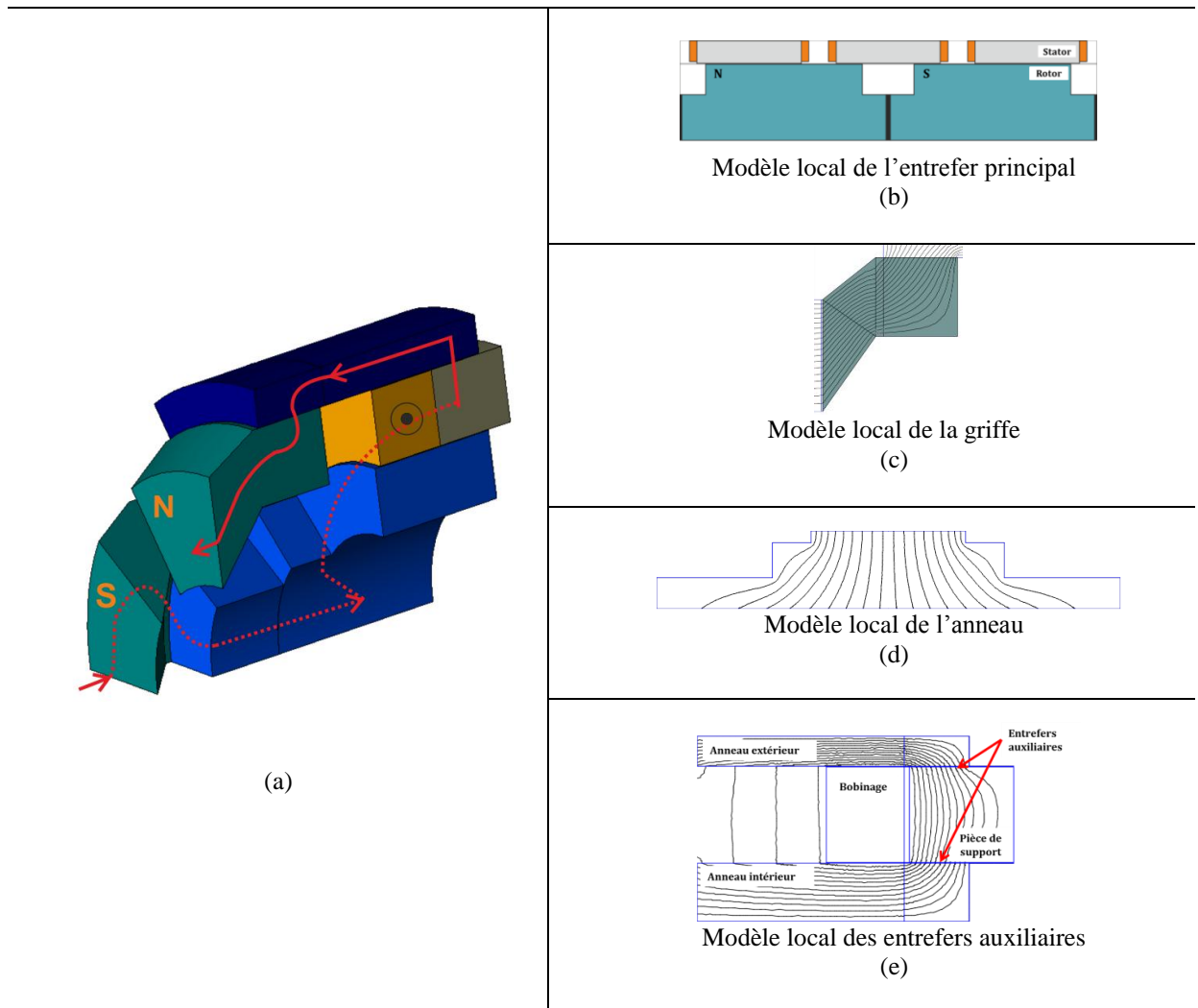


Figure IV.9. (a)Trajets du flux magnétique dans l'AGA (b) Modèle local de l'entrefers principal (c) Modèle local de la griffe (d) Modèle local de l'anneau (e) Modèle local des entrefers auxiliaires

La connexion entre les modèles locaux se fait en appliquant :

- Le théorème d'Ampère sur une paire de pôles. Le contour du théorème d'Ampère traverse tous les modèles décrits précédemment. La consommation d'ampères-tours sur un trajet moyen est récupérée dans chaque modèle et elle est intégrée au théorème d'Ampère global.
- La loi de conservation de flux entre les modèles. Les modèles sont traversés par le même flux qui doit inclure les flux de fuites entre les pièces.



A partir de ces modèles locaux en 2D issus de plusieurs plans de coupe, un modèle analytique est développé. Ce modèle analytique considère globalement les trajets 3D du flux. Nous avons choisi un modèle analytique car son temps de calcul est réduit et sa flexibilité permet d’inclure des phénomènes électromagnétiques qui agissent dans la machine. De plus, le développement de ce type de modèle apporte une compréhension sur le fonctionnement du circuit magnétique de la machine. Les modèles analytiques locaux ont été validés par des comparaisons avec des calculs par éléments finis en 2D possédant les mêmes hypothèses de calcul.

#### **IV.4. Modèle analytique de l’alternateur à griffes axiales**

Le développement du modèle analytique se base sur les équations de Maxwell en magnétostatique : la loi de conservation de flux, le théorème d’Ampère et les relations constitutives des milieux. L’objectif est de déterminer l’induction d’entrefer pour calculer ensuite le reste des grandeurs globales de la machine, comme le flux des phases ou le couple.

Cette section se divise en quatre parties. Nous allons d’abord modéliser l’AGA en supposant une perméabilité infinie des matériaux ferromagnétiques. Par la suite, nous allons considérer les consommations d’ampères-tours dans les parties ferromagnétiques. La troisième partie est une comparaison des résultats du modèle analytique avec ceux du calcul par éléments finis en 3D. Finalement, nous présenterons l’analyse des écarts entre les modèles.

Le modèle analytique est développé selon les hypothèses suivantes :

- Nous allons établir des approches analytiques en 2D selon la direction des lignes de champ en 3D.
- Au niveau de l’entrefer, nous allons développer un modèle au rayon moyen, en négligeant les effets de courbure et de bord.
- Nous avons considéré la saturation du matériau magnétique de façon locale uniquement dans les griffes. Pour les anneaux rotoriques, nous avons supposé une perméabilité magnétique constante estimée à partir des inductions d’entrée et de sortie de la pièce.
- Les fuites d’encoche dans le stator ne sont pas prises en compte car le matériau des dents statoriques (qui est la tôle magnétique) possède des propriétés magnétiques supérieures aux matériaux utilisés dans d’autres parties de la machine.
- Nous avons négligé la consommation d’ampères-tours dans la pièce de support qui a une perméabilité magnétique relativement élevée. Ce choix se justifie car les inductions magnétiques y sont faibles. Ces inductions sont liées à celles des entrefers auxiliaires qui sont faibles afin d’éviter une consommation excessive d’ampères-tours dans ces parties.

Les lois constitutives des milieux peuvent être définies dans les trois matériaux qui composent la machine :

Pour l'air :

$$B_{air} = \mu_0 \cdot H_{air} \quad (IV.4)$$

Pour le matériau dans les parties ferromagnétiques supposées avec une perméabilité constante :

$$B_{fer} = \mu_0 \cdot \mu_{r_{fer}} \cdot H_{fer} \quad (IV.5)$$

Pour le matériau dans les griffes :

$$B_{griffe} = \mu_0 \cdot \mu_{r_{griffe}}(B_{griffe}) \cdot H_{griffe} \quad (IV.6)$$

Les inductions magnétiques dans les différents matériaux sont notées  $B_{air}$  dans l'air,  $B_{fer}$  pour le matériau ferromagnétique avec une perméabilité constante et  $B_{griffe}$  pour le matériau de la griffe. Les mêmes indices sont employés pour le champ magnétique  $H$  dans les matériaux.  $\mu_0$  est la perméabilité magnétique du vide. La perméabilité magnétique relative des parties ferromagnétiques  $\mu_{r_{fer}}$  est constante dans toute la région concernée tandis que la perméabilité magnétique relative des griffes  $\mu_{r_{griffe}}$  varie pour représenter la non-linéarité.

### Système d'équations de l'AGA

Afin de simplifier le modèle analytique, la symétrie axiale de la machine a été considérée. Nous analysons uniquement une paire de pôles car cela correspond à une symétrie magnétique de la machine. D'un point de vue conceptuel, l'AGA peut être représenté par la figure suivante :

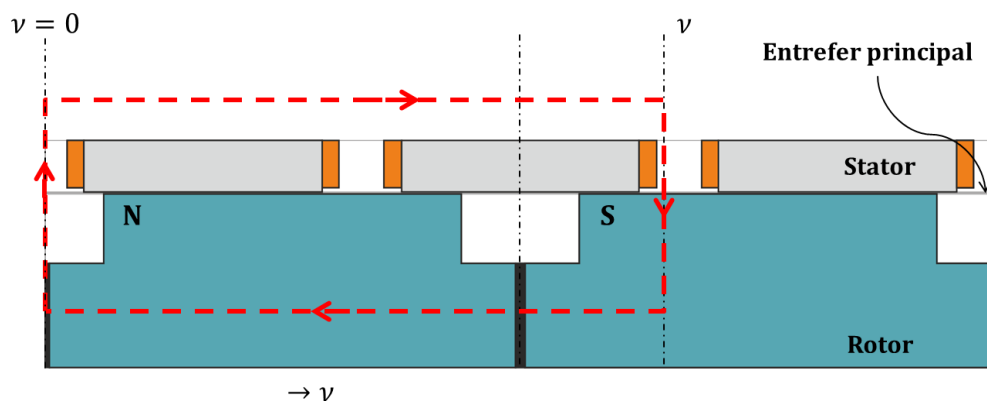


Figure IV.10. Modèle conceptuel de l'alternateur à griffes axiales avec un contour du théorème d'Ampère

Nous pouvons distinguer l'entrefer principal de la machine, les dents du stator, les griffes du rotor vues depuis l'entrefer et une région (en couleur noir sur la figure) qui sépare les pôles nord et sud du rotor. Cette région représente l'anneau extérieur, l'anneau intérieur et les entrefers auxiliaires. Les lignes de champ qui passent d'un pôle à l'autre (ou d'une griffe à l'autre) doivent traverser toutes ces parties. Nous notons  $\nu$  la coordonnée angulaire qui marque le déplacement dans l'entrefer. Elle est exprimée en degrés électriques ( $\nu = p\nu_{méca}$ ). L'équation IV.7 exprime le théorème d'Ampère dans une paire de pôles de la machine pour toutes les positions angulaires qui constituent l'entrefer.

Pour  $\nu \in [0, 2\pi]$  :

$$\left( \frac{B_e(0)}{\mu_0} g(0) - \frac{B_e(\nu)}{\mu_0} g(\nu) \right) + \Delta \mathbf{At}_{rotor}(\nu) + \Delta \mathbf{At}_{stator}(\nu) = \Delta \mathbf{fmm}_t(\nu) \quad (\text{IV.7})$$

Où :

- $B_e(\nu)$  est l'induction d'entrefer à la coordonnée angulaire  $\nu$
- $g(\nu)$  est la longueur d'entrefer à la coordonnée angulaire  $\nu$
- $\Delta \mathbf{fmm}_T(\nu)$  est la différence d'ampères-tours totaux des forces magnétomotrices entre la coordonnée initiale et la coordonnée angulaire  $\nu$  :

$$\Delta \mathbf{fmm}_T(\nu) = \mathbf{fmm}_T(0) - \mathbf{fmm}_T(\nu) \quad (\text{IV.8})$$

- $\Delta \mathbf{At}_{rotor}(\nu)$  est la différence des ampères-tours consommés dans le circuit magnétique du rotor entre la coordonnée initiale et la coordonnée angulaire  $\nu$  :

$$\Delta \mathbf{At}_{rotor}(\nu) = \mathbf{At}_{rotor}(0) - \mathbf{At}_{rotor}(\nu) \quad (\text{IV.9})$$

Le terme  $\Delta \mathbf{At}_{rotor}(\nu)$  inclut la consommation d'ampères-tours qui va être traitée dans différents modèles. La figure IV.11 représente les différents modèles que nous allons développer pour les deux pôles de la machine.

- Modèle 1 : Modèle de l'entrée de la griffe
- Modèle 2 : Modèle du coude de la griffe
- Modèle 3 : Pièce d'union entre la griffe et l'anneau
- Modèle 4 : Modèle de l'anneau
- Modèle 5 : Modèle des entrefers auxiliaires

Les modèles 3, 4 sont différents pour chacun des pôles car les dimensions géométriques de l'anneau extérieur et de l'anneau intérieur sont différentes. Les modèles 1, 2 et 5 sont identiques pour les deux pôles.

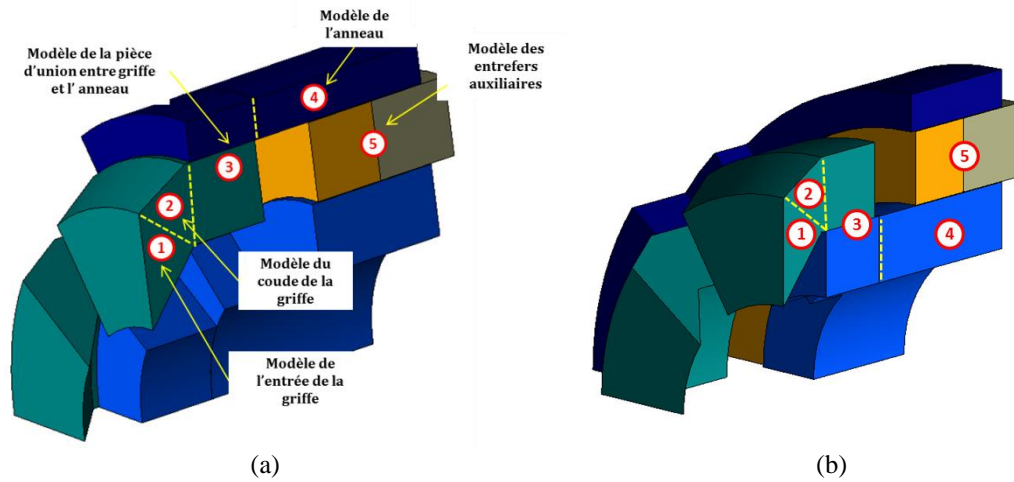


Figure IV.11. Modèles des parties de l'alternateur à griffes axiales : (a) sur un pôle (b) sur le pôle opposé

- $\Delta At_{stator}(v)$  contient la différence d'ampères-tours consommés dans les dents statoriques entre la coordonnée initiale et la coordonnée angulaire  $v$ . Elle est définie par le terme :

$$\Delta At_{stator}(v) = At_{stator}(0) - At_{stator}(v) \quad (IV.10)$$

Afin de faciliter l'explication du modèle analytique, nous allons commencer par développer le modèle en supposant que la perméabilité des parties ferromagnétiques est infinie. La consommation d'ampères-tours dans ces parties est donc nulle. Ceci sera présenté dans la section IV.4.1, où nous définirons la force magnétomotrice totale de la machine  $fmm_T(v)$ , la longueur d'entrefer  $g(v)$  et la contribution des entrefers auxiliaires au terme  $\Delta At_{rotor}(v)$ . La section IV.4.2 abordera le reste des termes inclus dans  $\Delta At_{rotor}(v)$  et définira le terme  $\Delta At_{stator}(v)$ .

D'un point de vue de l'implémentation pratique du système d'équations issu de l'équation IV.7, l'entrefer qui fait  $360^\circ$  électriques a été discrétisé avec un pas de  $1^\circ$  électrique. Cela donne 360 inconnues. Il y a  $360 - 1$  équations provenant de l'application du théorème d'Ampère. Le système d'équations est complété par la condition suivante : la moyenne de l'induction magnétique d'entrefer  $B_e$  est nulle.

$$\langle B_e \rangle = 0 \quad (IV.11)$$

#### IV.4.1. Modèle analytique avec une perméabilité magnétique infinie dans les parties ferromagnétiques

Ce modèle inclut les forces magnétomotrices, la définition de la géométrie de l'ensemble d'entrefer et le modèle des entrefers auxiliaires. Dans un premier temps, les expressions des forces magnétomotrices sont développées. Ensuite, la longueur d'entrefer est définie à partir des fonctions de perméance dans les encoches. Le modèle analytique est complété par le calcul des ampères-tours consommés dans les entrefers auxiliaires du circuit magnétique du rotor.

##### IV.4.1.1. Définition des forces magnétomotrices

La force magnétomotrice  $fmm_T(\nu)$  totale pour une position angulaire  $\nu$  dans l'entrefer est définie par :

$$fmm_T(\nu) = fmm_r(\nu) - fmm_s(\nu) \quad (IV.12)$$

Où  $fmm_r(\nu)$  et  $fmm_s(\nu)$  sont les forces magnétomotrices du rotor et du stator respectivement. Par convention, elles sont orientées positivement vers l'entrefer de la machine.

##### (1) Force magnétomotrice du stator ( $fmm_s$ )

La force magnétomotrice du bobinage statorique  $fmm_s$  peut-être exprimée par morceaux comme décrit sur la figure suivante :

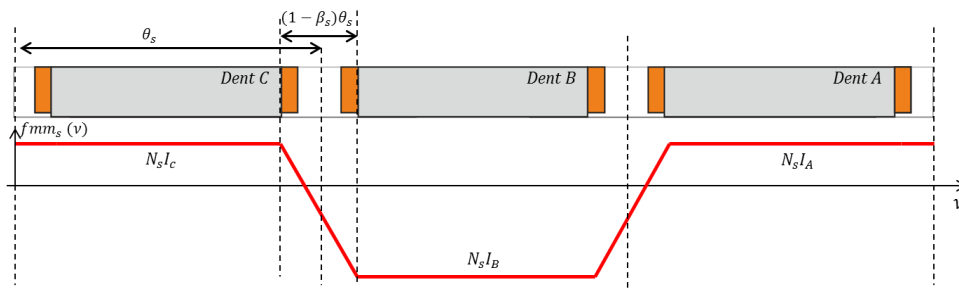


Figure IV.12. Force magnétomotrice du stator sur une paire de pôles

$$fmm_s(v) = \begin{cases} \frac{N_s(I_C - I_A)}{(1 - \beta_s)\theta_s} v & \text{Si } v \in \left[0, \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}\right] \\ N_s I_C & \text{Si } v \in \left[\frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}, \theta_s - \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}\right] \\ \frac{N_s(I_B - I_C)}{(1 - \beta_s)\theta_s} v & \text{Si } v \in \left[\theta_s - \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}, \theta_s + \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}\right] \\ N_s I_B & \text{Si } v \in \left[\theta_s + \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}, 2\theta_s - \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}\right] \\ \frac{N_s(I_A - I_B)}{(1 - \beta_s)\theta_s} v & \text{Si } v \in \left[2\theta_s - \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}, 2\theta_s + \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}\right] \\ N_s I_A & \text{Si } v \in \left[2\theta_s + \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}, 3\theta_s - \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}\right] \\ \frac{N_s(I_C - I_A)}{(1 - \beta_s)\theta_s} v & \text{Si } v \in \left[3\theta_s - \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}, 3\theta_s\right] \end{cases} \quad (IV.13)$$

Où  $N_s$  est le nombre de spires des phases.  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$  sont les courants instantanés qui circulent dans la phase  $a$ ,  $b$  et  $c$ .  $\theta_s$  est le pas dentaire. L'ouverture de la dent est notée  $\beta_s\theta_s$ . Le terme  $(1 - \beta_s)\theta_s$  représente donc l'ouverture angulaire de l'encoche.  $\beta_s$  prend des valeurs entre 0 (il n'y a pas de dent) et 1 (il n'y a pas d'encoche). Ces grandeurs et un schéma de la force magnétomotrice sont inclus sur la figure IV.12. Dans les encoches, on réalise une interpolation linéaire entre les valeurs des forces magnétomotrices des dents adjacentes. La  $fmm_s$  ainsi définie doit être corrigée de sa valeur moyenne afin qu'elle soit centrée sur zéro :

$$fmm_s = fmm_s - \langle fmm_s \rangle \quad (IV.14)$$

## (2) Force magnétomotrice du rotor ( $fmm_r$ )

Le bobinage global du rotor se trouve dans un plan différent de celui de l'entrefer. La force magnétomotrice *équivalente* créée dans l'entrefer peut être définie également par morceaux comme indiqué sur la figure IV.13 :

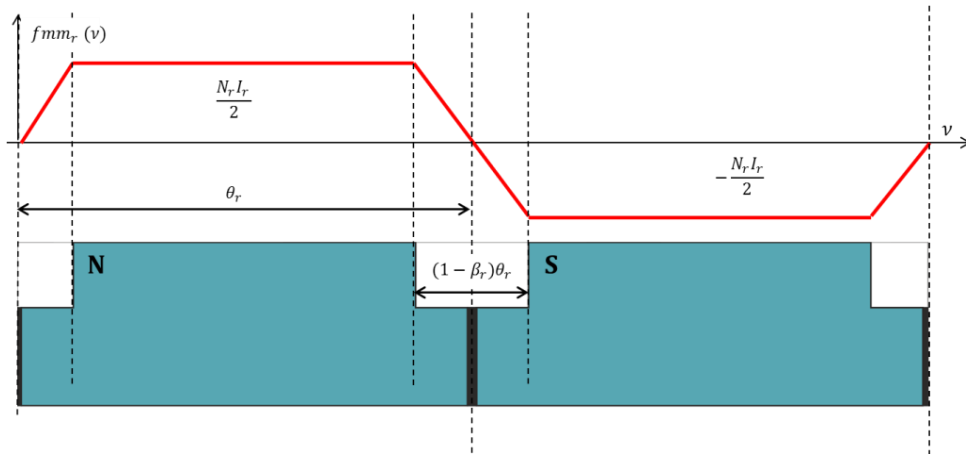


Figure IV.13. Force magnétomotrice du rotor sur une paire de pôles

$$fmm_r(v) = \begin{cases} \frac{N_r I_r}{(1 - \beta_r) \theta_r} v & \text{Si } v \in \left[ 0, \frac{(1 - \beta_r) \theta_r}{2} \right] \\ \frac{N_r I_r}{2} & \text{Si } v \in \left[ \frac{(1 - \beta_r) \theta_r}{2}, \theta_r - \frac{(1 - \beta_r) \theta_r}{2} \right] \\ -\frac{N_r I_r}{(1 - \beta_r) \theta_r} v & \text{Si } v \in \left[ \theta_r - \frac{(1 - \beta_r) \theta_r}{2}, \theta_r + \frac{(1 - \beta_r) \theta_r}{2} \right] \\ -\frac{N_r I_r}{2} & \text{Si } v \in \left[ \theta_r + \frac{(1 - \beta_r) \theta_r}{2}, 2\theta_r - \frac{(1 - \beta_r) \theta_r}{2} \right] \\ \frac{N_r I_r}{(1 - \beta_r) \theta_r} v & \text{Si } v \in \left[ 2\theta_r - \frac{(1 - \beta_r) \theta_r}{2}, 2\theta_r \right] \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

L'angle  $\theta_r$  est le pas polaire du rotor et  $(1 - \beta_r)\theta_r$  représente l'ouverture angulaire de l'encoche du rotor. Dans le bobinage global, la valeur crête de la force magnétomotrice équivalente dans l'entrefer est la moitié des ampères-tours totaux créés par le bobinage. Si le théorème d'Ampère est appliqué entre deux pôles, la force magnétomotrice qui intervient est le nombre total d'ampères-tours du bobinage. Cette affirmation est respectée pour tous les nombres de paires de pôles. Par conséquent, les machines avec bobinage global ont toujours la même force magnétomotrice indépendamment de leur nombre de paires de pôles. Ce type de machines a alors plus de densité de couple pour des nombres de pôles élevés comme expliqué dans la section I.3.2 du premier chapitre.

Les deux forces magnétomotrices dépendent du temps, celle du stator  $fmm_s$  par les variations du courant des phases en fonction du temps, et celle du rotor  $fmm_r$  par la rotation angulaire du rotor. Cette définition de la force magnétomotrice permet de considérer leur contenu harmonique spatial complet.

#### IV.4.1.2. Définition de l'entrefer principal

L'AGA est une structure à double saillance avec des dents au stator et des griffes au rotor. La longueur d'entrefer dans les encoches du stator et du rotor a été prise en compte à travers des fonctions de perméance. L'expression la plus complète de ces fonctions de perméance peut être déterminée par le moyen de la résolution formelle des équations de Maxwell dans les encoches, comme dans la référence [GAU13]. Une approche simplifiée a été utilisée pour évaluer les fonctions de perméance dans les encoches. Par la suite, le développement des fonctions de perméance est expliqué pour une encoche du stator.

##### (1) Fonction de perméance du stator

Nous supposons que les dents ont une perméabilité infinie et que les encoches sont infiniment profondes. Deux approches avec des hypothèses différentes sur les trajets des lignes de champ sont étudiées. La première hypothèse suppose que les lignes de champ sont des arcs de cercle concentriques avec une longueur d'un quart de cercle. C'est l'approche utilisée dans la référence [GAU13]. Les grandeurs qui interviennent dans le calcul sont signalées sur l'encoche d'une machine à flux radial afin de rendre plus compréhensibles les explications (voir figure IV.14) :

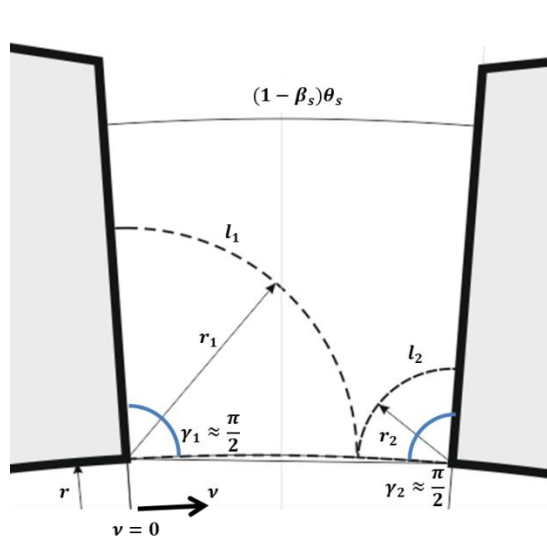


Figure IV.14. Schéma de la première approche de calcul des fonctions de perméance dans l'encoche

La longueur de lignes de champ montrées sur la figure IV.14 pour une position angulaire  $v$  et un rayon de l'alésage  $r$  est :

$$l_1(r, v) = \frac{\pi}{2} r_1 = \frac{\pi}{2} r \sin(v) \quad (IV.16)$$

$$l_2(r, v) = \frac{\pi}{2} r_2 = \frac{\pi}{2} r \sin((1 - \beta_s)\theta_s - v) \quad (IV.17)$$



Dans le cas d'une machine à flux axial, ce rayon  $r$  d'entrefer n'est pas constant dans toute la surface d'échange électromagnétique. Les fonctions de perméance dans l'encoche dépendent alors du rayon. La longueur moyenne de l'entrefer dans les encoches  $g_s(r, \nu)$  s'obtient par la mise en parallèle des deux lignes de champ :

$$g_s(r, \nu) = \frac{l_1 \cdot l_2}{l_1 + l_2} = \frac{\pi}{2} r \frac{\sin(\nu) \sin((1 - \beta_s)\theta_s - \nu)}{2 \sin\left(\frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}\right) \cos\left(\frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2} - \nu\right)} \quad (IV.18)$$

La fonction  $g_s(r, \nu)$  est définie uniquement pour les coordonnées angulaires appartenant aux encoches.

La deuxième hypothèse affine les suppositions sur les trajets des lignes de champ dans l'encoche. Cette expression est plus précise que l'expression issue de la première approche. Elle est utile lorsque des ouvertures d'encoche sont importantes, comme quand le nombre de pôles et de dents est faible (cas de l'AGA). Les arcs de cercle ne font pas en réalité un quart de cercle et ils ne sont pas concentriques dans toute l'encoche. Les lignes de champ sont perpendiculaires à l'arc de l'entrefer, d'un côté, et au bord de la dent. Les grandeurs géométriques et les lignes de champ pour la deuxième hypothèse de calcul sont présentées sur la figure IV.15.

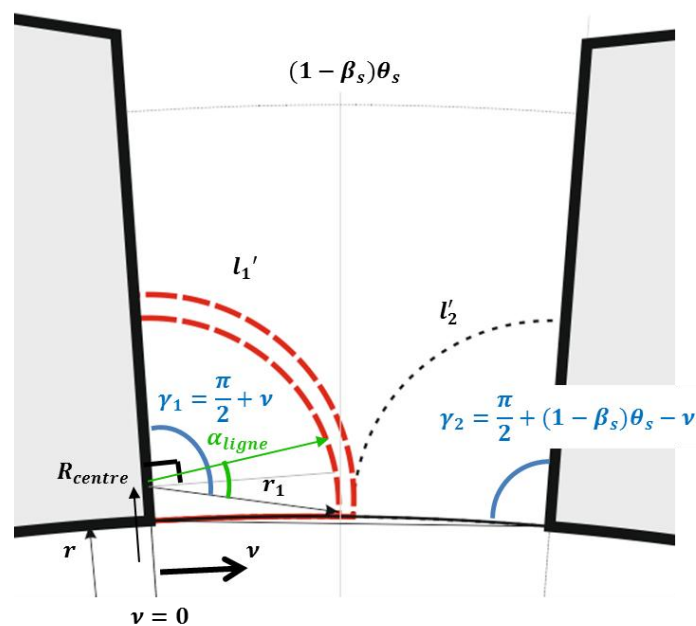


Figure IV.15. Schéma de la deuxième approche de calcul des fonctions de perméance dans l'encoche

La longueur des lignes de champ dans l'encoche,  $l'_1$  et  $l'_2$  est :

$$l'_1(r, \nu) = \left(\frac{\pi}{2} + \nu\right) r_1 = \left(\frac{\pi}{2} + \nu\right) r \tan(\nu) \quad (IV.19)$$

$$l'_2(r, \nu) = \left(\frac{\pi}{2} + (1 - \beta_s)\theta_s - \nu\right) r \tan((1 - \beta_s)\theta_s - \nu) \quad (IV.20)$$

Puisque les arcs ne sont pas concentriques, la section d'entrée des tubes de flux n'est pas la même que leur section de sortie. Afin de pouvoir calculer le trajet moyen, il faut appliquer une correction sur la longueur d'entrefer à cause de la variation de la section du tube flux. Le développement est réalisé pour les lignes de champ notées  $l'_1(r, \nu)$ .

Pour une position angulaire  $\nu + \Delta\nu$ , la section d'entrée  $S_{tube}^0$  peut être exprimée comme :

$$S_{tube}^0(r) = r \Delta\nu \quad (IV.21)$$

Le centre de chaque arc des lignes de champ  $R_{centre}$  est donné par :

$$R_{centre}(r) = \frac{r}{\cos(\nu)} \quad (IV.22)$$

La section de sortie  $S_{tube}^f$  du tube du flux est :

$$S_{tube}^f(r) = \frac{r}{\cos(\nu + \Delta\nu)} + r \tan(\nu + \Delta\nu) - \frac{r}{\cos(\nu)} - r \tan(\nu) \quad (IV.23)$$

En faisant le développement limité de l'expression précédente lorsque  $\Delta\nu$  tend vers zéro (variations faibles de la position angulaire), nous arrivons à une expression simplifiée de  $S_{tube}^f(r)$  :

$$S_{tube}^f(r) \approx \frac{r\Delta\nu}{1 - \sin \nu} \quad (IV.24)$$

Nous supposons une variation linéaire de la section entre la section d'entrée  $S_{tube}^0(r)$  et la section de sortie  $S_{tube}^f(r)$  par rapport à l'angle  $\alpha_{ligne}$  de l'arc de la ligne de champ :

$$S_{tube}(r, \alpha_{ligne}) = S_{tube}^0(r) + (S_{tube}^f(r) - S_{tube}^0(r)) \frac{\alpha_{ligne}}{\gamma} \quad (IV.25)$$

Où  $\alpha_{ligne}$  est compris entre 0 et  $\gamma$ , qui est l'angle correspondant à la longueur totale de la ligne de champ ( $\gamma = \frac{\pi}{2} + \nu$ ).

Les ampères-tours consommés sur une ligne de champ  $AT_{lc}(r, \nu)$  dans la position angulaire  $\nu$  peuvent être exprimés comme :

$$AT_{lc}(r, \nu) = \int_0^\nu \frac{B(r, \alpha_{ligne})}{\mu_0} r_1 d\alpha_{ligne} \quad (IV.26)$$

$r_1$  est le rayon de la ligne champ  $r_1 = r \tan(\nu)$  et  $B(r, \alpha_{ligne}) = \frac{B_e^0 S_{tube}^0}{S_{tube}(r, \alpha_{ligne})}$  :

$$AT_{lc}(r, \nu) = \int_0^\nu \frac{B_e^0}{\mu_0} \frac{r \Delta \nu}{r \Delta \nu \left(1 + \left(\frac{1}{1 - \sin \nu} - 1\right) \frac{\alpha_{ligne}}{\gamma}\right)} r \tan(\nu) d\alpha_{ligne} \quad (IV.27)$$

$B_e^0$  est l'induction d'entrefer à l'entrée de l'encoche. En développant l'expression précédente on arrive à :

$$AT_{lc}(r, \nu) = \frac{B_e^0}{\mu_0} \frac{r}{\cos(\nu)} (1 - \sin \nu) \left(\frac{\pi}{2} + \nu\right) \ln\left(\frac{1}{1 - \sin \nu}\right) \quad (IV.28)$$

La longueur de la ligne de champ  $l'_1(r, \nu)$  est donc :

$$l'_1(r, \nu) = \frac{r}{\cos(\nu)} (1 - \sin \nu) \left(\frac{\pi}{2} + \nu\right) \ln\left(\frac{1}{1 - \sin \nu}\right) \quad (IV.29)$$

Et la longueur de la ligne de champ avec l'autre bord  $l'_2(r, \nu)$  est la suivante :

$$l'_2(r, \nu) = \frac{r}{\cos((1 - \beta_s)\theta_s - \nu)} (1 - \sin((1 - \beta_s)\theta_s - \nu)) \left(\frac{\pi}{2} + (1 - \beta_s)\theta_s - \nu\right) \cdot \ln\left(\frac{1}{1 - \sin((1 - \beta_s)\theta_s - \nu)}\right) \quad (IV.30)$$

La longueur d'entrefer dans les encoches est obtenue par la mise en parallèle de ces deux longueurs de lignes de champ  $l'_1$  et  $l'_2$  suivant l'expression IV.18.

Nous établissons maintenant une comparaison des longueurs d'entrefer calculées dans les encoches pour les deux définitions. Les deux cas comparés ont la même valeur d'ouverture angulaire de la dent  $\beta_s$  et le même nombre de paires de pôles ( $p = 2$ ). Ils se différencient par le nombre de dents  $N_s$ . Le premier cas est réalisé pour un faible nombre de dents  $N_s = 6$  et le deuxième pour un nombre de dents plus important  $N_s = 36$ . La figure IV.16 (a) montre le premier cas et la figure IV.16 (b) montre le deuxième.

