



HAL
open science

Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation

Boumedylen Nedjar

► **To cite this version:**

Boumedylen Nedjar. Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation. Autre. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2011. Français. NNT: 2011DENS0056 . tel-00675448

HAL Id: tel-00675448

<https://theses.hal.science/tel-00675448>

Submitted on 1 Mar 2012

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

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



ENSC-(n° d'ordre)

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

Boumedyen NEDJAR

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

Discipline :

GENIE ELECTRIQUE

Sujet de thèse :

Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation.

Jury

Président	A. MIRAOU	Professeur des universités
Rapporteur	G. BARAKAT	Professeur des universités
Rapporteur	M. HECQUET	Professeur des universités
Examineur	S. MEZANI	Maître de conférences
Directeur de thèse	M. GABSI	Professeur des universités
Encadrant	Y. AMARA	Maître de conférences
Encadrant	L. VIDO	Maître de conférences

Laboratoire SATIE

ENS CACHAN / CNRS / UMR 8092

61, avenue du Président Wilson, 94235 Cachan Cedex, France

AVANT-PROPOS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au laboratoire SATIE (Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie) équipe SETE (Systèmes d'Energie pour les Transports et l'Environnement) au sein de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan. Je remercie le directeur du SATIE, M. Pascal Larzabal, de m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

Je remercie M. Abdellatif Miraoui, Professeur des universités à l'université de Belfort-Montbelliard, pour nous avoir fait l'honneur de présider le Jury de thèse. Je suis également très honoré que M. Michel Hécquet, Professeur des universités à l'École Centrale de Lille, et que M. Georges Barakat, Professeur des universités à l'Université du Havre, aient acceptés de juger ce travail en tant que rapporteurs. Je voudrais également remercier M. Smail MEZANI, Maître de conférences à la Faculté des Sciences et Technologies pour nous avoir honorés de sa présence en acceptant de faire d'être membre du Jury.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à M. Mohamed Gabsi, Professeur des universités à l'École Normale Supérieure de Cachan, pour sa confiance et son soutien durant ces années de thèse, et qui a joué un rôle essentiel dans la réalisation de ces travaux.

Je souhaite remercier Yacine Amara, Maître de conférences à l'Université du Havre, et Lionel Vido, Maître de conférences à l'Université IUP GEII de Cergy Pontoise, pour les réflexions, les questions et les conseils qu'ils m'ont prodigués pour mener à bien ce travail.

Je remercie M Sami Hlioui pour les réflexions, les questions et les conseils qu'il m'a prodigué, durant les trois années de thèse. Que M. Michel Lécivain, Ingénieur d'étude à l'équipe SETE du laboratoire SATIE, trouve ici l'expression de ma sincère reconnaissance pour son soutien et ses encouragements, exprimés avec une grande sagesse.

Je voudrais également remercier mes collègues de l'équipe SETE, Hamid Ben Ahmed, M. Bernard Multon et Emmanuel Hoang ainsi que les plus jeunes : Olivier De la Barriere et Xavier Ojeda pour leur gentillesse et leur disponibilité. Les discussions que j'ai pu avoir avec eux ont toujours été fructueuses et enrichissantes.

Je remercie les doctorants pour l'atmosphère chaleureuse et amicale qu'ils ont su créer durant les trois ans et spécialement : Emna Bensedrine, Phi Hung NGUYEN, LI Guangjin, Thu Thuy Dang, Benjamin Gaussens, Dang Xuan-Links et Julien Boisson.

Je remercie également mes amis de l'ENPEI Rouïba et de Polytechnique Alger, pour leur encouragement.

Je remercie mes parents et ma famille que j'ai pu compter sur leur soutien inconditionnel.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	7
CHAPITRE 1	11
ETAT DE L'ART :	11
INTRODUCTION	12
I. MACHINES SYNCHRONES A DOUBLE EXCITATION	12
1. <i>Principe de fonctionnement et domaines d'applications</i>	12
2. <i>Critère de classification des machines synchrones à double excitation</i>	14
3. <i>Structures de machines à double excitation</i>	15
II. MODELISATION POUR LE DIMENSIONNEMENT OPTIMAL DES MACHINES ELECTRIQUES	22
1. <i>Différents types de modélisation</i>	22
2. <i>Modélisation par réseaux de ré reluctances</i>	25
III. POSITIONNEMENT DU TRAVAIL DE THESE	27
CHAPITRE 2	30
MODELES 2D DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS A CONCENTRATION DE FLUX. :	
COMPARAISON ET VALIDATION	30
INTRODUCTION	31
I. PRESENTATION DES MODELES BASES SUR LES RESEAUX DE PERMEANCES 2D	32
1. <i>Constitution du réseau par maillage avec ré reluctances élémentaires (modèle bidirectionnel)</i>	33
2. <i>Modélisation de l'entrefer</i>	35
3. <i>Représentation des sources et automatisation des méthodes utilisées</i>	37
4. <i>Résolution du schéma ré reluctant</i>	39
5. <i>Calcul du couple par schéma ré reluctant</i>	41
II. PRESENTATION DE LA METHODE DE MODELISATION PAR LE COUPLAGE ELEMENTS FINIS- RESEAU DE PERMEANCES	54
1. <i>Principe de la méthode</i>	55
2. <i>Tube de flux élémentaire</i>	55
3. <i>Etude de cas simples</i>	57
4. <i>Etude de la machine à concentration de flux</i>	62
III. COMPARAISON ENTRE MODELES	67
CONCLUSION	68
CHAPITRE 3	70
MODELISATION PAR RESEAUX DE PERMEANCES « TRIDIMENSIONNELS » DES MACHINES SYNCHRONES A	
DOUBLE EXCITATION	70
INTRODUCTION	71
I. PRESENTATION DES RESEAUX DE PERMEANCES 3D POUR LES MACHINES A DOUBLE EXCITATION	71
1. <i>Choix de la machine</i>	72
2. <i>Génération des systèmes de matrice</i>	72

3.	<i>Résolution du système d'équations.....</i>	75
II.	MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES A L'AIDE DU RDP	77
1.	<i>Machines synchrones à simple excitation</i>	77
2.	<i>Machine synchrone à double excitation à concentration de flux.....</i>	81
3.	<i>Machine synchrone à double excitation à aimants enterrés</i>	86
4.	<i>Comparaison entre les machines à double excitation.....</i>	102
	CONCLUSION	113
	CONCLUSION GENERALE	116
	BIBLIOGRAPHIE	120

Introduction générale

Le recours à l'énergie électrique, comme une alternative aux énergies fossiles, est de plus en plus fréquent dans de nombreux domaines. Cette émergence induit une demande en dispositifs innovants permettant de répondre à des cahiers des charges exigeants. La machine électrique reste un élément important dans l'architecture des systèmes électriques, ainsi de nouvelles topologies de machines sont proposées afin de répondre aux différentes contraintes.

La traction hybride et/ou électrique est un domaine d'application en pleine croissance présentant une forte restriction en termes d'encombrement ainsi que des caractéristiques de fonctionnement sévères. Cela a poussé les concepteurs à créer des structures de machine adaptées. Parmi ces topologies, nous trouvons les machines synchrones à double excitation (MSDE), associant des aimants permanents et des bobines pour créer le flux inducteur. Ces machines permettent de combiner les avantages d'une machine à aimants avec un couple volumique intéressant et ceux d'une machine à excitation bobinée avec un contrôle aisé du flux d'excitation. Les performances de ce type de machine la positionnent favorite non seulement pour l'application à la traction électrique, mais aussi pour d'autres types d'application (aéronautique...).

Une multitude de structures de MSDE sont proposées dans la littérature. Comparés aux structures classiques, ces topologies présentent une complexité de construction plus importante. Le choix d'un modèle pour ces machines est un élément important dans les étapes d'analyse, d'optimisation et de pré-dimensionnement. Ce mémoire présente une contribution à la modélisation des machines synchrone à double excitation.

Avant de modéliser ces machines, nous devons nous intéresser aux trois classes de modélisation possibles : les modèles analytiques, les modèles numériques et semi numérique. Les modèles analytiques présentent le temps de calcul le plus faible. Ceci étant, la saturation magnétique n'est pas prise en compte. Comme les machines étudiées dans ce mémoire présentent des performances fortement corrélées avec l'état de saturation du circuit

magnétique, ces modèles ne peuvent pas être utilisés. Les modèles numériques (éléments finis EF) donnent une bonne précision et l'ensemble des phénomènes physique est considéré. Mais leur inconvénient réside dans le temps de calcul. Ceci reste acceptable dans le cas bidimensionnel, mais devient très important dans le cas tridimensionnel. La modélisation par réseau de perméances (RdP) présente un bon compromis entre temps de calcul et précision. Elle est basée sur la décomposition de la structure à un ensemble de réluctances modélisant les passages de flux. L'inconvénient de cette méthode est la supposition de la connaissance à priori des lignes de flux, ce qui oblige le concepteur à prendre en compte toutes les possibilités. Des couplages entre ces méthodes sont présentés dans la littérature afin de combiner leurs avantages.

Dans ce mémoire nous présentons la modélisation des machines synchrones à simple et à double excitation par réseau de perméances ainsi qu'un couplage entre les réseaux de perméances et les éléments finis. Trois chapitres sont ainsi proposés :

Le premier chapitre sur l'état de l'art est partagé en deux; l'un porte sur les machines synchrones à double excitation et l'autre sur les méthodes de modélisation des machines électriques et principalement la modélisation par réseau de perméances.

La première partie montrera le principe de fonctionnement des machines à double excitation ainsi que quelques exemples d'applications. Ensuite, les critères de classification seront détaillés. Puis nous exposons des structures récentes présentées dans la littérature. La deuxième partie porte sur les modèles : analytique, numérique et semi-numérique. La modélisation par réseau de perméances est la plus détaillée avec une présentation de différentes contributions ainsi que le couplage de cette méthode avec le modèle analytique et le modèle éléments finis.

Dans le deuxième chapitre, nous abordons la modélisation 2D de la machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux avec prise en compte de la rotation et de la saturation. Le but de ce chapitre est de trouver des méthodes permettant de combiner à la fois temps de calcul et précision, ainsi qu'une comparaison entre deux méthodes de calcul du couple avec prise en compte du mouvement du rotor.

On commence par la modélisation par réseau de perméances avec des réluctances bidirectionnelles tenant compte du passage de flux dans deux directions de l'espace. Deux modèles d'entrefer sont proposés, le premier est basé sur des réluctances unidirectionnelles et le deuxième sur des réluctances bidirectionnelles. Ensuite, ces deux modèles d'entrefer sont associés aux méthodes de calcul du couple : le tenseur de Maxwell et la variation de la coénergie avec une étude de sensibilité en fonction du nombre de blocs.

La deuxième section présente un couplage entre réseaux de perméances et éléments finis. La méthode proposée consiste à résoudre les deux modèles (réluctant et éléments finis) simultanément avec un logiciel EF. Le modèle réluctant permet de reconstruire de nouveaux tubes de flux avec un nombre réduit de nombre de mailles. Cela va induire une réduction du

temps de calcul. Le couplage s'effectue par une équivalence entre les dimensions géométriques et les caractéristiques magnétiques des matériaux. On discutera du choix des matériaux des tubes de flux. On présentera ensuite une validation de la méthode avec des exemples simples et avec une machine synchrone à concentration de flux. On finira ce chapitre par une comparaison entre le modèle RdP et le modèle couplé.

Le troisième chapitre porte sur la modélisation tridimensionnelle des machines synchrones à double excitation. Nous présentons une adaptation de la modélisation par réseau de perméances aux structures tridimensionnelles. La démarche suivie porte sur la structuration et la simplification de l'application des réseaux de perméances pour une machine à double excitation. Cette démarche de modélisation nous permet de faciliter l'adaptation du réseau de perméance aux différentes structures tridimensionnelles présentées dans la dernière partie.

La modélisation des machines synchrones à double excitation est présentée dans la deuxième partie de ce chapitre. Nous commençons par la présentation de machine à simple excitation deux topologies de machine à aimants permanents (à concentration de flux et à aimants enterrés) et une machine à excitation bobinée au niveau du stator. Puis, nous associons deux machines à simple excitation pour obtenir des machines synchrones à double excitation.

La machine à double excitation à concentration de flux est présentée avec une étude de l'influence du feuilletage sur la capacité de contrôle du flux. Puis la machine à aimants enterrés homopolaire est présentée comme une solution avec une association entre un rotor feuilleté classique et un rotor massif permettant de canaliser le flux créé par les bobines d'excitation. Nous abordons ensuite l'étude de l'influence des matériaux massifs sur le fonctionnement ainsi qu'une étude paramétrique de la machine. La validation du modèle est réalisée par des éléments finis et des mesures expérimentales.

Dans la dernière partie une comparaison entre configurations homopolaire et bipolaire de la structure à aimants enterrés est effectuée. Puis le rotor à concentration de flux est optimisé afin de la comparer à la machine à aimants enterrés (avec le même stator).

Chapitre 1

Etat de l'art :

- Machines synchrone à double excitation ;
 - Modèles pour le dimensionnement optimal.
-

Introduction

Nous établissons dans ce chapitre un état de l'art des deux thèmes principaux de ce travail de thèse, à savoir : les machines à double excitation, et la modélisation pour le dimensionnement optimal de ces machines. Le thème de la modélisation, un thème fondamental, qui dépasse largement la question de l'étude des machines à double excitation, constitue le sujet principal de ce travail de thèse. Cette étude nous permettra par la suite d'exposer la motivation et le positionnement de notre travail de thèse.

Le développement des machines à double excitation est fortement lié aux domaines applicatifs des machines électriques et plus particulièrement des machines à aimants permanents. Ces machines, qui sont étudiées depuis plus d'une décennie au SATIE [1]- [4], permettent de combiner les avantages des machines synchrones à aimant permanent et des machines synchrones à excitation bobinée.

Nous commencerons donc ce chapitre par présenter le principe de fonctionnement des machines à double excitation, ainsi que leurs domaines d'applications. Compte tenu de l'intérêt croissant des industriels et des chercheurs académiques pour ce type de structures, nous exposerons les critères de classification des ces machines, ainsi que les développements récents de structures à double excitation.

Nous établirons par la suite un état de l'art des modèles pour le dimensionnement optimal des machines électriques, ce qui nous permettra de positionner notre travail de thèse.

I. Machines synchrones à double excitation

1. Principe de fonctionnement et domaines d'applications

Le principe des structures à double excitation est basé sur la combinaison de deux sources de flux magnétiques d'excitation : des aimants permanents et des bobines d'excitation. Cette association permet d'introduire une flexibilité dans le contrôle de flux d'excitation en comparaison aux machines à aimants permanents où le flux d'excitation est a priori constant (aussi longtemps que les aimants gardent leurs propriétés magnétiques).

L'hybridation de ces deux sources d'excitation magnétique ouvre le champ à la possibilité de réaliser une multitude de topologies de structures. Pour illustrer le principe de la double excitation nous commencerons par présenter une structure à double excitation basique (Figure 1). Des structures plus ou moins complexes, issues de la littérature scientifique (articles, rapports de recherches) ou technique (brevets, rapports industriels), seront également présentées.

La Figure 1.c montre une structure à double excitation. Cette structure est issue de l'association de deux machines à simple excitation (Figure 1.a et Figure 1.b). Dans le cas de cette structure, on parle de double excitation série [1] [5] [6], du fait que les deux sources (aimants permanents et bobines d'excitation) sont "magnétiquement en série". Nous reviendrons sur les critères de classification des structures à double excitation dans la suite du document.

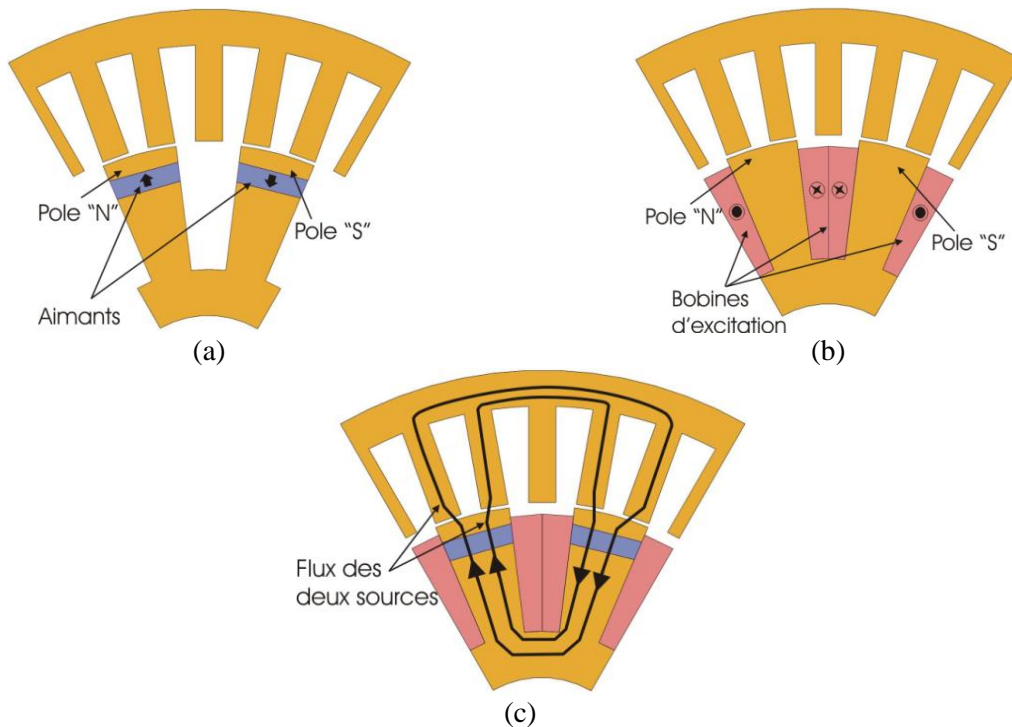


Figure 1 Schéma de principe des machines à double excitation (une paire de pôle) (a) machine à aimants permanents, (b) machine à excitation bobinée (c) machine double excitation.

Le but recherché à travers l'hybridation des deux sources d'excitation est d'allier les avantages des machines à aimants permanents (rendement élevé) à ceux des machines à excitation bobinée (souplesse de commande par le contrôle du flux d'excitation) [7] [8]. Cependant, dans les applications où la machine à double excitation viendrait remplacer une machine à aimants permanents, l'apport des machines à double excitation doit être tempéré par l'ajout de l'alimentation des bobines d'excitation.

Les entraînements électriques à base de machines synchrones à aimants permanents sont présents dans un très grand nombre d'applications industrielles. Parmi les avantages de ces dispositifs, il est important de souligner l'amélioration du rendement énergétique lié à l'utilisation des aimants permanents. Cependant, certains inconvénients liés au flux d'excitation constant, que créent les aimants permanents, sont à considérer. En effet le fonctionnement à vitesse variable, et plus particulièrement à vitesse élevée, de ces machines est plus problématique que celui des machines à excitation bobinée par exemple. Les machines à double excitation tentent de pallier à ces inconvénients en alliant les avantages des machines à aimants permanents (très bon rendement énergétique) à ceux des machines à excitation contrôlable (facilité de fonctionnement à vitesse variable).

Une application intéressante pour ces machines est la traction des véhicules électriques ou hybrides. Dans une telle application les points de fonctionnement les plus sollicités de la machine de traction, se trouvent dans les zones de charge partielle. Si une machine à double excitation est utilisée pour la traction, il est plus aisé de caler les zones de rendement optimal sur les zones de fonctionnements les plus sollicitées en comparaison des autres technologies

de machines électriques. Le rendement énergétique du système de traction s'en trouverait amélioré. Par ailleurs, si la double excitation permet de réduire le flux d'excitation dans une certaine mesure, il n'est pas nécessaire d'avoir une réaction magnétique d'induit relativement élevée pour pouvoir "défluxer" la machine, comme c'est le cas pour les machines à aimants permanents, ce qui a pour conséquence de permettre un fonctionnement avec un bon facteur de puissance. Ceci permet un dimensionnement optimal de l'ensemble convertisseur - machine.

Une autre application est la génération de puissance électrique à bord des véhicules automobiles. L'augmentation rapide des besoins en puissance électrique dans les véhicules automobiles, due à la présence d'équipements électriques d'assistance à la conduite, de confort et de sécurité, pousse les équipementiers à chercher des solutions innovantes et bon marché pour la génération électrique de bord. Les machines à aimants permanents, si ce n'est leur flux d'excitation constant, qui nécessite, de ce fait, l'utilisation d'un redresseur commandé peuvent constituer une solution très intéressante pour la génération de bord [9]. L'utilisation d'un redresseur commandé constitue, cependant, un inconvénient dans le sens où il augmente le prix global du système de génération qui serait déjà bien pénalisé par l'utilisation des aimants permanents. De plus dans le cas où la machine subit un défaut, tel que le court-circuit d'une de ses phases ou de toutes ses phases, ce qui signifie que le flux total les traversant est nul, il est intéressant de pouvoir annuler le flux d'excitation de manière à annuler également le flux de réaction magnétique d'induit, ce qui est impossible dans le cas des alternateurs à aimants permanents. L'utilisation des machines à double excitation permet de garder le redresseur à diodes classique et de réduire ainsi les coûts par rapport à une solution avec un alternateur à aimants permanents, et de réduire le risque, en cas de défauts.

Ces deux applications semblent les plus prometteuses, mais il faut dire que d'autres applications peuvent être envisagées. On peut notamment citer les générateurs dans les réseaux de bord en avionique. De manière générale les applications pour lesquelles l'utilisation des machines à double excitation peut être bénéfique sont celles qui peuvent tirer profit du degré de liberté supplémentaire offert par ces machines. Plus précisément c'est les applications pour lesquelles le point de fonctionnement varie dans le plan (puissance - vitesse) et pour lesquelles il existe une zone de fonctionnement plus particulièrement sollicitée

2. Critère de classification des machines synchrones à double excitation

P. L. Alger dit que « le concepteur est un artiste, qui incarne ses idées dans le cuivre, l'acier et l'isolant » [96]. Ces paroles se trouvent confirmées avec le développement des machines à double excitation, où l'association de deux sources d'excitation ouvre le champ à la possibilité de réaliser une multitude de topologies de structures. En effet, un nombre non négligeable d'articles et de brevets concernant les machines à double excitation ont été publiés durant ces dernières années.

L'objectif de toutes les classifications est l'arrangement ordonné d'un large éventail d'objets de sorte que leurs différences et les similitudes peuvent être mieux comprises. C'est exactement

dans ce but, que plusieurs auteurs ont classé les structures à double excitation selon différents critères [10]- [15].

La classification de ces machines n'est pas aisée, car le degré de liberté supplémentaire apporté par la double excitation ouvre le champ à une multitude de structures originales et extrêmement variées. Ainsi, il existe des machines où le champ magnétique évolue dans un plan (2D), et d'autres structures où le champ suit des trajets tridimensionnels (3D), les structures 2D étant plus faciles à construire et à modéliser pour être dimensionnées que les structures 3D. D'autres critères peuvent également être invoqués pour la classification de ces machines. Par exemple, l'agencement des deux sources d'excitation permet de définir deux configurations de base. Dans la première, le flux créé par les bobines d'excitation traverse les aimants permanents (double excitation série). Dans la seconde, le flux créé par les bobines d'excitation emprunte un trajet différent (double excitation parallèle). Une telle classification a été proposée dans [11]. Enfin, la localisation des sources d'excitation (aimants permanents et bobines inductrices) dans la machine, par exemple, est un critère, assez pertinent d'un point de vue industriel. La suppression des contacts glissants permet, par exemple, une réduction de la maintenance (l'excitation bobinée est alors localisée au stator). De plus, la présence des deux sources d'excitation sur la partie statique (stator) implique un rotor complètement passif et est de ce fait mieux adapté pour des fonctionnements à vitesse élevée [16]- [21]. Afin de présenter les différentes topologies nouvellement développées, nous nous baserons sur le premier critère invoqué :

- Structures 2D ;
- Structures 3D.

3. Structures de machines à double excitation

Nous abordons dans cette partie les récents développements concernant les topologies de machines à double excitation. Comme indiqué, nous regrouperons ces structures en deux catégories : les structures bidimensionnelles et les structures tridimensionnelles. Mais avant, nous présentons une vue d'ensemble concernant l'activité de recherche et développement relative aux machines à double excitation.

En France, le laboratoire SATIE (ex LESIR) est un des acteurs les plus anciens et les plus innovants dans ce domaine, avec plusieurs travaux de thèses sur le sujet, dépôts de brevets et publications scientifiques. Les travaux menés au SATIE, concernant les machines à double excitation, vont de la conception de ces machines à la réalisation de prototypes, en passant par leur dimensionnement avec tout ce que cela implique (modélisation, étude de leur alimentation et de leur commande). Dans le passé, des travaux de recherche sur une structure à double excitation ont été menés par l'équipe « Machines électriques » du L2ES [6]. Plus récemment, des travaux de recherche ont été menés au laboratoire G2lab [22], au GREAH [23] et au L2EP [24].

Au niveau européen, en plus de la France, deux pays de la communauté européen se distinguent par l'implication d'équipes de recherche sur le domaine des machines à double

excitation : l'Allemagne et le Royaume Uni. En Allemagne, des chercheurs de l'Université RWTH de Aachen travaillent sur différentes structures de machines à double excitation [5] [25]. En Grande Bretagne, des chercheurs de plusieurs universités se sont intéressés aux machines à double excitation (l'Université de Manchester et l'Université de Sheffield) [19] [20]. Il faut également noter des contributions plus modestes de chercheurs Italiens [26], Finlandais et Russes [14], Roumains [27] et Polonais [28].

Au niveau international, alors qu'historiquement les premiers travaux ont été menés par des chercheurs Européens [5] [29], Américains (Etats-Unis) [30]- [32] et Japonais [33]- [35], on constate une implication de plus en plus importante de chercheurs Chinois [12] [21] [36]- [42].

A. Structures 2D

Parmi les machines à double excitation bidimensionnelles les plus étudiées ces trois dernières années, on retrouve souvent les machines basées sur la structure à commutation de flux [16]- [21]. Les travaux menés sur ce type de structures le sont par des chercheurs de différents laboratoires. Ces machines en plus d'être bidimensionnelles, présentent l'avantage de réunir toutes les sources de champs magnétiques (champs d'excitation et réaction magnétique d'induit) au stator. Le rotor est ainsi complètement passif ce qui permet à la machine de fonctionner à des vitesses relativement élevées sans problèmes particuliers pour le rotor. D'autre part, la présence de toutes les sources de champs magnétiques au stator facilite le refroidissement de ce type de machines. Il faut cependant noter un inconvénient lié à la réduction du volume alloué aux matériaux ferromagnétiques au stator, ce qui induit une certaine vulnérabilité aux effets de la saturation magnétique.

La Figure 2 présente différentes structures à double excitation à commutation de flux [97]. La Figure 2.a présente une structure qui a été étudiée dans [16], [18] et [98]. Cette structure a également été analysée dans la référence [19] et comparée à deux autres structures à commutation de flux avec une double excitation et où les aimants permanents sont partiellement court-circuités. Les auteurs indiquent que cette structure (Figure 2.a) présente les meilleures performances en termes de contrôle du flux d'excitation. La Figure 2.b montre une autre structure à double excitation à commutation de flux. Cette structure a été analysée dans la référence [20]. Cette structure a été développée pour éliminer l'inconvénient lié au court-circuit des aimants permanents.

La structure présentée à la Figure 2.c a été étudiée dans la référence [21]. Cette structure souffre de performances limitées en termes de contrôle du flux d'excitation dues au fait que les bobines d'excitation se trouvent « magnétiquement en série » avec les aimants permanents ($\mu_r \approx 1$).

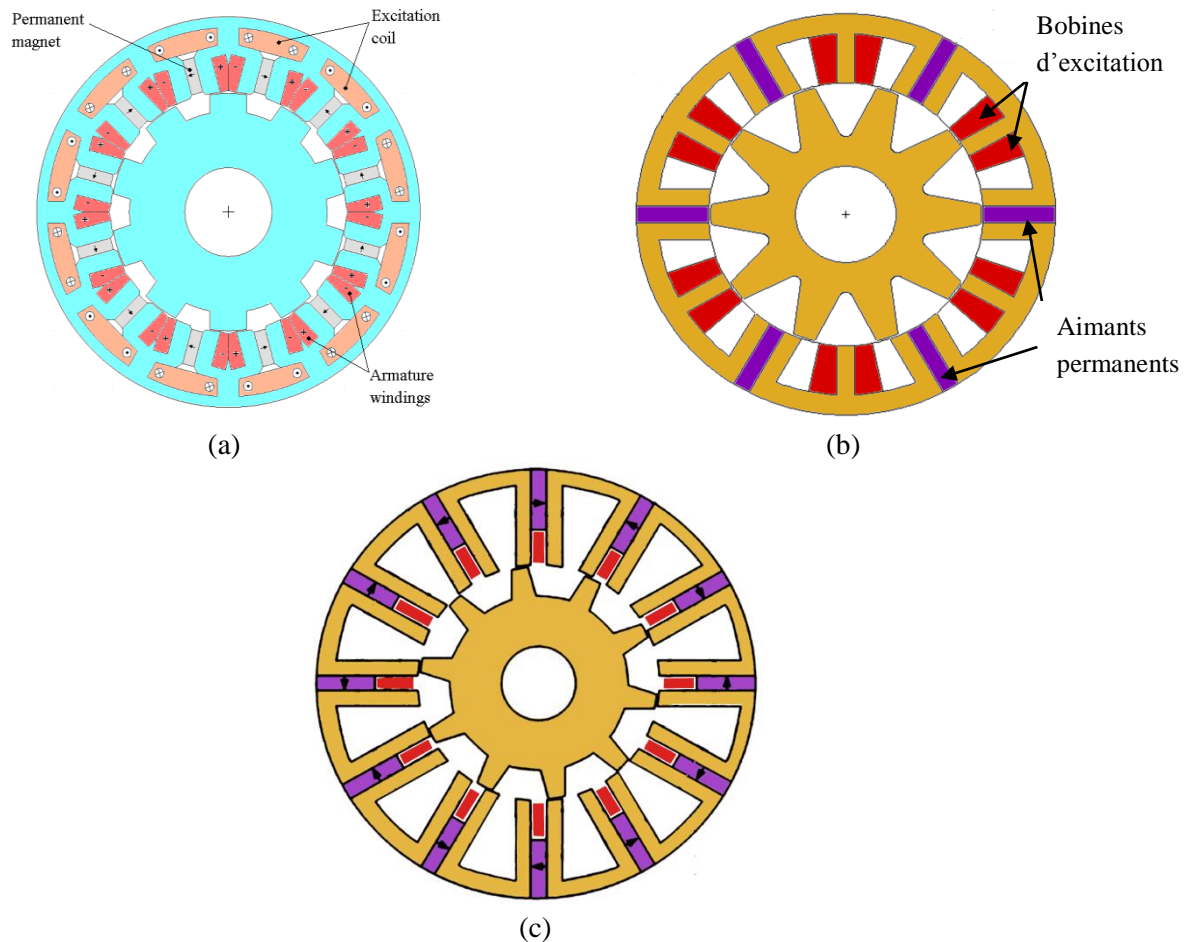


Figure 2 Structures à double excitation à commutation de flux..

La Figure 3.a montre une structure à double excitation où, comme les machines à commutation de flux, les deux sources de flux d'excitation se trouvent au stator. La variation de flux, et par suite la production de la FEM, dans ce type de structures est induite par la modulation du flux traversant les enroulements d'induit. Cette modulation est due à la variation de la saillance du rotor lors de la rotation. Comme pour les machines à commutation de flux, le rotor est complètement passif. Ce type de structures a été analysé dans les références [36] [37] [99]. L'inconvénient de ce type de structures est lié à la présence de pièces mécaniques permettant d'assurer l'efficacité des bobines d'excitation, ce qui engendre par contre une réduction du flux d'excitation créé par les aimants. Les aimants peuvent même être court-circuités, si la machine est mal conçue.

La Figure 3.b montre une structure basée sur le même principe avec un rotor interne à l'inverse de la structure montrée à la Figure 3.a, où le rotor est externe. Cette structure permet de contourner certains des inconvénients de la structure précédente. Cette machine a été analysée dans la référence [38].

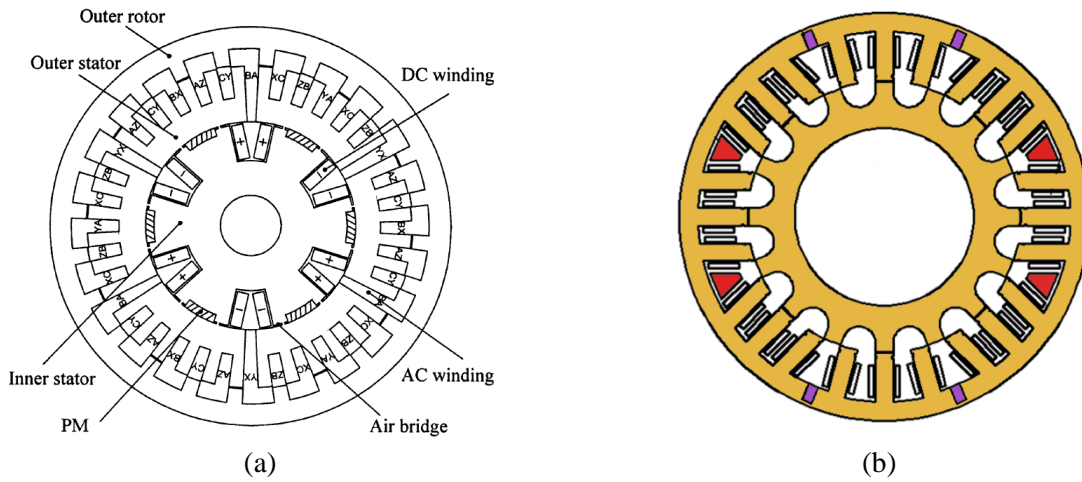


Figure 3 Structures à double excitation à modulation de flux.

La Figure 4 montre le rotor d'une machine à double excitation qui a été étudiée dans la référence [25]. Des structures similaires ont également été présentées dans les références [30] et [43]. L'amplitude de l'harmonique, du flux d'excitation, responsable de la production du couple est en fait modulée en utilisant les bobines d'excitation. Une structure similaire a été étudiée dans la référence [39].

La structure présentée à la Figure 5 a été étudiée par les auteurs de la référence [14]. Comme la structure présentée à la Figure 2.c, cette structure (Figure 5) est désavantagée par le fait que les bobines et les aimants permanents se trouvent « magnétiquement en série ». De plus, comme les bobines d'excitation se trouvent au rotor, ce type de structures nécessite la présence de contacts glissants pour l'alimentation des bobines d'excitation.

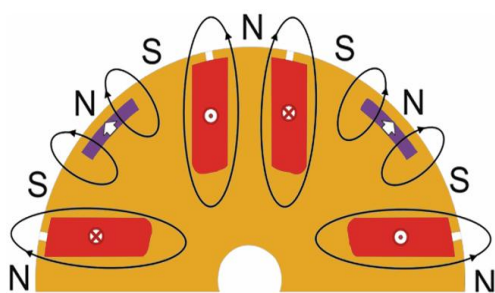


Figure 4 Rotor de machine à double excitation.

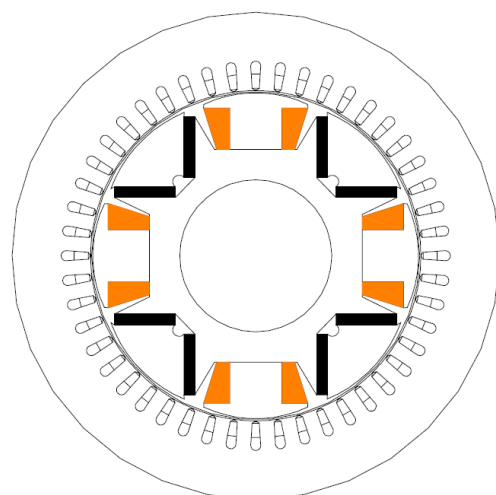


Figure 5 Machine à double excitation série.

La Figure 6 montre le rotor d'une machine synchrone à réductance variable auquel sont rajoutés des aimants permanents, insérés dans les barrières de flux, et des enroulements d'excitation [44]- [46]. Les aimants utilisés sont des ferrites avec une faible induction rémanente. Cette combinaison a pour objectif d'avoir un fonctionnement relativement aisé à vitesse variable, et plus particulièrement à haute vitesse, tout en assurant un fonctionnement à facteur de puissance unité. Le flux créé par les aimants permanents circule dans l'axe q de la machine ; il a pour but d'annuler la composante dans l'axe en quadrature du flux d'entrefer. Le couple est créé par l'interaction du flux d'excitation des enroulements inducteurs et le courant d'induit. Pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unité, le courant d'induit n'a qu'une seule composante dans l'axe d . Le but de la combinaison des aimants permanents et des bobines inductrices pour cette structure n'a pas pour but de contrôler le flux des aimants permanents. Peut-on parlé de double excitation ? On laissera au lecteur le soin d'en décider ?

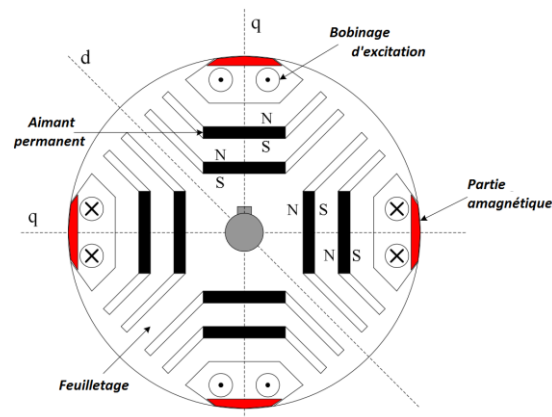


Figure 6 Rotor de la machine BEGA.

B. Structures 3D

Toutes les structures présentées précédemment sont des structures dans lesquelles le flux magnétique a une nature 2D. Cette propriété facilité l'étude de ces topologies par rapport aux structures pour lesquelles le flux empreinte un trajet tridimensionnel. Cependant, même si les structures 3D sont relativement plus difficiles à analyser et parfois à fabriquer, plusieurs auteurs se sont intéressés aux topologies 3D. Cet intérêt est lié aux possibilités offertes par la nature tridimensionnelle du flux dans ces structures, qui stimule l'inventivité des chercheurs.

La Figure 7 montre une machine à double excitation qui est la combinaison de deux machines synchrones : une structure à aimants permanents classique au milieu et deux structures à excitation bobinée homopolaire aux deux extrémités [40]. Cette structure a été étudiée dans la référence [40]. Le principe de fonctionnement de ce type de structures a été initialement présenté dans la référence [47].

Le principe de fonctionnement de la structure présentée à la Figure 8 [41] et similaire à celui de la machine étudiée dans la référence [31]. La bobine d'excitation annulaire, placée au centre du stator au-dessus des enroulements d'induit pour la machine étudiée à la référence [31] est déportée à une partie statique se trouvent sous le rotor [41]. La solution adoptée permet ainsi de réduire le volume de cuivre de l'enroulement inducteur et la longueur axiale de la machine. Cependant, cela implique la présence d'entrefers additionnels sur le trajet du flux d'excitation créé par la bobine d'excitation, et de plus des griffes se trouvent au rotor sont en porte-à-faux.

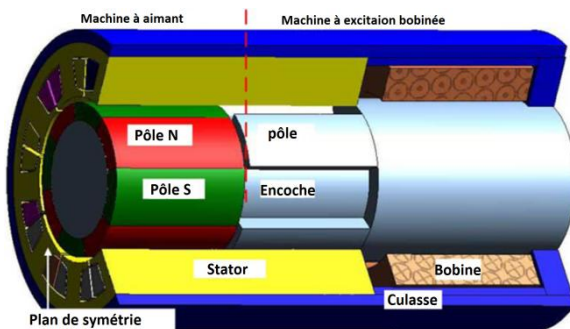


Figure 7 Double excitation à circuits juxtaposés.

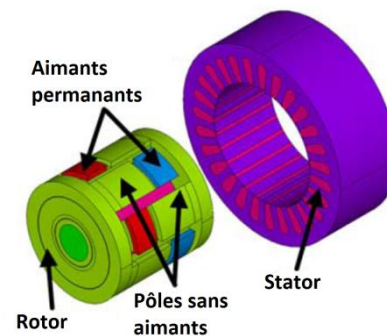


Figure 8 Double excitation à circuits imbriqués.

La Figure 9 montre une autre structure à double excitation 3D [42]. Dans une certaine mesure, le principe de fonctionnement de cette structure est similaire à celui de la structure présentée dans les références [4] [8]. Dans la référence [8], deux bobines annulaires situées au-dessus des têtes de bobines des enroulements d'induit sont utilisées comme source d'excitation. Pour la structure présentée à la Figure 9, ces bobines sont déportées à une partie statique se trouvent à une extrémité axiale de la machine. Cette partie statique est entourée par des collecteurs de flux rotoriques [42]. Comme précédemment, le but est de réduire les pertes Joule d'excitation et une réduction du volume et du poids de la machine. Cependant, l'adoption de cette solution peut induire une augmentation de la longueur axiale, et la présence d'entrefers additionnels sur le trajet du flux d'excitation créé par les bobines d'excitation.

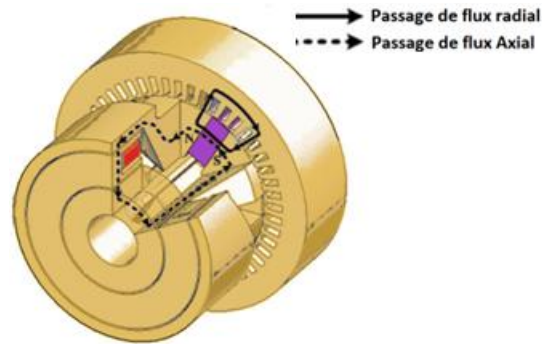


Figure 9 Double excitation parallèle à circuits imbriqués [42].

Pour les structures présentées aux Figure 10 et 11, deux bobines d'excitation se trouvent au stator aux extrémités axiales de la machine sont utilisées. Les bobines d'excitation annulaires dans ces structures se trouvent soit en-dessous des têtes de bobines des enroulements d'induit (Figure 10), soit réparties au-dessus et en-dessous des têtes de bobines des enroulements d'induit. En adoptant ces solutions, les auteurs espèrent réduire le volume de cuivre des bobines d'excitation et par suite des pertes Joule d'excitation. Cependant, la présence d'entrefer axiaux laisse craindre l'existence d'efforts axiaux non négligeables. La structure présentée à la Figure 10 a été étudiée dans la référence [48], et celle présentée à la Figure 11 a été étudiée dans les références [48] et [49].

