



Modélisation et optimisation d'une machine synchrone à commutation de flux et à double excitation à bobinage global

Agathe Dupas

► To cite this version:

Agathe Dupas. Modélisation et optimisation d'une machine synchrone à commutation de flux et à double excitation à bobinage global. Autre [cond-mat.other]. Université Paris Saclay (COMUE), 2016. Français. NNT : 2016SACLN037 . tel-01411300

HAL Id: tel-01411300

<https://theses.hal.science/tel-01411300>

Submitted on 14 Dec 2016

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.

**THÈSE DE DOCTORAT
DE L'UNIVERSITÉ PARIS-SACLAY,
préparée à l'École Normale Supérieure de Cachan**

ÉCOLE DOCTORALE N°575
Electrical, optical, bio-physics and engineering
Spécialité de doctoral : Génie électrique

Par :
Agathe DUPAS

**Modélisation et Optimisation d'une Machine Synchrone à
Commutation de Flux et à Double Excitation à Bobinage
Global**

Thèse présentée et soutenue à Cachan le 20 octobre 2016 :

Composition du Jury :

M. Y. AMARA	Maître de Conférence à l'Université du Havre	Rapporteur
M. G. FRIEDRICH	Professeur des universités à l'Université de Technologie de Compiègne	Rapporteur
M. K. AL-HADDAD	Professeur des universités à École de technologie supérieure	Examineur
M. A. MIRAOU	Professeur des universités à Université Cadi Ayyad	Président du Jury
M. S. HLIOUI	Maître de Conférence, CNAM	Encadrant de thèse
M. M. GABSI	Professeur des universités, ENS de Cachan	Directeur de thèse

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier M. Abdellatif Miraoui pour avoir présidé mon jury. Merci également à MM. Guy Friedrich et Yacine Amara d'avoir accepté de rapporter ma thèse, merci pour vos remarques très intéressantes sur mon travail. Merci enfin à M. Al-Haddad d'avoir accepté de faire parti de mon jury.

Les travaux de cette thèse ont été réalisés au laboratoire SATIE (Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie) au sein de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan. Je remercie, M. Pascal LARZABAL, directeur du laboratoire, de m'avoir accueillie au sein du laboratoire.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance et mes remerciements à M. Mohamed Gabsi, pour m'avoir accordé la chance d'intégrer l'équipe et proposé ce sujet de thèse. En tant que professeur tu as su me faire apprécier l'étude des machines électrique, en tant que directeur de thèse par tes nombreuses questions tu m'as orienté et beaucoup appris. Je tiens également à remercier M. Sami Hlioui pour le temps qu'il m'a consacré tout au long de cette période, son aide et son implication pour mener à bien ce travail. Merci aussi pour avoir su m'aiguiller lors de mes différents questionnements. Merci M. Emmanuel Hoang pour ton encadrement durant ma thèse, notamment ton accompagnement pour des mesures à hautes vitesses que je n'aurais pas osé faire! En tant qu'enseignant et encadrant tu m'a transmis ton goût pour l'expérimental, merci.

Le travail de recherche est avant tout un travail d'équipe. Je remercie toute l'équipe SETE pour leur sympathie. Je remercie tous les doctorants et post-doc, anciens et nouveaux, pour ces trois bonnes années, notamment mes différents collègues de bureau, Hiba, Sylvain, Jean-Laurent, Salim, Julien, André, pour vos discussions et soutiens!

Merci Patrice et Michel pour votre accompagnement technique et pour tous nos repas du midi ensemble fort enrichissants! Merci Béatrice, Sophie et Nathalie aussi bien pour votre soutien logistique que pour vos discussions qui égayaient mes journées!

Parce qu'ils se sont toujours intéressé à mon travail même si les machines électriques sont obscures pour eux, je remercie toute ma famille. Votre soutien est précieux pour moi. Et merci tout particulièrement à mes parents qui m'ont encouragé tout au long de mes (longues) études et qui ont sans doute contribué à mon choix de domaine!

Enfin, Javier, que dire à part merci pour tout... Une femme enceinte qui rédige une thèse, une nouvelle maman qui prépare une soutenance ce n'est pas simple à vivre tous les jours, bravo!

Table des matières

Table des matières	i
Introduction	1
État de l’art des machines synchrones à double excitation	3
1 Principe de la machine à double excitation	3
2 Une classification des machines synchrone à double excitation	5
2.1 Machines à double excitation, structures 2-D	5
2.2 Machine à double excitation structure 3D	11
3 Machine synchrone à griffes	15
3.1 Machines synchrone à griffes à simple excitation	16
3.2 Machine synchrone à griffes double excitation	17
I Fonctionnement de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global	21
1 Présentation de la machine MsComFde BG	22
1.1 Description du rotor	22
1.2 Description du stator	23
1.3 Décomposition des trajets du flux	25
2 Caractérisation de la machine : Flux à vide, FEM à vide, inductances, mutuelles et courant de court-circuit	27
2.1 Banc expérimental	28
2.2 Résultats des mesures effectuées sur le prototype de la MsComFdeBG	28
3 Caractérisation magnétique de la machine par modélisation par la méthode des éléments finis 3D	35
3.1 Trajets de flux, cartes d’induction et valeurs de l’induction dans les différents éléments de la machine à double excitation et à bobinage global	36
3.2 Flux dans les griffes et pertes par courants de Foucault dans la partie massive	42
4 Fonctionnement en mode moteur	45
4.1 Autopilotage de la machine synchrone à bobinage global	45
4.2 Calcul du couple moyen en fonction de la vitesse et de la densité de courant de double excitation	49
5 Fonctionnement en mode générateur	51
5.1 Mesure de la puissance en sortie d’un pont de diodes	51
5.2 Identification des pertes en fonctionnement générateur	52

6	Conclusion	55
II Étude des caractéristiques magnétiques et électriques à vide et en fonctionnement générateur		
		57
1	Influence des paramètres géométriques et de la définition des matériaux sur le flux à vide pour des machines à commutation de flux à double excitation	58
1.1	Machines utilisées pour l'étude des paramètres influant la valeur du flux à vide	58
1.2	Modélisation éléments finis 2D et 3D	61
1.3	Influence des arrondis, des chanfreins et de l'épaisseur de culasse sur la valeur du flux à vide	62
1.4	Influence de la définition de la courbe B-H sur la valeur du flux à vide	66
1.5	Influence de la valeur B_r , détermination expérimentale	73
1.6	Ajout de la lamination dans le modèle 3-D	75
2	Détermination du courant de court-circuit, comparaison de deux méthodes de calcul par EF-3D	75
2.1	Première méthode de calcul du courant de court-circuit : méthode de couplage du modèle éléments finis et modèle électrique	76
2.2	Seconde méthode de calcul du courant de court-circuit : méthode itérative	76
2.3	Comparaison des méthodes permettant de déterminer le courant de court-circuit	77
3	Fonctionnement en génératrice, détermination de la puissance débitée par la machine par deux méthodes distinctes	80
3.1	Modèle analytique, obtention de la puissance à partir du courant de court-circuit et du flux à vide	80
3.2	Méthode de couplage du modèle éléments finis et modèle électrique	86
4	Conclusion	89
III Modélisation et optimisation d'une machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global en utilisant la méthode des schémas réductants		
		91
1	Introduction	91
2	Méthodologie utilisée pour la modélisation par schéma réductant	92
2.1	La modélisation par schéma réductant	92
2.2	Modèle de Park	93
2.3	Résolution du schéma réductant	95
2.4	Détermination de l'inductance de l'axe d à partir du modèle de Park, machine à pôles lisses	101
3	Modèle dq de la machine à commutation de flux à simple excitation	103
3.1	Modèle dans l'axe d pour la détermination du flux à vide	103
3.2	Comparaison entre le modèle éléments finis et le modèle utilisant les schémas réductants	105

4	Modèle dq de la machine à commutation de flux à double excitation et bobinage global	107
4.1	Ajout de la partie double excitation à la machine à commutation de flux	107
4.2	Comparaison entre les mesures, le modèle éléments finis et le schéma réductant	108
5	Optimisation de la machine à bobinage global à partir d'un cahier des charges en génératrice	112
5.1	Détermination des différents paramètres de la machine	113
5.2	Optimisation par essaim particulière	117
5.3	Cahiers des charges et résultats des différentes optimisations	118
Conclusion et perspectives		127
A Schéma réductant de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global, expression des réductances de la culasse		133
Bibliographie		135
		143

Introduction

Dans une démarche générale d'amélioration des machines électriques aussi bien en fonctionnement générateur que moteur, différentes équipes de recherches travaillent sur des structures innovantes qui pourraient présenter de meilleures performances. Les recherches engagées au sein de l'équipe SETE du laboratoire SATIE s'inscrivent dans le cadre de cette problématique. Depuis quelques années, les machines à double excitation, possédant deux sources de flux magnétiques (aimants permanents et bobine d'excitation), sont étudiées car elles présentent une souplesse de fonctionnement supplémentaire. Cette thèse porte sur la modélisation et l'optimisation d'une nouvelle structure de machine synchrone. Elle s'est déroulée au sein de l'équipe SETE au laboratoire SATIE. C'est dans cette équipe qu'a été imaginée et conçue la nouvelle structure de machine étudiée dans cette thèse.

Les machines à double excitation sont utilisées pour des applications de fortes puissance, comme par exemple les machines Jeumont Electric. Pour des applications de plus faibles puissances (égale à quelques kW par exemple) faisant appel à la variation de vitesse ce sont des machines idéales pour, par exemple, la traction électrique ou une petite éolienne. Dans cette thèse nous nous focaliserons sur des puissances de quelques kW.

L'élément déclencheur de cette nouvelle structure et donc de cette thèse, fut l'idée au sein de l'équipe de combiner la machine synchrone à griffes très présente dans l'automobile et la machine à commutation de flux, machine déjà étudiée au sein du laboratoire. De cette alliance est née la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global sur laquelle repose notre étude.

Le manuscrit se compose de quatre chapitres. Dans le premier chapitre, nous situerons cette nouvelle structure par rapport aux autres structures existantes. En présentant un état de l'art des machines à double excitation, à commutation de flux en trois dimensions comme en deux ainsi qu'en présentant les machines à griffes, nous dessinerons le paysage scientifique dans lequel s'insère cette machine.

Le deuxième chapitre comportera une présentation de la structure à commutation de flux et double excitation à bobinage global. Nous allons détailler les différents constituants de la machine ainsi que son fonctionnement à vide. L'objectif principal de ce chapitre est d'expliquer le fonctionnement, les avantages et les inconvénients de la structure. Cette étude s'appuiera sur un modèle éléments finis 3-D ainsi que des mesures effectuées sur un prototype réalisé au laboratoire. Après avoir étudié la machine à vide, nous déterminerons son courant de court-circuit. Puis à partir d'un modèle analytique, des mesures et du modèle éléments finis 3-D, la machine sera analysée en fonctionnement moteur. L'apport de la double excitation sur le couple moyen et sur la plage de vitesse sera exploré. Enfin le fonctionnement générateur sera étudié par expérimentation sur le prototype. Un modèle sera présenté au chapitre suivant. Les mesures permettront d'évaluer les pertes Joule, mécanique et fer de la structure.

Le troisième chapitre présentera différentes modélisations de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global. Tout d'abord, un modèle éléments finis magnéto-transitoire 3-D sera utilisé pour identifier les paramètres influents sur la valeur du flux à vide de la machine. La définition de la courbe B-H, ainsi que la valeur de l'induction rémanente des aimants permanents ou encore les particularités géométriques comme les arrondis et les chanfreins et leurs impacts sur la valeur du flux à vide seront étudiés. Cette étude sera étendue à trois autres structures de machine à commutation de flux et double excitation. Puis la modélisation par la méthode des éléments finis 3-D de la machine à bobinage global, nous permettra de comparer deux méthodes de détermination du courant de court-circuit. Enfin nous présenterons un modèle analytique permettant, à partir des valeurs du flux à vide et de l'inductance cyclique ou du courant de court-circuit, de déterminer la valeur de puissance maximale en sortie d'un pont de diodes reliant la machine à une source de tension fixe.

Le dernier chapitre s'appuiera sur le modèle analytique de la puissance en génératrice du chapitre précédent couplé à un modèle réductant en trois dimensions prenant en compte la saturation afin de déterminer de façon rapide et précise la puissance maximale en fonction de la vitesse de rotation et du courant de double excitation. Nous détaillerons tout d'abord l'élaboration du modèle réductant dans le plan dq permettant d'obtenir les valeurs du flux à vide et de l'inductance cyclique de la structure. Puis nous comparerons les résultats obtenus à partir de ce modèle avec ceux obtenus par mesure et par modélisation par la méthode des éléments finis. Dans une dernière partie, nous utiliserons le modèle réductant couplé au modèle analytique de la puissance pour optimiser la structure en partant de différents cahiers des charges. Ainsi, nous étudierons l'impact du facteur de forme sur la puissance massique pour cette nouvelle structure. Puis nous optimiserons la machine avec l'objectif de maximiser le flux maximal tout en minimisant la FEM lorsque l'excitation est nulle. Cette optimisation répond à une réalité industrielle qui est d'obtenir un maximum de puissance à excitation et vitesse fixe tout en assurant une FEM très faible lorsque l'on coupe l'excitation. Enfin, la structure sera optimisée pour obtenir le minimum de masse totale avec un minimum de pertes Joule tout en assurant une puissance maximale égale à celle du prototype existant.

État de l'art des machines synchrones à double excitation

1 Principe de la machine à double excitation

La machine synchrone à double excitation, ou machine à excitation hybride, est caractérisée par la présence de deux sources créatrices d'excitation magnétique, à savoir des bobines d'excitation ainsi que des aimants permanents. De façon générale, on peut noter que l'utilisation de ces deux sources permet de bénéficier des avantages de chacune. Tout d'abord, les aimants permanents assurent un rapport couple/masse élevé et un bon rendement, tandis que les bobines rendent possible un contrôle du flux par le courant d'excitation, elles permettent notamment de défluxer la machine. Ces avantages peuvent être nuancés par l'apparition de pertes Joule dues à l'ajout d'un bobinage ainsi qu'une augmentation de l'encombrement. Il est donc important de noter qu'une structure à double excitation n'est pas adaptée à tous les cahiers des charges et doit être optimisée lors d'un dimensionnement pour tirer profit de ce degré de liberté supplémentaire.

De nombreuses structures de machine à double excitation sont présentées dans la littérature et des états de l'art les répertoriant permettent une vision globale des différentes structures, notamment dans [1][2][3].

Il existe plusieurs classifications des machines synchrone à double excitation. Notre thèse repose sur l'étude d'une machine synchrone à double excitation dont l'une des particularité est d'avoir des trajets de flux aussi bien radiaux que axiaux. C'est donc ce qu'on peut nommer une structure en trois dimensions. Pour cette raison, nous avons fait le choix de présenter une classification des machines à double excitation reposant sur le chemin emprunté par le flux magnétique, en deux ou trois dimensions.

Machines à double excitation série et parallèle Cependant afin de comparer des structures nous allons revenir sur une classification souvent présentée dans l'état de l'art des machines à double excitation est la distinction entre les machines à excitation série et celles à excitation parallèle.

La Figure 1 représente schématiquement le principe de la double excitation série. Les trajectoires de flux sont représentées lorsque la bobine d'excitation n'est pas alimentée puis lorsque l'aimant est neutralisé (l'induction rémanente est nulle) et que les bobines sont alimentées. Le flux créé par les bobinages d'excitation emprunte le même chemin magnétique que le flux précédemment créé par les aimants.

A l'inverse, une machine à double excitation parallèle est caractérisée par des trajets de flux d'aimant et de bobine d'excitation qui ne sont pas identiques.