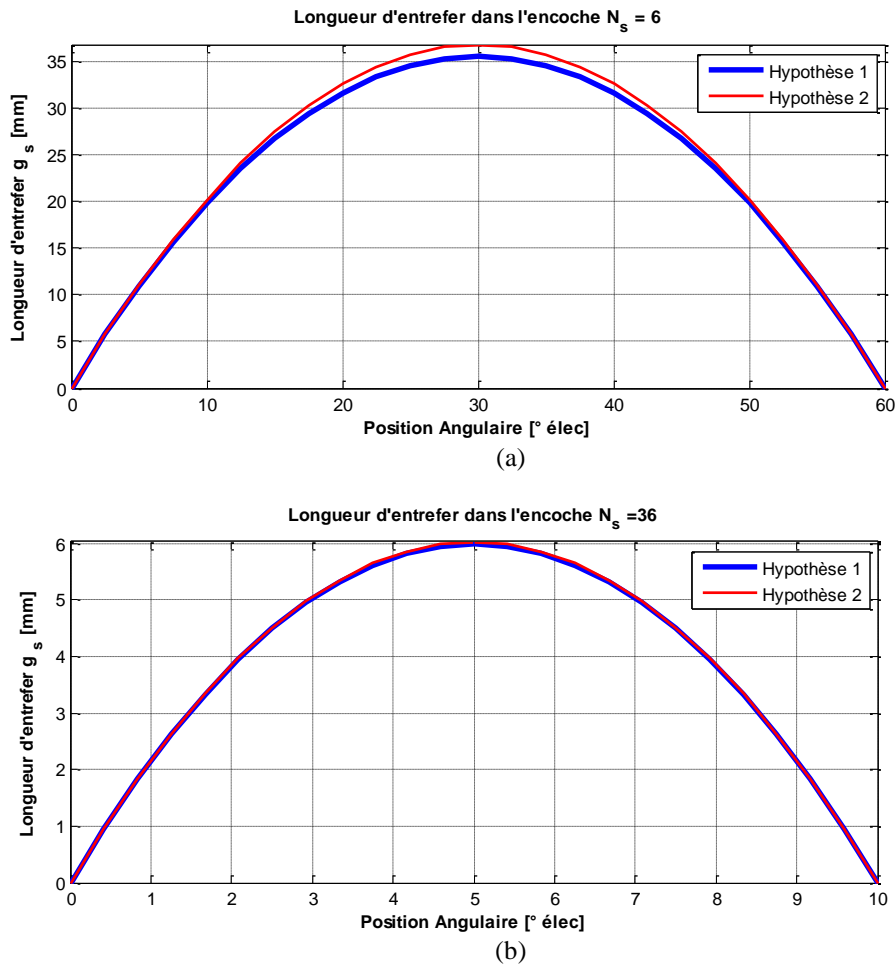


Figure IV.16. Comparaison des longueurs d'entrefer dans l'encoche selon les hypothèses de calcul des fonctions de perméance : (a) 6 dents (b) 36 dents

Nous pouvons voir que l'expression issue de la première définition sous-estime la longueur d'entrefer dans l'encoche lorsque le nombre de dents est faible. L'écart de longueur d'encoche dans la position angulaire du milieu d'encoche pour les deux hypothèses est de 3.5%. Les deux expressions se superposent lorsque le nombre de dents augmente. Nous pouvons le constater avec le cas composé de 36 dents. La deuxième hypothèse est retenue pour sa précision et parce que l'AGA possède un faible nombre de dents au rotor et au stator.

**(2) Fonction de perméance du rotor**

Les expressions pour les fonctions de perméance dans les encoches rotoriques sont analogues aux fonctions de perméance des encoches statoriques. La différence est que la position angulaire du rotor  $\nu'$  dépend du temps dû à sa rotation. La rotation du rotor peut être définie au niveau des coordonnées angulaires par :

$$\nu' = \nu - \theta \tag{IV.31}$$

Où  $\theta = \omega t$ ,  $\omega$  est la fréquence angulaire et  $t$  est le temps.

**(3) Longueur d'entrefer totale**

La longueur d'entrefer  $g(r, \nu, \theta)$  est alors la somme des deux fonctions de perméance des encoches rotoriques et statoriques à laquelle s'ajoute la longueur d'entrefer mécanique  $g_{méca}$ .

$$g(r, \nu, \theta) = g_{méca} + g_s(r, \nu) + g_r(r, \nu, \theta) \tag{IV.32}$$

Les fonctions de perméance ont une valeur différente de zéro uniquement dans les encoches du rotor, pour le terme  $g_r(r, \nu, \theta)$ , et dans les encoches du stator, pour le terme  $g_s(r, \nu)$ .

**(4) Prise en compte des flux des fuites entre les dents du stator et du rotor**

A l'aide du modèle de concept de l'actionneur linéaire, présenté sur la figure IV.10, l'existence des lignes de fuites entre les bords des pôles du rotor et les dents du stator est relevée. Ces lignes de fuites ne suivent pas les chemins radiaux des lignes de champ qui ont été supposées dans l'entrefer. Une vue de ces lignes de fuites est montrée sur la figure IV.17.

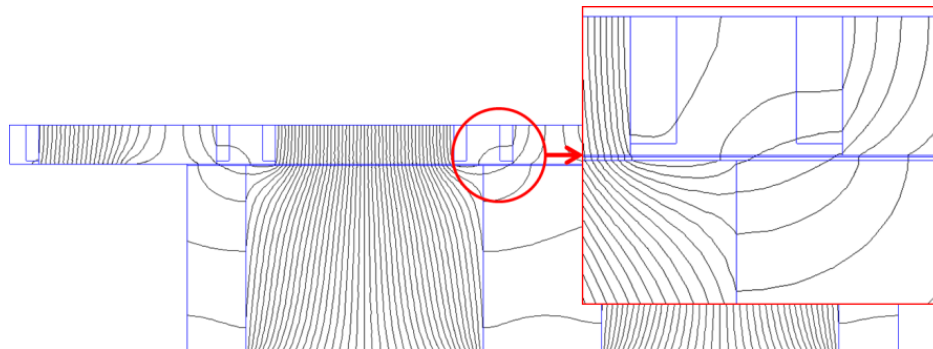


Figure IV.17. Lignes de champ entre les pôles du rotor et les dents du stator dans le modèle 2D

Comme le nombre de pôles et de dents est faible, ce flux de fuites crée une distorsion importante dans l'induction d'entrefer. Les zones encadrées en noir sur la figure IV.18 mettent en évidence ce phénomène. Cette figure montre l'induction d'entrefer correspondant

à la situation de la figure IV.17. Ces deux pics d'induction sont d'autant plus importants que le bord de la dent du stator et le bord du pôle sont proches.

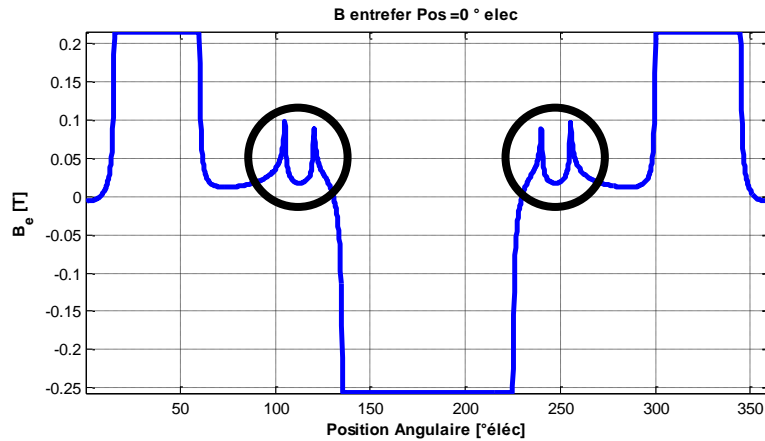


Figure IV.18. Forme d'onde de l'induction magnétique d'entrefer. La variation de l'induction due aux lignes de fuites entre les dents est signalée par des cercles

Ces fuites peuvent être prises en compte par l'ajout d'une longueur d'entrefer dite « transversale » entre les deux positions angulaires correspondant aux bords des dents stator et rotor. La longueur d'entrefer transversale est la distance entre les deux bords. La longueur totale pour ces deux positions angulaires est calculée par la mise en parallèle du chemin radial issu de l'équation IV.32 et du chemin transversal.

Nous pouvons voir la correction de la longueur d'entrefer sur une paire de pôles sur la figure IV.19. La longueur d'entrefer dans les positions concernées est réduite car il existe des fuites entre les pôles du rotor et les dents du stator.

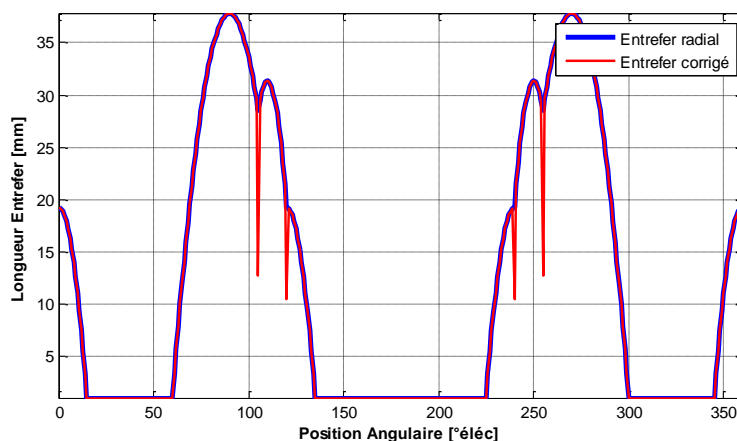


Figure IV.19. Longueur d'entrefer du chemin radial et l'entrefer corrigé pour prendre en compte les fuites entre pôles et dents

L'induction d'entrefer est calculée pour un cas en 2D avec la définition corrigée de l'entrefer. Les résultats sont sur la figure IV.20. Nous pouvons voir que les pics associés à ces fuites sont bien déterminés par le modèle analytique. Les fondamentaux de l'induction d'entrefer du modèle analytique et du calcul par éléments finis sont superposés. Cette définition des chemins transversaux permet de prendre en compte d'une façon simple des fuites entre les dents des deux ensembles. Elles sont typiques des structures doublement saillantes.

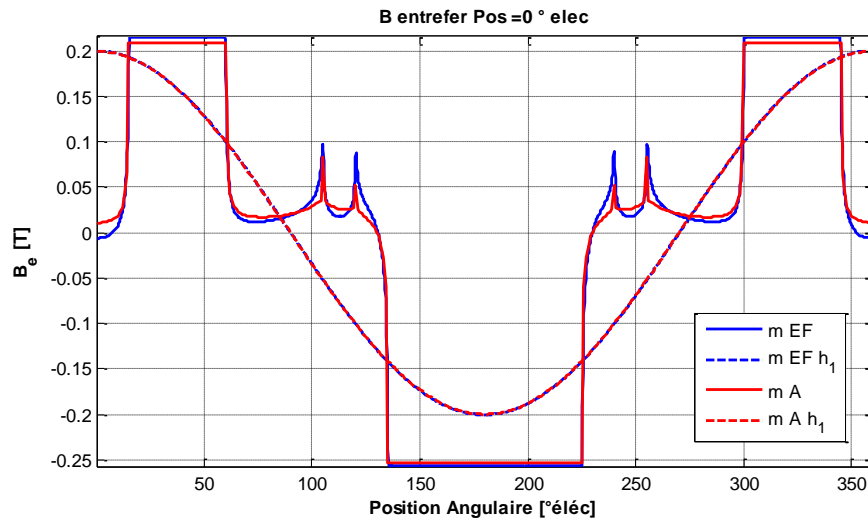


Figure IV.20. Comparaison entre les inductions d'entrefer du modèle analytique et du calcul par éléments finis

Par conséquent, le modèle de l'ensemble de l'entrefer combine la définition des fonctions de perméance dans les encoches avec la considération du chemin transversal de fuites. La caractérisation des encoches dans cette machine est très importante à cause du faible nombre de dents et de pôles. Une définition affinée des fonctions de perméance dans les encoches a été proposée afin de caractériser les chemins radiaux dans l'entrefer. Les chemins transversaux dans les encoches considèrent les interactions au niveau des dents typiques des structures doublement saillantes. Cette approche a été validée avec le modèle éléments finis 2D de concept de l'AGA, pour plusieurs courants du rotor, du stator et de l'angle de calage. Un exemple a été présenté sur la figure IV.20.

#### IV.4.1.3. Définition des ampères-tours consommés dans le rotor

La consommation des ampères-tours dans le circuit magnétique du rotor est définie en fonction de la position angulaire  $\nu$  de façon analogue à la force magnétomotrice du rotor (voir figure IV.13 et l'équation IV.15).

$$At_{rotor}(\nu) = \begin{cases} \frac{At_r}{(1-\beta_r)\theta_r} \nu & \text{Si } \nu \in \left[0, \frac{(1-\beta_r)\theta_r}{2}\right] \\ \frac{At_r}{2} & \text{Si } \nu \in \left[\frac{(1-\beta_r)\theta_r}{2}, \theta_r - \frac{(1-\beta_r)\theta_r}{2}\right] \\ -\frac{At_r}{(1-\beta_r)\theta_r} \nu & \text{Si } \nu \in \left[\theta_r - \frac{(1-\beta_r)\theta_r}{2}, \theta_r + \frac{(1-\beta_r)\theta_r}{2}\right] \\ -\frac{At_r}{2} & \text{Si } \nu \in \left[\theta_r + \frac{(1-\beta_r)\theta_r}{2}, 2\theta_r - \frac{(1-\beta_r)\theta_r}{2}\right] \\ \frac{At_r}{(1-\beta_r)\theta_r} \nu & \text{Si } \nu \in \left[2\theta_r - \frac{(1-\beta_r)\theta_r}{2}, 2\theta_r\right] \end{cases} \quad (IV.33)$$

Le terme  $At_r$  est la somme des ampères-tours dans chacune des parties :

$$At_r = At_{ent\_aux} + At_{griffe} + At_{anneau}^{ext} + At_{anneau}^{int} \quad (IV.34)$$

Avec :

- $At_{ent\_aux}$  : Consommation d'ampères-tours dans les entrefers auxiliaires. Le calcul de ce terme se trouve dans la section IV.4.1.4.
- $At_{griffe}$  : Consommation d'ampères-tours dans les griffes. Ce terme est développé dans la section IV.4.2.1.
- $At_{anneau}^{ext}$  : Consommation d'ampères-tours dans l'anneau extérieur. Ce terme est expliqué dans la section IV.4.2.2.
- $At_{anneau}^{int}$  : Consommation d'ampères-tours dans l'anneau intérieur. La procédure de calcul pour ce terme est la même que celle de  $At_{anneau}^{ext}$ .

Dans cette partie du chapitre, les parties ferromagnétiques sont supposées avoir une perméabilité infinie. Le terme que nous allons développer est uniquement celui de la consommation d'ampères-tours dans les entrefers auxiliaires  $At_{ent\_aux}$ .



#### IV.4.1.4. Modèle des entrefers auxiliaires

Dans l'AGA, le système d'excitation statique rend nécessaire deux entrefers supplémentaires ou auxiliaires, pour autoriser la rotation du circuit magnétique du rotor par rapport au bobinage d'excitation. Il faut bien caractériser les fuites magnétiques dans cette partie pour avoir un calcul précis de la consommation d'ampères-tours. Ces fuites se développent principalement entre les anneaux dans la direction radiale. Il existe également des fuites entre la pièce de support et les anneaux. Dans un premier temps, le modèle des entrefers auxiliaires est expliqué en considérant uniquement les fuites entre les anneaux. Ensuite, le calcul est affiné avec la prise en compte des fuites entre la pièce de support et les anneaux.

##### (1) Modèle des entrefers auxiliaires avec la considération des fuites entre anneaux

Le modèle des entrefers auxiliaires représente les anneaux, la bobine, la pièce de support et les entrefers auxiliaires du rotor. Un schéma explicatif du modèle est présenté sur la figure IV.21. Les anneaux sont modélisés par une perméabilité magnétique constante ce qui permet de considérer leur consommation d'ampères-tours.

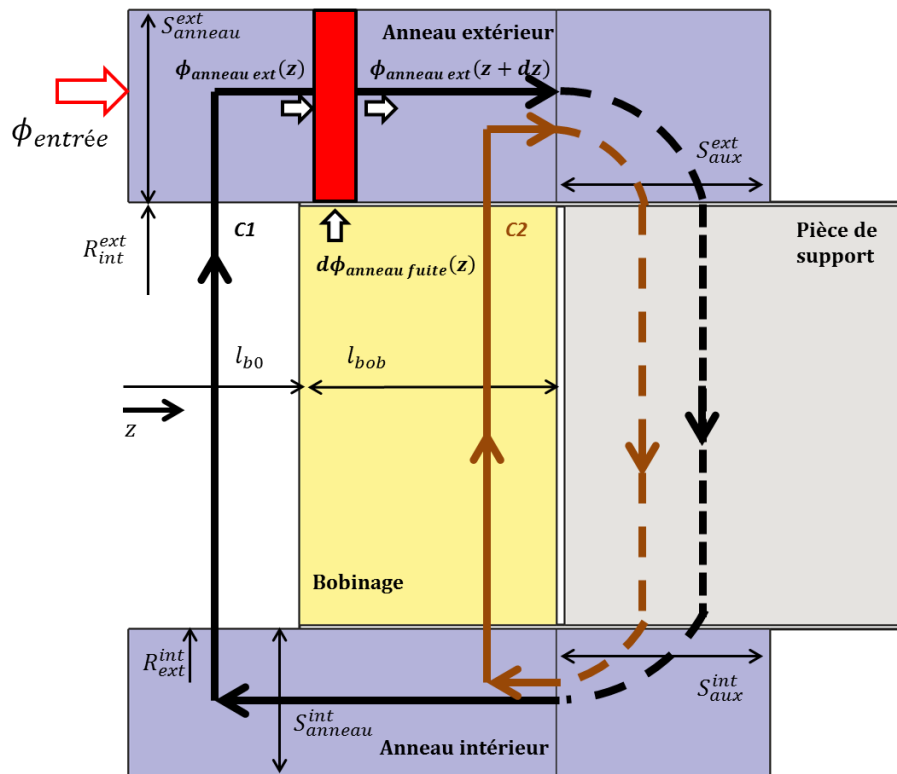


Figure IV.21. Schéma du modèle des entrefers auxiliaires

L'origine de la coordonnée axiale  $z$  se trouve à l'entrée des anneaux. Le flux de fuites est orienté positivement vers les rayons croissants.  $l_{b0}$  est la coordonnée axiale à partir de laquelle commence la bobine du rotor,  $l_{bob}$  est la largeur de la bobine.  $\phi_{entrée}$  est le flux qui entre dans les anneaux. Initialement, nous supposons que ce flux est le flux d'entrefer qui entre dans le pôle du rotor  $\phi_{entrée} = \phi_{pole}$ , on néglige de ce fait les flux de fuites entre les griffes. Elles seront abordées ultérieurement dans la section IV.4.2.1.

$$\phi_{pole} = \iint B_e dS = \frac{1}{p} \int_{R_{int}}^{R_{ext}} \left( \int_0^\pi B_e dv \right) dr = \left( \frac{R_{ext}^2 - R_{int}^2}{2} \right) \frac{1}{p} \int_0^\pi B_e dv \quad (IV.35)$$

$B_e$  est l'induction d'entrefer au niveau du rayon moyen.  $R_{ext}$  est le rayon extérieur et  $R_{int}$  est le rayon intérieur au niveau de l'entrefer.

Nous allons appliquer la loi de conservation du flux dans l'anneau extérieur :

$$\phi_{anneau\ ext}(z) + d\phi_{anneau\ fuite}(z) = \phi_{anneau\ ext}(z + dz) \quad (IV.36)$$

Soit :

$$\frac{d\phi_{anneau\ ext}(z)}{dz} = \frac{d\phi_{anneau\ fuite}(z)}{dz} \quad (IV.37)$$

Pour une même coordonnée axiale  $z$ , les flux sont égaux dans l'anneau extérieur et l'anneau intérieur mais ils ont des signes opposés.

$$\phi_{anneau\ ext}(z) = -\phi_{anneau\ int}(z) \quad (IV.38)$$

Nous traçons deux contours où le théorème d'Ampère est écrit:

- Si  $z \leq l_{b0}$  (contour C1 qui entoure complètement la bobine, voir figure IV.21) :

$$\begin{aligned} \int_z^{l_{b0}+l_{bob}} \frac{\phi_{anneau\ ext}(z)}{\mu_0 \mu_r^{ext} S_{anneau}^{ext}} dz + \int_z^{l_{b0}+l_{bob}} \frac{\phi_{anneau\ ext}(z)}{\mu_0 \mu_r^{int} S_{anneau}^{int}} dz \\ + \int_{R_{ext}^{int}}^{R_{int}^{ext}} \frac{d\phi_{anneau\ fuite}(z)}{\frac{2\pi}{p} r \mu_0 dz} dr \\ + \frac{\phi_{anneau\ ext}(l_{b0} + l_{bob})}{\mu_0 S_{aux}^{ext}} g_{aux}^{ext} \\ + \frac{\phi_{anneau\ ext}(l_{b0} + l_{bob})}{\mu_0 S_{aux}^{int}} g_{aux}^{int} = N_r I_r \end{aligned} \quad (IV.39)$$

Où :

- $\mu_r^{ext}$  et  $\mu_r^{int}$  sont les perméabilités magnétiques relatives de l'anneau extérieur et intérieur.
- $S_{anneau}^{ext}$  et  $S_{anneau}^{int}$  sont les sections de passage des anneaux extérieur et intérieur.
- $S_{aux}^{ext}$  et  $S_{aux}^{int}$  sont les sections de passage entre les entrefers auxiliaires et les anneaux.
- $g_{aux}^{ext}$  et  $g_{aux}^{int}$  sont les longueurs des entrefers auxiliaires extérieur et intérieur.
- $R_{int}^{ext}$  est le rayon intérieur de l'anneau extérieur et  $R_{ext}^{int}$  est le rayon extérieur de l'anneau intérieur, qui délimite la région où se produisent les fuites. Le rayon  $r$  évolue de  $R_{ext}^{int}$  à  $R_{int}^{ext}$ .
- $p$  est le nombre de paires de pôles.
- $N_r I_r$  sont les ampères-tours de la bobine du rotor.

Toutes ces grandeurs géométriques sont indiquées sur la figure IV.21. Dans l'expression précédente du théorème d'Ampère, la consommation des ampères-tours de la pièce de support est négligée, ainsi que celle de la partie des anneaux qui se trouve à partir de la coordonnée  $l_{b0} + l_{bob}$  jusqu'à l'entrefers auxiliaire. Ces trajets où la consommation d'ampères-tours est négligée sont marqués par des contours en pointillés sur la figure IV.21.

- Si  $l_{b0} \leq z \leq l_{b0} + l_{bob}$  (contour C2, qui entoure partiellement la bobine, voir figure IV.21) :

$$\begin{aligned}
 & \int_z^{l_{b0}+l_{bob}} \frac{\Phi_{anneau\ ext}(z)}{\mu_0 \mu_r^{ext} S_{anneau}^{ext}} dz + \int_z^{l_{b0}+l_{bob}} \frac{\Phi_{anneau\ ext}(z)}{\mu_0 \mu_r^{int} S_{anneau}^{int}} dz \\
 & + \int_{R_{ext}^{int}}^{R_{int}^{ext}} \frac{d\phi_{anneau\ fuite}(z)}{\frac{2\pi}{p} r \mu_0 dz} dr \\
 & + \frac{\Phi_{anneau\ ext}(l_{b0} + l_{bob})}{\mu_0 S_{aux}^{ext}} g_{aux}^{ext} \\
 & + \frac{\Phi_{anneau\ ext}(l_{b0} + l_{bob})}{\mu_0 S_{aux}^{int}} g_{aux}^{int} = \frac{l_{b0} + l_{bob} - z}{l_{bob}} N_r I_r
 \end{aligned} \tag{IV.40}$$

Si les deux expressions précédentes sont dérivées par rapport à la coordonnée axiale  $z$ , nous obtenons :

- Pour  $z \leq l_{b0}$  :

$$-\phi_{anneau\ ext}(z) \left( \frac{1}{\mu_r^{ext} S_{anneau}^{ext}} + \frac{1}{\mu_r^{int} S_{anneau}^{int}} \right) + \frac{p}{2\pi} \frac{d^2 \phi_{anneau\ fuite}(z)}{dz^2} \ln \left( \frac{R_{int}^{ext}}{R_{ext}^{int}} \right) = 0 \quad (IV.41)$$

- Pour  $l_{b0} \leq z \leq l_{b0} + l_{bob}$  :

$$-\phi_{anneau\ ext}(z) \left( \frac{1}{\mu_r^{ext} S_{anneau}^{ext}} + \frac{1}{\mu_r^{int} S_{anneau}^{int}} \right) + \frac{p}{2\pi} \frac{d^2 \phi_{anneau\ fuite}(z)}{dz^2} \ln \left( \frac{R_{int}^{ext}}{R_{ext}^{int}} \right) = -\frac{\mu_0}{l_{bob}} N_r I_r \quad (IV.42)$$

Les grandeurs  $\phi_{anneau\ ext}$  et  $\phi_{anneau\ fuite}$  ont la même dérivée première et la même dérivée seconde. Nous obtenons alors deux équations différentielles qui ont la même expression générale. Pour alléger l'écriture des équations nous définissons les constantes :

$$a = \left( \frac{1}{\mu_r^{ext} S_{anneau}^{ext}} + \frac{1}{\mu_r^{int} S_{anneau}^{int}} \right) \quad (IV.43)$$

$$b = \frac{p}{2\pi} \ln \left( \frac{R_{int}^{ext}}{R_{ext}^{int}} \right) \quad (IV.44)$$

$$c = \frac{\mu_0}{l_{bob}} N_r I_r \quad (IV.45)$$

L'équation IV.41 est alors, pour  $z \leq l_{b0}$  :

$$\frac{d^2 \phi_{anneau\ ext}(z)}{dz^2} - \frac{a}{b} \cdot \phi_{anneau\ ext}(z) = 0 \quad (IV.46)$$

Qui admet des solutions de la forme :

$$\phi_{anneau\ ext}(z) = 2F \cdot \sinh \left( \sqrt{\frac{a}{b}} z \right) + \phi_{entrée} \cdot e^{-\sqrt{\frac{a}{b}} z} \quad (IV.47)$$

Etant  $F$  une constante à déterminer et  $\phi_{entrée}$  le flux qui entre dans les anneaux.

Et pour  $l_{b0} \leq z \leq l_{b0} + l_{bob}$ , l'équation IV.42 devient :

$$\frac{d^2 \phi_{anneau\ ext}(z)}{dz^2} - \frac{a}{b} \cdot \phi_{anneau\ ext}(z) = -\frac{c}{b} \quad (IV.48)$$

Et sa solution est :

$$\phi_{anneau\ ext}(z) = \mathbf{G} \cdot e^{\sqrt{\frac{a}{b}}z} + \mathbf{H} \cdot e^{-\sqrt{\frac{a}{b}}z} + \frac{c}{a} \quad (IV.49)$$

Avec  $\mathbf{G}$  et  $\mathbf{H}$  des constantes. Il faut trois équations pour pouvoir déterminer ces trois inconnues  $\mathbf{F}$ ,  $\mathbf{G}$  et  $\mathbf{H}$ . Elles sont obtenues et développées à partir de trois conditions suivantes :

- Continuité du flux  $\phi_{anneau\ ext}(z)$  en  $z = l_{b0}$

$$\mathbf{F} \cdot \left( -2 \sinh \left( \sqrt{\frac{a}{b}} l_{b0} \right) \right) + \mathbf{G} \cdot e^{\sqrt{\frac{a}{b}} l_{b0}} + \mathbf{H} \cdot e^{-\sqrt{\frac{a}{b}} l_{b0}} = \phi_{entrée} \cdot e^{-\sqrt{\frac{a}{b}} l_{b0}} - \frac{c}{a} \quad (IV.50)$$

- Vérification de l'équation intégrale IV.40 pour  $z = l_{b0} + l_{bob}$

$$\begin{aligned} & \mathbf{G} \left( b \sqrt{\frac{a}{b}} \cdot e^{\sqrt{\frac{a}{b}}(l_{b0}+l_{bob})} + d \cdot e^{\sqrt{\frac{a}{b}}(l_{b0}+l_{bob})} \right) \\ & + \mathbf{H} \left( -b \sqrt{\frac{a}{b}} \cdot e^{-\sqrt{\frac{a}{b}}(l_{b0}+l_{bob})} + d \cdot e^{-\sqrt{\frac{a}{b}}(l_{b0}+l_{bob})} \right) \\ & = -\frac{d \cdot c}{a} \end{aligned} \quad (IV.51)$$

Où la constante  $d$  est définie comme :

$$d = \frac{g_{aux}^{ext}}{S_{aux}^{ext}} + \frac{g_{aux}^{int}}{S_{aux}^{int}} \quad (IV.52)$$

- Vérification de l'équation intégrale IV.40 pour  $z = l_{b0}$

$$\begin{aligned}
 & \mathbf{F} \cdot b \sqrt{\frac{a}{b}} \left( 2 \cosh \left( \sqrt{\frac{a}{b}} l_{b0} \right) \right) \\
 & + \mathbf{G} \left( a \sqrt{\frac{b}{a}} \cdot \left( e^{\sqrt{\frac{a}{b}}(l_{b0}+l_{bob})} - e^{\sqrt{\frac{a}{b}}(l_{b0})} \right) + d \right. \\
 & \quad \left. \cdot e^{\sqrt{\frac{a}{b}}(l_{b0}+l_{bob})} \right) \\
 & + \mathbf{H} \left( -a \sqrt{\frac{b}{a}} \cdot \left( e^{-\sqrt{\frac{a}{b}}(l_{b0}+l_{bob})} - e^{-\sqrt{\frac{a}{b}}(l_{b0})} \right) + d \right. \\
 & \quad \left. \cdot e^{-\sqrt{\frac{a}{b}}(l_{b0}+l_{bob})} \right) \\
 & = b \sqrt{\frac{a}{b}} \cdot \phi_{entrée} \cdot e^{-\sqrt{\frac{a}{b}} l_{b0}} + \mu_0 \cdot N_r I_r - \frac{d \cdot c}{a} - c \cdot b
 \end{aligned} \tag{IV.53}$$

Les équations IV.50, IV.51 et IV.53 constituent un système d'équations linéaires à résoudre pour trouver les valeurs des constantes **F**, **G** et **H**.

**(2) Modèle des fuites entre les anneaux et la pièce de support**

Ce modèle permet d’affiner le calcul des inductions magnétiques des entrefers auxiliaires afin de considérer les flux de fuites qui se développent de part et d’autre de la pièce de support. L’existence de ces fuites entraîne une augmentation de la section de passage au niveau des entrefers auxiliaires. La figure IV.22 montre un schéma pour le calcul de ces fuites.

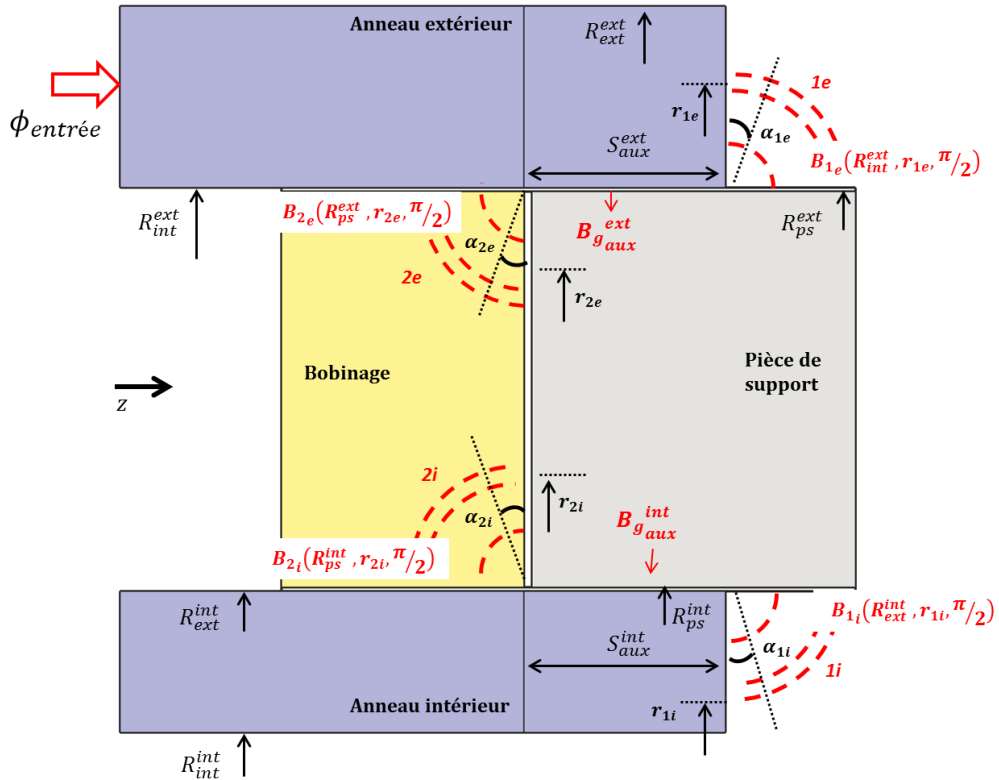


Figure IV.22. Schéma des fuites entre les anneaux et la pièce de support

Les fuites entre les anneaux et la pièce de support se développent dans quatre zones signalées sur la figure (elles sont marquées en rouge). Nous supposons que dans une même zone, toutes les lignes de champ de fuites sont concentriques et en forme d’arc de cercle. La consommation d’ampères-tours associée à ces lignes est calculée, en considérant que l’induction magnétique n’est pas constante dans leur longueur à cause du changement de la section de passage. Ensuite, les inductions dans les lignes de champ sont reliées avec l’induction des entrefers auxiliaires par l’application du théorème d’Ampère.

Nous allons commencer la démarche pour les flux de bord du côté extérieur de la pièce de support. Ces flux de bord sont notés avec un indice 1.