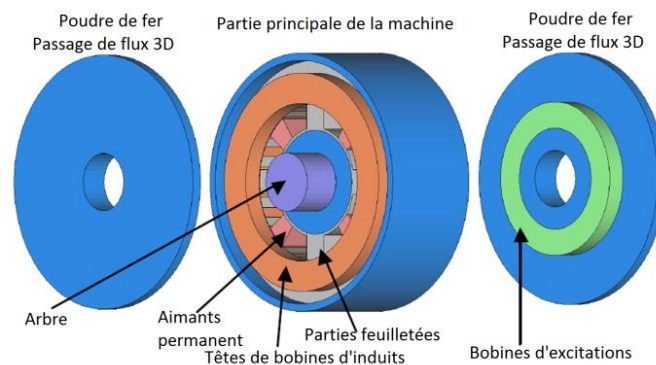


Figure 10 Double excitation parallèle à circuits imbriqués [48].

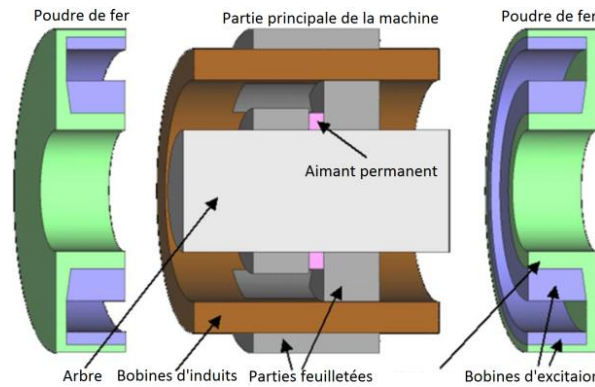


Figure 11 Double excitation parallèle à circuits imbriqués [48] et [49].

II. Modélisation pour le dimensionnement optimal des machines électriques

Nous commencerons cette partie par présenter un état de l'art relativement succinct concernant la modélisation des machines électriques pour leur dimensionnement optimal. Cet état de l'art permettra de justifier notre choix d'utiliser les réseaux de réluctances pour la modélisation des machines à double excitation étudiées. Dans un deuxième temps, la méthode choisie, à savoir la méthode des réseaux de réluctances, sera présentée plus en détail.

Avant d'entamer la présentation de l'état de l'art, une clarification concernant la terminologie utilisée dans la littérature dédiée à la modélisation des machines électriques doit être apportée. En effet, quelle que soit la méthode de modélisation adoptée, il est à noter que toutes les démarches de dimensionnement optimal requièrent un traitement numérique, que ce soit au niveau de la méthode de modélisation elle-même ou au niveau de l'algorithme d'optimisation. Cependant, une différenciation est généralement faite entre les méthodes de modélisation pour lesquelles la solution des équations régissant les phénomènes physiques que l'on désire étudier (équations de Maxwell, si l'on désire se limiter à l'étude des phénomènes électromagnétiques) est établie de manière analytique formelle (modélisation analytique), ou de manière numérique en discrétisant l'espace d'étude (modélisation numérique). Il est à noter que la méthode des réseaux de réluctances, qui s'apparente plus à une modélisation numérique, est souvent désignée comme étant une méthode de modélisation semi-numérique. Cela est dû au fait que passée l'étape de discrétisation de l'espace d'étude, le calcul des valeurs des réluctances des différentes parties de la machine (tubes de flux) est souvent basé sur des formules analytiques. Il est à noter que la constitution d'un réseau de réluctances est souvent précédée par des calculs à l'aide de la méthode des éléments finis (méthode numérique).

1. Différents types de modélisation

Nous adopterons la terminologie suivante pour classer les méthodes de modélisation présentées dans l'état de l'art :

- Méthodes numériques ;

- Méthodes analytiques ;
- Méthodes semi-numériques.

Il faut noter que cette classification, bien que n'étant pas partagée par l'ensemble de la communauté scientifique, est largement admise dans la communauté des concepteurs de machines électriques.

A. Méthodes numériques

Les principales méthodes numériques utilisées pour la modélisation des dispositifs électromagnétiques sont [50] :

- La méthode des différences finis ;
- La méthode des éléments finis ;
- La méthode des équations intégrales de frontières.

Parmi ces différentes méthodes, c'est la méthode des éléments finis qui est la plus utilisée pour la modélisation des machines électriques, dans les laboratoires de recherche académiques et les bureaux d'études et développements en industrie. Il faut cependant citer le code de calcul DIFIMEDI (Différences Finies Méthode Directe) développé dans l'ancien laboratoire LEEI (Laboratoire LAPLACE aujourd'hui) et qui est basé sur la méthode des différences finis [51]. Les logiciels commerciaux de calcul de champ basés sur la méthode des éléments finis font partie de la panoplie de l'ingénieur de conception et sont, de se fait, couramment utilisés en bureau d'études.

Les méthodes numériques permettent de modéliser les géométries les plus simples comme les plus complexes, qu'elles soient bi ou tridimensionnelles de manière générique. Les méthodes numériques permettent également de tenir compte des phénomènes physiques non-linéaires comme la saturation des matériaux ferromagnétiques, et des anisotropies des milieux constituant le domaine d'étude (dispositifs à modéliser). De plus, elles sont reconnues pour être très précises.

Par ailleurs, en relation avec leur très grande précision, les méthodes numériques sont souvent bien adaptées pour la modélisation multi-physique nécessitant la prise en compte de tout ou partie des phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du dispositif à modéliser dans son environnement. La modélisation multi-physique se fait à travers des couplages qui peuvent être forts ou faibles.

Il faut cependant noter un inconvénient lié au temps de calcul [100], lors de l'utilisation des méthodes numériques, qui peut être très important et ceci en particulier pour les géométries tridimensionnelles.

B. Méthodes analytiques

Ce type de modèle est basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell dans les régions à faible perméabilité [52]- [56]. Dans la référence [54], l'auteur a présenté une méthode de dimensionnement optimal d'une machine à flux radial, à aimants permanents

montés en surface basée sur un modèle analytique issu de la résolution des équations de Maxwell, dans l'entrefer et les aimants permanents. Depuis, plusieurs modélisations analytiques ont été développées. Certaines concernent les machines rotatives [56] [57] et d'autres les machines linéaires [58]- [60]. Une évolution vers la prise en compte plus fine des structures des machines étudiées est également observable [55] [57] [61]- [65].

Les méthodes analytiques permettent de réduire le temps de calcul par rapport aux méthodes numériques. Elles ne peuvent cependant être appliquées qu'à des géométries relativement simples. L'inconvénient majeur de ce type de modèle est la non-prise en compte de la saturation magnétique. Dans [52] [66], les auteurs proposent des modèles où la saturation magnétique est prise en compte à travers un couplage faible du modèle basé sur la résolution formelle des équations de Maxwell avec un réseau de réluctances qui permet d'adapter l'épaisseur de l'entrefer selon l'état magnétique de la machine. Cependant, cette manière de faire ne permet de tenir compte de la saturation magnétique que de manière globale. Les effets localisés de la saturation magnétique ne sont pas considérés. Pour la prise en compte de la saturation magnétique locale deux approches sont présentées dans la littérature scientifique :

- Couplage des modèles analytiques avec la méthode des éléments finis [67]- [69] ;
- Couplage des modèles analytiques avec la méthode des réseaux de réluctances [70]- [72].

Dans les références [23] [73], les auteurs présentent un modèle pour une classe de structures 2D à double excitation série. Ce modèle est exploité pour analyser les performances à vide d'une machine à double excitation.

C. Méthodes semi-numériques

La méthode des réseaux de réluctances est basée sur le découpage de la structure de la machine électrique en un certain nombre d'éléments constituant, ce que l'on appelle des tubes d'induction ou tubes de flux [74] [75]. Plus le nombre de réluctances est élevé, plus le modèle sera précis au détriment du temps d'exécution. Ce type de modèle convient aussi bien aux structures 2D qu'aux structures 3D et permet la prise en compte de la non-linéarité des matériaux magnétiques par une résolution itérative. L'utilisation des modèles basés sur la méthode des réseaux de réluctances dans le pré-dimensionnement impose une limitation du nombre de réluctances à considérer de manière à ce que le temps de calcul reste raisonnable.

À ce titre, deux approches aboutissant à des modèles ayant des temps d'exécution plus ou moins rapides existent :

- la première, d'exécution plus rapide, consiste à établir le modèle dans le cadre de l'hypothèse du premier harmonique [76] [77] [2] [3] ;
- la seconde ne fait pas l'hypothèse du premier harmonique et nécessite donc la prise en compte de l'état magnétique de la machine en fonction du mouvement [74] [75] [78].

En plus de l'intérêt lié au temps de calculs, l'utilisation de l'une de ces deux approches dépend également des caractéristiques ou performances que l'on souhaite optimiser à travers la démarche de dimensionnement. La première approche qui fait l'hypothèse du premier

harmonique ne permet pas la prise en compte des ondulations présentes dans les formes d'ondes des grandeurs électromagnétiques et mécaniques telles que les courants de phase ou le couple. Cette approche ne peut donc pas être utilisée seule si le cahier des charges impose d'optimiser les ondulations de couple par exemple. Selon que la machine est à pôles lisses ou saillants, un ou deux réseaux de réductances sont nécessaires pour modéliser la machine. La seconde approche est utilisée lorsque les caractéristiques à optimiser ne peuvent être obtenues par le modèle premier harmonique. La mise en place du modèle basé sur cette approche est cependant très complexe. Plusieurs approches existent pour la prise en compte du mouvement par le modèle [74] [75] [78].

La méthode des réseaux de réductances constitue un bon compromis entre les méthodes numériques relativement gourmandes en temps de calcul et les modèles analytiques qui ne sont applicables que pour des géométries simples et qui considèrent que les matériaux ferromagnétiques sont idéaux.

L'inconvénient majeur de ce type de modèles réside dans la faible généralité de la méthode. En effet, le réseau de réductance permettant de modéliser une structure donnée, doit être adapté si les dimensions géométriques varient de manière significative. Même si les dimensions géométriques sont fixées, certaines structures requièrent plusieurs réseaux de réductances pour tenir compte du mouvement. Chaque réseau étant valable sur une certaine plage de variation de la position de la partie mobile par rapport à la partie fixe (stator).

Pour résoudre le problème de généralité de la méthode des réseaux de réductances, plusieurs approches existent :

- Couplage des réseaux de réductances avec la méthode des éléments finis [79] [80] ;
- Couplage des réseaux de réductances avec des modèles analytiques [70]- [72] ;
- Maillage du domaine d'étude (comme pour la méthode des éléments finis) avec des éléments constitués de réductances [81]- [93].

On reviendra plus en détail sur la méthode des réseaux de réductances dans la section suivante et dans le second chapitre de ce rapport.

Pour conclure, il faut noter que les méthodes de modélisation analytiques et semi-numériques ne sont utilisées, à l'heure actuelle, que durant l'étape de pré-dimensionnement afin d'explorer rapidement l'espace des solutions potentiellement optimales. L'utilisation de la méthode des éléments finis reste nécessaire pour l'affinage et la validation des solutions retenues.

2. Modélisation par réseaux de réductances

La méthode des réseaux de réductances (ou de perméances) est une des méthodes les plus anciennes utilisées pour la modélisation et l'analyse des dispositifs électromagnétiques. Son utilisation dans le domaine de l'électrotechnique est par exemple antérieure à celle des éléments finis. Cependant, de nos jours, son manque de généralité a limité son utilisation en comparaison de la modélisation par la méthode des éléments finis.

Du point de vue outils logiciels d'aide à la conception, bien que la plupart des logiciels, ayant une large distribution dans le monde académique et industriel, soit basés sur la méthode des éléments finis, il faut cependant noter l'existence de codes basés sur la méthode des réseaux de réductances. A titre d'exemple, nous pouvons citer les logiciels commerciaux, RMxprt, développé par la société ANSOFT/ANSYS, et SPEED, développé par le SPEED Laboratory de l'Université de Glasgow (Grande Bretagne). On peut également citer des codes à la diffusion moins large tels que Reluctool [94], développé par le Laboratoire G2Elab de Grenoble, et TURBO-TCM, développé par le Laboratoire L2EP de Lille [95].

Nous revenons dans cette partie sur les techniques évoquées précédemment pour l'amélioration de la généralité de la méthode des réseaux de réductances.

A. Couplage des réseaux de réductances avec la méthode des éléments finis

Dans la littérature scientifique où est évoqué ce type de couplage [79] [80], la motivation première des chercheurs est d'aboutir à des systèmes d'équations de dimensions réduites et de minimiser par conséquent les temps de calcul. La méthode des réseaux de réductances est utilisée pour modéliser les régions où les trajets des flux magnétiques ne varient pas de manière significative, alors que la méthode des éléments finis est utilisée pour modéliser les parties où les trajets des flux sont moins faciles à prédire (par exemple l'entrefer pour les machines électriques).

Le couplage entre les deux méthodes de modélisation peut être désigné comme un couplage fort. Le système d'équations mathématiques permet d'obtenir les valeurs des inconnues issues des deux méthodes en une seule résolution.

On comprend bien que ce type de couplage, bien que n'étant pas initialement par prévu pour, permet de rendre la méthode des réseaux de réductance plus généralisable et générique. Cependant, on ne peut pas parler d'une amélioration de la généralité de la méthode des réseaux de réductances à proprement dit, puisque c'est la méthode hybride issue du couplage qui l'est.

B. Couplage des réseaux de réductances avec des modèles analytiques

A notre connaissance, ce type de couplage a essentiellement été utilisé pour modéliser les machines électriques tournantes [70]- [72]. La méthode analytique est essentiellement utilisée pour modéliser l'entrefer où les trajets des flux magnétiques sont difficilement prédictibles. Le couplage peut également être désigné comme étant un couplage fort, pour cette technique.

Cette technique a été utilisée pour modéliser une machine à réductance variable dans la référence [70], et deux types de machines asynchrones : une machine asynchrones à cage [71], et deux machines asynchrones à rotors massifs [72].

Là aussi, on ne peut pas parler d'une amélioration de la généralité de la méthode des réseaux de réductances à proprement dit, puisque c'est la méthode hybride issue du couplage qui l'est.

C. Maillage du domaine d'étude par des éléments de réductances

Cette approche a été introduite au cours des années 1990. La motivation des chercheurs l'ayant proposée était de concurrencer la méthode des éléments finis en terme de rapport précision / temps de calcul [81]- [93].

Cette technique consiste à mailler l'espace d'étude comme pour la méthode des éléments finis et d'utiliser des « éléments réductants » en place et lieu des éléments finis. Elle a été proposée dans le cas bi et tridimensionnel.

Par rapport aux deux méthodes précédentes, cette technique permet de rendre la méthode des réseaux de réductances intrinsèquement générique. Comme pour la méthode des éléments finis, la finesse du maillage doit être adaptée pour les différentes régions du domaine d'étude.

C'est cette approche que nous avons choisi d'utilisée pour la modélisation des machines à double excitation étudiées. Nous reviendrons plus en détail sur cette approche dans le second chapitre de ce rapport.

III. Positionnement du travail de thèse

Ce travail de thèse s'inscrit dans la continuité des travaux de recherches menés au sein du LESIR / SATIE sur les machines à double excitation. Ces activités de recherches ont été essentiellement menées à travers les travaux de thèses de messieurs, Yacine Amara (2001), Lionel Vido (2004), Azeddine Takorabet (2008), et Sami Hlioui (2008).

Les travaux de thèse de Yacine Amara [1] ont porté sur la validation du principe de la double excitation et la démonstration de son intérêt pour les applications automobiles.

Les travaux de thèse de Lionel Vido [2] ont eux porté sur le développement d'un outil de dimensionnement optimal basé sur des modèles analytiques (réseaux de réductances) de type premier harmonique et une inversion directe de ce modèle. Lionel Vido a pu valider cette approche sur une machine à aimants permanents simple excitation.

Les travaux de thèse de Azeddine Takorabet [3] se sont déroulés dans le cadre d'une convention CIFRE (Conventions Industrielles de Formation par la Recherche) entre Valeo et le SATIE. Ces travaux ont porté sur le dimensionnement d'une structure à double excitation par l'intermédiaire d'une étude paramétrique en utilisant une modélisation par la méthode des éléments finis.

Les travaux de thèse de Sami Hlioui [4] ont porté sur le développement d'un outil de dimensionnement optimal basé sur des modèles analytiques (réseaux de réductances) de type premier harmonique et une inversion par l'intermédiaire d'algorithmes d'optimisation. Sami Hlioui a validé cette approche sur une machine à double excitation tridimensionnelle.

Les modèles utilisés durant ces travaux de recherche sont soit des modèles éléments finis ou analytiques de type premier harmonique. Il faut alors rappeler l'inconvénient lié au temps de calcul, lors de l'utilisation de la méthode des éléments finis, qui peut être très important (semaines) et ceci en particulier pour les géométries tridimensionnelles. Par ailleurs, la

validité des modèles de type premier harmonique est limitée, dans le sens où ils négligent l'effet des autres harmoniques, ce qui peut induire des erreurs non négligeables dans l'évaluation de plusieurs grandeurs caractéristiques. De plus, ce type de modèles ne peut pas tenir compte des ondulations présentes dans les différentes grandeurs caractéristiques des machines électriques (couples, courants, tensions, ...etc).

C'est donc pour combler les besoins en modèles plus précis tout en étant rapide d'exécution que vient s'inscrire ce travail de thèse.

Chapitre 2

Modèles 2D de la machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux. : Comparaison et validation

Introduction

Le dimensionnement rapide et l'analyse du fonctionnement des machines électriques obligent le concepteur à utiliser des méthodes de modélisation qui permettent à la fois une bonne précision et un temps de calcul faible. On peut grouper les différentes méthodes en trois catégories : les modèles analytiques basés sur la résolution formelle des équations de Maxwell, les méthodes numériques, à savoir : les éléments finis, les différences finies... et les modèles semi-numériques comme les schémas réductants où un calcul analytique pour déterminer les réductances est effectué puis le système matriciel est résolu numériquement.

La modélisation par schéma réductant présente l'avantage de prendre en compte la saturation magnétique et de réduire le temps de calcul par rapport aux éléments finis. Néanmoins, cette modélisation fixe des passages de flux et donc réduit l'intervalle de validité du modèle. Ce chapitre présente deux moyens pour résoudre ce problème, le premier est la modélisation de l'espace d'étude par maillage avec réseau de perméances élémentaires permettant une souplesse du passage de flux, le deuxième consiste en un couplage fort entre un modèle éléments finis et un réseau de perméances.

Ce chapitre est composé de deux parties, la première partie du chapitre portera sur la modélisation par réseau de perméances (RdP). Les principes d'équivalence entre circuit électrique et circuit magnétique seront rappelés. Ensuite, nous allons nous intéresser à la représentation des tubes de flux par des réseaux de perméances élémentaires. Par la suite, nous discutons des méthodes de représentation des bobinages et de calcul de la perméance d'entrefer. On finira cette partie par le calcul du couple moyen et instantané.

Le calcul du couple par le Tenseur de Maxwell (TdM) et par la variation de l'énergie sera détaillé et comparé dans le cas d'une machine à concentration de flux. Deux modèles d'entrefers seront développés, ces modèles sont associés aux deux méthodes, puis une étude de sensibilité des modèles sera présentée. Dans toutes ces parties, nous essayons d'obtenir des modèles simples à généraliser pour différentes structures. En d'autres termes, nous cherchons à réduire l'intervention des concepteurs au niveau du développement du modèle réductant (démarche vers l'automatisation des réseaux de perméances).

La deuxième partie portera sur le couplage entre RdP et EF, où le modèle réductant est remplacé par des tubes de flux élémentaires à maillage réduit, et l'ensemble du système est résolu avec un logiciel EF. Le choix des matériaux des tubes de flux sera discuté, et nous effectuerons une validation par des exemples simples puis par une modélisation d'une machine à concentration de flux.

I. Présentation des modèles basés sur les réseaux de perméances 2D

La dualité entre circuits magnétique et électrique est développée pour permettre un calcul simple des grandeurs magnétiques. Cette dualité est basée sur l'équivalence entre les équations électriques et magnétiques [101] [102] [103] [104] [105].

Dans le cas du domaine stationnaire [106] nous pouvons remarquer l'équivalence entre les équations qui gouvernent la densité de courant et l'induction magnétique.

$$\begin{aligned} \operatorname{div}(\vec{j}) &= 0 \\ \operatorname{div}(\vec{b}) &= 0 \end{aligned} \quad \text{Eq. 1}$$

Pour un volume donné, l'intégrale sur une surface fermée de ces équations est égale à zéro. L'intégrale sur une surface ouverte S donne, d'un côté, le courant électrique, et de l'autre côté, son équivalent magnétique qui est le flux:

$$\begin{aligned} I &= \iint \vec{j} \cdot \vec{ds} \\ \varphi &= \iint \vec{b} \cdot \vec{ds} \end{aligned} \quad \text{Eq. 2}$$

Notons que la somme des flux sortant d'un volume est égale à zéro, ce qui est équivalent à la loi des nœuds dans les circuits électriques.

La deuxième équivalence est obtenue entre le potentiel électrique et le potentiel magnétique (la force magnétomotrice FMM) définie par :

$$\oint \vec{h} \cdot \vec{dl} = \iint \operatorname{rot}(\vec{h}) \cdot \vec{ds} = \iint \vec{j} \cdot \vec{ds} = FMM \quad \text{Eq. 3}$$

Nous déduisons la différence de potentiel entre deux points du circuit magnétique par:

$$U_{12} = \int_1^2 \vec{h} \cdot \vec{dl} \quad \text{Eq. 4}$$

Dans le cas d'un volume formé par une succession de surfaces équipotentielles, la conservation de flux entre la première et dernière surface est vérifiée. Nous pouvons écrire la relation entre le potentiel magnétique et le flux comme une intégrale sur la longueur du circuit de l'inverse de la surface multipliée par la perméabilité:

$$U_{12} = \int_1^2 \frac{(BS)}{S\mu} \cdot dl = \int_1^2 \frac{\varphi}{S\mu} \cdot dl = \varphi \int_1^2 \frac{dl}{S\mu} \quad \text{Eq. 5}$$

Le rapport entre la différence de potentiel et le flux est appelé réluctance. La modélisation par schéma réluctant est basée sur la décomposition de la structure en parties d'espace où chaque partie est constituée d'un contour fermé sur lequel s'appuient des lignes d'induction [106] (Figure 12). Ces parties d'espace sont appelées « tubes de flux ». Un tube de flux est caractérisé par une succession de surfaces équipotentielles (toutes les lignes de flux sont perpendiculaires aux surfaces du tube de flux) Figure 12. Le rapport entre la différence de potentiel des deux surfaces extrêmes (la FMM du tube de flux) et le flux qui traverse le tube représente la réluctance du tube de flux. L'ensemble des réluctances donne le Réseau de Perméances (RdP).

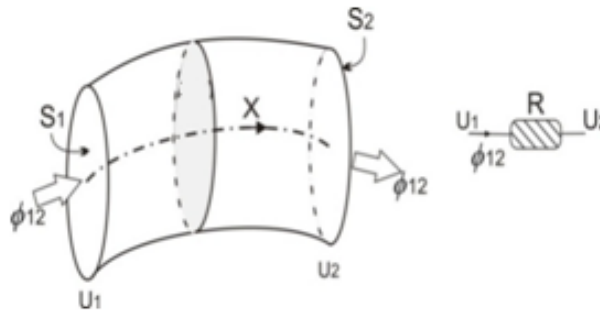


Figure 12 Tube de flux.

1. Constitution du réseau par maillage avec réluctances élémentaires (modèle bidirectionnel)

Le développement d'un réseau de perméances revient à une décomposition de la structure en un ensemble de tubes de flux. La modélisation par une réluctance au niveau du tube de flux introduit une fixation des trajectoires de flux, ce qui introduit une réduction de la flexibilité du modèle.

Cet inconvénient apparaît dans le cas de la modélisation des machines électriques et surtout dans les parties où les lignes de flux varient selon l'état magnétique de la machine, et par conséquent les tubes de flux changent. Ce qui est le cas pour la partie inférieure de la dent où les lignes de flux changent en fonction de la position du rotor et du niveau de saturation.

Pour résoudre ce problème, un maillage du tube de flux est utilisé, cette méthode consiste à décomposer l'élément quatre branches (Figure 13), nous introduisons ainsi une flexibilité du passage de flux, delà le flux dans un bloc peut traverser dans différentes directions et non pas dans une seule direction (le cas unidirectionnel) [88] [107] [108]. Les branches de chaque

bloc sont reliées entre elles par le nœud central et aux branches des blocs voisins par les six nœuds latéraux. Chaque branche est constituée par une réluctance avec éventuellement des sources de FMM et de flux. L'expression du flux dans une branche est donnée par la relation :

$$\varphi_b - \varphi_{sb} = (U_e - U_b - F_{eb})/R_b \quad \text{Eq. 6}$$

Où $b=1, 2, \dots, 4$ représente les numéros des nœuds latéraux pour chaque bloc, « e » est le nœud central du bloc, R_b la réluctance de la branche (e-b), φ_{eb} source de flux et F_{eb} source de FMM.

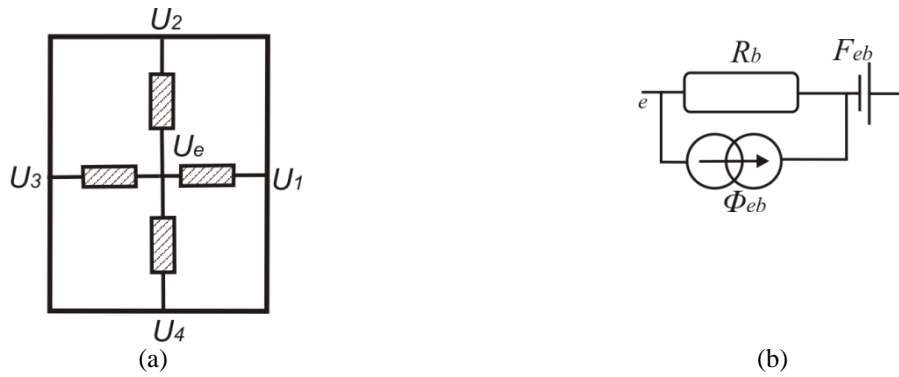


Figure 13 Modèle reluctif bidirectionnel, a) représentation des quatre branches, b) Les éléments qui constituent une branche.

Les réluctances d'un bloc ont la même valeur de perméabilité, qui est calculée en effectuant un bilan d'énergie par bloc, l'énergie totale est égale à la somme des énergies des branches.

$$W_e = \sum_{b=1}^4 W_b \quad \text{Eq. 7}$$

Avec W_b énergie d'une branche et W_e énergie du bloc. L'énergie d'une branche s'écrit :

$$W_b = \frac{1}{2} \mu_e V_b H_b^2 \quad \text{Eq. 8}$$

H_b et V_b sont respectivement l'intensité du champ magnétique et le volume de la branche. L'intensité du champ magnétique du bloc s'écrit :

$$H_e = \sqrt{\sum_{b=1}^4 \frac{V_b}{V_e} \left(\frac{U_e - U_b - F_{eb}}{L_b} \right)^2}$$

Eq. 9

Tels que L_b soit la longueur de la branche et V_e le volume du bloc.

Dans le cas d'un matériau non linéaire, les perméabilités des blocs sont déterminées d'une manière itérative. Pour chaque itération on calcule le champ dans les différents blocs par l'Eq. 9. Les nouvelles valeurs des perméabilités des blocs sont déduites de la courbe de magnétisation $B(H)$. Le processus de calcul des perméabilités sont répétés jusqu'à obtention d'une variation relative inférieure à 1 %.

2. Modélisation de l'entrefer

La modélisation de l'entrefer présente une importance cruciale, puisque c'est le lieu de conversion de l'énergie. Différents modèles d'entrefer sont présentés dans la littérature, des méthodes basées sur le calcul EF préliminaire de la réluctance entre les dents statoriques et rotoriques [109], méthode des contours [110], utilisation de fonction analytique [111] [112], ou encore utilisation des maillages de l'entrefer [90].

Les principaux critères du choix d'un modèle sont : la précision et la rapidité, cela dit, le choix du modèle d'entrefer peut aussi être conditionné par le choix de la méthode de calcul du couple. Comme dans le cas du calcul du couple par le tenseur de Maxwell, l'entrefer doit être modélisé par des réluctances bidirectionnelles, pour pouvoir déterminer les composantes de l'induction dans les deux axes. Dans la partie suivante nous présentons deux méthodes de modélisation d'entrefer : unidirectionnelle et bidirectionnelle, ce choix est fait dans le but de pouvoir comparer, dans la suite, deux méthodes de calcul du couple (Tenseur de Maxwell TdM et Flux-FMM). Le modèle bidirectionnel est adapté à la modélisation par TdM et le modèle unidirectionnel est appliqué au modèle Flux-FMM.

A. Modèle unidirectionnel (une réluctance par élément)

La liaison entre le RdP statorique et rotorique est déterminée en fonction de la position rotorique, le stator et le rotor sont constitués de blocs, les parties inférieures du stator et supérieures du rotor sont constituées de segments qui représentent la limite supérieure et inférieure de la perméance d'entrefer (Figure 14).

La perméance entre deux segments, un rotorique et le deuxième statorique, est obtenue soit par une fonction cosinus aplatie, soit par une forme approché avec des segments de droites. Dans notre cas, cette perméance est modélisée par des droites. La perméance d'entrefer entre deux segments est présentée dans la Figure 14.b son expression est donnée par l'équation suivante :

$$p_{sr} = \mu_0 \frac{\Delta\theta R_{entrefer} L_{active}}{e}$$

Eq. 10

Avec

$$\Delta\theta = K_1(\theta_{s2} - \theta_{r1}) + K_2(\theta_{r2} - \theta_{s1}) - K_1 K_2(\theta_{s2} - \theta_{s1}) \quad \text{Eq. 11}$$

$$K_1 = \begin{cases} 1 & \theta_{s1} \leq \theta_{r1} \leq \theta_{s2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

$$K_2 = \begin{cases} 1 & \theta_{s1} \leq \theta_{r2} \leq \theta_{s2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

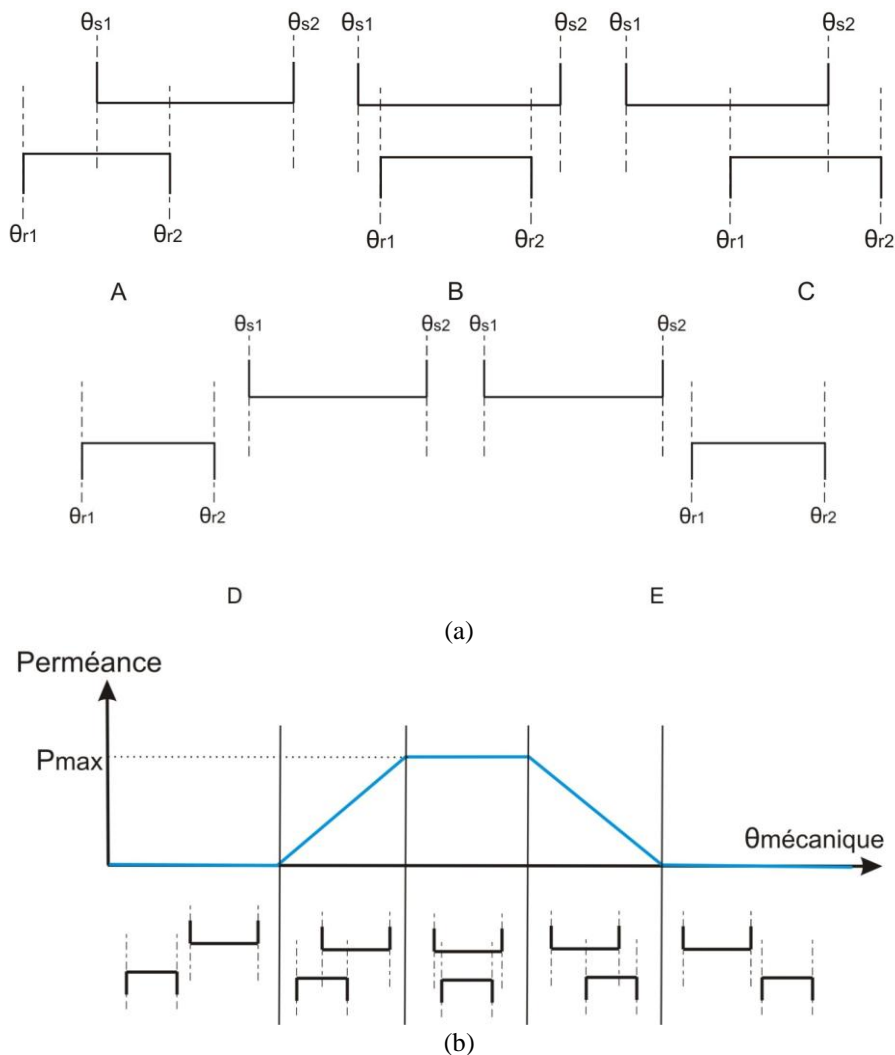


Figure 14 Position relative entre deux segments (a) les différentes positions. A) $K_1=0, K_2=1$ B) $K_1=1, K_2=1$ C) $K_1=1, K_2=0$ D) $K_1=0, K_2=0$ E) $K_1=0, K_2=0$. (b) L'évolution de la perméabilité en fonction de la position.

B. Modèle bidirectionnel (maillage)

Le deuxième modèle est obtenu par des blocs bidirectionnels, le but de cette modélisation est d'augmenter la précision du modèle et de pouvoir accéder aux trois composantes de

l'induction dans l'entrefer. Les blocs d'entrefer sont constitués de la même manière que dans le cas précédent, seul le nombre de ré reluctances change.

Nous pouvons voir que pour le deuxième modèle, l'ordre du système est plus important (plus de ré reluctances au niveau de l'entrefer), de plus, les ré reluctances dépendent de la position rotorique. La Figure 15 donne les deux représentations des blocs au niveau du rotor.

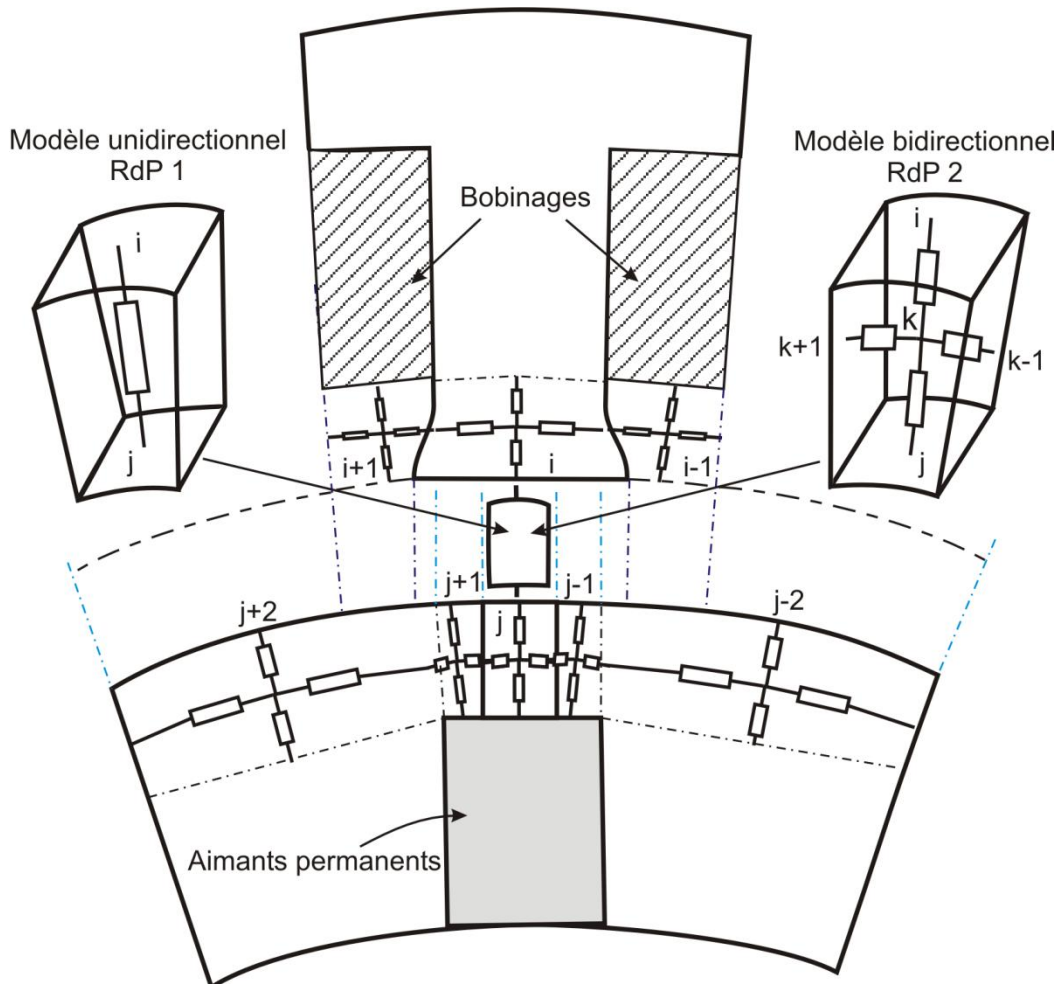


Figure 15 Ré reluctances au niveau de la machine avec modèle d'entrefer bidirectionnel et unidirectionnel.

3. Représentation des sources et automatisation des méthodes utilisées

Les aimants permanents sont modélisés par des sources de flux en parallèle avec une ré reluctances constante. La valeur de la source de flux est égale à l'induction rémanente multipliée par la surface de l'aimant. Ce modèle est simple à implémenter dans un réseau de perméances pour n'importe quel positionnement des aimants au niveau de la machine.

La deuxième source présente dans les machines électriques est le courant au niveau des bobinages (les courants de Foucault ne sont pas pris en compte dans les simulations, les pertes fer sont calculées en post-traitement). Les bobinages sont modélisés par des sources de FMM selon la direction normale au plan de bobinage, la valeur maximale de la FMM est égale au

produit du courant et du nombre de spires (ou du produit densité de courant et surface du cuivre).

Nous prenons l'exemple d'un bobinage dans le plan (oxz) (Figure 16). Les bobinages sont modélisés par des sources de force magnéto motrice selon la direction radiale (axe y). Pour les blocs situés entre les deux encoches de bobinage la FMM est égale à sa valeur maximale [113]. L'expression de la FMM est donnée par :

$$Fmmy_n = \begin{cases} 0 & \text{si } n \leq a_1 \text{ ou } n > b_2 \\ \frac{1}{2} S_n \cdot k_{bn} \cdot J_n + \sum_{k=a_1}^{n-1} S_k \cdot k_{bk} \cdot J_k & \text{si } a_1 < n \leq a_2 \\ \sum_{k=a_1}^{a_2} S_k \cdot k_{bk} \cdot J_k = Fmmy_{max} & \text{si } a_2 < n \leq b_1 \\ Fmmy_{max} - \frac{1}{2} S_n \cdot k_{bn} \cdot J_n - \sum_{k=b_1}^{n-1} S_k \cdot k_{bk} \cdot J_k & \text{si } b_1 < n \leq b_2 \end{cases} \quad \text{Eq. 12}$$

Avec S_k , k_{bk} et J_k représentent la surface, le coefficient de remplissage et la densité de courant du bloc « k », $Fmmy_n$ la FMM du bloc numéro « n » et $Fmmy_{max}$ est la FMM maximale. Cette FMM est imposée dans les branches selon l'axe « y ». (a_1 , a_2) et (b_1 et b_2) sont les numéros des limites des encoches du bobinage. La Figure 16 donne la FMM normalisé pour un bobinage. La FMM globale au niveau d'un bloc est égale à la somme algébrique des FMM créées par les différents bobinages.

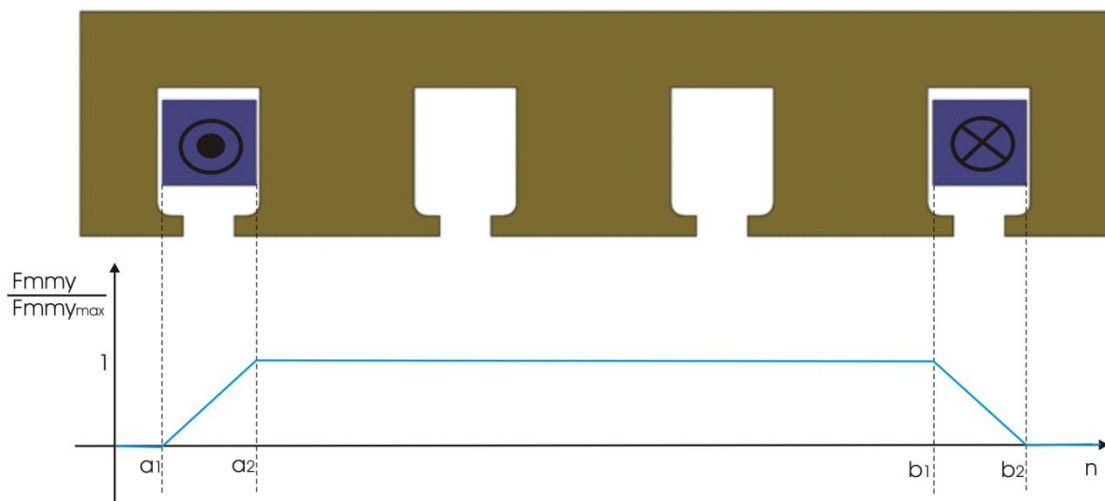


Figure 16 Présentation de la distribution des bobinages et des FMM normalisées.

4. Résolution du schéma réductant

Deux méthodes sont utilisées dans la résolution des réseaux de perméance [114]. L'utilisation de la loi des nœuds permet une adaptation facile à la modification des liaisons entre les parties du réseau. De plus elle peut être automatisée, en introduisant les réductances et les sources de flux entre différents nœuds on obtient le système de matrice à résoudre.

On utilise la loi des nœuds, la somme des flux entrant à un nœud est égale au flux sortants. La Figure 17 présente le nœud « i », les branches « ij » (où « j » est un entier variant de 1 à n le nombre de nœud du réseau de perméances) peuvent être composées d'une réductance en parallèle avec une source de courant. L'équation du nœud « i » s'écrit :

$$\varphi_{i1} + \varphi_{i2} + \dots + \varphi_{ij} + \dots + \varphi_{in} = 0 \quad \text{Eq. 13}$$

Avec φ_{ij} est le flux sortant du nœud j et entrant au nœud i.