La Figure 2 représente le principe de la machine à double excitation parallèle ainsi

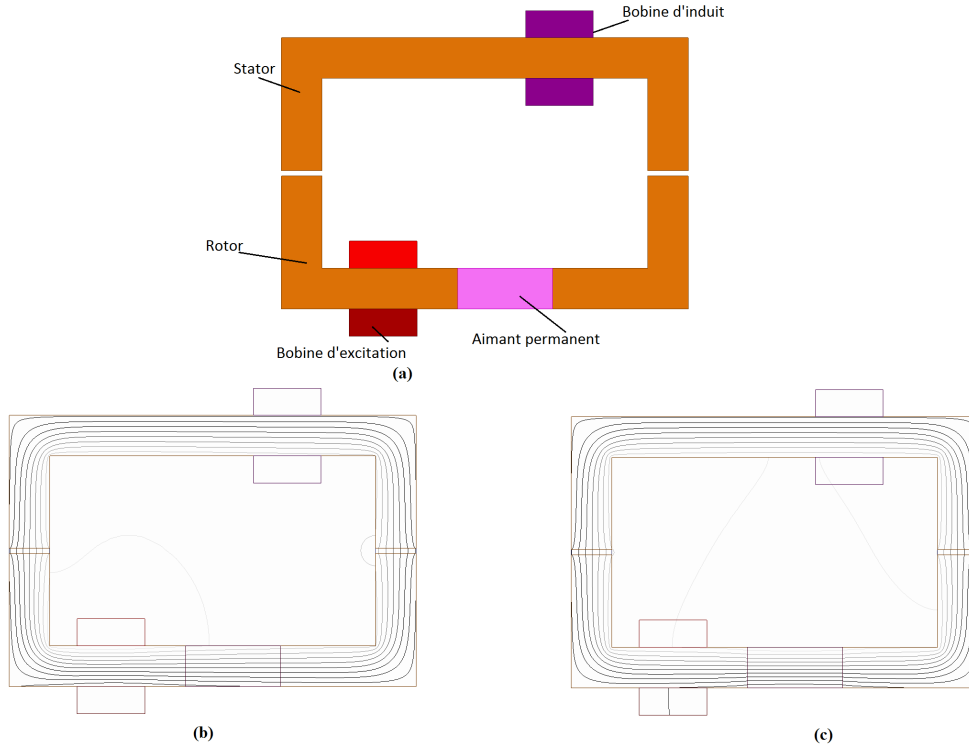


FIGURE 1: Principe de la machine à double excitation série (a) Structure élémentaire (b) Trajets des lignes de flux sans courant d'excitation et avec l'aimant magnétisé (c) Lignes de flux avec la bobine d'excitation alimentée et l'aimant non magnétisé ($B_r=0$)

que les lignes de champs lorsque la bobine d'excitation est alimentée ou non et lorsque l'aimant est magnétisé ou non. Contrairement à la machine à excitation série les lignes de flux créées par la bobine d'excitation ne traversent pas l'aimant permanent. Par contre, les flux générés par la bobine ou les aimants sont partiellement dérivés et n'atteignent pas entièrement la bobine d'induit.

La machine à double excitation série est moins présente dans la littérature, ce qui peut s'expliquer par les deux inconvénients inhérents à la disposition des sources de flux. Comme le flux créé par la bobine passe par les aimants de perméance faible, les bobines voient une réluctance élevée et donc leur efficacité au défluxage est diminuée. De plus, si l'on permet un défluxage grâce aux bobines, il existe un risque de démagnétisation des aimants. La machine à double excitation parallèle, où les trajets empruntés par les flux des deux sources sont différents, est donc souvent privilégiée, ce que nous verrons dans la présentation de différentes structures.

L'article [4] présente une comparaison des machines à double excitation série et parallèle. Les auteurs montrent qu'une machine à double excitation série aura une moins bonne capacité de contrôle du flux à cause des trajets de flux passant par l'aimant permanent qui possède une perméance faible. Cependant pour certaines machine série, grâce au chemin emprunté par le flux de la bobine d'excitation identique à celui des aimants, les pertes fer sont réduites. En ce qui concerne les pertes Joule, les structures parallèles et séries sont équivalentes.

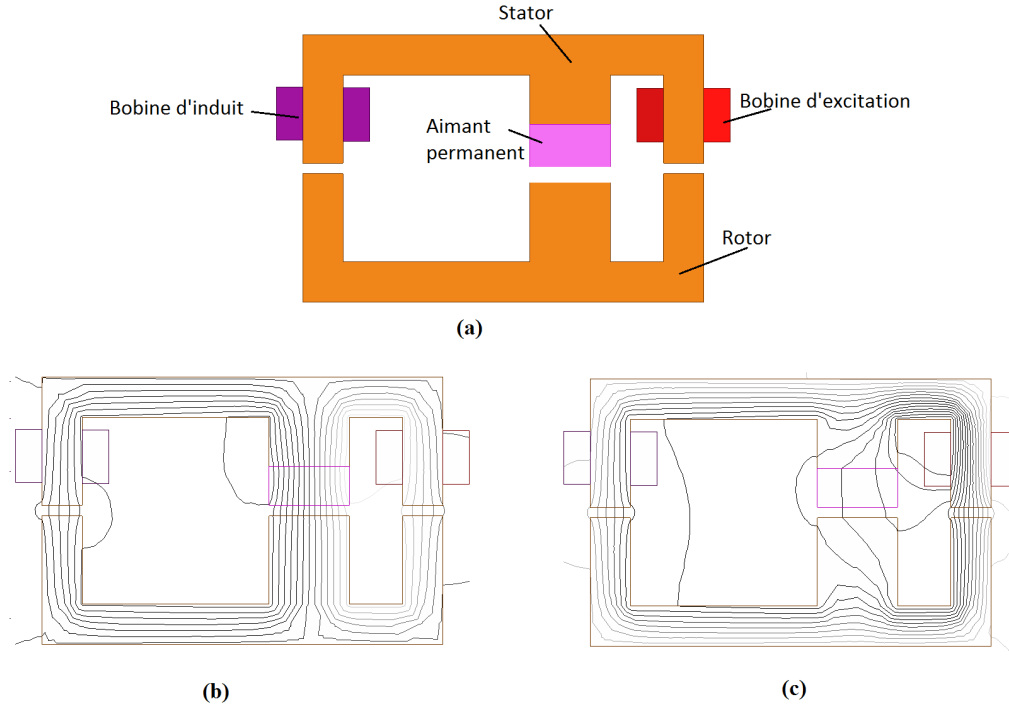


FIGURE 2: Principe de la machine à double excitation parallèle , (a) Structure élémentaire (b) Trajet des lignes de champ sans courant d'excitation et avec l'aimant magnétisé (c) Lignes de champs avec la bobine d'excitation alimentée et l'aimant non magnétisé ($B_r=0$)

2 Une classification des machines synchrone à double excitation

2.1 Machines à double excitation, structures 2-D

Afin de différencier plusieurs structures à double excitation dont le flux peut être représenté dans un plan, on distinguera trois localisations possibles des sources de champ magnétique.

2.1.1 Aimant et bobine d'excitation au rotor

Il existe de nombreuses structures de machine à double excitation où les sources sont situées au rotor, nous allons présenter deux de celles-ci.

Une structure possédant les deux sources de champ magnétique au rotor est présentée dans l'article [5]. C'est une machine synchrone à rotor saillant à excitation bobinée et les aimants permanents sont ajoutés à la périphérie du rotor, elle est représentée à la Figure 3. Cette structure a été conçue pour une puissance nominale de 5 kW et sa vitesse nominale de 1500 tr/min. Les tôles du stator sont identiques à celles d'une machine asynchrone ce qui permet de réduire le coût de fabrication. Les avantages de cette structure sont d'abord une facilité de construction et une réduction des pertes fer. Les pertes sont réduites car la densité de flux nécessaire est moindre par rapport à une machine synchrone à aimant classique.

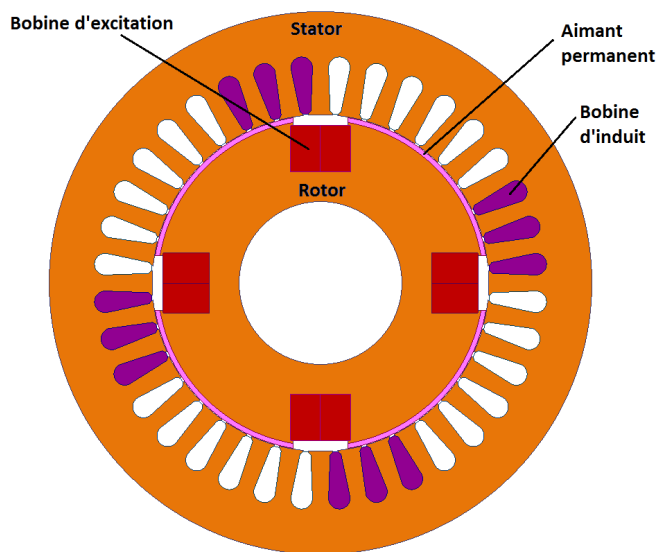


FIGURE 3: Machine à double excitation série présentée dans [5]

Le principal inconvénient de cette machine réside dans le fait que la bobine d'excitation se situe sur la partie tournante, il est donc nécessaire d'utiliser le système contraignant de balais-bague. De plus, c'est une machine à excitation série avec les inconvénients évoqués précédemment.

Dans le brevet [6], les auteurs présentent une structure à aimant permanent et à bobine d'excitation au rotor. Cette machine est représentée à la Figure 4 et possède au stator 24 encoches pour le bobinage d'induit. Les auteurs présentent cette machine comme adaptée à une application embarquée, elle peut être conçue pour le démarrage d'un moteur thermique en fournissant entre 8 et 10 kW. Une particularité de cette structure est son alternance de pôles répartis sur la circonférence du rotor. La bobine d'excitation crée un flux qui permet de rediriger tout le flux des aimants dans le stator.

2.1.2 Aimant et bobine d'excitation au stator

Afin de s'affranchir du système balais-bagues, les deux sources de flux magnétique peuvent être placées au stator. Une topologie de machine à simple excitation est inspirée de la machine à réluctance variable où le rotor est passif, uniquement composé de pôles saillants, cette topologie a été présentée pour la première fois dans [7] et [8]. Les auteurs mettent en avant la robustesse de cette structure qui permet de fonctionner à haute vitesse grâce à son rotor passif ainsi qu'un couple massique et des rendements élevés. Dans [7], les auteurs montrent que cette structure permet d'obtenir de faibles ondulations de couple.

La Figure 5 représente la machine simple excitation originelle de 1995 et la Figure 6, une de ses dérivés présentée dans [9] avec des aimants en ferrite insérés de façon à influencer non plus une mais trois dents rotoriques et une bobine d'excitation au stator. Dans l'article [9], les auteurs présentent une machine dont le bobinage d'excitation est circonférentiel. Les lignes de champ créées par la bobine d'excitation sont identiques à celles des aimants permanents, c'est une machine à excitation série. Le flux à vide de cette structure est polarisé, la variation de flux est créée par la variation de perméance

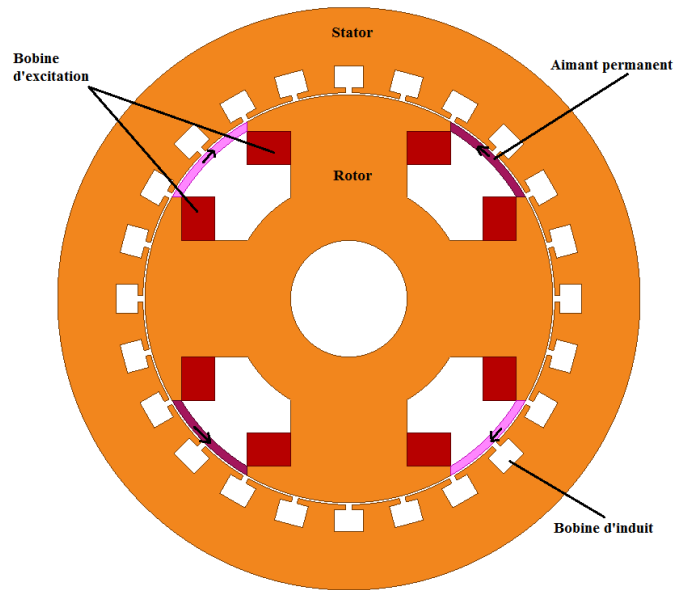


FIGURE 4: Machine à double excitation bobinage et aimants permanents situés au rotor présentée dans [6]

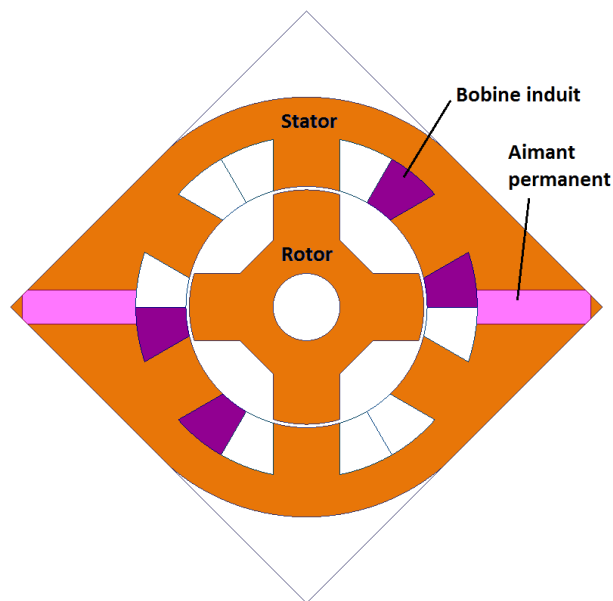


FIGURE 5: Machine à simple excitation et rotor passif présentée dans [7]

qui est fonction de l'alignement des dents rotoriques et statoriques, et non de la rotation d'un aimant comme dans une machine synchrone à aimant permanent au rotor. Les FEM en sortie des bobines d'induit sont en créneaux. Les auteurs montrent que la machine possède un rendement de 80% à 90% dans le cas d'un fonctionnement moteur avec un couple de 10 Nm entre 1000 et 2000 tr/min.

La machine à commutation de flux simple excitation Parmi les structures ayant un rotor passif, la machine à commutation de flux est étudiée depuis une soixantaine

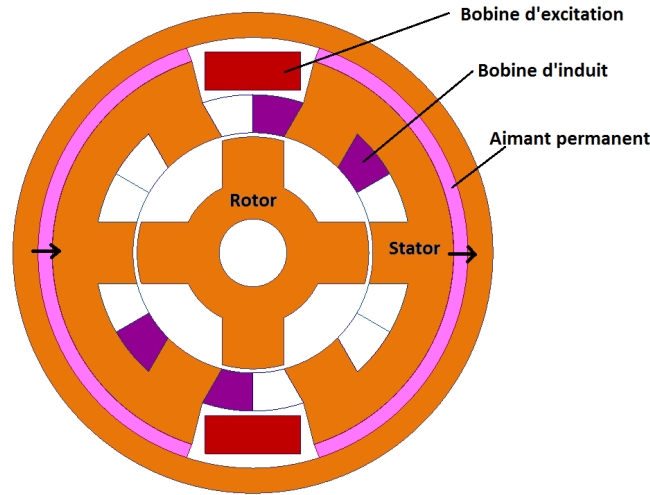


FIGURE 6: Machine à double excitation et rotor passif présentée dans [9]

d'année. Elle est présentée dans [10] en 1955 et la Figure 7 reprend l'explication du principe de la commutation de flux. La rotation du rotor génère une variation du sens des flux magnétiques. Contrairement aux machines à reluctance variable, le flux embrassé par la phase n'est pas unipolaire mais bipolaire.

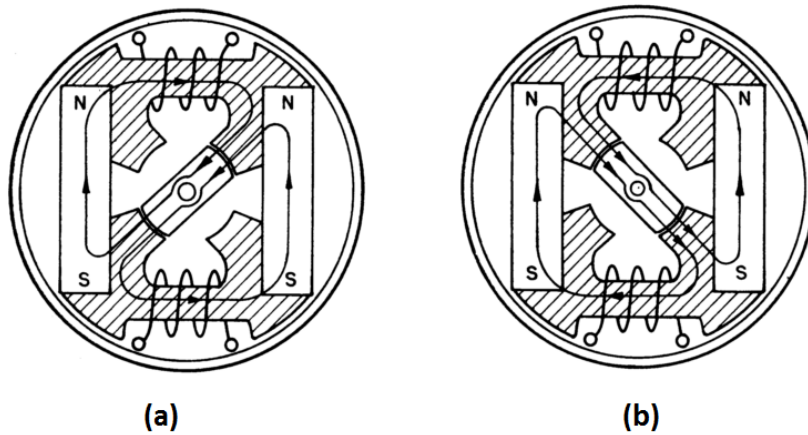


FIGURE 7: Machine à commutation de flux présentée dans [10]

La Figure 8 représente une vue linéarisée de la cellule de commutation [11]. Cette cellule comporte un aimant permanent magnétisé et entouré par deux pièces ferromagnétiques statoriques de forme identique. La bobine d'induit entoure les dents statoriques et les aimants. Comme représenté à la Figure 8, la translation du rotor engendre une modification des trajets de flux dans le stator. Le flux vu par la bobine d'induit va passer par une valeur maximale positive puis une valeur minimale négative. L'alignement des dents du rotor et du stator favorise ou non le passage du flux dans les dents du stator entourées par la bobine d'induit.