Flux de bord 1 de l'anneau extérieur

A cause de la topologie axiale, les inductions magnétiques dans les tubes de flux de fuites ne sont pas constantes. Elles varient selon la coordonnée radiale  $r$ . L'évolution de l'induction dans les tubes de flux suit donc la relation suivante issue de la loi de conservation de flux :

$$B(r) \cdot r = cste \quad (IV.54)$$

Ces fuites se développent pour des rayons  $r_{1e}$  compris entre le rayon intérieur de l'anneau extérieur  $R_{int}^{ext}$  et le rayon extérieur de l'anneau extérieur  $R_{ext}^{ext}$ . En appliquant l'équation IV.54, nous pouvons connaître l'induction dans un arc quelconque pour une position angulaire déterminée  $B_{1e}(r_{1e}, \alpha_{1e})$ . Cette induction est exprimée à partir de l'induction de l'arc au niveau du rayon intérieur de l'anneau extérieur  $B_{1e}(R_{int}^{ext}, r, \pi/2)$ .

$$B_{1e}(r_{1e}, \alpha_{1e}) = B_{1e}(R_{int}^{ext}, r_{1e}, \pi/2) \frac{R_{int}^{ext}}{R_{int}^{ext} + (r_{1e} - R_{int}^{ext}) \cos(\alpha_{1e})} \quad (IV.55)$$

Où  $\alpha_{1e}$  est l'angle qui parcourt la ligne de champ et qui va de 0 à  $\pi/2$ . Il est indiqué sur la figure IV.22. La consommation d'ampères-tours dans l'arc  $AT_{1e}(r_{1e})$ , qui forme un quart d'arc de cercle, est calculée par :

$$AT_{1e}(r_{1e}) = \frac{1}{\mu_0} B_{1e}(R_{int}^{ext}, r_{1e}, \pi/2) \int_0^{\pi/2} \frac{R_{int}^{ext} (r_{1e} - R_{int}^{ext})}{R_{int}^{ext} + (r_{1e} - R_{int}^{ext}) \cos(\alpha_{1e})} d\alpha_{1e} \quad (IV.56)$$

Ce qui donne :

$$AT_{1e}(r_{1e}) = \frac{2}{\mu_0} B_{1e}(R_{int}^{ext}, r_{1e}, \pi/2) \frac{R_{int}^{ext} (r_{1e} - R_{int}^{ext})}{\sqrt{r_{1e} (2 R_{int}^{ext} - r_{1e})}} \operatorname{atan} \left( \sqrt{\frac{2 R_{int}^{ext} - r_{1e}}{r_{1e}}} \right) \quad (IV.57)$$

Cette consommation d'ampères-tours est reliée à l'induction d'entrefer auxiliaire extérieur  $B_{g_{aux}}^{ext}$  en appliquant le théorème d'Ampère dans le contour signalé en rouge sur la figure IV.23. L'induction de l'entrefer auxiliaire est supposée constante selon la coordonnée axiale.



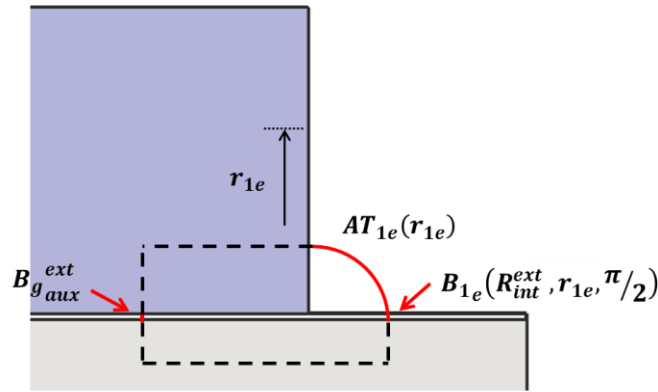


Figure IV.23. Application du théorème d'Ampère dans les entrefers auxiliaires

Si nous négligeons la consommation d'ampères-tours dans les parties ferromagnétiques nous arrivons à :

$$AT_{1e}(r_{1e}) + \frac{1}{\mu_0} B_{1e}(R_{int}^{ext}, r_{1e}, \pi/2) g_{aux}^{ext} = \frac{1}{\mu_0} B_{g_{aux}}^{ext} g_{aux}^{ext} \quad (IV.58)$$

Où  $g_{aux}^{ext}$  est la longueur de l'entrefers auxiliaire extérieur. L'induction  $B_{1e}(R_{int}^{ext}, r_{1e}, \pi/2)$  peut être exprimée à partir de l'induction d'entrefers  $B_{g_{aux}}^{ext}$  :

$$B_{1e}(R_{int}^{ext}, r_{1e}, \pi/2) = \frac{C_e}{C_e + K_{1e}(r_{1e})} B_{g_{aux}}^{ext} \quad (IV.59)$$

Avec :

$$C_e = \frac{g_{aux}^{ext}}{\mu_0} \quad (IV.60)$$

$$K_{1e}(r_{1e}) = \frac{2}{\mu_0} \frac{R_{int}^{ext}(r_{1e} - R_{int}^{ext})}{\sqrt{r_{1e}(2R_{int}^{ext} - r_{1e})}} \operatorname{atan} \left( \sqrt{\frac{2R_{int}^{ext} - r_{1e}}{r_{1e}}} \right) \quad (IV.61)$$

#### Flux de bord 1 de l'anneau intérieur

La démarche de calcul est analogue à celle de l'anneau extérieur. La seule différence provient de la définition de la section des tubes de flux. Dans ce cas, la valeur de l'induction  $B_{1i}(r_{1i}, \alpha_{1i})$  dans un arc quelconque est exprimée en fonction de l'induction au rayon extérieur de l'anneau intérieur  $B_{1i}(R_{ext}^{int}, r_{1i}, \pi/2)$  :

$$B_{1i}(r_{1i}, \alpha_{1i}) = B_{1i}(R_{ext}^{int}, r_{1i}, \pi/2) \frac{R_{ext}^{int}}{R_{ext}^{int} - (R_{ext}^{int} - r_{1i}) \cos(\alpha_{1i})} \quad (IV.62)$$

Le rayon des arcs  $r_{1i}$  va du rayon intérieur  $R_{int}^{int}$  de l'anneau intérieur à son rayon extérieur  $R_{ext}^{int}$ .

La consommation d'ampères-tours dans l'arc  $AT_{1i}(r_{1i})$  est donc :

$$AT_{1i}(r_{1i}) = \frac{1}{\mu_0} B_{1i}(R_{ext}^{int}, r_{1i}, \pi/2) \int_0^{\pi/2} \frac{R_{ext}^{int} (R_{ext}^{int} - r_{1i})}{R_{ext}^{int} - (R_{ext}^{int} - r_{1i}) \cos(\alpha_{1i})} d\alpha_{1i} \quad (IV.63)$$

$$AT_{1i}(r_{1i}) = \frac{2}{\mu_0} B_{1i}(R_{ext}^{int}, r_{1i}, \pi/2) \frac{R_{ext}^{int} (R_{ext}^{int} - r_{1i})}{\sqrt{r_{1i} (2 R_{ext}^{int} - r_{1i})}} \operatorname{atan} \left( \sqrt{\frac{2 R_{ext}^{int} - r_{1i}}{r_{1i}}} \right) \quad (IV.64)$$

En appliquant le théorème d'Ampère comme dans l'équation IV.58 nous pouvons exprimer l'induction  $B_{1i}(R_{ext}^{int}, r_{1i}, \pi/2)$  en fonction de l'induction d'entrefer auxiliaire intérieur  $B_{g_{aux}}^{int}$ .

$$B_{1i}(R_{ext}^{int}, r_{1i}, \pi/2) = \frac{C_i}{C_i + K_{1i}(r_{1i})} B_{g_{aux}}^{int} \quad (IV.65)$$

Avec :

$$C_i = \frac{g_{aux}^{int}}{\mu_0} \quad (IV.66)$$

$$K_{1i}(r_{1i}) = \frac{2}{\mu_0} \frac{R_{ext}^{int} (R_{ext}^{int} - r_{1i})}{\sqrt{r_{1i} (2 R_{ext}^{int} - r_{1i})}} \operatorname{atan} \left( \sqrt{\frac{2 R_{ext}^{int} - r_{1i}}{r_{1i}}} \right) \quad (IV.67)$$

Avec  $g_{aux}^{int}$  étant la longueur de l'entrefer auxiliaire intérieur.

Nous appliquons la même démarche pour les flux de bord du côté du bobinage du rotor, nommés flux de bord 2. Nous avons négligé l'influence des courants encerclés par les lignes de champ qui traversent le bobinage. Pour simplifier, nous montrons directement les expressions des inductions associées à ces flux de bord.

Flux de bord 2 de l'anneau extérieur

L'induction  $B_{2e}(R_{ps}^{ext}, r_{2e}, \pi/2)$  au niveau du rayon extérieur de la pièce de support  $R_{ps}^{ext}$  pour un arc quelconque peut s'écrire comme :

$$B_{2e}(R_{ps}^{ext}, r_{2e}, \pi/2) = \frac{C_e}{C_e + K_{2e}(r_{2e})} B_{g_{aux}}^{ext} \quad (IV.68)$$

Avec

$$K_{2e}(r_{2e}) = \frac{2}{\mu_0} \frac{R_{ps}^{ext}(R_{ps}^{ext} - r_{2e})}{\sqrt{r_{2e}(2R_{ps}^{ext} - r_{2e})}} \operatorname{atan} \left( \sqrt{\frac{2R_{ps}^{ext} - r_{2e}}{r_{2e}}} \right) \quad (IV.69)$$

Etant  $C_e$  défini par l'équation IV.60.

Flux de bord 2 de l'anneau intérieur

L'induction  $B_{2i}(R_{ps}^{int}, r_{2i}, \pi/2)$  au niveau du rayon intérieur de la pièce de support  $R_{ps}^{int}$  pour un arc quelconque peut s'exprimer comme :

$$B_{2i}(R_{ps}^{int}, r_{2i}, \pi/2) = \frac{C_i}{C_i + K_{2i}(r_{2i})} B_{g_{aux}}^{int} \quad (IV.70)$$

Avec

$$K_{2i}(r_{2i}) = \frac{2}{\mu_0} \frac{R_{ps}^{int}(r_{2i} - R_{ps}^{int})}{\sqrt{r_{2i}(2R_{ps}^{int} - r_{2i})}} \operatorname{atan} \left( \sqrt{\frac{2R_{ps}^{int} - r_{2i}}{r_{2i}}} \right) \quad (IV.71)$$

$C_i$  est la constante de l'équation IV.66. Les rayons  $r_{2e}$  et  $r_{2i}$  se développent du rayon intérieur au rayon extérieur de la pièce de support.

**(3) Implémentation dans le modèle des fuites radiales**

Le traitement des flux de fuites de bord dans notre modèle analytique dépend de la zone où se diffuse ce flux de fuites.

Traitement des flux de bord 1 (extérieurs à la pièce de support)

Le flux de bord 1 est traité comme une section équivalente à ajouter à la surface d'échange au niveau des entrefers auxiliaires. Le flux lié aux fuites de bord de l'anneau extérieur s'écrit :

$$\phi_{1e} = \int_{R_{int}^{ext}}^{R_{ext}^{ext}} \frac{C_e}{C_e + K_{1e}(r_{1e})} B_{g_{aux}}^{ext} \pi R_{int}^{ext} dr_{1e} \quad (IV.72)$$

Nous pouvons définir la section équivalente comme :

$$S_{1e} = \int_{R_{int}^{ext}}^{R_{ext}^{ext}} \frac{C_e}{C_e + K_{1e}(r_{1e})} \pi R_{int}^{ext} dr_{1e} \quad (IV.73)$$

De même, pour la section équivalente associée aux flux de fuites au bord de l'anneau intérieur :

$$S_{1i} = \int_{R_{int}^{int}}^{R_{ext}^{int}} \frac{C_i}{C_i + K_{1i}(r_{1i})} \pi R_{ext}^{int} dr_{1i} \quad (IV.74)$$

Les intégrales des expressions IV.73 et IV.74 doivent être résolues par intégration numérique. Ces sections supplémentaires sont incluses directement dans le modèle des entrefers auxiliaires dans la constante définie par l'équation IV.52. La section de passage associée aux entrefers auxiliaires,  $S_{aux}^{ext}$  pour l'entrefers auxiliaire extérieur et  $S_{aux}^{int}$  pour l'entrefers auxiliaire intérieur, est ainsi modifiée:

$$S_{aux\text{corrigé}}^{ext} = S_{aux}^{ext} + S_{1e} \quad (IV.75)$$

$$S_{aux\text{corrigé}}^{int} = S_{aux}^{int} + S_{1i} \quad (IV.76)$$

#### Traitement des flux de bord 2 (du côté du bobinage du rotor)

L'induction magnétique associée aux flux de bord au niveau des anneaux  $B_{2e}(R_{ps}^{ext}, r_{2e}, \pi/2)$ ,  $B_{2i}(R_{ps}^{int}, r_{2i}, \pi/2)$  est connue en fonction du rayon des fuites  $r_{2e}$  ou  $r_{2i}$  et de l'induction des entrefers auxiliaires. Au lieu de calculer l'intégrale complète de ce flux de fuites comme dans l'équation IV.72, nous déterminons les flux incrémentaux qui entrent dans les anneaux en fonction du rayon.

$$\Delta\phi_{2e} = \frac{C_e}{C_e + K_{2e}(r_{2e})} B_{g\text{aux}}^{ext} \pi R_{int}^{ext} \Delta r_{2e} \quad (IV.77)$$

Ces flux incrémentaux qui se développent au niveau des anneaux seront additionnés aux flux qui traversent les anneaux et qui sont définis par les expressions IV.47 et IV.49.

#### **(4) Validation du modèle des entrefers auxiliaires**

La validation du modèle des entrefers auxiliaires est réalisée avec un modèle éléments finis 2D axisymétrique du circuit rotorique de l’AGA. Ce modèle éléments finis a les mêmes conditions que les hypothèses du modèle analytique : la consommation d’ampères-tours dans la pièce de support et dans la partie finale des anneaux peut être négligée. Ce modèle correspond au schéma des figures IV.21 et IV.22.

La grandeur de comparaison entre modèles est le flux magnétique qui traverse les anneaux en fonction de la coordonnée axiale  $z$ . Nous réalisons deux comparaisons qui ont en commun les caractéristiques suivantes :

- Les sections des deux anneaux sont égales.
- Les perméabilités magnétiques relatives des anneaux sont constantes et égales à  $\mu_r^{int} = \mu_r^{ext} = 1200$ .
- Les longueurs axiales des anneaux et de la bobine sont égales.
- La longueur des entrefers auxiliaires est également de la même valeur  $g_{aux}^{ext} = g_{aux}^{int} = 1 \text{ mm}$ .

Les deux cas se différencient par les distances entre les anneaux ( $R_{int}^{ext} - R_{ext}^{int}$ ), distance qui est créée par la hauteur de la bobine.

##### Premier cas

Dans le premier cas, les anneaux sont proches avec une différence de  $R_{int}^{ext} - R_{ext}^{int} = 25 \text{ mm}$ . La figure IV.24 (a) montre les lignes de champ entre les anneaux du modèle éléments finis axisymétrique et la figure IV.24 (b) expose la comparaison de l’évolution du flux dans l’anneau  $\phi_{anneau \ ext}(z)$  en fonction de la coordonnée axiale  $z$ .

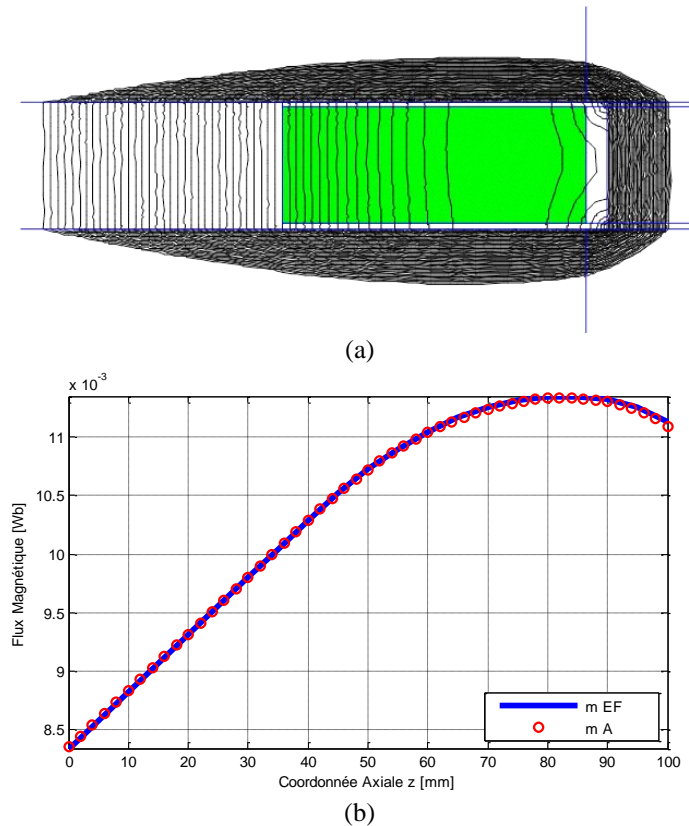


Figure IV.24. Modèle des entrefers auxiliaires lorsque  $R_{int}^{ext} - R_{ext}^{int} = 25\text{ mm}$  : (a) Lignes de champ entre anneaux (b) Evolution du flux magnétique dans l'anneau  $\phi_{anneau\ ext}(z)$

La présence de la bobine est repérée en vert. Les lignes de champ de la figure précédente mettent en évidence la forme des fuites radiales entre les anneaux et les fuites entre l'anneau et la pièce de support. L'évolution du flux dans l'anneau est bien prise en compte par le modèle analytique. En ce qui concerne ce cas, nous pouvons voir que le flux qui arrive à la fin de l'anneau augmente de plus de 30% par rapport au flux qui entre dans la coordonnée axiale  $z = 0$ . Cela justifie la considération des fuites dans le modèle analytique et montre l'importance que vont avoir ces fuites dans l'AGA.

#### Deuxième cas

Le deuxième cas est représenté sur la figure IV.25. La distance entre les anneaux est augmentée à  $R_{int}^{ext} - R_{ext}^{int} = 75\text{ mm}$ .

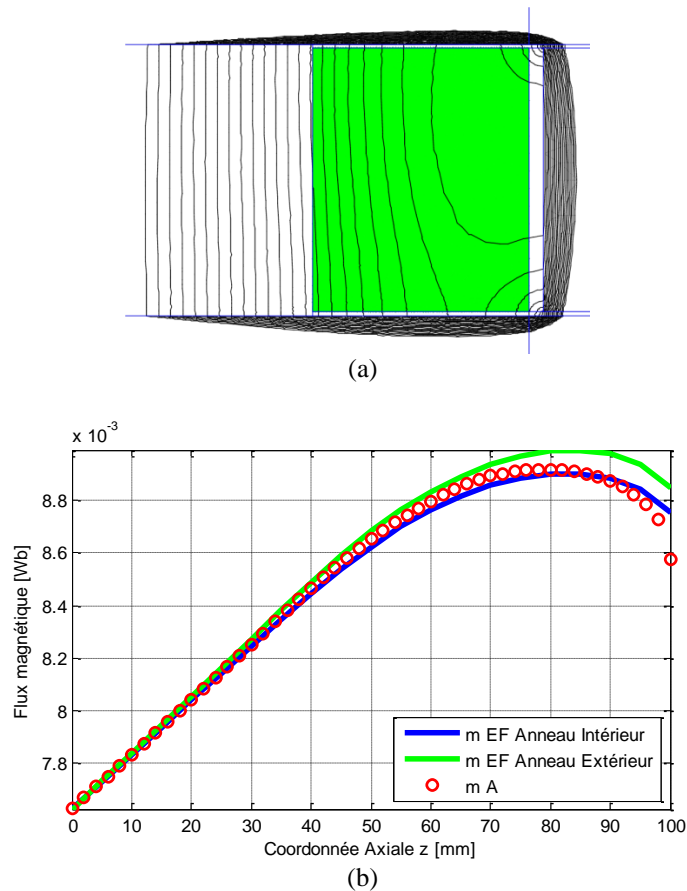


Figure IV.25. Modèle des entrefers auxiliaires lorsque  $R_{int}^{ext} - R_{ext}^{int} = 75 \text{ mm}$  : (a) Lignes de champ entre anneaux (b) Evolution du flux dans l’anneau  $\phi_{anneau \text{ ext}}(z)$

Sur la figure IV.25 (b), nous pouvons observer que le modèle analytique suit correctement le modèle éléments finis pour des valeurs faibles de la coordonnée axiale  $z$ , lorsque les fuites en direction radiale entre les anneaux sont prédominantes (voir figure IV.25 (a)). Lorsqu’on se rapproche de la pièce de support, le modèle analytique sous-estime le flux qui arrive à la partie finale des anneaux. Ceci est lié au fait que le bobinage de grande taille modifie l’allure des lignes de champ, ce qui atténue la pertinence de nos suppositions. Il est possible de remarquer ce phénomène sur la figure IV.25 (b), où l’évolution des flux dans les deux anneaux est tracée. Les flux des deux anneaux ne coïncident pas dans la zone finale de l’anneau. Le flux de l’anneau extérieur a une valeur plus élevée que celui de l’anneau intérieur. Une des suppositions était que les flux des deux anneaux devaient être égaux, ce qui est respecté pour des distances faibles entre les anneaux. Dans ce cas, l’écart entre le flux entrant et le flux sortant des anneaux est réduit par rapport au cas précédent mais la différence reste significative. Le flux de l’anneau qui traverse l’entrefers auxiliaire est 15% plus élevé que le flux d’entrée.

**(5) Calcul de la consommation d'ampères-tours dans les entrefers auxiliaires**

Finalement, la consommation d'ampères-tours dans les entrefers auxiliaires peut être exprimée à partir du flux magnétique à la coordonnée finale des anneaux  $z = l_{b0} + l_{bob}$  comme il était indiqué dans les équations IV.39 et IV.40 :

$$At_{ent\_aux} = \frac{\phi_{anneau\ ext}(l_{b0} + l_{bob})}{\mu_0 S_{aux}^{ext}} g_{aux}^{ext} + \frac{\phi_{anneau\ ext}(l_{b0} + l_{bob})}{\mu_0 S_{aux}^{int}} g_{aux}^{int} \quad (IV.78)$$

**Conclusion de la section :** Cette section met en évidence l'importance des fuites dans le calcul de l'évolution du flux magnétique qui traverse les anneaux et les entrefers auxiliaires. Des expressions ont été établies pour le calcul des flux de fuites radiales entre anneaux et des flux de fuites entre les anneaux et la pièce de support. Le modèle analytique a été validé avec un calcul par éléments finis axisymétrique. Les résultats sont convenables lorsque les anneaux sont proches, parce que les hypothèses de calcul sont respectées. Lorsque la distance entre anneaux augmente, l'écart avec le calcul par éléments finis est augmenté à cause du changement de la forme des trajets des lignes de champ.



#### IV.4.1.5. Validation avec le modèle par éléments finis en 3D

Cette section traite la validation du modèle analytique. Elle suppose que les matériaux ferromagnétiques de la machine ont une perméabilité magnétique infinie. La comparaison est réalisée par rapport à un modèle de calcul par éléments finis en 3D. L’outil de calcul 3D est JMAG.

Nous comparons deux cas différents : un premier cas à vide et un deuxième cas en charge. Les grandeurs de comparaison sont l’induction magnétique d’entrefer au rayon moyen (car c’est la grandeur calculée par le modèle analytique) et le flux qui traverse la dent de la phase A sur un période électrique. La position de comparaison pour l’induction magnétique correspond à l’instant de temps  $t = 0$  s. La figure IV.26 représente la position relative des dents stator et des pôles du rotor pour cet instant de temps. La dent de la phase A se trouve sur l’axe du pôle du rotor. La position du milieu de la dent A correspond à la coordonnée angulaire  $\nu = 180^\circ$  électriques pour les figures suivantes qui représentent l’induction d’entrefer.

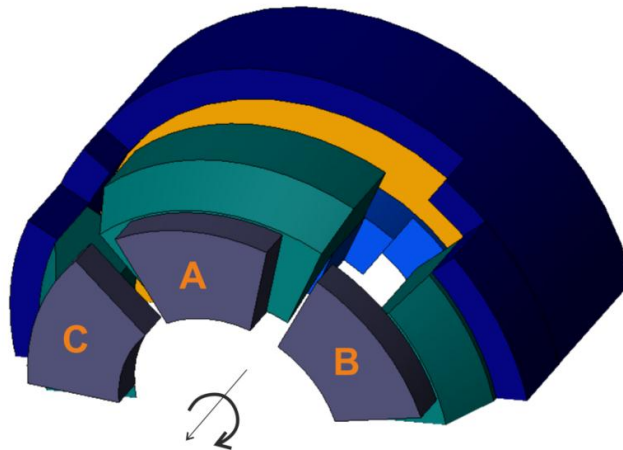


Figure IV.26. Disposition des dents pour  $t = 0$

Le flux magnétique observé dans le modèle éléments finis est le flux qui traverse le milieu de la dent A sur sa longueur axiale totale (dans le plan de symétrie axiale de la machine). Dans le modèle analytique, ce flux est déterminé à partir de l’induction magnétique d’entrefer  $B_e$  qui se trouve sur le pas dentaire  $\theta_s$ . La définition du flux alors est la suivante :

$$\phi_{dent} = \iint B_e dS = \left( \frac{R_{ext}^2 - R_{int}^2}{2} \right) \frac{1}{p} \int_0^{\theta_s} B_e(\nu) d\nu \quad (IV.79)$$

Le flux magnétique est représenté sur une période électrique à partir de différents cas magnétostatiques.

**(1) Comparaison à vide**

La figure IV.27 représente les inductions à vide pour les deux modèles lorsque  $t = 0$  s. Nous pouvons voir qu'au niveau de la forme d'onde de l'induction, le modèle analytique et le modèle par éléments finis donnent des résultats proches. Le fondamental de l'induction est également affiché sur la figure. L'écart entre les fondamentaux de l'induction des deux modèles est de 3.1%.

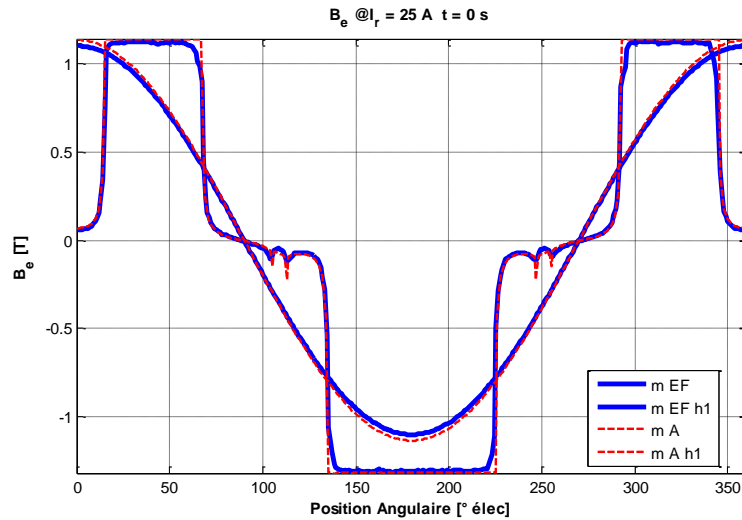


Figure IV.27. Forme d'onde de l'induction d'entrefer pour  $t = 0$  s : cas à vide

La figure IV.28 trace la forme d'onde du flux magnétique de la phase A pour les deux modèles. L'écart entre les fondamentaux de l'induction est de 4.2%. L'augmentation de l'écart pour les fondamentaux du flux peut être attribuée à l'erreur numérique de la méthode.

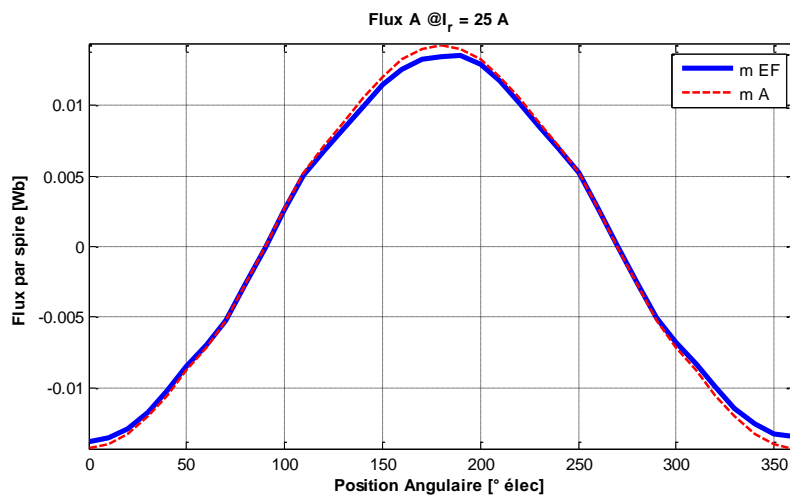


Figure IV.28. Forme d'onde du flux qui traverse la dent A : cas à vide

**(2) Comparaison en charge**

La comparaison en charge est établie avec un angle de calage  $\psi = 50^\circ$  élec entre les deux forces magnétomotrices. La valeur de l'angle est de calage est proche de celle qui donne le point de fonctionnement nominal pour un alternateur standard. Les formes d'onde de l'induction d'entrefer et du fondamental des deux modèles apparaissent sur la figure IV.29.

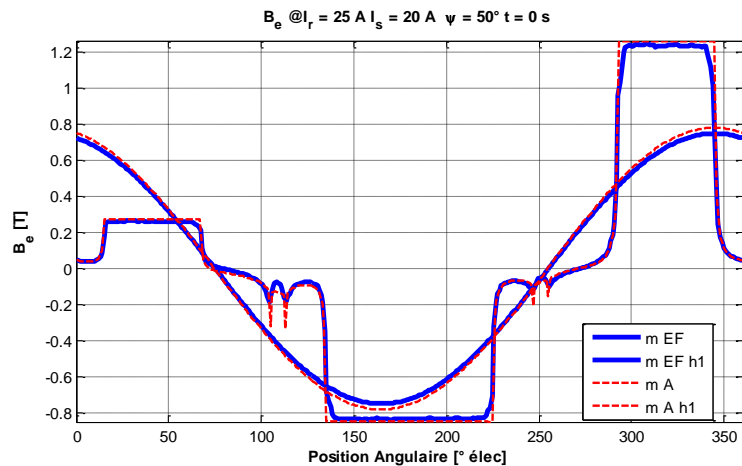


Figure IV.29. Forme d'onde de l'induction d'entrefer pour  $t = 0$  : cas en charge

Le modèle analytique est cohérent avec le modèle éléments finis. L'écart au niveau de l'induction fondamentale est de 4.2%. La figure IV.30 représente la forme d'onde du flux sur une période électrique. La forme d'onde issue des deux modèles est semblable. Le modèle analytique surestime les performances de la machine. L'écart entre les harmoniques fondamentaux des flux est de 8%. L'écart des fondamentaux du flux est augmenté à cause du flux de fuites dans les encoches du stator qui n'est pas pris en compte dans le modèle.

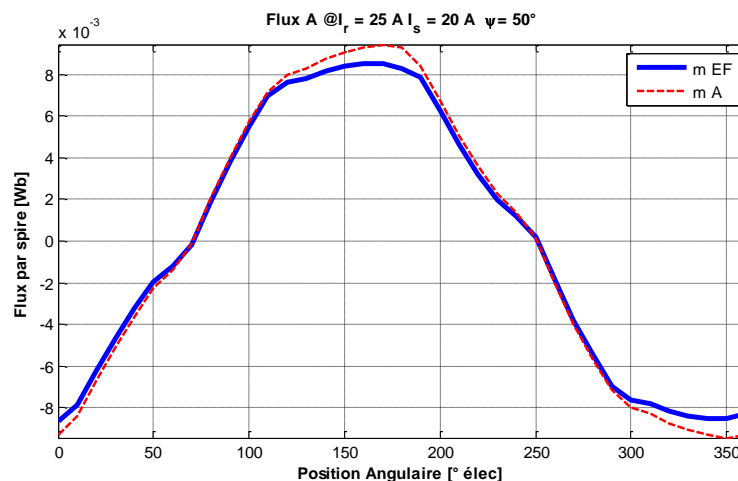


Figure IV.30. Forme d'onde du flux qui traverse la dent A: cas en charge

Nous pouvons remarquer que pour le cas en charge, les écarts entre les deux modèles ont augmenté par rapport au cas à vide. Cela implique qu’il existe des fuites magnétiques associées à l’opposition entre le champ de réaction d’induit et le champ d’excitation de la machine.

**Conclusion sur la validation avec des matériaux ferromagnétiques avec une perméabilité infinie.** Les résultats du modèle analytique sont en bonne cohérence avec ceux du modèle de calcul par éléments finis en 3D au niveau des formes d’onde. Le modèle analytique surestime les fondamentaux de l’induction magnétique et du flux de la dent A. Dans le cas en charge, les écarts entre les modèles sont déjà importants, à cause des fuites magnétiques produites par l’opposition entre les deux champs de la machine.

#### IV.4.2. Intégration des parties ferromagnétiques et de la circulation du champ associés

Nous allons développer maintenant le calcul analytique de la consommation des ampères tours dans les parties ferromagnétiques. La section commence par les pièces ferromagnétiques du rotor : les griffes et les anneaux, puis elle continue par la prise en compte des dents du stator.

##### IV.4.2.1. Modèle des griffes

Les griffes dans l’AGA sont les pièces qui canalisent le flux magnétique des anneaux vers l’entrefer. Les griffes sont identiques pour les 4 pôles de la machine. Pour la modélisation, la griffe est divisée en plusieurs zones, représentées sur la figure IV.31 :

- (1) l’entrée de la griffe
- (2) le coude de la griffe
- (3) la partie d’union avec les anneaux

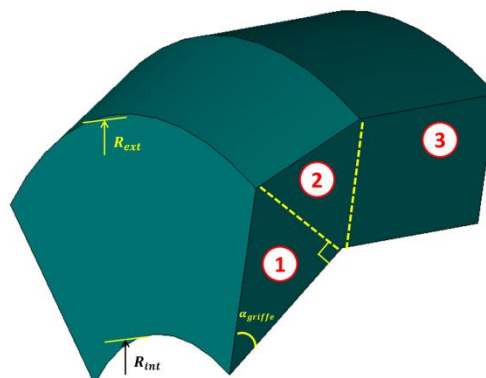


Figure IV.31. Décomposition de la griffe en plusieurs zones : (1) entrée de la griffe (2) coude de la griffe et (3) pièce d’union avec l’anneau

**(1) Modèle de l’entrée de la griffe**

Cette partie des griffes est de forme triangulaire afin de simplifier la mise en équations du modèle. Une vue de cette partie est exposée sur la figure suivante. Elle inclut les lignes de champ obtenues par un modèle éléments finis axisymétrique. Une partie d’air, qui représente l’entrefer de la machine à flux axial, a été ajoutée au modèle.

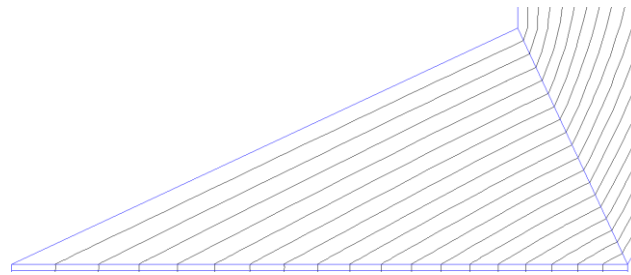


Figure IV.32. Lignes de champ dans la partie d’entrée de la griffe

Nous pouvons constater que les lignes de champ dans la griffe suivent sa pente. En considérant ce fait, la loi de conservation du flux et le théorème d’Ampère sont appliqués à la pièce.

La figure IV.33 représente un schéma d’application de la loi de conservation du flux à la pièce. Elle est discrétisée en surfaces qui ont été choisies perpendiculaires aux lignes de champ. De ce fait, l’induction magnétique de la griffe  $B_{griffe}$  est constante sur toute la ligne définie par la surface qui coïncide avec les lignes équipotentielles. La surface de la griffe  $S_{griffe}$  est la surface latérale d’un tronc de cône.  $b_{ent}$  est l’induction qui traverse l’entrefer et  $S_{ent}$  est la surface d’échange au niveau de l’entrefer.