Le flux dans chaque branche est décomposé en deux parties Eq. 14, le flux de la source $\varphi_{s_{ij}}$ et le flux dans la réductance :

$$\varphi_{ij} = (U_j - U_i) p_{ij} + \varphi_{s_{ij}} \quad \text{Eq. 14}$$

Où U_i le potentiel du nœud i, p_{ij} la perméance entre le nœud i et j.

L'expression précédente est remplacée dans l'équation du nœud « i » :

$$\left(\sum_{k=1}^n p_{ik} \right) U_i - \left(\sum_{k=1}^n p_{ik} U_k \right) = \sum_{k=1}^n \varphi_{s_{ik}} \quad \text{Eq. 15}$$

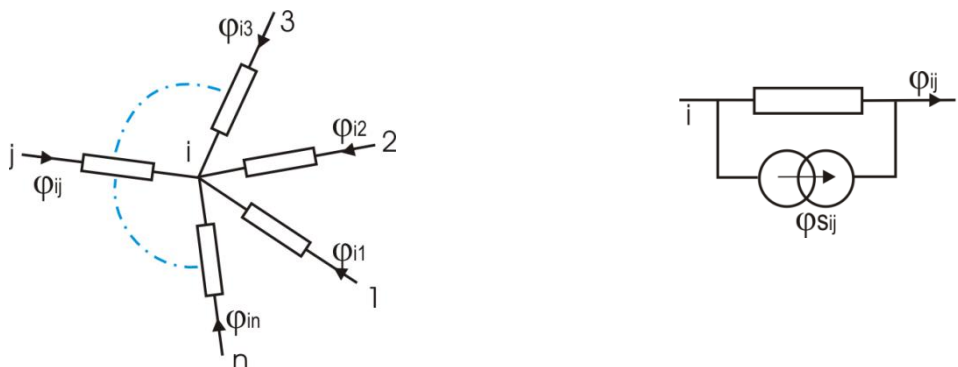


Figure 17 Réseau de perméance, Branche avec source de flux

Pour le système complet on écrit la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} \sum_{k=2}^n p_{1k} & -p_{12} & \cdots & -p_{1n} \\ -p_{21} & -p_{21} + \sum_{k=3}^n p_{2k} & \cdots & -p_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -p_{n1} & -p_{n2} & \cdots & \sum_{k=1}^{n-1} p_{nk} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{k=2}^n \varphi_{S_{1k}} \\ \varphi_{S_{21}} + \sum_{k=3}^n \varphi_{S_{2k}} \\ \vdots \\ \sum_{k=1}^{n-1} \varphi_{S_{1k}} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 16}$$

Pour résoudre un réseau de perméances par la méthode des nœuds on doit imposer un potentiel de référence dans un nœud du système. On impose $U_n = 0$ la solution du système est :

$$[U]_{n-1} = [P]_{n-1}^{-1} [\varphi S]_{n-1} \quad \text{Eq. 17}$$

Avec $[P]$: La matrice carrée des perméances de dimension « n » définie par :

$$P(i, j) = \begin{cases} \sum_{k=1}^n p_{ik} & \text{si } i = j \\ -p_{ij} & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad \text{Eq. 18}$$

$[\varphi S]$ Vecteur des sources de courant de dimension « n » :

$$\varphi S(i) = \sum_{k=1}^{i-1} \varphi_{S_{ik}} + \sum_{k=i+1}^n \varphi_{S_{ik}} \quad \text{Eq. 19}$$

Cette méthode de résolution peut être généralisée pour tout système de dimension « n », il suffit d'introduire la perméance et la source de flux de chaque branche, nous appliquons ensuite les relations Eq. 15 à Eq. 19 pour trouver la solution du système.

Dans le cas de la résolution d'un système non linéaire, la matrice des perméances est calculée itérativement. Pour chaque valeur de FMM trouvée on calcule le champ dans la machine, la nouvelle valeur de la perméabilité relative est déterminée par la courbe d'aimantation B(H).

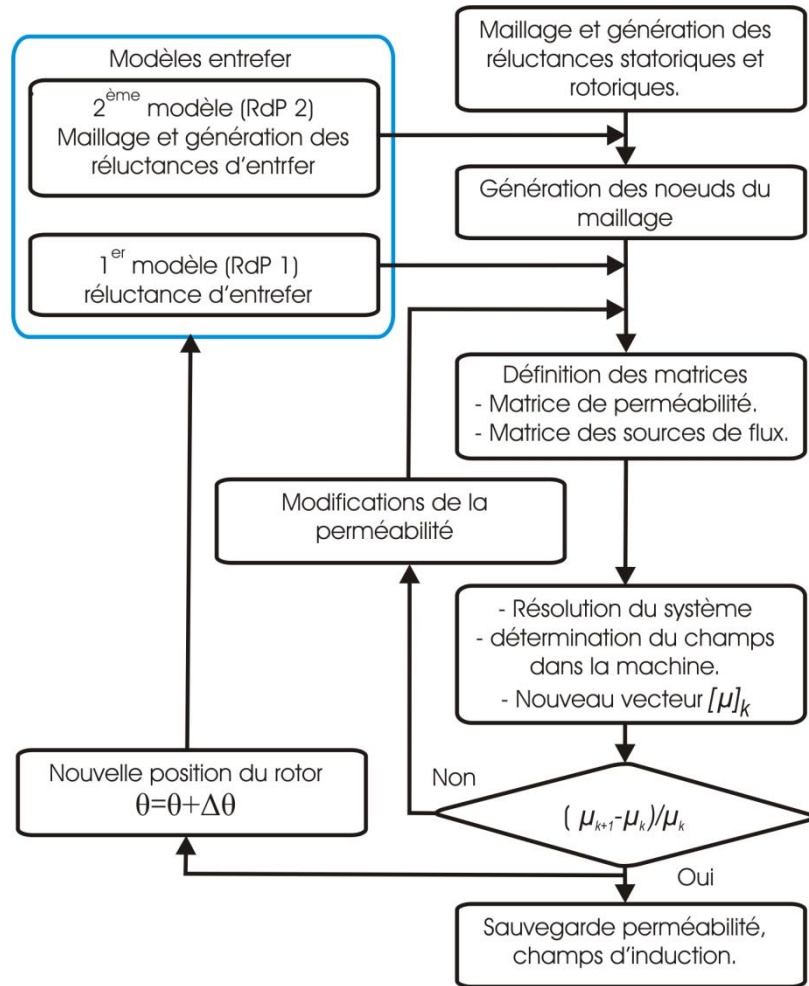


Figure 18 Organigramme de résolution

5. Calcul du couple par schéma réductant

Plusieurs chercheurs se sont intéressés aux méthodes de calcul du couple, que ce soit par une classification des méthodes, ainsi que par l'élaboration et l'amélioration des méthodes [115]. Les deux méthodes généralement utilisées en EF sont la variation d'énergie et le Tenseur de Maxwell. Nous pouvons trouver dans la littérature plusieurs variantes de ces deux méthodes [116] [117].

Concernant les méthodes de variation d'énergie, on peut citer celles qui sont implémentées en EF basées soit sur des grandeurs locales comme la méthode des travaux virtuels [117], soit avec des grandeurs globales comme la méthode des flux-FMM [118] [119] et [120]. Dans le cas des Réseaux de perméance, la méthode de variation d'énergie est appliquée aux niveaux des perméances d'entrefer avec l'introduction de la dérivation de la perméabilité en fonction de la position [75] [95] [113].

Le Tenseur de Maxwell présente une autre approche utilisée dans le calcul du couple dans les machines électriques. Plusieurs formulations de cette méthode ont été implémentées en EF [116] [121]. Cette méthode ne peut être appliquée dans le cas d'un réseau de perméances avec des réductances unidirectionnelles, où on ne peut accéder qu'à une des composantes de l'induction. L'introduction de la modélisation par blocs a permis l'utilisation de cette méthode

[90] [122] [123] [124] et [125]. Dans ce cas l'entrefer est modélisé par des blocs qui permettent la détermination des composantes de l'induction selon les différentes directions.

Dans cette partie nous comparons deux méthodes de calcul du couple : la première est le Tenseur de Maxwell, la deuxième est la méthode du flux-FMM. Le choix entre ces deux méthodes dépend des types de paramètres en question. Le Tenseur de Maxwell utilise des paramètres locaux (les inductions dans l'entrefer) ce qui nous oblige à choisir une modélisation d'entrefer par des blocs, alors que la deuxième utilise des paramètres globaux. Cela nous permet de modéliser l'entrefer par des réluctances unidirectionnelles et donc de réduire le nombre de réluctance au niveau de l'entrefer.

A. Méthode du tenseur de Maxwell

Cette méthode est basée sur l'application de l'équation de la force de Laplace, où le courant est remplacé par le rotationnel du champ magnétique.

$$\vec{F} = \vec{j} \wedge \vec{B} \quad \text{Eq. 20}$$

$$\vec{F} = \overrightarrow{rot}(\vec{H}) \wedge \vec{B} \quad \text{Eq. 21}$$

Le développement du rotationnel \vec{H} permet d'écrire la force dans l'axe x comme :

$$F_x = \mu \left(H_z \frac{\partial H_x}{\partial z} - H_x \frac{\partial H_z}{\partial x} - H_y \frac{\partial H_y}{\partial x} + H_y \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \quad \text{Eq. 22}$$

En ajoutant à la force F_x la valeur nulle suivante :

$$H_x \text{div}(\vec{B}) = H_x \frac{\partial H_x}{\partial x} + H_x \frac{\partial H_y}{\partial y} + H_x \frac{\partial H_z}{\partial z} \quad \text{Eq. 23}$$

Nous obtenons la nouvelle expression de la force F_x qui fait apparaître les éléments du tenseur de Maxwell:

$$F_x = \mu \frac{\partial}{\partial x} \left(H_x^2 - \frac{1}{2} H_y^2 - \frac{1}{2} H_z^2 \right) + \mu \frac{\partial}{\partial y} (H_x H_y) + \mu \frac{\partial}{\partial z} (H_x H_z) \quad \text{Eq. 24}$$

Nous pouvons ainsi déduire les éléments de la première ligne du Tenseur de Maxwell :

$$T_{ij} = \mu \left(H_i H_j - \frac{\delta_{ij}}{2} H^2 \right) \quad \text{Eq. 25}$$

Avec i, j les coordonnées d'espace $\{x, y, z\}$ avec $\delta_{ij}=1$ si $i=j$, $\delta_{ij}=0$ si $i \neq j$.

Ce qui donne la matrice du tenseur de Maxwell :

$$T = \mu \begin{bmatrix} H_x H_x - \frac{H^2}{2} & H_x H_y & H_x H_z \\ H_y H_x & H_y H_y - \frac{H^2}{2} & H_y H_z \\ H_z H_x & H_z H_y & H_z H_z - \frac{H^2}{2} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 26}$$

La force qui s'applique sur un volume dans les trois directions de l'espace est estimée par le calcul de la divergence du tenseur :

$$\vec{F} = \overrightarrow{div}(T) \quad \text{Eq. 27}$$

La force totale qui s'exerce sur un volume s'écrit comme l'intégrale sur le volume de la divergence du tenseur de maxwell, L'utilisation de la formule d'Ostrogradsky permet de ramener l'intégrale volumique à une intégrale surfacique :

$$\vec{F} = \oiint (T \vec{n}) dS \quad \text{Eq. 28}$$

\vec{n} est le vecteur normal à la surface. dS élément de surface d'intégration.

Dans le cas des machines électriques cylindriques, le couple est déterminé par la composante tangentielle de la force :

$$F_t = \oiint B_n H_t dS \quad \text{Eq. 29}$$

Où S est la surface fermée qui entour le rotor. On déduit l'expression du couple :

$$C = R \oint B_n \cdot H_t \cdot dS \quad \text{Eq. 30}$$

Avec : R la distance entre l'axe de rotation et la surface d'intégration. B_n , H_t respectivement la composante normale de l'induction et la composante tangentielle du champ magnétique.

B. Méthode du Flux-FMM

Cette méthode est basée sur le bilan énergétique du système étudié, elle utilise des paramètres globaux, où le couple est déduit à partir des flux et des FMM de différentes sources (bobines

Les aimants permanents sont pris en compte dans l'étude énergétique du système, ils participent à la variation de l'énergie du système en fonction de la position rotorique. Dans le cas du couple de détente seuls les aimants permanents interviennent dans la conversion d'énergie, la modification de la réluctance du stator vue par le rotor modifie la courbe de charge des aimants ce qui induit un changement d'énergie, et donc une création du couple.

L'énergie des aimants présentent une composante nulle sur une période mécanique. Pour cela cette composante peut être négligée lors du calcul du couple moyen de la machine, et seul l'énergie vue par les bobines est prise en compte.

Le couple moyen est estimé par la variation de l'énergie totale sur une période mécanique. L'expression de couple moyen est donné par:

$$C_{moyen} = mp \frac{\Delta W}{2\pi} \quad \text{Eq. 32}$$

Avec ΔW représente l'énergie convertie par phase durant une période électrique, m : le nombre de phase et p est le nombre de paires de pole.

Comme le couple moyenne n'est fonction que de la courbe extérieure du flux-FMM, seule une simulation par position est nécessaire ce qui réduit le nombre de simulation par rapport au cas du couple instantanée.

C. Application des deux méthodes à la machine synchrone à concentration de flux

Les deux méthodes de calcul du couple présentées précédemment ont fait l'objet d'implémentation au niveau de différents outils de simulation numérique [126] [127]. Dans cette partie nous présentons l'implémentation des deux méthodes dans le cas d'un réseau de perméance avec une étude de sensibilité du couple en fonction du nombre de blocs.

Les deux méthodes de calcul du couple sont combinées avec les deux modèles d'entrefer présentés auparavant (unidirectionnel et bidirectionnel). Comme la méthode du tenseur de Maxwell est une méthode locale utilisant les composantes normales et tangentielles du champ dans l'entrefer, seul le modèle bidirectionnel est utilisé. La deuxième méthode sera associée aux deux modèles d'entrefer. On note « RdP 1 » le modèle avec des réluctances unidirectionnelles et « RdP 2 » le modèle réluctances bidirectionnelles.

L'étude de cette partie porte sur une machine à bobinage concentrique et à concentration de flux, Le stator et le rotor sont modélisés par des blocs (Figure 20) les paramètres de cette machine sont donnés dans le Tableau 5. Le model EF est pris comme référence pour le calcul du couple instantané. Nous présentons l'étude de sensibilité du modèle en fonction du nombre de réluctances. La répartition des blocs se fait d'une manière homogène sur toute la machine. Chaque bloc est divisé en « n » sous blocs, et chaque sous bloc est modélisé par quatre réluctances. L'écart type entre modèle EF et RdP est déterminé par la relation suivante :

$$E_T = \frac{1}{N_\theta} \sqrt{\sum_{m=1}^{N_\theta} (X(m) - X_{moy})^2} \quad \text{Eq. 33}$$

Avec E_T , N_θ , m , X et X_{moy} représente respectivement, écart type, nombre de points du variable (dans notre cas le couple) sur une période, variable et valeur moyen su variable.

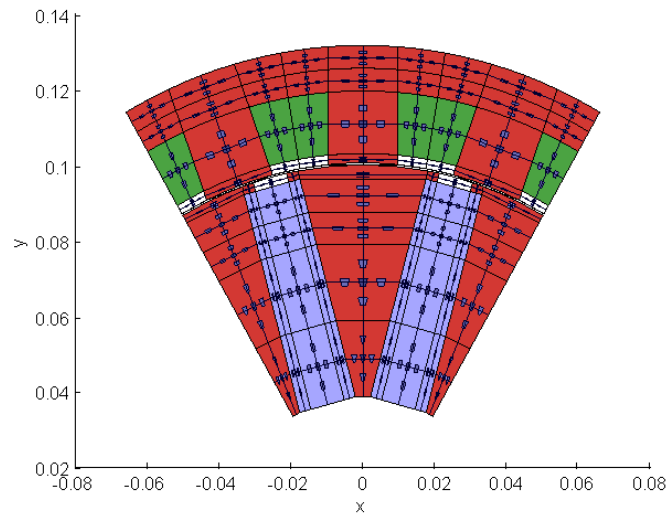


Figure 20 Machine à concentration de flux.

Longueur Active	L_{active}	70	mm
Epaisseur aimant	E_{aim}	16	mm
Hauteur aimant	H_{aim}	59.5	mm
Rayon d'arbre	R_a	38	mm
Entrefer	e	0.5	mm
Rayon du rotor	R_r	100	mm
Rayon extérieur	R_r	125.5	mm
Largeur des dents	L_d	19.5	mm
Hauteur des dents	H_d	19	mm
Nombre de spire	n_s	7	

Tableau 1 Dimensions de la machine à concentration de flux.

a. Couple de détente

Les Figure 21 (a) et (b) montrent la forme du couple instantané en fonction du nombre de bloc (n_b), on remarque que le couple déterminé par le TdM est plus proche du couple EF que ça soit pour $n_b=2$ ou $n_b=10$. La forme du couple s'améliore en fonction du nombre de blocs. Ainsi l'écart type entre le modèle RdP et EF est réduit en augmentant le nombre de blocs, ce qu'on peut le constater sur la Figure 22. La méthode Flux-FMM est moins sensible, du point de vue écart type, à l'augmentation de nombre de blocs, à partir de $n_b=2$ l'écart type reste inchangé. Cela dit on peut remarquer que la forme du couple en fonction de la position est plus proche du modèle EF pour $n_b=10$. L'association de la méthode flux-FMM avec les deux modèles d'entrefer présente le même écart type. TdM est plus sensible à la variation de nombre de blocs comparé à la méthode flux-FMM. L'écart type ce réduit en augmentant le nombre de blocs.

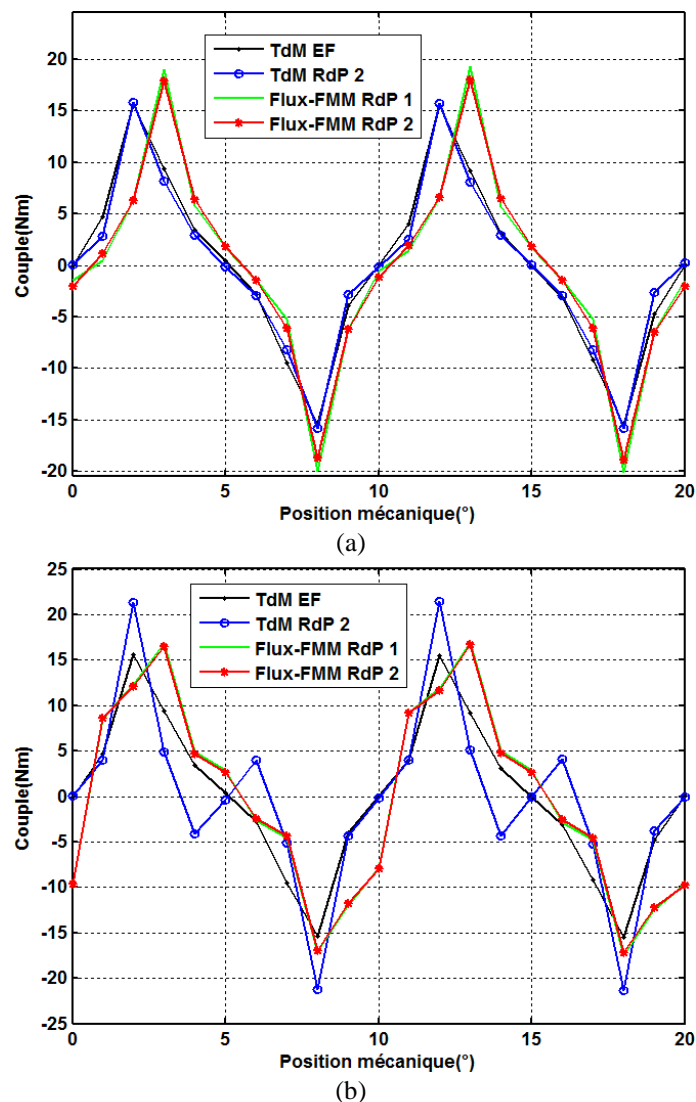


Figure 21 Couple de détente : comparaison entre le Flux-FMM et tenseur de Maxwell.(a) Couple de détente pour $n_b=10$, (b) Couple de détente pour $n_b=2$.

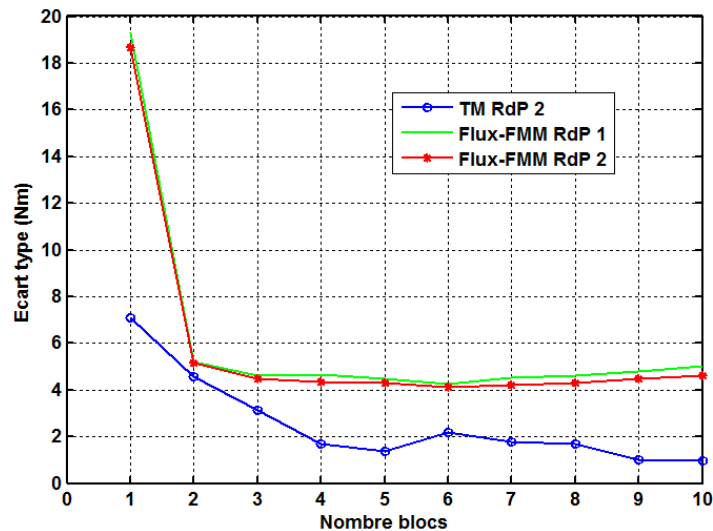


Figure 22 Couple de détente : Ecart types entre le couple par RdP et EF en fonction du nombre de blocs

b. Couple en charge

Le couple en charge est déterminé pour un courant de 100A. Pour la méthode du Tenseur de Maxwell, on effectue une seule simulation par position (avec un courant de 100A), contrairement à la deuxième méthode où on effectue plusieurs simulations par position pour pouvoir déterminer la courbe flux-FMM. Dans notre cas on a choisi quatre valeurs de courant [0 ; 50 ; 75 ; 100A] la discrétisation n'est pas linéaire dans le but d'augmenter la précision pour les fortes valeurs de courant (plus de saturation). La Figure 23 montre le cycle d'énergie pour les différentes positions rotorique.

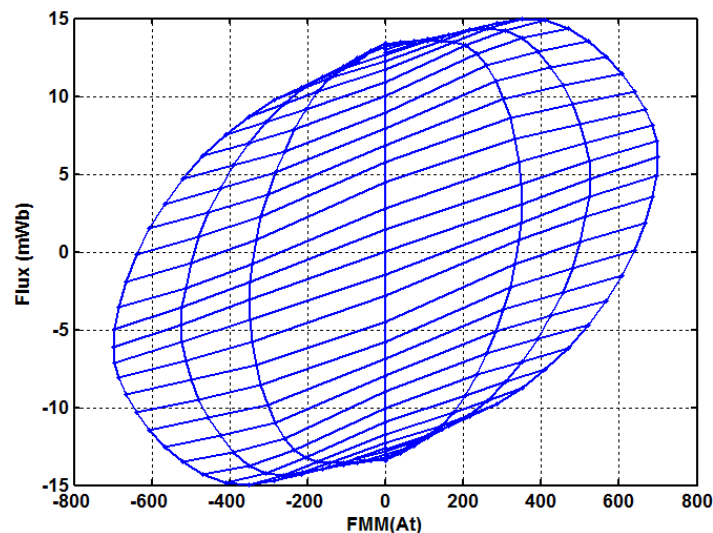


Figure 23 Cycle d'énergie. $I=0,50,75$ et 100A.

La Figure 24 (a et b) montre le couple en fonction de la position rotorique pour deux valeurs du nombre de blocs, la première est obtenue avec un nombre de blocs égal à dix, la deuxième pour un nombre de blocs égal à deux. L'estimation du couple instantané est améliorée pour les deux modèles, on constate aussi, que le couple moyen est aussi plus précis (plus de détails sur le couple moyen dans la suite de ce chapitre).

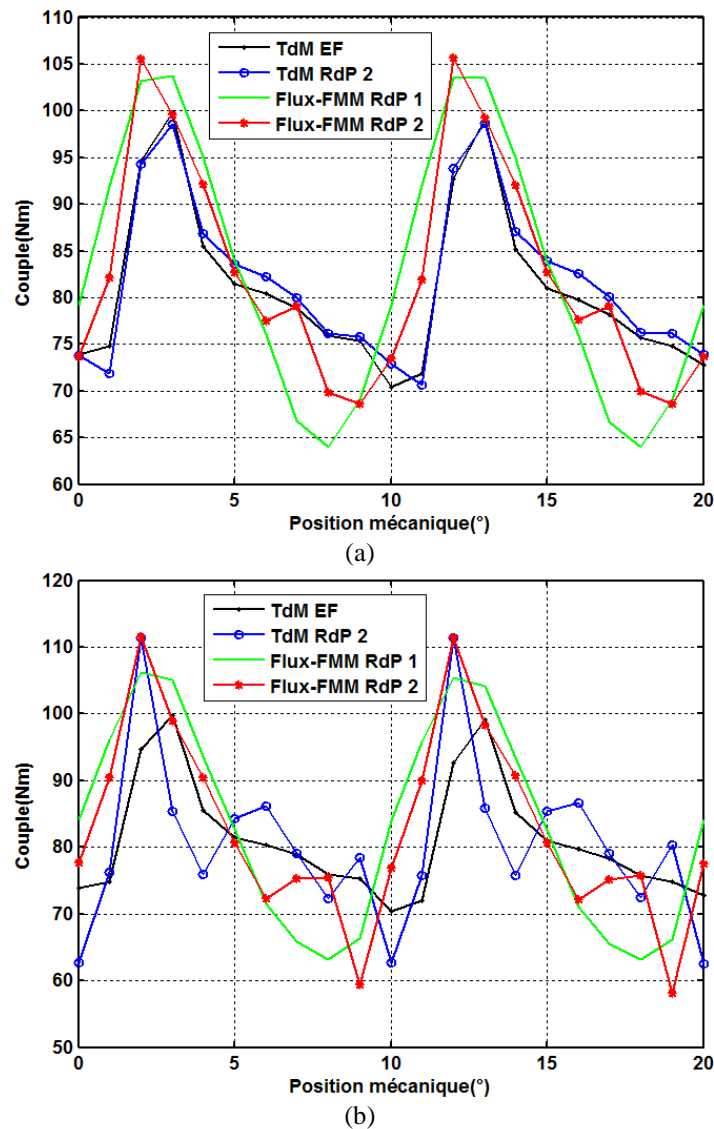


Figure 24 Couple en charge : comparaisent entre le Flux-FMM et Tenseur de Maxwell. (a) Couple en charge pour $n_b=10$ (b) couple en charge pour $n_b=2$.

De même que dans le cas du couple à vide, le TdM donne des écarts type plus faible que les deux calculs par flux-FMM. L'écart type est réduit en fonction du nombre de blocs (Figure 25), dans le cas de TdM il reste inférieur à 4 Nm pour un nombre de blocs supérieur à quatre et à partir de 9 blocs il est inférieur à 2 Nm.

La méthode flux-FMM dépend du modèle d'entrefer. L'association du modèle bidirectionnel et de la méthode du flux-FMM présente une amélioration de l'écart type de 40 % (passage de 10 à 6 Nm) comparé à l'association de la même méthode avec le modèle unidirectionnel. On note aussi que pour cette méthode, l'écart type reste presque inchangé à partir d'un nombre de blocs supérieur à quatre.

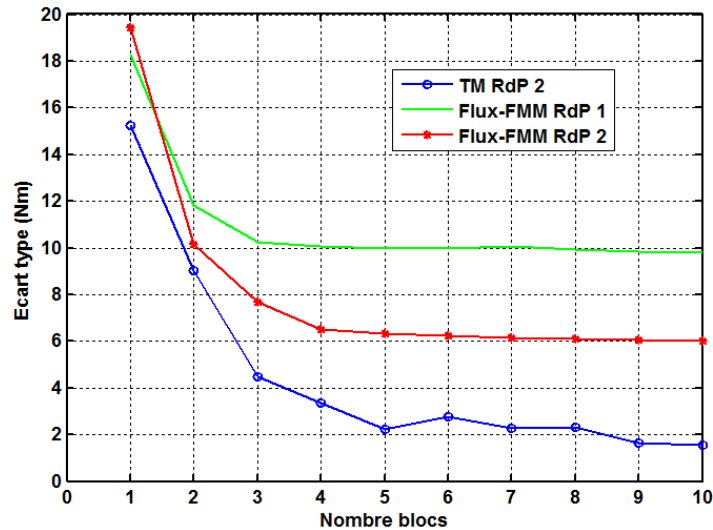


Figure 25 Couple en charge : Ecart types entre le couple par RdP et EF en fonction du nombre de blocs.

D. Comparaison entre méthodes

Dans la logique de réduction du temps de calcul et de l'erreur on effectue une comparaison entre méthodes de calcul du couple, dans cette partie la comparaison des méthodes est faite avec une implémentation par RdP (les deux variantes du modèle d'entrefer sont utilisées), la validation est effectuée par EF.

La Figure 26 montre que la méthode flux-FMM permet d'avoir un temps de calcul plus faible par rapport au TdM dans le cas où on utilise un entrefer unidirectionnel (de 2,6 s à 1,9 s). Cette différence de temps entre méthodes est un effet indirect, puisque on gagne du temps non pas sur la méthode en elle-même mais avec l'utilisation de ces propriétés, dans le cas de la méthode Flux-FMM, seuls les paramètres globaux sont utilisés (le flux de phase et la FMM), donc un modèle rapide peut lui être associé. Pour la précision on constate que les deux méthodes restent relativement précis (inférieurs à 1,5 %).

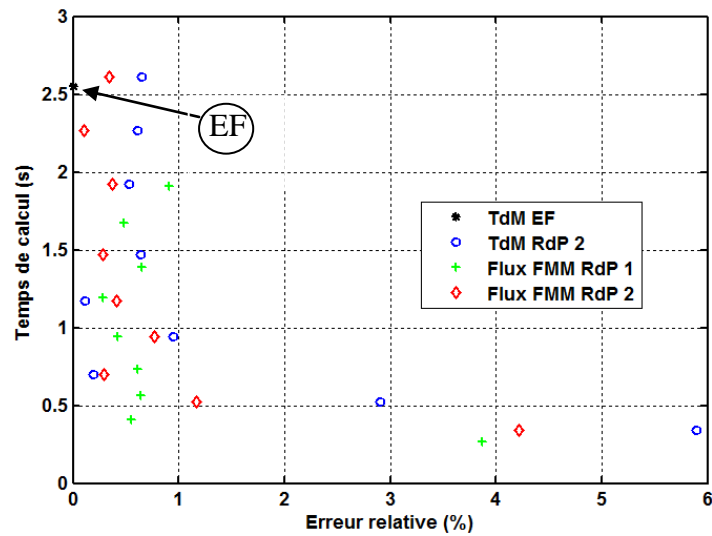


Figure 26 Comparaison entre méthodes de calcul du couple implémentées dans RdP avec différentes valeurs du nombre de blocs « n_b ».

Le calcul du couple est fait sur une période électrique, le temps correspondant est égal au temps élémentaire d'une simulation du modèle (Figure 26) multiplié par le nombre de points de discrétisation de la période (dans notre cas une période électrique correspond à 60° mécanique, une discrétisation de 1° nous donne 60 position).

Des moyens de réduction du temps de calcul sont utilisés :

- Réduction du temps de calcul par utilisation des symétries.

Pour un système triphasé, nous pouvons utiliser les symétries pour réduire le nombre de position à calculer. Les flux des trois phases sont décalés de $2\pi/3$, on détermine le flux de la première phase sur un sixième de période et le reste est déduit par l'utilisation des flux des deux autres phases (on utilise aussi la symétrie par rapport à π). On peut voir dans la Figure 27 . La reconstruction du cycle d'énergie par l'utilisation de la périodicité.

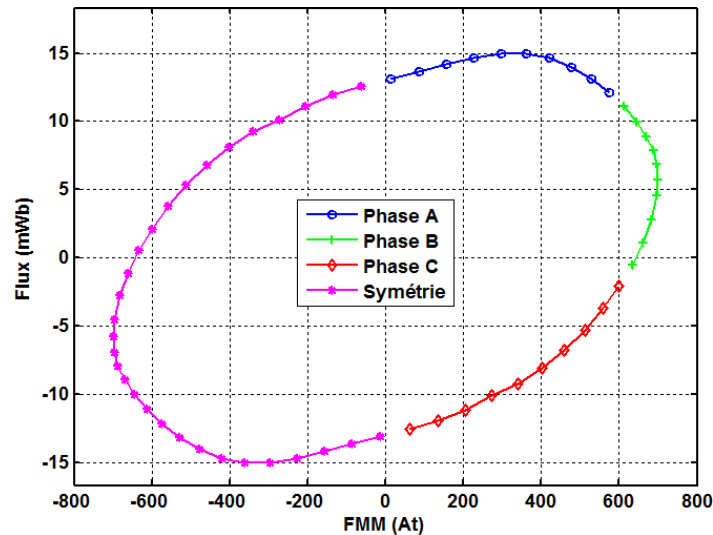


Figure 27 Cycle d'énergie avec l'utilisation des flux des trois phases et la symétrie par rapport à π .

- Réduction du temps de calcul par utilisation du modèle de Park

Sous l'hypothèse de linéarité du circuit magnétique, on peut montrer que l'utilisation du modèle de Park permet de déterminer le cycle d'énergie avec seulement trois simulations, on détermine les inductances d'axe direct et en quadrature (L_d , L_q respectivement) et le flux à vide φ_a (utilisation de la première harmonique), avec ces trois paramètres on détermine le flux dans la phase par l'utilisation de la transformé inverse de Park. Le cycle d'énergie prend la forme elliptique pour une alimentation sinusoïdale [128], la Figure 28 montre les cycles obtenus avec le modèle de Park et les modèles RdP tenant en compte de la position.

On remarque que les cycles d'énergies obtenus avec les deux modèles RdP sont superposés avec le modèle EF. Le cycle d'énergie déterminé par le modèle de Park présente une certaine différence, elle est due à la saturation qui n'est pas prise en compte dans ce modèle.

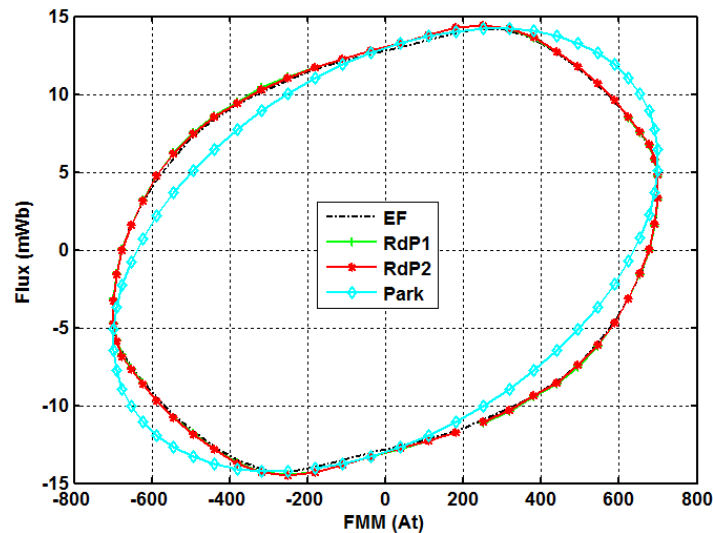


Figure 28 Cycle d'énergie par modèle de Park comparé au EF et RdP.

Le couple obtenu avec le modèle de Park est donné par l'expression :

$$C_e = \frac{3}{2} (\varphi_a I_q - (L_q - L_d) I_d I_q) \quad \text{Eq. 34}$$

Le couple moyen en fonction du courant est donné dans la Figure 29. Cette figure montre la comparaison entre trois méthodes : flux-FMM, tenseur de Maxwell et la méthode de Park linéaire (les paramètres du modèle de Park sont déterminés avec un nombre de blocs pour $n_b=10$, les valeurs de L_d , L_q et φ_a sont 0,1277 mH, 0,1617 mH et 13.58 mWb (par spire) respectivement). On remarque que les méthodes Flux-FMM et Tenseur de Maxwell présentent une bonne approximation du couple comparées aux éléments finis. Le modèle de Park montre une divergence pour les forts courants.

La méthode de Park nous permet d'approcher le cycle d'énergie par une forme elliptique où trois paramètres sont à déterminer, ce qui réduit le temps de calcul comparé aux deux autres méthodes, cela dit la précision est dégradée dans le cas saturé.

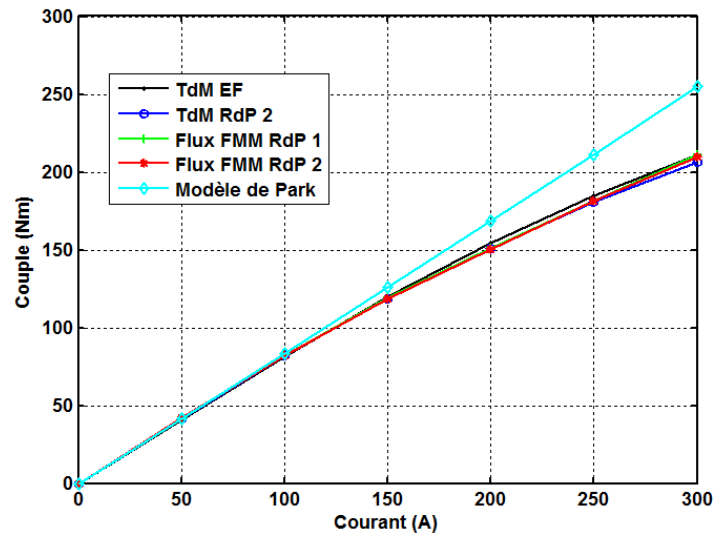


Figure 29 Comparaison du calcul couple moyen par les méthodes : Flux-FMM, Tenseur de Maxwell et modèle de Park.

II. Présentation de la méthode de modélisation par le couplage éléments finis- réseau de perméances

Le modèle réductant présente un compromis entre temps de calcul et précision. Cela dit des zones, comme l'entrefer, doivent être modélisées avec précision. Pour cela plusieurs auteurs se sont intéressés au couplage entre les réseaux de perméances avec le modèle EF [79] [109] et [129](voir état de l'art). Dans cette partie, nous présentons une méthode de couplage basée sur l'équivalence entre dimension géométrique et caractéristique magnétique.

Le couplage entre les deux méthodes revient, en premier lieu, à choisir la partie du dispositif qui sera représenté par des reluctances (le reste de l'actionneur sera modélisé par les EF). En second lieu, on effectue la résolution simultanée du problème (soit rebouclée entre deux logiciels différents, soit une résolution par le même logiciel). La méthode proposée consiste à résoudre la partie des reluctances avec un logiciel EF (utiliser un seul logiciel pour la résolution des deux problèmes), c'est-à-dire, utiliser le calcul des reluctances pour reconstruire des nouveaux tubes de flux avec un nombre réduit de mailles ce qui induit une réduction du temps de calcul.

Le RdP peut être présenté d'un côté comme une méthode de résolution, d'un autre côté comme un moyen de réduction de variables. La méthode de résolution consiste à mailler la structure et chaque division est remplacée par des reluctances (soit une réductance dans le cas unidirectionnel soit avec six réductances dans le cas de maillage bidirectionnel). D'un autre côté, on peut présenter le RdP comme une méthode de réduction de variables, où une zone qui vérifie la condition d'un tube de flux peut être modélisée par un seul bloc. Bien que la réduction de variable avec l'utilisation du principe du tube de flux soit souvent utilisée avec la modélisation par réseau de perméances, elle peut être appliquée à d'autres méthodes de modélisation. Nous allons présenter dans cette partie l'application de cette méthode à la

modélisation par EF. Un couplage EF-RdP est réalisé avec une résolution du système complet simultanément avec un logiciel EF.

1. Principe de la méthode

Nous utilisons le modèle EF en potentiel vecteur 2D, l'expression de l'induction est donnée par :

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot}(a_z \vec{z}) \quad \text{Eq. 35}$$

Avec a_z est le potentiel vecteur selon l'axe « z ». Le flux créé par l'induction B pour une surface perpendiculaire aux lignes de flux est déterminé par la différence du potentiel vecteur entre les extrémités de la surface multipliées par la longueur selon l'axe « z »:

$$\Phi = (a_{z1} - a_{z2})l_z \quad \text{Eq. 36}$$

Φ , a_{z1} et a_{z2} représentent le flux, les potentiels vecteurs des deux extrémités de la surface S .

Pour un tube de flux on peut noter que la réluctance est égale au rapport entre la FMM entre les deux extrémités et le flux qui la traverse.

$$R = \frac{FMM}{\Phi} = \frac{1}{\mu(H)} \frac{l}{S} \quad \text{Eq. 37}$$

Cette valeur de réluctance correspond à une infinité de géométries de tube de flux. De ce fait, pour la même valeur de perméabilité cette réluctance présente tous les tubes de flux qui ont le même rapport entre longueur et surface. De la même manière, tous les tubes de flux peuvent être représentés avec des dimensions fixes à condition de modifier la perméabilité.

Avec cette équivalence entre les dimensions géométriques et la caractéristique magnétique des matériaux, la structure magnétique initiale est partagée entre une partie modélisée par la méthode des EF classique et une deuxième partie modélisée par les tubes de flux élémentaires. L'avantage du tube de flux élémentaire est de pouvoir réduire le nombre d'éléments sans pour autant réduire la précision des résultats.

2. Tube de flux élémentaire

Le tube de flux élémentaire est modélisé par un bloc de dimension fixe avec un maillage réduit (quatre élément avec 5 nœuds). On note par l_n et S_n la longueur et la surface du tube de flux. Les tubes de flux sont connectés entre eux par des couplages en potentiel vecteur. Pour assurer une uni-direction de passage de flux, les deux surfaces latérales ($A'_1B'_1$ et $A'_2B'_2$) sont mises au même potentiel vecteur. (Figure 30)

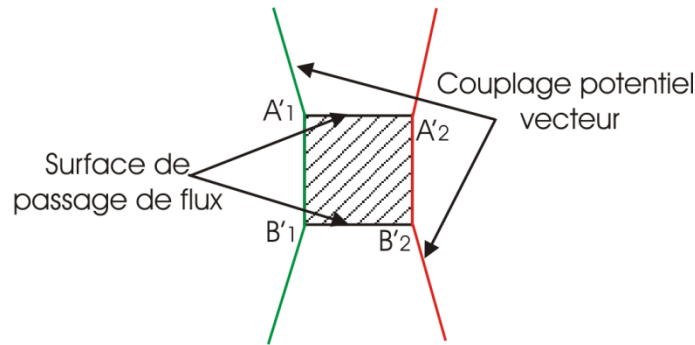


Figure 30 Reluctance élémentaire.