Dans [12], les auteurs proposent une comparaison pour la traction électrique entre trois machines à commutation de flux et une machine synchrone à aimants permanents.

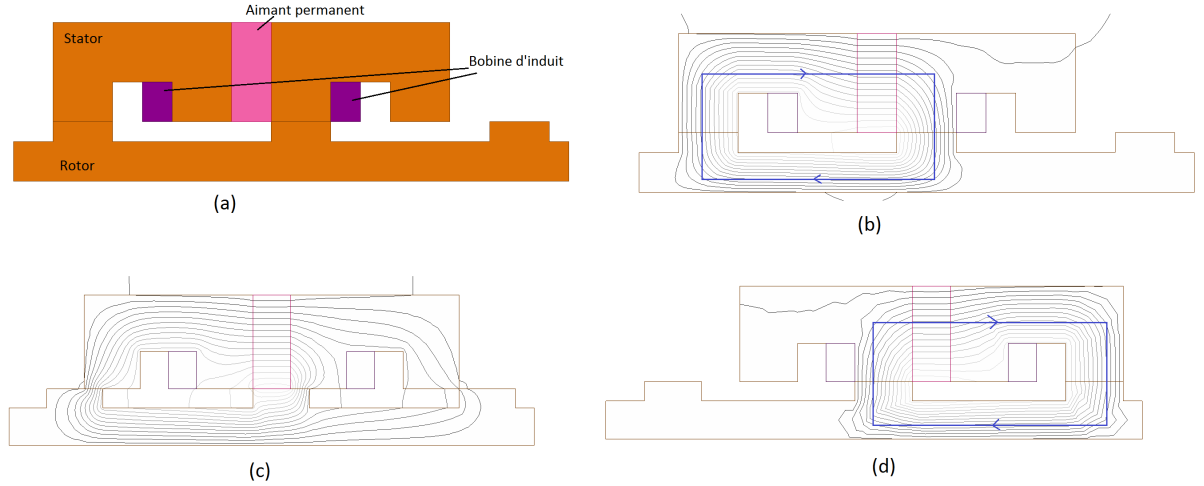


FIGURE 8: Principe de la commutation du flux magnétique d'entrefer : (a) Schéma de la cellule de commutation et (b) lignes de champ dans l'axe d (flux maximum) , (c) dans l'axe q et (d) pour la position à flux minimum

Dans cet article, les auteurs montrent que pour un volume identique les trois machines à commutation de flux simple excitation développent un couple plus élevé que la machine synchrone à aimants permanents en surface du rotor et ce sur une plage de vitesse plus élevée. La vitesse plus élevée s'explique par la présence d'un rotor passif robuste. Les meilleures performances de la machine à commutation de flux exposées dans l'article s'expliquent quant à elles par le principe d'alternance du flux en fonction de l'alignement des dents. En effet, même si l'amplitude du flux à vide maximal est supérieur pour la machine synchrone classique, sa fréquence est inférieure à celle de la machine à commutation de flux ce qui permet d'avoir une FEM en sortie de la machine à commutation de flux supérieure à celle obtenue avec une machine avec aimants permanents situés au rotor.

L'article [13] propose un état de l'art complet des différentes structures de commutation de flux proposées dans la littérature. De nombreuses optimisations ont été effectuées à partir la structure présentée par Rauch et Johnson. Nous pouvons donc trouver dans la littérature de nombreuses machines dérivées de celle-ci. Le type d'aimant, la combinaison du nombre de pôle aux rotors et stators, la taille des dents du rotor ou encore la place des bobinages d'induit ont été explorés [14] puis répertoriés dans [13].

Machine à commutation de flux double excitation Une des modifications qui peut être effectuée à partir de la structure de [10] est l'ajout de bobine d'excitation, afin d'obtenir une machine à commutation de flux à double excitation. Cette possibilité a aussi été explorée dans la littérature, l'article [15] décrit certaines des structures proposées. La classification adoptée est : la commutation de flux à double excitation série, avec ou sans isthme magnétique et à double excitation parallèle. Il est possible de distinguer quatre typologies récurrentes dont dérivent la plupart des machines à commutation de flux double excitation 2D, elles sont représentées aux Figures 9 et 12.

Si l'état de l'art proposé dans [15] présente un grand nombre de machines à com-

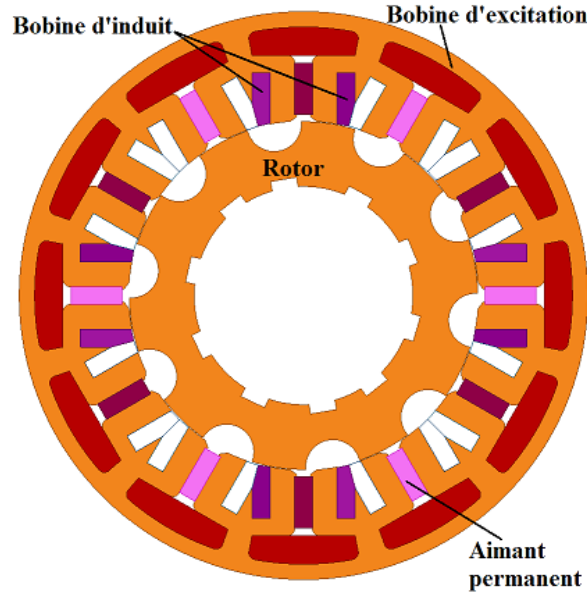


FIGURE 9: Machine à commutation de flux et double excitation présentée dans [16]

mutation de flux, on peut noter l'absence de deux typologies. La première est présentée dans [16] dont dérive par exemple la structure présentée à la Figure 9 ou dans [17][18][19][20][21][22][23]. La seconde à la Figure 10 fait l'objet d'un brevet de Valeo [24], la particularité de cette machine est l'alternance des aimants permanents et des bobines d'excitation.

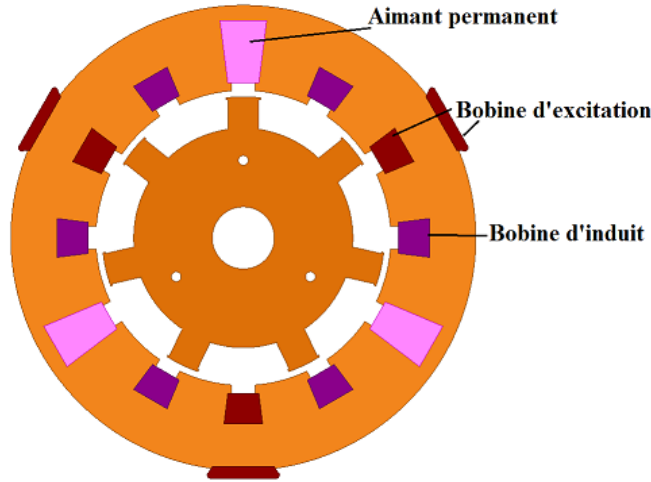


FIGURE 10: Machine à commutation de flux et double excitation présentée dans [24]

Une autre structure est présentée dans de nombreux articles et a été optimisée suivant différents cahiers des charges ou modifiée pour changer certaines performances. Cette machine est inspirée de la machine présentée par Zhu Z.Q. dans son état de l'art sur les machines à commutation de flux simple excitation. On la retrouve par exemple dans [23][25] et elle est représentée à la Figure 11. Dans cette structure, un pôle sur deux est remplacé par du fer, et le bobinage d'excitation est disposé autour du pôle en fer. Dans l'article [23] les auteurs présentent des résultats obtenus par modélisation éléments finis

et par mesure à vide et en fonctionnement générateur. Ils mettent en avant la possibilité de contrôle du flux en fonction du courant d'excitation ainsi que la possibilité d'annuler la FEM créée par les aimants permanents en injectant du courant d'excitation négatif.

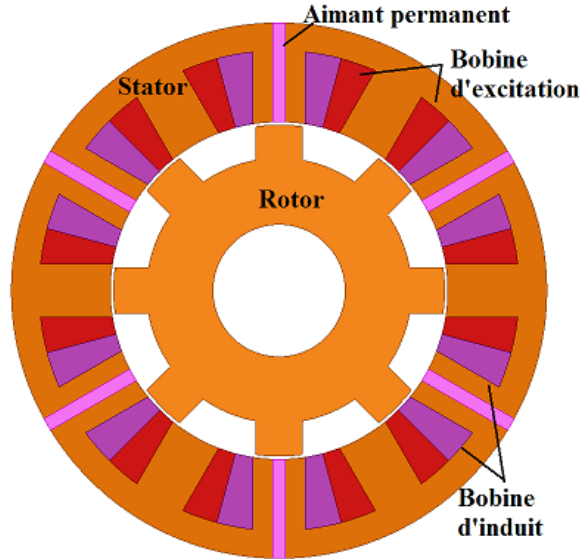


FIGURE 11: Machine à commutation de flux et double excitation présenté dans [25]

Enfin, la dernière topologie est une structure à double excitation série, proposée par Wei H., une partie de l'aimant permanent est remplacée par le bobinage d'excitation, cette structure est représentée à la Figure 12.

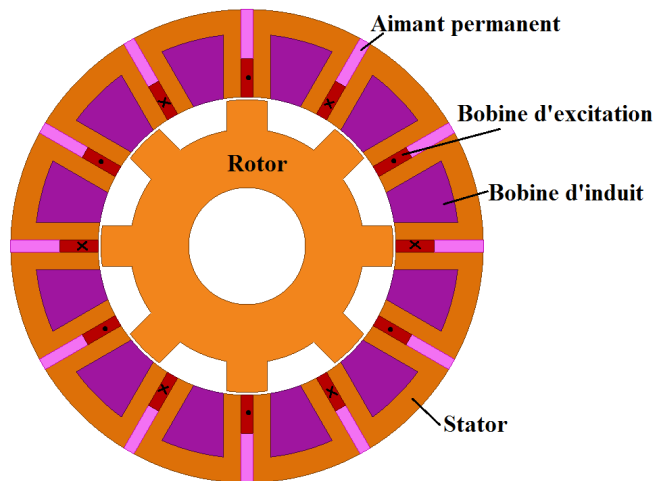


FIGURE 12: Machine à commutation de flux et double excitation présenté dans [26]

2.2 Machine à double excitation structure 3D

Il existe donc de nombreuses topologies de machine à double excitation dont le flux magnétique peut être représenté suivant un plan, mais on trouve également des structures

dite 3D. Il est plus compliqué de classer les topologies existantes car l'ajout d'une dimension multiplie les idées des concepteurs et de multiples structures sont proposées. Nous allons en répertorier quelques unes

2.2.1 Machines composée d'une machine à aimants permanents et d'une machine à bobinage

Tout d'abord, il existe des machines qui sont la combinaison de deux machines synchrones, une à aimant l'autre à bobinage. Par exemple, celle présentée dans [27] est reproduite Figure 13.

Le flux dans l'entrefer peut être ajusté grâce au courant, les auteurs mettent donc en avant la possibilité d'action sur la tension de sortie, notamment le fait qu'il soit possible de diminuer celle-ci, ce qui n'est pas possible dans le cas des machines à aimants permanents. De plus, ils suggèrent aussi que la forme des pôles pourrait être optimisée pour ajuster la tension, ce qui n'est pas présenté dans l'article.

On retrouve le même principe de machine synchrone à aimants permanents couplée à une machine à excitation bobinée dans les articles [28][29] et elles sont dérivées du brevet de [30].

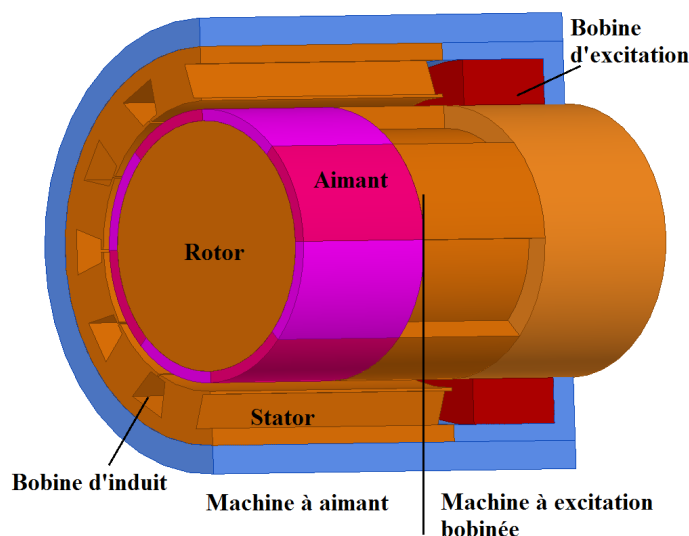


FIGURE 13: Machine à double excitation présentée dans [27]

Structure proposée par Ozawa et al. La structure représentée à la Figure 14 est relativement complexe, elle est décrite dans les articles [31] [32]. C'est une machine que l'on nomme machine à flux axial. L'aimant est annulaire et placé entre deux rotors. Un des avantages de cette configuration est que malgré une topologie série il n'y a pas de démagnétisation de la machine lors du défluxage car les flux de l'aimant et de la bobine se trouvent dans le même sens. Cette structure est elle aussi dimensionnée pour une application véhicule hybride, dans l'article [31] les auteurs proposent une comparaison avec la motorisation Lexus RX400h et concluent que leur machine possède une meilleure puissance massique, un peu plus que 3.5 kW/kg.

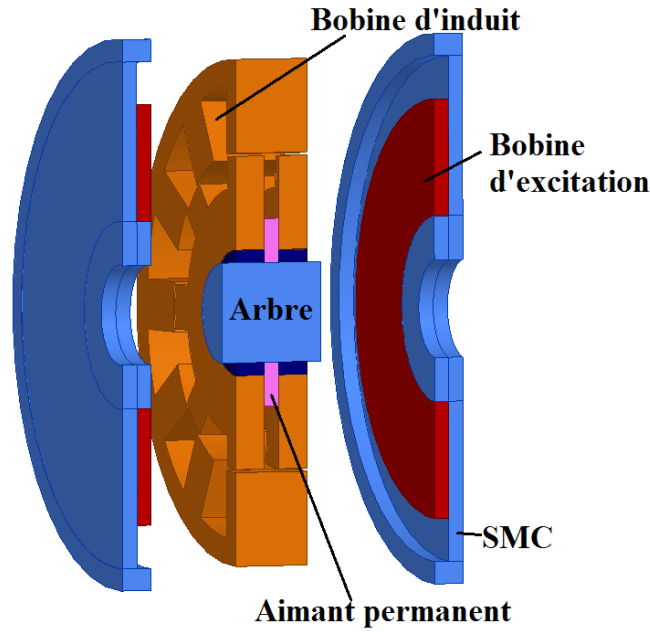


FIGURE 14: Machine à double excitation présentée dans [31]

2.2.2 Machines à concentration de flux

Dans les topologies à flux en trois dimensions, il existe aussi des machines dites à concentration de flux comme dans l'article [33]. C'est une machine qui a l'avantage de ne pas avoir besoin de l'ensemble balais/bagues, qui possède une forte puissance massique et comme pour les autres machines à double excitation il est possible de contrôler le flux et donc la tension.

Les travaux exposés dans [34] s'appuient aussi sur une machine à concentration de flux présentée dans [35]. La Figure 15 représente la machine proposée dans [34]. Cette machine est aussi étudiée dans [36]. Les aimants permanents sont logés au niveau du rotor. Ils sont séparés par des tôles rotoriques. Les flux des aimants sont ainsi redirigés vers l'entrefer à travers la culasse. Cette structure permet d'obtenir des flux élevés avec des aimants à bas coût comme des ferrites. En fonction de l'assemblage de cette machine, elle sera dite à configuration homopolaire ou bipolaire. Le bobinage d'excitation aura alors une action respectivement sur un seul type de pôle ou bien les deux.

2.2.3 Structure proposée par Burkhardt et al.

Enfin, on peut trouver dans la littérature des structures peu courantes dont le stator est en deux parties comme dans celle présentée dans l'article [37], elles sont complexes à réaliser mécaniquement.

Cette structure est représentée à la Figure 16. C'est une machine conçue pour une application véhicule hybride avec un bobinage global situé sur une partie fixe séparée du rotor et du stator.