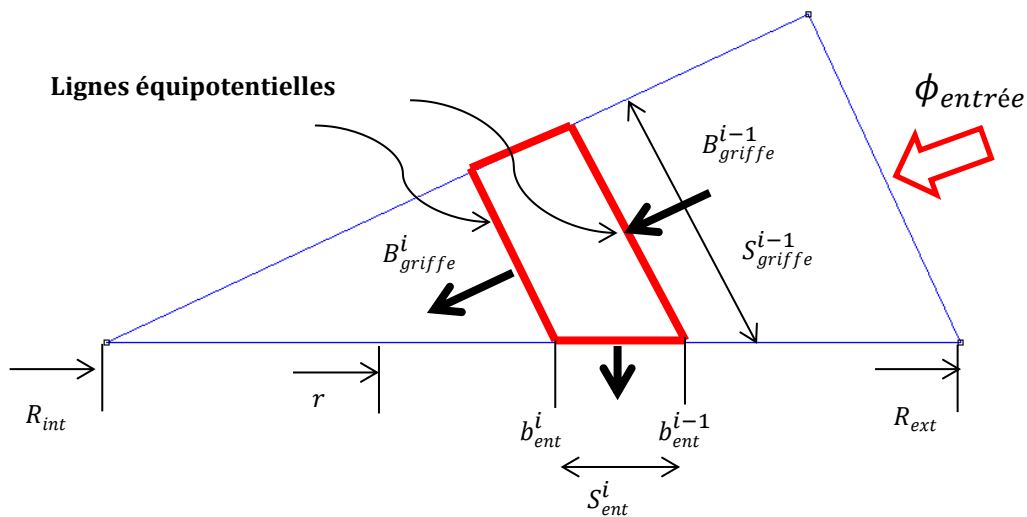


Figure IV.33. Schéma d’application de la loi de conservation de flux

La loi de conservation de flux peut s'écrire entre deux points de la discrétisation  $i$  et  $i - 1$  comme :

$$B_{griffe}^i = \frac{1}{S_{griffe}^i} \cdot \left( B_{griffe}^{i-1} \cdot S_{griffe}^{i-1} - \frac{(b_{ent}^i + b_{ent}^{i-1})}{2} S_{ent}^i \right) \quad (IV.80)$$

L'application du théorème d'Ampère est décrite sur la figure IV.34 (a) sur le contour rouge, qui suit les lignes de champ.

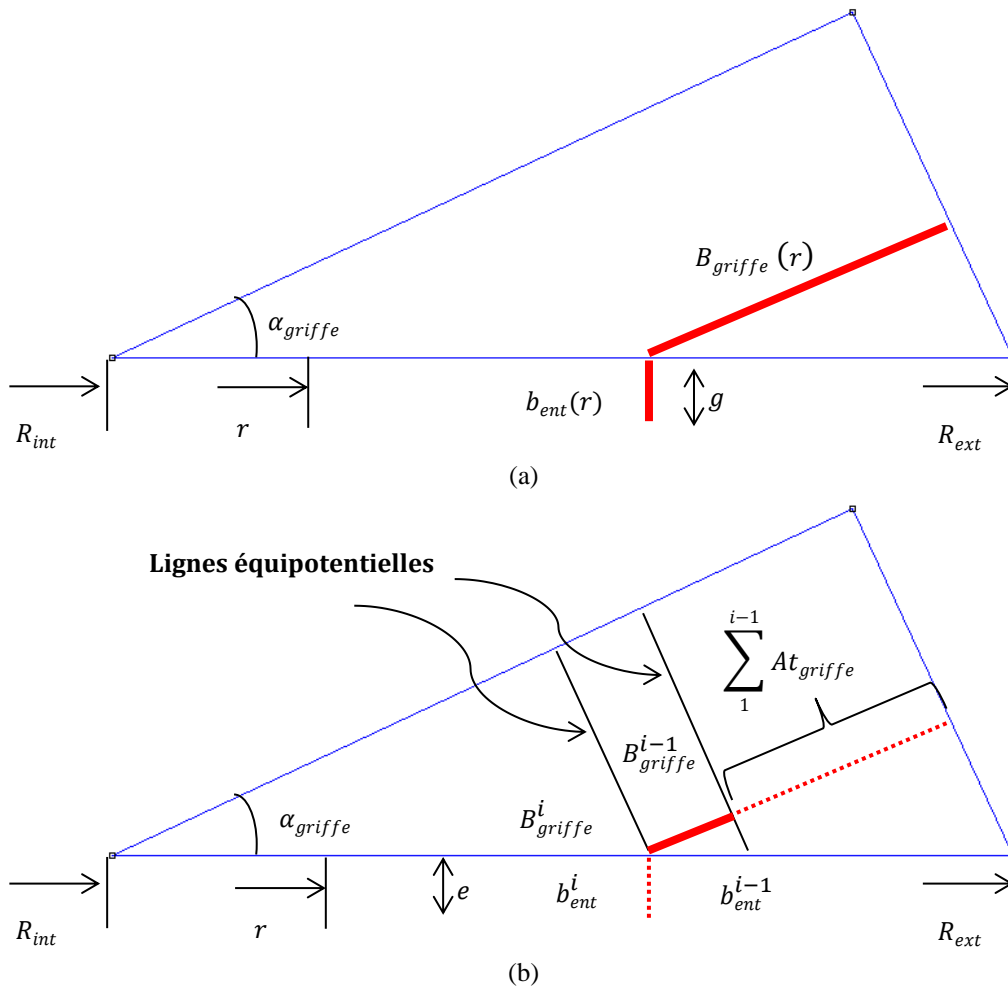


Figure IV.34. Schéma d'application du théorème d'Ampère : (a) forme générale (b) forme discrétisée

Le théorème d'Ampère peut s'écrire pour ce contour :

$$\frac{b_{ent}(r)}{\mu_0} g + \int_r^{R_{ext}} \frac{B_{griffe}(r)}{\mu_0 \mu_{r_{griffe}}(B_{griffe}(r))} \cos \alpha_{griffe} dr = Constante \quad (IV.81)$$

$\alpha_{griffe}$  est l'angle ou pente de la griffe. Tous les contours tracés suivant les lignes de champ ont la même consommation d'ampères-tours. Nous pouvons écrire le théorème d'Ampère alternativement selon la discrétisation proposée :

$$\begin{aligned} \frac{b_{ent}^i}{\mu_0} g + \frac{(B_{griffe}^i + B_{griffe}^{i-1})}{2\mu_0 \cdot \mu_{r_{griffe}}(0.5 \cdot (B_{griffe}^i + B_{griffe}^{i-1}))} \cdot \Delta r \cdot \cos(\alpha_{griffe}) \\ + \sum_1^{i-1} At_g = \frac{b_{ent}^1}{\mu_0} g \end{aligned} \quad (IV.82)$$

Où  $\Delta r$  est le pas de discrétisation du rayon,  $At_g$  sont les ampères-tours consommés dans les positions de discrétisation précédentes au point de calcul. Le terme  $\frac{b_{ent}^1}{\mu_0} g$  représente la consommation d'ampères-tours lorsque  $r = R_{ext}$ .

Pour une discrétisation en  $N$  points, donc  $N$  inconnues, il y a  $N - 1$  équations provenant de l'application du théorème d'Ampère, et 1 équation qui provient de l'application de la loi de conservation du flux.

Ces expressions sont validées avec un modèle axisymétrique de la griffe pour deux cas. Un premier cas où le matériau ferromagnétique de la griffe (*SMC*) se trouve dans la zone linéaire de sa courbe B(H) et un deuxième cas où il se trouve dans la partie non-linéaire. La comparaison est établie au niveau de l'induction d'entrefer  $b_{ent}(r)$  et de l'induction dans les griffes  $B_{griffe}(r)$ . Les deux grandeurs sont données en fonction du rayon d'entrefer.

La griffe utilisée pour la comparaison a comme caractéristiques : un rayon extérieur de  $R_{ext} = 232.5 \text{ mm}$ , un rayon intérieur de  $R_{int} = 162.75 \text{ mm}$  et un angle de la griffe de  $\alpha_{griffes} = 35^\circ$ . La figure IV.35 montre les résultats pour un cas où les inductions dans la griffe se trouvent dans la partie linéaire de la courbe B(H).

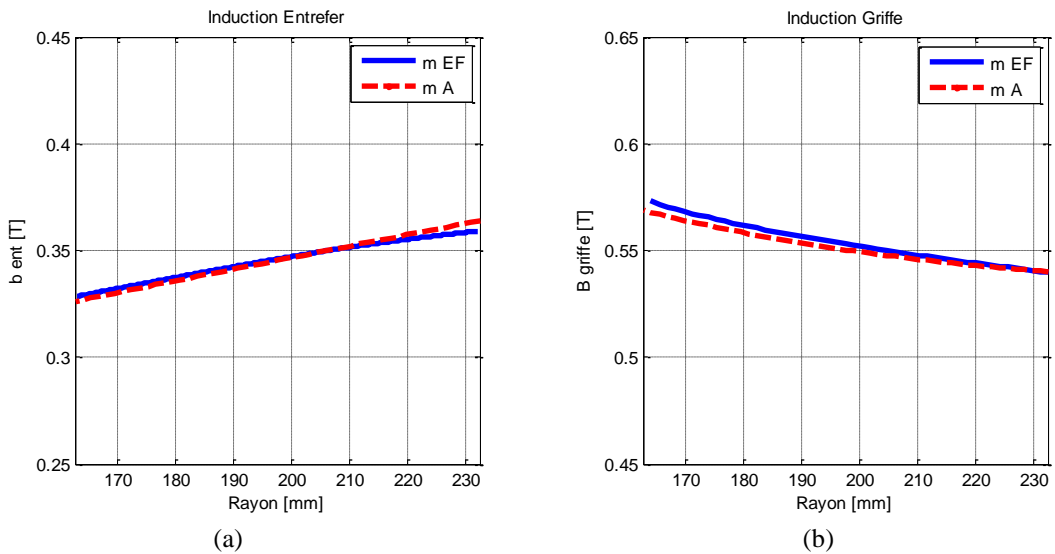


Figure IV.35. Validation du modèle analytique dans la zone linéaire de la courbe  $B(H)$  du matériau ferromagnétique de la griffe: (a) Evolution de l'induction d'entrefer  $b_{ent}(r)$  en fonction du rayon  $r$  (b) Evolution de l'induction dans les griffes  $B_{griffe}(r)$  en fonction du rayon  $r$

D'après la figure précédente, lorsque la griffe n'est pas saturée, l'induction dans l'entrefer et l'induction dans la griffe sont presque constantes avec le rayon. Dans ce cas, les hypothèses que nous avons posées sur les lignes de champ dans les griffes sont correctes et le modèle analytique détermine avec précision l'évolution des inductions.

La figure IV.36 montre les résultats lorsque les inductions dans la griffe se situent dans la partie non linéaire de la courbe  $B(H)$ . Les inductions ont une plus forte variation en fonction du rayon d'entrefer. Les résultats du modèle analytique s'éloignent des simulations éléments finis car il apparaît des saturations locales dans la griffe, qui ne sont pas considérées dans le modèle analytique. Néanmoins, le modèle analytique arrive à suivre l'évolution des inductions et la valeur moyenne des inductions est proche de celles du calcul par éléments finis.



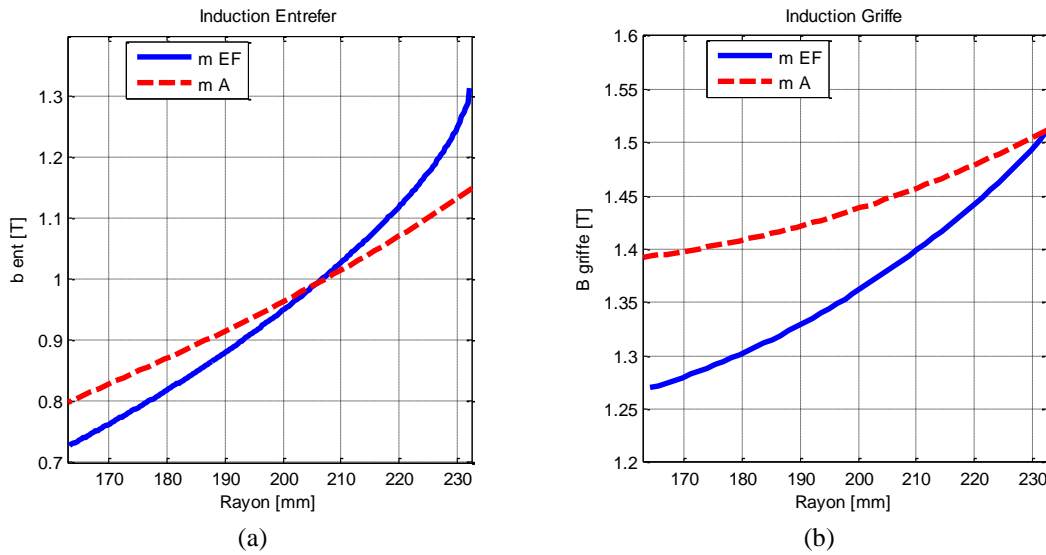


Figure IV.36. Validation du modèle analytique dans la zone non-linéaire de la courbe  $B(H)$  du matériau ferromagnétique de la griffe: (a) Evolution de l'induction d'entrefer  $b_{ent}(r)$  en fonction du rayon  $r$  (b) Evolution de l'induction dans les griffes  $B_{griffe}(r)$  en fonction du rayon  $r$

Par conséquent, le modèle analytique développé permet d'obtenir les inductions dans la griffe en fonction du rayon d'entrefer. La consommation des ampères-tours dans la partie triangulaire des griffes  $At_{griffe_1}$  peut être calculée comme la moyenne des ampères-tours consommés par les trajets des lignes de champ dans la griffe.

**(2) Modèle du coude de la griffe**

Cette zone possède également une forme triangulaire. Une coupe 2D est montrée sur la figure IV.37. Elle est modélisée comme une réluctance. Nous déterminons les inductions qui sont associées à trois sections de passage :

- $B_{g2}^0$  : Induction magnétique sur la section d'entrée du coude.
- $B_{g2}^f$  : Induction magnétique sur la section de sortie du coude.
- $B_{g2}^m$  : Induction magnétique sur une section intermédiaire. La ligne qui caractérise cette section est dessinée en jaune. Cette section est utilisée pour considérer le rétrécissement de section qui se produit à ce niveau dans la zone triangulaire.

Ces trois grandeurs prennent en compte le flux qui rentre dans le pôle  $\phi_{p\hat{o}le}$  plus le flux de fuites associé à l'entrée de la griffe  $\phi_{fuites\ g1}$ . Le calcul du terme  $\phi_{fuites\ g1}$  est expliqué à la fin de la section consacrée au modèle des griffes.

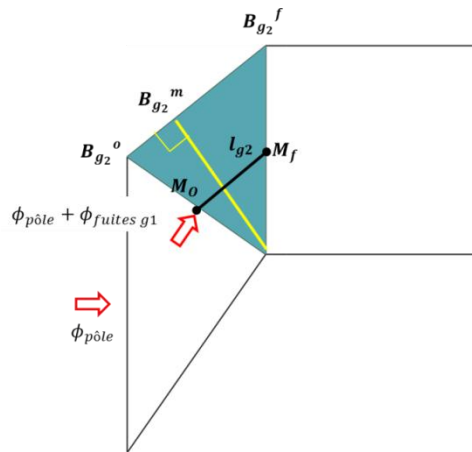


Figure IV.37. Coupe 2D du coude de la griffe

La consommation d'ampères-tours du coude de la griffe  $At_{griff e_2}$  est alors :

$$At_{griff e_2} = \frac{\frac{1}{6} (B_{g2}^0 + 4B_{g2}^m + B_{g2}^f)}{\mu_0 \cdot \mu_{r_{griffe}} \left( \frac{1}{6} (B_{g2}^0 + 4B_{g2}^m + B_{g2}^f) \right)} l_{g2} \quad (IV.83)$$

$l_{g2}$  est la longueur du segment qui relie les points milieux des sections d'entrée  $M_0$  et de sortie  $M_f$ . Une adaptation de la règle de Simpson est appliquée pour calculer l'induction moyenne dans la pièce à partir des inductions magnétiques  $B_{g2}^0, 4B_{g2}^m, B_{g2}^f$ .

**(3) Modèle de la pièce d'union**

Ce que nous avons appelé pièce d'union, est composé par la partie finale de la griffe et l'entrée de l'anneau. Ces deux parties ont la même ouverture angulaire. Dans une paire de pôles il existe deux pièces d'union : l'une, formée par la griffe et l'anneau extérieur (montrée sur la figure IV.38 (a)), et l'autre, formée par la griffe et l'anneau intérieur (figure IV.38 (b)).

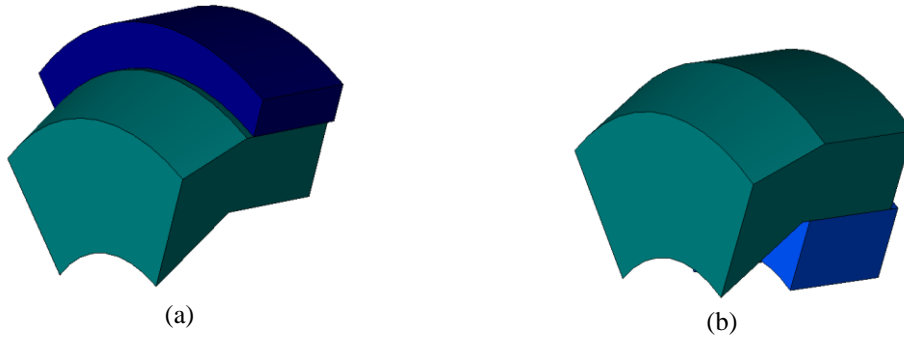


Figure IV.38. Vue en perspective de la pièce d'union : (a) griffe et anneau extérieur (b) griffe et anneau intérieur

Le modèle de la pièce d'union considère que les tubes de flux ne sont pas constants selon la coordonnée radiale  $r$ , comme c'était le cas pour le modèle des flux de fuites entre les anneaux et la pièce de support présenté dans la section IV.4.1.4. De ce fait, la démarche est semblable à celle du modèle des fuites. Les lignes de champ forment un arc de cercle dans la pièce d'union. La figure suivante montre les grandeurs géométriques du modèle.

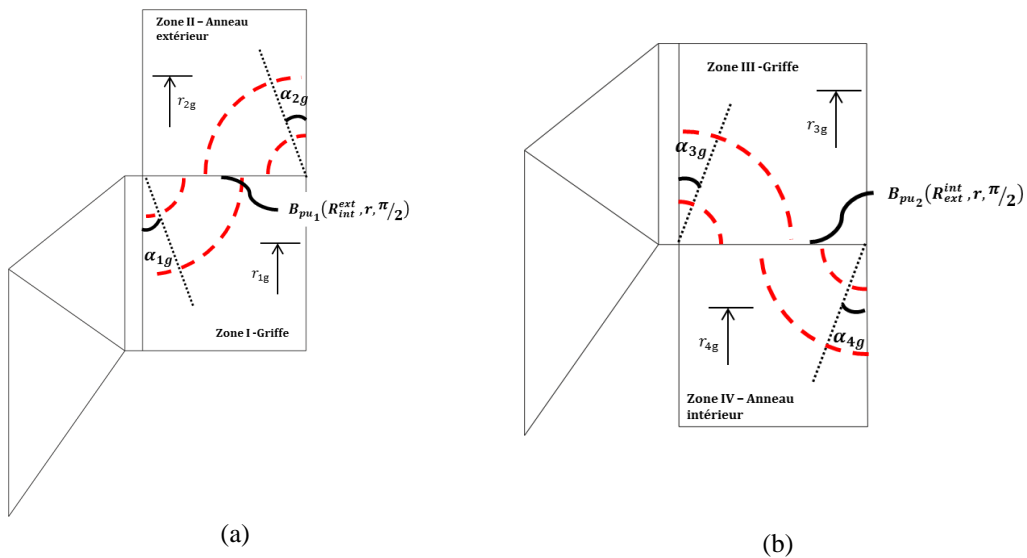


Figure IV.39. Grandeurs du modèle de la pièce d'union : (a) griffe et anneau extérieur (b) griffe et anneau intérieur

Pièce d'union entre la griffe et l'anneau extérieur :

Dans la zone I (voir figure IV.39), l'induction  $B_{1g}(r_{1g}, \alpha_{1g})$  peut être exprimée en fonction de l'induction dans l'interface entre l'anneau extérieur et la griffe  $B_{pu_1}(R_{int}^{ext}, r, \pi/2)$  :

$$B_{1g}(r_{1g}, \alpha_{1g}) = B_{pu_1}(R_{int}^{ext}, r, \pi/2) \frac{R_{int}^{ext}}{R_{int}^{ext} - (R_{int}^{ext} - r_{1g}) \cos(\alpha_{1g})} \quad (IV.84)$$

Où  $\alpha_{1g}$  est la coordonnée angulaire de la ligne de champ. Elle est indiquée sur la figure IV.39 (a). La consommation d'ampères-tours dans l'arc  $AT_{1g}(r_{1g})$ , qui forme un quart d'arc de cercle, est calculée par l'expression suivante :

$$AT_{1g}(r_{1g}) = \frac{2}{\mu_0 \mu_{g_1}} B_{pu_1}(R_{int}^{ext}, r, \pi/2) \frac{R_{int}^{ext}(R_{int}^{ext} - r_{1g})}{\sqrt{r_{1g}(2R_{int}^{ext} - r_{1g})}} \operatorname{atan} \left( \sqrt{\frac{2R_{int}^{ext} - r_{1g}}{r_{1g}}} \right) \quad (IV.85)$$

Dans la zone II, l'induction  $B_{2g}(r_{2g}, \alpha_{2g})$  est écrite également en fonction de  $B_{pu_1}(R_{int}^{ext}, r, \pi/2)$  :

$$B_{2g}(r_{2g}, \alpha_{2g}) = B_{pu_1}(R_{int}^{ext}, r, \pi/2) \frac{R_{int}^{ext}}{R_{int}^{ext} - (r_{2g} - R_{int}^{ext}) \cos(\alpha_{2g})} \quad (IV.86)$$

Et la consommation d'ampères-tours est :

$$AT_{2g}(r_{2g}) = \frac{2}{\mu_0 \mu_{g_2}} B_{pu_1}(R_{int}^{ext}, r, \pi/2) \frac{R_{int}^{ext}(r_{2g} - R_{int}^{ext})}{\sqrt{r_{2g}(2R_{int}^{ext} - r_{2g})}} \operatorname{atan} \left( \sqrt{\frac{2R_{int}^{ext} - r_{2g}}{r_{2g}}} \right) \quad (IV.87)$$

$\mu_{g_1}$  et  $\mu_{g_2}$  sont les perméabilités moyennes des zones I et II. Elles sont déterminées à partir des perméabilités associées à l'induction d'entrée et de sortie de chaque zone.

La consommation d'ampères-tours de la pièce est la somme des moyennes des ampères-tours consommés dans chacune des zones  $AT_{1g}(r_{1g})$  et  $AT_{2g}(r_{2g})$ , qui dépendent du rayon de calcul.

$$At_{pu}^{ext} = \langle AT_{1g}(r_{1g}) \rangle + \langle AT_{2g}(r_{2g}) \rangle \quad (IV.88)$$

Pièce d'union entre la griffe et l'anneau intérieur :

Pour la zone III, l'expression de l'induction  $B_{3g}(r_{3g}, \alpha_{3g})$  dépend de  $B_{pu_2}(R_{ext}^{int}, r, \pi/2)$  qui est l'induction à l'interface entre l'anneau intérieur et la griffe.

$$B_{3g}(r_{3g}, \alpha_{3g}) = B_{pu_2}(R_{ext}^{int}, r, \pi/2) \frac{R_{ext}^{int}}{R_{ext}^{int} - (r_{3g} - R_{ext}^{int}) \cos(\alpha_{3g})} \quad (IV.89)$$

Et la consommation d'ampères-tours est :

$$AT_{3g}(r_{3g}) = \frac{2}{\mu_0 \mu_{g_3}} B_{pu_2}(R_{ext}^{int}, r, \pi/2) \frac{R_{ext}^{int}(r_{3g} - R_{ext}^{int})}{\sqrt{r_{3g}(2R_{ext}^{int} - r_{3g})}} \operatorname{atan} \left( \sqrt{\frac{2R_{ext}^{int} - r_{3g}}{r_{3g}}} \right) \quad (IV.90)$$

De même, pour la région IV :

$$B_{4g}(r_{4g}, \alpha_{4g}) = B_{pu_2}(R_{ext}^{int}, r, \pi/2) \frac{R_{ext}^{int}}{R_{ext}^{int} - (R_{ext}^{int} - r_{4g}) \cos(\alpha_{4g})} \quad (IV.91)$$

Et la consommation d'ampères-tours  $AT_{4g}(r_{4g})$  est :

$$AT_{4g}(r_{4g}) = \frac{2}{\mu_0 \mu_{g_4}} B_{pu_2}(R_{ext}^{int}, r, \pi/2) \frac{R_{ext}^{int}(R_{ext}^{int} - r_{4g})}{\sqrt{r_{4g}(2R_{ext}^{int} - r_{4g})}} \operatorname{atan} \left( \sqrt{\frac{2R_{ext}^{int} - r_{4g}}{r_{4g}}} \right) \quad (IV.92)$$

La consommation d'ampères-tours totale est alors :

$$At_{pu}^{int} = \langle AT_{3g}(r_{4g}) \rangle + \langle AT_{4g}(r_{4g}) \rangle \quad (IV.93)$$

La consommation d'ampères-tours dans les pièces d'union est :

$$At_{griffe_3} = At_{pu}^{ext} + At_{pu}^{int} \quad (IV.94)$$

La **consommation totale d'ampères-tours**  $At_{griffe}$  de la griffe est :

$$At_{griffe} = 2 At_{griffe_1} + 2 At_{griffe_2} + At_{griffe_3} \quad (IV.95)$$

Ce terme doit être inclus dans l'équation IV.34 qui contient la consommation d'ampères-tours dans le rotor.

**(4) Flux de fuites entre les griffes**

Les flux de fuites entre les griffes sont habituellement significatifs dans les machines à bobinage global comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent. Les flux de fuites entre les griffes sont déterminés dans les trois zones que nous avons définies sur la figure IV.31.

Flux de fuites dans l'entrée des griffes  $\phi_{fuites\ g1}$

L'ouverture angulaire des encoches du rotor est notée  $(1 - \beta_r)\theta_r$ . Les ampères-tours consommés par une ligne de champ de fuites  $AT_{fuite\ e_1}$  entre les griffes (voir figure IV.40) peuvent être exprimés par :

$$AT_{fuites\ g} = \int_0^{(1-\beta_r)\theta_r} \frac{b_{fuite}(r)}{\mu_0} r \, d\alpha = \frac{b_{fuite}(r)}{\mu_0} r(1 - \beta_r)\theta_r \quad (IV.96)$$

Et donc :

$$b_{fuite}(r) = \mu_0 \frac{AT_{fuites\ g}}{r(1 - \beta_r)\theta_r} \quad (IV.97)$$

L'induction  $b_{fuite}$  dépend du rayon et elle ne dépend pas de la coordonnée angulaire car les tubes de flux ont une section constante d'une griffe à l'autre.

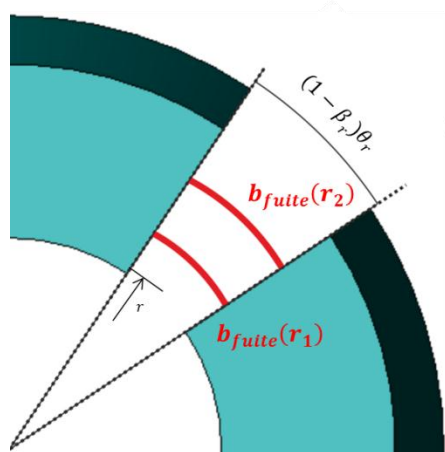


Figure IV.40. Schéma des grandeurs pour le calcul des flux de fuites pour l'entrée de la griffe

Le flux de fuites  $\phi_{fuites\ g1}$  qui entre des deux côtés de la griffe peut être obtenu par intégration :

$$\phi_{fuites\ g1} = 2 \int_{R_{int}}^{R_{ext}} \int_0^{h_{g1}(r)} (b_{fuite}(r) dz) dr \quad (IV.98)$$

Où  $h_{g1}(r)$  est la hauteur de la griffe en fonction du rayon  $r$  (signalé sur la figure IV.41) :

$$h_{g1}(r) = (r - R_{int}) \tan \alpha_{griffe} \quad (IV.99)$$

En développant l'intégrale, l'expression des fuites  $\phi_{fuites\ g1}$  en fonction de  $AT_{fuites\ g}$  est trouvée :

$$\phi_{fuites\ g1} = 2 \mu_0 \tan \alpha_{griffe} \frac{AT_{fuites\ g}}{(1 - \beta_r) \theta_r} \left[ (R_{ext} - R_{int}) - R_{int} \ln \left( \frac{R_{ext}}{R_{int}} \right) \right] \quad (IV.100)$$

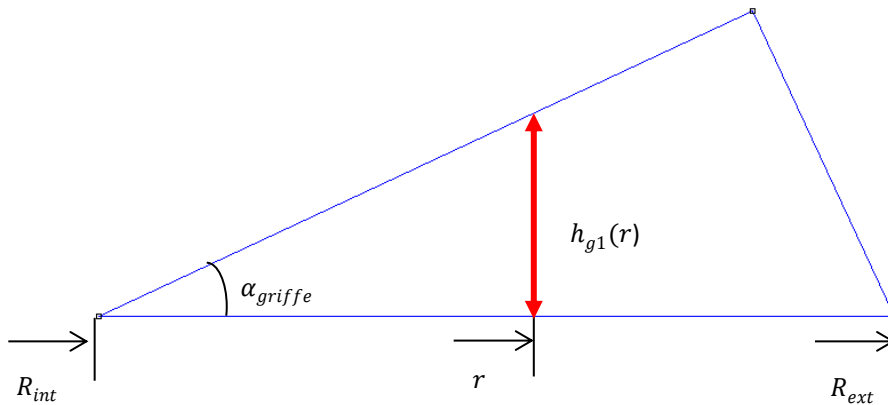


Figure IV.41. Hauteur de la griffe en fonction du rayon  $r$

Flux de fuites dans le coude des griffes  $\phi_{fuites\ g2}$

Le flux de fuites dans la deuxième zone des griffes peut être déterminé de façon analogue au flux de fuites expliqué précédemment :

$$\phi_{fuites\ g2} = 2 \mu_0 \frac{AT_{fuitesg}}{R_{m_{g2}}(1 - \beta_r)\theta_r} S_{lat\ g2} \quad (IV.101)$$

Où  $S_{lat\ g2}$  est la surface latérale du coude de la griffe, et  $R_{m_{g2}}$  est le rayon moyen de cette zone.

Flux de fuites dans la pièce d'union des griffes  $\phi_{fuites\ g3}$

De même, pour la pièce d'union :

$$\phi_{fuites\ g3} = 2 \mu_0 \frac{AT_{fuitesg}}{R_{m_{g3}}(1 - \beta_r)\theta_r} S_{lat\ g3} \quad (IV.102)$$

Où  $S_{lat\ g3}$  est la surface latérale de la partie d'union et  $R_{m_{g3}}$  est son rayon moyen.

Toutes ces expressions de flux de fuites dépendent du terme  $AT_{fuitesg}$ . Il est calculé comme la différence des ampères-tours entre les deux positions angulaires associées à l'encoche du rotor.

$$AT_{fuitesg} = \left( \frac{B_e(v^0)}{\mu_0} g(v^0) - \frac{B_e(v^0 + (1 - \beta_r)\theta_r)}{\mu_0} g(v^0 + (1 - \beta_r)\theta_r) \right) \quad (IV.103)$$

Etant  $v^0$  la position angulaire où commence l'encoche rotorique et  $v^0 + (1 - \beta_r)\theta_r$ , la position angulaire où elle se termine.

Finalement, le flux de fuites total  $\phi_{fuites\ t}$  qui entre dans les anneaux est la somme des trois flux précédents :

$$\phi_{fuites\ t} = \phi_{fuites\ g1} + \phi_{fuites\ g2} + \phi_{fuites\ g3} \quad (IV.104)$$

Ce flux de fuites doit être ajouté au flux qui provient de l'entrefer.



#### IV.4.2.2. Modèle des anneaux

Lorsque le flux magnétique passe de la griffe aux anneaux du rotor, il s'étend progressivement dans toute leur largeur. Nous étudions ce phénomène par le moyen du calcul formel. L'anneau est développé par rapport à son rayon moyen afin d'avoir une géométrie cartésienne pour l'analyse. La figure IV.42 montre une vue en perspective de l'anneau et son modèle équivalent au rayon moyen.

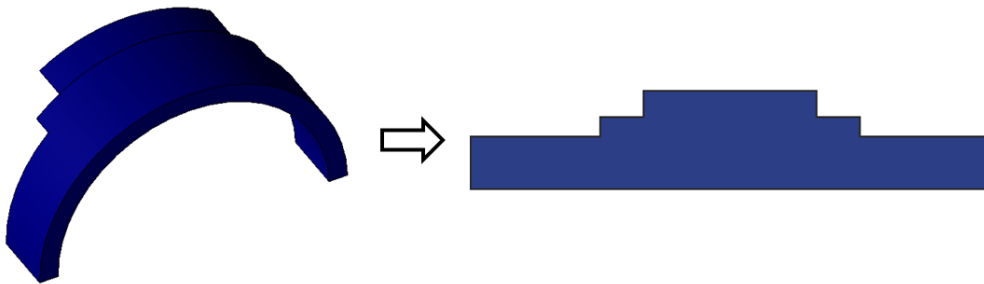


Figure IV.42. Développement de l'anneau au niveau de son rayon moyen

Nous avons défini dans le modèle quatre zones : les trois premières représentent les différents changements de section de l'anneau et la quatrième représente l'entrefer auxiliaire. Ces zones avec leurs grandeurs associées sont présentées sur la figure IV.43.

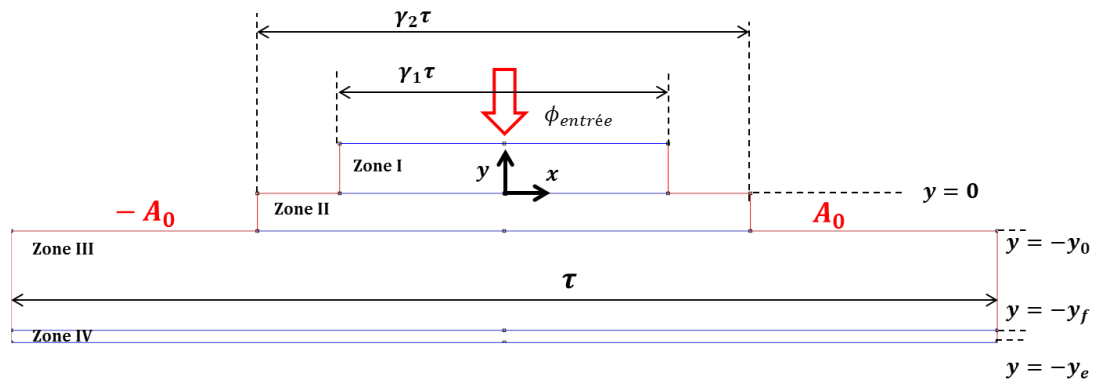


Figure IV.43. Schéma de calcul de l'anneau avec ses grandeurs géométriques

Nous avons supposé pour chacune des trois régions de l'anneau une perméabilité magnétique constante. Elle est la perméabilité moyenne déterminée à partir des perméabilités associées à l'induction de la section d'entrée et de la section de sortie de chaque zone.