Les propriétés magnétiques du tube de flux élémentaire sont calculées pour assurer l'égalité du flux et de la FMM avec le tube de flux original.

$$\begin{aligned} FMM &= H_n l_n = H l \\ \Phi &= B_n S_n = B S \end{aligned} \quad \text{Eq. 38}$$

On définit les deux coefficients d'équivalence α_B et α_H qui représentent le rapport entre les surfaces et longueurs du nouveau tube de flux.

$$\begin{aligned} \alpha_H &= \frac{l}{l_n} \\ \alpha_B &= \frac{S}{S_n} \end{aligned} \quad \text{Eq. 39}$$

Le coefficient α_H (respectivement α_B) est obtenu par l'égalité entre la FMM des deux tubes de flux (respectivement le flux). Dans le cas d'un tube de flux avec une perméabilité constante, la nouvelle valeur de perméabilité est donnée par le rapport entre les coefficients α_B et α_H .

$$\mu_n = \frac{S}{S_n} \frac{l_n}{l} \mu = \frac{\alpha_B}{\alpha_H} \mu \quad \text{Eq. 40}$$

Les aimants permanents sont remplacés par des tubes de flux avec une perméabilité constante (comme définie précédemment) et la nouvelle valeur du champ coercitive est définie par le produit entre le facteur α_H et le champ coercitive original. Les bobines sont remplacées par des sources de FMM égales aux Ampères-tours, ces sources de FMM sont modélisées par une perméabilité relative de valeur importante (égale à 100000 pour ne pas induire des chutes de FMM), et un champ coercitif égale au rapport de la FMM par la longueur du tube de flux élémentaire. L'expression du champ coercitif est donnée par l'équation Eq. 41 :

$$H_{coer_n} = H_{coer}\alpha_H \quad \text{Eq. 41}$$

Où H_{coer_n} est le champ coercitif appliqué au tube de flux élémentaire, H_{coer} est le champ coercitif de l'aimant, ou le champ coercitif équivalent au FMM dans le cas des bobinages.

Dans le cas d'un circuit magnétique avec une caractéristique $B(H)$ non linéaire, la nouvelle caractéristique attribuée au tube de flux est définie par la multiplication du vecteur d'induction par α_B et le vecteur du champ magnétique par α_H .

3. Etude de cas simples

Trois modèles sont étudiés, le premier correspond à l'étude de la représentation des matériaux non linéaires. Le deuxième permet la validation de la modélisation des sources et le dernier est développé dans le but de montrer une comparaison entre cette méthode et un maillage grossier.

A. Premier exemple

La Figure 31.a montre le dispositif électromagnétique étudié dans le premier exemple. Il est composé d'un circuit magnétique et de deux aimants avec une induction rémanente de $B_r = 1,4$ T. Le flux est calculé au niveau de deux surfaces notées A_1A_2 et B_1B_2 .

Les lignes de flux dans le circuit magnétique sont présentées sur la Figure 31.b. On remarque que l'induction dans le circuit magnétique reste pratiquement égale aux résultats EF, seule la valeur de l'induction au niveau du tube de flux élémentaire dépend des paramètres du bloc. Cela nous permet de dire que la modification adéquate des dimensions et de la perméabilité du tube permet de préserver les conditions magnétiques dans le circuit étudié.

Une modification de la géométrie entraîne une modification de la courbe d'aimantation $B(H)$ appliquée au nouveau tube de flux. Les courbes $B(H)$ pour quatre combinaisons des facteurs α_B et α_H sont présentées dans la Figure 32 (les combinaisons sont $(\alpha_B - \alpha_H)$ sont égales à (1-1), (10-1), (0,1-1), (1-10) et (1-0,1)). La modification des coefficients d'équivalence se traduit par des translations de la caractéristique magnétique selon l'axe des inductions et/ ou l'axe du champ magnétique.

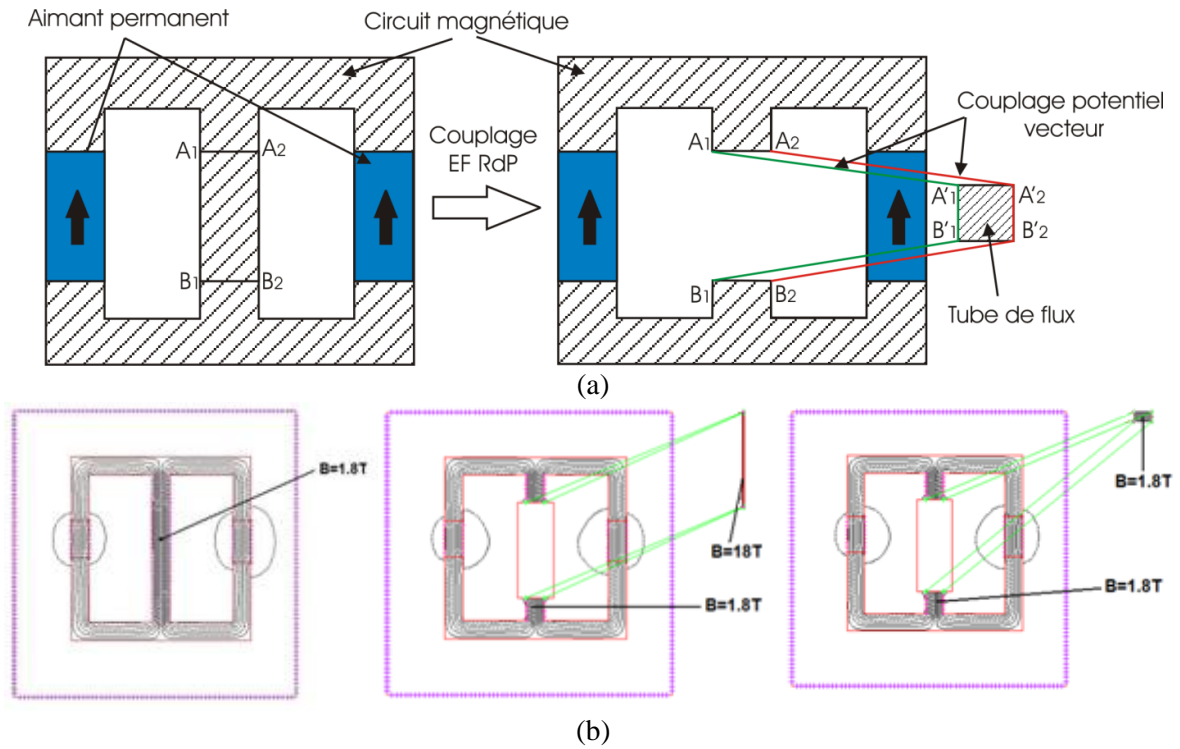


Figure 31 Premier exemple étudié : (a) Modélisation du circuit magnétique (b) Induction dans le circuit magnétique (Remarque : la valeur de l'induction égale à 18 T ! est une valeur fictive).

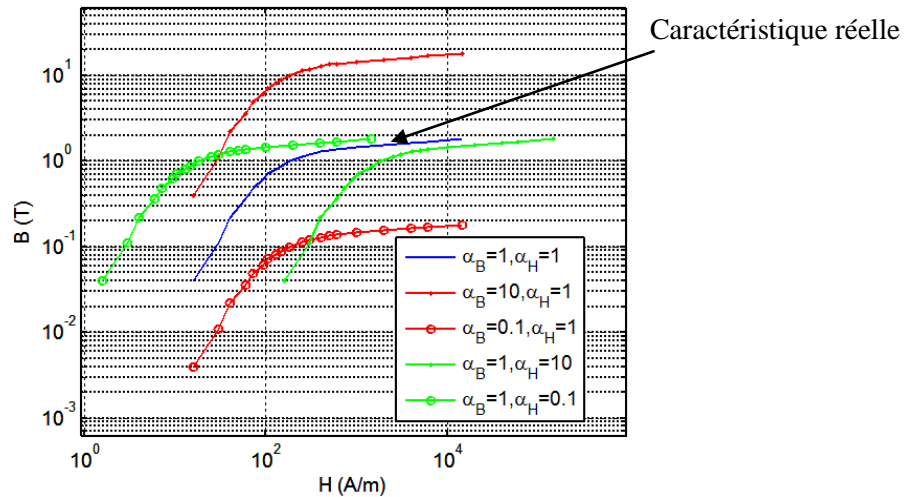


Figure 32 Courbe équivalente d'aimantation pour différentes dimensions du tube de flux.

Le Tableau 2 montre les flux, pour les deux surfaces considérées, en fonction des dimensions géométriques. L'erreur relative maximale enregistrée est inférieure à 2,6 %. Cette erreur est due à la supposition que la partie modélisée par une réluctance est un tube de flux parfait, ce qui n'est pas le cas en réalité puisque les lignes de flux traversent les surfaces des deux côtés (Figure 31.b).

α_B	α_H	Flux 1 (mWb) (A_1A_2)	flux 2 (mWb) (B_1B_2)	Erreur relative max
EF	EF	0,3672	0,3654	
1	1	0,3578	0,3578	2,56 %
1	0,1	0,3581	0,3581	2,45 %
1	10	0,3578	0,3578	2,56 %
0,1	1	0,3579	0,3579	2,53 %
10	1	0,3581	0,3581	2,45 %

Tableau 2 Flux dans les deux surfaces du circuit magnétique.

B. Deuxième exemple

Le deuxième exemple de la Figure 33 est constitué d'un seul aimant dans un circuit magnétique. Dans ce cas l'aimant est modélisé par une réductance et le reste du circuit par EF classique. L'induction rémanente B_r est égale à 1,4 T. Le Tableau 5 donne les valeurs l'induction rémanente et de la perméabilité relative.

α_B	α_H	B_r (T)	μ_r
1	1	1,4	1
1	10	14	0,1
1	0,1	0,14	10
10	1	1,4	10
0,1	1	1,4	0,1

Tableau 3 Perméabilité et induction rémanente en fonction de α_b et α_h .

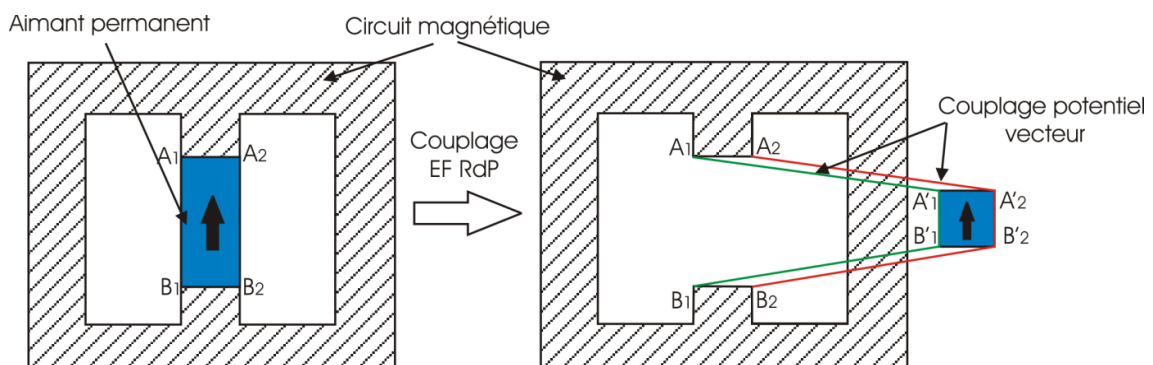


Figure 33 Deuxième exemple : Modélisation de l'aimant.

Le flux dans le deuxième cas reste constant quelque soit les dimensions du bloc représentant l'aimant. Les flux récupérés sur les surfaces (A₁A₂) et (B₁B₂) sont égaux à 0,28 mWb.

C. Troisième exemple

Dans cet exemple on s'intéresse à l'étude de sensibilité de la méthode de couplage comparée au modèle grossier. Pour cela un circuit semi circulaire avec des parties droites est modélisé par EF couplé au RdP, la partie semi circulaire est remplacée par un tube de flux élémentaire Figure 34. Le choix de ce circuit permettra de voir l'influence d'un maillage grossier, le model EF grossier introduira une déformation de la forme géométrique du circuit (le cercle sera modélisé par des segments de droite), au contraire le modèle réductant n'introduit pas une déformation du circuit magnétique, mais il tient en compte de la forme géométrique par l'équation de la réluctance qui est égale à :

$$R = \frac{1}{\mu(H)} \frac{(L_y + x/2)\pi}{xl} \quad \text{Eq. 42}$$

Avec L_y, x et l représentent, respectivement, la longueur du circuit magnétique, la largeur du circuit et la profondeur (selon l'axe z).

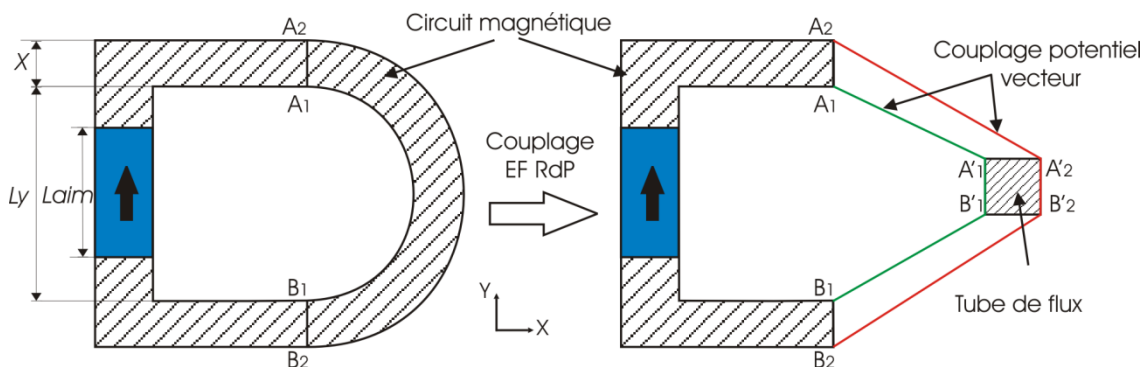


Figure 34 Etude de sensibilité au maillage. Model EF complet et modèle couplé.

Dans le modèle EF complet, Le nombre d'éléments « n » sur les surfaces (A₁B₁ et A₂B₂) varie entre 2 et 6. Cela dit, il reste constant pour le modèle couplé (n=1 pour les deux surfaces A'1B'1 et A'2B'2). Les maillages obtenus avec les quatre modèles sont donnés dans la Figure 35, on remarque que la forme du circuit magnétique est modifiée avec l'introduction d'un nombre réduit d'éléments, ainsi elle est sous la forme de deux demi-droites pour n=2, et elle s'approche du demi-cercle avec l'augmentation du nombre de mailles. La méthode de couplage présente le nombre d'éléments le plus faible, on note que le maillage du circuit non couplé (aimant et partie droite du circuit) ne change pas, seul le maillage du demi-cercle change.

La Figure 36 donne la comparaison des flux dans les deux modèles pour différentes valeurs du rapport entre longueur de l'aimant et longueur du circuit magnétique (L_{aim} et L_y). On remarque que dans le cas de maillage grossier le nombre d'élément a une influence sur le flux, cette valeur reste inchangée pour un nombre d'éléments supérieurs ou égal à six. D'un autre côté le flux déterminé par le model EF couplé au RdP est égal au flux obtenu avec le modèle EF avec un nombre de mailles égal à six, et cela pour n'importe quelle valeur du rapport L_{aim}/L_y .

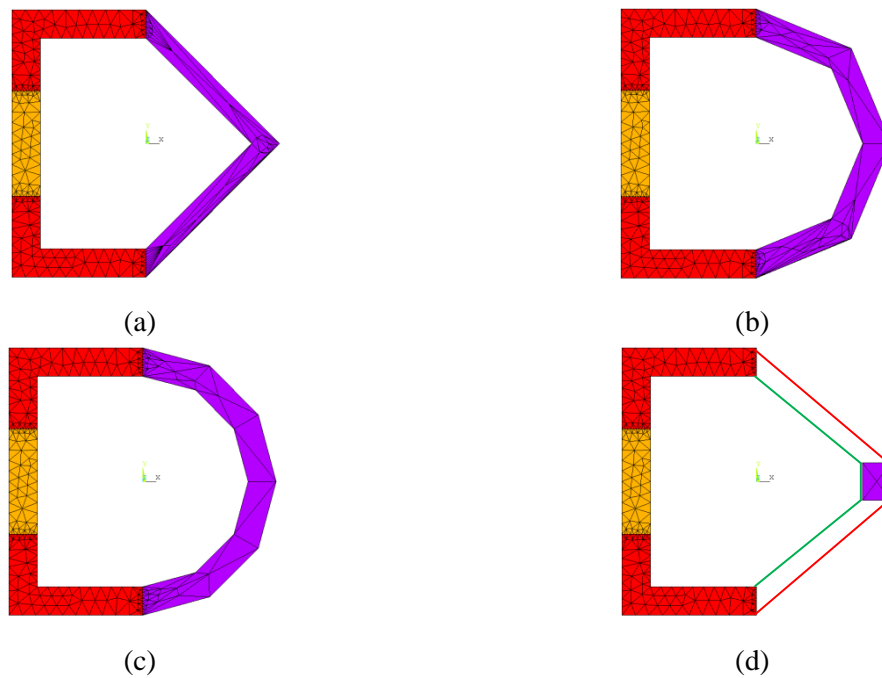


Figure 35 Différents maillages du circuit magnétique en fonction de la division du demi-cercle (a) n=2 (b) n=4 (c) n=6 (d) Couplage avec n=1.

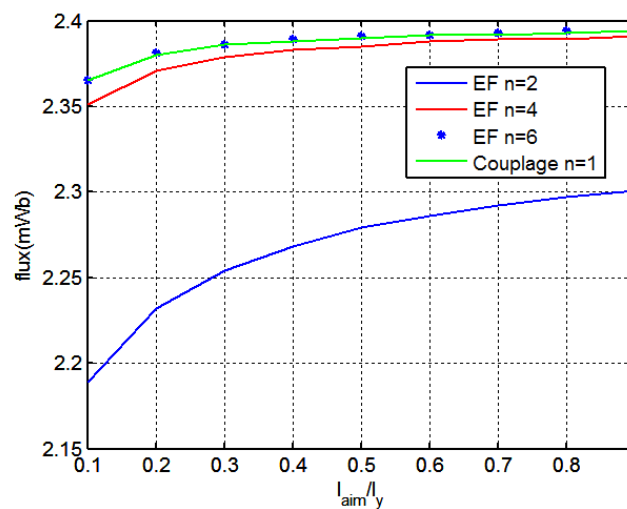


Figure 36 Flux en fonction de nombre de maille pour différent rapports entre hauteur de l'aimant et de l'auteur du circuit magnétique.

Les trois exemples étudiés montrent la validation du modèle pour des cas simples, le premier exemple permet de voir l'effet de la modification de la géométrie sur une partie du circuit magnétique avec prise en compte de la saturation (donc une perméabilité relative variable courbe d'aimantation). La modification de la géométrie entraîne un changement d'échelle de la courbe d'aimantation, ce changement d'échelle permet de garder la même caractéristique magnétique du point de vue extérieur du circuit. Le deuxième exemple introduit la modélisation des sources, dans ce cas on a vu la modélisation d'aimant permanent (une source de flux avec une perméabilité relative égale à 1), cela nous a permis d'introduire des modifications simultanées de la perméabilité relative et du champ coercitive imposé dans la réluctance élémentaire. Le troisième modèle nous a permis de voir une comparaison entre modèle couplé et modèle EF grossier, le modèle EF grossier induit des erreurs avec la dégradation du maillage, par contre le modèle couplé permet une réduction des variables avec une formulation analytique basée sur le principe de tube de flux. Ce constat sera mis en évidence dans la suite avec une étude d'un cas plus compliqué qui est machine à concentration de flux.

4. Etude de la machine à concentration de flux

Nous allons étudier, dans cette partie, la machine à concentration de flux présentée dans la partie précédente (voir Figure 20). La simulation par EF de toute la machine permet de voir les lignes de champ en fonction de la position et de l'alimentation, à partir de ces simulations nous déterminons des tubes de flux et par conséquent des réluctances, une fois le modèle réluctant déterminé nous effectuons un couplage entre EF et ce RdP. Les résultats trouvés avec le couplage sont comparés à ceux trouvés avec un modèle éléments finis à maillages fin et un autre à maillage grossier, ce qui nous montrera l'intérêt de cette méthode dans le cas 2D.

La modélisation de la machine par la nouvelle méthode exige un choix des zones de modélisation par EF et le reste de la machine par RdP. On a deux possibilités de séparation de zones :

- La première consiste à modéliser la partie à grand nombre d'éléments avec des RdP et les zones à faible nombre d'éléments par des EF, ce qui diminuera le nombre total d'éléments et ainsi le temps de calcul.
- La seconde possibilité consiste à faire le choix non pas sur le nombre d'éléments, mais sur la précision qu'on veut avoir pour chaque partie. Dans ce cas les parties modélisées par EF sont les plus influençables sur les résultats du modèle.

Le choix de l'entrefer est dû à son importance dans la modélisation des machines, puisque cette partie représente le lieu où la majeure partie de l'énergie magnétique est emmagasinée [113] [95]. De plus, nous utilisons le tenseur de Maxwell pour déterminer le couple, cette méthode de calcul est très sensible à la précision de l'induction normale et tangentielle au niveau de l'entrefer [130]. Pour avoir une bonne précision de l'induction d'entrefer dans le RdP on doit modéliser finement l'entrefer, Il faut pour cela augmenter le nombre de réluctances et donc le nombre d'éléments. On a choisi de modéliser l'entrefer par EF afin d'obtenir la meilleure précision de l'induction dans cette zone.

Les flux dans la partie inférieure des dents statoriques et la partie supérieure des dents rotoriques présentent des modifications de direction en fonction de la position, les trajets de flux dans cette partie sont présentés dans la Figure 37. La modélisation de cette partie de la machine exige une discrétisation fine dans le cas de RdP. Les auteurs de [131] étudient la sensibilité du modèle réductant par rapport au nombre de réductances dans la dent, une augmentation du nombre de réductances dans la dent permet de modéliser finement les trajectoires de passage de flux. Les auteurs constatent, dans leur exemple, que la densité de flux ne change pas à partir d'un nombre de réductances égales à six (la variation du flux reste inférieur à 3.5%).



Figure 37 Lignes de champ dans la partie inférieure de la dent.

Nous choisissons de modéliser les zones avec fort variation du flux (même si elle présente un nombre d'éléments important ce qui est le cas de l'entrefer) avec le modèle EF et le reste de la machine sera remplacé par des tubes de flux comme indiqué dans la Figure 38, le modèle résultant est donné dans la Figure 39. Les parties remplacées par des réductances au niveau du stator sont :

- la demi-dent supérieure : cette partie présente une réductance qui modélise le fer et une source de FMM qui représente les bobines d'induit. On a choisit de séparer en deux éléments une source de FMM avec une perméabilité relative importante (10000) qui représente une source parfaite et une réductance avec des matériaux saturables.
- La culasse est remplacée par une réductance qui représente les tubes de flux traversant cette partie de la machine.
- Reluctances de liaison, avec une perméabilité relative importante (comme dans le cas de la source 10000), ces éléments présentent des nœuds de liaison.

Au niveau du rotor on trouve les éléments suivants :

- Reluctances non linéaire représentant le fer, chaque pôle rotorique est divisé en deux parties.

- Eléments représentant les aimants permanents, dans ce cas et contrairement au stator on a représenté la réluctance et la source par un seul élément.

La Figure 39 montre le modèle couplé complet avec les différentes liaisons entre nœuds par le potentiel vecteur. Les liaisons sont faites entre nœuds équipotentiel. Ce couplage permet de réduire le nombre d'éléments de 4280 à 1844.

Dans le but de montrer l'efficacité de la méthode par rapport à un modèle grossier, un maillage dégradé de la machine est présenté dans la Figure 40, dans ce maillage nous avons gardé la même discrétisation au niveau de l'entrefer dans le but d'être dans les mêmes conditions que le modèle fin et le modèle couplé, ainsi on ne dégrade pas le modèle de cette zone là, seul le maillage dans la partie extérieure est réduit.

Le nombre d'éléments pour ce modèle est de 1954. Les résultats du couplage sont comparés au modèles EF fin et grossier.

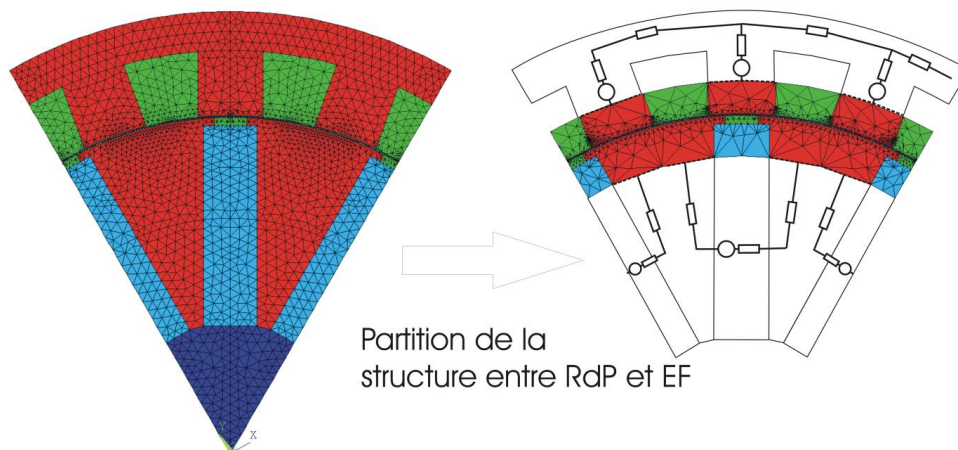


Figure 38 Passage du model EF avec maillage fin à un modèle couplé.

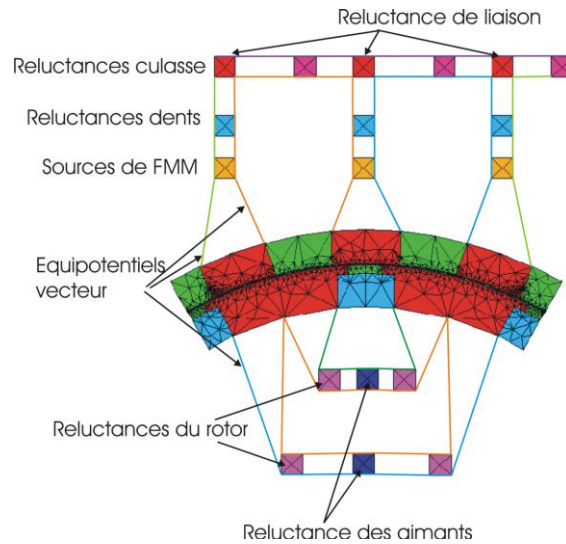


Figure 39 Couplage EF-reluctance pour la machine à concentration de flux

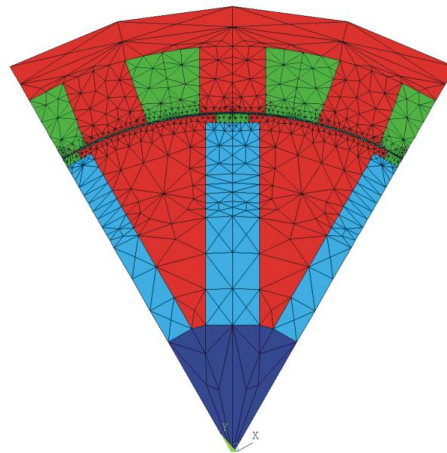


Figure 40 Maillage EF grossier

Les calculs du couple et du flux avec les trois méthodes sont présentés sur la Figure 41. Le couple est déterminé par le tenseur de Maxwell pour trois cas. On constate que le couplage donne des résultats qui concordent avec le modèle EF que ce soit au niveau du flux ou du couple instantané, contrairement au modèle grossier qui présente une erreur de 2 mWb pour le flux maximale et une distorsion dans le calcul du couple. Par conséquent, la réduction du modèle par couplage permet de garder la précision en utilisant des mailles adaptées, représentant exactement les distributions des lignes de flux, ce qui n'est pas le cas du modèle grossier où la réduction du modèle entraîne une modification des tubes de flux dans la machine.

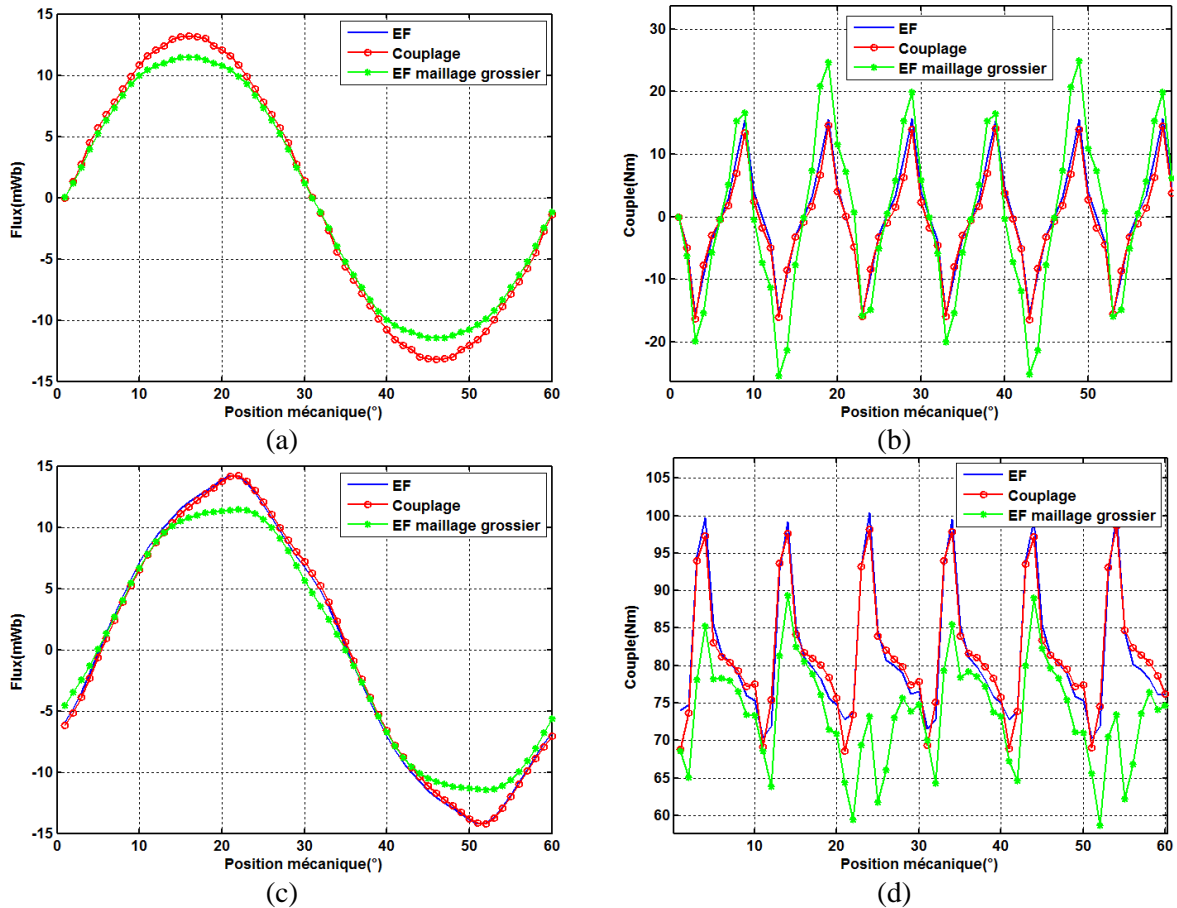


Figure 41 Comparaison du couple et flux pour le couplage, EF fin et EF grossier. Flux de phase et couple (a) à vide (b) en charge.

Le couplage entre EF et RdP, nous a permis de réduire le temps de calcul par rapport à la méthode des EF de 20% et ne réduit la précision du couple et du flux que de 5%, quel que soit le point de simulation (position et alimentation). Le modèle grossier réduit le nombre d'éléments ce qui entraîne une diminution de la précision contrairement au modèle couplé EF-RdP qui regroupe des zones de passage de flux dans un nombre réduit d'éléments.

Le Tableau 4 donne les écarts type entre d'un côté le modèle de couplage, d'un autre côté le modèle EF grossier. La plus grande valeur d'écart type est de 1,8 Nm pour un couple moyen de 82,4 Nm.

	A vide		$I_{\max} = 100 \text{ A}$	
	Flux (mWb)	Couple (Nm)	Flux (mWb)	Couple (Nm)
EF + RdP	0,12	1,04	0,36	1,8
EF maillage grossier	1,12	5,7	1,35	7,1

Tableau 4 Ecart type.

III. Comparaison entre modèles

Dans ce chapitre nous avons développé deux modèles ; réseau de perméances et un couplage entre éléments finis et réseau de perméances. Le modèle élément finis a été notre référence. Le modèle RdP est modulable où le nombre de blocs peut être modifié, et par conséquent la précision des résultats change. Le dernier modèle est le couplage qui sera associé aux EF.

La Figure 42 présente le temps de calcul en fonction de l'erreur relative pour les trois modèles, pour le RdP différentes valeurs du nombre de blocs sont utilisées (entre 2 et 10).

Dans le cas du RdP on remarque que la précision s'améliore en fonction du nombre de blocs, pour $n_b=4$ l'erreur sur le couple est inférieure à 2 %, et le temps de calcul est réduit par rapport aux EF de 60 % (passe de 2,5 s à 1 s). On note aussi que pour un nombre de blocs égal à 10 le temps de calcul du RdP (avec le modèle d'entrefer maillé) est supérieur au modèle EF, cela est due à l'utilisation de la programmation sur Matlab contrairement au modèle EF qui est un logiciel commercial (Ansys) et donc plus optimisé.

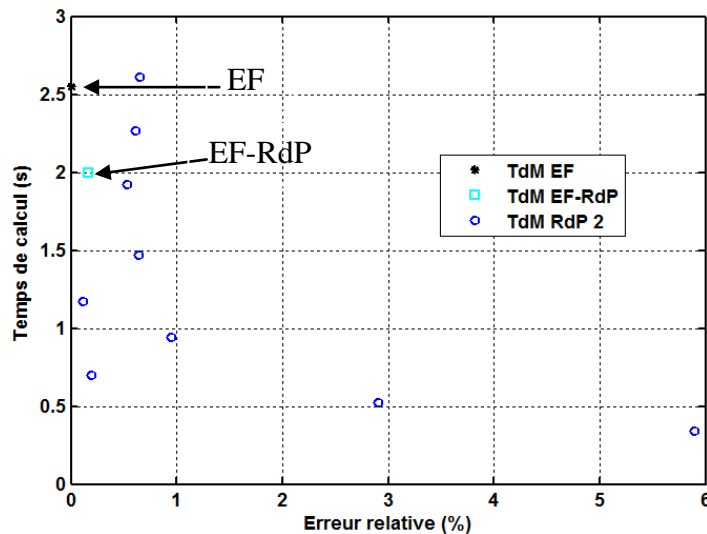


Figure 42 Comparaison entre modèle avec deux critères temps de calcul (par position) et erreurs relatives. Modèle éléments finis, modèle couplé et modèle réductant avec différents valeur du nombre de blocs « n_b ».

Le modèle couplé montre une réduction du temps de calcul de 20 % par rapport aux EF classique, quant à l'erreur reste inférieure à 1% ce qui est équivalent à un nombre de blocs entre 8 et 9 pour le RdP. On note aussi que ce modèle est résolu avec le même logiciel EF Ansys (sans modification de la méthodologie de résolution) et par conséquent le modèle réductant est relativement défavorisé.

Ce graphe nous permet de voir que le modèle réductant donne une certaine flexibilité aux choix entre la précision et l'erreur du couple. D'un autre côté le modèle couplé nous permet

de réduire le temps de calcul avec une bonne précision, ce modèle serait intéressant dans le cas d'étude de structure tridimensionnel.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation par réseau de perméances des machines électriques et au couplage du réseau de perméances avec le modèle éléments finis.

Dans un premier lieu une présentation des éléments du réseau de perméances a été détaillée, à savoir la modélisation des tubes de flux et la modélisation des sources (aimants permanents et bobinages). La modélisation bidirectionnelle des tubes de flux nous a permis d'avoir une souplesse dans le passage de flux au niveau de la structure. Par la suite, deux méthodes de calcul du couple ont été présentées, la première s'appuie sur le principe de la variation de l'énergie et utilise des paramètres globaux (flux et FMM). La deuxième est basée sur le tenseur de Maxwell, utilise des paramètres locaux au niveau de l'entrefer. Dans le but de comparer ces méthodes, deux modélisations de l'entrefer ont été implémentées avec des réluctances unidirectionnelles et des réluctances bidirectionnelles. Le Tenseur de Maxwell présente de meilleurs résultats comparé à la méthode flux-FMM, et cela, quelque soit le modèle d'entrefer associé à cette dernière méthode. De plus, le calcul du couple instantané par la méthode de flux-FMM demande une discrétisation du courant se traduit par un temps de calcul plus important. Cela dit, pour le calcul du couple moyen, aucune discrétisation n'est demandée, ce qui permet d'avoir le même nombre d'itérations, de plus, comme cette méthode est globale, un modèle simplifié de l'entrefer peut être utilisé.

La dernière partie a détaillé le couplage entre réseau de perméances et éléments finis, une démarche simple qui nous a permis de combiner leurs avantages. La structure est divisée en deux parties, la première est modélisée par des réluctances et la deuxième par éléments finis classique, l'ensemble du modèle est résolu par un programme EF. Ce couplage nous donne la possibilité de réduire le nombre de nœuds sans pour autant trop dégrader la précision (inférieure à 5%).

Le réseau de perméances et le couplage éléments finis- réseau de perméances sont deux moyens qui nous ont permis de créer un modèle à la fois précis et rapide, et dans les deux cas la réduction de variables est effectuée par la représentation des tubes de flux par des réluctances. Le modèle de couplage est limité d'un côté par le modèle élément finis (avec la précision la plus importante) et d'un autre côté par le modèle réluctant (temps de calcul le plus faible). Le réseau de perméances est aussi limité en fonction de la discrétisation. Dans la suite nous utilisons le réseau de perméances pour l'étude des machines synchrone à double excitation.

Chapitre 3

Modélisation par réseaux de perméances
« tridimensionnels » des machines
synchrones à double excitation

Introduction

Ce chapitre présente l'étude des machines synchrones à double excitation par réseaux de perméances (RdP) tridimensionnels, deux parties sont ainsi abordées : extension des RdP étudiés dans le chapitre précédent à la modélisation 3D et l'application de la modélisation par RdP 3D aux machines synchrones à double excitation.

Dans la première partie, nous présentons les modifications apportées à la modélisation par RdP 2D dans le but de l'adapter à une modélisation des structures 3D en général et aux machines à double excitation en particulier. Cette partie nous permet de structurer les étapes de la modélisation par RdP afin de simplifier l'extension de son application aux différentes configurations de machines étudiées dans la suite.

Dans la deuxième partie, nous présentons des modélisations de machines synchrones en trois dimensions.

La première section, se focalise sur l'étude de trois machines synchrones à simple excitation : une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) à concentration de flux, une MSAP à aimants enterrés et une machine synchrone à excitation bobinée. Dans cette dernière machine, les bobinages d'excitation sont globaux et situés au stator.

Les sections suivantes abordent les machines synchrones à double excitation (MSDE). Les machines présentées dans cette section sont basées sur la combinaison entre des bobinages d'excitations globaux et deux types de rotor à aimants permanents : l'un à concentration de flux (section 2) et l'autre à aimants enterrés (section 3). Il s'agit en fait d'une combinaison des machines présentées dans la première section. La machine à double excitation à concentration de flux est étudiée en tenant compte de l'effet du feuilletage sur le contrôle du flux dans cette structure. La machine homopolaire à aimants enterrés est proposée comme une solution permettant de combiner les parties feuilletées et massives. On montre l'influence des matériaux sur la capacité de contrôle du flux. Une étude paramétrique est ensuite réalisée afin de déterminer les paramètres les plus influents. Les résultats obtenus par RdP sont enfin validés par un modèle éléments finis et des mesures expérimentales.

Dans la dernière section (section 4), cette machine est comparée à deux structures. La première est la configuration bipolaire de la même machine, la capacité de contrôle de flux à vide et le contenu harmonique du flux étant les deux critères de comparaison. La deuxième structure est la MSDE à concentration de flux.

I. Présentation des réseaux de perméances 3D pour les machines à double excitation

Dans cette partie la modélisation par réseau de perméances destinée à la modélisation des machines à double excitation est développée, l'adaptation 3D de la modélisation présentée dans le chapitre précédent sera développée dans le but de faciliter son application à différentes

structures de machine à double excitation. Ainsi, la démarche qui suit porte sur des critères de généralisation et de simplification de la méthode des réseaux de perméances. Les parties de modélisation similaires au cas 2D ne seront pas reprises dans cette partie. Les étapes de modélisation sont décrites dans les parties suivantes.

1. Choix de la machine

Cette étape porte sur le choix de la machine à étudier, à savoir la sélection du stator et du rotor. Les différentes configurations utilisées dans la thèse seront présentées dans la suite. Dans le but de mettre au point une large variété de machines basée sur la combinaison de différents stators et rotors, une séparation de la modélisation de chaque partie est effectuée, sachant que la liaison entre les deux est réalisée par l'entrefer.

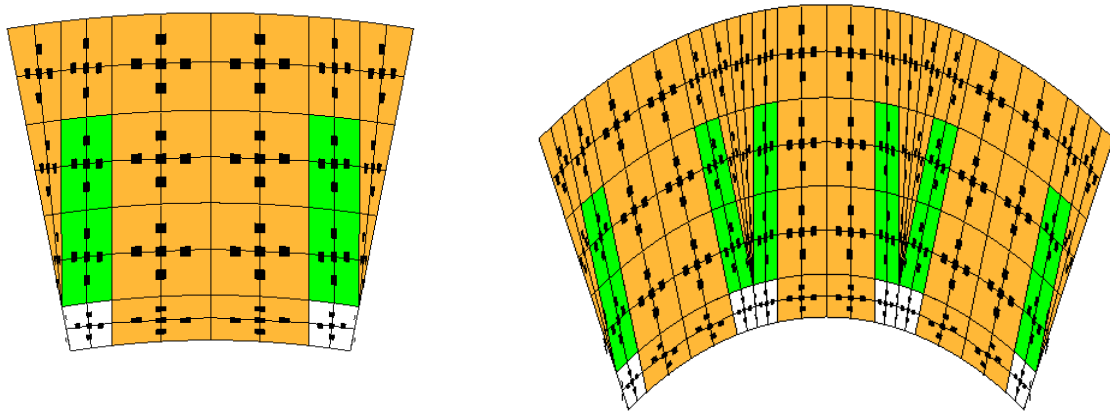
2. Génération des systèmes de matrice

Une fois le choix de la structure effectué, la démarche vers la génération des systèmes d'équations commence. La modélisation est décomposée en cinq parties ; développement du maillage initial, maillage final, numérotation des nœuds, distribution des matériaux puis calcul des réluctances.