Pour les dents de cette structure, les auteurs utilisent des SMC ce qui permet une plus grande flexibilité dans le design, une diminution des pertes par courant de Foucault

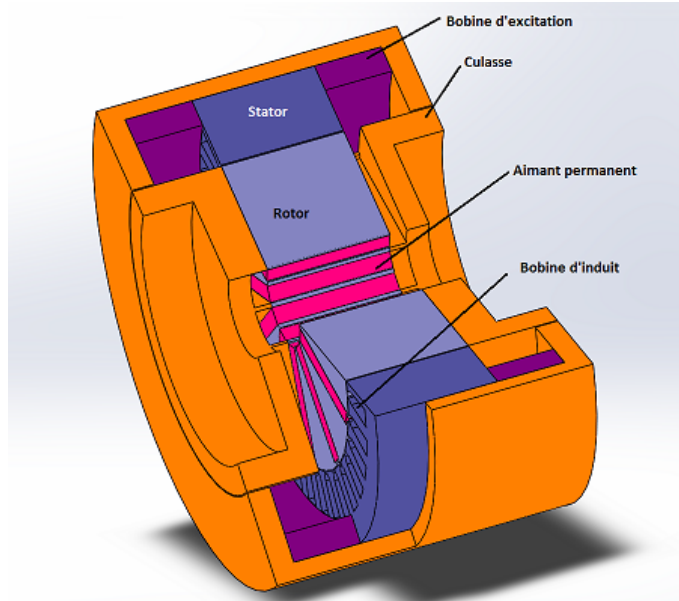


FIGURE 15: Machine à double excitation présentée dans [35].

ainsi qu'un coût de production plus faible qu'avec des matériaux massiques. Cependant les SMC ont de moins bonnes performances magnétiques avec notamment une saturation à plus faible niveau d'induction et des pertes par hystérésis plus élevées. De plus, les SMC ont une faible résistance mécanique à la rupture. Dans leur article, les auteurs évaluent une réduction de 50% de masse d'aimant pour les mêmes performances qu'une machine synchrone à aimants permanents grâce à la double excitation.

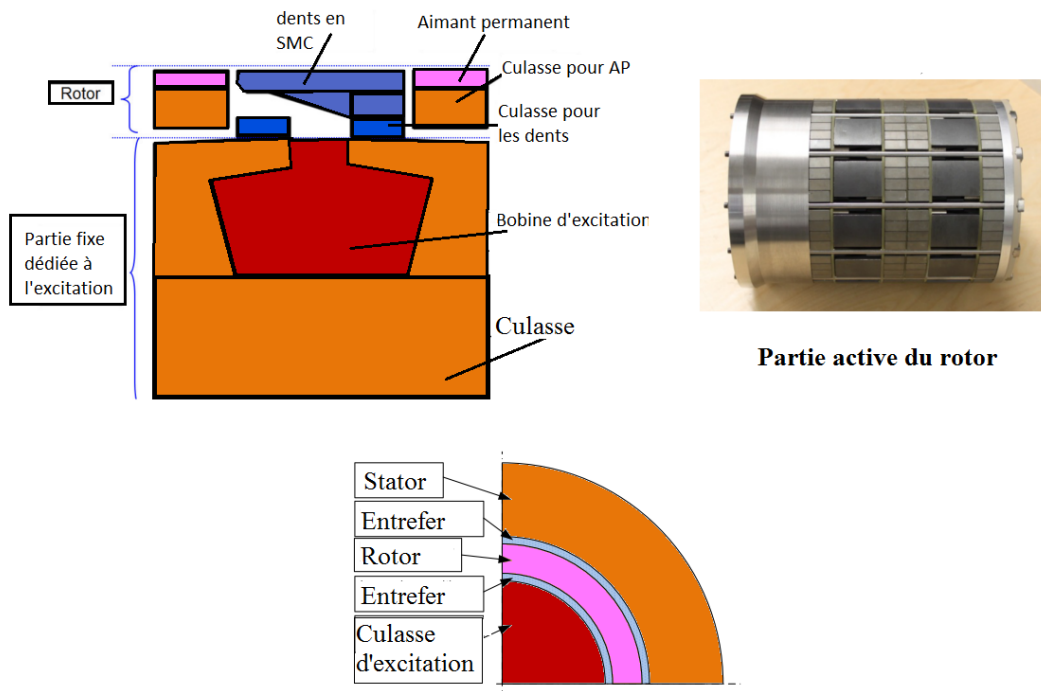


FIGURE 16: Machine à double excitation présentée dans [37].

2.2.4 Machine synchrone à double excitation et commutation de flux 3D

Si les machines à double excitation et commutation de flux en 2D sont nombreuses et que l'on trouve aussi un grand nombre de machines à double excitation 3D, il existe peu de machine à commutation de flux à double excitation dont le flux suit un chemin 3D.

On citera les machine présentées par Liu en 2012 [38] et Yildiriz en 2013 [39] , qui sont à flux 3D.

La structure présentée dans [38] est représentée à la Figure 17. C'est une machine composée d'un stator central entre deux disques rotoriques. Les aimants permanents ainsi que les bobines sont situés sur le stator. Par modélisation éléments finis 3-D, les auteurs montrent l'impact de la double excitation sur le flux à vide ainsi que la tension de sortie qui peuvent être augmentés ou diminués en fonction du courant d'excitation. Le flux varie en fonction de la position du stator et du rotor, on peut distinguer deux cas particuliers. Le premier correspond au rotor aligné avec une dent du stator autour de laquelle se trouve le bobinage. Le second quand le rotor est aligné avec les aimants permanents qui se trouvent sur le stator.

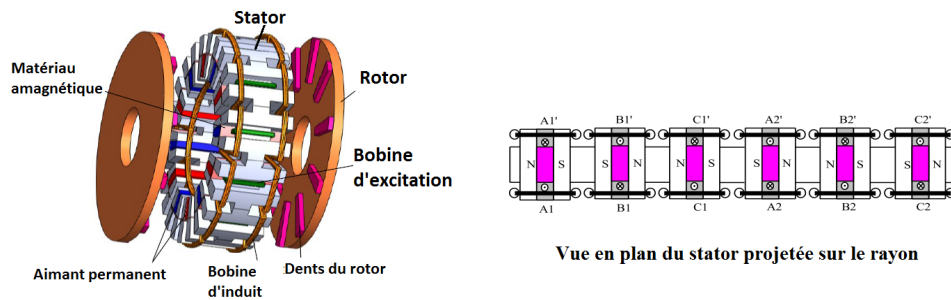


FIGURE 17: Machine à commutation de flux et double excitation présentée dans [38].

La structure présentée dans [39] est représentée à la Figure 18. Dans leur article les auteurs précisent que cette structure n'est à ce jour pas encore optimisée, sa puissance massique est faible et les tensions de sortie ne sont pas sinusoïdales. L'avantage de cette structure est d'avoir une bonne capacité de contrôle de la tension de sortie, il est possible d'augmenter l'amplitude de la tension de 80% et de la diminuer de 40%.

3 Machine synchrone à griffes

Une particularité de la machine à double excitation et commutation de flux à bobinage global sur laquelle repose notre étude est la présence de griffes au stator. Dans la littérature, il existe des structures de machine possédant elles aussi des griffes. Tout d'abord nous allons présenter des machines très répandues dans le secteur de l'automobile, ce sont les machines synchrone à griffes au rotor à simple et double excitation. Dans cette partie, nous présenterons aussi des machines à griffes au stator.

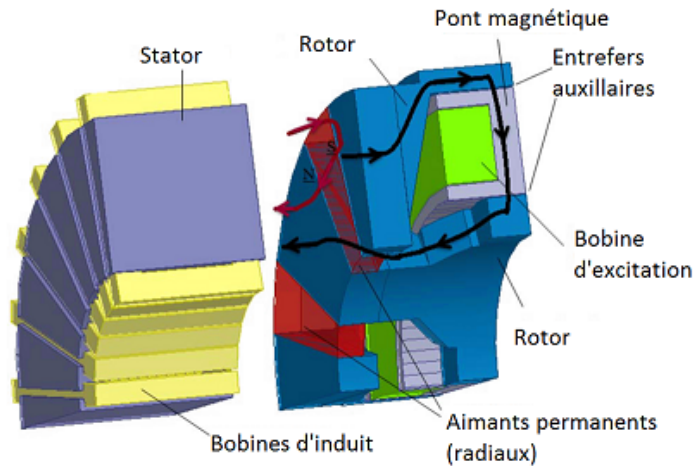


FIGURE 18: Machine à commutation de flux et double excitation présentée dans [39].

3.1 Machines synchrone à griffes à simple excitation

3.1.1 Machines synchrone simple excitation et à griffes au rotor

Un exemple d'alternateur à griffes en coupe ainsi qu'une photographie d'un rotor à griffes sont représentés à la Figure 19. L'alternateur à griffes est caractérisé par son stator composé d'un empilement de tôles ferromagnétiques ($F_e S_i$ par exemple) avec des encoches pour l'enroulement d'induit triphasé. Le rotor est en matériau massif avec un seul enroulement d'excitation. De nombreuses études ont été faites sur cette structure,

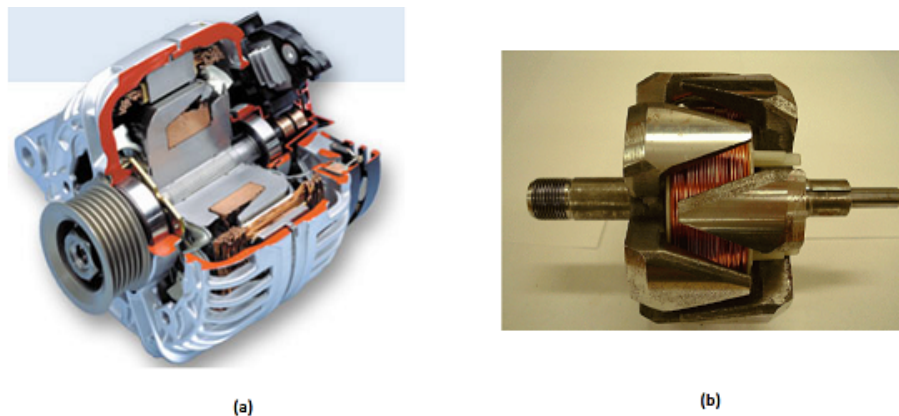


FIGURE 19: Machine synchrone à griffes simple excitation utilisée dans le domaine de l'automobile (a) Vue en coupe de l'alternateur à griffes (b) Rotor de l'alternateur à griffes [40]

elle a été modélisée et optimisée par schéma réductant dans [41][40] par modèle analytique dans [42] ou encore par éléments finis [43][44] ainsi que par mesure [45]. Cette machine est donc très étudiée et un de ses avantages est sa facilité de construction ce qui en fait une machine à bas coût idéale pour la grande série.

3.1.2 Machines synchrone simple excitation et griffes au stator

Il existe aussi des machines synchrone à simple excitation où les griffes ne sont plus au rotor mais au stator. On retrouve cette configuration par exemple dans [46][47], dont une partie de la machine est représentée à la Figure 20.

Le rotor est composé de matériau ferromagnétique et d'une succession d'aimants permanents en surface. Le stator est composé de trois culasses à griffes (seule une culasse est représentée à la Figure 20), qui contiennent chacune une phase d'induit. Les culasses sont en SMC, les auteurs soulignent donc l'inconvénient de l'utilisation d'un matériaux à faible résistance mécanique. Les avantages de cette structure sont tout d'abord d'éviter l'utilisation des bagues-balais et ensuite d'avoir des bobinages globaux comme induit. Les têtes de bobines qui sont synonyme d'encombrement non utilisé magnétiquement sont supprimées, tout le cuivre est "utilisé". Dans [48], l'auteur présente une structure similaire où les aimants au rotor ne sont plus en surface mais enterrés.

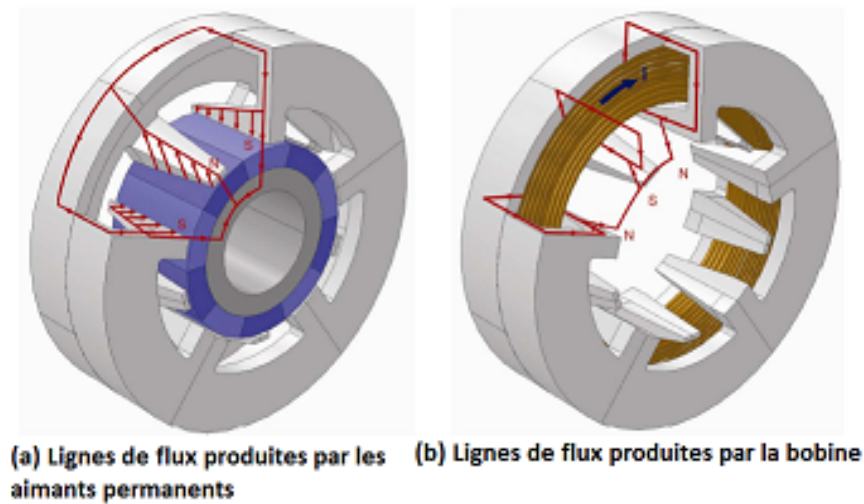


FIGURE 20: Machine à simple excitation avec griffes au stator (représentation d'un seul pôle au stator) [46]

3.2 Machine synchrone à griffes double excitation

3.2.1 Machine à griffes avec aimants inter-griffes

Afin d'augmenter la puissance massique de la machine à griffes au rotor utilisée dans l'automobile certains auteurs proposent de disposer entre chaque griffe des aimants permanents en alternant les pôles. Un exemple de rotor avec aimants permanents est représenté à la Figure 21. L'inconvénient de cette structure est, comme pour la machine à simple excitation à griffes, la nécessité d'alimentation d'une structure tournante. Dans [49], les auteurs présentent une machine synchrone à griffes avec aimant inter-griffes utilisée par Valeo.

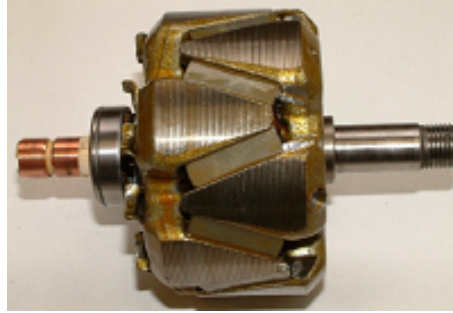


FIGURE 21: Machine synchrone à double excitation et griffes au rotor, exemple de rotor [40]

3.2.2 Machine à griffes à double excitation

Parmi les machines possédant des griffes on peut trouver des machines à double excitation avec des griffes au rotor. On peut citer notamment la structure présente dans les articles [50][51][52], qui est une machine à flux "3D". Cette machine est représentée à la Figure 22.

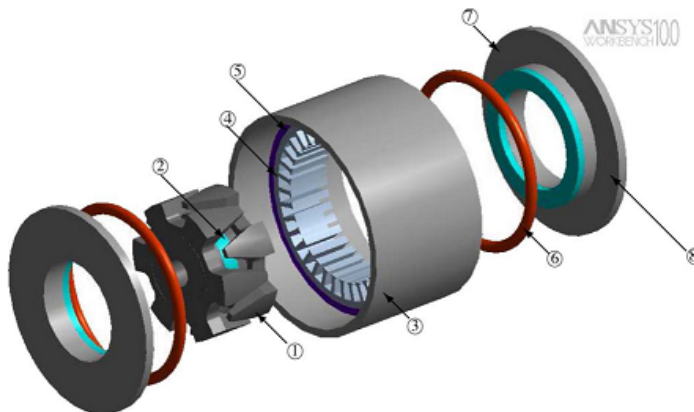


FIGURE 22: Machine synchrone à double excitation et griffes présentée dans [50] . (1) Les griffes (2) Aimant permanent (N_dFeB) (3) Culasse du stator (4) Stator en tôles (5) Isolant magnétique (6) Bobine d'excitation (7) Conducteur magnétique (8) Aimant permanent Ferrite

La structure sur laquelle s'appuie notre travail est aussi une machine à double excitation avec des griffes au stator. Elle est représentée à la Figure 23. Nous présenterons dans la suite le fonctionnement précis de cette structure. Par rapport aux machines présentées dans cet état de l'art, cette nouvelle structure peut se classer dans les machines à commutation de flux à double excitation et dans les machines à griffes à double excitation. Son bobinage d'excitation est global contrairement aux machines à commutation de flux et double excitation présentées précédemment. Nous verrons dans la suite les avantages et inconvénients de cette structure.