Sur la figure précédente, le repère utilisé dans le modèle des anneaux est défini. La coordonnée  $x$  correspond à la direction circonférentielle dans les anneaux et la coordonnée  $y$  correspond à la direction axiale. Sur chacune des zones, la composante du potentiel vecteur magnétique dans la direction perpendiculaire à ce repère  $\Delta A_z$  suit l'équation de Laplace suivante :

$$\Delta A_z = 0 \quad (IV.105)$$

Le potentiel sur chaque zone est noté par les indices I, II, III, IV selon la figure IV.43. Le potentiel vecteur est déterminé de la coordonnée  $x = 0$  à la coordonnée  $x$  de fin de l'anneau, car il existe une symétrie par rapport à l'axe  $y$ . L'équation de Laplace admet des solutions de la forme suivante pour chacune des zones.

Zone I : Pour  $y > 0$

$$A_I(x, y) = \frac{2A_0}{\gamma_1 \tau} x + \sum_1^H \left( B_n e^{-\frac{2\pi}{\gamma_1 \tau} h y} \right) \cdot \sin \left( \frac{2\pi}{\gamma_1 \tau} h x \right) \quad (IV.106)$$

Zone II : Pour  $y \in [-y_0, 0]$

$$A_{II}(x, y) = \frac{2A_0}{\gamma_2 \tau} x + \sum_1^I \left( C_i e^{\frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i y} + D_i e^{-\frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i y} \right) \cdot \sin \left( \frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i x \right) \quad (IV.107)$$

Zone III : Pour  $y \in [-y_f, -y_0]$

$$A_{III}(x, y) = \frac{2A_0}{\tau} x + \sum_1^J \left( E_j e^{\frac{2\pi}{\tau} j y} + F_j e^{-\frac{2\pi}{\tau} j y} \right) \cdot \sin \left( \frac{2\pi}{\tau} j x \right) \quad (IV.108)$$

Zone IV : Pour  $y \in [-y_e, -y_f]$

$$A_{IV}(x, y) = \frac{2A_0}{\tau} x + \sum_1^K \left( G_k e^{\frac{2\pi}{\tau} k y} + H_k e^{-\frac{2\pi}{\tau} k y} \right) \cdot \sin \left( \frac{2\pi}{\tau} k x \right) \quad (IV.109)$$

Où :

- $A_0$  : Valeur du potentiel vecteur utilisée pour imposer le flux  $\phi_{entree}$  dans l'anneau :

$$A_0 = \frac{\phi_{entree}}{2 \cdot (R_{ext}^{anneau} - R_{int}^{anneau})} \quad (IV.110)$$

où  $R_{ext}^{anneau}$  est le rayon extérieur de l'anneau et  $R_{int}^{anneau}$  son rayon intérieur.

- $\gamma_1 \tau$  : Longueur circonférentielle de la zone I,  $\gamma_2 \tau$  longueur circonférentielle de la zone II et  $\tau$  longueur circonférentielle des zones III et IV.

- $B_h$  : Coefficients des séries de Fourier d'ordre  $h$  à déterminer pour la zone I,  $C_i$  et  $D_i$  les coefficients pour la zone II,  $E_j$  et  $F_j$  les coefficients pour la zone III, et  $G_k$  et  $H_k$  les coefficients pour la zone IV.

L'expression IV.106 a une constante de moins à déterminer que les autres expressions. Nous avons choisi une définition différente pour ce potentiel vecteur pour que le terme harmonique soit nul lorsque la coordonnée  $y$  augmente.

Les 7 coefficients harmoniques peuvent être déterminés à travers des conditions imposées dans les interfaces de chaque zone. Ces conditions sont la continuité du potentiel vecteur et la continuité de la composante tangentielle (dans la direction  $x$ ) du champ magnétique  $H_x$ . La continuité de  $H_x$  dans les interfaces fait intervenir les perméabilités magnétiques relatives de chaque zone.

Les conditions sur les interfaces sont appliquées :

- Interface zones I-II :  $y = 0$

- Continuité du potentiel vecteur  $A$  :

$$A_{II}(x, 0) = \begin{cases} A_I(x, 0) & \text{pour } x \in [0, \gamma_1\tau] \\ A_0 & \text{pour } x \in [\gamma_1\tau, \gamma_2\tau] \end{cases} \quad (\text{IV.111})$$

- Continuité de la composante tangentielle du champ magnétique  $H_x$  :

$$\frac{1}{\mu_{rI}} \frac{\partial A_I(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=0} = \frac{1}{\mu_{rII}} \frac{\partial A_{II}(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=0} \quad \text{pour } x \in [0, \gamma_1\tau] \quad (\text{IV.112})$$

- Interface zones II-III :  $y = -y_0$

- Continuité du potentiel vecteur  $A$  :

$$A_{III}(x, -y_0) = \begin{cases} A_{II}(x, -y_0) & \text{pour } x \in [0, \gamma_2\tau] \\ A_0 & \text{pour } x \in [\gamma_2\tau, \tau] \end{cases} \quad (\text{IV.113})$$

- Continuité de la composante tangentielle du champ magnétique  $H_x$  :

$$\frac{1}{\mu_{rII}} \frac{\partial A_{II}(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=-y_0} = \frac{1}{\mu_{rIII}} \frac{\partial A_{III}(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=-y_0} \quad \text{pour } x \in [0, \gamma_2\tau] \quad (\text{IV.114})$$

- Interfaces zones III–IV :  $y = -y_f$

- Continuité du potentiel vecteur  $A$  :

$$A_{III}(x, -y_f) = A_{IV}(x, -y_f) \text{ pour } x \in [0, \tau] \quad (\text{IV.115})$$

- Continuité de la composante tangentielle du champ magnétique  $H_x$  :

$$\frac{1}{\mu_{rIII}} \frac{\partial A_{III}(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=-y_f} = \frac{1}{\mu_{rIV}} \frac{\partial A_{IV}(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=-y_f} \text{ pour } x \in [0, \tau] \quad (\text{IV.116})$$

La dernière équation pour compléter le système est obtenue en imposant une condition de Neumann  $H_x = 0$  au niveau de l'interface  $y = -y_e$  du domaine :

$$\frac{\partial A_{IV}(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=-y_e} = 0 \text{ pour } x \in [0, \tau] \quad (\text{IV.117})$$

Le développement de ces conditions se trouve dans l'*Annexe I* de ce document. Finalement, nous arrivons à un système linéaire d'équations pour obtenir la valeur des coefficients des séries de Fourier. Afin de valider ces expressions, les conditions aux limites sont représentées sur les interfaces du modèle analytique et du modèle par éléments finis de l'anneau (qui a les mêmes hypothèses de calcul).

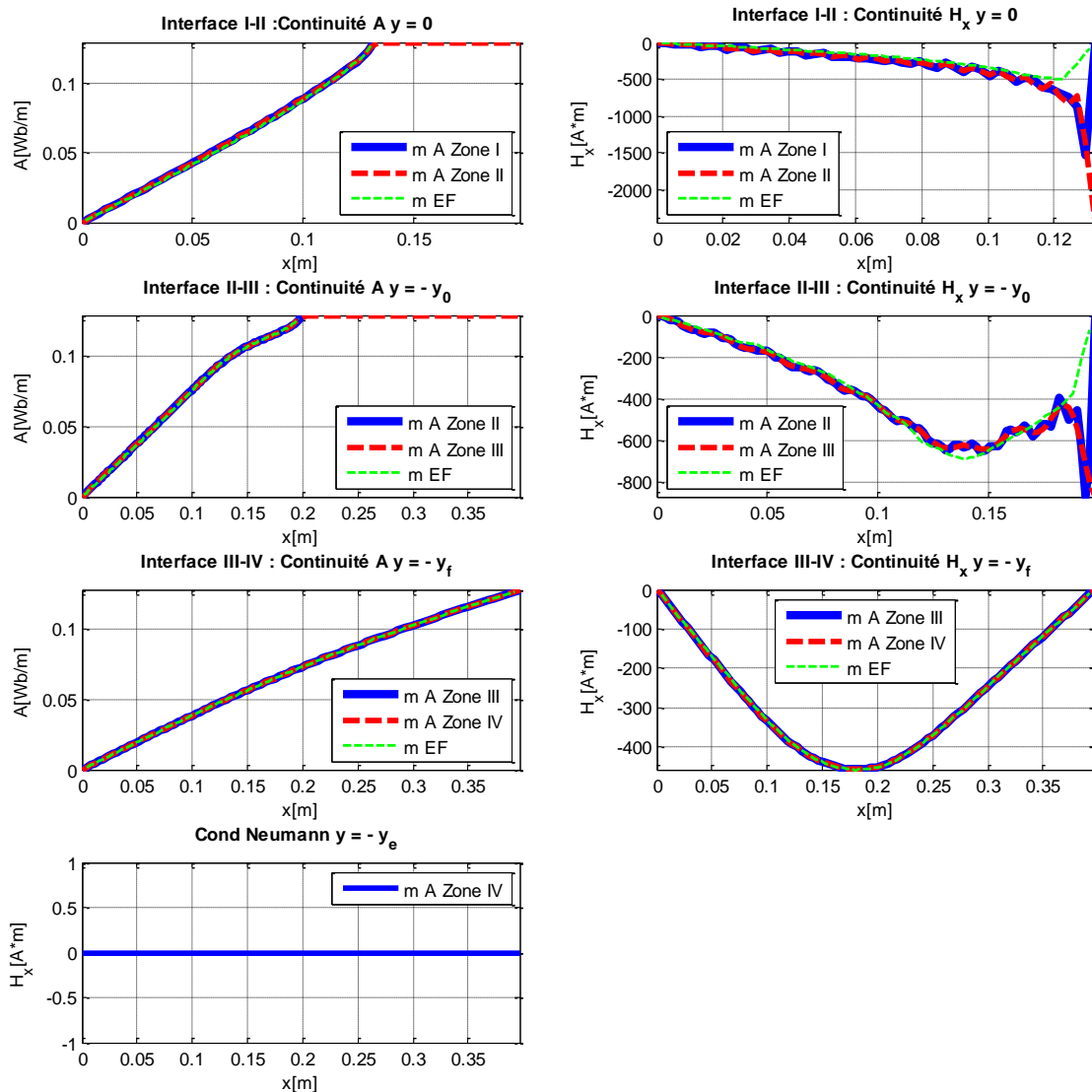


Figure IV.44. Conditions aux limites sur les interfaces pour le modèle analytique de l'anneau et comparaison avec le calcul par éléments finis

Nous pouvons observer que les résultats aux interfaces entre deux zones respectent les conditions imposées. Ces résultats sont cohérents avec le modèle par éléments finis. Nous pouvons remarquer qu'il existe des écarts dans  $H_x$  lorsqu'on se rapproche des changements de section des anneaux associés aux interfaces I-II et II-III. Ces changements peuvent être distingués dans le champ  $H_x$  et non dans le potentiel vecteur parce que cette grandeur est plus sensible aux variations, car elle dépend de la dérivée du potentiel vecteur. Finalement, la condition de Neumann sur la zone IV est bien respectée.

La figure suivante montre les lignes de champ pour le modèle éléments finis (a) et le modèle analytique de l'anneau (b).

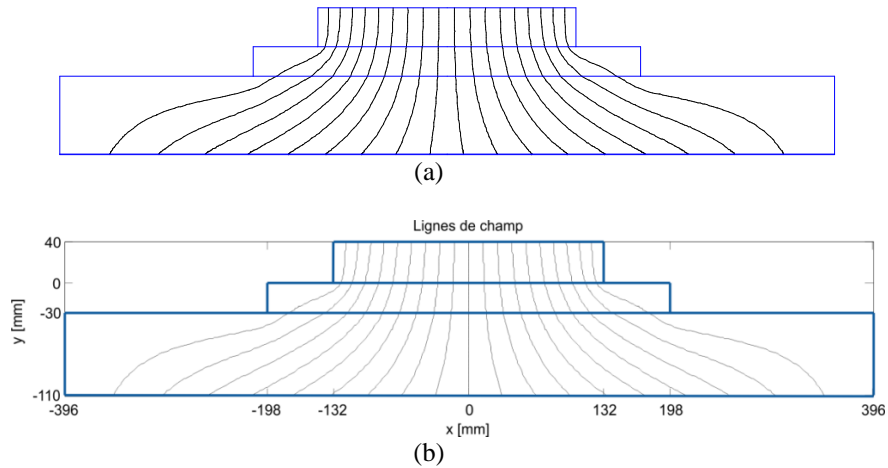


Figure IV.45. Lignes de champ dans l'anneau pour le modèle éléments finis (a) et pour le modèle analytique (b)

La figure met en évidence la bonne cohérence du modèle analytique et du modèle éléments finis 2D. La consommation d'ampères-tours dans le modèle analytique est calculée à partir de l'induction selon la direction  $y$  dans les zones II et III. La zone I n'est pas incluse car sa consommation d'ampères-tours est déterminée dans le modèle de la pièce d'union. Elle est traitée dans la section IV.4.2.1. De même pour la zone IV, qui représente l'entrefer auxiliaire, elle est prise en compte dans le modèle des entrefers auxiliaires (section IV.4.1.4). Une dernière comparaison a été établie par rapport au calcul par éléments finis en termes d'évolution de la composante de l'induction magnétique  $B_y(0, y)$  en fonction de la coordonnée  $y$  au milieu de l'anneau  $x = 0$ . Cette composante  $B_y(0, y)$  est affichée pour les zones II et III qui sont les zones où la consommation d'ampères-tours est calculée.

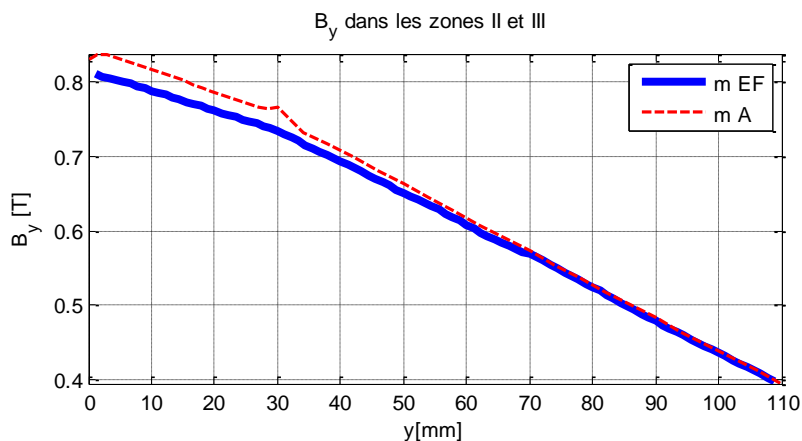


Figure IV.46. Evolution de l'induction  $B_y(x, 0)$  dans les régions II et III de l'anneau

Nous pouvons remarquer que l'induction  $B_y(0, y)$  dans les deux modèles est proche malgré un écart initial. L'irrégularité qui apparaît dans l'induction issue du modèle analytique à  $y = 30 \text{ mm}$  est due au passage de l'interface entre zones.

La consommation d'ampères-tours peut être obtenue par intégration de la composante selon la direction  $y$  du champ magnétique  $H_y$  dans les régions II et III, pour la coordonnée  $x = 0$  :

Zone II : Pour  $y \in [-y_0, 0]$

$$At_{II} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{rII}} \int_0^{-y_0} - \left. \frac{\partial A_{II}(x, y)}{\partial x} \right|_{x=0} dy \quad (IV.118)$$

$$= \frac{1}{\mu_0 \mu_{rII}} \left[ \frac{2A_0}{\gamma_2 \tau} y_0 + \sum_1^I \left( \mathbf{C}_i \left( 1 - e^{-\frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i y_0} \right) + \mathbf{D}_i \left( e^{\frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i y_0} - 1 \right) \right) \right]$$

Zone III : Pour  $y \in [-y_f, -y_0]$

$$At_{III} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{rIII}} \left[ \frac{2A_0}{\tau} (y_f - y_0) \right. \quad (IV.119)$$

$$\left. + \sum_1^J \left( \mathbf{E}_j \left( e^{-\frac{2\pi}{\tau} j y_0} - e^{-\frac{2\pi}{\tau} j y_f} \right) + \mathbf{F}_j \left( e^{\frac{2\pi}{\tau} j y_f} - e^{\frac{2\pi}{\tau} j y_0} \right) \right) \right]$$

La consommation totale d'ampères-tours dans l'anneau est alors la somme des expressions des régions II et III (équations IV.118 et IV.119). Puisque les deux anneaux de la machine ont des géométries différentes, il est nécessaire d'appliquer ce modèle pour chaque anneau afin de trouver les termes  $At_{anneau}^{ext}$  et  $At_{anneau}^{int}$  de l'équation IV.34.

### Analyse de l'évolution de l'induction $B_y$ dans l'anneau

Cette section sur le modèle des anneaux se termine par une analyse de l'évolution de l'induction magnétique dans la direction  $y$ , composante  $B_y(x, y)$  dans la zone III. L'objectif est d'évaluer l'influence de la longueur de cette région sur l'amplitude de  $B_y(x, y)$ . Nous rappelons que cette direction correspond à la direction axiale du modèle 3D. A cet effet, un cas est créé où la longueur totale de la zone III est de  $400 \text{ mm}$ . La figure IV.47 trace l'induction  $B_y(x, y^*)$  pour plusieurs valeurs de  $y^*$  :  $y^* = 100 \text{ mm}$  ,  $y^* = 200 \text{ mm}$  ,  $y^* = 300 \text{ mm}$  ,  $y^* = 400 \text{ mm}$  en fonction de la coordonnée  $x$  (coordonnée circonférentielle).

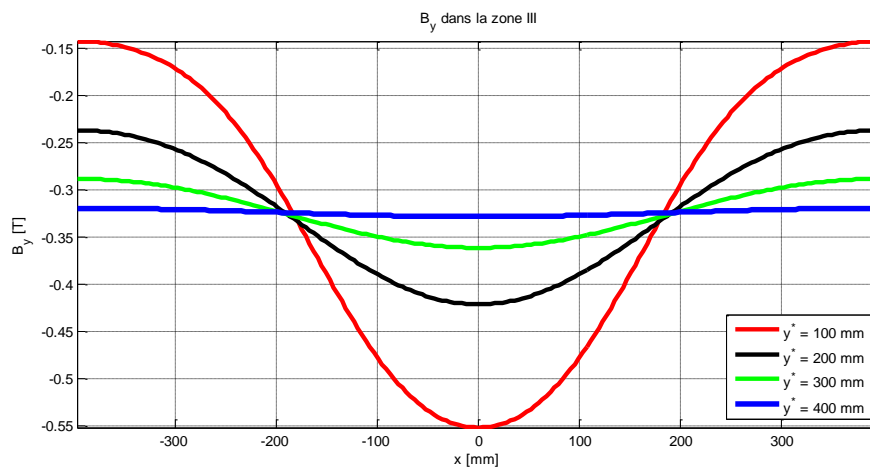


Figure IV.47. Evolution de l'induction  $B_y(x, y^*)$  dans la région III en fonction de  $x$

Lorsque  $y^* = 400 \text{ mm}$ , l'induction magnétique est presque constante par rapport à la coordonnée  $x$  car les termes harmoniques de l'équation IV.108 sont atténués pour des valeurs de la coordonnée  $y$  proches de la longueur circonférentielle  $\tau$ , comme c'est le cas pour cette valeur de  $y^*$ . Pour les autres valeurs de  $y^*$ , l'induction n'est pas constante selon  $x$ . Par exemple, pour  $y^* = 100 \text{ mm}$  la valeur minimale de l'induction est 70% plus faible que sa valeur moyenne.

Afin de limiter l'encombrement dans la direction axiale de la machine, la longueur de l'anneau sera inférieure à la longueur où le flux est homogène. Ceci a deux conséquences :

- Le flux magnétique n'est pas homogène dans les anneaux, les entrefers auxiliaires et la pièce de support. Il risque de se produire des pertes dans la pièce de support, car elle subira un flux magnétique alternatif.



- Du point de vue de la modélisation, nous supposons dans le modèle analytique des entrefers auxiliaires, que l'induction magnétique dans ces entrefers est constante dans la direction circonférentielle. Ceci n'est pas vrai à cause des changements de section dans les anneaux. De plus, les fuites entre les anneaux ne seront plus constantes dans la direction circonférentielle. Par conséquent, ce phénomène aura tendance à augmenter les écarts entre le modèle analytique et le modèle de calcul numérique 3D.

#### IV.4.2.3. Modèle des dents

Nous abordons dans cette section le calcul de la consommation d'ampères-tours dans les dents du stator  $At_{stator}$ . Le flux magnétique qui traverse la dent est calculé par l'expression IV.79, en supposant que le flux magnétique de la dent correspond à l'induction magnétique d'entrefers sur un pas dentaire. A partir du flux magnétique, la consommation d'ampères-tours dans la dent est :

$$At_{dent} = \frac{\frac{\phi_{dent}}{S_{dent}}}{\mu_0 \cdot \mu_{r_{dent}} \left( \frac{\phi_{dent}}{S_{dent}} \right)} l_{dent} \quad (IV.120)$$

Où  $S_{dent}$  est la section de la dent et  $l_{dent}$  est la longueur axiale de la dent. Ce calcul est réalisé pour chacune des trois dents ( $A, B, C$ ) pour obtenir les termes  $At_A, At_B, At_C$ . L'hypothèse de calcul suppose que le flux sur un pas dentaire traverse la dent dans toute sa longueur. Cette hypothèse surestime la consommation d'ampères-tours car les flux de bord ne parcourent pas la dent complètement. Le vecteur d'ampères-tours en fonction de la position angulaire dans l'entrefers  $At_{stator}(v)$  est défini de façon analogue à la force magnétomotrice du stator (équation IV.13).

$$At_{stator}(v) = \begin{cases} \frac{At_C - At_A}{(1 - \beta_s)\theta_s} v & \text{Si } v \in \left[ 0, \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2} \right] \\ At_C & \text{Si } v \in \left[ \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}, \theta_s - \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2} \right] \\ \frac{At_B - At_C}{(1 - \beta_s)\theta_s} v & \text{Si } v \in \left[ \theta_s - \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}, \theta_s + \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2} \right] \\ At_B & \text{Si } v \in \left[ \theta_s + \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}, 2\theta_s - \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2} \right] \\ \frac{At_A - At_B}{(1 - \beta_s)\theta_s} v & \text{Si } v \in \left[ 2\theta_s - \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}, 2\theta_s + \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2} \right] \\ At_A & \text{Si } v \in \left[ 2\theta_s + \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}, 3\theta_s - \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2} \right] \\ \frac{At_C - At_A}{(1 - \beta_s)\theta_s} v & \text{Si } v \in \left[ 3\theta_s - \frac{(1 - \beta_s)\theta_s}{2}, 3\theta_s \right] \end{cases} \quad (IV.121)$$

#### IV.4.2.4. Mise en place du système d'équations non linéaires

Dans les sections précédentes, les modèles des différentes parties ferromagnétiques ont été présentés. Le modèle de l'entrée de la griffe considère la perméabilité magnétique réelle dans cette partie. Les autres modèles utilisent une perméabilité magnétique constante dans les régions correspondantes. Par conséquent, nous avons deux systèmes d'équations non-linéaires couplés :

- Le système d'équations pour calculer l'induction d'entrefer. Il est déterminé par les équations IV.7 et IV.11. Il se compose de 360 inconnues et ses équations correspondantes.
- Le système d'équations de la griffe issu des équations IV.80 et IV.82 avec une discrétisation en 50 points.

La grandeur de couplage entre les deux systèmes est la consommation d'ampères-tours dans zone d'entrée de la griffe  $At_{griffe_1}$  qui est incluse dans le système d'équations pour calculer l'induction d'entrefer. Le nombre total d'inconnues est alors 410. La résolution du système complet est réalisée par le moyen de la méthode de Broyden, déjà présentée dans la section II.3.2.2.

#### IV.4.3. Comparaison par rapport au calcul par éléments finis en 3D

Cette section est structurée de la même façon que celle de la validation du modèle analytique avec une perméabilité infinie dans les pièces ferromagnétiques. Nous comparons d'abord un cas à vide, puis un cas en charge.

**(1) Comparaison à vide**

La comparaison à vide débute par la comparaison des formes d'onde de l'induction d'entrefer, pour l'instant  $t = 0$ , présentée sur la figure IV.48.

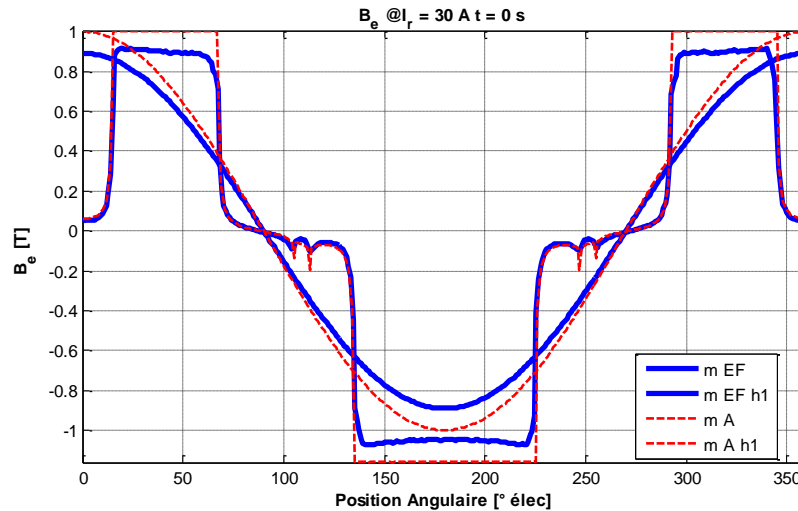


Figure IV.48. Forme d'onde de l'induction d'entrefer pour  $t = 0$  : cas à vide

Le modèle analytique surestime les performances de la machine. Ceci signifie qu'il existe une consommation d'ampères-tours plus importante que prévue par le modèle dans le circuit magnétique. L'écart entre les fondamentaux est de 12.2%. La forme d'onde de l'induction issue du modèle analytique est convenable. Néanmoins, nous remarquons que la forme d'onde calculée par éléments finis n'a pas une induction constante sous les dents comme précédemment (voir figure IV.27). Par conséquent, il existe une consommation d'ampères-tours dans la griffe dans la direction circonférentielle. Cette consommation est liée, d'une part, à la longueur des trajets de flux qui se développent dans la griffe en direction circonférentielle pour rejoindre la dent correspondante. D'autre part, la consommation est élevée à cause des inductions magnétiques importantes dans la griffe (qui a des sections de passage réduites). De plus, les griffes ont une perméabilité magnétique faible. Le modèle analytique ne considère pas la consommation dans la direction circonférentielle. Cela peut augmenter les écarts lorsque la griffe est soumise à une saturation magnétique importante.

La figure IV.49 représente la forme d'onde du flux de la phase A pour ce cas :

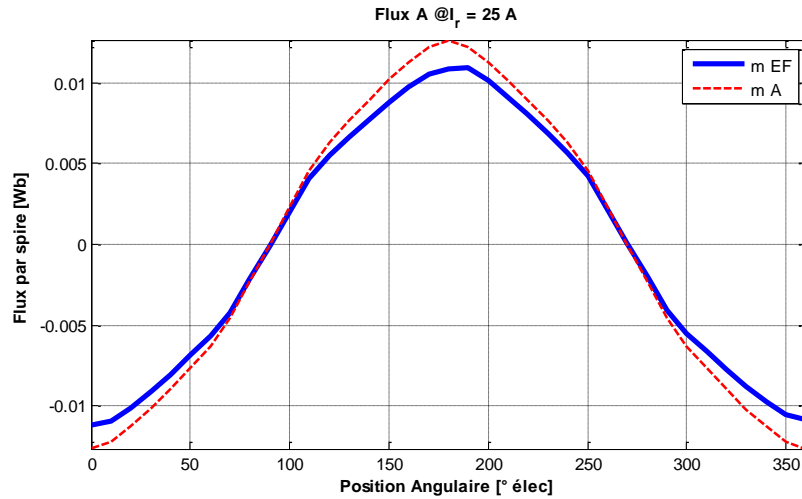


Figure IV.49. Forme d'onde du flux qui traverse la dent A : cas à vide

Les résultats du modèle analytique sont convenables au niveau des formes d'onde. L'écart des fondamentaux des flux pour les deux modèles est de 13.8%. La comparaison est complétée avec l'évolution du flux à vide de la phase A pour une position donnée (celle correspondant à l'instant  $t = 0$ ) en fonction de la valeur du courant d'excitation. Les résultats sont présentés sur la figure suivante.

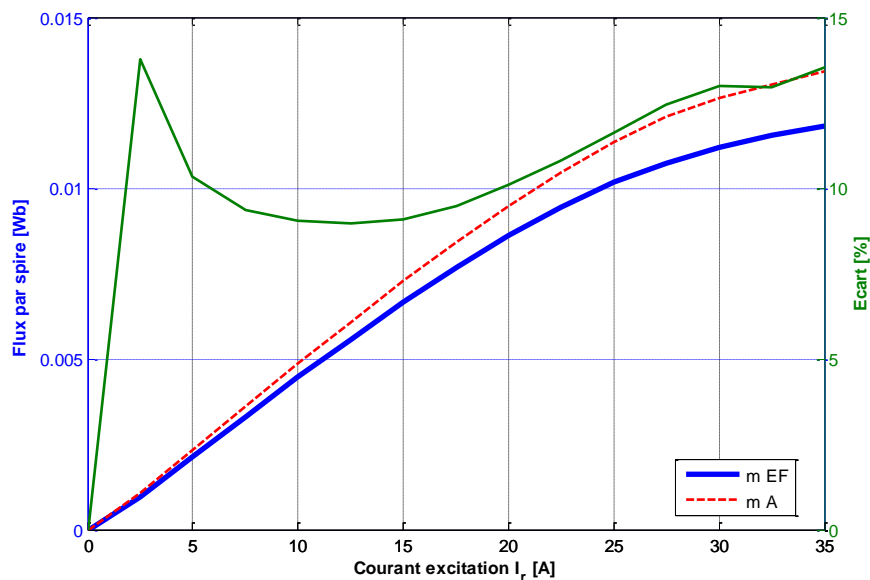


Figure IV.50. Evolution du flux qui traverse la dent A pour  $t = 0$  en fonction du courant d'excitation

Le modèle analytique surestime le flux par spire qui traverse la dent A (affiché en valeur absolue). Nous pouvons voir que l'écart avec le calcul par éléments finis, en vert sur la figure, est approximativement constant (entre 10% et 15%) sur toute la plage de courants évaluée. De ce fait, le modèle analytique à vide est robuste pour différentes valeurs de courant, y compris pour des courants qui entraînent une saturation dans le circuit magnétique du rotor.

## (2) Comparaison en charge

La comparaison en charge a été établie avec un angle de calage  $\psi = 50^\circ \text{ elec}$  entre les forces magnétomotrices (valeur approximée de l'angle de calage liée au point de fonctionnement nominal de la machine). La forme d'onde de l'induction d'entrefer des deux modèles est montrée sur la figure IV.51.

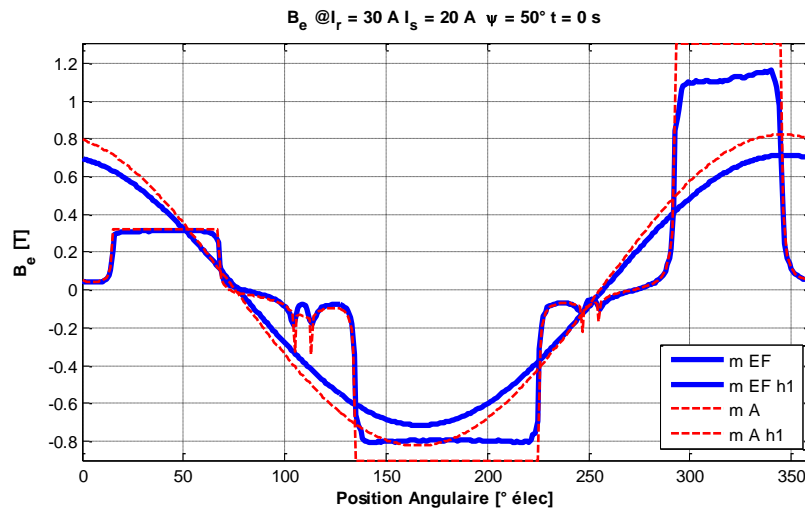


Figure IV.51. Forme d'onde de l'induction d'entrefer pour  $t = 0$  : cas en charge

L'écart au niveau du fondamental est de 15%. Il est semblable à l'écart dans le cas à vide (l'écart était de 12.2%). Par contre, les écarts dans la forme d'onde de l'induction magnétique ne vont pas dans le même sens pour toutes les positions angulaires, comme c'était le cas à vide (voir figure IV.48). L'induction magnétique d'entrefer se rapproche plus au modèle éléments finis sur la dent située autour de la position angulaire  $\nu = 45^\circ \text{ elec}$ , tandis qu'elle s'écarte dans les autres dents, situées autour de  $\nu = 180^\circ \text{ elec}$  et de  $\nu = 315^\circ \text{ elec}$ . Ces écarts sont liés à l'existence d'un chemin alternatif par lequel passe le flux magnétique. De ce fait, le flux magnétique d'entrefer ne suit pas complètement le chemin prévu par le modèle analytique. La section IV.4.4. explique plus en détail cette affirmation.

La figure IV.52 représente le flux magnétique par spire de la phase A pour les deux modèles :

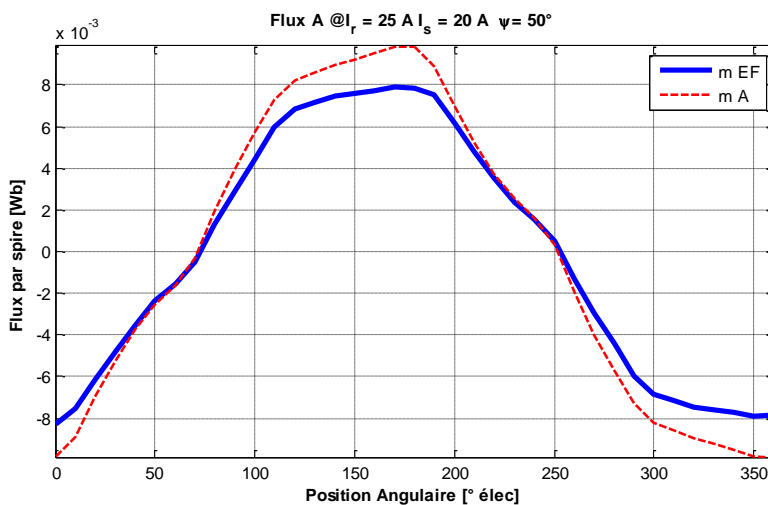


Figure IV.52. Forme d'onde du flux qui traverse la dent A: cas en charge

Nous pouvons voir qu'au niveau de la forme d'onde le modèle analytique s'écarte du calcul par éléments finis en 3D. Cela est une conséquence des différences sur la forme de l'induction. L'écart des amplitudes des fondamentaux du flux est augmenté à 20.5%.

Par conséquent, les écarts en charge sont importants entre les modèles. De plus, ils ne sont pas toujours constants et dépendent significativement du courant du stator et de l'angle de calage.