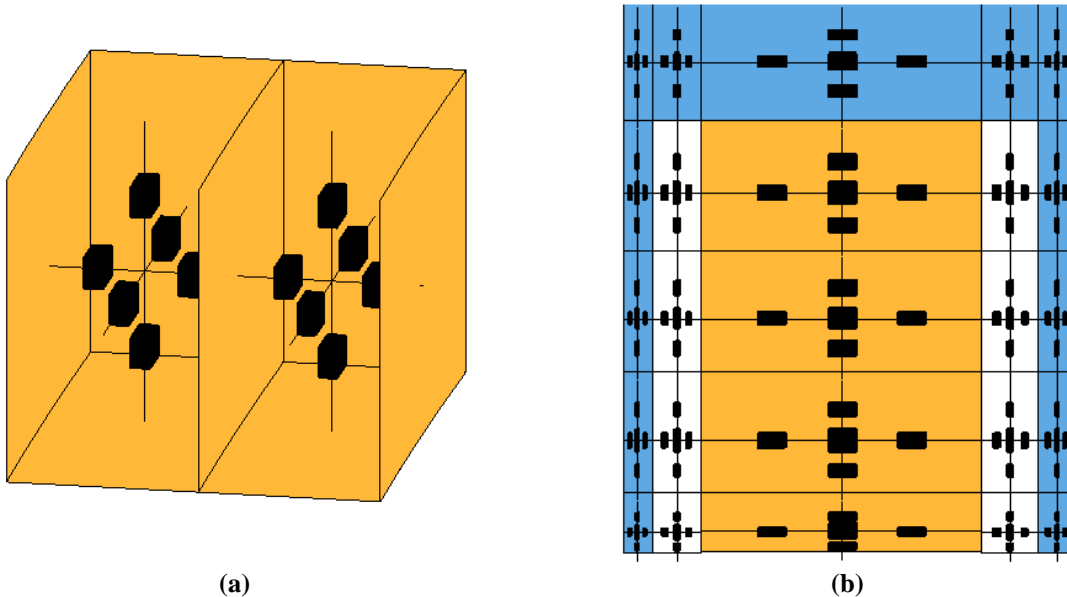
A. Maillage initial

Nous décomposons la structure en un motif élémentaire en utilisant les symétries. Si on prend l'exemple du stator à bobinages concentriques, une seule dent peut être représentée et le modèle complet du stator est une répétition de ce composant élémentaire. Ce modèle représente le « maillage initial ». Il est décomposé en un ensemble de blocs disposés en fonction des principaux tubes de flux. Le choix de la discrétisation dépend de l'expérience du concepteur. Elle introduit ainsi une fixation de la distribution des réluctances. Ensuite, nous introduisons une flexibilité de modélisation avec des paramètres de subdivision du maillage initial.

La Figure 43 montre le modèle initial d'une dent ainsi que le modèle complet du stator. On note par couche la division radiale. Dans ce cas il y a quatre couches : une couche au niveau de la culasse, deux pour la partie bobinée (hauteur d'encoche) et une couche pour la zone sous les bobines. Le modèle 3D est réalisé avec une extrusion. Dans le cas des machines à double excitation, nous choisissons de diviser la partie longitudinale en cinq parties : les deux parties extérieures représentent le flasque, les deux têtes de bobine et la partie active (plus de détail dans la deuxième partie du chapitre).



(a) (b)
Figure 43 Maillage initial : (a) modèle élémentaire (b) modèle complet.



(a) (b)
Figure 44 Extrusion du modèle 2D : (a) deux blocs avec reluctance dans trois directions (b) extrusion selon l'axe longitudinale en cinq parties longitudinales exemple machine à double excite (voir détail de machine dans la suite).

B. Flexibilité du maillage (maillage final)

Dans le but d'augmenter la flexibilité de génération du maillage, le modèle élémentaire précédemment présenté peut être subdivisé selon la direction orthoradiale et longitudinale. La direction radiale, étant fixe. On peut considérer cette étape comme une démarche « vers l'automatisation » des réseaux de perméances. (Par automatisation nous voulons dire réduire l'intervention du concepteur dans le modèle).

Pour la subdivision orthoradiale, le nombre de division pour chaque bloc est défini indépendamment. Cette méthode laisse au concepteur la possibilité de modifier la discrétisation dans des blocs spécifiques, la Figure 45 montre un maillage avec un nombre de blocs différents entre les couches.

Cette modification peut être réalisée dans le but d'augmenter la précision sans redéfinir un nouveau maillage élémentaire. Un exemple d'application est d'augmenter la précision de la partie inférieure des dents par un nombre de réductances plus important par rapport au reste de la structure (partie supérieure des dents et culasse).

On note que la discrétisation est basée aussi sur l'expérience du concepteur, bien que certains auteurs [132] donnent des indications sur le nombre de blocs au niveau de la partie inférieure de la dent à partir du quelle le flux ne varie pas. Cependant, les résultats obtenus ne sont pas généralisables, la distribution des réductances varie pour différentes formes de dents.

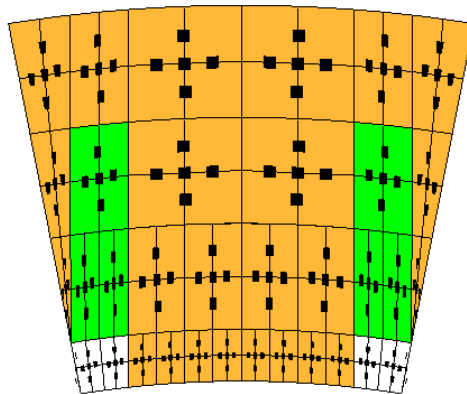


Figure 45 Maillage finale de la dent avec subdivision des blocs de la couche inférieure..

L'introduction d'un maillage flexible de la structure permet de choisir entre la précision et le temps de calcul (comme l'on a vu dans le chapitre précédent), mais il complique la création des matrices de résolution du réseau de perméances et spécialement la numérotation des nœuds (il augmente également l'ordre des matrices à inverser pour la résolution).

C. Numérotation des nœuds

Une fois le maillage de la structure réalisé, l'attribution du numéro de nœud est exécutée. Cette étape permet de passer d'une numérotation locale des nœuds de chaque bloc à la numérotation globale, en tenant compte des liaisons entre blocs adjacents. La Figure 49.a montre les numéros des nœuds localement attribués pour chaque bloc. La numérotation est partagée en trois étapes (en fonction de la position des nœuds) :

- Les nœuds B2, B3 et B4 (direction orthoradiale) : Pour chaque couche, on incrémente le numéro du nœud en continuité avec les blocs limitrophes. Pour les blocs extrêmes, on réalise un couplage entre le nœud B2 du premier bloc et le nœud B4 du dernier bloc. Cette étape est répétée pour l'ensemble des couches. (Figure 49.b).
- Les nœuds B6 et B7 (direction longitudinale) : cette étape est réalisée précédemment. Seule différence, les nœuds extrêmes ne sont pas reliés entre eux. (Figure 49.b).
- Les nœuds B1 et B5 (direction radiale) : La numérotation des nœuds des directions orthoradiale et longitudinale est relativement intuitive (deux premiers cas), chaque bloc étant relié à un seul autre bloc (Figure 49.b). Cette remarque n'est pas valable

pour la direction radiale, où l'on peut trouver un bloc relié à deux voire à plusieurs blocs. La Figure 49.c. montre des surfaces de liaison entre trois blocs (deux de la couche inférieure et le troisième de la couche supérieure). La spécificité de cette direction est due à l'introduction du maillage spécifique pour chaque bloc (cf. paragraphe précédent). La numérotation des nœuds selon cette direction est faite par la détermination du chevauchement entre les surfaces supérieure et inférieure des couches successives. Dans l'exemple donné dans la Figure 49.c le nœud B5 du bloc de la couche supérieure est lié aux deux nœuds B1 des blocs des couches inférieures.

D. Distribution des matériaux et calcul des perméabilités

Dans cette partie on définit la distribution des matériaux et des sources pour les différents blocs, elle nous permettra d'écrire les matrices des perméances et des sources.

La définition des sources dépend de la position des bobines et des aimants permanents. De plus, elle est aussi fonction de l'alimentation des bobines (elle est répétée pour chaque nouveau jeu de valeur des courants des bobines).

Le feuilletage est modélisé par une perméabilité relative selon la direction du feuilletage. Cette perméabilité dépend du coefficient de foisonnement [4].

Les perméances entre nœuds sont déterminées par des formulations classiques données dans la littérature et qui ont été présentées dans le chapitre précédent.

3. Résolution du système d'équations

Cette étape est similaire au cas 2D : à partir des équations des perméances et de la distribution des sources on détermine le système matriciel à résoudre. La résolution se fait itérativement jusqu'à convergence de la matrice des perméabilités relatives des blocs.

Les paramètres affichés peuvent être classés en deux types : globaux et locaux. Le flux dans la phase est considéré comme un paramètre global. Il est calculé à partir de la somme des inductions de la dent. Pour les paramètres locaux, on a les inductions au niveau des blocs et les perméabilités relatives.

Cette démarche de modélisation par réseau de perméances est utilisée ensuite pour l'étude des MSDE. Ces machines présentent des passages de flux dans les trois directions de l'espace, une modélisation par réseau de perméances 3D est réalisée.

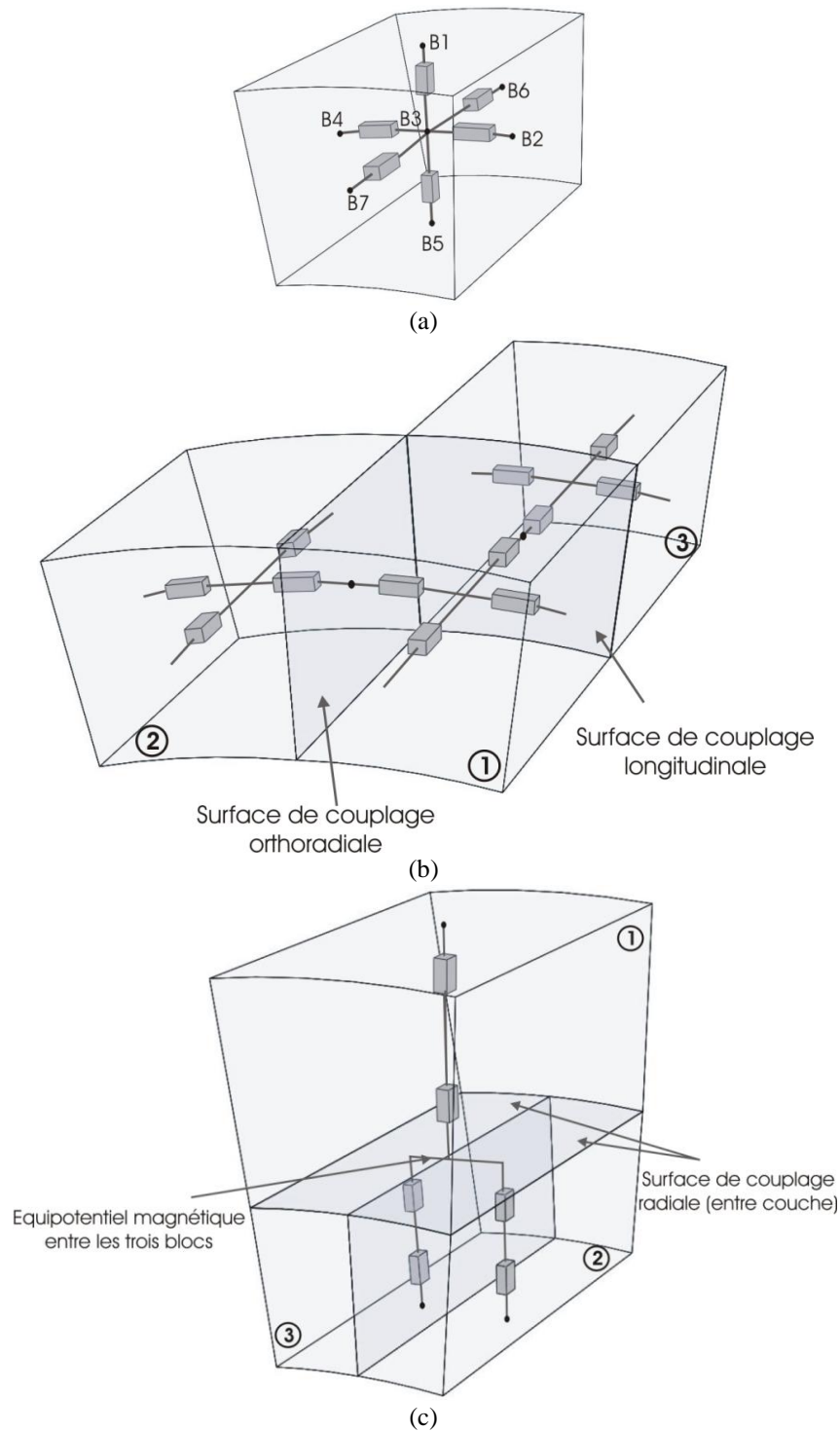


Figure 46 numérotation des nœuds : (a) numéro de nœuds local (b) intersection selon la direction orthoradiale (nœud B4 du bloc 1 et nœud B2 du bloc 2) et longitudinale (nœud B6 bloc 1 et nœud B7 du bloc 3) (c) intersection entre deux couches avec une surface d'équipotentiel entre les trois blocs.

La Figure 47 montre l'organigramme de modélisation par réseau de perméances avec les étapes d'intervention du concepteur.

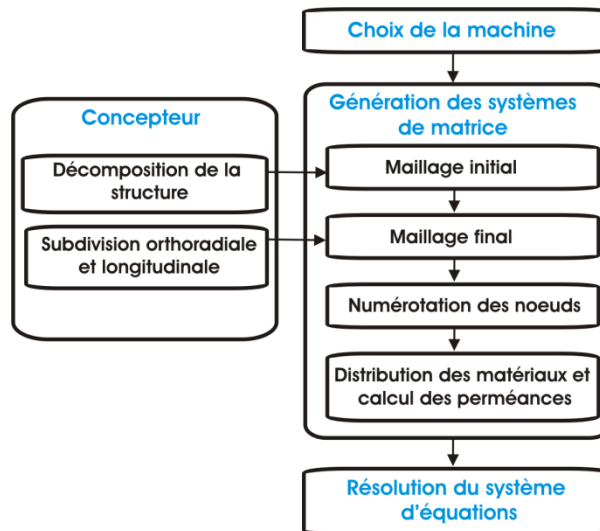


Figure 47 Organigramme de modélisation par réseau de perméances.

II. Modélisation des machines synchrones à l'aide du RdP

L'efficacité de la machine synchrone à double excitation (MSDE) dépend de la combinaison des sources d'excitation. Nous présentons deux types de MSDE où les bobinages d'excitation sont localisés au stator.

Dans un premier lieu, les configurations de machines synchrones à simple excitation (MSSE) sont exposées ; excitation par aimants permanents et excitation bobinée. Concernant les bobinages d'excitation, on se limitera aux bobinages globaux au niveau du stator (section 1). Les deux rotors utilisés sont à concentration de flux et à aimants enterrés. Puis l'association entre les deux types de rotor et le bobinage global est présentée (sections 2 et 3). L'ordre de présentation des structures étudiées est basé sur la continuité des travaux précédents [4] [2] [1] [133] [134]. En fin de chapitre (section 4) nous comparons la machine homopolaire à aimants enterrés à la structure même structure bipolaire puis à la machine à concentration de flux.

1. Machines synchrones à simple excitation

Les machines synchrones fonctionnent généralement avec une seule source d'excitation, soit des aimants permanents, soit des bobinages d'excitation. La distribution des lignes de flux dépend de ces sources, nous présentons dans ce paragraphe les configurations du rotor et le type de bobinage utilisé dans la suite pour les machines à double excitation.

Pour l'ensemble des machines étudiées avec présence d'excitation bobinée nous gardons le même stator et les mêmes dimensions des parties 3D (flasque statorique, tête de bobines ...), seules les configurations du rotor changent. Pour les machines à aimants seule la partie feuilletée du stator est utilisée. La Figure 48 montre le stator utilisé. Il s'agit d'un stator à bobinages concentriques avec une dent thermique entre deux phases voisines, cette dent

permet d'augmenter le transfert de chaleur des bobines vers la culasse (qui est le lien avec le milieu extérieur). Toutefois, l'aspect thermique n'est pas pris en compte dans cette étude.

Les dimensions du stator sont données dans le Tableau 5. L'entrefer non actif, représente l'air entre le flasque statorique et les collecteurs rotoriques, il sera présenté dans la suite (Figure 51 .b.). Le nombre de spires des deux bobines d'excitation est de 196 et 240.

Dimension	Valeur (mm)	Dimension	Valeur (mm)
Longueur active (L_{active})	125	Rayon extérieur (R_{ex})	108
Rayon culasse (R_c)	91,5	e1 e2	16- 41
Rayon stator (R_s)	63	e3 e4	22- 13
Entrefer (partie active)	0,5	Entrefer partie non active	0,3

Tableau 5 Dimensions géométriques du stator et partie 3D.

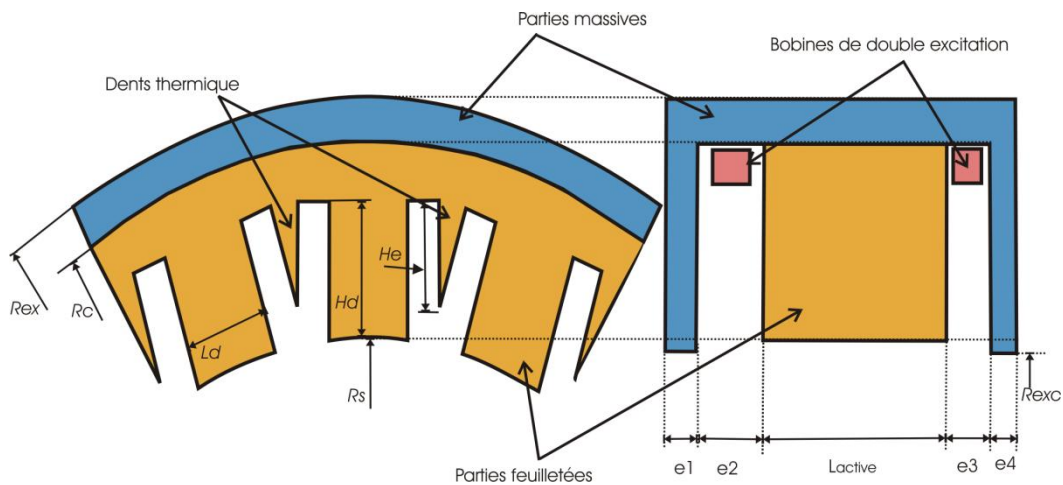


Figure 48 Dimensions géométriques du stator avec la partie 3D.

Dans la suite la dent thermique n'est pas présentée dans les figures explicatives des lignes de flux, cela dit elle est prise en compte lors des simulations.

A. Machines synchrones à aimants : concentration de flux et aimants enterrés

Plusieurs types de machines à aimants sont présentés dans la littérature [135], les rotors utilisés dans la suite sont à concentration de flux ou à aimants enterrés. (Figure 49). La concentration de flux est utilisée pour augmenter le flux au niveau de l'entrefer, ce qui permet d'utiliser des aimants permanents avec des inductions rémanentes plus faibles. Le second rotor présente une épaisseur de pénétration de flux plus faible, cela permet de réduire le volume de fer du rotor.

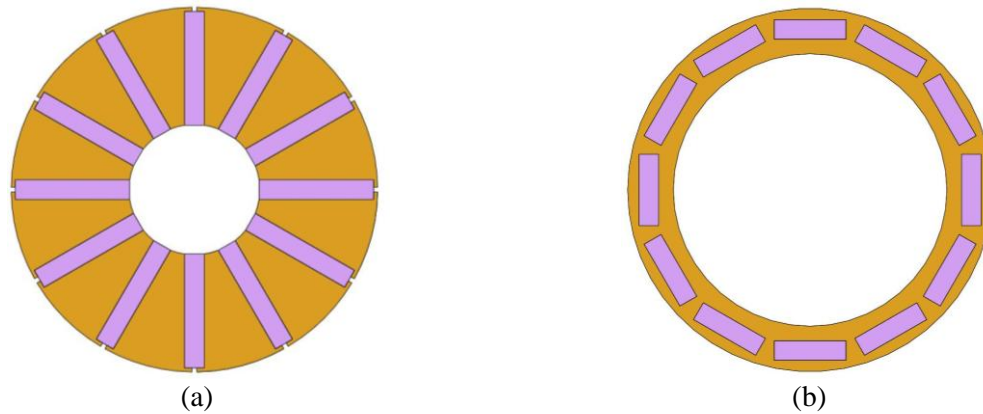


Figure 49 Rotor à aimant : (a) concentration de flux et (b) aimants enterrés.

Du point de vue de l'aimantation, la première structure est caractérisée par une aimantation orthoradiale alors qu'elle est radiale pour la deuxième. On note que les lignes de flux sont principalement suivant deux directions (dans le plan actif « oxy »), ce qui permet d'utiliser des matériaux feuilletés selon la direction « z » pour réduire les pertes fer de la machine.

B. Machine synchrone à bobinage global : configuration homopolaire

Le deuxième type d'excitation est le bobinage alimenté par courant continu. Seuls les bobinages globaux sont présentés dans cette partie. Ils sont situés au-dessus des têtes de bobines d'induit, cela permet de les alimenter sans utiliser de balais.

La Figure 50 montre une coupe de machine à excitation bobinée. Le stator est constitué d'une partie feuilletée (stator classique) et une partie massive (flasque et culasse), le rotor est constitué de plots et collecteurs massifs.

Les deux bobines produisent un flux additif au niveau de la partie active de la machine, la Figure 51.a. montre le flux créé par les deux bobines, ce flux traverse l'entrefer de la zone active, les dents, la culasse, l'entrefer de la partie non active, le collecteur et les plots rotoriques. L'utilisation des matériaux massifs permet de canaliser le flux dans la direction « oz ». Par bipolaire et homopolaire, on distingue les flux qui créent deux pôles ou un seul pôle au niveau de la partie active du stator.

La Figure 51 .b. montre une période mécanique, le plot rotorique permet de ramener le flux à la zone active. La forme du flux en fonction de la position est donnée dans la Figure 52, une composante continue apparaît dans la valeur du flux de phase.

Ce type de bobinage est utilisé dans la suite pour dans les machines à doubles excitation à concentration de flux et à aimants enterrés.

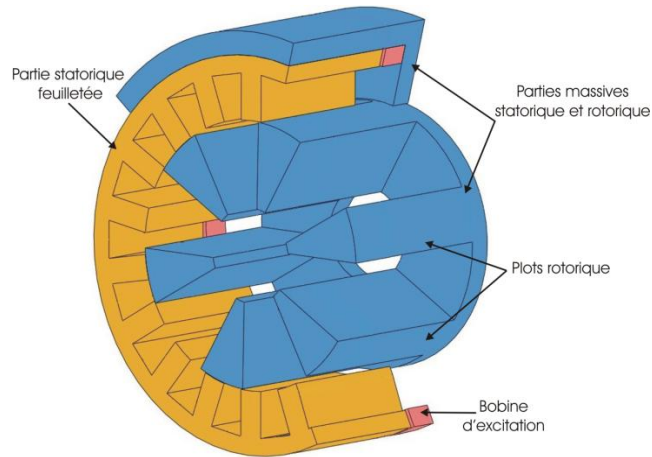


Figure 50 Composition de machine à simple excitation.

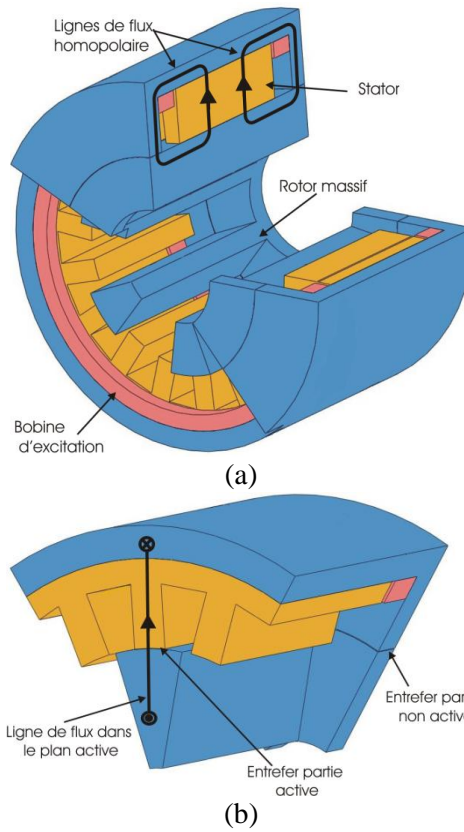


Figure 51 Ligne de flux (a) Vue 3D des lignes de flux (b) Coupe sur le plan.

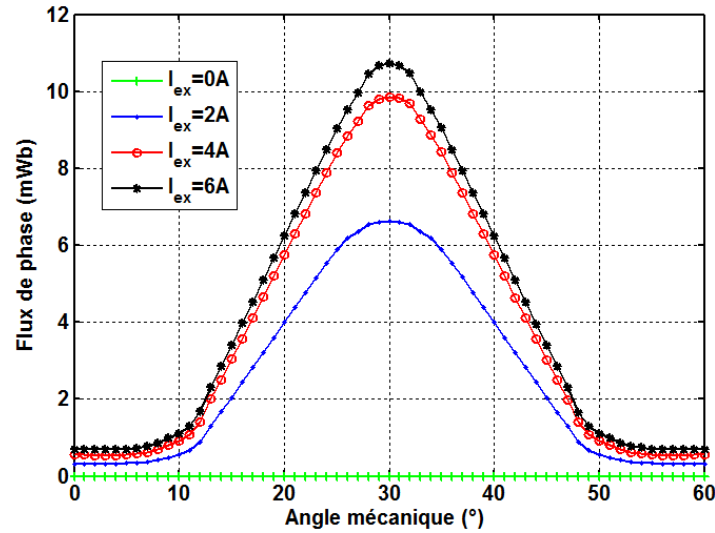


Figure 52 Flux dans la phase pour différentes valeurs du courant d'excitation I_{ex} .

2. Machine synchrone à double excitation à concentration de flux

Nous avons présenté précédemment les MSSE, dans cette partie nous associons le rotor à aimants à concentration de flux avec le stator à excitation bobinée pour obtenir une machine à double excitation (MSDE) à concentration de flux [4].

A. Présentation de la structure

Le stator de la machine est le même que dans le cas de la machine à excitation bobinée. Le rotor est constitué de trois parties, la Figure 53 montre les trois parties du rotor ; deux avec des matériaux massifs (similaire au rotor à excitation bobiné présenté dans précédemment) et un rotor à concentration de flux avec des matériaux soit feuilletés ou massifs.

La Figure 54 .a montre les lignes de flux des bobines d'excitation qui traversent la zone active avec et sans plots rotoriques, la présence de plot dans un pôle sur deux permet de moduler le flux et ainsi agir sur un pôle de la machine. On constate que le flux des aimants présente deux trajectoires. le premier trajectoire est homopolaire où il traverse la partie active une seule fois puis il se referme sur les deux parties latérales. Le deuxième est bipolaire où il se referme sur la partie active sans qu'il ne traverse les parties latérales.

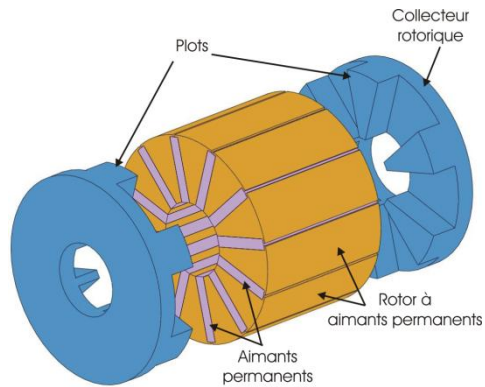


Figure 53 Composition du rotor à concentration de flux homopolaire.

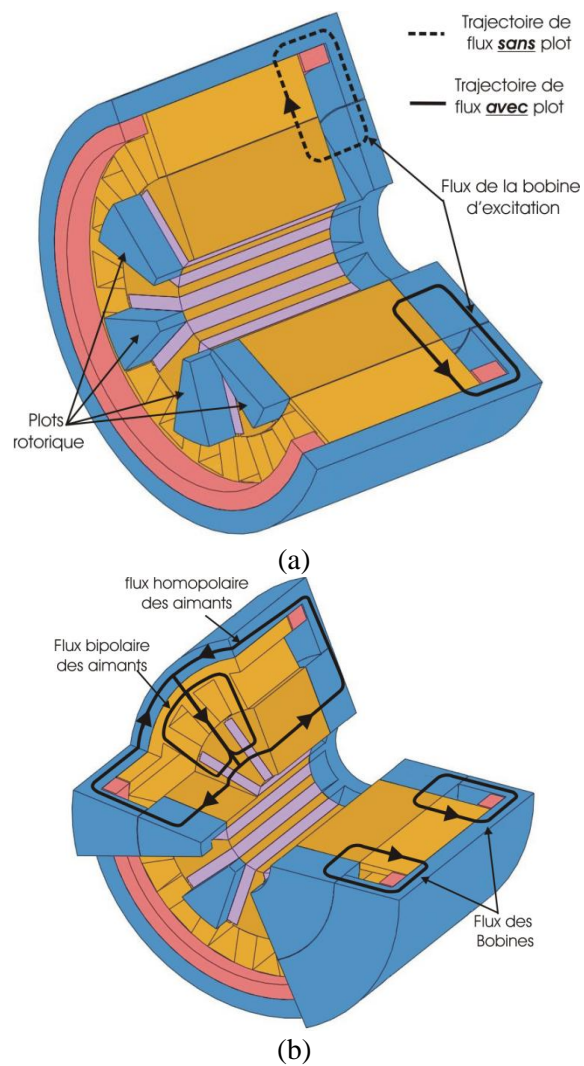


Figure 54 Machine à double excitation à concentration de flux (a) flux des bobines d'excitation (avec et sans plot) (b) ligne de flux dans la machine.

Les bobines d'excitation créent des lignes de flux qui traversent le feuilletage rotorique, ce qui réduit leur efficacité. Une comparaison de machines avec (Figure 55) et sans feuilletage est donnée dans la suite.

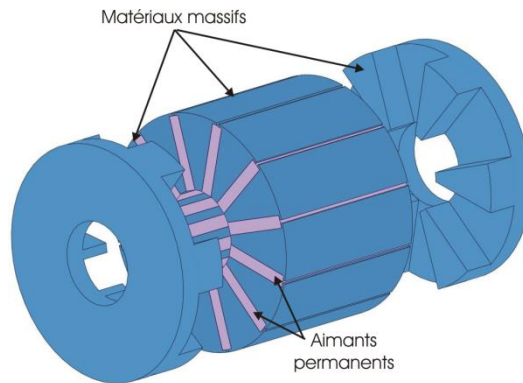


Figure 55 Composition du rotor à concentration de flux homopolaire.

B. Effet du feuilletage sur le flux d'excitation

La Figure 56 montre l'effet de l'utilisation du feuilletage sur le contrôle du flux. Pour le rotor feuilleté, le flux à vide à courant d'excitation nul est plus important de 13 % (7 mWb contre 6,2 mWb). En revanche, le contrôle du flux est moins bon avec un taux de variation de flux maximal et flux minimal de 1.9 (de 4,54 mWb à 8,75 mWb), alors qu'il est de 2,3 (de 4,4 mWb à 10,25 mWb) pour le massif.

Flux à vide à courant d'excitation nul : la différence entre feuilleté et massif s'explique par un flux homopolaire plus faible en feuilleté, et un flux bipolaire plus important. On peut voir cette différence en observant l'induction au milieu d'une dent statorique (Figure 57). On remarque notamment que dans le cas feuilleté (Figure 57.a) l'induction n'est pas uniforme sur toutes la longueur active de la machine.

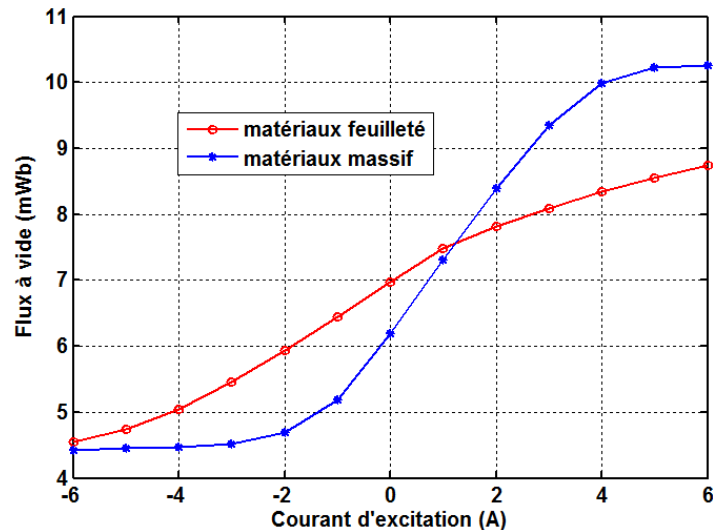


Figure 56 Effet du feuilletage sur l'efficacité des bobines de double excitation. (Configuration homopolaire)

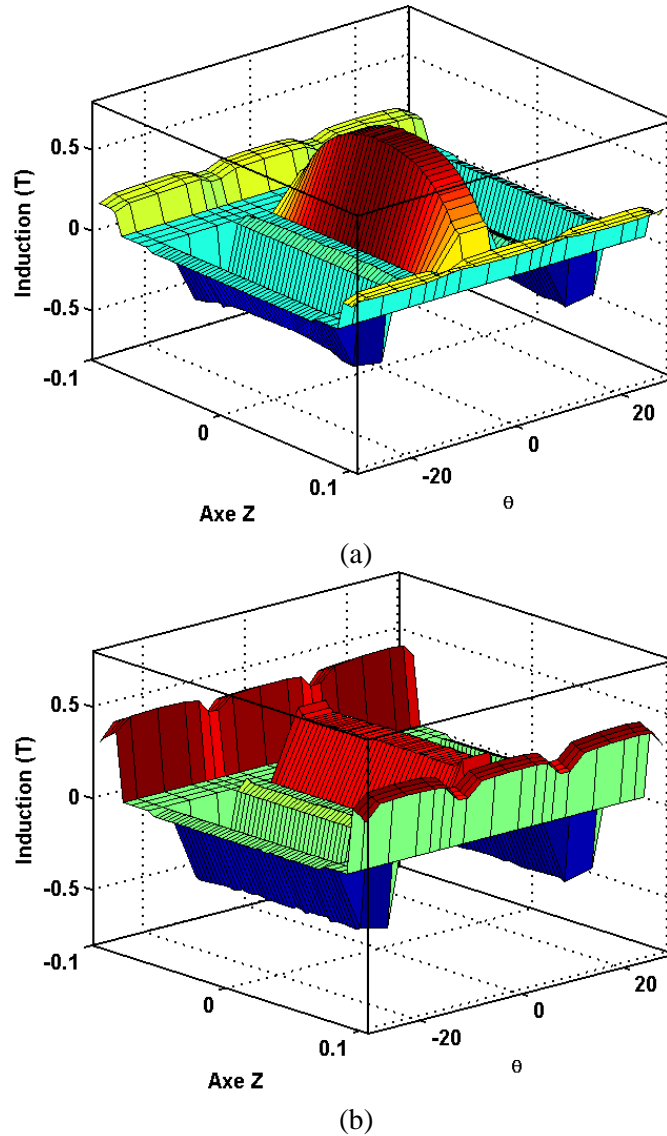
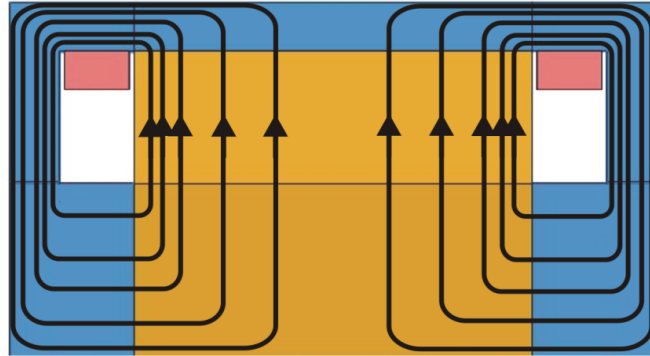


Figure 57 Induction dans la dent (a) cas feuilleté (b) cas Massif.

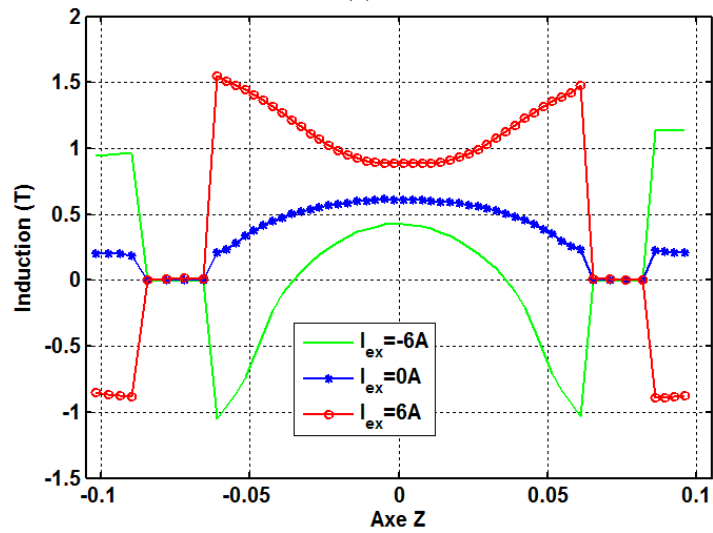
Capacité de modulation du flux : l'utilisation du feuilletage entraîne une réduction de l'efficacité des bobines de double excitation selon la longueur de la machine. On peut voir sur la Figure 58 la comparaison des inductions dans la dent pour différents courant d'excitation entre les deux cas. Le rotor massif permet de faciliter du passage du flux dans la direction z et réduit ainsi la variation de l'induction selon cette direction. Ce n'est pas le cas pour le rotor feuilleté où la variation de l'induction en fonction de la longueur de la machine est plus importante. On voit notamment que l'induction est plus importante proche des extrémités de la machine et diminue en s'approchant du centre de la machine.

Comme nous avons pu voir dans ce paragraphe, les parties massives permettent une réduction de la réluctance le long de la longueur active de la machine, cela induit une réduction du flux à vide de la machine à courant d'excitation nul. Par contre, la valeur maximale du flux à vide (correspondant au courant d'excitation maximal) est plus élevée si on utilise un matériau

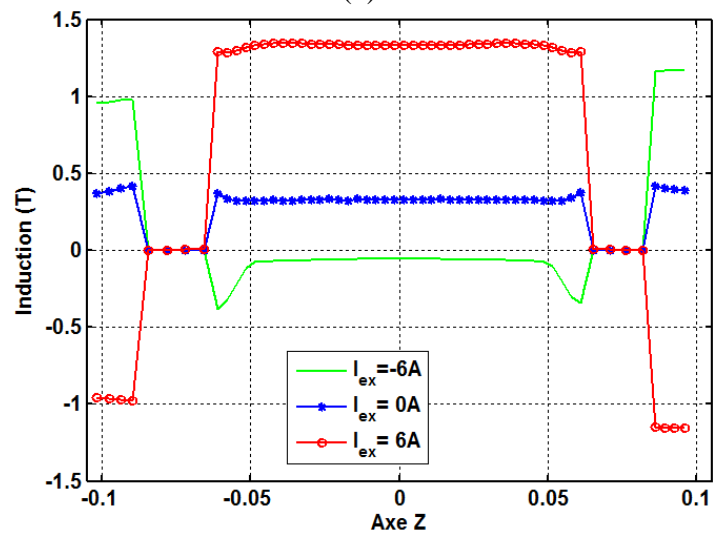
massif (pour le jeu de dimension testé). D'un autre côté, la capacité de contrôle du flux s'améliore. L'utilisation d'un matériau massif va cependant entraîner une augmentation des pertes fer. La combinaison entre les deux types de rotor est introduite dans le paragraphe suivant.



(a)



(b)



(c)

Figure 58 Effet du feuilletage (a) ligne de flux dans la direction « z » (b) Induction au milieu de la dent cas feuilleté (c) cas massif.

3. Machine synchrone à double excitation à aimants enterrés

Le rotor à aimants enterrés présente une épaisseur de pénétration de flux plus faible par rapport à la machine à concentration de flux, cette épaisseur décroît en fonction de l'augmentation du nombre de paires de pôles. Cette configuration nous permet d'utiliser l'espace sous les aimants pour ramener le flux de la double excitation. Les dimensions du stator à bobinages concentriques seront les mêmes que dans le paragraphe précédent, de même pour le nombre de paires de pôles (qui est égal à six).

A. Présentation de la structure

La machine homopolaire est constituée d'un stator à bobinages concentriques avec des bobinages de double excitation au dessus des bobines d'induit. Le rotor est séparé en deux parties, la première (extérieure) est feuilletée avec un aimant par paire de pôles où tous les aimants dans la machine sont aimantés dans la direction radiale. La deuxième partie du rotor (intérieur) est massive avec deux collecteurs de flux aux deux extrémités de la machine Figure 59.a. Les éléments de la machine complète sont donnés par Figure 59.b.