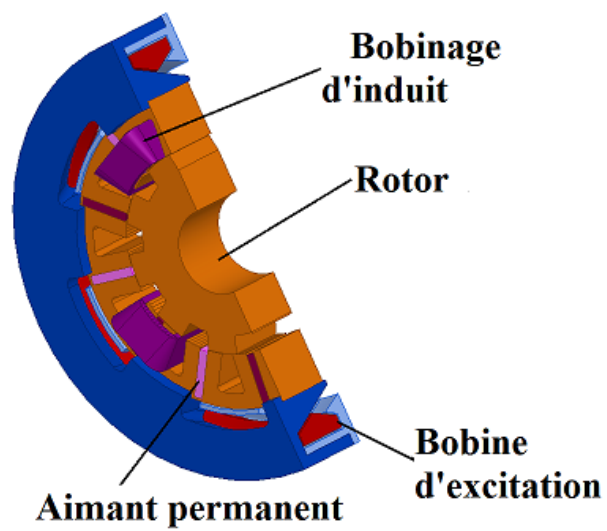


FIGURE 23: Machine synchrone à double excitation et griffes au stator étudiée dans cette thèse

Chapitre I

Fonctionnement de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global

Points traités

- Principe de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global
- Caractéristiques à vide de la machine à bobinage global
- Caractéristiques en mode moteur et modélisation analytique du couple moyen en fonction de la vitesse
- Fonctionnement en mode génératrice, détermination des différentes pertes

Introduction

Dans l'état de l'art, nous avons présenté plusieurs structures de machine à double excitation. Parmi celles ci, nous trouvons les machines à commutation de flux à double excitation qui ont l'avantage de posséder un rotor passif robuste et de faible coût.

Dans ce chapitre, nous présenterons une nouvelle structure de **Machine à Commutation de Flux à double excitation à Bobinage Global** (MsComFde BG). Cette structure a été inventée au Laboratoire SATIE au sein de l'équipe SETE qui a réalisé un prototype afin de valider le principe. Cette nouvelle machine comme présenté dans l'état de l'art est un hybride de la machine à commutation de flux avec une machine à griffes.

L'objectif de ce chapitre est de décrire et d'expliquer précisément le fonctionnement de cette nouvelle structure. Tout d'abord nous présenterons les différents constituants de la machine ainsi que les principaux trajets des flux magnétiques. Ensuite afin de présenter le fonctionnement de la structure, nous explorerons ses caractéristiques à vide et en court-circuit. Les résultats sur lesquels s'appuient cette étude sont obtenus par une modélisation éléments finis 3D magnéto-transitoire et des mesures sur le prototype. L'élaboration du modèle sera exposée au Chapitre 3 et le modèle a été validé par comparaison aux expérimentations.

Dans une troisième partie, la machine sera testée en mode moteur. Afin de mettre en évidence l'apport de la double excitation, le couple moyen sera mesuré et calculé en fonction de la vitesse et du courant d'excitation.

Enfin la machine sera présentée en mode générateur. La machine sera couplée à un pont de diodes triphasé débitant sur une source de tension fixe. Les mesures de couple, vitesse, tension et courant nous permettront d'évaluer les pertes Joule, mécaniques et fer. De plus, nous utiliserons un modèle analytique pour déterminer les pertes aérodynamiques présentes dans la structure.

Un autre objectif de ce chapitre va être de vérifier les hypothèses des forces électromotrices sinusoïdales et de machine à pôles lisses, ces deux hypothèses étant utilisées dans les modèles présentés aux chapitres 3 et 4.

1 Présentation de la machine MsComFde BG

TABLE I.1: Caractéristiques principales de la structure MsComFde BG

Nombre de phases	3
Nombre de dents au stator	12
Nombre de dents au rotor	10
Diamètre externe	100 mm
Diamètre externe du rotor	91 mm
Entrefer	0.25 mm
Longueur active	30 mm
Nombre de spires (bobine d'induit)	184
Nombre de spires (bobine d'excitation)	200

Cette nouvelle structure de machine à commutation de flux à double excitation et à bobinage global peut se décomposer en trois parties. Les deux premières parties sont le rotor passif et le stator composé des bobinages d'induit et des aimants permanents. Ces deux éléments constituent une machine à commutation de flux simple excitation classique présentée dans l'état de l'art [13]. La troisième partie constitue l'originalité de cette structure, elle est composée de deux culasses à griffes et d'un bobinage d'excitation. Cette partie est fixe et se place à la périphérie du stator. La Figure I.1 représente la machine en coupe et une photographie du prototype. Par la suite, nous allons détailler les trois parties de cette machine. Les caractéristiques principales de la machine sont résumées dans la Table I.1.

1.1 Description du rotor

Comme pour la machine à commutation de flux simple excitation, le rotor est uniquement composé d'un empilement de tôles ferromagnétiques. Pour cette structure, les tôles (M300-35A) sont en $F_e S_i$ et d'une épaisseur de 0.35 mm. C'est un rotor à pôles saillants possédant 10 dents. La longueur active du rotor est égale à 30 mm. A la Figure I.2, un plan ainsi qu'une photographie du rotor sont présentés. L'utilisation d'un rotor passif présente notamment deux avantages, le premier est d'éviter l'ajout d'un système bagues-balais nécessaire pour l'alimentation de la bobine d'excitation. Le second avantage

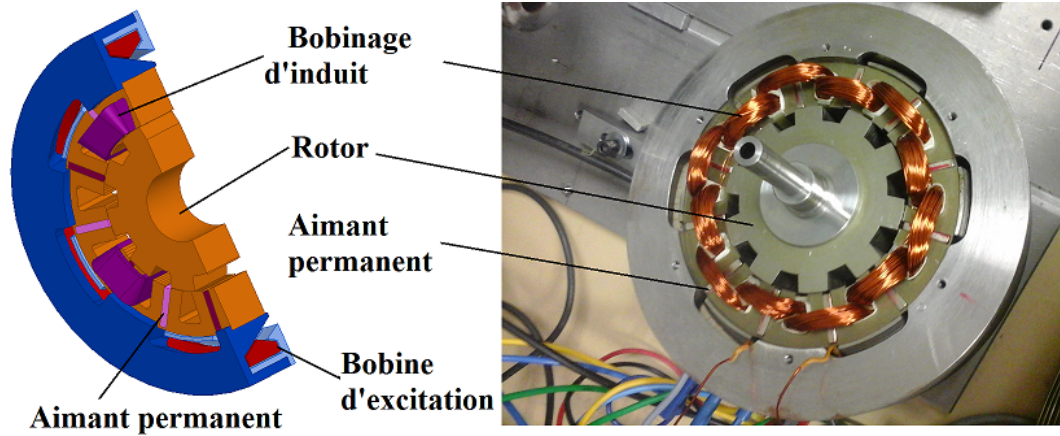


FIGURE I.1: MSComFDeBG, présentation générale du prototype et ses différents composants

est d'éviter les problèmes mécaniques que pourrait poser l'ajout d'aimants dans un rotor.

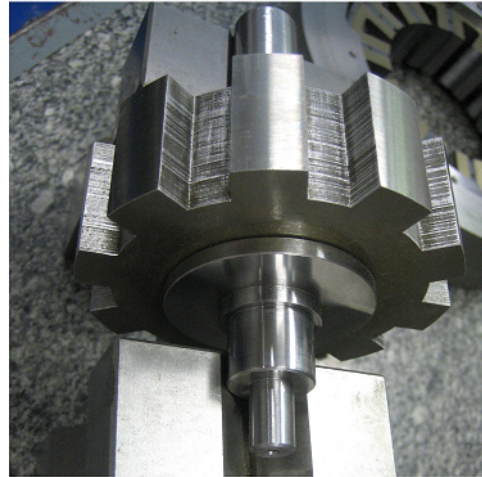
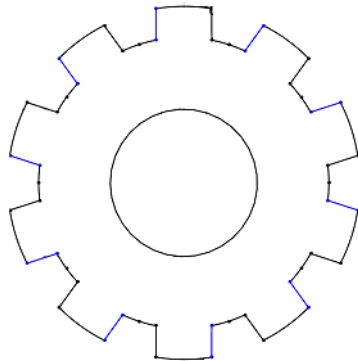


FIGURE I.2: Rotor passif de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global

1.2 Description du stator

Le stator est composé de deux parties distinctes. La première, que l'on nommera stator "2-D", est composée d'un empilement de tôles $F_e S_i$ d'épaisseur 0.35 mm. La forme des tôles est donnée à la Figure I.3.

Des aimants ($N_d F_e B$) sont placés au milieu des dents statoriques qui sont au nombre de 12. Des bobines d'induits encerclent les dents du stator comme représenté à la Figure I.4 où seule une phase d'induit est présente. C'est une machine triphasée avec quatre bobines par phase. Le bobinage est constitué de fil de cuivre de 1 mm de diamètre qui forment 46 spires par bobines.

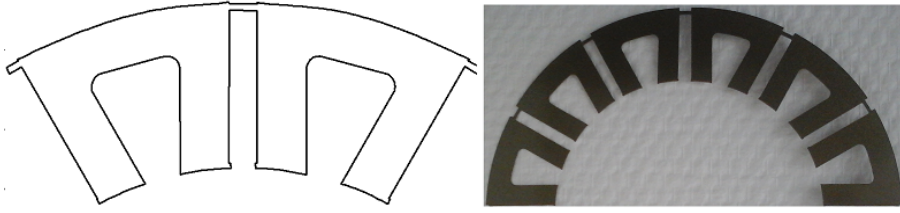


FIGURE I.3: Tôles FeSi qui composent le stator "2-D"

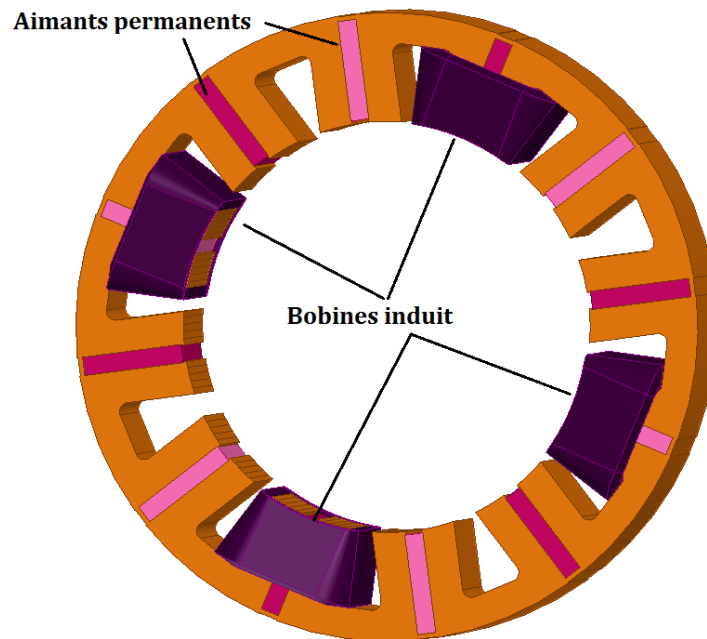


FIGURE I.4: Stator "2-D" du prototype avec les aimants permanents et les bobines d'induit d'une phase

La dernière partie de la machine constitue la partie double excitation à bobinage global de la machine et est composée de trois éléments. Tout d'abord la bobine d'excitation en anneau (200 spires avec un fil de cuivre de 1 mm de diamètre) et les deux culasses à griffes qui maintiennent la bobine avec la première partie du stator. La Figure I.5 représente une vue éclatée des trois éléments ainsi qu'une photo d'une culasse. Le matériau utilisé pour la fabrication des deux parties de culasse est le XC18 (norme NF EN C22E), acier massif composé de carbone, soufre, manganèse, silicium et phosphore.

Dans l'état de l'art, nous avons présenté la machine à commutation de flux à double excitation dont le bobinage était "cellulaire". Cette structure reprend les avantages de la machine précédente en supprimant la présence des têtes de bobines pour l'excitation. Il est ainsi plus aisé de bobiner l'excitation en bobinage global par rapport à un bobinage par cellule.

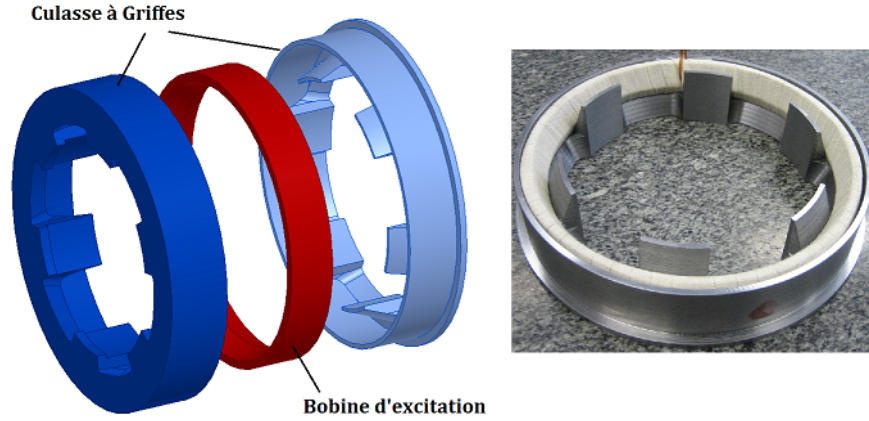


FIGURE I.5: Partie double excitation du stator

1.3 Décomposition des trajets du flux

Dans le but d'expliquer le fonctionnement de cette nouvelle structure, les trajets des flux à vide sont décomposés et seule l'excitation par les aimants et la bobine globale sont pris en compte comme présenté dans l'état de l'art. La machine à commutation de flux simple excitation est caractérisée par le trajet du flux des aimants qui change de sens en fonction de l'alignement des dents du rotor et du stator. En l'absence de la partie double excitation à griffes, le flux principal créé par les aimants sera celui représenté à la Figure I.6. On constate que le flux vu par une bobine d'induit change d'orientation en fonction de l'alignement des dents du rotor avec celles du stator. Nous assistons à la création d'un flux alternatif.

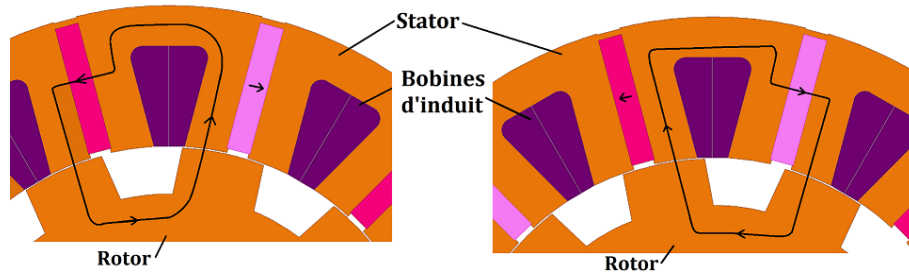


FIGURE I.6: Trajet de flux créé un aimants pour la machine à commutation de flux à simple excitation en fonction de l'alignement des dents du rotor et du stator

Dans le cas de la machine à double excitation, le flux généré par les aimants est identique à celui présenté à la Figure I.6 et un second trajet de flux s'ajoutera à celui-ci. Du fait de l'ajout de la partie magnétique à la périphérie du stator, une part du flux des aimants est en court-circuit magnétique dans les griffes comme représenté à la Figure I.7.

Afin d'avoir un ordre de grandeur de la proportion de flux des aimants en court-circuit dans les griffes, une comparaison est faite par éléments finis entre le flux à vide maximal pour la structure uniquement "2D" pour le stator représentée à la Figure I.4 et le rotor passif et pour la machine à double excitation pour un courant d'excitation nul. Le flux à vide pour la machine à simple excitation est de $350 \mu Wb$ (flux par spire par bobine) et il

est égal à $200\mu Wb$ pour la machine à double excitation avec un courant nul. Il y a donc une diminution de près de 40% du flux dû au court-circuit magnétique.

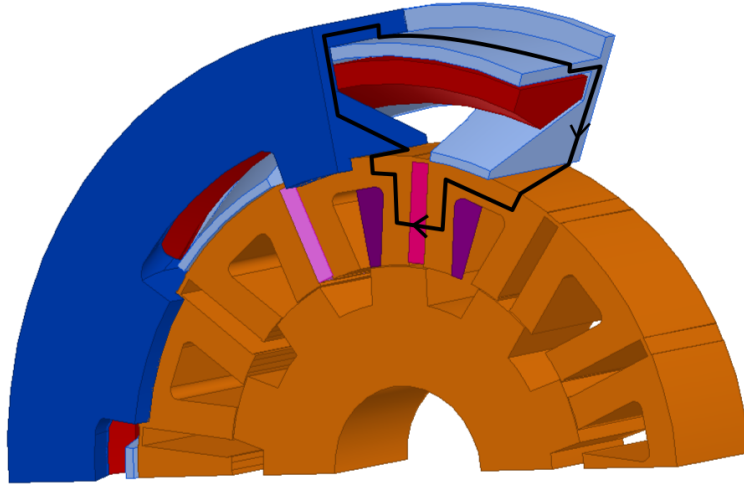


FIGURE I.7: Trajet du flux généré par les aimants en court-circuit magnétique dans la partie massive

Comme nous le verrons plus loin, l'alimentation de la bobine d'excitation nous permettra de retrouver cette valeur de flux généré avant l'ajout de la partie externe. De façon plus générale, le bobinage d'excitation va donc permettre une variation des trajets de flux afin d'augmenter le flux à vide ou bien en inversant l'alimentation, de désexciter la machine. Le trajet du flux généré par le bobinage d'excitation en l'absence d'aimants est représenté à la Figure I.8. En fonction du signe du courant d'alimentation, le flux créé par la bobine d'alimentation va s'ajouter ou se retrancher aux flux des aimants.