**Conclusion.** Le modèle analytique donne globalement des résultats satisfaisants comme première approche pour cette machine 3D avec des trajets de flux complexes. Le modèle surestime de façon générale les performances de la machine. A vide, le modèle se comporte bien jusqu'à des niveaux importants de saturation, comme cela a été montré sur la figure IV.52. Nous avons également relevé l'existence d'une consommation d'ampères tours dans les griffes dans la direction circonférentielle. En charge, le modèle analytique ne détermine pas correctement la forme d'onde de l'induction magnétique sur toutes les positions angulaires d'entrefer à cause de l'existence d'un chemin alternatif. De ce fait, nous pouvons conclure que le modèle analytique est fiable uniquement pour des cas à vide.

#### IV.4.4. Limitations du modèle analytique

Cette section aborde quelques pistes qui contribuent à l'explication des écarts entre le calcul par éléments finis en 3D et le modèle analytique :

- **Existence d'un chemin alternatif dans l'entrefer** : Le paragraphe précédent a mis en évidence que les écarts entre le modèle de calcul par éléments finis en 3D et le modèle analytique n'étaient pas cohérents pour un fonctionnement en charge. Ceci est dû à l'existence d'un chemin alternatif en parallèle pour le flux d'entrefer, qui n'était pas prévu dans le modèle analytique. De plus, ce chemin n'apparaît pas lorsque les matériaux ferromagnétiques ont une perméabilité relative infinie (voir figure IV.29). La figure IV.53 montre ce chemin alternatif dans le modèle numérique 3D.

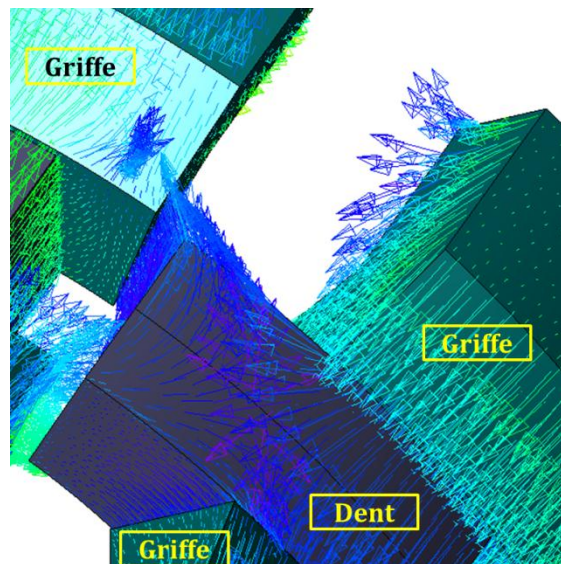


Figure IV.53. Vue 3D du chemin alternatif du flux magnétique

La figure montre l'existence des lignes de champ qui se referment d'un pôle à l'autre du même rotor au travers de la dent du stator. Le flux du pôle est prévu pour traverser les dents uniquement dans la direction axiale. Ce chemin parasite apparaît car la réluctance du circuit du rotor est importante. C'est pourquoi il n'apparaissait pas lorsque les matériaux avaient une perméabilité infinie. Ce chemin a été mis en évidence grâce à la confrontation des résultats analytiques et numériques. Pour un fonctionnement convenable de la machine, ce chemin doit disparaître. Une des actions que l'on peut envisager concerne l'étude des conditions qui peuvent empêcher le flux d'emprunter ce chemin.

- **Consommation d'ampères-tours dans la griffe dans la direction circonférentielle** : Les formes d'onde de l'induction d'entrefer des figures IV.48 et IV.51 montrent que l'induction d'entrefer sous la griffe n'est pas constante. Il existe des trajets dans les griffes en direction circonférentielle qui sont associés à une consommation d'ampères-tours non négligeable. La raison principale est que les griffes sont dans un matériau ferromagnétique avec une perméabilité relative faible qui est davantage réduite par l'effet de la saturation habituelle dans ce type de pièces. De plus, le faible nombre de dents implique que le flux magnétique doit, pour trouver la dent correspondante, emprunter des trajets longs dans la griffe selon la direction circonférentielle.
- **Non-homogénéité de l'induction magnétique dans les entrefers auxiliaires et des flux de fuites entre les anneaux et les griffes** : Dans le modèle des entrefers auxiliaires, nous avons fait l'hypothèse que les inductions dans les entrefers auxiliaires (section IV.4.1.4) et les fuites associées étaient homogènes dans la direction circonférentielle. Ceci n'est pas vrai comme nous avons pu le constater dans le modèle des anneaux de la section IV.4.2.2.
- **Prise en compte des fuites entre les anneaux dans le modèle des anneaux** : Le modèle des entrefers auxiliaires (section IV.4.1.4) a montré que les flux de fuites entre les anneaux font augmenter le flux qui traverse les anneaux. Dans le modèle des anneaux, nous avons fait l'hypothèse que le flux qui les traverse est le flux d'entrefer plus le flux de fuites entre les griffes. Il est sans doute nécessaire d'inclure aussi le flux de fuites entre les anneaux.
- **Consommation d'ampères-tours dans la fermeture du circuit magnétique du rotor** : Dans nos hypothèses de calcul, la consommation d'ampères-tours a été négligée dans la partie finale des anneaux et dans la pièce de support. Son intégration devrait rapprocher le modèle analytique du calcul par éléments finis.
- **Effets de courbure et de bord dans l'entrefer principal** : Ces effets 3D typiques des machines à flux axial sont présents aussi dans l'AGA et il faudra quantifier leur effet.

Il est donc nécessaire de soulever une partie de ces limitations du modèle analytique afin d'avoir une bonne représentation des résultats en charge. Néanmoins, nous avons vu que le modèle analytique donnait des résultats fiables pour des cas à vide. Il est alors possible de faire un premier dimensionnement à vide de l'alternateur à griffes axiales.



## IV.5. Dimensionnement à vide

Dans cette section, un dimensionnement à vide de l'AGA est réalisé par le moyen d'un algorithme d'optimisation. Le cahier des charges de l'application est alors mis sous la forme d'un problème d'optimisation. Certaines performances seront exprimées comme des fonctions objectifs à maximiser ou minimiser et d'autres constitueront des contraintes à respecter.

D'une façon générale, nous pouvons dire que si une machine est bien dimensionnée à vide, elle aura aussi un bon comportement en charge pour deux raisons :

- Si le flux à vide de la machine est augmenté, moins de spires sont nécessaires dans le bobinage statorique pour arriver à la tension du point de fonctionnement. Par conséquent, la réaction d'induit produite par le bobinage du stator sera atténuée.
- Dans un alternateur conventionnel, l'état magnétique des pôles du rotor et des culasses du stator est semblable à vide et en charge. En charge, c'est la saturation des cornes du rotor qui est modifiée à cause de la réaction d'induit. Nous pouvons espérer un comportement semblable pour l'AGA. Le circuit magnétique du rotor de l'AGA peut être alors dimensionné, parce que c'est la partie qui présente le plus de difficulté dans cette topologie.

### IV.5.1. Description du problème de conception par optimisation

Un problème d'optimisation peut être défini d'une façon mathématique comme [PRI15] :

$$\text{Problème d'optimisation} \begin{cases} \min F(x) = [f_1(x) \dots f_p(x)] \\ x_k^{\min} \leq x \leq x_k^{\max} & k = 1, \dots, n \\ g_i(x) \leq 0 & i = 1, \dots, l \end{cases} \quad (\text{IV.122})$$

$F(x)$  est la fonction objectif à minimiser. Elle peut être composée de plusieurs objectifs  $f_p(x)$ .  $x_k$  représente les variables d'optimisation dont le nombre est noté comme  $n$ . La valeur de ces variables se trouve délimitée par des valeurs limites  $x_k^{\min}$  et  $x_k^{\max}$ . Les variables d'optimisation dans le dimensionnement d'une machine électrique sont les dimensions géométriques, des paramètres électriques (comme le courant des bobinages), ou les matériaux. Le terme  $g_i(x)$  représente les contraintes à respecter qui sont issues du cahier de charges, comme par exemple, un couple moyen, un facteur de puissance ou un rendement.

L'algorithme d'optimisation qui a été retenu pour le dimensionnement est un algorithme d'évolution différentielle, plus concrètement le NSGA-II (*Non-dominated Sorting Genetic Algorithm-II*). Il appartient à la famille des algorithmes stochastiques, qui sont basés sur l'évaluation initiale d'un ensemble de points. Cet ensemble est ensuite modifié (selon

différents critères) pour arriver à converger vers la solution du problème. Ce type d'algorithme est bien adapté pour le dimensionnement des actionneurs électriques [JAN10], [DAG13], [PRI15]. Ce type de problème se caractérise par des fonctions objectif complexes à évaluer et par de nombreux minimaux locaux. L'inconvénient principal des algorithmes d'évolution différentielle est le temps de calcul, parce qu'un grand nombre d'évaluations de la fonction objectif est nécessaire. Ce qui explique l'intérêt de développer des modèles analytiques pour réduire le temps de calcul. Dans ce manuscrit de thèse, nous ne rentrerons pas dans la description des différentes étapes de l'algorithme, qui sont présentées dans les références précédentes.

Le problème d'optimisation est composé de deux fonctions objectif qui sont antithétiques. Les résultats seront affichés sous formes de *front de Pareto* afin de pouvoir afficher les compromis existants entre les deux fonctions.

Cette section dédiée au dimensionnement présente deux problèmes de conception par optimisation. Les problèmes ont en commun les variables d'optimisation et les contraintes géométriques qui sont présentées sur la figure IV.54.

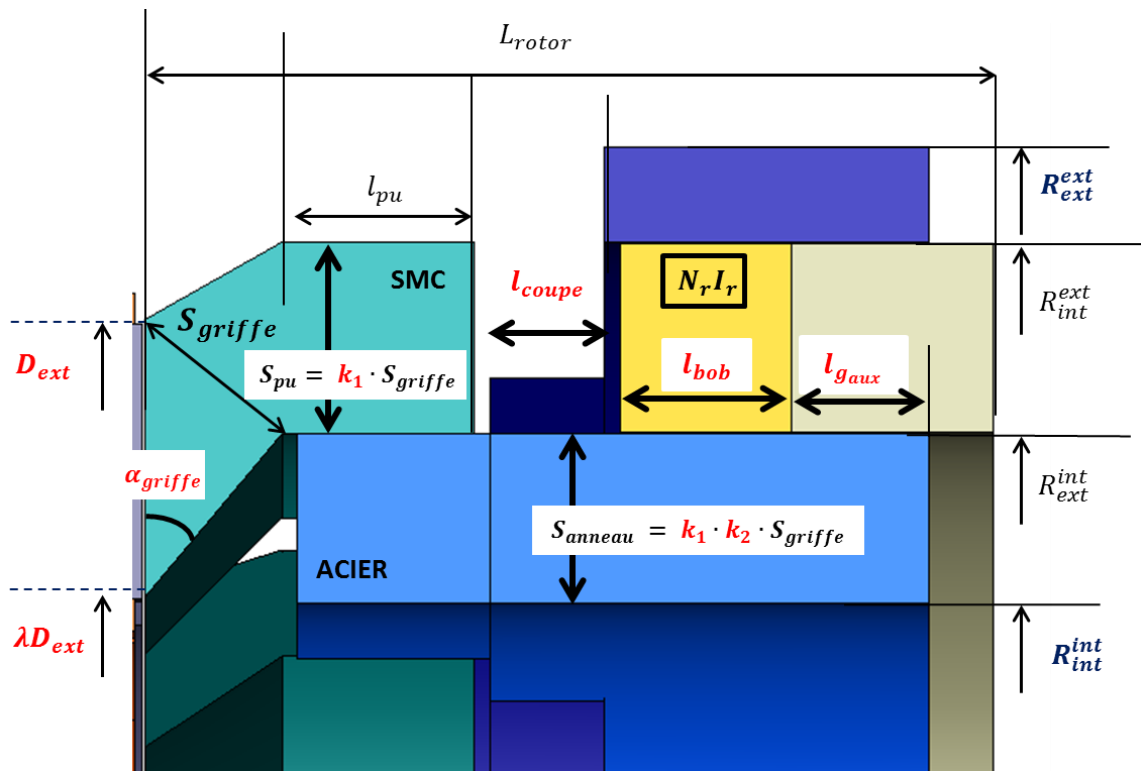


Figure IV.54. Variables d'optimisation pour le dimensionnement de l'AGA

Les variables d’optimisation reliées à la géométrie de la machine sont les suivantes :

- $D_{ext}$  : Diamètre extérieur au niveau de l’entrefer.
- $\lambda = \frac{D_{int}}{D_{ext}}$  : Rapport entre le rayon extérieur et le rayon intérieur.
- $\alpha_{griffe}$  : Angle de la griffe.
- $k_1$  : Rapport entre la section d’entrée de la partie qui relie à la griffe à l’anneau  $S_{pu}$  et la section de sortie de la partie triangulaire de la griffe  $S_{griffe}$ . Nous avons choisi cette section  $S_{griffe}$  comme la section de plus faible valeur du design. Elle est normalement associée à une saturation magnétique importante. De ce fait, les autres sections de la machine seront plus importantes afin de réduire le niveau de saturation. A partir de la section  $S_{pu}$  le reste de paramètres de la pièce d’union, comme la longueur axiale  $l_{pu}$  peut être déterminé.
- $k_2$  : Rapport entre la section des anneaux  $S_{anneau}$  et la section d’entrée de la partie qui relie la griffe à l’anneau  $S_{pu}$ . Les deux anneaux sont paramétrés avec la même section et leurs grandeurs géométriques sont déterminées à partir cette section.
- $l_{coupe}$  : Longueur axiale de l’anneau qui correspond à la longueur de la zone II de l’anneau (voir figure IV.43).
- $l_{bob}$  : Longueur axiale ou largeur de la bobine.
- $l_{g_{aux}}$  : Longueur axiale associée à la section de passage des entrefers auxiliaires.

L’ouverture angulaire de la griffe a été fixée pour nos optimisations à  $\beta_r = 0.75$  par rapport au pas polaire. Toutes les grandeurs géométriques du stator ont été également considérées comme constantes. La longueur de l’entrefer principal de la machine est  $g = 1 \text{ mm}$  et celle des entrefers auxiliaires est  $g_{aux} = 0.5 \text{ mm}$ .

La variable d’optimisation qui complète le problème est un paramètre électrique : le courant de la bobine  $I_r$ . Au total il y a 9 variables d’optimisation.

Les contraintes géométriques sont associées aux grandeurs suivantes :

- Volume du rotor  $V_{rotor}$  : Il est déterminé à partir du rayon d’encombrement qui coïncide avec le rayon extérieur de l’anneau extérieur  $R_{ext}^{ext}$  et de la longueur du rotor  $L_{rotor}$ .
- $R_{int}^{int}$  : Rayon intérieur de l’anneau intérieur. Il équivaut au diamètre de l’arbre.

Nous allons maintenant décrire les deux problèmes de conception par optimisation.

#### IV.5.2. Premier problème de conception par optimisation

Le premier problème de dimensionnement a comme objectif d'analyser la variation du flux à vide en fonction des pertes cuivre dans la bobine d'excitation du rotor à travers d'un front de Pareto. Les fonctions objectif sont :

- Maximiser le flux par spire vue par le bobinage statorique  $\Lambda_s$  : Nous prenons le flux par spire afin de s'affranchir du nombre de spires. Cette fonction objectif doit être définie avec un signe négatif car l'algorithme d'optimisation est défini de façon à minimiser la fonction objectif.
- Minimiser les pertes cuivre dans le bobinage du rotor : Cet objectif est défini par l'équation :

$$P_{cu} = \rho_{cu} \frac{l_{bob_r}}{S_{bob_r}} (N_r I_r)^2 \quad (IV.123)$$

$l_{bob_r}$  est la longueur de la spire moyenne,  $S_{bob_r}$  est la surface du bobinage (le coefficient de remplissage est supposé égal à l'unité).  $N_r I_r$  représente les ampères-tours du bobinage d'excitation électrique.

Les contraintes du problème sont les suivantes :

- Contrainte géométrique 1 : Un volume maximal du rotor :  $V_{rotor} \leq V_{max}$ .
- Contrainte géométrique 2 : Un diamètre d'arbre minimal :  $R_{int}^{int} \geq R_{min}$ .
- Contrainte sur le flux magnétique : Le flux magnétique augmente avec le courant d'excitation. Cela peut conduire à des situations où le circuit magnétique du rotor a une saturation importante. Afin d'éviter des points de fonctionnement où la machine est trop saturée, une contrainte sur le flux magnétique est ajoutée. La contrainte assure que le point de fonctionnement à vide n'est pas éloigné de la partie linéaire de la courbe à vide. Le flux à vide pour un certain niveau du courant d'excitation  $\Lambda_{s_{non\ lin}}(I_r)$  doit être supérieur ou égal à celui de la caractéristique linéaire pour un courant 30% inférieur  $\Lambda_{s_{lin}}\left(\frac{I_r}{1.3}\right)$ .

$$\Lambda_{s_{non\ lin}}(I_r) \geq \Lambda_{s_{lin}}\left(\frac{I_r}{1.3}\right) \quad (IV.124)$$

La figure IV.55 montre graphiquement la définition de la contrainte sur le flux magnétique à vide.

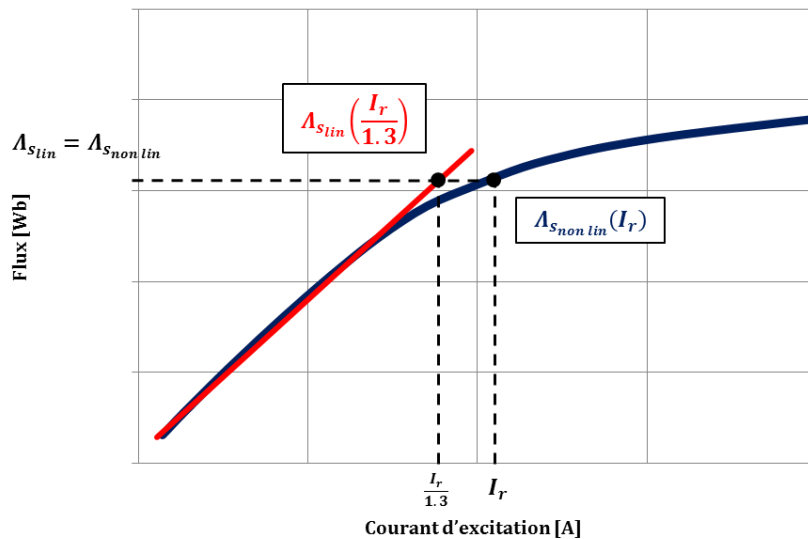


Figure IV.55. Définition de la contrainte sur le flux magnétique

Les contraintes sont gérées de façons différentes selon leur nature :

- Les contraintes géométriques doivent être respectées pour que chaque combinaison des variables d'optimisation (ce qui constitue un *individu*) soit évaluée par l'algorithme. Si une de ces contraintes n'est pas respectée, l'algorithme rejette directement cet individu.
- Contrainte sur le flux : Elle est gérée comme une pénalité progressive à ajouter à la fonction objectif. La pénalité décroît lorsque les individus qui ne respectent pas la contrainte se rapprochent de la valeur souhaitée.

Deux définitions différentes pour les plages de variation des variables d'optimisation ont été évaluées. Elles sont présentées dans le tableau IV.1. Les deux cas d'optimisation se différencient par deux variables : la valeur de la limite supérieure de l'angle de la griffe  $\alpha_{griffe}$  et la limite inférieure des rapports entre les diamètres d'entrefer  $\lambda$ . Dans la première définition la limite supérieure de l'angle est fixée à  $\alpha_{griffe}^{max} = 40^\circ$  et dans la deuxième définition la limite a été étendue jusqu'à  $\alpha_{griffe}^{max} = 50^\circ$ . Cette variable a une influence significative sur la saturation du circuit magnétique du rotor. La limite inférieure du rapport entre diamètres  $\lambda$  est de  $\lambda^{min} = 0.55$  pour la première définition et de  $\lambda^{min} = 0.4$  pour la deuxième. De cette façon, la section d'échange électromagnétique au niveau de l'entrefer pourra être étendue.

Définition 1		Définition 2	
$D_{ext}$	$D_{ext}^{min} = 500 \text{ mm}$ $D_{ext}^{max} = 300 \text{ mm}$	$D_{ext}$	$D_{ext}^{min} = 500 \text{ mm}$ $D_{ext}^{max} = 300 \text{ mm}$
$\lambda$	$\lambda^{min} = 0.55$ $\lambda^{max} = 0.75$	$\lambda$	$\lambda^{min} = 0.4$ $\lambda^{max} = 0.75$
$\alpha_{griffe}$	$\alpha_{griffe}^{min} = 25^\circ$ $\alpha_{griffe}^{max} = 40^\circ$	$\alpha_{griffe}$	$\alpha_{griffe}^{min} = 25^\circ$ $\alpha_{griffe}^{max} = 50^\circ$
$k_1$	$k_1^{min} = 1.0$ $k_1^{max} = 1.5$	$k_1$	$k_1^{min} = 1.0$ $k_1^{max} = 1.5$
$k_2$	$k_2^{min} = 1.5$ $k_2^{max} = 2.5$	$k_2$	$k_2^{min} = 1.5$ $k_2^{max} = 2.5$
$l_{coupe}$	$l_{coupe}^{min} = 30 \text{ mm}$ $l_{coupe}^{max} = 60 \text{ mm}$	$l_{coupe}$	$l_{coupe}^{min} = 30 \text{ mm}$ $l_{coupe}^{max} = 60 \text{ mm}$
$l_{bob}$	$l_{bob}^{min} = 30 \text{ mm}$ $l_{bob}^{max} = 60 \text{ mm}$	$l_{bob}$	$l_{bob}^{min} = 30 \text{ mm}$ $l_{bob}^{max} = 60 \text{ mm}$
$l_{g_{aux}}$	$l_{g_{aux}}^{min} = 20 \text{ mm}$ $l_{g_{aux}}^{max} = 90 \text{ mm}$	$l_{g_{aux}}$	$l_{g_{aux}}^{min} = 20 \text{ mm}$ $l_{g_{aux}}^{max} = 90 \text{ mm}$
$N_r I_r$	$N_r I_r^{min} = 1500 \text{ A}$ $N_r I_r^{max} = 4000 \text{ A}$	$N_r I_r$	$N_r I_r^{min} = 1500 \text{ A}$ $N_r I_r^{max} = 4000 \text{ A}$

Tableau IV.1. Variables d’optimisation pour les deux cas

La figure IV.56 affiche les résultats obtenus par des fronts de Pareto qui sont tracés dans le plan flux à vide par rapport aux pertes cuivre dans l’excitation.

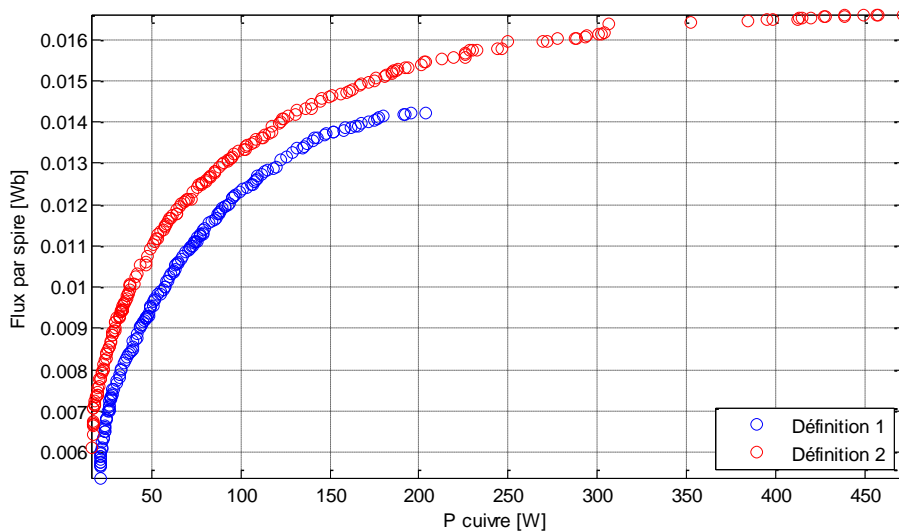


Figure IV.56. Fronts de Pareto Flux à vide vs Pertes cuivre du premier problème d’optimisation

D’après la figure, les résultats sont meilleurs dans la deuxième définition car les machines situées sur le front de Pareto peuvent fournir plus de flux à vide avec moins de pertes cuivre.

Afin d'approfondir l'analyse des écarts, l'évolution d'une des fonctions objectifs est représentée en fonction des variables d'optimisation pour les individus qui constituent le front de Pareto. La figure IV.57 représente l'évolution du flux magnétique à vide en fonction des variables d'optimisation pour la première définition des variables d'optimisation.

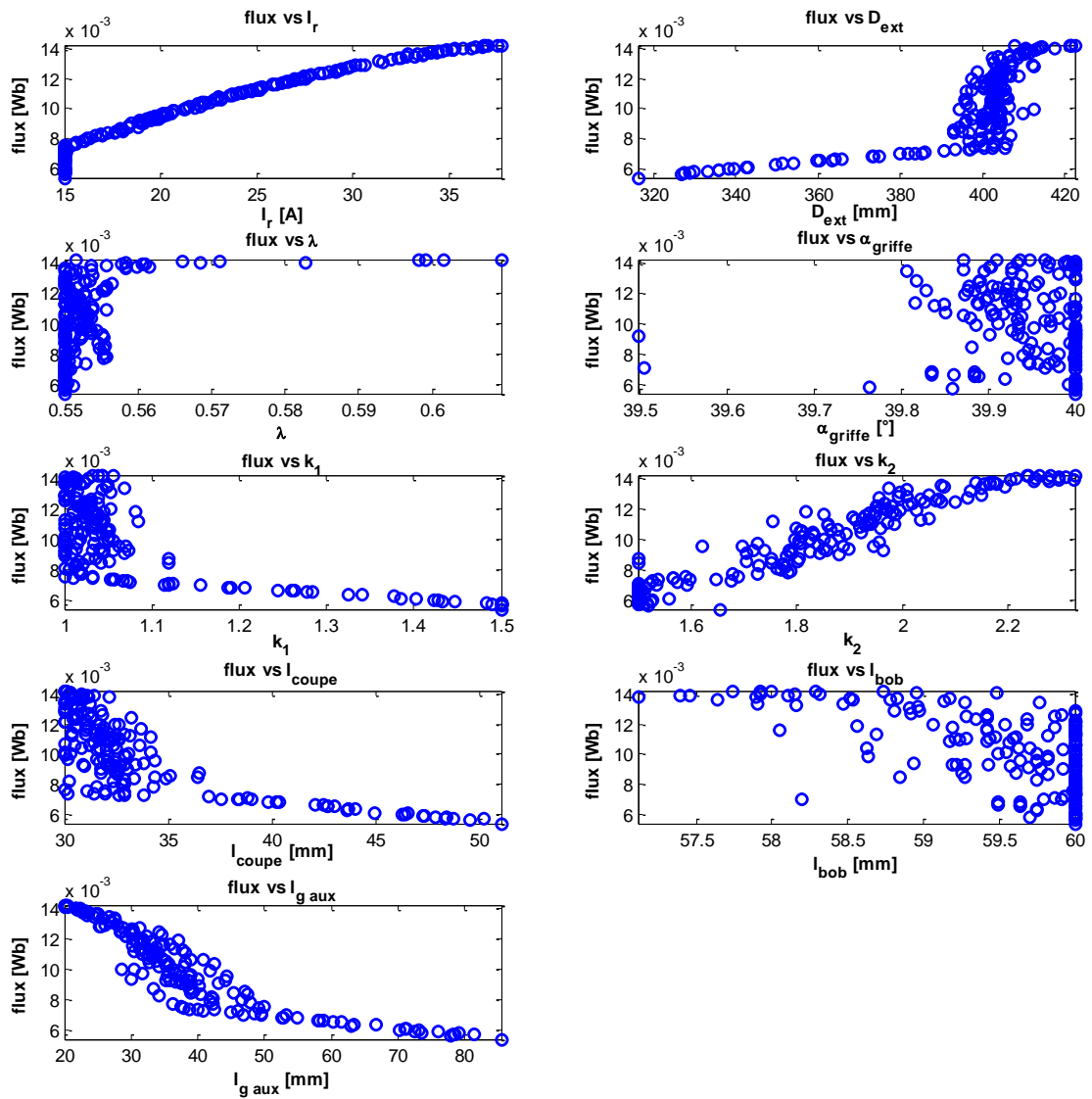


Figure IV.57. Evolution du flux magnétique par spire en fonction des variables d'optimisation pour la première définition des plages de variation

Nous pouvons voir que le flux magnétique augmente avec le courant d'excitation  $I_r$ , avec le diamètre extérieur  $D_{ext}$ , et avec la surface des anneaux représentée par  $k_2$ . Il y a plusieurs variables d'optimisation qui sont aux limites de leurs plages de variation :

- Le rapport entre diamètres  $\lambda$  est à sa valeur limite inférieure  $\lambda = 0.55$ , car cela entraîne une plus grande surface d'entrefer.
- L'angle des griffes  $\alpha_{griffe}$  est à sa valeur limite supérieure  $\alpha_{griffe} = 40^\circ$ , de façon à réduire la saturation dans les griffes et à respecter la contrainte sur le flux magnétique.
- Le coefficient  $k_1$  qui représente la section de la pièce d'union de la griffe. Cette variable se situe à une valeur proche de  $k_1 = 1$ .
- La longueur axiale  $l_{coupe}$  de l'anneau est à sa valeur limite inférieure et la largeur de la bobine  $l_{bob}$  à sa valeur limite supérieure.

Enfin, nous pouvons remarquer que si on souhaite augmenter le flux, il est nécessaire de réduire la longueur axiale d'entrefer  $l_{g_{aux}}$ . Ce problème d'optimisation montre que l'algorithme privilégie l'augmentation des diamètres extérieurs de la machine et la réduction de la longueur axiale si on souhaite avoir plus de flux magnétique à vide.

La figure suivante affiche les résultats pour la deuxième définition des variables d'optimisation. Nous rappelons que les plages de variation du rapport entre diamètres  $\lambda$  et de l'angle de la griffe  $\alpha_{griffe}$  sont élargies.



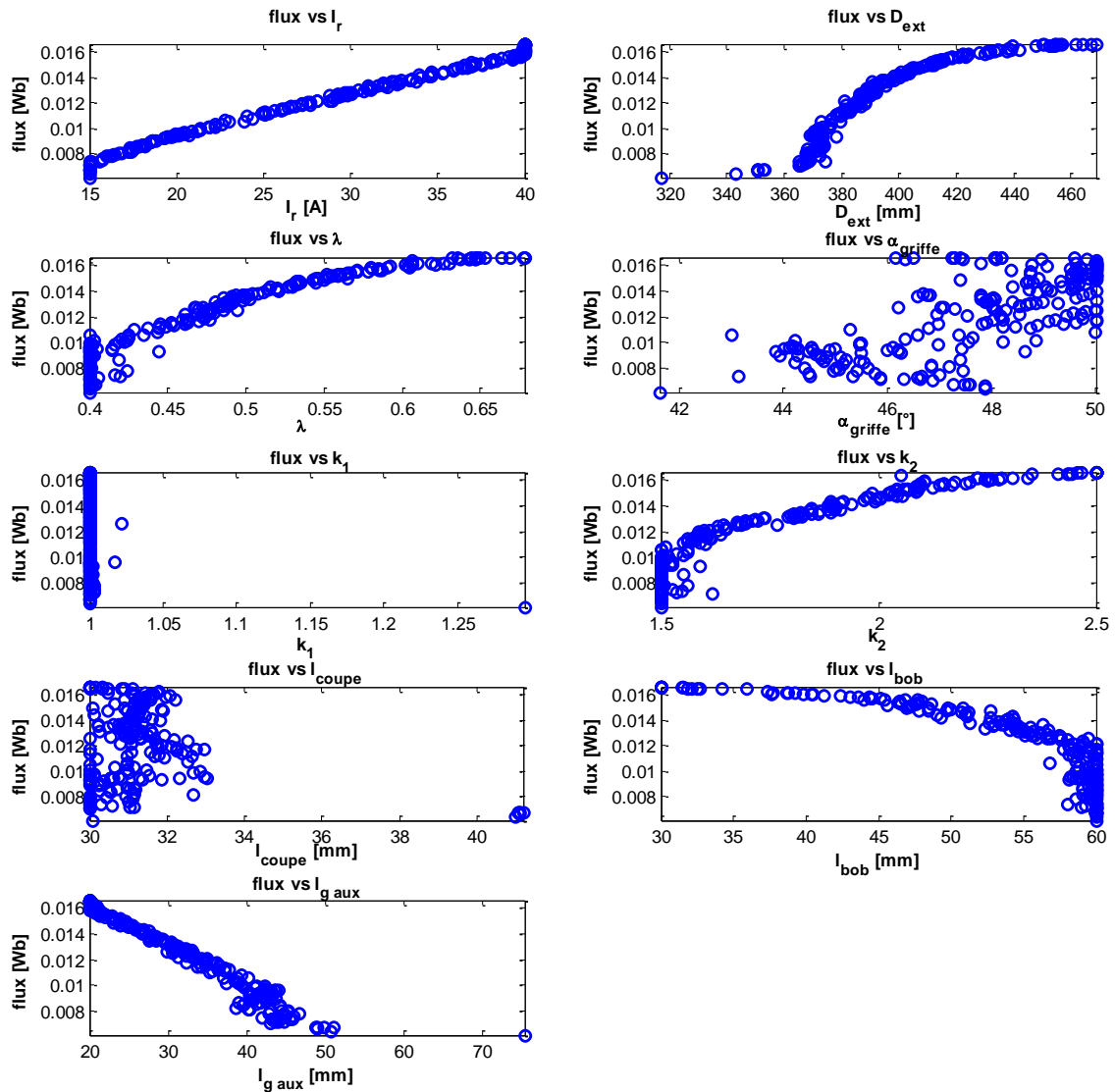


Figure IV.58. Evolution du flux magnétique par spire en fonction des variables d’optimisation pour la deuxième définition des plages de variation

Le flux évolue de manière semblable au cas précédent par rapport à certaines variables d’optimisation. Par exemple, il augmente avec le courant d’excitation  $I_r$ , avec le diamètre extérieur  $D_{ext}$ , et avec la surface des anneaux (reliée avec le paramètre  $k_2$ ). De même, la section de la pièce d’union de la griffe (représentée par la variable  $k_1$ ) reste à sa limite inférieure. Pour augmenter le flux à vide pour une même contrainte sur le volume, l’algorithme favorise des machines avec des diamètres extérieurs importants et des longueurs axiales réduites. Les variables dont la plage de variation a été modifiée évoluent de la façon suivante :

- L’angle de la griffe  $\alpha_{griffe}$  tend vers des valeurs importantes pour réduire la saturation de la pièce et ainsi respecter la contrainte sur le flux.
- Le rapport entre diamètres d’entrefer  $\lambda$  évolue alors vers des valeurs plus importantes que celles de l’optimisation précédente où il se plaçait à  $\lambda = 0.55$ . Cela s’explique par le fait que si le rapport  $\lambda$  diminue et  $\alpha_{griffe}$  augmente, la section de sortie de la griffe, qui est la section de référence devient trop importante. Ce qui entraîne des rotors avec un grand volume. Par conséquent, le rapport  $\lambda$  tend vers des valeurs plus importantes lorsque  $\alpha_{griffe}$  augmente.