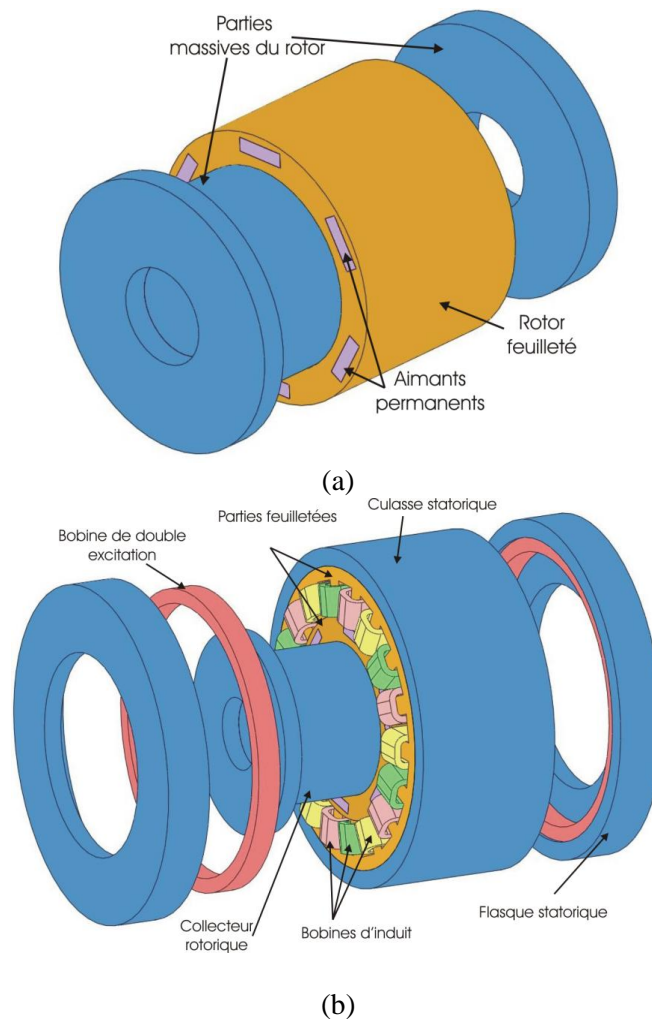


Figure 59 Composition de la machine à aimants enterrés(a) rotor à aimants et parties massives (b) vue éclatée de la machine.

La Figure 60. a. montre les lignes de flux principales créées par les deux sources dans le plan actif, les flux de fuites des deux sources et le flux de court-circuit magnétique des aimants ne sont pas représentés.

Les aimants permanents créent des flux bipolaire et homopolaire (Figure 60. b). La composante bipolaire du flux se reboucle dans la zone active où elle traverse deux fois l'entrefer actif. Le flux homopolaire traverse une seule fois l'entrefer actif et il se referme par le flasque statorique, l'entrefer de la partie 3D (non actif), le collecteur rotorique et le rotor massif. Cette composante induit une valeur continue dans le flux de phase de la machine.

Les bobines de double excitation sont alimentées dans la même direction, ainsi le flux créé par ces deux bobines se concentre dans la zone active de la machine (Figure 60. c.). Comme dans le cas des machines à simple excitation homopolaire, le rotor doit présenter une variation de réluctance d'un pôle à un autre, pour permettre de créer un flux variable en fonction de la position. Comme la perméabilité relative des aimants est voisine de 1, les aimants créent des barrières de flux pour les bobines d'excitation. De plus, comme les aimants n'occupent qu'un pôle sur deux, on obtient la modulation du flux par rapport à la position du rotor, ce qui explique la deuxième utilité des aimants permanents dans cette configuration. Cette modulation du flux est fonction de la taille et de la position des aimants.

Les dimensions géométriques du rotor sont données par le Tableau 6 et présentées dans la Figure 61 (les dimensions du stator sont données dans le Tableau 5).

Dimension	Valeur (mm)	Dimension	Valeur (mm)
Rayon rotor (R_{rotor})	62,5	Rayon d'aimant (R_{aim})	55,4
Rayon massif (R_{massif})	46,5	Rayon arbre (R_{arbre})	20
Hauteur d'aimant (H_{aim})	4	largeur d'aimant (L_{aim})	28

Tableau 6 Dimensions géométriques de la machine.

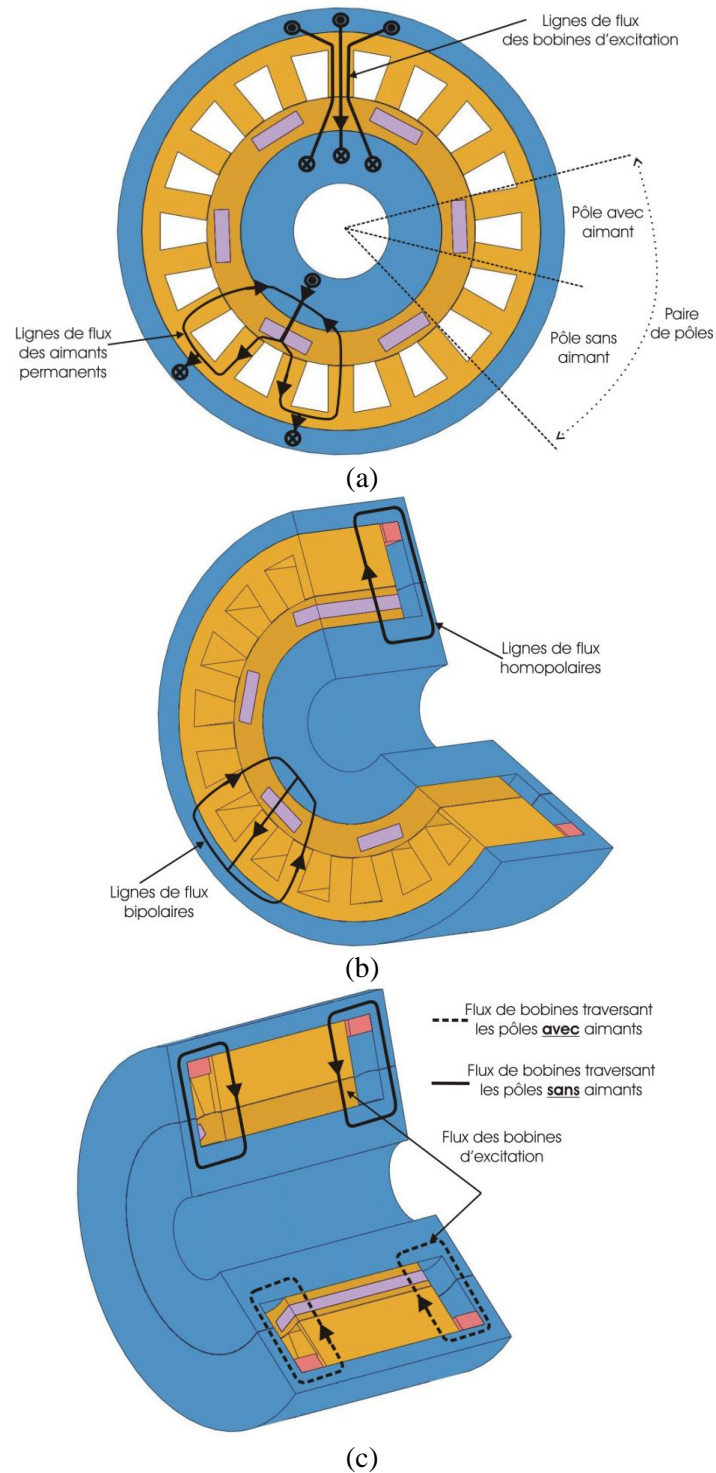


Figure 60 Ligne de flux de la machine à double excitation à aimants enterrés (a) flux dans plan 2D (b) flux des aimants permanent (c) flux des bobines d'excitation.

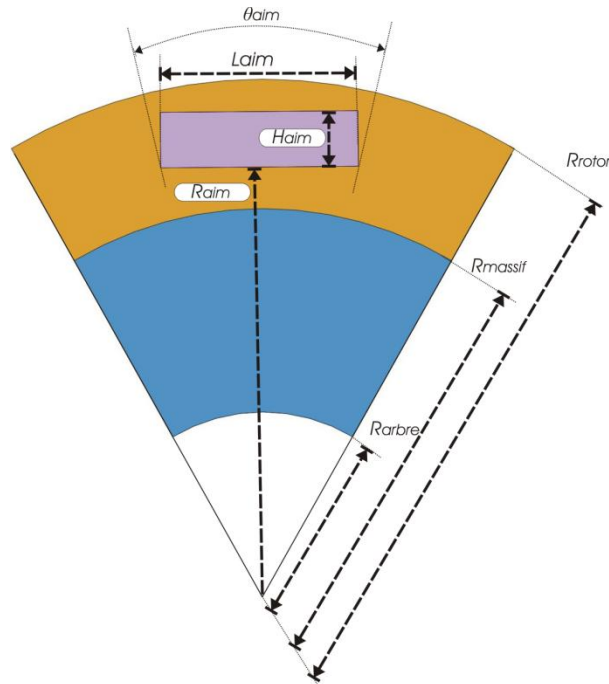


Figure 61 Dimensions géométriques du rotor homopolaire.

La Figure 62 montre la variation du flux à vide en fonction du courant d'excitation, on remarque que la capacité de défluxage de la machine est moins importante que sa capacité de surfluxage (1,8mWb pour le défluxage et 6,3 mW pour le surfluxage).

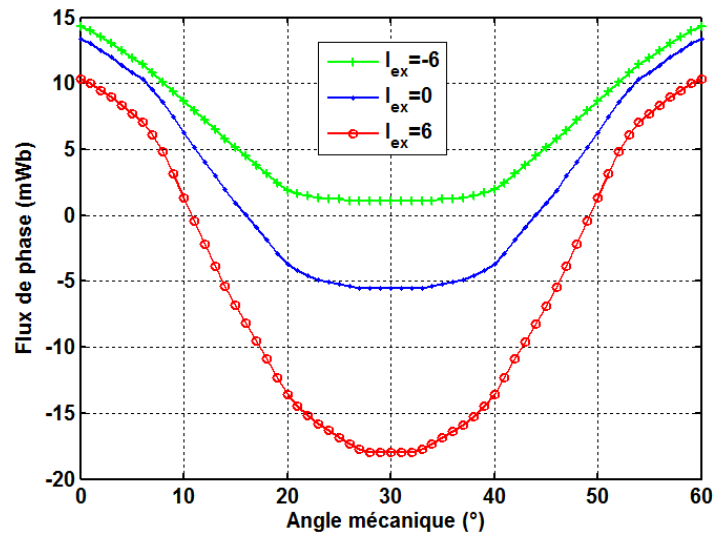


Figure 62 Flux en fonction de la position pour différent courant d'excitation.

B. Effet des matériaux massifs

Pour justifier cette différence on étudie, en premier lieu, l'influence de la caractéristique magnétique des matériaux massifs sur la performance de chaque source indépendamment,

puis son effet en présence des deux sources. Les simulations sont effectuées pour deux types de matériaux ; linéaire et saturé.

- Effet des matériaux massifs sur le flux des bobines d'excitation

La Figure 63 montre le flux de la phase « a » en fonction de la position, les aimants étant remplacés par de l'air. On note par « MI » les simulations effectuées avec matériau massif linéaire (perméabilité relative $\mu_r=10000$) et par « Ms » les simulations effectuées avec le matériau magnétique saturé.

La variation de flux est due à la présence des aimants permanents qui créent une barrière de flux, cela dit, on remarque que le flux ne s'annule pas. Ceci étant dû au passage de flux dans l'isthme entre les aimants et l'entrefer.

Lorsque le courant d'excitation passe de 3 A à 6 A, la variation du flux d'excitation subit une augmentation de 150% (de 2 mWb à 5 mWb) dans le cas linéaire par contre elle n'est améliorée que de 110% (de 1 mWb à 2,1 mWb) dans le cas saturé.

La variation maximale du flux à vide (qui correspond à un courant de 6 A) est dans le cas linéaire de 5,2 mWb, cette valeur est fortement réduite par l'effet de saturation où la variation du flux n'est plus que de 2,1 mWb.

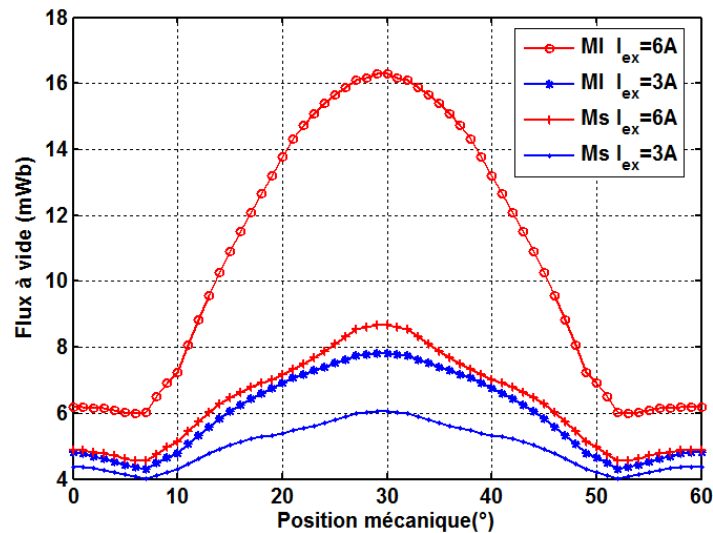


Figure 63 Flux en fonction de la position pour différents courants d'excitation sans aimants permanents (Ms et MI matériaux massifs avec caractéristique linéaire et saturé respectivement).

- Effet des matériaux massifs sur le flux des aimants

Dans cette partie on étudie l'influence des matériaux massifs sur le flux des aimants, avec un courant d'excitation nul. On étudie les flux de phase maximal et minimal, qui correspondent aux positions présentés dans la Figure 64.

En plus des simulations en linéaire et saturé, une simulation avec la perméabilité relative de 1 est effectuée, elle permet d'estimer le flux de fuite des aimants vers la partie massive.

Les flux de phase maximal et minimal sont présentés dans le Tableau 7. Par rapport à la simulation en linéaire, le flux maximal décroît relativement de 1,5 % et 6,8 % pour le saturé et de l'air respectivement. Cette variation reste faible comparée au flux minimal, où la valeur absolue du flux minimal croît de 13,2 % et 111,32 %.

Pour la position à flux maximal, le flux vu par la phase «a» (dent centrale) est égale à la somme du flux bipolaire et homopolaire. En remplaçant les matériaux massifs par l'air, le flux homopolaire est réduit et par conséquent le flux de phase diminue. Cette réduction est relativement faible puisqu'il existe un deuxième passage de flux qui est la trajectoire bipolaire.

La deuxième position présente le flux minimale, dans ce cas seul le flux bipolaire traverse la phase «a». La simulation avec de l'air induit une augmentation du flux bipolaire et ainsi augmente le flux de phase. L'augmentation est relativement importante puisque avec des matériaux massifs linéaire la réluctance de la trajectoire homopolaire est faible comparé à la réluctance bipolaire (l'entrefer de la partie non active est plus petit que l'entrefer de la partie active).

Matériaux	Linéaire	Saturé	Air
Flux maximum (mWb)	13,2	13	12,3
Flux minimum (mWb)	-5,3	-6	-11,2

Tableau 7 Flux de phase pour différents matériaux à courant d'excitation égal à zéro.

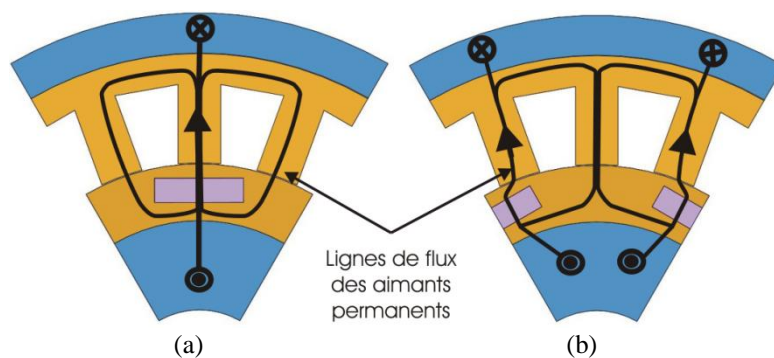


Figure 64 Ligne de flux d'aimant pour les positions avec valeur maximale et minimale dans la phase « a » (dent centrale) (a) Flux maximal (b) Flux minimal.

- Effet des matériaux massifs sur le flux des deux sources

La Figure 65 montre l'influence de la saturation du stator et des parties massives sur la capacité de contrôle de flux à vide. Le cas linéaire montre une capacité de défluxage et de surfluxage équivalente (7,2 mWb). La Figure 66 montre les lignes de flux des bobines

d'excitation et des aimants permanents. On peut voir que dans le cas de surfluxage le flux des bobines et des aimants s'ajoutent, contrairement au défluxage où les deux flux s'opposent au niveau de la dent. Cela explique le fait que lorsqu'on intègre la saturation magnétique du stator, la capacité de surfluxage est réduite (5,7 mWb), par contre la capacité de défluxage reste la même.

L'introduction de la saturation des parties massives implique une réduction importante de l'efficacité de défluxage de la machine (2,7 mWb), par contre, le flux de surfluxage est réduit de seulement 5,7 mWb. Cette différence s'explique par les trajectoires de flux au niveau des parties massives. En effet pour le défluxage, le flux des bobines s'ajoute au flux homopolaire des aimants qui augmente la saturation au niveau des parties massives (Figure 66).

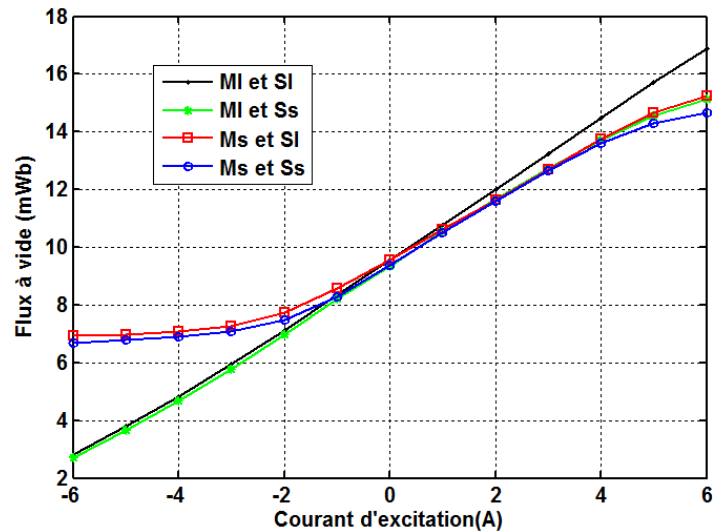


Figure 65 Influence des matériaux sur les performances de la machine à double excitation. (MI, Ms, SI et Ss représentent massif linéaire, massif saturé, stator feuilleté linéaire et stator feuilleté saturé respectivement).

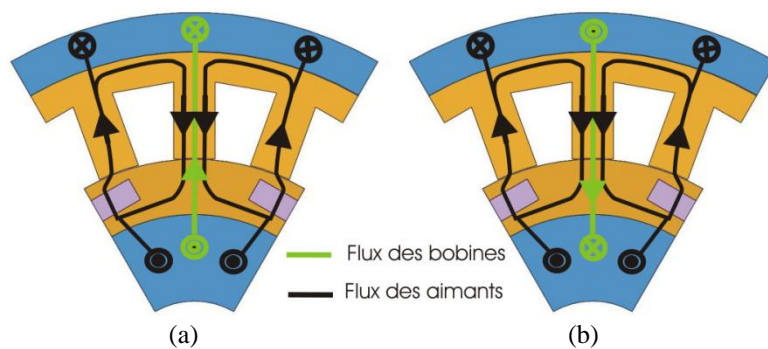


Figure 66 Ligne de flux d'aimant et de bobines d'excitation (a) défluxage (b) surfluxage.

La saturation des parties massives limite le défluxage et le surfluxage, cela dit le la réduction du défluxage est plus importante. D'un autre côté la saturation des dents statorique influence uniquement le surfluxage.

Cette partie nous a permis de voir l'influence des parties massives de la machine, dans la suite nous présentons une étude paramétrique qui permet de déterminer l'influence des paramètres spécifiques sur les performances de la machine.

C. Etude paramétrique

Après avoir étudié l'influence des matériaux, nous nous focalisons dans cette partie sur l'influence des paramètres géométriques sur les performances de la machine homopolaire. Le choix est porté sur les dimensions modélisant les parties 3D comme l'entrefer de la partie non active (e_{ex}), les épaisseurs du flasque statorique (e_1 et e_4), et les dimensions dans le plan actif comme la hauteur (H_{aim}) et l'ouverture des aimants permanents (θ_{aim}).

c. Influence de l'entrefer de la partie non active

L'entrefer de la partie non active située aux extrémités de la machine entre les collecteurs rotoriques et le stator. Bien qu'il ne soit pas utilisé à la conversion d'énergie (contrairement à l'entrefer dans la longueur active), il influence sur le flux homopolaire dans la machine et sur l'efficacité de contrôle par les bobines d'excitation. L'entrefer original de la structure est de 0,3 mm. La Figure 67 montre le flux à vide pour différentes valeurs d'entrefer : la variation est comprise entre 20% (0,06 mm) et 140% (0,42 mm) de la valeur originale.

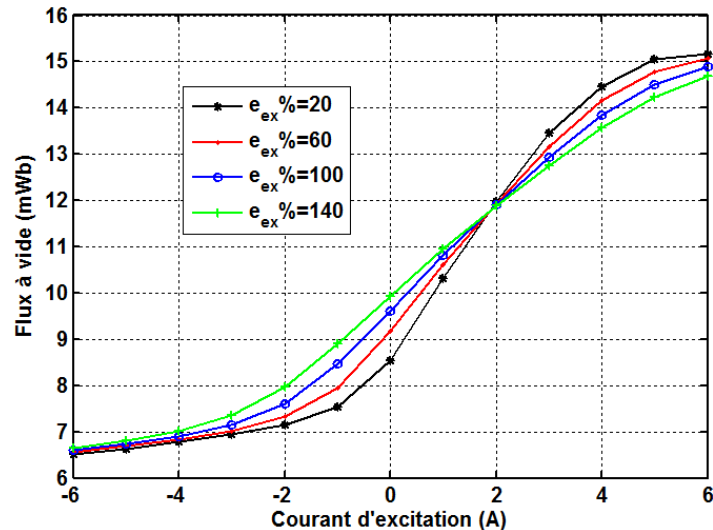


Figure 67 Influence de l'épaisseur de l'entrefer de la partie non active.

A courant d'excitation nul, le flux à vide est réduit avec la diminution de l'entrefer. Cela s'explique par le fait qu'une plus grande partie du flux ne se referme pas dans la zone active, mais prend la trajectoire homopolaire. (Le flux à vide passe à -10,5 %, -4,3 % et 3,1 % pour

20 %, 60 % et 140 % respectivement) Les flux maximal et minimal sont presque inchangés (différence inférieure à 2 %). On constate que l'effet de la saturation magnétique est moins prononcé dans le cas des grandes valeurs d'entrefer, ceci est dû à la réluctance d'entrefer qui introduit un lissage de la courbe flux- courant, contrairement aux faibles valeurs d'entrefer où la saturation apparaît pour des courants d'excitation plus faibles.

D'un autre côté on note que la pente de variation du flux en fonction du courant d'excitation change en fonction de la valeur de l'entrefer, on remarque que toutes les courbes présentent un point d'intersection pour un courant égal à 2 A pour cette valeur de courant les flux à vide de différents entrefers sont superposés. La Figure 68 montre le flux en fonction de la position pour différents valeurs d'entrefer d'excitation pour deux courants ($I_{ex}=0$ A et 2 A), on remarque la superposition des courbes pour le courant $I_{ex}=2$ A quelle que soit la valeur de l'entrefer non actif.

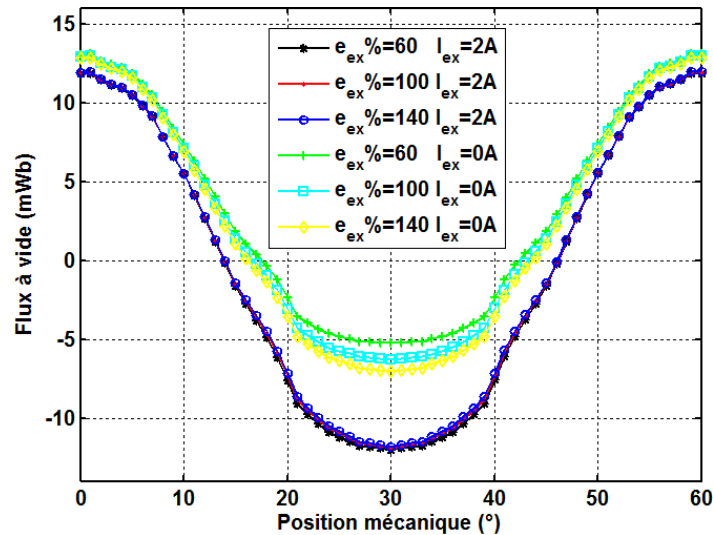


Figure 68 Flux à vide pour le courant d'excitation égale à 1.8A.

Dans le but de déterminer avec une formule analytique du courant pour lequel on a l'intersection des courbes « flux à vide -courant d'excitation », un réseau de perméances simplifié est développé pour l'angle de 30° , les réluctances du fer sont négligées, sauf la réluctance de court circuit magnétique des aimants qui est prise en compte avec une perméabilité relative constante et égale à 33 (cette valeur est déterminée par le RdP précis). Ainsi seule la réluctance de court-circuit magnétique des aimants et les réluctances d'entrefer (parties active et non active) sont prises en compte, la Figure 69 montre le schéma réluctant simplifié. Les réluctances d'entrefer de la partie active (R_1 , R_2 et R_3 correspondent aux dents de la phase A B et C respectivement) sont déterminées par le chevauchement entre les angles rotoriques et statoriques, les angles rotoriques sont définis par l'ouverture angulaire de l'aimant. Les angles statoriques sont définis par l'ouverture angulaire des dents statoriques.

$$R_1 = \frac{e}{\mu l_{active} \theta_a (R_r + e/2)}$$

$$R_2 = R_3 = \frac{e}{\mu l_{active} \theta_{ov} (R_r + e/2)} \quad \text{Eq. 43}$$

Avec e , θ_d , R_r et l_{active} représentant l'épaisseur d'entrefer, l'ouverture d'une dent statorique, le rayon du rotor et la longueur active.

La réluctance de court circuit est égale à l'inverse de la perméance « P_5 » Figure 70, l'expression de cette perméance est donnée par :

$$P_5 = P_6 = \int_{S(0)}^{S(l_{active})} \mu \frac{dS}{l(r)} = \mu \frac{l_{active}}{2\pi} \log \left(\frac{2\pi(R_r - A_0) - H_{aim}}{2\pi(A_1 - A_0) - H_{aim}} \right) \quad \text{Eq. 44}$$

A_0 et A_1 sont donnés par les expressions :

$$A_0 = \left(R_{aim} + \frac{H_{aim}}{2} \right) / \cos(\theta_{aim}/2)$$

$$A_1 = (R_{aim} + H_{aim}) / \cos(\theta_{aim}/2) \quad \text{Eq. 45}$$

La résolution analytique du schéma réluctant simplifié permet de donner l'expression du flux dans la phase « a » :

$$\phi_a = \frac{\phi_{aim} R_{t1} R_7 + 2E R_{t2}}{(R_{t2} + R_1) R_7 + 2R_{t2} R_1} \quad \text{Eq. 46}$$

Avec ϕ_a , E , représentent le flux d'aimant et la force magnétomotrice des bobines d'excitation. Et les réluctances R_{t2} et R_{t1} sont données par :

$$R_{t1} = \frac{R_4 R_5}{2R_4 + R_5}$$

$$R_{t2} = R_{t1} + R_2/2 \quad \text{Eq. 47}$$

On cherche le courant qui donne la même valeur de flux quelque soit l'entrefer non actif. On calcule pour cela la différence entre le flux de deux entrefers (donc deux valeurs de réluctance R_7), ce courant doit vérifier la condition suivante :

$$I = \frac{1}{n} \frac{R_1 R_{t1}}{R_1 + R_{t2}} \phi_{aim} \quad \text{Eq. 48}$$

Avec n le nombre de spires moyen entre les bobines d'excitation (218). Le courant obtenu avec cette expression est 1,80 A. Cette modélisation simplifiée nous confirme qu'il existe un point d'intersection entre les différentes courbes, avec un courant proche de celui déterminé avec le modèle avec réluctance maillé (il est égal à 2 A pour le modèle à réluctance maillé).

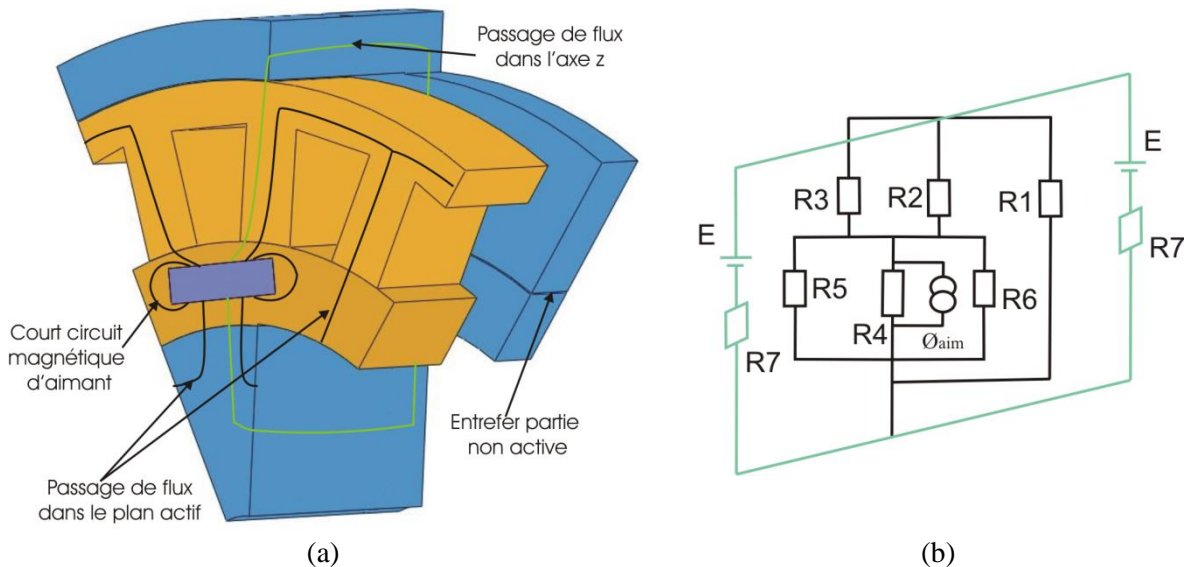


Figure 69 Schéma réluctant simplifié (a) ligne de flux (b) réseau de réluctance.

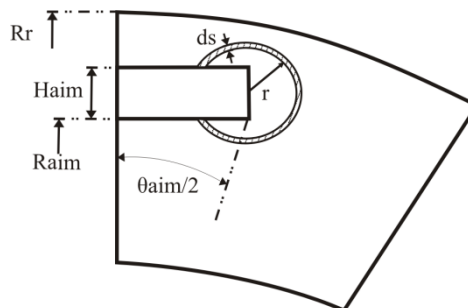


Figure 70 Reluctance de court-circuit d'aimant.

d. Influence de l'épaisseur du flasque (e_1 et e_4 voir Figure 48)

L'influence de la variation de l'épaisseur du flasque statorique est donnée dans cette partie, l'épaisseur des flasques des deux côtés (Figure 48) sont modifiés simultanément avec un facteur de $e_f\%$ par rapport aux valeurs initiales (variation de 20 % à 180 %, e_1 et e_4 varient respectivement entre [3,2 – 28,8]mm et [2,6 – 23,4]mm), la Figure 71 montre la variation du flux à vide, on constate que la modification de l'épaisseur du flasque influence plus le défluxage que le surfluxage. Elle est due à la saturation dans cette région qui est plus importante pour le défluxage le flux homopolaire s'ajoutant au flux créé par les bobines d'excitation. Ceci renforce les conclusions données auparavant lors de l'étude de l'influence des matériaux massifs sur les performances de la machine. La diminution du flux minimal entre $e_f\%=140$ et 180 % reste faible. Cela s'explique par le fait que pour $e_f\%=180$ %, le flasque statorique ne présente pas la zone de saturation la plus importante dans la trajectoire du passage de flux. On note aussi que toutes les courbes présentent le même point d'intersection que celui présenté dans l'étude de l'influence de l'entrefer non actif.

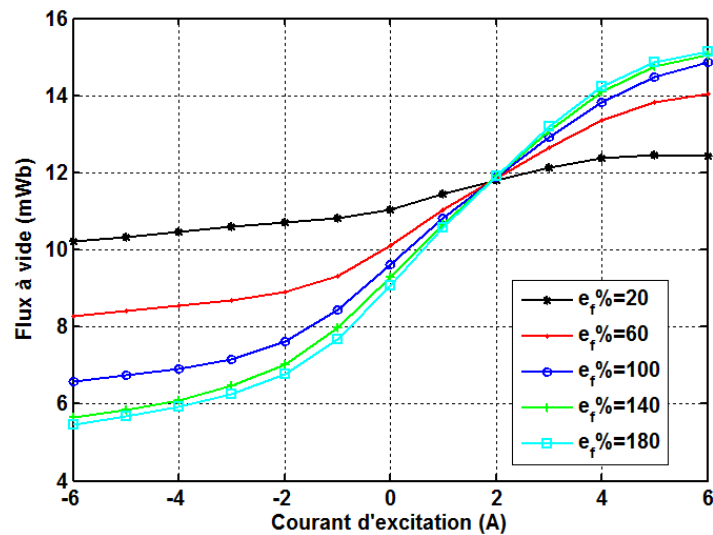


Figure 71 Influence de l'épaisseur du flasque.

e. Influence du volume d'aimant

L'aimant permanent joue un rôle double dans cette structure : d'un côté la création du flux des aimants et de l'autre une barrière de flux des bobines d'excitation. L'influence du volume d'aimants est étudiée dans ce paragraphe, où deux paramètres sont modifiés indépendamment : la hauteur et l'ouverture d'aimant. Le rayon de l'aimant (entre le centre et la partie inférieure de l'aimant) reste fixe pour toutes les simulations. Seules des considérations magnétiques sont abordées dans cette partie, l'aspect mécanique n'est pas pris en compte. La Figure 73 montre l'influence de ces deux paramètres sur le flux à vide de la machine, on constate que la réduction du volume par l'ouverture angulaire présente une variation de flux plus importante que celle obtenue en modifiant la hauteur des aimants. Le flux à vide à courant nul varie entre 0 et 12 mWb pour l'ouverture angulaire, et de 3 à 11 mWb pour la variation de la hauteur. Elle est due à l'augmentation du court-circuit

magnétique des aimants. Quant à la variation de flux, elle est moins diminuée par la réduction de la hauteur, cela s'explique par le fait que la barrière de flux créée par les aimants est moins fonction de l'ouverture des aimants que de leur hauteur.

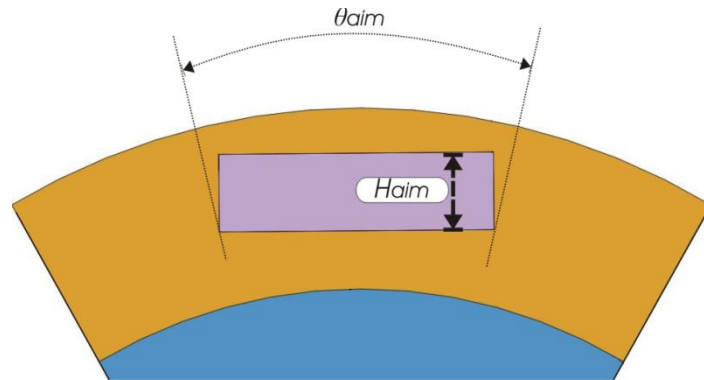
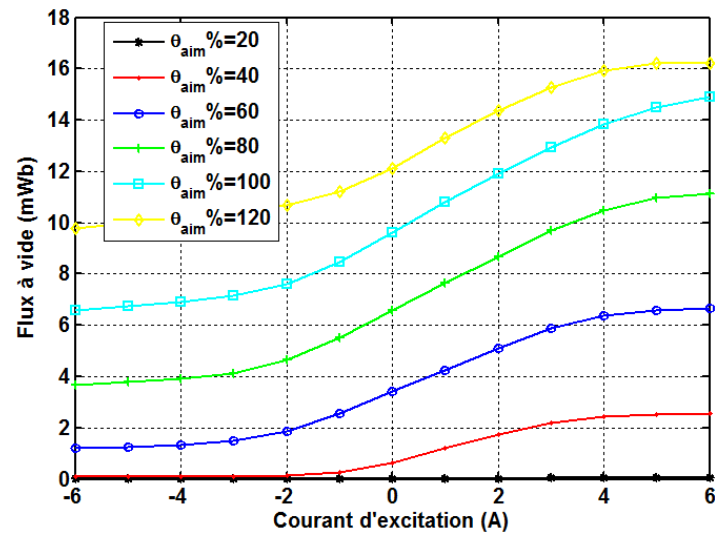
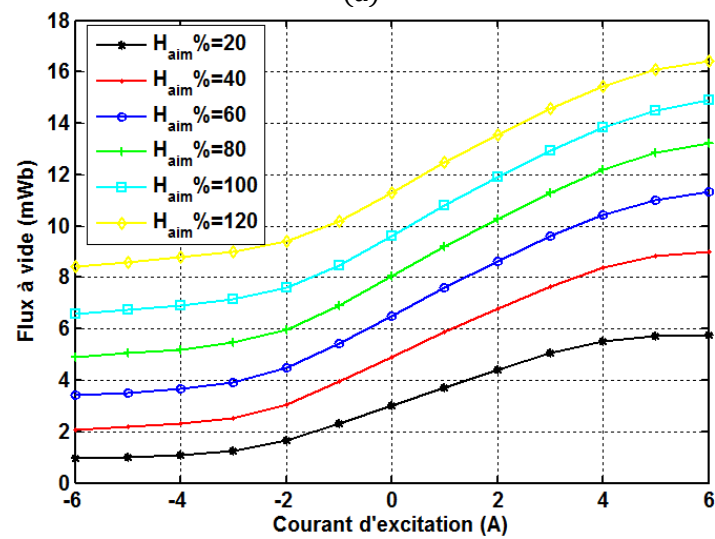


Figure 72 Paramètres d'aimant.



(a)



(b)

Figure 73 Influence du volume d'aimant (a) l'ouverture d'aimant (b) la hauteur d'aimant.

D. Validation du RdP

Dans le but de valider les résultats précédents obtenus avec le réseau de perméances, nous présentons une comparaison entre ce modèle, un modèle éléments finis en trois dimensions et les résultats expérimentaux du prototype correspondant Figure 74.

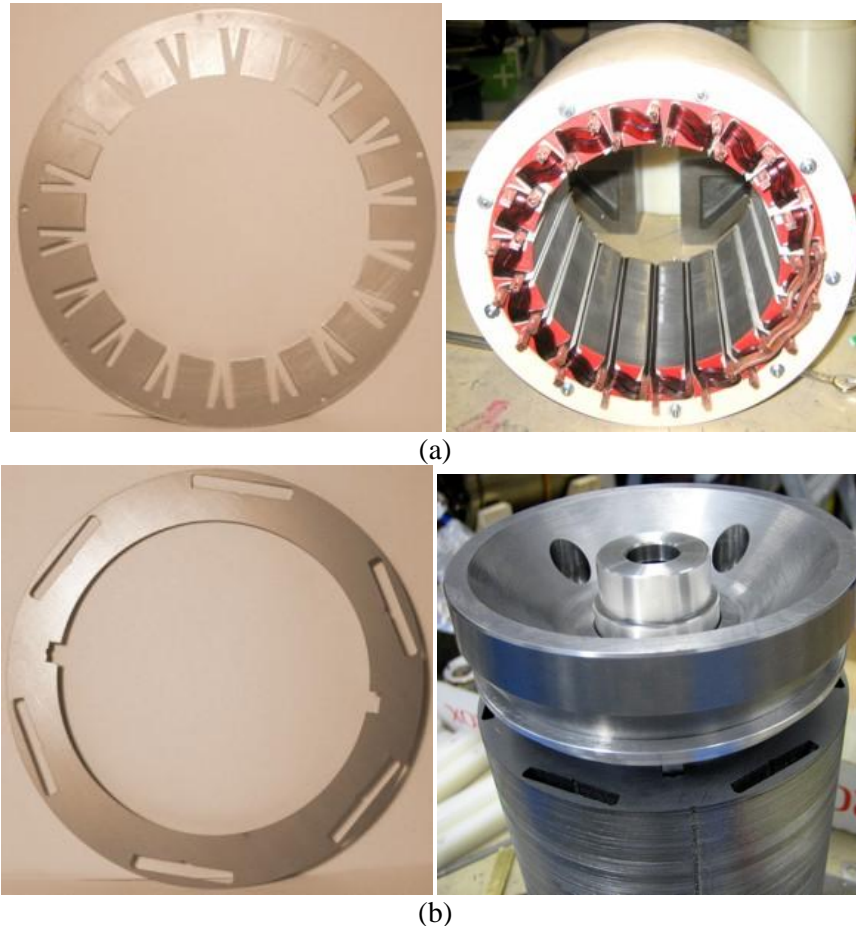


Figure 74 Prototype marine synchrone double excitation homopolaire. (a) Stator (b) Rotor

Le modèle éléments finis est basé sur la résolution en potentiel scalaire, il est développé dans un code commercial « Ansys ». Comme dans le cas du réseau de perméances, l'utilisation de la symétrie nous permet de modéliser seulement le sixième de la machine (puisque le nombre de paires de pôles de la machine égale à six), les extrémités du stator et du rotor sont couplées de même que pour les nœuds d'entrefer [4]. La Figure 75 montre le maillage 3D de la machine, les matériaux massifs et feuilletés sont présentés (avec les mêmes jeux de couleur que dans les précédentes figures sont utilisés). La Figure 76 montre la comparaison entre le flux à vide en fonction de la position pour les deux modèles (éléments finis et réseau de perméances), on constate que le modèle réductant donne une bonne approximation du flux avec un temps de calcul plus faible 8 s pour le RdP et 15 min pour les EF (pour une position mécanique).

La comparaison avec le prototype est donnée dans les Figure 77 et Figure 78, la première figure montre les FEM pour les courant d'excitation $I_{ex} = -6, 0, 6$ A, la deuxième figure montre le flux pour différents courants d'excitation, une bonne concordance apparaît entre le modèle

RdP et les mesures. Le Tableau 5 montre erreur sur le flux maximal et minimal ainsi que l'écart type.

Courant (A)	-6	0	+6
Flux maximal (mWb)	0,2	1,3	0,2
Flux minimal (mWb)	1,5	0,5	0,5
Ecart type (mWb)	0,3	0,6	0,5

Tableau 8 Erreur sur le flux maximal et minimal et écart type.