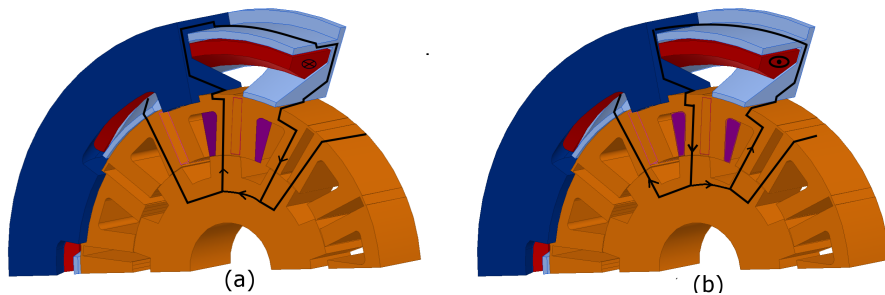


FIGURE I.8: Trajet du flux généré par la bobine d'excitation en l'absence des aimants (a) J_{ex} négatif (b) J_{ex} positif

La Figure I.9 résume les différents trajets principaux de flux possibles. On peut donc constater que cette structure fonctionne sur le principe de la commutation de flux avec l'apport d'une excitation secondaire qui va s'opposer ou s'ajouter au flux en court-circuit dans les griffes et celui vers les dents rotoriques. L'objectif principal est de contrôler le flux à vide grâce au courant d'excitation.

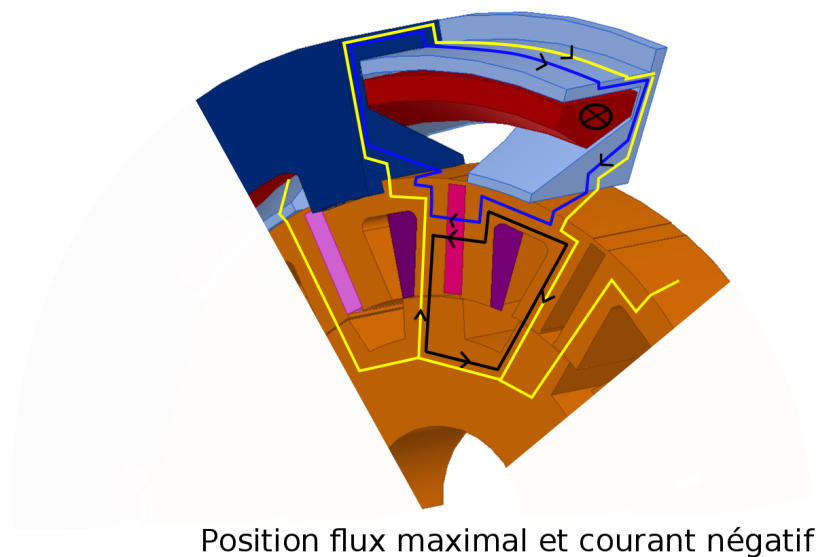
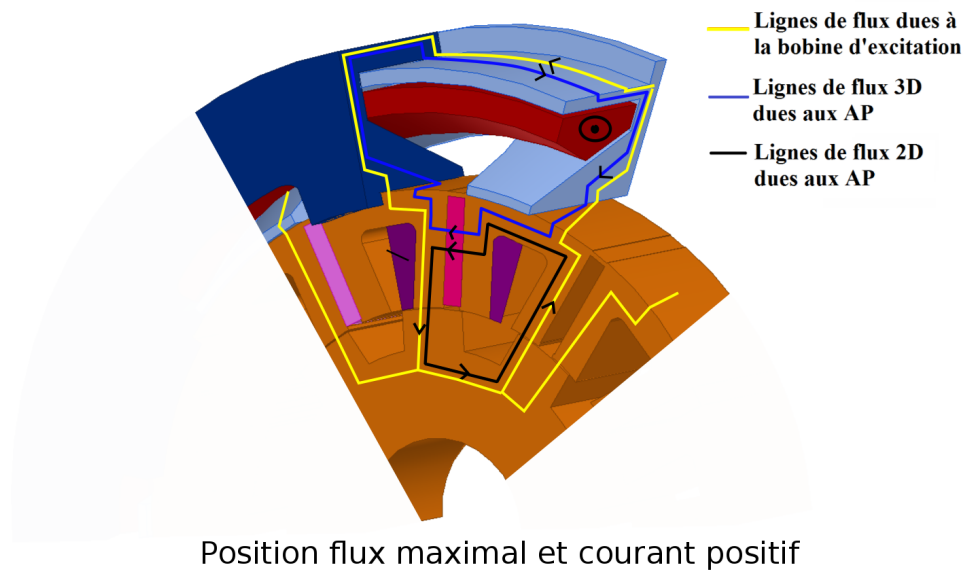


FIGURE I.9: Trajet du flux présents dans la machine à bobinage global, flux créés par la bobine d'excitation et les aimants permanents

2 Caractérisation de la machine : Flux à vide, FEM à vide, inductances, mutuelles et courant de court-circuit

Le premier objectif de cette section est de tester le prototype fabriqué au sein du laboratoire. Les essais effectués sur cette nouvelle structure vont ainsi permettre de comprendre et valider quelques points particuliers de la machine. De plus, tous les résultats

obtenus expérimentalement vont permettre de valider les différents modèles présentés dans les prochains chapitres.

Dans ce chapitre, pour caractériser la machine, deux approches ont été utilisées. La première est expérimentale, basée sur des mesures effectuées sur le prototype et la deuxième est numérique, basée sur une modélisation par la méthode des éléments finis. Le couplage de ces deux méthodes permet de valider le modèle éléments finis qui a l'avantage de permettre une compréhension plus fine des phénomènes locaux présents dans la structure.

Le modèle éléments finis sera présenté d'une façon plus détaillée dans le chapitre 3. Dans ce chapitre les modèles EF seront utilisés comme des outils de compréhension de la structure. Les modèles exploités sont un modèle magnéto-statique et un modèle magnéto-transitoire en trois dimensions, la résolution est faite en potentiel vecteur avec un code commercial Ansys Maxwell.

2.1 Banc expérimental

Le banc expérimental utilisé pour les mesures à vide est représenté à la Figure I.10. Une machine asynchrone est utilisée en moteur d'entraînement. Elle est commandée par un variateur industriel (commande $\frac{U}{f}$) et permet de fixer la vitesse du prototype. La bobine d'excitation est alimentée par un générateur de tension DC avec limitation de courant.

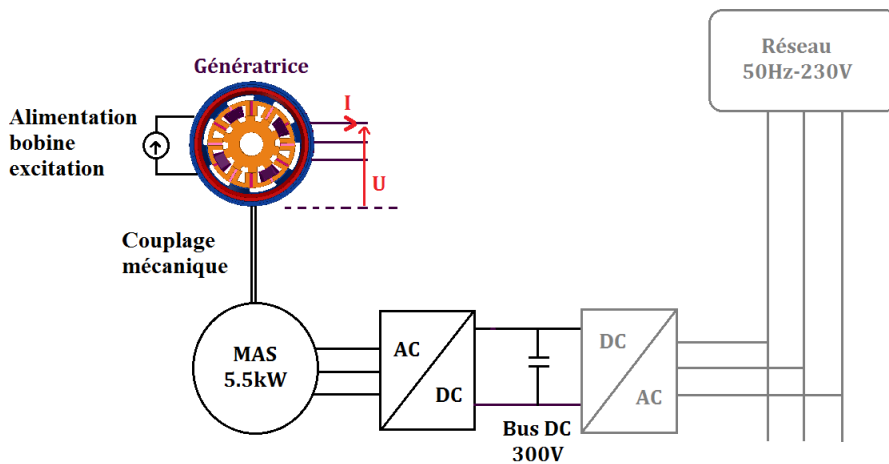


FIGURE I.10: Schéma du banc expérimental utilisé pour la détermination du flux à vide et des FEM à vide

2.2 Résultats des mesures effectuées sur le prototype de la MsComF-deBG

2.2.1 Détermination de la FEM à vide

Les performances électromagnétiques à vide du prototype sont calculées par éléments finis et comparées avec des mesures. Dans cette partie, les mesures et simulations sont faites pour une vitesse de rotation de 1500 tr/min.

Pour le modèle éléments finis, la force électromotrice est obtenue en dérivant le flux à vide, comme décrit dans l'équation ci-dessous

$$e = -Np\Omega \frac{d\Phi_0}{d\theta} \quad (I.1)$$

avec N qui représente le nombre de tour par phase, Ω la vitesse angulaire du rotor, p le nombre de paires de pôle et Φ_0 est le flux à vide total dans une phase d'induit.

Comme pour le flux à vide, il est possible de faire varier la FEM à vide avec le courant de double excitation. La Figure I.11 représente les FEM à vide mesurées à différentes densités de courant d'excitation. Comme attendu l'augmentation du courant permet d'augmenter l'amplitude de la FEM à vide.

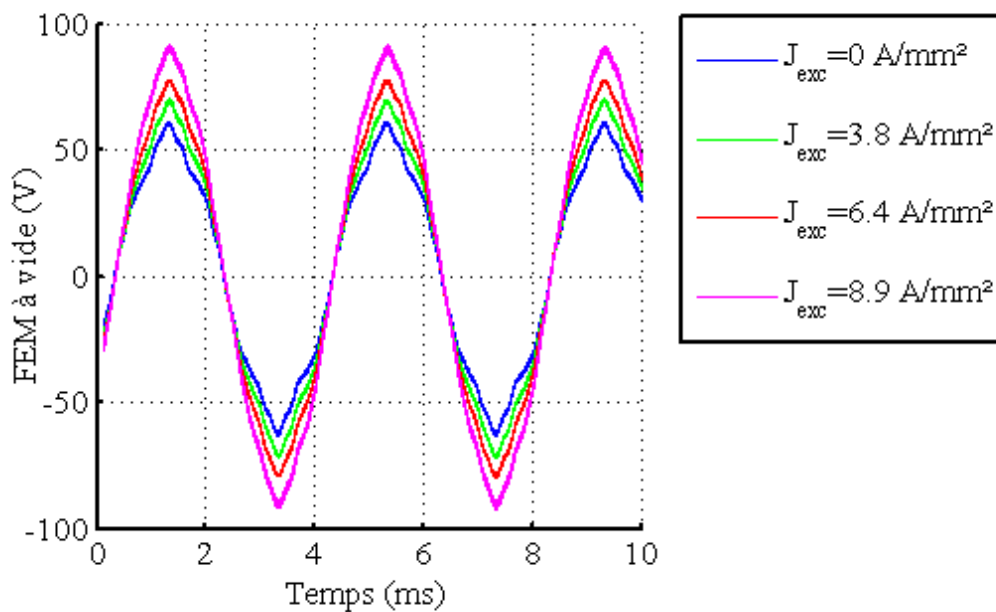


FIGURE I.11: Mesures : FEM à vide en fonction du temps, influence du courant de double excitation sur l'amplitude

La Figure I.12 compare, pour un courant de double excitation nul, la FEM à vide obtenue par modélisation et celle mesurée, on observe une bonne corrélation entre les deux résultats. La FEM à vide n'est pas purement sinusoïdale ce qui s'explique par la répartition des bobinages d'induit. La Figure I.12 représente l'amplitude des harmoniques présents dans la FEM mesurée. L'harmonique de rang 5 est prépondérant mais ne représente que 6% de l'amplitude du fondamental. Dans les chapitres suivants, lors de la modélisation de la machine, nous considérerons la FEM sinusoïdale.

2.2.2 Détermination du flux à vide

Le principal avantage de la machine synchrone à excitation bobinée réside dans le contrôle du flux. Il est possible de désexciter la machine ou bien d'augmenter le flux maximal en faisant varier le courant d'excitation. On retrouve cette propriété avec la machine à commutation de flux double excitation à bobinage global.

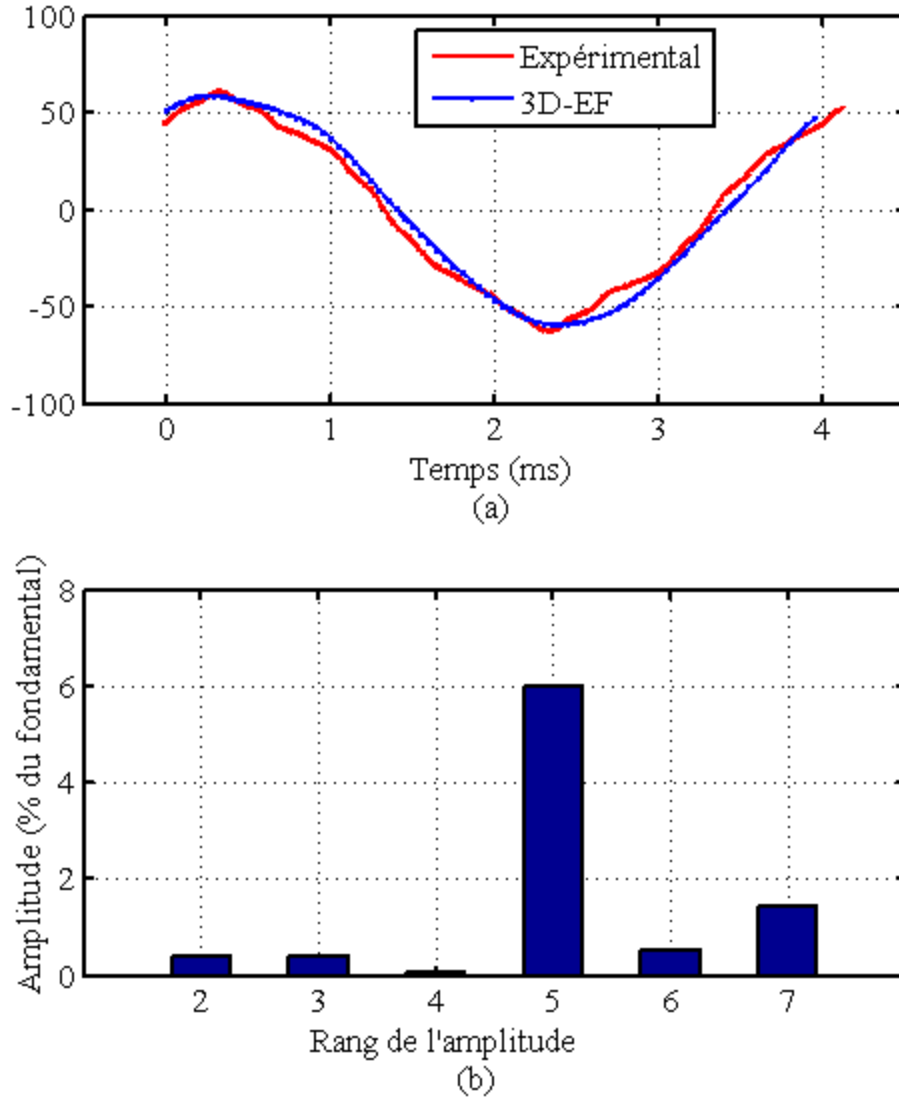


FIGURE I.12: (a) FEM à vide pour un courant de double excitation nul, comparaison entre les mesures et la simulation éléments finis. (b) Harmoniques de la FEM à courant de double excitation nul

A la Figure I.13, le résultat de la mesure du flux à vide dans une spire d'une phase est représenté en fonction de la densité de courant d'excitation. La valeur du flux à vide est obtenue à partir d'une intégration de la mesure de la FEM à vide dans une phase d'induit. Nous présentons le flux à vide maximal dans une spire d'une bobine d'une phase afin que le nombre de spire ne soit pas pris en compte.

Trois constats peuvent être faits à partir de cette mesure. Tout d'abord, la bobine d'excitation permet un contrôle du flux à vide qui possède une excursion de 200 μWb . Deuxièmement, pour un courant d'excitation nul, le flux à vide, uniquement dû aux aimants permanents, est environ égal à 200 μWb , ce qui permet d'obtenir sans alimentation une FEM non nulle. Enfin le courant d'excitation négatif a moins d'impact sur la valeur

totale du flux que le courant positif car la diminution de la valeur du flux n'est que de $25\mu\text{Wb}$. Les cartographies d'induction et les trajets de flux permettront dans la suite d'expliquer ce phénomène.