Cette analyse a porté sur une des fonctions objectif du problème d’optimisation. Si on choisit l’autre fonction objectif, qui concerne les pertes cuivre dans l’excitation, les variables d’optimisation seront de tendances opposées.

#### IV.5.3. Deuxième problème de conception par optimisation : comparaison avec une machine conventionnelle

Le deuxième problème de conception par optimisation cherche à établir une comparaison entre une machine conventionnelle et l’AGA à vide. Cette comparaison est réalisée en fonction du coût et des pertes cuivre au rotor. Les fonctions objectifs sont alors les suivantes :

- Minimiser le coût du rotor de la machine (qui est la partie qui est optimisée) : Le coût est défini comme :

$$Coût = p_{SMC} \cdot M_{SMC} + p_{Acier} \cdot M_{Acier} + p_{Cu} \cdot M_{Cu} \quad (IV.125)$$

$M_{SMC}$ ,  $M_{Acier}$  et  $M_{Cu}$  sont les masses du SMC, de l’acier et du cuivre respectivement. Le prix de référence pour le SMC a été établi à  $p_{SMC} = 1 \text{ unité monétaire/kg}$ , pour l’acier massif  $p_{Fer} = 0.5 \text{ um/kg}$ , et pour le cuivre  $p_{Cu} = 7 \text{ um/kg}$ .

- Minimiser les pertes cuivre dans le bobinage du rotor : Cet objectif a été présenté dans le problème d’optimisation précédent.

Pour la machine conventionnelle, le niveau du flux magnétique par spire qui respecte la contrainte sur le flux magnétique (définie par l’équation IV.121) est calculée. La valeur du flux à vide de la machine actuelle est notée  $\Lambda_{s_{ref}}$ . Par conséquent, ce problème d’optimisation a deux contraintes :

- La contrainte définie précédemment sur le flux à vide (expression IV.124)
- La contrainte sur le flux magnétique de référence à atteindre :

$$\Lambda_{s_{non\ lin}}(I_r) \geq \Lambda_{s_{ref}} \quad (IV.126)$$

Cette nouvelle contrainte est gérée comme une pénalité ajoutée à la fonction objectif, comme pour le cas de la contrainte sur le flux magnétique. La contrainte géométrique sur le volume maximal du rotor est fixée à une valeur supérieure au volume de la machine conventionnelle. Cela permet à l'algorithme de chercher dans un large espace de solutions car l'AGA possède des caractéristiques différentes de celles de la machine conventionnelle.

La figure IV.59 montre le front de Pareto qui affiche le compromis entre le coût du rotor et les pertes cuivre. Sur ce même plan, la machine conventionnelle est placée avec son coût total (incluant le stator et le rotor) et les pertes cuivre au rotor.

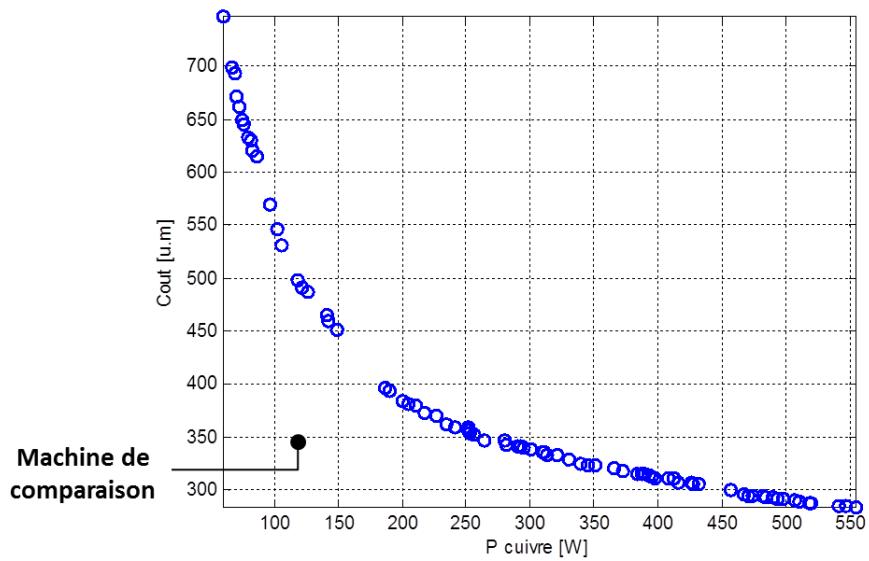


Figure IV.59. Front de Pareto coût du rotor vs pertes cuivre pour l'AGA

Nous pouvons remarquer que dans ces conditions la machine conventionnelle est mieux située que l'AGA sur le plan du coût en fonction des pertes cuivre. Pour les machines du front de Pareto, la contribution de chaque terme du coût des matériaux au coût total du rotor est représentée sur la figure IV.60.

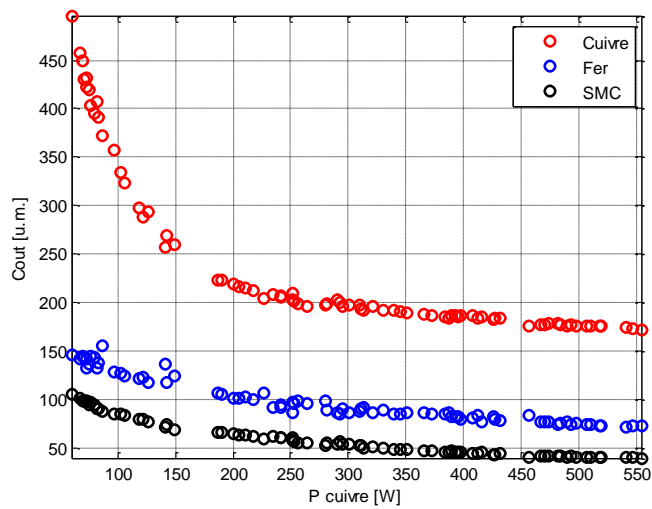


Figure IV.60. Décomposition du coût total de la machine en fonction du matériau

La contribution du coût des bobinages du rotor au coût total de la machine est prédominante par rapport aux autres matériaux. La raison est que la longueur moyenne de la spire du bobinage du rotor est importante pour cette topologie de machine. Ceci constitue un point faible en termes de coût et de pertes cuivre. Néanmoins, cette limitation peut être compensée par le fait que la topologie permet d'atténuer les pertes cuivre grâce à l'élargissement du circuit magnétique et du bobinage dans la direction axiale. Ceci permettra d'envisager des machines avec un meilleur rendement. Cependant, le coût des matières premières sera plus important.

#### IV.5.4. Conclusion

Cette section sur le dimensionnement à vide de la machine a servi à relever quelques tendances pour le dimensionnement de ce nouveau type de structure. Le premier problème d'optimisation a analysé l'évolution d'une des fonctions objectifs, le flux à vide, en fonction des variables d'optimisation. Si on souhaite augmenter le flux à vide, pour une contrainte sur le volume donnée, il est nécessaire de privilégier des rotors avec un diamètre extérieur plus important en réduisant leur longueur axiale. Ce premier problème a montré aussi l'influence de l'angle de la griffe et du rapport entre les diamètres pour le dimensionnement de ce type de structures.

Le deuxième problème de conception par optimisation a comparé l'AGA à une machine conventionnelle pour une même valeur du flux à vide. Pour cette application et ces contraintes, la machine conventionnelle est plus intéressante au niveau du coût et pertes cuivre que la nouvelle topologie. L'AGA se trouve pénalisée par une longueur moyenne de spire importante dans le bobinage du rotor, ce qui conduit à une augmentation du coût et des pertes cuivre de la machine. La comparaison devra être complétée par des analyses en charge afin de déterminer le rendement de la machine. Le coût également devra prendre en compte le système d'excitation et le procédé de fabrication. Ces deux derniers aspects sont favorables à la machine à griffes axiales.

#### **IV.6. Perspectives de l'étude**

Avant de passer aux conclusions du chapitre, nous proposons quelques perspectives d'étude sur l'alternateur à griffes axiales.

A partir des résultats de la conception par optimisation présentés dans la section précédente, nous pouvons choisir une des machines des fronts de Pareto comme point de départ pour la poursuite de l'étude. Il est nécessaire de s'intéresser au fonctionnement en charge de la machine par le biais de la modélisation en éléments finis en 3D. Ceci nous permettra de relever les pertes dans la machine, plus spécialement les pertes fer produites sur la surface des griffes. La fréquence du champ qui engendre ces pertes est de 150 Hz. La quantification de ces pertes permettra de savoir si l'utilisation des matériaux doux composites est convenable pour les griffes. Il sera intéressant de répéter la procédure avec d'autres matériaux massifs et de relever la profondeur de pénétration de ces pertes.

Un autre aspect à étudier concerne une étude mécanique de la machine afin d'assurer la faisabilité du système d'excitation statique. Cette contrainte peut modifier les dimensions des pièces et la longueur des entrefers auxiliaires. L'étude mécanique doit aussi prendre en compte les contraintes mécaniques sur les griffes. Si elles sont en matériaux doux composites, elles auront une résistance mécanique faible. L'utilisation de ce type de matériau doit être analysée pour considérer ses limitations en termes de forme et de taille des pièces.

Du côté de la modélisation analytique, le modèle doit être complété pour tenir compte du comportement en charge de la machine. La première chose à regarder en profondeur concerne les chemins alternatifs qui se produisent au niveau des dents et qui court-circuitent les griffes. L'apparition de ces chemins est liée à la réluctance du circuit magnétique du rotor. Par conséquent, il faut analyser si ces chemins peuvent être évités avec un dimensionnement adéquat du circuit magnétique du rotor.

Le modèle analytique peut être complété également avec la consommation d'ampères-tours dans la direction circonférentielle des griffes. Il faudra écrire la loi de conservation de flux en 3D, en discrétisant la griffe par plusieurs plans, comme le montre la figure IV.61. Puis, le théorème d'Ampère doit être écrit sur deux dimensions, dans la direction axiale (comme dans le cas du modèle analytique présenté) et dans la direction circonférentielle afin de relier les différents plans entre eux.

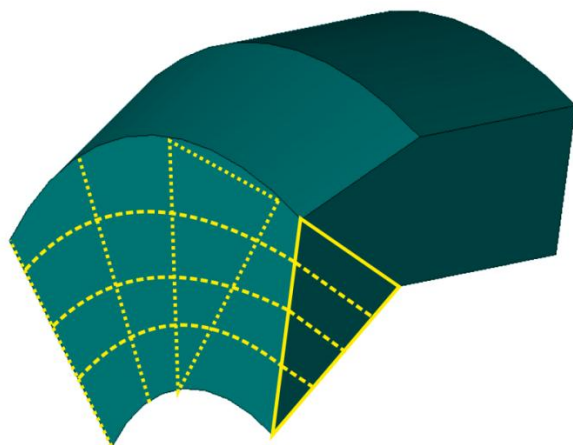


Figure IV.61. Division de la griffe en plusieurs plans selon la coordonnée circonférentielle

Une fois cet effet pris en compte, le modèle analytique devrait fournir des résultats convenables afin de permettre un dimensionnement en charge.

Ce modèle analytique pourrait être paramétré facilement pour prendre en compte un nombre différent de pôles. Cela permettrait d'analyser l'adaptation de cette topologie à d'autres applications. Par exemple, pour des applications où l'alternateur tourne à des vitesses inférieures à 1500 tr/min ou des applications où l'alternateur est couplé à un convertisseur (et différents nombres de pôles sont admis). Grâce à sa topologie à griffes, une augmentation du nombre de pôles devrait entraîner une augmentation de la densité de couple de la machine.

Puis, il existe d'autres possibilités pour la poursuite de l'étude. L'une d'entre elles est l'analyse de la qualité de la tension de sortie. La forme d'onde de la tension doit être améliorée car elle est très influencée par la denture dans cette topologie de machine. Plusieurs solutions peuvent être envisagées : le décalage entre les rotors, la réalisation des ouvertures angulaires variables par rapport au rayon (dans les dents ou dans les griffes) ou l'utilisation d'un entrefer progressif.

## Conclusion

Ce chapitre a présenté l'étude d'un alternateur à griffes axiales à 4 pôles pour une application de production d'énergie avec couplage direct à la charge. Il s'agit d'une nouvelle topologie à flux axial qui possède un bobinage global et des griffes pour acheminer le flux vers l'entrefer. Parmi les points forts de la structure, nous soulignons la facilité d'assemblage et la possibilité d'avoir des pertes réduites.

Une méthodologie originale a été mise au point pour l'étude de cette machine avec des trajets de flux complexes. La méthodologie consiste à diviser la machine en plusieurs plans selon les trajets 3D suivis par le flux magnétique. Chaque plan constitue un modèle local en 2D. Les performances de la machine sont obtenues par le couplage des modèles locaux. Ces modèles sont : le modèle de l'entrefer principal, le modèle de la griffe, le modèle des anneaux rotoriques et le modèle des entrefers auxiliaires. Nous avons décidé de développer une approche analytique pour ces modèles locaux pour sa rapidité de calcul et pour la flexibilité afin d'inclure les phénomènes électromagnétiques présents dans cette topologie.

- Le modèle de l'entrefer principal inclut les forces magnétomotrices, les dents du stator et la définition de l'entrefer doublement saillant. Nous avons présenté une expression précise pour les fonctions de perméance des encoches grâce à l'affinage des hypothèses de calcul. Un chemin transversal a été inclus pour tenir compte des flux de fuites entre les dents du stator et les bords du rotor.
- Le modèle de la griffe caractérise correctement la saturation dans la partie triangulaire proche de l'entrefer. Cette partie a été discrétisée en plusieurs zones où le théorème d'Ampère et la loi de conservation de flux sont appliqués. Le reste de la griffe a été modélisé avec une perméabilité moyenne constante en tenant compte des trajets suivis par les lignes de champ.
- Le modèle des anneaux est basé sur la résolution formelle de l'équation de Laplace du potentiel vecteur magnétique. L'anneau est développé selon son rayon moyen. Il est divisé en plusieurs zones avec une perméabilité magnétique relative constante. De cette façon, nous pouvons caractériser précisément l'épanouissement des lignes de champ lié aux changements importants de section dans les anneaux.
- Le modèle des entrefers auxiliaires considère les flux de fuites entre les anneaux dans la direction radiale et les flux de fuites entre la pièce de support et les anneaux. Ces flux de fuites ont une grande influence sur le flux qui traverse les entrefers auxiliaires. Des expressions analytiques ont été développées afin de tenir compte de ces flux de fuites dans le calcul des inductions des entrefers auxiliaires.

Tous ces modèles ont été validés séparément avec des modèles éléments finis 2D. Quant au modèle global qui inclut les modèles locaux, il a été validé par comparaison avec le modèle éléments finis 3D en deux étapes. La première a été réalisée avec des perméabilités relatives infinies dans les parties ferromagnétiques. Le modèle analytique donne de bons résultats pour les deux modes de fonctionnement (à vide et en charge) au niveau des formes d'onde et des valeurs des fondamentaux des grandeurs électromagnétiques (dans notre cas, ce sont l'induction magnétique d'entrefer et le flux magnétique au milieu de la dent A). La deuxième étape de validation est réalisée avec des matériaux ferromagnétiques ayant leur perméabilité magnétique réelle. Les résultats du modèle analytique s'écartent pour les deux modes de fonctionnement. A vide, le modèle analytique surestime les performances de la machine, mais les écarts sont constants pour différentes valeurs du courant d'excitation. De ce fait, nous pouvons dire que le modèle analytique est fiable pour des cas à vide. En charge, les écarts au niveau de la forme d'onde de l'induction ne vont pas toujours dans le même sens, ce qui nous a permis de relever l'existence d'un chemin de flux alternatif qui n'était pas prévu dans le modèle analytique. Par conséquent, cet aspect doit être éclairci avant de continuer les études en charge de la machine avec le modèle analytique.

Nous avons utilisé le modèle analytique pour faire un dimensionnement de l'alternateur à griffes axiales à vide au moyen d'un algorithme d'optimisation. Ce dimensionnement a concerné essentiellement le circuit magnétique du rotor. Un premier problème d'optimisation a montré l'influence de l'angle de la griffe comme variable d'optimisation. Le flux à vide peut être augmenté si l'angle des griffes est élevé et le rayon externe de la machine est augmenté. Un deuxième problème d'optimisation a servi de comparaison avec une machine conventionnelle. Le résultat montre que pour cette application et avec ces contraintes, la machine conventionnelle peut fournir plus de flux à vide avec moins de pertes dans l'excitation par rapport à l'alternateur à griffes axiales. La structure proposée est pénalisée par une longueur moyenne de la spire du bobinage d'excitation élevée, ce qui entraîne une augmentation des pertes cuivre et une augmentation du coût de la machine.

Parmi les perspectives de cette étude, une des voies envisagées est de poursuivre avec l'analyse du fonctionnement de la machine en charge afin de déterminer les pertes. Selon le niveau de ces pertes, il peut être nécessaire de revoir les matériaux à utiliser dans la machine. Concernant le modèle analytique qui a été présenté, son développement doit continuer pour inclure le fonctionnement en charge de la machine. Il y a deux actions principales à réaliser : la première consiste à étudier les chemins alternatifs qui apparaissent au niveau des dents du stator afin de pouvoir les éviter. La deuxième, est la prise en compte de la consommation d'ampères tours dans la griffe dans la direction circonférentielle.

Ce chapitre a donc constitué une première étape pour l'étude de ce nouveau type de structure qui combine les caractéristiques des machines à flux axial avec celles des machines à griffes.



## Conclusion Générale

---

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont porté sur l'analyse de structures de machines électriques non conventionnelles destinées à la production d'électricité par des groupes électrogènes. La problématique à l'origine de ces travaux est de trouver des structures alternatives avec des performances supérieures à celles des machines utilisées couramment dans cette application. Les contraintes à respecter par les machines recherchées sont le fonctionnement à vitesse constante et le couplage direct entre le groupe électrogène et la charge. Ces deux contraintes imposent le nombre de pôles de la machine (quatre pôles) et l'introduction d'un bobinage d'excitation (pour contrôler le niveau de flux dans la machine).

L'état de l'art a d'abord présenté l'alternateur actuel qui se compose de deux machines : une machine principale à rotor bobiné et à pôles saillants et une excitatrice qui alimente la machine principale. La plupart des innovations sur la machine principale concernent l'ajout d'une deuxième source d'excitation au rotor, ce qui conduit à une augmentation de la complexité et du coût de la machine. Nous avons donc orienté notre recherche vers des structures à simple excitation. Les innovations sur le système d'excitation s'intéressent à remplacer l'excitatrice soit par l'utilisation des machines autoexcitées soit par l'introduction des systèmes d'excitation statiques avec des entrefers auxiliaires.

Nous avons traité deux tendances dans le domaine des actionneurs électriques : l'utilisation des structures synchro-réductantes et l'utilisation des structures faciles à fabriquer. Les structures synchro-réductantes permettent d'augmenter la densité de couple grâce au couple de saillance. De ce fait, nous avons proposé une structure de rotor synchro-réductant dédiée à l'alternateur principal. La deuxième tendance inclut l'emploi des pièces ferromagnétiques massives et des bobinages globaux de forme toroïdale. Nous avons présenté deux structures dans cette catégorie. La première est une machine avec un stator à griffes pour l'excitatrice. La seconde est un alternateur à griffes à flux axial pour l'alternateur principal. Cette dernière topologie n'a pas d'excitatrice, cela grâce à son système d'excitation statique avec des entrefers auxiliaires.

Nous avons dimensionné ces trois structures non conventionnelles et comparé leurs performances par rapport à la structure actuelle.

La machine synchro-réductante se compose d'un rotor bobiné à pôles saillants et à barrières de flux. Nous avons réalisé le dimensionnement du rotor par le moyen d'études paramétriques en éléments finis 2D. Un bobinage spécial au rotor a été développé afin d'élargir la surface de cuivre et de limiter ainsi les pertes cuivre. Le rotor à barrières de flux permet de réduire la quantité de cuivre mise en œuvre par rapport à la machine actuelle. Cependant, l'effet de la barrière de flux sur les performances est faible à cause d'un niveau important de saturation dans le circuit magnétique du rotor. Par ailleurs, les performances en régime transitoire de la nouvelle structure sont détériorées à cause de l'introduction de la

barrière de flux. Les performances prévues par le modèle n'ont pas pu être corrélées aux données expérimentales à cause d'une géométrie d'entrefer non conforme. Finalement, nous avons évalué l'effet d'une deuxième source d'excitation dans un rotor synchro-réductant. Dans les conditions de notre étude, l'intérêt de la double excitation n'a pas pu être mis en évidence pour ce cas.

La structure non-conventionnelle d'excitatrice possède un stator à griffes fabriqué en fonte. Cette structure est intéressante du fait de l'utilisation d'un matériau ferromagnétique facilement disponible, des pièces massives et d'un bobinage global. Nous avons analysé cette structure à l'aide d'un modèle de calcul par éléments finis en 3D validé expérimentalement. Des modifications dans le dimensionnement existant ont été réalisées pour répondre au cahier de charges souhaité. Ces modifications ont porté sur les ouvertures angulaires des griffes et sur la réduction des flux de fuites entre les griffes et la culasse. Le rôle des flux de fuites entre les griffes a également été mis en évidence. Cette structure permet de réduire significativement la quantité de cuivre mise en œuvre par rapport à la structure actuelle.

L'alternateur à griffes à flux axial est une nouvelle structure de machine électrique. Il s'agit d'une structure à flux axial à double entrefer, avec un stator situé entre deux rotors. Le stator est modulaire avec un bobinage concentré sur dents. Le rotor est à griffes avec un bobinage global et un système d'excitation statique avec des entrefers auxiliaires. Cette topologie réunit des caractéristiques des machines à griffes et des machines à flux axial. Les trajets de flux ont donc un caractère tridimensionnel.

Nous avons développé une méthodologie originale pour l'analyse magnétique de la machine. La méthodologie se base sur la division de la machine en plusieurs plans de coupe selon les trajets de flux. Chacun de ces plans constitue un modèle local. Le comportement global de la machine est obtenu par le couplage des modèles locaux. Nous avons utilisé une approche analytique pour ces modèles locaux. Cette méthodologie est adaptable à d'autres types des machines comportant des trajets de flux tridimensionnels. Pour un fonctionnement à vide, les résultats issus de la modélisation analytique sont cohérents avec les résultats obtenus par le modèle de calcul par éléments finis en 3D. En revanche, pour un fonctionnement en charge, les écarts entre les modèles augmentent. Cela se produit à cause de l'existence des chemins de flux alternatifs dans le circuit magnétique et de la consommation d'ampères-tours dans les griffes dans la direction circonferentielle. Ces deux aspects n'ont pas été considérés dans le modèle analytique.

Nous avons établi deux problèmes de conception par optimisation de l'alternateur à griffes à flux axial. Le dimensionnement de la machine est réalisé à vide en utilisant le modèle analytique et un algorithme d'optimisation d'évolution différentielle. Le premier problème de conception a pu être utilisé pour analyser l'influence des paramètres géométriques dans le dimensionnement de la machine. Le second problème a permis de comparer cette nouvelle structure avec une machine conventionnelle. Dans ces conditions, la machine proposée se

trouve pénalisée au niveau du coût des matières actives et des pertes cuivre du rotor à cause d'une longueur de spire moyenne importante dans le bobinage du rotor.

Les perspectives de ces travaux peuvent elles aussi se regrouper en fonction des trois machines présentées :

- Alternateur avec rotor synchro-réductant à barrières de flux : Nous avons vu que l'effet de la barrière de flux sur les performances est faible à cause de la forte saturation du circuit magnétique du rotor. Il serait intéressant d'étudier s'il existe des améliorations significatives pour d'autres applications où le circuit magnétique du rotor est moins saturé.
- Excitatrice avec stator à griffes : Une première perspective est le calcul des pertes dans le stator. Il est nécessaire de quantifier les pertes fer qui se développent en surface des griffes. Ces pertes affectent le rendement global de l'alternateur. Une deuxième perspective est de changer le nombre de pôles afin de trouver le nombre de pôles optimal.
- Alternateur à griffes à flux axial : A partir des résultats de conception à vide, l'étape suivante est l'évaluation des performances en charge de la machine et de ses pertes à l'aide de un outil de calcul par éléments finis 3D. Une analyse mécanique est aussi nécessaire afin d'assurer l'assemblage de toutes les pièces. Une autre perspective intéressante est l'adaptation de cette machine à des applications où le nombre de pôles requis est élevé. Ceci entraînera une augmentation de la densité de couple.

En ce qui concerne le modèle analytique développé pour l'alternateur à griffes à flux axial, il sera nécessaire de le compléter avec la prise en compte du comportement en charge de la machine. Pour cela, il faudra analyser les chemins de flux alternatifs afin de mieux les quantifier dès la phase de design. Ensuite, la consommation d'ampères-tours dans les griffes dans la direction circonférentielle devra être incluse.

Pour conclure, nous avons constaté au cours de ces travaux des limitations au niveau des matériaux ferromagnétiques dédiés aux structures de machines avec des trajets de flux tridimensionnels. Ces limitations concernent les propriétés magnétiques, qui sont inférieures à celles des tôles magnétiques. Cela est le cas de la fonte et des matériaux doux composites (mais en moindre mesure). De plus, les matériaux doux composites présentent des limitations en termes de la taille et de la forme des pièces. Les évolutions futures dans le domaine des matériaux ferromagnétiques conduiront à des améliorations significatives des performances des structures de machines avec des trajets de flux tridimensionnels.



# Annexe I

## MODELE ANALYTIQUE DES ANNEAUX

Cette annexe détaille les équations du modèle analytique des anneaux. Ce modèle est établi par le moyen du calcul formel. Nous rappelons la géométrie des anneaux développée au rayon moyen sur la figure AI.I. L'anneau est divisé en quatre zones : trois zones qui représentent l'anneau et une autre qui représente l'entrefer auxiliaire. Chacune des régions de l'anneau a une perméabilité magnétique constante.

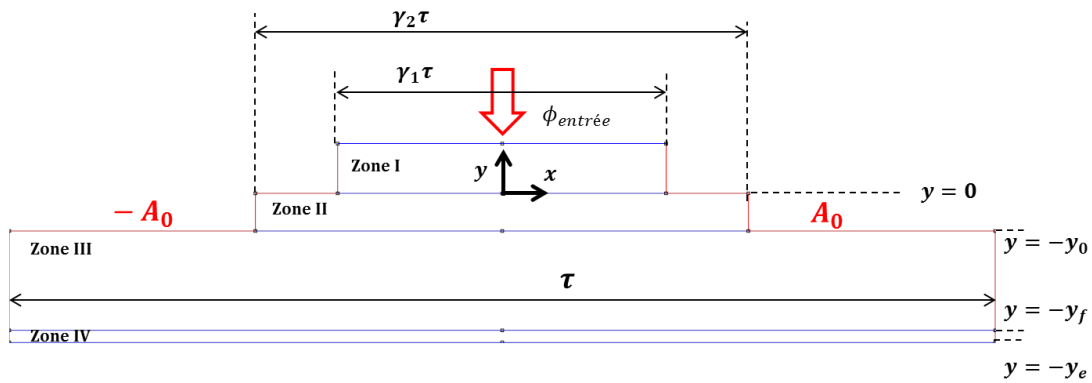


Figure AI.I. Schéma de calcul de l'anneau avec ses grandeurs géométriques

La coordonnée  $x$  correspond à la direction circonférentielle dans les anneaux et la coordonnée  $y$  correspond à la direction axiale. Sur chacune des zones, la composante du potentiel vecteur magnétique dans la direction perpendiculaire à ce repère  $\Delta A_z$  suit l'équation de Laplace suivante :

$$\Delta A_z = 0 \quad (\text{AI.1})$$

Le potentiel sur chaque zone est noté par les indices I, II, III, IV selon la figure AI.1. Le potentiel vecteur est déterminé de la coordonnée  $x = 0$  à la coordonnée  $x$  de fin de l'anneau, car il existe une symétrie par rapport à l'axe  $y$ . L'équation de Laplace admet des solutions de la forme suivante pour chacune des zones.

Zone I : Pour  $y > 0$

$$A_I(x, y) = \frac{2A_0}{\gamma_1 \tau} x + \sum_1^H \left( B_h e^{-\frac{2\pi}{\gamma_1 \tau} h y} \right) \cdot \sin \left( \frac{2\pi}{\gamma_1 \tau} h x \right) \quad (\text{AI.2})$$

Zone II : Pour  $y \in [-y_0, 0]$

$$A_{II}(x, y) = \frac{2A_0}{\gamma_2 \tau} x + \sum_1^I \left( C_i e^{\frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i y} + D_i e^{-\frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i y} \right) \cdot \sin \left( \frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i x \right) \quad (\text{AI.3})$$

Zone III : Pour  $y \in [-y_f, -y_0]$

$$A_{III}(x, y) = \frac{2A_0}{\tau} x + \sum_1^J \left( E_j e^{\frac{2\pi}{\tau} j y} + F_j e^{-\frac{2\pi}{\tau} j y} \right) \cdot \sin \left( \frac{2\pi}{\tau} j x \right) \quad (\text{AI.4})$$

Zone IV : Pour  $y \in [-y_e, -y_f]$

$$A_{IV}(x, y) = \frac{2A_0}{\tau} x + \sum_1^K \left( G_k e^{\frac{2\pi}{\tau} k y} + H_k e^{-\frac{2\pi}{\tau} k y} \right) \cdot \sin \left( \frac{2\pi}{\tau} k x \right) \quad (\text{AI.5})$$

Où :

- $A_0$  : Valeur du potentiel vecteur utilisée pour imposer le flux  $\phi_{entree}$  dans l'anneau :

$$A_0 = \frac{\phi_{entree}}{2 \cdot (R_{ext}^{anneau} - R_{int}^{anneau})} \quad (\text{AI.6})$$

où  $R_{ext}^{anneau}$  est le rayon extérieur de l'anneau et  $R_{int}^{anneau}$  son rayon intérieur.

- $\gamma_1 \tau$  : Longueur circonférentielle de la zone I,  $\gamma_2 \tau$  longueur circonférentielle de la zone II et  $\tau$  longueur circonférentielle des zones III et IV.
- $B_h$  : Coefficients des séries de Fourier d'ordre h à déterminer pour la zone I,  $C_i$  et  $D_i$  les coefficients pour la zone II,  $E_j$  et  $F_j$  les coefficients pour la zone III, et  $G_k$  et  $H_k$  les coefficients pour la zone IV.

L'expression AI.2 a une constante de moins à déterminer que les autres expressions. Nous avons choisi une définition différente pour ce potentiel vecteur de façon à ce que le terme harmonique soit nul lorsque la coordonnée  $y$  augmente.

Les 7 coefficients harmoniques peuvent être déterminés à travers des conditions imposées dans les interfaces de chaque zone. Ces conditions sont la continuité du potentiel vecteur et la continuité de la composante tangentielle (dans la direction  $x$ ) du champ magnétique  $H_x$ . La continuité de  $H_x$  dans les interfaces fait intervenir les perméabilités magnétiques relatives de chaque zone.