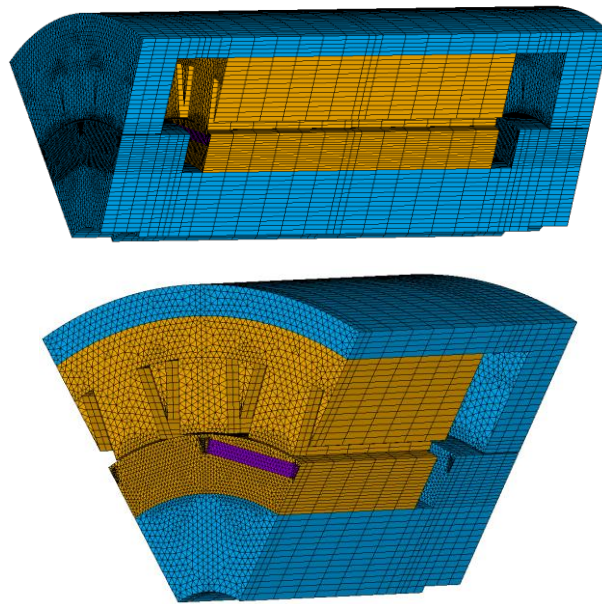


Figure 75 Modèle éléments finis de la synchrone double excitation homopolaire.

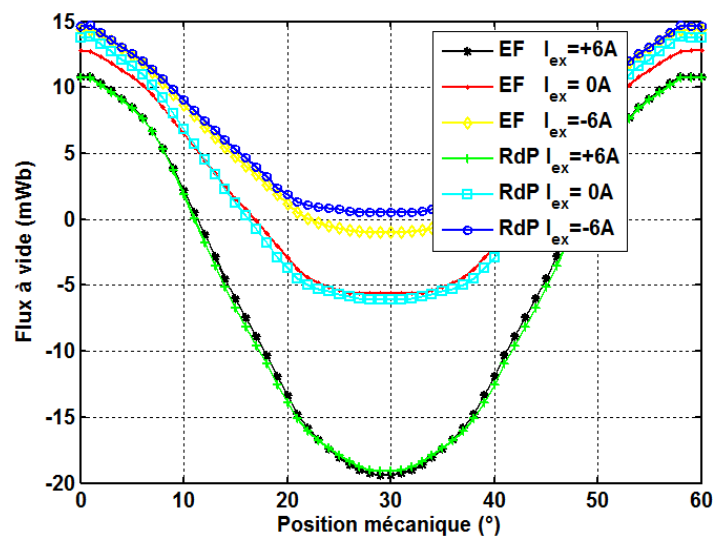
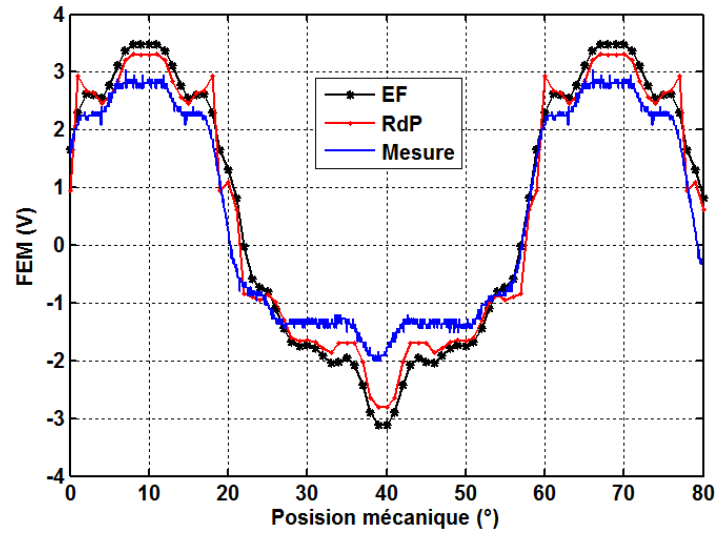
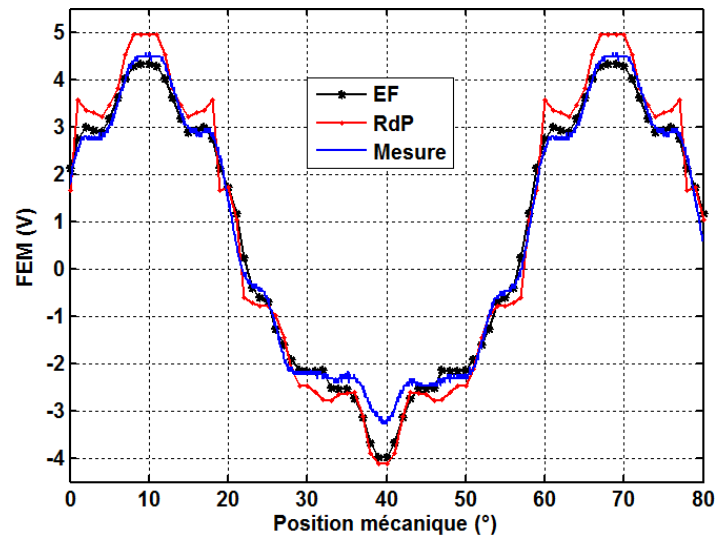


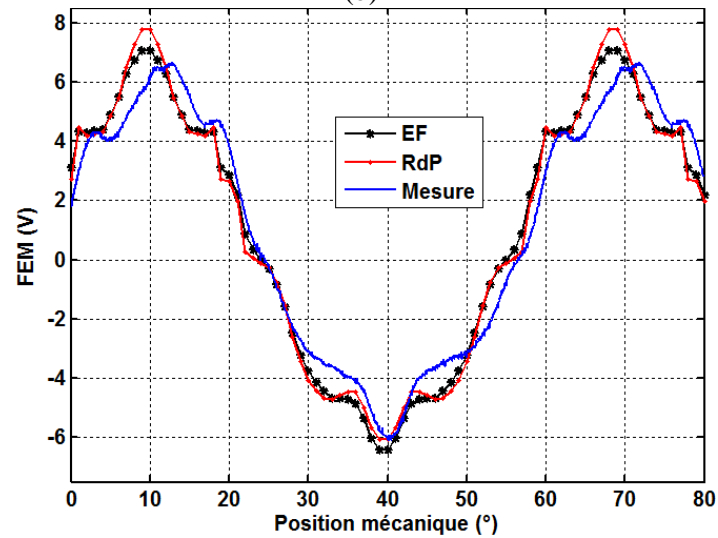
Figure 76 Comparaison du flux à vide en fonction de la position entre les deux modèles : réseau de perméances et éléments finis.



(a)



(b)



(c)

Figure 77 Comparaison entre réseau de perméances et expérimentale des forces électromotrices (FEM) pour une vitesse de $n=117$ tr/min (a) $I_{ex}=-6$ A (b) $I_{ex}=0$ A (c) $I_{ex}=6$ A.

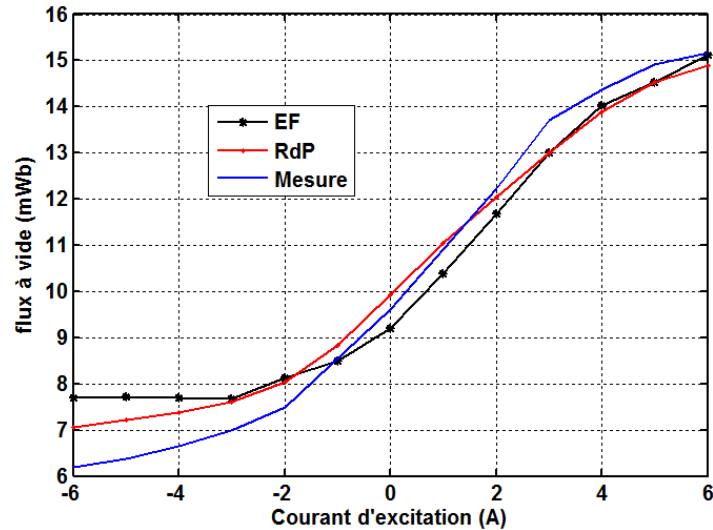


Figure 78 Comparaison du flux à vide en fonction du courant d'excitation entre réseau de perméances et expérimental.

4. Comparaison entre les machines à double excitation

Dans cette partie nous présentons une comparaison entre les différentes MSDE que nous avons présentées. La première comparaison est effectuée entre les machines à aimants enterrés avec configuration homopolaire (présenté précédemment) et bipolaire, les critères de comparaison sont la capacité de contrôle du flux à vide et le contenu harmonique du flux. La seconde porte sur la comparaison entre la machine à aimants enterrés et la machine à concentration, cette comparaison est basée sur une optimisation de la structure à concentration de flux.

A. Comparaison avec la configuration bipolaire

Les structures bipolaires présentent généralement moins d'harmoniques que les structures homopolaires et des capacités de contrôle de flux plus importantes [136] [137]. Cela est dû à leurs possibilités du contrôle du flux sur les deux pôles, où chaque bobine agit sur un pôle. Nous allons voir que pour cette structure, la configuration bipolaire a une capacité de contrôle de flux à vide moins importante que la configuration homopolaire présentée précédemment.

La configuration bipolaire est donnée sur la Figure 79. a. Elle est constituée de deux rotors à aimants enterrés. Dans le premier rotor, l'aimantation des aimants est orientée vers le stator (nord). Dans le deuxième, elle est orientée vers l'arbre de la machine (sud). Les bobines sont alimentées par des courants dans les deux sens, elles créent un flux soustractif (avec le sens d'alimentation choisi) au niveau de la partie active. Les deux rotors sont séparés par un entrefer, qui permet, d'un côté, de découpler les passages de flux des deux bobines (réduire les flux de fuites des bobines) et de l'autre de réduire les fuites des aimants.

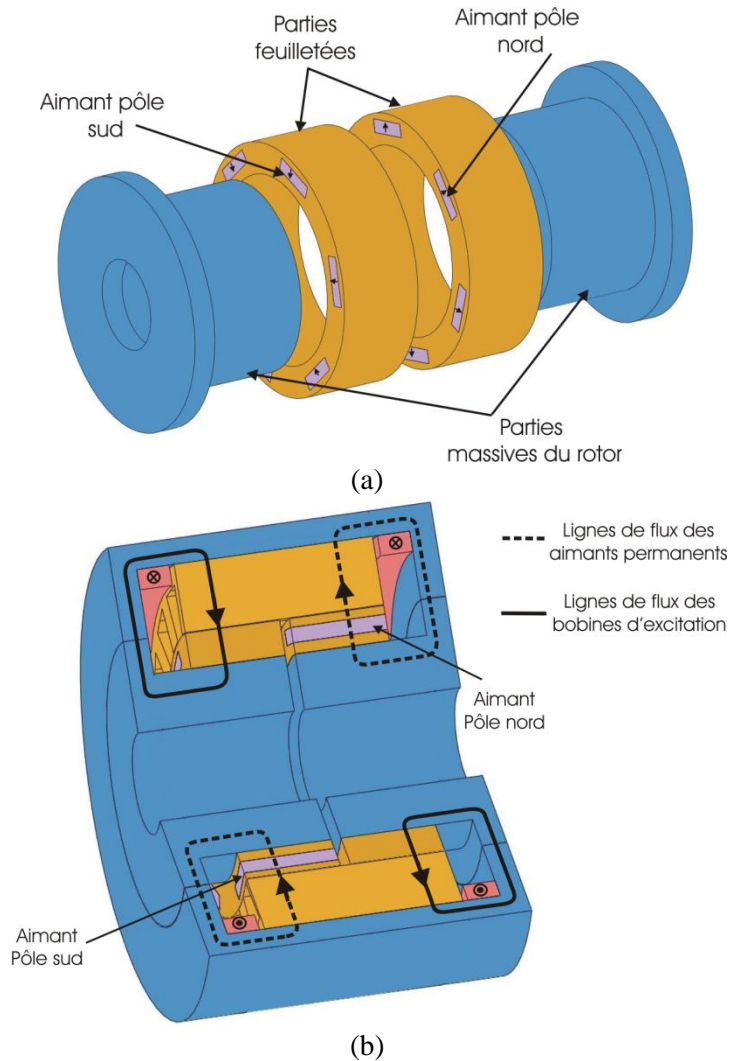


Figure 79 Machine à double excitation à aimants enterrés bipolaire.(a) composition du rotor (b) lignes de flux.

Les passages de flux le long de la partie active de la machine sont donnés sur la Figure 79. b. Le flux dans la partie active est similaire à celui de la machine homopolaire. On note que chaque bobine d'excitation agit sur un des deux pôles. Contrairement à la structure homopolaire les deux bobines créent des flux opposés au niveau du stator, ce qui justifie la séparation des deux rotors. Nous présentons dans la suite l'influence de l'aire de séparation entre les deux rotors sur le flux à vide à courant nul et la variation du flux à vide, ainsi qu'une comparaison avec la configuration homopolaire.

a. Influence de l'épaisseur de l'aire de séparation (e_{aire})

L'aire de séparation entre les deux rotors est étudiée dans le but de déterminer la distance optimale pour maximiser les performances de cette structure, cette valeur est exprimée en pourcentage de la longueur active (Figure 80.a). Cette séparation a deux objectifs : réduire les flux de fuite des aimants permanents et les flux de fuite des bobines (Figure 80.b).

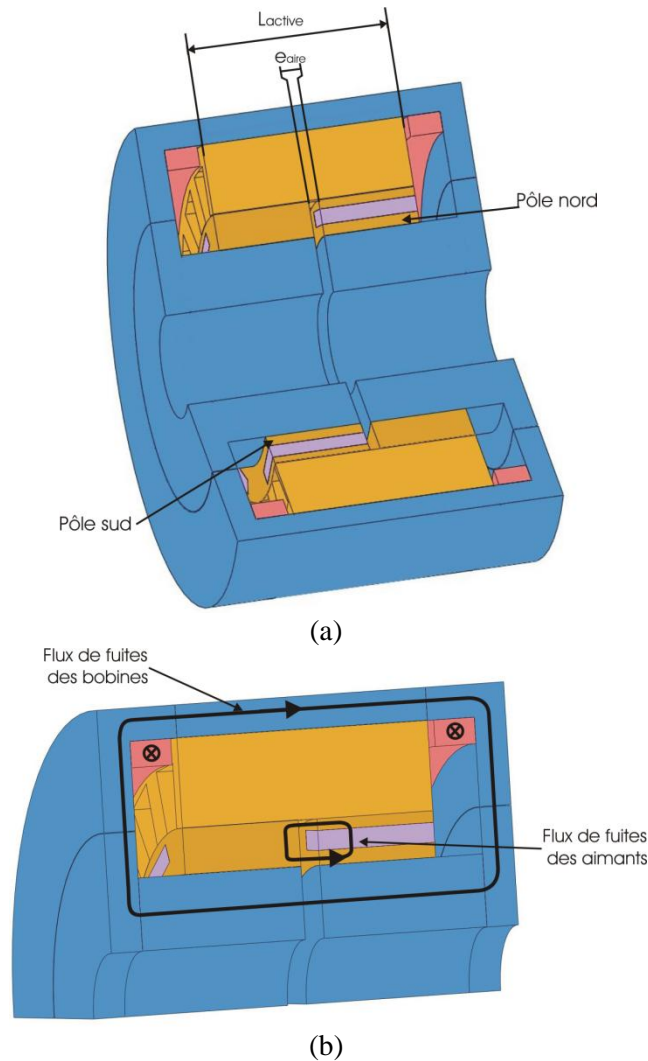


Figure 80 Machine à double excitation à aimants enterrés bipolaire.(a)aire de séparation entre rotor (b)lignes de flux de fuite.

Concernant les fuites des aimants, on constate dans le cas où les deux rotors sont adjoints que nous avons un court circuit magnétique des aimants dans la direction de l'axe « z » (elle est limitée par le feuilletage dans cette direction). Plus la distance entre les rotors augmente, plus le flux de fuite est réduit. Cela dit, le flux de phase est lui aussi réduit avec l'augmentation de l'épaisseur de l'aire de séparation, puisqu'il entraîne une réduction du volume des deux aimants (à longueur active figée). Une valeur optimale est donc à trouver. On peut observer sur la Figure 81 le flux à vide à courant d'excitation nul en fonction du pourcentage entre l'épaisseur de l'aire de séparation part rapport à la longueur active de la machine. Le flux à vide présente une valeur maximum pour un rapport ($e_{\text{air}}/L_{\text{active}}$) égal à 2,4 %, ce qui correspond à une distance de 3 mm entre les deux rotors. Pour des distances plus faibles, on a une réduction du flux, elle est égale à 5,4 % pour une distance de 0,25 mm ($e_{\text{air}}/L_{\text{active}} = 0,2$ %). D'un autre côté au-delà de 3 mm le flux est réduit, il diminue de 1 % pour une distance de 5,75 mm (ce qui correspond à 4,6 %). Dans la première zone du graphique, délimité par un rapport inférieur à 2,4% (cf. Figure 81) l'effet des fuites des aimants est plus important par

rapport à la réduction du flux induit par la diminution du volume des deux rotors. Elle s'inverse dans la deuxième zone, ce qui explique la faible pente de décroissance.

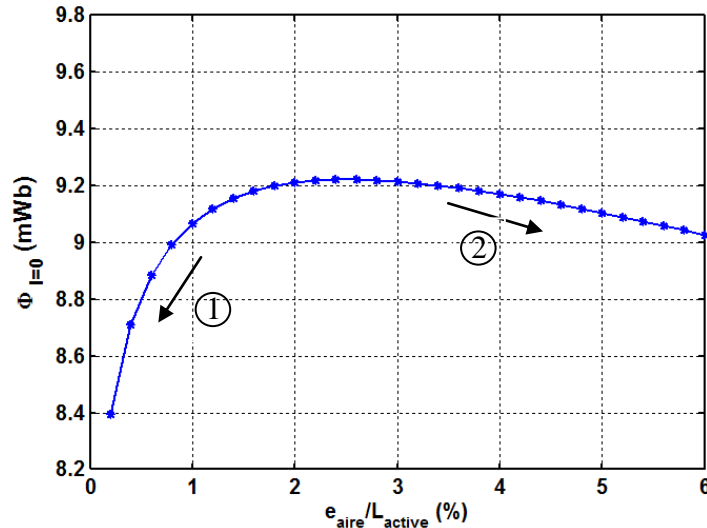


Figure 81 Influence de l'aire entre les deux rotors sur le flux à vide à courant d'excitation nul. (1) Effet des fuites des aimants (2) Effet de la réduction du volume deux rotors.

La deuxième utilité de la séparation entre les deux rotors est la réduction du flux de fuite entre les deux pôles créés par les bobines d'excitation. La Figure 82 montre l'influence de l'aire entre les rotors sur la capacité de défluxage. Dans ce cas, le rapport entre l'épaisseur de l'aire de séparation et la longueur active est modifié d'un pas de 1% entre 1% et 50%.

Pour déterminer l'effet de l'épaisseur de l'aire sur la capacité de contrôle des bobines, on définit le paramètre $\Delta\Phi$ qui représente la différence entre le flux maximal et minimal (la Figure 82 montre que le premier flux correspond à un courant égal à -6A et le deuxième à un courant égal à 6A). Cette différence de flux nous donne l'image de la capacité du contrôle de flux par les bobines d'excitation.

La Figure 83.a. donne la variation du flux en fonction du rapport $e_{\text{aire}}/l_{\text{active}}$, on peut voir que la valeur maximale (7,68 mWb) est obtenue pour un rapport égal à 13 % (16,25 mm).

La Figure 83.b. présente le flux à vide à courant d'excitation nul en fonction de $\Delta\Phi$ pour différentes valeurs du rapport $e_{\text{aire}}/l_{\text{active}}$, elle associe les deux principaux critères permettant de choisir la meilleure épaisseur de l'aire de séparation entre les deux rotors, la solution idéale est d'avoir les deux critères les plus élevés. Cela dit, cette étude nous montre que la valeur maximale du flux à vide est obtenue avec une épaisseur différente de celle qui nous donne la variation de flux maximale, elle est égale à 3 mm (2,4 %) pour la première est de 16,25 mm (13 %) pour la deuxième. Ainsi un compromis entre le flux maximal et la capacité de défluxage est à choisir. Nous pouvons donc avoir un flux à vide à courant d'excitation nul maximal (9,2 mWb), mais une capacité de contrôle (10 %) plus faible par rapport à la valeur

maximale (7,24 mWb) cela avec une épaisseur de 3 mm. Une autre possibilité consiste à choisir la capacité de contrôle au détriment du flux à vide à courant d'excitation nul (9,2 % de réduction du flux à vide). Des solutions intermédiaires peuvent être choisies entre les deux solutions présentées précédemment (une épaisseur comprise entre 3 mm et 16,25 mm voir Figure 83). On note aussi que la diminution du flux à vide en fonction de l'épaisseur est plus rapide par rapport à variation du flux $\Delta\Phi$ (pour un passage de 13 % à 26 % elle est égale à 13,4 % pour le flux à vide et de 3,3 % pour la variation du flux $\Delta\Phi$).

Les performances de la structure homopolaire sont présentées sur la Figure 83.b. On constate que le flux à vide et la capacité de défluxage de la structure homopolaire est plus importante (le flux à vide égal à 9,5 mWb et une variation du flux égale à 8,44 mWb), cela s'explique par le fait que la structure homopolaire ne demande pas d'avoir une séparation rotorique, puisque un seul rotor à aimant est utilisé. On peut donc utiliser toute la longueur active pour la création du flux à vide d'un côté et d'un autre côté canalisé le flux des bobines.

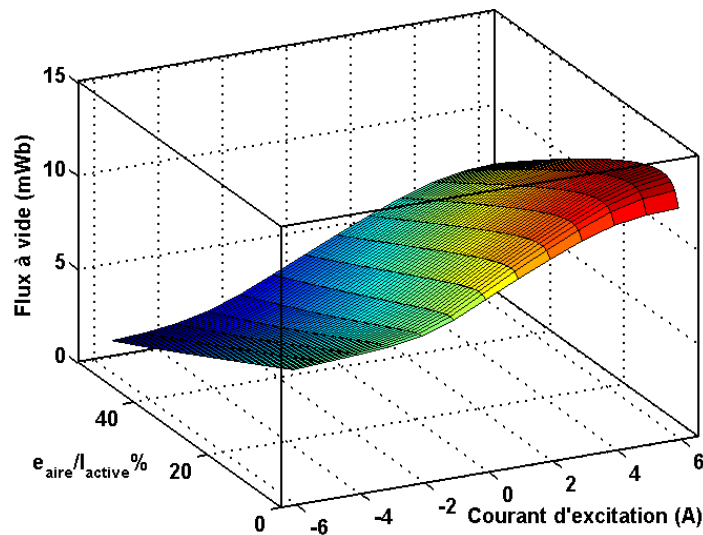


Figure 82 Flux à vide en fonction du rapport $e_{\text{aire}}/l_{\text{active}}$ et du courant d'excitation.

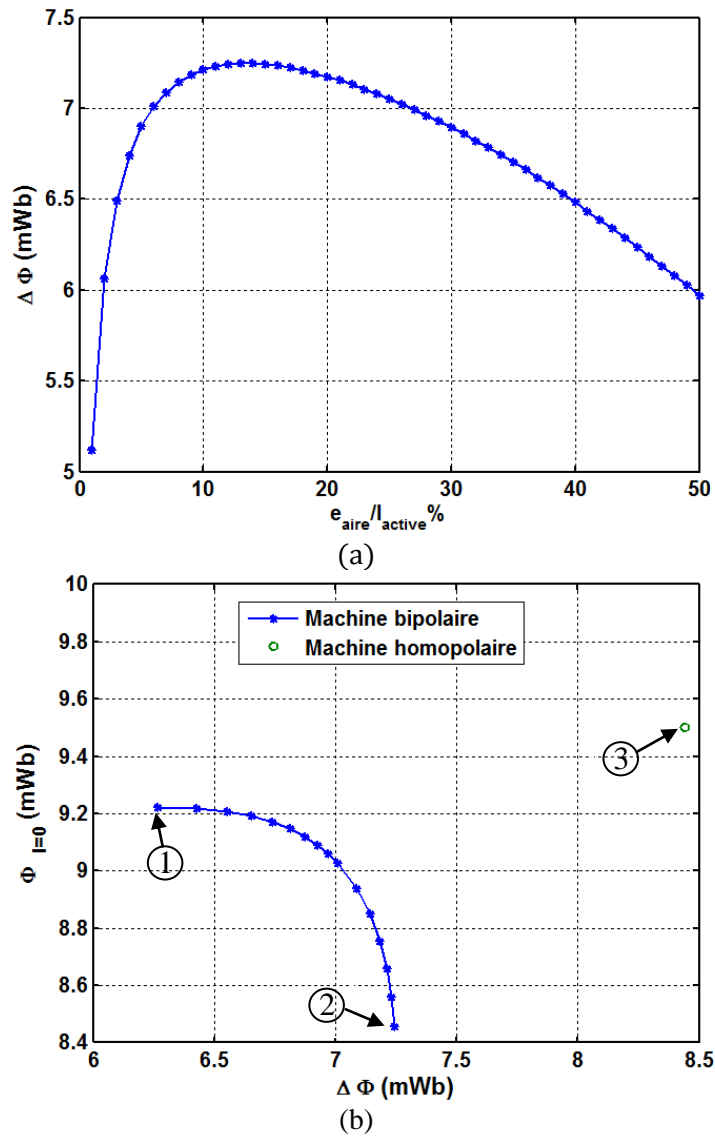


Figure 83 Influence du rapport $e_{\text{aire}}/L_{\text{active}}$ sur la capacité de contrôle de la structure (a) flux à courant d'excitation nul en fonction de la variation du flux (b) comparaison avec la structure homopolaire, avec les points (1) machine bipolaire avec $e_{\text{aire}}/L_{\text{active}}=2,4\%$ (2) machine bipolaire avec $e_{\text{aire}}/L_{\text{active}}=13\%$ (3) machine homopolaire.

Dans la partie suivante, nous étudions les trois machines présentées sur la *Figure 83.c* : les deux machines bipolaires (numéro 1 et 2 qui représentent respectivement la machine bipolaire qui maximise le flux à vide à courant d'excitation nul et la machine bipolaire qui maximise la variation de flux) et la machine homopolaire (numéro 3).

b. Comparaison harmonique entre structures bipolaire et homopolaire

Le contenu harmonique est un critère important dans la comparaison entre structures homopolaire et bipolaire, puisque ces harmoniques influencent la forme de la tension de sortie et l'ondulation du couple. Puis nous comparons la machine homopolaire aux deux configurations de machines bipolaires présentées dans la partie précédente, la première machine présente une épaisseur d'aire de séparation égale à 3 mm (flux à courant d'excitation

nul maximal, machine bipolaire 1), la deuxième présente une épaisseur d'aire de séparation de 16,25 mm (variation de flux maximale, machine bipolaire 2).

La Figure 84 montre le contenu harmonique du flux à vide à courant d'excitation nul. La composante continue de la structure homopolaire est égale à 60 % du fondamental. Pour les deux structures bipolaires cette composante reste inférieure à 0,4 mWb. Cela est dû à la compensation de la valeur continue du flux entre les deux pôles, la différence de géométrie entre les deux côté du stator crée cette faible valeur du flux continu. Concernant les harmoniques supérieurs ($h > 1$) on remarque que la structure homopolaire présente des valeurs plus importantes quelque soit l'harmonique en restant inférieure à 0,6 mWb. (0,2 mWb dans le cas bipolaire). Pour le premier harmonique, la machine homopolaire présente le flux le plus important (9,87, 9,28 et 8,43 mWb pour les machines homopolaire, bipolaire 1 et bipolaire 2 respectivement).

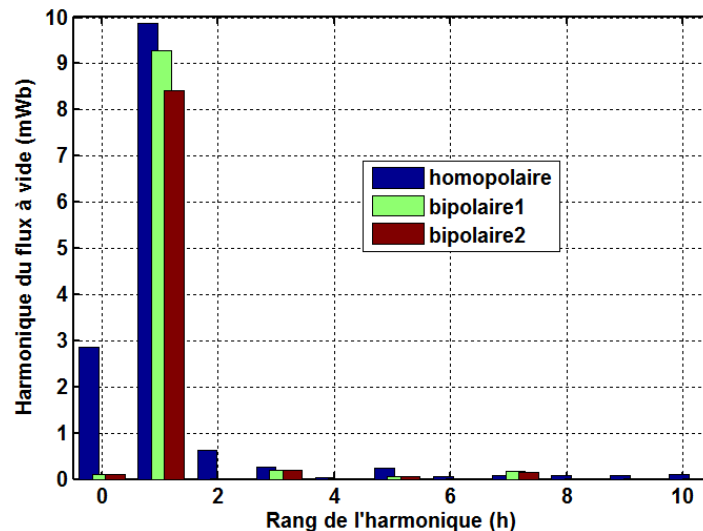
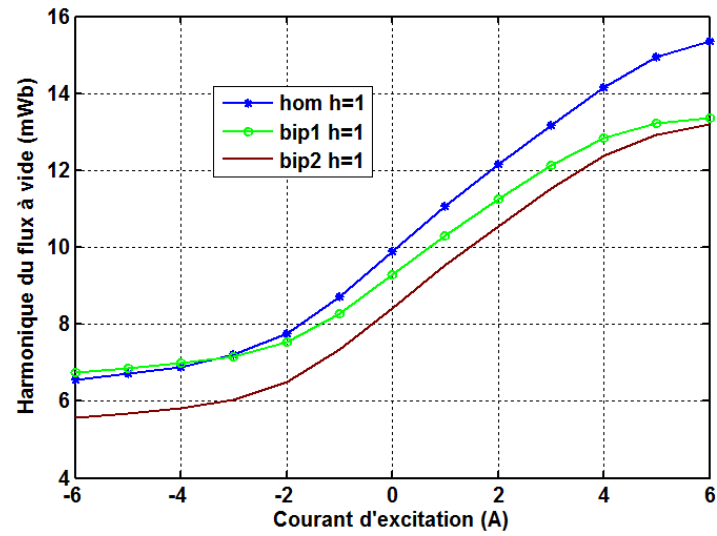
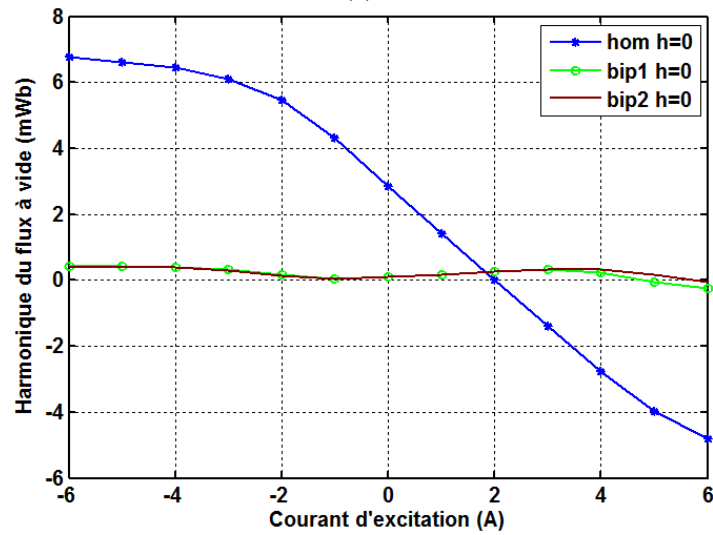


Figure 84 Contenu harmonique pour le flux à vide à courant d'excitation nul.

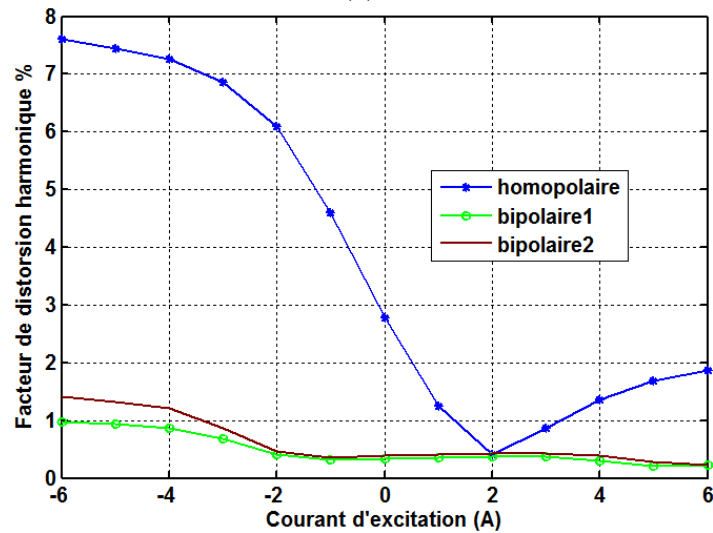
L'évolution des harmoniques du flux à vide en fonction du courant d'excitation est donnée sur la Figure 85.a et b, afin de ne pas surcharger cette figure, seule la composante continue ($h=0$) et le premier harmonique ($h=1$) sont représentées. L'influence des harmoniques supérieurs seront traités dans la suite par le facteur de distorsion harmonique. L'évolution du premier harmonique montre que la structure homopolaire présente la meilleure capacité de contrôle du flux comparée aux structures bipolaires. La composante homopolaire du flux n'existe que dans le cas de la structure homopolaire, cette composante de flux présente une variation de 6,78 mWb à 0 mWb pour un courant égal à -6 A et 2 A respectivement, elle n'introduit pas de distorsion dans la force électromotrice. L'inconvénient majeur de la composante homopolaire réside dans l'augmentation de la saturation magnétique.



(a)



(b)



(b)

Figure 85 Etude harmonique en fonction du courant d'excitation pour la structure homopolaire et bipolaire, (a) premier harmonique (b) composante continue (c) facteur de distorsion harmonique.

La composition harmonique totale du flux est analysée avec le facteur de distorsion harmonique global du flux. Il est exprimé en pourcentage et est donné par l'expression :

$$F_h = \frac{\sqrt{\sum_{h=0}^{h_{max}} \Phi_h^2 - \Phi_1^2}}{\sqrt{\sum_{h=0}^{h_{max}} \Phi_h^2}} 100 \quad \text{Eq. 49}$$

h_{max} étant le rang de l'harmonique le plus élevé. Dans cette étude il est égal à 10. Les harmoniques supérieurs ont une influence négligeable (inférieure à 1 %) sur le facteur de distorsion harmonique du flux. Φ_h représente le flux de l'harmonique « h ». La Figure 85 montre le facteur de distorsion harmonique des trois structures en fonction du courant d'excitation.

On remarque que les deux structures bipolaires présentent un facteur de distorsion inférieur à 1,5 % quelque soit le courant d'excitation. Pour la machine homopolaire, la composante continue du flux est décroissante entre le courant -6 à 2 A, la valeur maximale est de 7,7 % et la valeur minimale est de 0,5 %. La structure homopolaire présente un facteur de distorsion harmonique plus important comparé aux deux structures bipolaires.

La structure homopolaire nous permis d'avoir un flux à vide à courant nul et une capacité de contrôle du flux plus importants, d'un autre côté elle présente une distorsion harmonique plus importante. Le choix entre machines homopolaire et bipolaire se fait selon l'application, pour une application où l'ondulation de la tension de sortie est le critère le plus important la structure bipolaire est préférable.

B. Comparaison avec la machine à concentration de flux

Dans cette partie nous présentons la comparaison entre la MSDE à aimants enterrés et machine à double excitation à concentration de flux, la première machine est celle présentée dans la partie précédente (on garde les mêmes dimensions). Le rotor de la second machine est optimisé dans le but d'avoir la capacité de contrôle de flux la plus importante.

Nous utilisons l'algorithme d'optimisation appelé MOPSO : Multi- Objective Particle Swarm Optimization. C'est une méthode d'optimisation stochastique inspirée du comportement des essaims de fourmis. [138] [139].

a. Démarche d'optimisation

L'optimisation est réalisée par le couplage entre le MOPSO et la modélisation par RdP. La sortie de l'algorithme MOPSO est l'ensemble des solutions non-dominées (Pareto-optimal).

L'objectif de l'optimisation est de maximiser la variation du flux à vide avec l'utilisation des bobines d'excitation. On traduit les deux objectifs par :

- 1- Minimisation du flux à vide pour le courant d'excitation I_{ex1} (Φ_{min}).
- 2- Maximisation du flux à vide pour le courant d'excitation I_{ex2} (Φ_{max}).

La condition (contrainte) à vérifier pour les solutions obtenues : le flux à vide à courant nul doit être le même que celui de la machine à double excitation à aimants enterrés (donc égal à 9.5 mWb).

Les dimensions du stator sont fixes. Seules les dimensions du rotor changent, les paramètres d'optimisation géométriques sont le rayon d'arbre (R_{arbre}), la variable X (voir Figure 86) et l'ouverture angulaire de l'aimant (θ_{aim}), ouverture d'ergo est fixe (égale à 25% de θ_{aim}). Les paramètres de commande sont les deux courants de l'excitation bobinée, le premier courant pour le défluxage et le deuxième pour le surfluxage.

Les équations des différents paramètres d'optimisation sont données par :

$$\theta_{aim} = A_1 \quad \text{Eq. 50}$$

$$X = A_2 R_{rotor}$$

$$R_{arbre} = A_3 X \cos(\theta_{aim}/2)$$

Les intervalles de variation de ces paramètres sont donnés dans le Tableau 9.

Paramètre	Intervalle	Paramètre	Intervalle
A_1	[10° - 29,5°]	A_3	[20 - 90]%
A_2	[20 - 90] %	I_{ex}	[-6 - 6]A

Tableau 9 Intervalle de variation des paramètres d'optimisation.

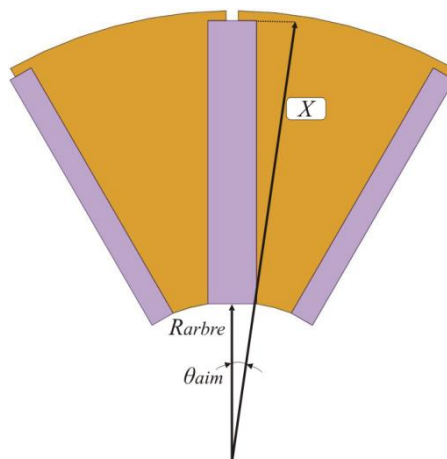


Figure 86 Paramètres géométrique d'optimisation.

La Figure 87 montre l'organigramme d'optimisation. L'optimisation est faite avec un nombre d'individus égal à 30 et un nombre de générations égal à 100.

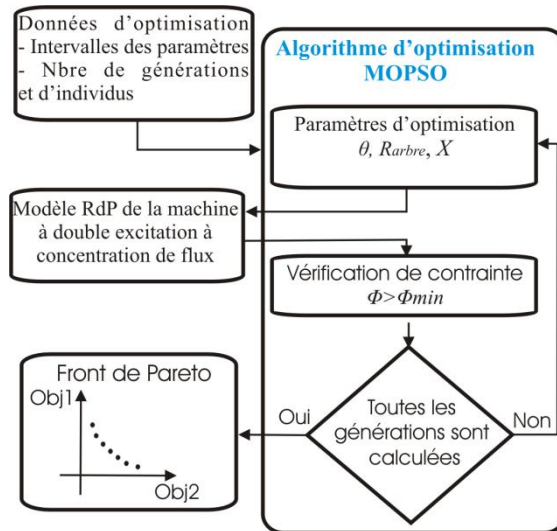


Figure 87 Organigramme d'optimisation.

b. Résultats d'optimisation

La Figure 88 montre le front de Pareto obtenu de l'optimisation avec une droite représentant un facteur 1,5 entre le flux maximal et minimal, on remarque que toutes les machines à concentration de flux (MSDEcf) sont sous cette droite, contrairement à la machine à aimants enterrés (MSDEae) qui présente un rapport supérieur entre flux maximal et minimal.

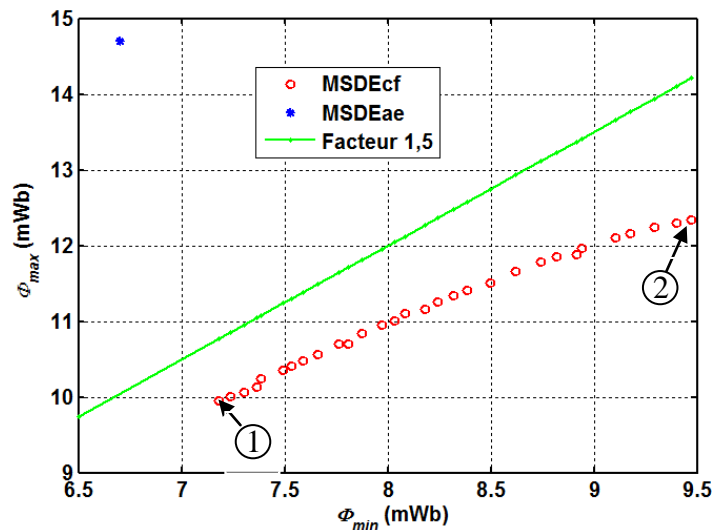
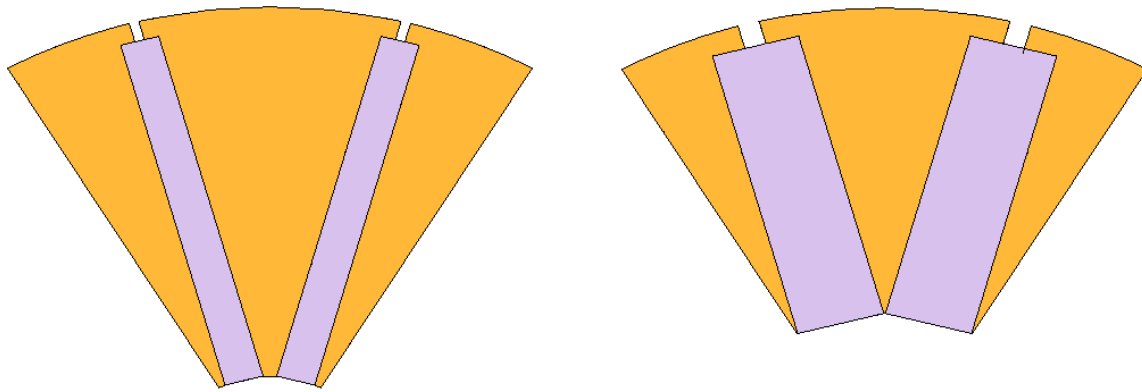


Figure 88 Front de Pareto de l'optimisation et comparaison avec une droite représentant facteur 1,5 entre le flux maximal et minimal. (MSDEcf : machine synchrone à double excitation à concentration de flux et MSDEae machine synchrone à double excitation à aimants enterrés).