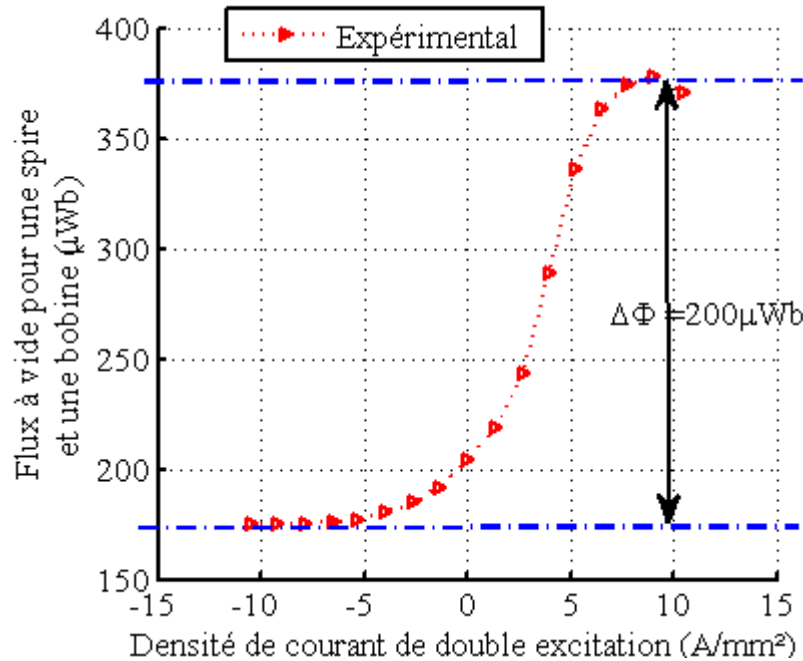


FIGURE I.13: Mesures : Flux à vide maximal dans une spire d'une phase en fonction de la densité de courant d'excitation

2.2.3 Inductance et mutuelles d'induit et d'excitation

Dans cette section, nous allons présenter les différentes valeurs d'inductances et mutuelles mesurées de la nouvelle structure ainsi que démontrer l'hypothèse de machine à pôles lisses qui sera utilisée dans la modélisation analytique des chapitres 3 et 4.

Hypothèse d'une machine à pôles lisses Une propriété remarquable de la machine à commutation de flux est d'être une machine à pôles lisses, ce qui est une hypothèse non évidente à la vue de son rotor saillant. Or c'est une machine qui possède des inductances dans l'axe d et l'axe q quasiment identiques. Le bobinage d'induit est bobiné autour de deux dents statoriques ce qui entraîne un flux moyen créé par la bobine d'induit qui varie peu. De la propriété de pôles lisses résulte un couple réactant qui doit être quasiment nul.

Afin de mettre en évidence la valeur du couple réactant, la machine à bobinage global est alimentée par des courants triphasés qui sont définis par rapport aux flux dans les

bobines d'induit :

$$\phi_1 = \phi_{max} \cos(\theta_e) \quad (I.2)$$

$$\phi_2 = \phi_{max} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \quad (I.3)$$

$$\phi_3 = \phi_{max} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \quad (I.4)$$

et les FEM à vide sont définies par :

$$e_1 = -e_{max} \sin(\theta_e) \quad (I.5)$$

$$e_2 = -e_{max} \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \quad (I.6)$$

$$e_3 = -e_{max} \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \quad (I.7)$$

Enfin les courant d'alimentation sont en phase avec les FEM et peuvent être piloté grâce à un angle ψ .

$$I_1 = -I_{max} \sin(\theta_e + \psi) \quad (I.8)$$

$$I_2 = -I_{max} \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3} + \psi) \quad (I.9)$$

$$I_3 = -I_{max} \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3} + \psi) \quad (I.10)$$

Le couple total pour un courant induit nominal en fonction de la valeur de ψ est calculé par éléments finis et correspond à la somme du couple réluctant et du couple hybride. Le couple obtenu est représenté à la Figure I.14 et son maximum est pour $\psi \approx 0$. Le couple réluctant pour cette machine est donc quasiment nul. Si il existait un couple réluctant non négligeable, le maximum serait pour un ψ différent de 0.

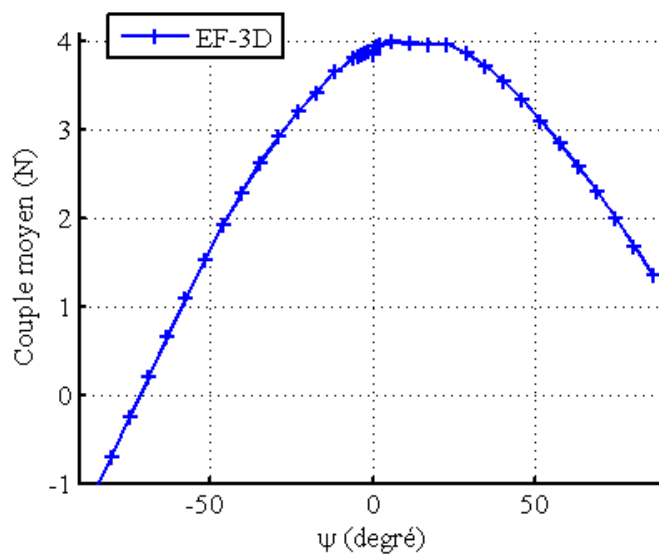


FIGURE I.14: EF-3D : Couple moyen en fonction de l'angle de pilotage ψ

L'hypothèse d'une machine à pôles lisses est donc vérifiée en utilisant la propriété du couple réactant. De plus, nous allons mettre en évidence par mesure que les inductances propres et mutuelles ne varient pas avec la position mécanique.

Circuit d'excitation Le circuit d'excitation peut être modélisé par une bobine en série avec une résistance. Pour déterminer la valeur de la résistance, des mesures sont faites en alimentant le circuit en tension continue. La résistance est égale à 2.3Ω pour la température ambiante.

La mesure de l'inductance propre L_{exc} est faite en observant la réponse en courant du circuit à un échelon de tension. La Figure I.15 représente la réponse du circuit à un échelon de tension ainsi que la détermination du temps de réponse du circuit $\tau = \frac{L}{R}$. On détermine alors que : $L_{exc} = 70mH$

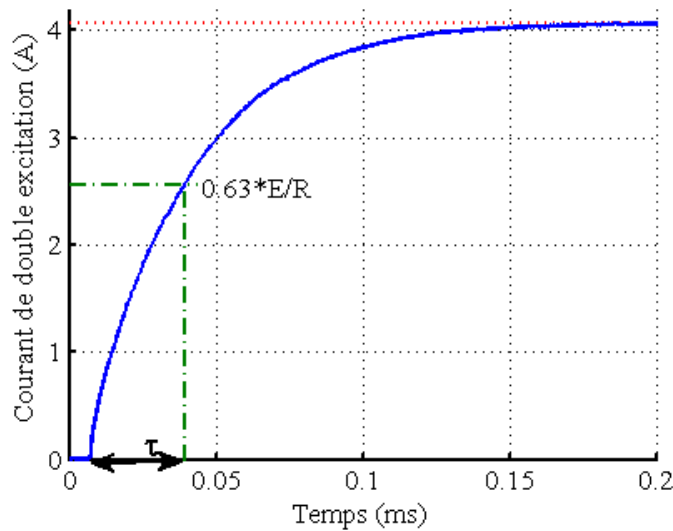


FIGURE I.15: Mesure : Réponse en courant à un échelon de tension du circuit d'excitation

Cette mesure est répétée pour plusieurs positions à partir du montage, présenté à la Figure I.16, composé d'un bras de levier et d'une vis sans fin permettant de faire varier la position pas à pas. La position mécanique varie et l'inductance est mesurée à chaque position. La variation est négligeable (2 mH), la valeur d'inductance propre retenue sera de $L_{exc} = 70 \text{ mH}$.

Circuit d'induit La valeur de la résistance de chaque bobine d'induit est obtenue en alimentant les trois bobines par une tension continue (afin de minimiser l'erreur les bobines sont connectées en série). La valeur de la résistance pour une bobine d'induit est égale à 0.7Ω à température ambiante.

Des mesures sont effectuées sur le circuit d'induit afin de déterminer l'inductance propre des bobines du circuit d'induit. Les trois bobines sont couplées en étoile et alimentées par trois tensions sinusoïdales de fréquence 50 Hz (les tensions du réseau abaissées par un transformateur). Pour chaque phase le courant et la tension sont mesurés et grâce à un wattmètre triphasé nous obtenons la puissance active et réactive absorbées par les

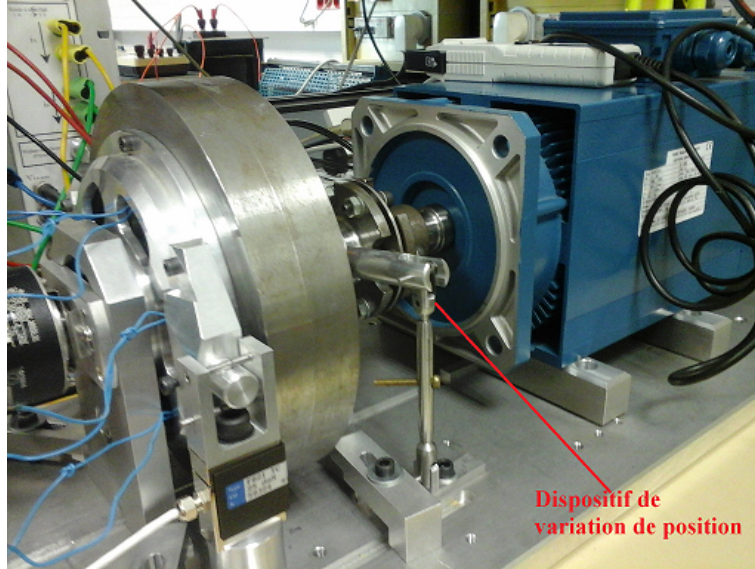


FIGURE I.16: Dispositif de mesure des inductances, variation de l'angle mécanique

bobines d'induit. La connaissance de la puissance réactive permet la détermination de l'inductance cyclique. En utilisant le montage de la Figure I.16, la variation de la valeur d'inductance cyclique avec la position mécanique est mesurée. L'inductance cyclique d'une bobine du circuit d'induit est égale en moyenne à 8.7 mH avec une variation maximale en fonction de la position de 0.2 mH. Dans la suite de notre étude l'inductance cyclique sera considérée comme constante en fonction de la position.

L'inductance mutuelle entre deux bobines d'induit est déterminée en alimentant une bobine par une tension sinusoïdale et en mesurant le courant dans la bobine alimentée et la tension dans la bobine d'induit non alimentée. L'inductance mutuelle mesurée ne varie pas avec la position et est égale à -2.1 mH.

Nous obtenons alors une inductance propre d'induit :

$$L_s = L_c + M_s = 6.6mH \quad (I.11)$$

Les différentes valeurs d'inductances et résistances mesurées sont résumées à la Table I.2.

TABLE I.2: Inductance propre et mutuelle du circuit d'excitation et d'induit

$L_{c,induit}$	8.7 mH
$M_{induit,induit}$	2.1 mH
$L_{s,induit}$	6.6 mH
$L_{excitation}$	70 mH
R_{induit}	0.7 Ω
$R_{excitation}$	2.3 Ω

2.2.4 Courant de court-circuit et courant thermique

Le courant de court-circuit est mesuré pour cette structure car c'est un paramètre intrinsèque à une machine. De plus, il permettra dans la suite de ces travaux de déterminer la puissance générée par la machine lorsqu'elle sera reliée à un pont de diodes pour un fonctionnement générateur DC.

Pour obtenir le courant de court-circuit, nous avons mis en court-circuit les trois phases d'induit et mesuré le courant les parcourant. La Figure I.17 représente l'évolution de la valeur efficace de la densité de courant de court-circuit en fonction de la densité de courant d'excitation. Les mesures sont faites à 300 tr/min, l'amplitude du courant n'évoluant plus à partir de cette vitesse.

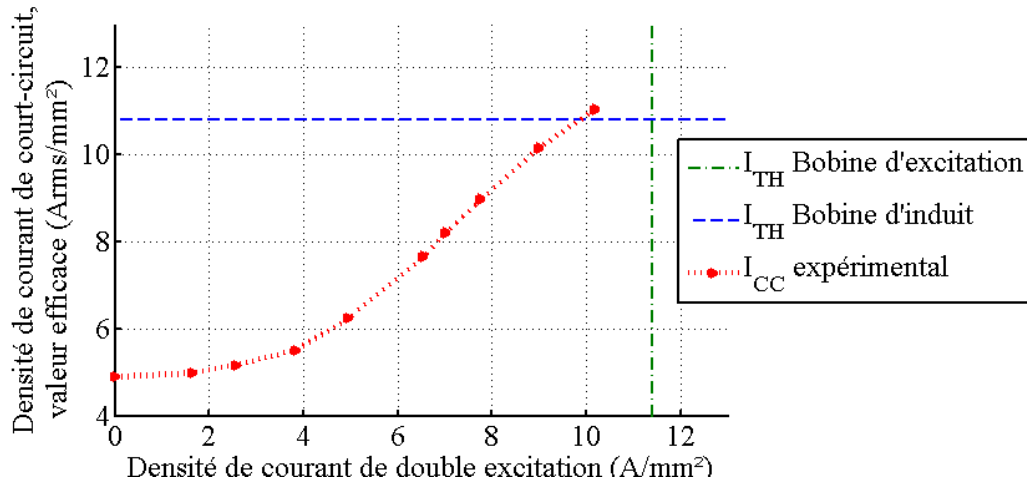


FIGURE I.17: Mesures : Courant de court-circuit et courants thermique

Les courants thermiques sont aussi ajoutés à la Figure I.17. Pour le circuit d'excitation la densité du courant thermique est égale à 11.4 A/mm^2 quant au circuit d'induit, elle est égale à 10.8 A/mm^2 . Ces courants sont déterminés en alimentant les circuits en continu et en mesurant l'évolution de la résistance. Quand la résistance est augmentée de 40%, le courant appliqué correspond au courant thermique. Nous utilisons la valeur de 40% car la résistivité du cuivre augmente d'environ 40% pour $\Delta T = 100^\circ$. Le choix de 100° est fait car si l'on suppose une température ambiante de 40° , la température totale de l'isolant sera alors de 140° ce qui correspond à la valeur limite admissible par l'isolant. Cette détermination permet d'éviter de sur-alimenter les deux circuits lors de futurs essais et ainsi d'éviter une détérioration des circuits.

3 Caractérisation magnétique de la machine par modélisation par la méthode des éléments finis 3D

Afin de revenir en détail sur le fonctionnement de cette nouvelle structure nous allons présenter des résultats obtenus par modélisation éléments finis qui permettent de mettre en évidence des phénomènes globaux comme locaux.

3.1 Trajets de flux, cartes d'induction et valeurs de l'induction dans les différents éléments de la machine à double excitation et à bobinage global

La machine à commutation de flux est une machine qui fonctionne pour une induction élevée et donc possède des zones de saturation importantes qui peuvent être visualisées grâce à la modélisation par éléments finis.

Nous allons étudier les cartographies d'induction ainsi que les vecteurs d'induction pour trois cas différents d'excitation. L'objectif est d'appréhender le plus finement possible le fonctionnement de la machine. La Figure I.18, représente les trois configurations que nous allons détailler, à courant négatif, nul puis positif ($J_{exc} = [-9, 0, 9]$ A/mm²).