Les conditions sur les interfaces sont appliquées :

- Interface zones I-II :  $y = 0$ 
  - **Continuité de la composante tangentielle du champ magnétique  $H_x$**  :

$$\begin{aligned} \left. \frac{1}{\mu_{rI}} \frac{\partial A_I(x, y)}{\partial y} \right|_{y=0} &= \frac{1}{\mu_{rI}} \Omega_1 \\ &= \left. \frac{1}{\mu_{rII}} \frac{\partial A_{II}(x, y)}{\partial y} \right|_{y=0} \quad \text{pour } x \in [0, \gamma_1 \tau] \end{aligned} \quad (\text{AI.7})$$

Où :

$$\left. \frac{\partial A_I(x, y)}{\partial y} \right|_{y=0} = - \sum_1^H \left( \frac{2\pi}{\gamma_1 \tau} h \right) \mathbf{B}_h \sin \left( \frac{2\pi}{\gamma_1 \tau} hx \right) \quad (\text{AI.8})$$

$$\left. \frac{\partial A_{II}(x, y)}{\partial y} \right|_{y=0} = \sum_1^I \left( \frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i \right) (\mathbf{C}_i - \mathbf{D}_i) \cdot \sin \left( \frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} ix \right) \quad (\text{AI.9})$$

Le terme  $\Omega_1$  de l'équation AI.7 est de la forme :

$$\Omega_1 = - \sum_1^H \mathbf{\Pi}_{1h} \sin \left( \frac{2\pi}{\gamma_1 \tau} hx \right) \quad (\text{AI.10})$$

Les coefficients  $\mathbf{\Pi}_{1h}$  peuvent être trouvés par intégration :

$$\begin{aligned} \mathbf{\Pi}_{1h} &= \frac{2}{\gamma_1 \tau} \int_0^{\frac{\gamma_1 \tau}{2}} \left( \left. \frac{\mu_{rI}}{\mu_{rII}} \frac{\partial A_{II}(x, y)}{\partial y} \right|_{y=0} \right) \sin \left( \frac{2\pi}{\gamma_1 \tau} hx \right) dx \\ &= \frac{4}{\gamma_1 \tau \mu_{rII}} \sum_1^I \left( \frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i \right) (\mathbf{C}_i - \mathbf{D}_i) \int_0^{\frac{\gamma_1 \tau}{2}} \sin \left( \frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} ix \right) \sin \left( \frac{2\pi}{\gamma_1 \tau} hx \right) dx \\ &= \frac{4}{\gamma_1 \tau \mu_{rII}} \sum_1^I \left( \frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i \right) (\mathbf{C}_i - \mathbf{D}_i) \lambda_{1ih} \end{aligned} \quad (\text{AI.11})$$

Le terme  $\lambda_{1ih}$  correspond à :

$$\begin{aligned} \lambda_{1ih} &= \int_0^{\frac{\gamma_1 \tau}{2}} \sin \left( \frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} ix \right) \sin \left( \frac{2\pi}{\gamma_1 \tau} hx \right) dx \\ &= \begin{cases} \frac{\gamma_1 \tau}{4} & \text{si } \frac{h}{\gamma_1} = \frac{i}{\gamma_2} \\ \frac{\sin \left( \pi h - \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \pi i \right)}{\frac{4\pi}{\tau} \left( \frac{h}{\gamma_1} - \frac{i}{\gamma_2} \right)} - \frac{\sin \left( \pi h + \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \pi i \right)}{\frac{4\pi}{\tau} \left( \frac{h}{\gamma_1} + \frac{i}{\gamma_2} \right)} & \text{si } \frac{h}{\gamma_1} \neq \frac{i}{\gamma_2} \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{AI.12})$$

D'autre part, l'équation AI.7 relie  $\Omega_1$  à  $\left. \frac{\partial A_I(x, y)}{\partial y} \right|_{y=0}$ . De ce fait, nous pouvons écrire l'équation de cette condition :

$$-\left(\frac{2\pi}{\gamma_1\tau}h\right)\mathbf{B}_h = \frac{4}{\gamma_1\tau}\frac{\mu_{rI}}{\mu_{rII}}\sum_1^I\left(\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}i\right)(\mathbf{C}_i - \mathbf{D}_i)\lambda_{1ih} \quad (\text{AI.13})$$

○ **Continuité du potentiel vecteur  $A$  :**

$$A_{II}(x, 0) = \Omega_2 = \begin{cases} A_I(x, 0) & \text{pour } x \in [0, \gamma_1\tau] \\ A_0 & \text{pour } x \in [\gamma_1\tau, \gamma_2\tau] \end{cases} \quad (\text{AI.14})$$

$\Omega_2$  est de la forme :

$$\Omega_2 = -\sum_1^I \mathbf{\Pi}_{2i} \sin\left(\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}ix\right) \quad (\text{AI.15})$$

$\mathbf{\Pi}_{2i}$  Corresponde donc d'un côté :

$$\mathbf{\Pi}_{2i} = (\mathbf{C}_i + \mathbf{D}_i) \quad (\text{AI.16})$$

Et de l'autre :

$$\begin{aligned} \mathbf{\Pi}_{2i} &= \frac{4}{\gamma_2\tau} \int_0^{\frac{\gamma_2\tau}{2}} \left( A_{II}(x, 0) - \frac{2A_0}{\gamma_2\tau}x \right) \sin\left(\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}ix\right) dx \\ &= \frac{4}{\gamma_2\tau} \left[ \int_0^{\frac{\gamma_1\tau}{2}} \left( A_I(x, 0) - \frac{2A_0}{\gamma_2\tau}x \right) \sin\left(\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}ix\right) dx \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{\gamma_1\tau}{2}}^{\frac{\gamma_2\tau}{2}} \left( A_0 - \frac{2A_0}{\gamma_2\tau}x \right) \sin\left(\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}ix\right) dx \right] \end{aligned} \quad (\text{AI.17})$$

On développe les deux termes intégraux :

$$\begin{aligned} &\int_0^{\frac{\gamma_1\tau}{2}} \left( A_I(x, 0) - \frac{2A_0}{\gamma_2\tau}x \right) \sin\left(\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}ix\right) dx \\ &= \left[ \sum_1^H \mathbf{B}_h \lambda_{1hi} \right] \\ &\quad + \left( \frac{2A_0}{\gamma_1\tau} - \frac{2A_0}{\gamma_2\tau} \right) \frac{1}{\left(\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}i\right)^2} \left[ \sin\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\pi i\right) - \left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\pi i\right) \cos\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\pi i\right) \right] \end{aligned} \quad (\text{AI.18})$$

$$\begin{aligned} &\int_{\frac{\gamma_1\tau}{2}}^{\frac{\gamma_2\tau}{2}} \left( A_0 - \frac{2A_0}{\gamma_2\tau}x \right) \sin\left(\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}ix\right) dx \\ &= \frac{A_0}{\left(\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}i\right)} \left[ \cos\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\pi i\right) - \cos(\pi i) \right] \\ &\quad - \left( \frac{2A_0}{\gamma_2\tau} \right) \frac{1}{\left(\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}i\right)^2} \left[ -(\pi i)\cos(\pi i) - \sin\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\pi i\right) + \left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\pi i\right) \cos\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_2}\pi i\right) \right] \end{aligned} \quad (\text{AI.19})$$



L'équation est donc :

$$\begin{aligned}
 & \frac{\gamma_2 \tau}{4} (\mathbf{C}_i + \mathbf{D}_i) \\
 &= \left[ \sum_1^H \mathbf{B}_h \lambda_{1hi} \right] \\
 &+ \left( \frac{2A_0}{\gamma_1 \tau} - \frac{2A_0}{\gamma_2 \tau} \right) \frac{1}{\left( \frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i \right)^2} \left[ \sin \left( \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \pi i \right) - \left( \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \pi i \right) \cos \left( \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \pi i \right) \right] \\
 &+ \frac{A_0}{\left( \frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i \right)} \left[ \cos \left( \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \pi i \right) - \cos(\pi i) \right] \\
 &- \left( \frac{2A_0}{\gamma_2 \tau} \right) \frac{1}{\left( \frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i \right)^2} \left[ -(\pi i) \cos(\pi i) \right. \\
 &\left. - \sin \left( \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \pi i \right) + \left( \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \pi i \right) \cos \left( \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \pi i \right) \right]
 \end{aligned} \tag{AI.20}$$

- Interface zones II-III :  $y = -y_0$

Le développement des équations pour cette interface est analogue à celle ces zones I-II, nous montrons uniquement leurs expressions.

- **Continuité de la composante tangentielle du champ magnétique  $H_x$  :**

$$\frac{1}{\mu_{rII}} \frac{\partial A_{II}(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=-y_0} = \frac{1}{\mu_{rIII}} \frac{\partial A_{III}(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=-y_0} \quad \text{pour } x \in [0, \gamma_2 \tau] \tag{AI.21}$$

La condition peut s'écrire :

$$\begin{aligned}
 & \left( \frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i \right) \left( \mathbf{C}_i e^{-\frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i y_0} - \mathbf{D}_i e^{\frac{2\pi}{\gamma_2 \tau} i y_0} \right) \\
 &= \frac{4}{\gamma_2 \tau \mu_{rIII}} \sum_1^J \left( \frac{2\pi}{\tau} j \right) \left( \mathbf{E}_j e^{-\frac{2\pi}{\tau} j y_0} - \mathbf{F}_j e^{\frac{2\pi}{\tau} j y_0} \right) \lambda_{2ji}
 \end{aligned} \tag{AI.22}$$

Où  $\lambda_{2ji}$  est :

$$\lambda_{2ji} = \int_0^{\frac{\gamma_2\tau}{2}} \sin\left(\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}ix\right) \sin\left(\frac{2\pi}{\tau}jx\right) dx$$

$$= \begin{cases} \frac{\gamma_2\tau}{4} & \text{si } \frac{i}{\gamma_2} = j \\ \frac{\sin(\pi i - \gamma_2\pi j)}{\frac{4\pi}{\tau}\left(\frac{i}{\gamma_2} - j\right)} - \frac{\sin(\pi i + \gamma_2\pi j)}{\frac{4\pi}{\tau}\left(\frac{i}{\gamma_2} + j\right)} & \text{si } \frac{i}{\gamma_2} \neq j \end{cases} \quad (\text{AI.23})$$

○ **Continuité du potentiel vecteur A :**

$$A_{III}(x, -y_0) = \begin{cases} A_{II}(x, -y_0) & \text{pour } x \in [0, \gamma_2\tau] \\ A_0 & \text{pour } x \in [\gamma_2\tau, \tau] \end{cases} \quad (\text{AI.24})$$

La condition pour ce cas est :

$$\begin{aligned} & \frac{\tau}{4} \left( \mathbf{E}_j e^{-\frac{2\pi}{\tau}jy_0} + \mathbf{F}_j e^{\frac{2\pi}{\tau}jy_0} \right) \\ &= \left[ \sum_1^l \left( \mathbf{C}_i e^{-\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}iy_0} + \mathbf{D}_i e^{\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}iy_0} \right) \lambda_{2ij} \right] \\ &+ \left( \frac{2A_0}{\gamma_2\tau} - \frac{2A_0}{\tau} \right) \frac{1}{\left(\frac{2\pi}{\gamma_2\tau}j\right)^2} [\sin(\gamma_2\pi j) - (\gamma_2\pi j) \cos(\gamma_2\pi j)] \\ &+ \frac{A_0}{\left(\frac{2\pi}{\tau}j\right)} [\cos(\gamma_2\pi j) - \cos(\pi j)] \\ &- \left( \frac{2A_0}{\tau} \right) \frac{1}{\left(\frac{2\pi}{\tau}j\right)^2} [-(\pi j) \cos(\pi j) \\ &- \sin(\gamma_2\pi j) + (\gamma_2\pi j) \cos(\gamma_2\pi j)] \end{aligned} \quad (\text{AI.25})$$

- Interfaces zones III–IV :  $y = -y_f$

De même, les conditions sont analogues à celles de l'interface I-II.

- **Continuité de la composante tangentielle du champ magnétique  $H_x$**  :

$$\frac{1}{\mu_{rIII}} \frac{\partial A_{III}(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=-y_f} = \frac{1}{\mu_{rIV}} \frac{\partial A_{IV}(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=-y_f} \quad \text{pour } x \in [0, \tau] \quad (\text{AI.26})$$

La condition peut s'exprimer :

$$\begin{aligned} \left(\frac{2\pi}{\tau}j\right) \left(\mathbf{E}_j e^{-\frac{2\pi}{\tau}jy_f} - \mathbf{F}_j e^{\frac{2\pi}{\tau}jy_f}\right) \\ = \frac{4}{\tau} \mu_{rIII} \sum_1^K \left(\frac{2\pi}{\tau}k\right) \left(\mathbf{G}_k e^{-\frac{2\pi}{\tau}ky_f} - \mathbf{H}_k e^{\frac{2\pi}{\tau}ky_f}\right) \lambda_{3kj} \end{aligned} \quad (\text{AI.27})$$

Où  $\lambda_{2ji}$  est :

$$\begin{aligned} \lambda_{3kj} &= \int_0^{\frac{\tau}{2}} \sin\left(\frac{2\pi}{\tau}jx\right) \sin\left(\frac{2\pi}{\tau}kx\right) dx \\ &= \begin{cases} \frac{\tau}{4} & \text{si } j = k \\ \frac{\sin(\pi j - \pi k)}{\frac{4\pi}{\tau}(j - k)} - \frac{\sin(\pi j + \pi k)}{\frac{4\pi}{\tau}(j + k)} & \text{si } j \neq k \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{AI.28})$$

- **Continuité du potentiel vecteur  $A$**  :

$$A_{III}(x, -y_f) = A_{IV}(x, -y_f) \quad \text{pour } x \in [0, \tau] \quad (\text{AI.29})$$

La condition est :

$$\left(\mathbf{G}_k e^{-\frac{2\pi}{\tau}ky_f} + \mathbf{H}_k e^{\frac{2\pi}{\tau}ky_f}\right) = \frac{\tau}{4} \sum_1^J \left(\mathbf{E}_j e^{-\frac{2\pi}{\tau}jy_f} + \mathbf{F}_j e^{\frac{2\pi}{\tau}jy_f}\right) \lambda_{3jk} \quad (\text{AI.30})$$

- Interface finale zone IV :  $y = -y_e$

- **Condition de Neumann :**

$$\left. \frac{\partial A_{IV}(x, y)}{\partial y} \right|_{y=-y_e} = 0 \quad \text{pour } x \in [0, \tau] \quad (\text{AI.31})$$

La condition est alors :

$$\left( \mathbf{G}_k e^{-\frac{2\pi}{\tau}ky_f} - \mathbf{H}_k e^{\frac{2\pi}{\tau}ky_f} \right) = 0 \quad (\text{AI.32})$$

Les équations AI.13, AI.20, AI.22, AI.25, AI.27, AI.30, AI.32 forment un système d'équations linéaires à résoudre.

## Références Bibliographiques

---

- [ALB04] L. ALBERT, "Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes. Application au domaine automobile". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Juillet 2004.
- [ALI15] Q. ALI, T. A. LIPO AND B. I. KWON, "Design and Analysis of a Novel Brushless Wound Rotor Synchronous Machine". IEEE Transactions on Magnetics, vol. 51, no. 11, pp. 1-4, Nov. 2015.
- [AMA09] Y. AMARA, L. VIDO, M. GABSI, E. HOANG, A. H. BEN AHMED AND M. LECRIVAIN, "Hybrid Excitation Synchronous Machines: Energy-Efficient Solution for Vehicles Propulsion". IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 58, no. 5, pp. 2137-2149, Jun 2009.
- [AMM13] A. AMMAR, "Modélisation et Optimisation d'un Générateur Synchrone à Double Excitation de Forte Puissance". Thèse de doctorat, École Centrale de Lille, Juin 2013.
- [AND10] M. ANDRIOLLO, G. BETTANINI AND A. TORTELLA, "Single-phase axial flux claw pole motor for high efficiency applications" Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on, Rome, 2010, pp. 1-6.
- [ART14] ARTE, "Terres rares mais indispensables". Avril 2014  
<http://future.arte.tv/fr/les-terres-rares>
- [AZZ07] J. AZZOUZI, "Contribution à la modélisation et à l'optimisation des machines synchrones à aimants permanents à flux axial. Application au cas de l'aérogénérateur". Thèse de doctorat, Université du Havre, Mars 2007.
- [BAR95] G. BARAKAT. "Etude et modélisation tridimensionnelle d'une machine synchrone à griffes". Journal de Physique III, EDP Sciences, 1995, 5 (12), pp.1991-2002.
- [BAR10a] O. DE LA BARRIERE, "Modèles analytiques électromagnétiques bi et tri dimensionnels en vue de l'optimisation des actionneurs disques. Etude théorique et expérimentale des pertes magnétiques dans les matériaux granulaires". Thèse de doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, 2010.
- [BAR10b] M. BARCARO, N. BIANCHI AND F. MAGNUSSEN, "Rotor Flux-Barrier Geometry Design to Reduce Stator Iron Losses in Synchronous IPM Motors Under FW Operations". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 5, pp. 1950-1958, Sept.-Oct. 2010.
- [BAR14] M. BARCARO AND N. BIANCHI, "Interior PM Machines Using Ferrite to Replace Rare-Earth Surface PM Machines". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, no. 2, pp. 979-985, March-April 2014.
- [BEN14] F. BENSMAINE, "Modélisation et commande d'un système de stockage d'énergie à base de super-condensateur pour l'hybridation des groupes électrogènes". Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Poitiers, Décembre 2014.
- [BIA08] N. BIANCHI, S. BOLOGNANI, D. BON AND M. DAI PRE, "Torque Harmonic Compensation in a Synchronous Reluctance Motor". IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 23, no. 2, pp. 466-473, June 2008.
- [BIA09] N. BIANCHI, S. BOLOGNANI, D. BON AND M. DAI PRE, "Rotor Flux-Barrier Design for Torque Ripple Reduction in Synchronous Reluctance and PM-Assisted Synchronous Reluctance Motors". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 3, pp. 921-928, May-june 2009.
- [BIA10] N. BIANCHI AND L. ALBERTI, "MMF Harmonics Effect on the Embedded FE Analytical Computation of PM Motors". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 2, pp. 812-820, March-april 2010.

- [BOL06a] I. BOLDEA, "*Electrical generator handbook: Synchronous generators*", vol. I, CRC Press Taylor & Francis Group, 2006.
- [BOL06b] I. BOLDEA, "*Electrical generator handbook: Variable speed generators*", vol. II, CRC Press Taylor & Francis Group, 2006.
- [BOL14a] I. BOLDEA, L. TUTELEA AND F. BLAABJERG, "*High power wind generator designs with less or no PMs: An overview*". *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014 17th International Conference on, Hangzhou, 2014*, pp. 1-14.
- [BOL14b] I. BOLDEA, L. N. TUTELEA, L. PARSAR AND D. DORRELL, "*Automotive Electric Propulsion Systems With Reduced or No Permanent Magnets: An Overview*". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5696-5711, Oct. 2014.
- [BOU04] E. A. BOULTER AND G. C. STONE, "*Historical development of rotor and stator winding insulation materials and systems*". *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 20, no. 3, pp. 25-39, May-June 2004.
- [BOU05] L. BOUARROUDI, "*Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes. Application au domaine automobile*". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Novembre 2005.
- [BRO65] C. G. BROYDEN, "*A Class of Methods for Solving Nonlinear Simultaneous Equations*". *Mathematics of Computation (American Mathematical Society)* 19: 577-593. 1965
- [BRO02] N.L. BROWN, "*Compact electrical generators for diesel driven generating sets*". PhD Dissertation, Durham University, 2002.
- [BUR14] Y. BURKHARDT, K. SCHLEICHER AND M. KLÖPZIG, "*A novel hybrid excited synchronous machine for (H)EV applications*". *Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on, Berlin, 2014*, pp. 353-359.
- [CHU14] W. Q. CHU, Z. Q. ZHU AND J. T. CHEN, "*Simplified Analytical Optimization and Comparison of Torque Densities Between Electrically Excited and Permanent-Magnet Machines*". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 5000-5011, Sept. 2014.
- [DAA12] A. DAANOUNE, "*Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides*". Thèse de doctorat, Université de Grenoble, Décembre 2012.
- [DAG13] B. DAGUSE, "*Modélisation analytique pour le dimensionnement par optimisation d'une machine dédiée à une chaîne de traction hybride à dominante électrique*". Thèse de doctorat, École Supérieure d'Électricité (Supélec), Juin 2013.
- [DEO15] R. P. DEODHAR, A. PRIDE AND J. J. BREMNER, "*Design Method and Experimental Verification of a Novel Technique for Torque Ripple Reduction in Stator Claw-Pole PM Machines*". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp. 3743-3750, Sept.-Oct. 2015.
- [DOR12] D. G. DORRELL, "*Are wound-rotor synchronous motors suitable for use in high efficiency torque-dense automotive drives?*". *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montreal, QC, 2012*, pp. 4880-4885.
- [DOR13] D. G. DORRELL, A. M. KNIGHT, W. K. SONG AND R. E. BETZ, "*Saturation and Ducting Effects in a Brushless Doubly-Fed Reluctance Machine*". *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 7, pp. 3933-3936, July 2013.
- [EGE12] A. EGEA, G. ALMANDOZ, J. POZA, G. UGALDE AND A. J. ESCALADA, "*Axial-Flux-Machine Modeling With the Combination of FEM-2-D and Analytical Tools*". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 4, pp. 1318-1326, July-Aug. 2012.

- [FUK10] T. FUKAMI, T. HAYAMIZU, Y. MATSUI, K. SHIMA, R. HANAOKA AND S. TAKATA, "Steady-State Analysis of a Permanent-Magnet-Assisted Salient-Pole Synchronous Generator". IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 25, no. 2, pp. 388-393, June 2010.
- [GAU13] B. GAUSSENS, "Machines synchrones à commutation de flux : de la modélisation numérique et analytique à l'exploration topologique". Thèse de doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, Novembre 2013.
- [GIE12] J. F. GIERAS, "PM synchronous generators with hybrid excitation systems and voltage control Capabilities: A review". Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on, Marseille, 2012, pp. 2573-2579.
- [GIU12] F. GIULI CAPPONI, G. DE DONATO AND F. CARICCHI, "Recent Advances in Axial-Flux Permanent-Magnet Machine Technology". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 6, pp. 2190-2205, Nov.-Dec. 2012.
- [GUO09] Y. GUO, J. ZHU AND D. G. DORRELL, "Design and Analysis of a Claw Pole Permanent Magnet Motor With Molded Soft Magnetic Composite Core". IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 10, pp. 4582-4585, Oct. 2009.
- [HAG12] D. HAGSTEDT, A. REINAP, J. OTTOSSON AND M. ALAKÜLA, "Design and experimental evaluation of a compact hybrid excitation claw-pole rotor". Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on, Marseille, 2012, pp. 2896-2901.
- [HAG14] M. HAGE HASSAN, "Méthodologies de conception optimale de systèmes de conversion électromécanique". Thèse de doctorat, Université Paris Sud – Paris XI, Mars 2014.
- [HEN12] C. HENAU, B. NOGAREDE AND D. HARRIBEY, "A New Concept of Modular Permanent Magnet and Soft Magnetic Compound Motor Dedicated to Widespread Application". IEEE Transactions on Magnetics, vol. 48, no. 6, pp. 2035-2043, June 2012.
- [HLI13] S. HLIQUI, Y. AMARA, E. HOANG AND M. GABSI, "Overview of hybrid excitation synchronous machines technology". Electrical Engineering and Software Applications (ICEESA), 2013 International Conference on, Hammamet, 2013, pp. 1-10.
- [HOG1] HÖGANÄS "Somaloy® Quick Guide". Brochure  
[https://www.hoganas.com/globalassets/uploaded-files/smc/somaloy-quick-guide\\_july\\_2015\\_1122hog.pdf](https://www.hoganas.com/globalassets/uploaded-files/smc/somaloy-quick-guide_july_2015_1122hog.pdf)
- [HOG2] HÖGANÄS "Axial Flux Machine Solutions". Brochure  
[https://www.hoganas.com/globalassets/media/sharepoint-documents/BrochuresanddatasheetsAllDocuments/SomaloyAxialFluxMachineSolutions\\_april\\_2016\\_1333HOG.pdf](https://www.hoganas.com/globalassets/media/sharepoint-documents/BrochuresanddatasheetsAllDocuments/SomaloyAxialFluxMachineSolutions_april_2016_1333HOG.pdf)
- [HOS12a] T. HOSOI, K. SHIMA AND T. FUKAMI, "Magnetic Circuit Analysis of Permanent-Magnet-Assisted Salient-Pole Synchronous Machines Under Steady States". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 3, pp. 895-902, May-June 2012.
- [HOS12b] T. HOSOI, H. WATANABE, K. SHIMA, T. FUKAMI, R. HANAOKA AND S. TAKATA, "Demagnetization Analysis of Additional Permanent Magnets in Salient-Pole Synchronous Machines With Damper Bars Under Sudden Short Circuits". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 6, pp. 2448-2456, June 2012.
- [HUA07] Y. HUANG, J. ZHU, Y. GUO, Z. LIN AND Q. HU, "Design and Analysis of a High-Speed Claw Pole Motor With Soft Magnetic Composite Core". IEEE Transactions on Magnetics, vol. 43, no. 6, pp. 2492-2494, June 2007.

- [IEA14] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY *"Energy Technology Perspectives 2014 - Harnessing Electricity's Potential"*.  
<https://www.iea.org/Textbase/npsum/ETP2014SUM.pdf>
- [JAC00] A. G. JACK ET AL., *"Permanent-magnet machines with powdered iron cores and prepressed windings"*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 4, pp. 1077-1084, Jul/Aug 2000.
- [JAN10] X. JANNOT, *"Modélisation et optimisation d'un ensemble convertisseur-machine. Application aux systèmes d'entraînement à haute vitesse"*. Thèse de doctorat, École Supérieure d'Électricité (Supélec), Décembre 2010.
- [JAU01] J. JAULT, *"Fontes à graphite sphéroïdal - Propriétés d'utilisation"*. Techniques de l'Ingénieur, m4610, Mars 2000.
- [KAM13] K. KAMIEV, J. PYRHÖNEN, J. NERG, V. ZABOIN AND J. TAPIA, *"Modeling and Testing of an Armature-Reaction-Compensated (PM) Synchronous Generator"*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 28, no. 4, pp. 849-859, Dec. 2013.
- [KAM14] K. KAMIEV, J. NERG, J. PYRHÖNEN, V. ZABOIN AND J. TAPIA, *"Feasibility of an Armature-Reaction-Compensated Permanent-Magnet Synchronous Generator in Island Operation"*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 9, pp. 5075-5085, Sept. 2014.
- [KNI13] A. M. KNIGHT, R. E. BETZ AND D. G. DORRELL, *"Design and Analysis of Brushless Doubly Fed Reluctance Machines"*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 49, no. 1, pp. 50-58, Jan.-Feb. 2013.
- [KOL10] J. KOLEHMAINEN, *"Synchronous Reluctance Motor With Form Blocked Rotor"*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 25, no. 2, pp. 450-456, June 2010.
- [KRA15] I. KRAVTZOFF, *"Optimisation d'un système hybride de génération d'énergie électrique permettant de minimiser la consommation et l'empreinte environnementale"*. Thèse de doctorat, École Supérieure d'Électricité (Supélec), Juillet 2015.
- [LEG07] J. LEGRANGER, G. FRIEDRICH, S. VIVIER AND J. C. MIPO, *"Design of a Brushless Rotor Supply for a Wound Rotor Synchronous Machine for Integrated Starter Generator"*. 2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Arlington, TX, 2007, pp. 236-241.
- [LIU14] C. LIU, J. ZHU, Y. WANG, G. LEI, Y. GUO AND X. LIU, *"A low-cost permanent magnet synchronous motor with SMC and ferrite PM"*. Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014 17th International Conference on, Hangzhou, 2014, pp. 397-400.
- [LIU15] C. LIU, J. ZHU, Y. WANG, G. LEI, Y. GUO AND X. LIU, *"Development of a novel axial-flux claw pole machine with soft magnetic composite core"*. 2015 IEEE Magnetics Conference (INTERMAG), Beijing, 2015, pp. 1-1.
- [LS01] LEROY SOMER, *"Théorie et dimensionnement alternateur"*. Document interne, 2015
- [LS02] LEROY SOMER, *"Marine Alternators"*. Brochure, 2015
- [LS03] LEROY SOMER, *"IMfinity® -Moteurs frein FFB"*. Brochure, 2015
- [LUD12] D. C. LUDOIS, J. K. REED AND K. HANSON, *"Capacitive Power Transfer for Rotor Field Current in Synchronous Machines"*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 11, pp. 4638-4645, Nov. 2012.



- [MAL14] O. MALOBERTI ET AL., "3-D-2-D Dynamic Magnetic Modeling of an Axial Flux Permanent Magnet Motor With Soft Magnetic Composites for Hybrid Electric Vehicles". IEEE Transactions on Magnetics, vol. 50, no. 6, pp. 1-11, June 2014.
- [MIL08] T. J. E. MILLER ET AL., "Embedded Finite-Element Solver for Computation of Brushless Permanent-Magnet Motors". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 4, pp. 1124-1133, July-aug. 2008.
- [MOG09] R. R. MOGHADDAM, F. MAGNUSSEN AND C. SADARANGANI, "A FEM1 investigation on the Synchronous Reluctance Machine rotor geometry with just one flux barrier as a guide toward the optimal barrier's shape". EUROCON 2009, EUROCON '09. IEEE, St.-Petersburg, 2009, pp. 663-670.
- [NED11] B. NEDJAR, "Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation.". Thèse de doctorat, École Normale Supérieure de Cachan, 2011.
- [NEI92] G. NEIDHOFER, "The evolution of the synchronous machine". Engineering Science and Education Journal, vol. 1, no. 5, pp. 239-248, Oct. 1992.
- [PAR04] A. PARVIAINEN, M. NIEMELA AND J. PYRHONEN, "Modeling of axial flux permanent-magnet machines". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, no. 5, pp. 1333-1340, Sept.-Oct. 2004.
- [PEL15] G. PELLEGRINO, F. CUPERTINO AND C. GERADA, "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.
- [PER13] S. PEREZ, "Contribution au Dimensionnement Optimal d'Alternateur à Griffes Sans Aimant-Apport des alliages FeCo". Thèse de doctorat, Université de Grenoble, Novembre 2013.
- [PET12] M. PETRINIĆ, S. CAR AND A. ELEZ, "Iterative procedure for determination of synchronous generator load point using finite element method". Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on, Marseille, 2012, pp. 339-345.
- [PRI15] D. PRIETO, "Modélisation et optimisation des machines synchro-réductantes à aimants permanents et de leur électronique". Thèse de doctorat, École Supérieure d'Électricité (Supélec), Juin 2015.
- [PYR08] J. PYRHÖNEN, T. JOKINEN, V. HRABOVCOVÁ, "Design of rotating electrical machines". John Wiley and Sons Ltd, 2008
- [REB15] R. REBHI, A. IBALA AND A. MASMOUDI, "MEC-Based Sizing of a Hybrid-Excited Claw Pole Alternator". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 1, pp. 211-223, Jan.-Feb. 2015.
- [SAI16] J. SAINT-MICHEL, "Rotating electrical machine comprising at least one stator and at least two rotors". Brevet international, 2016.
- [SAN12] J. DE SANTIAGO ET AL., "Electrical Motor Drivelines in Commercial All-Electric Vehicles: A Review". IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 61, no. 2, pp. 475-484, Feb. 2012.
- [SCR05] S. SCRIDON, I. BOLDEA, L. TUTELEA, F. BLAABJERG AND A. E. RITCHIE, "BEGA-a biaxial excitation Generator for automobiles: comprehensive characterization and test results". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 4, pp. 935-944, July-Aug. 2005.
- [SHE13] Y. SHEN, Z. Q. ZHU, J. T. CHEN, R. P. DEODHAR AND A. PRIDE, "Analytical Modeling of Claw-Pole Stator SPM Brushless Machine Having SMC Stator Core". IEEE Transactions on Magnetics, vol. 49, no. 7, pp. 3830-3833, July 2013.

- [SHU15] Z. SHUSHU, L. CHUANG, N. YINHANG AND T. JIE, "A Two-Stage Brushless Excitation Method for Hybrid Excitation Synchronous Generator". *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 6, pp. 1-11, June 2015.
- [TAM04] Y. TAMTO MEDAM, "Détermination des paramètres d'une machine à griffes. Application au domaine automobile". Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, Décembre 2008.
- [TES15] A. TESSAROLO, "Modeling and Analysis of Synchronous Reluctance Machines With Circular Flux Barriers Through Conformal Mapping". *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 4, pp. 1-11, April 2015.
- [TIE13] H. TIEGNA, "Contribution à la modélisation analytique des machines synchrones à flux axial à aimants permanents à attaque directe en vue de leur dimensionnement. Application aux éolienne". Thèse de doctorat, Université du Havre, Décembre 2013.
- [TOL03] L. M. TOLBERT, W. A. PETERSON, T. J. THEISS AND M. B. SCUDIÈRE, "Gen-sets". *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 9, no. 2, pp. 48-54, Mar/Apr 2003.
- [WAN12] Y. WANG AND Z. DENG, "Hybrid Excitation Topologies and Control Strategies of Stator Permanent Magnet Machines for DC Power System". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 12, pp. 4601-4616, Dec. 2012.
- [WAN13] K. WANG, Z. Q. ZHU, G. OMBACH, M. KOCH, S. ZHANG AND 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, Monte Carlo, 2013, pp. 1-8.
- [WAS12] J. G. WASHINGTON ET AL., "Three-Phase Modulated Pole Machine Topologies Utilizing Mutual Flux Paths". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no. 2, pp. 507-515, June 2012.
- [WIK01] WIKIPEDIA, "Friedrich August Haselwander"  
[https://de.wikipedia.org/wiki/Friedrich\\_August\\_Haselwander](https://de.wikipedia.org/wiki/Friedrich_August_Haselwander)
- [YAM11] K. YAMAZAKI, S. TAMIYA, K. SHIMA, T. FUKAMI AND K. SHIRAI, "Modeling of Salient-Pole Synchronous Machines Assisted by Permanent Magnets". *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 3028-3031, Oct. 2011.
- [YAM12] K. YAMAZAKI, K. NISHIOKA, K. SHIMA, T. FUKAMI AND K. SHIRAI, "Estimation of Assist Effects by Additional Permanent Magnets in Salient-Pole Synchronous Generators". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2515-2523, June 2012.
- [YAM14] S. YAMMINE, C. HENAU, M. FADEL, S. DESHARNAIS AND L. CALÉGARI, "Synchronous reluctance machine flux barrier design based on the flux line patterns in a solid rotor". *Electrical Machines (ICEM)*, 2014 International Conference on, Berlin, 2014, pp. 297-302.
- [YAM15] K. YAMAZAKI, S. TAMIYA, K. UTSUNO, K. SHIMA, T. FUKAMI AND M. SATO, "Rotor Shape Optimization for Output Maximization of Permanent-Magnet-Assisted Synchronous Machines". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 3077-3085, July-Aug. 2015.
- [YAN15] N. YANG, W. CAO AND Y. HU, "New machine design for easy insertion of excitation coils in synchronous generators". 2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), Coeur d'Alene, ID, 2015, pp. 756-762.
- [YAO15] F. YAO, Q. AN, X. GAO, L. SUN AND T. A. LIPO, "Principle of Operation and Performance of a Synchronous Machine Employing a New Harmonic Excitation Scheme". *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp. 3890-3898, Sept.-Oct. 2015.

- [ZHA14] Z. ZHANG, S. MA, J. DAI AND Y. YAN, "*Investigation of Hybrid Excitation Synchronous Machines With Axial Auxiliary Air-Gaps and Non-Uniform Air-Gaps*". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, no. 3, pp. 1729-1737, May-June 2014.
- [ZHA15a] P. ZHANG, G. Y. SIZOV, D. M. IONEL AND N. A. O. DEMERDASH, "*Establishing the Relative Merits of Interior and Spoke-Type Permanent-Magnet Machines With Ferrite or NdFeB Through Systematic Design Optimization*". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 4, pp. 2940-2948, July-Aug. 2015.
- [ZHA15b] W. ZHAO, D. CHEN, T. A. LIPO AND B. I. KWON, "*Performance Improvement of Ferrite-Assisted Synchronous Reluctance Machines Using Asymmetrical Rotor Configurations*". IEEE Transactions on Magnetics, vol. 51, no. 11, pp. 1-4, Nov. 2015.





**Titre :** Etude de machines électriques non conventionnelles pour des alternateurs industriels

**Mots clés :** Modélisation, machine électrique, machine synchro-réductante, machine à griffes, machine à flux axial, générateur, analytique

**Résumé :** Cette thèse s'intéresse à l'analyse de structures de machines électriques non conventionnelles destinées à la production d'électricité par des groupes électrogènes. Les topologies recherchées doivent utiliser moins de matières actives et/ou simplifier la procédure de fabrication par rapport aux machines actuelles.

Une des structures est dédiée au système d'excitation de la machine. Elle possède un stator à griffes avec un bobinage toroïdal. Son dimensionnement est réalisé à l'aide d'un modèle de calcul par éléments finis en 3D, qui a été validé expérimentalement. Cette structure permet d'obtenir une réduction significative de la quantité de cuivre dans le bobinage.

Les deux autres structures traitées concernent l'alternateur principal. Une machine synchro-réductante à barrières de flux et à rotor bobiné a été proposée. L'objectif est d'augmenter la densité de couple grâce au couple de saillance. Elle est dimensionnée et comparée avec la structure conventionnelle. Ce cas met en évidence les limitations des structures proches de la structure actuelle.

La dernière structure est une nouvelle topologie de machine électrique. Elle combine les caractéristiques des machines à flux axial et des machines à griffes, permettant de simplifier le système d'excitation. Une approche de modélisation originale a été développée pour l'analyse de cette topologie 3D en vue de son dimensionnement par optimisation. Le système d'excitation a un rôle important dans les performances de cette machine.

Cette thèse constate aussi que l'évolution future des matériaux magnétiques pourrait tirer meilleur profit des structures non-conventionnelles avec des trajets de flux tridimensionnels.

**Title :** Study of non-conventional electric machines for industrial generators

**Keywords :** Modelling, electric machine synchronous reluctance machine, claw-pole machines, axial-flux machines, generators analytical

**Abstract:** The PhD project aims to analyse non-conventional structures of electric machines for electric power generation with diesel gensets. The researched topologies should use less active materials and/or simplify the manufacturing process compared to today's machines.

One of the structures is intended for the excitation system of the electric machine. It is composed of a claw-pole stator and a toroidal winding. It is designed using a 3D Finite Element model, previously validated by a prototype. This structure allows a significant reduction of the quantity of copper of the field winding.

The other two structures under study are proposed for the main generator. A synchronous-reluctance machine with flux-barriers and a field winding in the rotor is analysed. The objective is to increase the torque density by increasing the reluctance torque. The designed machine is compared to the conventional structure. This case shows the limitations of structures similar to the current structure.

The last structure is a new topology of electric machine. It combines the characteristics of claw-pole machines and axial-flux machines. An original modelling approach is developed to analyse this 3D structure for its design based on an optimization algorithm. The study shows that the excitation system has a key role in its performances.

This work also notes that the future evolution of magnetic materials should benefit the use of non-conventional structures with 3D flux paths.