Les rotors des deux extrémités du front de Pareto sont présentés sur la Figure 89. La machine qui correspond au flux le plus faible (Figure 89.a) présente le rapport entre flux maximal et minimal le plus important.

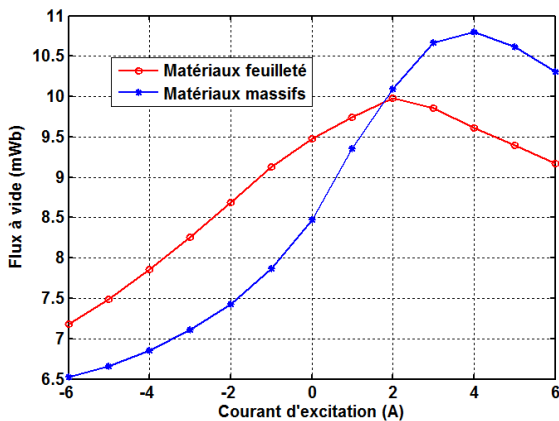


(a)

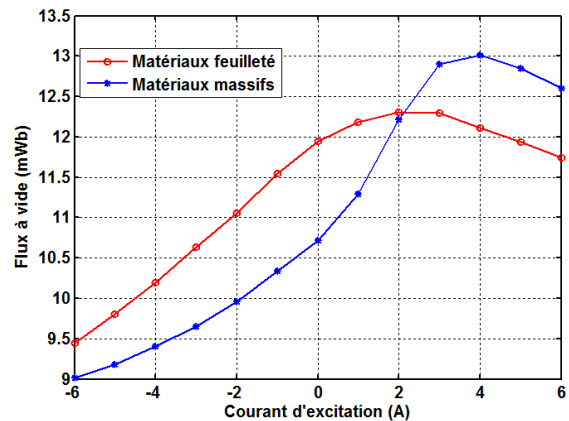
(b)

Figure 89 Rotors optimisés pour les deux points d'extrémité du Front de Pareto. (a) Rotor 1 (b) Rotor 2.

Afin de déterminer l'influence des matériaux feuilletés sur les performances des deux machines, nous remplaçons les rotors feuilletés par des rotors massifs. Les caractéristiques du flux en fonction du courant d'excitation des deux machines sont représentées dans la Figure 90. L'utilisation des matériaux massifs a amélioré la capacité de contrôle du flux. Cela dit l'inconvénient des matériaux massifs est les pertes fer (Cet aspect n'est pas pris en compte dans cette optimisation).



(a)



(b)

Figure 90 Flux à vide en fonction du courant d'excitation pour matériaux feuilletés et massifs (a) Rotor 1 (b) Rotor 2.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'étude des machines synchrones à aimants permanents par réseau de perméances. Dans un premier lieu, l'extension 3D du RdP a été présentée. La structuration de la programmation par RdP 3D facilite son adaptation à la modélisation des machines à double excitation.

La deuxième partie a porté sur l'étude de différentes machines synchrones à double excitation, toutes les structures ont le même stator, seul le rotor est modifié.

La configuration homopolaire à aimants enterrés présente l'avantage de la simplicité de fabrication avec un cylindre massif situé sous la partie feuilletée. Avec cette configuration, il n'est pas nécessaire d'utiliser des plots séparés (comme dans le cas de la machine à concentration de flux). L'étude de l'influence des matériaux nous a permis de montrer que le surfluxage de la machine est limité par la saturation des dents statoriques et parties massives. Par contre, le défluxage est limité seulement par la saturation des parties massives où le flux homopolaire des aimants s'ajoute au flux des bobines d'excitation. Ensuite une étude paramétrique de la structure a été effectuée, elle nous a permis de montrer l'influence de certains paramètres sur les performances de la machine. Une validation par le modèle éléments finis et des essais expérimentaux ont été réalisés, le réseau de perméances a donné de bons résultats comparé au modèle EF et expérimental.

Dans la dernière partie cette structure a été comparée aux deux autres machines ; la configuration bipolaire de la machine à aimants enterrés et la machine à concentration de flux (homopolaire). La première machine (machine bipolaire) présente un contenu harmonique plus faible. Cela dit la présence de l'aire entre les deux pôles rotoriques réduit les performances, soit le flux à vide à courant nul soit la capacité de contrôle du flux. La deuxième machine (à concentration de flux) présente une capacité de contrôle plus faible due à la présence du feuilletage, cela dit cette dernière comparaison reste valable pour des machines longues, où l'effet du feuilletage réduit la pénétration du flux créé par les bobines d'excitation.

Conclusion générale

Dans ce mémoire nous avons présenté la modélisation des machines synchrones à simple et à double excitation par réseau de perméances, la démarche porte sur le développement d'une méthode tenant compte de la saturation magnétique et du mouvement du rotor.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'état de l'art des machines synchrones à double excitation et les méthodes de modélisation. La première partie nous a permis de voir le nombre important de topologies présentées dans la littérature ainsi que leurs classifications en deux catégories : structures 2D et 3D. Cet état de l'art montre la complexité de ces machines, ce qui implique une difficulté de modélisation. Par conséquent, nous nous sommes intéressés aux modèles avec présentation d'un état de l'art des modèles appliqués aux machines électriques. Nous nous sommes particulièrement intéressés à la modélisation par réseau de perméances qui présente un compromis entre temps de calcul et précision. Ce dernier a été utilisé dans la suite que soit seul ou couplé avec les éléments finis.

Le deuxième chapitre présente la modélisation 2D d'une machine synchrone à concentration de flux par un réseau de perméances et par modèle couplet. La modélisation par réseau de perméances a été développée avec les différentes parties de modélisation (attribution des sources, résolution...). La modélisation par des éléments réductants représentant les deux directions d'espace permet d'introduire une adaptation du RdP à la machine étudiée. Ensuite, nous nous sommes intéressés au calcul du couple, nous avons comparé la méthode du tenseur de Maxwell et la méthode du Flux-FMM. Comme la méthode de calcul du couple est influencée par la modélisation de l'entrefer, nous avons développé deux modèles d'entrefer : un modèle bidirectionnel permettant de donner la composante normale et tangentielle de l'induction (applicable aux deux méthodes), et un modèle unidirectionnel avec un nombre de réductances réduit (appliqué à la méthode flux-FMM).

Du point de vue de la précision du couple instantané, le tenseur de Maxwell donne des résultats meilleurs que la méthode de flux-FMM (quel que soit le modèle d'entrefer associé à

la deuxième méthode). De plus, le temps de simulation est plus important dans le cas de la méthode flux-FMM. En effet, cette méthode est basée sur la discrétisation du courant, cela impose un nombre de simulations plus important. En revanche, pour évaluer le couple moyen, les deux méthodes présentent le même nombre de simulation, la méthode flux-FMM peut être associée au modèle d'entrefer unidirectionnel avec un temps de calcul plus faible. Finalement on peut donc dire que dans le cas du calcul du couple instantané, la méthode de tenseur de Maxwell est préférable soit pour la précision et pour le temps de calcul, par contre dans le cas du couple moyen la méthode de flux-FMM est associée à un modèle avec moins de réluctances donc un temps de calcul meilleur (méthode utilisant des paramètres globaux).

Nous avons détaillé, dans la suite, le couplage entre réseau de perméances et éléments finis, l'équivalence entre dimensions géométriques et caractéristiques magnétiques nous a permis de remplacer des tubes de flux originaux par des nouveaux tubes avec un nombre d'éléments réduit. La réduction du nombre d'éléments permet de réduire le temps de calcul sans pour autant réduire la précision (erreurs inférieures à 5%). Une démarche simple nous a permis de résoudre l'ensemble avec un logiciel éléments finis. Dans un premier temps cette méthode a été appliquée à des exemples simples, nous permettant de valider le principe de la méthode. Ensuite, nous avons comparé le modèle couplé à un modèle éléments finis à maillage grossier et à maillage fin appliquée à une machine synchrone à concentration de flux. Cette étude montre l'intérêt de cette démarche dans la réduction de variables, elle permet d'avoir une bonne estimation du couple instantané et moyen.

La dernière partie de ce chapitre porte sur la comparaison entre réseau de perméances, éléments finis et modèle couplé. Les modélisations par réseau de perméances et par éléments finis sont relativement équivalentes (temps de calcul et précision) avec une discrétisation importante. Nous avons montré que la réduction de l'ordre du système (réduire la discrétisation) par l'utilisation du tube de flux est applicable indépendamment du modèle. Ainsi cette méthode a été appliquée au modèle éléments finis et a permis de réduire le temps de calcul de 20% avec une erreur de 1%.

Dans le troisième chapitre, la modélisation par réseau de perméances est appliquée aux machines synchrones à double excitation. L'adaptation 3D du modèle réductant est présentée avec structuration de la démarche de modélisation afin de faciliter son application aux différentes structures 3D.

La deuxième partie du chapitre présente le passage des machines simple excitation aux machines double excitation. L'excitation bobinée est associée à un rotor à concentration de flux. Deux configurations sont possibles, rotor feuilleté ou massif. La deuxième machine est basée sur un rotor à aimants enterrés, dans la mesure où l'épaisseur de pénétration du flux des aimants de ce rotor peut être associée à un rotor massif permettant de canaliser le flux des bobines.

Ensuite une étude de l'influence des matériaux sur les performances de la machine on montré que la capacité de défluxage de la machine est, principalement, influencée par les parties massives, contrairement au surfluxage qui est lié aussi à la saturation des dents statoriques.

Par la suite, une étude paramétrique permettant de montrer l'influence de certaines dimensions sur les performances de la machine fût menée. On a ainsi trouvé que pour un courant identique (égal 2 A) on a la même valeur de flux à vide. Cela nous a poussé à proposer une formulation analytique de ce courant par un modèle réductant simple. Cette étude nous a montré que ce point d'intersection (égale à 1,8 A). Il donne la même valeur de flux pour n'importe quelle valeur d'entrefer de la partie non active. Nous avons fini cette partie par la validation par éléments finis 3D et mesures expérimentales à vide.

La troisième section du chapitre montre une comparaison entre machines à double excitation avec les mêmes dimensions du stator. La première comparaison est effectuée entre configurations homopolaire et bipolaire de la machine à double excitation à aimants enterrés. Nous constatons que la présence d'un entrefer entre les deux rotors de la machine bipolaire réduit la capacité de contrôle du flux à vide ainsi que le flux à vide à courant d'excitation nul. D'un autre côté le contenu harmonique du flux est plus riche pour la machine homopolaire.

Une deuxième comparaison fût réalisée avec un rotor à concentration de flux avec feuilletage. Le rotor est optimisé afin de s'assurer que le flux à vide à courant nul soit égal au flux de la machine homopolaire. Les deux objectifs sont la minimisation de flux en défluxage et de maximiser le flux en surfluxage. En d'autres termes l'objectif consiste à maximiser l'extrusion du flux d'excitation autour du flux à courant d'excitation nul. Les machines trouvées sont toutes dominées par la machine homopolaire, ce qui permet de dire que selon ces critères la machine homopolaire présente les meilleures performances.

Dans la suite de ce travail, plusieurs perspectives sont à noter :

Pour comparer de manière plus fine les différentes configurations présentées, l'optimisation doit prendre en compte plusieurs aspects multi- physique dont le modèle thermique, modèle mécanique, plus d'intégrer le calcul des pertes fer dans les matériaux massifs et feuilletés. De plus l'ensemble des dimensions géométriques devraient pouvoir varier plus librement que dans le cas d'étude proposé dans ce mémoire.

Du point de vue de la modélisation, nous avons appliqué la méthode de couplage entre réseau de perméances et éléments finis pour une structure 2D, nous souhaitons l'étendre à des machines plus complexes nécessitant une modélisation en 3D (exemple de machine utilisé dans le troisième chapitre). Nous espérons ainsi pouvoir réduire de manière conséquente les temps de calcul tout en conservant une bonne précision. On pourra pour cela transcrire directement cette approche à un maillage 3D ou bien tenter, lorsque cela sera possible, d'effectuer une transformation 3D-2D avec pour objectif de réduire encore les temps de calcul.

Dans une démarche vers la génération automatique des réseaux de perméances, l'intervention du concepteur est limitée à la discrétisation de la structure à un ensemble de tubes de flux avec une connaissance à priori des lignes de flux, le reste est géré automatiquement (génération du système d'équations, résolution...). Il serait intéressant d'introduire des méthodes probabilistes permettant de prédire les directions de passage de flux dans chaque zone, dans le cas où la probabilité de passage de flux dans une direction est importante une réluctance unidirectionnelle est créée. Ainsi à partir d'un maillage fin, on peut réduire le nombre de réluctances en ne gardant uniquement les réluctances modélisant les tubes de flux.

Bibliographie

- [1] Y. Amara, *Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation application au véhicule hybride.*: Thèse de Doctorat, SATIE ENS Cachan, 2001.
- [2] L. Vido, *Etude d'actionneurs électriques à double excitation destinées au transport. Dimensionnement de structures synchrones.*: Thèse de Doctorat, SATIE ENS Cachan, 2004.
- [3] A. Takorabet, *Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure innovante pour une application alternateur automobile. Comparaison à des structures classiques.*: Thèse de Doctorat, SATIE, ENS Cachan, 2008.
- [4] S. Hlioui, *Étude d'une machine synchrone à double excitation contribution à la mise en place d'une plate-forme de logiciels en vue d'un dimensionnement optimal.*: Thèse de Doctorat, SATIE ENS Cachan, 2008.
- [5] G. Henneberger, J.R. Hadji-Minaglou, and R.C. Ciorba, "Design and test of permanent magnet synchronous motor with auxiliary excitation winding for electric vehicle application," *European Power Electronics Chapter Symposium Lausanne*, pp. 645- 649, October 1994.
- [6] D. Fodorean, A. Djerdir, I.-A. Viorel, and A. Miraoui, "A Double Excited Synchronous Machine for Direct Drive Application—Design and Prototype Tests," *IEEE Trans on Energy Convers*, vol. 22, no. 3, pp. 656 - 665, September 2007.
- [7] L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, E. Hoang, and M. Lecrivain, "Apport des machines synchrones à double excitation pour la traction automobile : application aux véhicules électriques ou hybrides = Hybrid excitation synchronous machines for electric and hybrid vehicles traction," *Revue de l'Electricité et de l'Electronique (REE)*, pp. 25-32,

- 2006.
- [8] Y. Amara et al., "Hybrid Excitation Synchronous Machines: Energy-Efficient Solution for Vehicles Propulsion," *Trans on Vehicular. Techn*, vol. 58, no. 5, pp. 2137 - 2149, June 2008.
- [9] F. Liang, J. M. Miller, and X Xu, "A vehicle electric power generation system with improved output power and efficiency," *IEEE Trans. Indus. Applications*, vol. 35, no. 6, pp. 1341-1346, Nov. / Dec. 1999.
- [10] Y. Amara et al., "A new topology of hybrid excitation synchronous machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 5, pp. 1273–1281, Sep./Oct. 2001.
- [11] Y. Amara, H. Ben Ahmed, M. Gabsi, M. Lecrivain, and F. Chabot, "Machines synchrones à double excitation : analyse et optimisation du fonctionnement pour la traction électrique," *Revue Internationale de Génie Électrique RIGE*, vol. 7, no. 1-2, pp. 163-199, 2004.
- [12] C. Zhao and Y. Yan, "A review of development of hybrid excitation synchronous machine," in *in Proc. IEEE Int. Symp. Industrial Electron.*, Dubrovnik, Croatia, June 20–23, 2005, pp. 857–862.
- [13] A. S. Al-Adsani and N. Schofield, "Hybrid permanent magnet generators for electric vehicle applications," in *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conference*, Miami, USA, May 3–6 2009, pp. 1754–1761.
- [14] K. Kamiev, J. Nerg, J. Pyrhönen, and V. Zaboin, "Hybrid excitation synchronous generators for island operation," in *in Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM2010)*, Rome, Italy, Sept. 6–8, 2010, pp. 1–6.
- [15] L. Vido, Y. Amara, and M. Gabsi, *Machines synchrones à double excitation MSDE.:* Dossier D 3 525 des techniques de l'ingénieurs Editions T.I, Février 2011.
- [16] E. Hoang, M. Lécrivain, and M. Gabsi, "A new structure of a switching flux synchronous polyphased machines with hybrid excitation," in *in Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE2007)*, Aalborg, Denmark, Sept. 2–5, 2007, pp. 1–8.
- [17] A. D. Akémakou, *Rotary electric machine, especially an alternator for a motor vehicle.*, US Patent 6 051 904.
- [18] E. Sulaiman, T. Kosaka, Y. Tsujimori, and N. Matsui, "Design of 12-slot 10-pole permanent magnet flux-switching machine with hybrid excitation for hybrid electric

- vehicle," in *in Proc. 5th IET Int. Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD2010)*, Brighton, UK, April 19–21, 2010, pp. 1–5.
- [19] R. L. Owen, Z. Q. Zhu, and G. W. Jewell, "Hybrid-excited flux-switching permanent-magnet machines with iron flux bridges," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 6, pp. 1723–1729, June 2010.
- [20] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, S. Iwasaki, and R. P. Deodhar, "A novel hybrid-excited switched-flux brushless AC machine for EV/HEV applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technolog*, vol. 60, no. 4, pp. 1365-1373, May 2011.
- [21] W. Hua, M. Cheng, and G. Zhang, "A novel hybrid excitation flux-switching motor for hybrid vehicles," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 10, pp. 4728–4731, October 2009.
- [22] Li Li, "Etude et Mise au Point d'une Nouvelle Famille d'Alternos-démarrateurs pour Véhicules Hybrides et Electriques," G2Elab, Grenoble INP, Grenoble, Thèse de doctorat 2011.
- [23] H. Bali, Y. Amara, G. Barakat, R. Ibtouen, and M. Gabsi, "Analytical Modeling of Open Circuit Magnetic Field in Wound Field and Series Double Excitation Synchronous Machines," *IEEE Trans on Magn*, vol. 46, no. 10, pp. 3802 - 3815, October 2010.
- [24] A. Ammar, F. Gillon, and P. Brochet, Italy, Rome: in *Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM2010)*, Sept. 6–8 2010, pp. 1–4.
- [25] T. Finken and K. Hameyer, "Study of hybrid excited synchronous alternators for automotive applications using coupled FE and circuit simulations," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 6, pp. 1598–1601, June 2008.
- [26] P. Bolognesi, O. Bruno, and F. Papini, Vilamoura, Portugal: in *Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM2008)*, Sept. 6–9. 2008, pp. 1–6.
- [27] A. Munteanu, A. Simion, and L. Livadru, Vilamoura, Portugal: in *Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM2008)*, Sept. 6–9, 2008, pp. 1–6.
- [28] J. Wroblewski, Stockholm, Sweden: in *Proc. Int. Symposium on Electric Power Engineering*, June 1995, pp. 351–355.
- [29] Brevet d'invention déposé par la société SIEMENS AG, "Machine électrique excité par des aimants permanents ," Numéro FR1439764, avr. 12, 1966.

- [30] X. Luo and Thomas. A. Lipo, "A synchronous/permanent magnet hybrid AC machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 2, pp. 203–210, June 2000.
- [31] J. A. Tapia, F. Leonardi, and T. A. Lipo, "Consequent-pole permanent-magnet machine with extended field-weakening capability," *IEEE Transactions. Ind. Applicat*, vol. 39, no. 6, pp. 1704–1709, Nov./Dec 2003.
- [32] M. Aydin, T. A. Lipo, and S. Huang, "Field controlled axial flux permanent magnet electrical machine," U.S. Patent 2007/0046124 A1, Mar 1, 2007.
- [33] Y. Sugii, M. Yamada, S. Noga, and T. Ashikaga., Osaka, Japan: Proceedings of the 13th International Electric Vehicle Symposium, EVS 13, Oct. 1996, pp. 757–764.
- [34] T. Mizuno, "Hybrid excitation type permanent magnet synchronous motor," US Patent 5 682 073, Oct. 28, 1997.
- [35] N. Naoe and T. Fukami, *Trial production of a hybrid excitation type synchronous machine*. Cambridge, MA, USA: in Proceedings of IEEE IEMDC 2001, June 2001.
- [36] C. Liu, K. T. Chau, J. Z. Jiang, and L. Jian, "Design of a new outer-rotor permanent magnet hybrid machine for wind power generation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 6, pp. 1494–1497, June 2008.
- [37] C. Liu, K. T. Chau, and J. Z. Jiang, "A permanent-magnet hybrid brushless integrated starter–generator for hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 57, no. 12, pp. 4055–4064, December 2010.
- [38] Z. Zhang, Y. Tao, and Y. Yan, "A new hybrid excitation doubly salient brushless DC generator with dual terminal output," in *in Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM2010)*, Rome, Italy, Sept. 6–8, 2010, pp. 1–5.
- [39] Q. Zhang, S. Huang, and G. Xie, "Design and experimental verification of hybrid excitation machine with isolated magnetic paths," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 993–1000, December 2010.
- [40] F. Xinghe and Z. Jibin, "Numerical analysis on the magnetic field of hybrid exciting synchronous generator," *IEEE Trans. Magn*, vol. 45, no. 10, pp. 4590–4593, October 2009.
- [41] C. Yang, H. Lin, J. Guo, and Z. Q. Zhu, "Design and analysis of a novel hybrid excitation synchronous machine with asymmetrically stagger permanent magnet," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp. 4353–4356, November 2008.

- [42] Z. Zhang, Y. Yan, S. Yang, and Z. Bo, "Principle of operation and feature investigation of a new topology of hybrid excitation synchronous machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 9, pp. 2174–2180, September 2008.
- [43] A. D. Akemakou, "Double-excitation rotating electrical machine for adjustable defluxing," U.S. Patent 2006/0119206 A1, June 8, 2006.
- [44] S. Scridon, I. Boldea, L. Tutelea, F. Blaaiberg, and A. E. Ritchie, "BEGA—A biaxial excitation generator for automobiles: Comprehensive characterization and test results," *IEEE Transaction on Industry Application*, vol. 41, no. 4, pp. 935–945, August 2005.
- [45] I. Boldea, V. Coroban-Schramel, G. D. Andreescu, F. Blaaiberg, and S. Scridon, "BEGA starter/alternator – vector control implementation and performance for wide speed range at unity power factor operation," *IEEE Transaction on Industry Application*, vol. 46, no. 1, pp. 150–158, January/February 2010.
- [46] V. Coroban-Schramel, I. Boldea, G. D. Andreescu, and F. Blaabjerg, "Active-Flux-Based Motion-Sensorless Vector Control of Biaxial Excitation Generator/Motor for Automobiles," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 47, no. 2, pp. 812-819, March/ April 2011.
- [47] C. D. Syverson, "Hybrid alternator," US. Patent 5397975, Mar. 14, 1995.
- [48] T. Kosaka and N. Matsui, "Hybrid excitation machines with powdered iron core for electrical traction drive applications," in *in Proc. Int. Conference on Electrical Machines (ICEM2008)*, Vilamoura, Portugal, Sept. 6–9, 2008, pp. 2974 - 2979.
- [49] T. Kosaka, M. Sridharbabu, M. Yamamoto, and N. Matsui, "Design studies on hybrid excitation motor for main spindle drive in machine tools," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 11, pp. 3807–3813, Nov. 2010.
- [50] T. Lecomte, *Conception et prédiction du fonctionnement des machines synchrones par CAO.*: Dossier D 3 595v2 des techniques de l'ingénieurs, Février 2008.
- [51] M. Lajoie-Mazenc, J. Hector, and R. Carlson, "Procédé d'analyse des champs électrostatique et électromagnétique dans les structures planes et de révolution : Programme difimedi," *COMPUMAG, Conference on the Computation of Magnetic Field*, September 1978.
- [52] N. Boules, "Two-Dimensional field analysis of cylindrical machines with permanent magnet excitation," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 20, no. 5, pp. 1267-1277, 1984.

- [53] N. Boules, "Prediction of no-load flux density distribution in permanent magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 21, no. 4, pp. 633-643, May/June 1985.
- [54] N. Boules, "Design optimization of permanent magnet DC motors," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 26, no. 4, pp. 786-792, July/August 1990.
- [55] H. G. Ittstein, "Analytical calculation of the cogging torques of a two-pole permanent magnet excited DC motor," *Archiv für Elektrotechnik*, vol. 75, pp. 283-292, 1992.
- [56] Z. Q. Zhu, D. Howe, E. Bolte, and B. Ackermann, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors, part I : open-circuit field," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 29, no. 1, pp. 124-135, January 1993.
- [57] J. Azzouzi, G. Barakat, and B. Dakyo, "Quasi-3D analytical modeling of the magnetic field of an axial flux permanent magnet synchronous machine," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 746-752, Dec. 2005.
- [58] B. Ackermann and R. Sottek, "Analytical modeling of the cogging torque in permanent magnet motors," *Electr. Eng.*, vol. 78, no. 2, pp. 117-125, March 1995.
- [59] D. L. Trumper, W. J. Kim, and M. E. Williams, "Design and analysis framework for linear permanent magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Applications*, vol. 32, no. 2, pp. 371-379, March/April 1996.
- [60] J. Wang, G. Jewell, and D. Howe, "A general framework for the analysis and design of tubular linear permanent magnet machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 35, no. 3, pp. 1986-2000, May 1999.
- [61] T. Lubin, S. Mezani, and A. Rezzoug, "Exact analytical method for magnetic field computation in the air gap of cylindrical electrical machines considering slotting effects," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 4, pp. 1092-1099, April 2010.
- [62] Z. Q. Zhu, L. J. Wu, and Z. P. Xia, "An accurate subdomain model for magnetic field computation in slotted surface-mounted permanent magnet machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 4, pp. 1100-1115, April 2010.
- [63] Y. Amara and G. Barakat, "Analytical modeling of magnetic field in surface mounted permanent magnet tubular linear machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 11, pp. 3870-3884, November 2010.
- [64] B. L. J. Gysen, K. J. Meessen, J. J. H. Paulides, and E. A. Lomonova, "General formulation of the electromagnetic field distribution in machines and devices using Fourier analysis," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 1, pp. 39-52, January

2010.

- [65] O. DeLaBarrière, *Modèle analytique électromagnétique bi et tri dimensionnels en vue de l'optimisation des actionneurs disques. Etude théorique et expérimentale des pertes magnétiques dans les matériaux granulaires*. Cachan: SATIE- ENS Cachan, 2010.
- [66] J. Wang, D. Howe, and G. Jewell, "Fringing in tubular permanent magnet machines : part I. magnetic field distribution, flux linkage, and thrust force," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 6, pp. 3507-3516, Nov. 2003.
- [67] A. A. Abdel-Razek, J. L. Coulomb, M. Feliachi, and J. C. Sabonadière, "The calculation of electromagnetic torque in saturated electric machines with combined numerical and analytical solution of the field equations," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 17, no. 6, pp. 3250-3252, November 1981.
- [68] Z. J. Liu, C. Bi, H. C. Tan, and T. S. Low, "A combined numerical and analytical approach for magnetic field analysis of permanent magnet machines," *IEEE Trans. Magn*, vol. 31, pp. 1372–1375, 1995.
- [69] Y. Zhang, K. T. Chau, J. Z. Jiang, D. Zhang, and C. Liu, "A finite element–analytical method for electromagnetic field analysis of electric machines with free rotation," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 10, pp. 3392-3394, October 2006.
- [70] H. Gholizad, M. Mirsalim, and M. Mirzayee, *Dynamic analysis of highly saturated switched reluctance motors using coupled magnetic equivalent circuit and the analytical solution*. Aachen , Germany: 6th International Conference on Computational Electromagnetics, CEM 2006, 4-6 April 2006.
- [71] M. Mirzaei, M. Mirsalim, W. Cheng, and H. Gholizad, "Analysis of solid rotor induction machines using coupled analytical method and reluctance networks," *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 25, pp. 193–197, 2007.
- [72] H. Ghoizad, M. Mirsalim, M. Mirzayee, and W. Cheng, "Coupled magnetic equivalent circuits and the analytical solution in the air-gap of squirrel cage induction machines," *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, vol. 25, pp. 749–754, 2007.
- [73] A. Bellara, H. Bali, R. Belfkira, Y. Amara, and G. Barakat, "Analytical Prediction of Open-Circuit Eddy-Current Loss in Series Double Excitation Synchronous Machines," *IEEE Transaction on magnetic*, vol. 47, no. 9, pp. 2261- 2268 , Septembre 2011.

- [74] V. Ostovic, "Dynamics of Saturated Electric Machines," *New York Springer-Verlag*, 1989.
- [75] M. Hecquet, *Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des schémas équivalents magnétiques. Application à l'alternateur automobile.*: Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Techniques de Lille (USTL), 1995.
- [76] L. Albert, *Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes. Application au domaine automobile.*: Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Juin 2004.
- [77] M. Rakotovo, *Un modèle opérationnel complet pour l'alternateur à griffes dans le domaine automobile.*: Thèse de doctorat de l'École Normale Supérieure de Cachan (ENS Cachan), juin 1996.
- [78] Z. Q. Zhu et al., "Analysis of electromagnetic performance of flux-switching permanent magnet machines by nonlinear adaptive lumped parameter magnetic circuit model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 11, pp. 4277-4287, Nov. 2005.
- [79] D. A. Philips, "Coupling finite elements and magnetic networks in magnetostatics," *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, vol. 35, no. 10, pp. 1991 - 2002, 1992.
- [80] P. Dular, J. Gyselinck, and T. Henneron F. Piriou, "Dual Finite Element Formulations for Lumped Reluctances Coupling," *IEEE Transaction on Magnetics*, vol. 41, no. 5, pp. 1396-1943, May 2005.
- [81] D. H. Im and J. P. Hong, "Magnetic field analysis of permanent magnet motor using 3 dimensional equivalent magnetic circuit network method," *KIEE*, vol. 43, no. 9, pp. 1432-1439, 1994.
- [82] J. Hur, S. B. Yoon, D. Y. Hwang, and D. S. Hyun, "Analysis of PMLSM using three dimensional equivalent magnetic circuit network method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, no. 5, pp. 4143-4145, September 1997.
- [83] C. B. Rasmussen and E. Ritchie, "A magnetic equivalent circuit approach for predicting PM motor performance," *IEEE. Industry Applications Conf*, vol. 1, no. 1, pp. 10-17, October 1997.
- [84] A. Demenko, L. Nowak, and W. Szelag, "Reluctance Network Formed by Means of Edge Element Method ," *IEEE Transaction on Magnetics*, vol. 34, no. 5, pp. 2485-2488, September 1998.

- [85] J. Hur, I. S. Jung, and D. S. Hyun, "Lateral characteristic analysis of PMLSM considering overhang effect by 3 dimensional equivalent magnetic circuit network method," *IEEE Trans. Magn*, vol. 34, no. 5, pp. 3528-3531, September 1998.
- [86] J. Hur, I. S. Jung, and D. S. Hyun, "3-D analysis of permanent magnet synchronous motor with magnet arrangement using equivalent magnetic circuit network method," *IEEE Trans. Magn*, vol. 35, no. 5, pp. 3736-3738, September 1999.
- [87] J. Hur, H. A. Toliyat, and J.-P. Hong, "Dynamic analysis of linear induction motor using 3-D equivalent magnetic circuit network method," *Elect. Power Comp. Syst.*, vol. 29, no. 6, pp. 531-541, June 2001.
- [88] Y. H. Kim, C. S. Jin, S. Kim, Y. D. Chun, and J. Lee, "Analysis of hybrid stepping motor using 3D equivalent magnetic circuit network method based on trapezoidal element," *Journal of Applied Physics*, vol. 91, no. 10, pp. 8311-8313, May. 2002.
- [89] Y. D. Chun et al., "Comparison between three-dimensional (3D) equivalent magnetic circuit network method and 3D finite element method for magnetic-field computation," *J. App. Phys*, vol. 97, no. 10, pp. 0E105.1-10E105.3, 2005.
- [90] M. Amrhein and P. T. Krein, "Force Calculation in 3-D Magnetic Equivalent Circuit Networks with a Maxwell Stress Tensor," *IEEE Transaction on Energy Convers*, vol. 24, no. 3, pp. 587 - 593, Sept. 2009.
- [91] M. Amrhein and P. T. Krein, "Induction Machine Modeling Approach Based on 3-D Magnetic Equivalent Circuit Framework," *IEEE Trans on Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 339 - 347, June 2010.
- [92] M. L. Bash, J. M. Williams, and S. D. Pekarek, "Incorporating Motion in Mesh-Based Magnetic Equivalent Circuits," *IEEE Transaction on Energie Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 329-338, June 2010.
- [93] T. K. Hoang, D. H. Kang, and J. Y. Lee, "Comparisons between various designs of transverse flux linear motor in terms of thrust force and normal force," *IEEE Trans. Magn*, vol. 46, no. 10, pp. 3795-3801, October 2010.
- [94] Thai Phuong Do, *Simulation dynamique des actionneurs et capteurs électromagnétiques par réseaux de réductances : modèles, méthodes et outils.*: Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), mars 2010.
- [95] Michel Hecquet, "Contribution à l'instrumentation de la démarche de conception des machines électriques," Université des sciences et technologies de Lille, HdR 2006.

- [96] P.L. Alger, *Induction machines: Their behavior and uses*, 2nd ed. New York, USA: Gordon and Breach Science Publishers, 1970.
- [97] Z.Q. Zhu, "Switched Flux Permanent Magnet Machines - Innovation Continues," in *ICEMS2011*, Peigin, 2011.
- [98] E. Hoang, M. Lecrivain, S. Hlioui, and M. Gabsi, "Hybrid excitation permanent magnet synchronous machines optimally designed for hybrid and full electric vehicles," in *Int Conf on Power Electronics (ICPE2011) –ECCE-Asia, 2011*, 2011, pp. Paper TuD1-2.
- [99] Z. Zhang, Y. Tao, and Y. Yan, "Investigation of a New Topology of Hybrid Excitation Doubly Salient Brushless DC Generator," *IEEE Tansaction on Industrial Electronics*, To be published.
- [100] B. Nedjar, S. Hlioui, L. Vido, Y. Amara, and M. Gabsi, "Permanent magnet synchronous machine design for hybrid traction applications: Impact of magnetic laminations materials," in *ISIE2010*, Bari, ITALIE, 2010.
- [101] C. J Carpenter, "Magnetic equivalent circuits," *Proc. of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 115, no. 10, p. 1503, 1968.
- [102] E. C. Cherry, "The duality between the inter-linked electric and magnetic circuits," in *Proc. Phys. Soc*, vol. 62, pp. 101--111, 1949.
- [103] E. R. Lwithwaite, "Magnetic equivalent circuits for electrical machines," *Proc. of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 114, no. 11, pp. 1805-1808, 1967.
- [104] P. Hammond, C. J. Carpenter, A. Nimalasuriya J. A. C. King, P. G. Kendall, and E. R. Laithwaite, "Discussion on Magnetic equivalent circuits for electrical machines," *Proc. of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 115, no. 11, pp. 1653-1654, 1968.
- [105] David C. Hamill, "Lumped equivalent circuits of magnetic components: the gyrator — capacitor approach," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 97-103, 1993.
- [106] Marcel Jufer, "Circuits Magnétiques ," *Thechnique de l'ingénieur*, vol. D 1050v2, pp. 1-18, 1996.
- [107] B. Nedjar, S. Hlioui, L. Vido, Y. Amara, and M. Gabsi, "Magnetic Equivalent Circuit applied to a unipolar PMSM," in *ICEM*, Rome, ITALIE, 2010.
- [108] J. Perho, "Reluctance network for analyzing induction machines," Thèse de doctorat,

Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical Engineering Series Dec. 2002.

- [109] Dmitry PETRICHENKO, "Contribution à la modélisation et à la conception optimale des turbo-alternateurs de faible puissance," Ecole centrale de Lille, Thèse de doctorat 2007.
- [110] E. Ilhan, J. Paulides, L. Encica, and E. Lomonova, "Tooth Contour Method Implementation for the Flux-Switching PM Machines," *XIX International Conference on Electrical Machines ICEM*, pp. 1- 6, 2010.
- [111] A. Balakrishnan, W. T. Joines, and Thomas G. Wilson, "Aire-gap reluctance and inductance calculations for magnetic circuits using a Schwartz-Christoffel transformation," *IEEE Transaction on power electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 654- 663, 1997.
- [112] E. A. Lomonova, and A. J. A. Vandenput D. C. J. Krop, "Application of Schwarz-Christoffel Mapping to Permanent-Magnet Linear Motor Analysis," *IEEE Transaction on Magnetics* , vol. 44, no. 3, pp. 352-359, March 2008.
- [113] Ostovic V, "Dynamics of Saturated Electric Machines," *New York Springer-Verlag*, 1989.
- [114] H. W. Derbas, J. M. Williams, A. C. Koenig, and S. D. Pekarek, "A Comparison of Nodal- and Mesh-Based Magnetic Equivalent Circuit Models," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 24, no. 2, pp. 388-396, JUNE 2009.
- [115] Olivier BARRE, "Contribution à l'étude des formulations de calcul de la force magnétique en magnétostatique, approche numérique et validation expérimentale," L2EP, Ecole Centrale Lille, Thèse de doctorat 2003.
- [116] D.M. Ionel, T.J.E. Miller, S.J. Dellinger and M.I. McGilp. M. Popescu, "Improved finite element computations of torque in brushless permanent magnet motors," *IEE Proc.-Electr. Power Appl*, vol. 152, no. 2, pp. 271-276, March 2005.
- [117] J.L. Coulomb and G. Meunier, "Finite element implementation of virtual work principle to magnetic or electric force and torque computation," *IEEE Transac. Magn.*, vol. 20, no. 5, p. 1894, Sep. 1984.
- [118] D.A. Staton, W.L. Soong, and T.J.E. Miller, "Unified theory of torque production in switched reluctance and synchronous reluctance motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 329 – 337, Mar/Apr 1995.

- [119] D. Staton, R. Deodhar, W. Soong, and T. Miller, "Torque prediction using the flux-MMF diagram in ac, dc, and reluctance motors," *IEEE Transaction on Industrial Application*, vol. 32, no. 1, pp. 180–188, Jan./Feb. 1996.
- [120] C. Cossar, M. Popescu, and T. J. E. Miller, "A General Magnetic-Energy-Based Torque Estimator: Validation via a Permanent-Magnet Motor Drive," *IEEE Transaction on Industry Application*, vol. 44, no. 4, July/ August 2008.
- [121] M. Popescu, "Prediction of the electromagnetic torque in synchronous machines through Maxwell stress harmonic filter (HFT) method," *Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik)*, Springer Verlag, vol. 89, no. 2, pp. 117-125, December 2006.
- [122] M. Amrhein, "Induction machine performance improvements – Designoriented approaches," Univ. Illinois at Urbana-Champaign, Urbana, IL, Thèse de doctorat 2007.
- [123] A.R. Tariq, C.E. Nino-Baron and E. G. Strangas, "Iron and Magnet Losses and Torque Calculation of IPMSMs using Magnetic Equivalent Circuit," *IEEE Transaction on Magnetics*, vol. 46, no. 12, pp. 4073-4080, 2010.
- [124] M. Amrhein and P. T. Krein, "Magnetic Equivalent Circuit Simulations of Electrical Machines for Design Purposes," *IEEE Electric Ship Technologies Symposium, ESTS'07*, pp. 254 – 260, May 2007.
- [125] B. Nedjar, S. Hlioui, L. Vido, Y. Amara, and M. Gabsi, "Hybrid Excitation Synchronous Machine Modeling Using Magnetic Equivalent Circuits," in *ICEMS*, Pekin, Chine, 2011.
- [126] J. M. Kokernak and D. A Torrey, "Magnetic Circuit Model for the Mutually Coupled Switched-Reluctance Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 36, no. 2, pp. 500-507, 2000.
- [127] Makoto Nakamura, Takashi Kosaka Nobuyuki Matsui, "Instantaneous Torque Analysis of Hybrid Stepping Motor," *IEEE Transaction on Industry Application*, vol. 32, no. 5, September/ October 1996.
- [128] T.J.E Miller et al., "Embedded Finite-Element Solver for Computation of Brushless Permanent-Magnet Motors ," *IEEE Industry Application*, vol. 44, no. 4, pp. 1124 - 1133, 2008.
- [129] B. Nedjar, S. Hlioui, L. Vido, Y. Amara, and M. Gabsi, "Magnetic Equivalent Circuit Coupled to Finite Element Analysis for Flux Focusing PM Machine Modeling," in *CEFC*, Chicago, USA.

- [130] M. Popescu, D.M. Ionel, T.J.E. Miller, S.J. Dellinger, and M.I. McGilp, "Improved finite element computations of torque in brushless permanent magnet motors," *IEE Proc.-Electr. Power Appl*, pp. vol. 152, No, 2, pp. 271-276, March 2005.
- [131] T. Kosaka, and N. Matsui Y. Kano, "Simple Nonlinear Magnetic Analysis for Permanent-Magnet Motors," *IEEE Transaction on Industry Application*, vol. 41, no. 5, pp. 1205- 1214, September/October 2005.
- [132] Y. Kano, T. Kosaka, and N. Matsui, "Simple Nonlinear Magnetic Analysis for Permanent-Magnet Motors," *Transaction on Industry Application*, vol. 41, no. 5, pp. 1205- 1214, September/October 2005.
- [133] S. Hlioui, L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, and A. Miraoui, "Magnetic equivalent circuit model of a hybrid excitation synchronous machine," *Compel*, vol. 27, no. 5, pp. 1000-1015, January 2005.
- [134] B. Nedjar et al., "A new parallel double excitation synchronous machine," *to be published in IEEE Transactions on Magnetics*, 2011.
- [135] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 746 - 765, Avril 2007.
- [136] L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, M. Lecrivain, and F. Chabot, "Compared performances of homopolar and bipolar hybrid excitation synchronous machines," *IAS*, vol. 3, pp. 1555- 1560, 2005.
- [137] L. Vido, M. Gabsi, M. Lécrivain, Y. Amara, and F Chabot, "Homopolar and bipolar hybrid excitation synchronous machines," *Electric Machines and Drives Conference*, pp. 1212- 1218 , May 2005.
- [138] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," *Proc. IEEE Int. Conf. Neural Networks*, vol. 4, pp. 1942-1948, 1995.
- [139] T. Peram, K. Veeramachaneni, and C.K. Mohan, "Fitness-distance-ratio based particle swarm optimization ," *IEEE Swarm Intelligence Symposium*, pp. 174 - 181 , 2003.