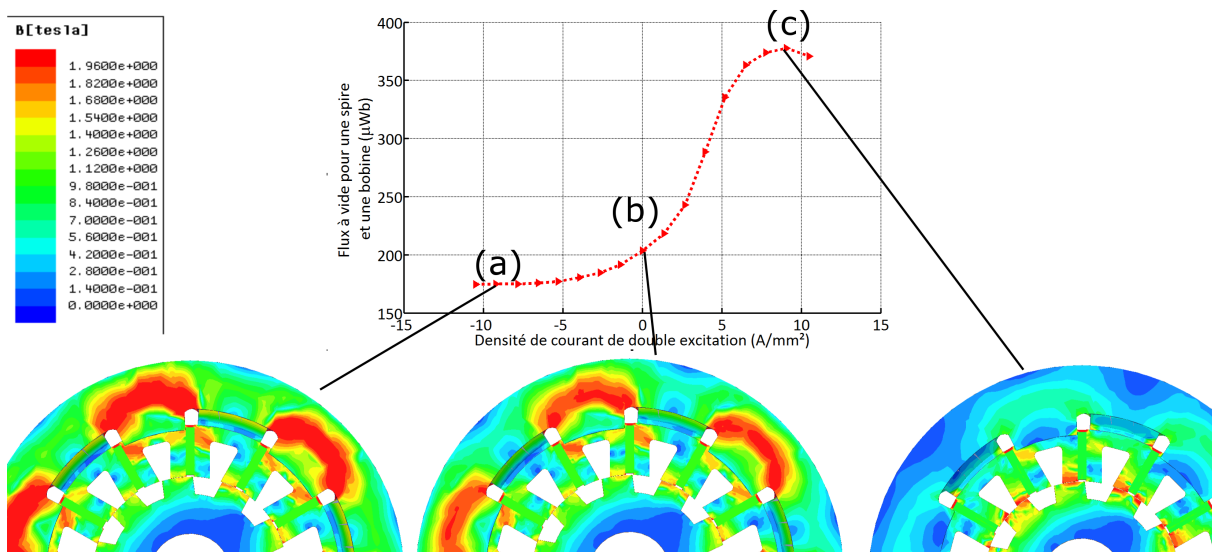


FIGURE I.18: Cartographie de l'induction en surface de la machine pour trois densités de courant d'excitation (a) $J_{exc} = -9$ A/mm² (b) $J_{exc} = 0$ A/mm² (c) $J_{exc} = 9$ A/mm²

Pour chaque configuration, la cartographie de l'induction sera tracée en surface de la machine ainsi que dans les griffes suivant un plan de coupe représenté à la Figure I.19. Ce plan permet d'observer, la localisation de la saturation dans les griffes et la section de passage du flux.

Afin d'observer les lignes de flux, les vecteurs de l'induction seront tracés, tout d'abord suivant une surface plane. Le plan de coupe est défini à la Figure I.20.

Dans un second temps les vecteurs de l'induction sont tracés à la Figure I.30 dans le plan parallèle aux griffes pour voir la circulation en "3D" du flux.

3.1.1 Cas où la densité de courant d'excitation est nulle

L'échelle de valeur de l'induction est limitée à 2 T afin d'obtenir en rouge toutes les zones où les matériaux sont saturés.

A la Figure I.21, on observe des zones de saturation importantes dans la culasse pour $J_{exc} = 0$ A/mm², ce qui s'explique par le flux des aimants qui est en court-circuit dans les griffes et qui est plus important que celui qui est dirigé vers le rotor. La zone de forte

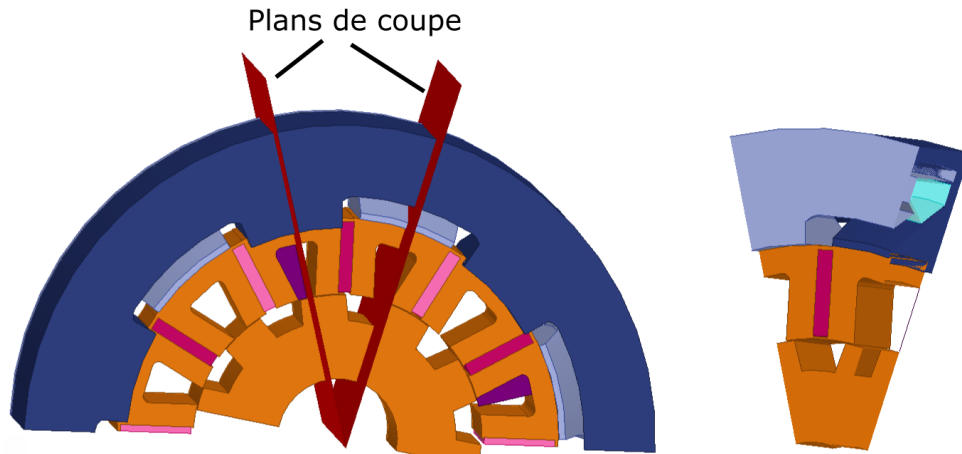


FIGURE I.19: Définition du plan de coupe utilisé pour l'observation du niveau de l'induction dans les griffes

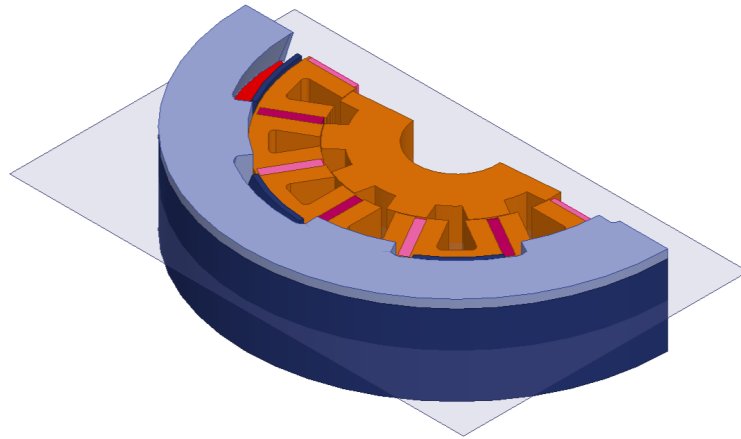


FIGURE I.20: Plan de coupe utilisé pour représenter les vecteurs de l'induction

saturation correspond au passage du flux dans les griffes que l'on peut observer à la Figure I.22. A partir de cette constatation, on peut supposer qu'une modification de l'épaisseur de la culasse permettrait une diminution de la saturation et donc l'augmentation du court-circuit dans les griffes dans l'optique d'annuler le flux en l'absence de courant d'excitation.

En ce qui concerne la partie "2D", les zones de saturation les plus importantes se trouvent en haut des dents statoriques ce qui est cohérent avec les trajets de flux observés à la Figure I.23.

3.1.2 Cas où la densité de courant d'excitation est négative

Sur la Figure I.24, nous observons une faible différence sur les niveaux d'induction pour les valeurs négatives du courant d'excitation par rapport à ceux observés en absence de courant. La cartographie d'induction et du trajet de flux permettent d'expliquer l'influence moins importante du courant d'excitation pour des valeurs négatives.

A $J_{exc} = -9 \text{ A/mm}^2$, les trajets de flux correspondent à ceux présentés à la Figure I.9 pour

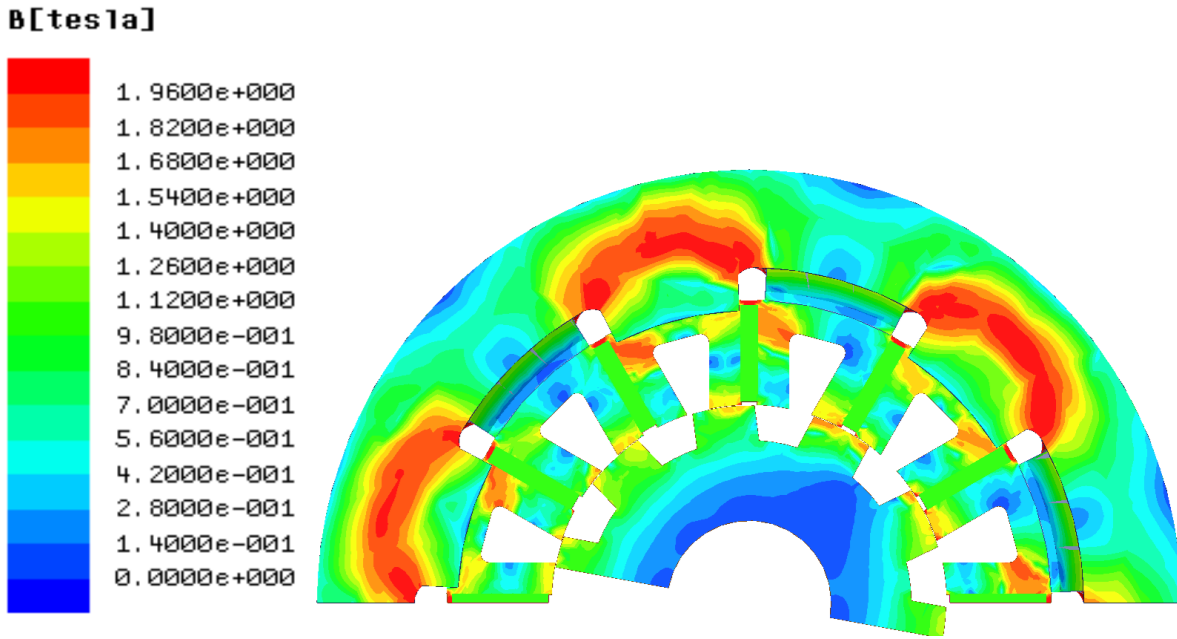


FIGURE I.21: Cartographie de l'induction en surface de la machine pour $J_{exc} = 0 \text{ A/mm}^2$

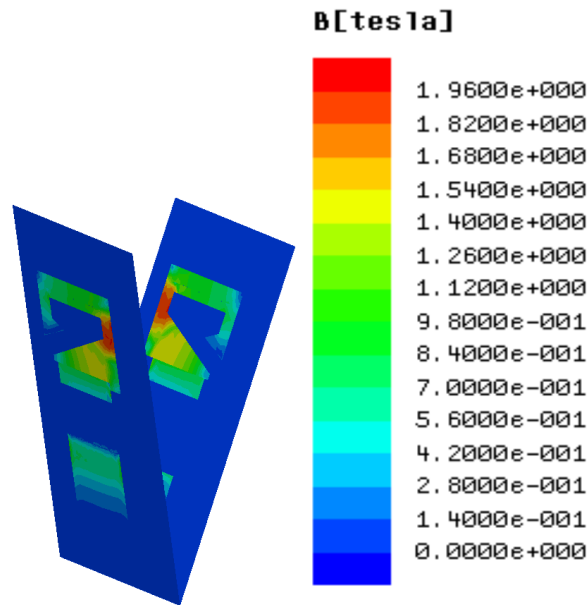


FIGURE I.22: Cartographie de l'induction dans les griffes de la machine pour $J_{exc} = 0 \text{ A/mm}^2$

un courant négatif. Le flux créé par la bobine s'ajoute à celui des aimants permanents en court-circuit dans les dents de la culasse augmentant la saturation. La bobine d'excitation est dans ce cas moins efficace. La partie du flux qui est vue par la bobine d'induit et qui passe dans les dents du rotor créée par l'excitation est en opposition au flux des aimants permanents, le flux total diminue. De plus, la saturation augmente dans le haut des dents du stator.

On observe à la Figure I.26 que pour un courant d'excitation nul ou négatif une partie

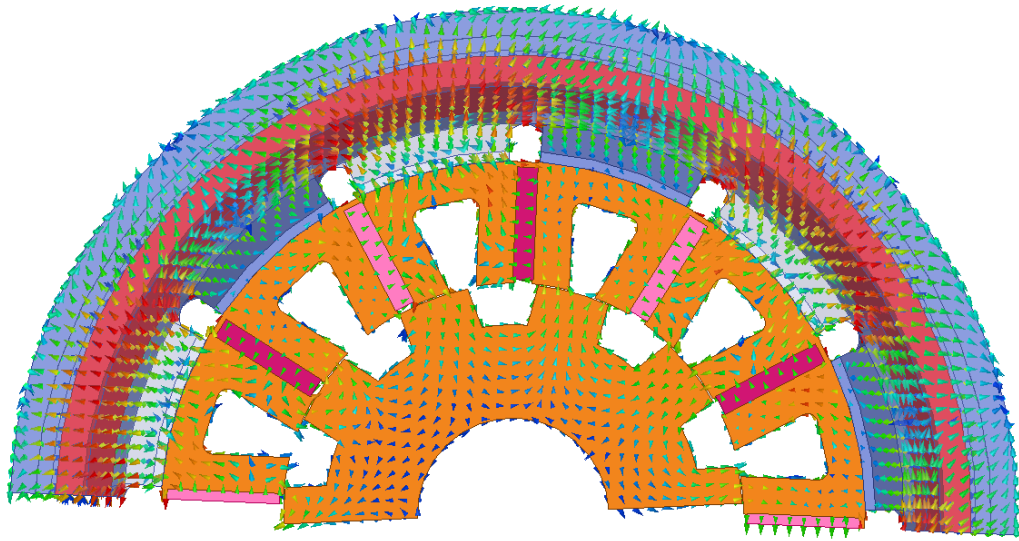


FIGURE I.23: Vecteurs de l'induction suivant le plan de coupe présenté Figure I.20 $J_{exc}=0$ A/mm²

B[tesla]

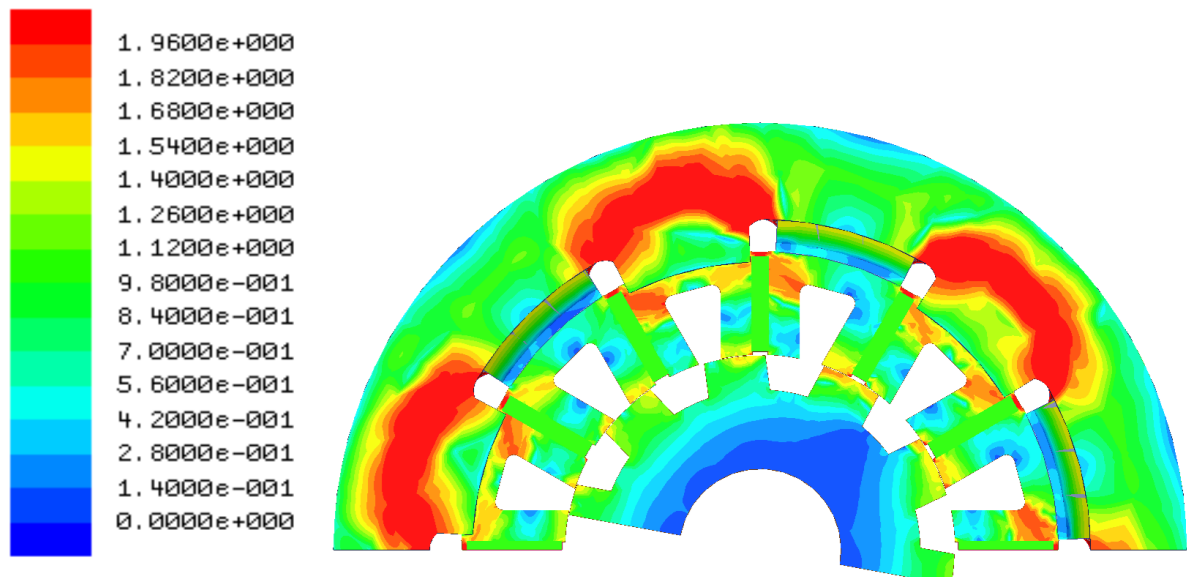


FIGURE I.24: Cartographie de l'induction en surface de la machine pour $J_{exc} = -9$ A/mm²

du flux passe bien dans la griffe.

3.1.3 Cas où la densité de courant d'excitation est positive

A $J_{exc}=9$ A/mm², les trajets de flux correspondent à ceux présentés à la Figure I.9 pour un courant positif. Le flux créé par la bobine s'ajoute à celui des aimants permanents dans la partie basse de la dent du stator ce qui entraîne une augmentation du flux à vide et de la saturation locale des dents du stator. Cette saturation locale peut être observée à la Figure I.27.

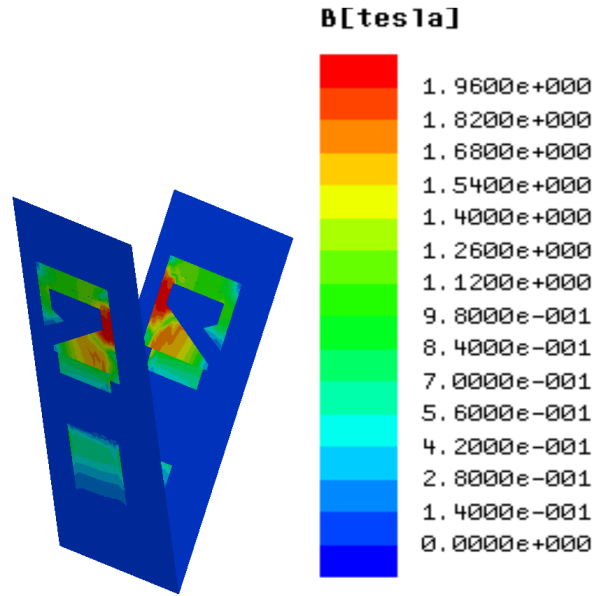


FIGURE I.25: Cartographie de l'induction dans les griffes de la machine pour $J_{exc} = -9$ A/mm²

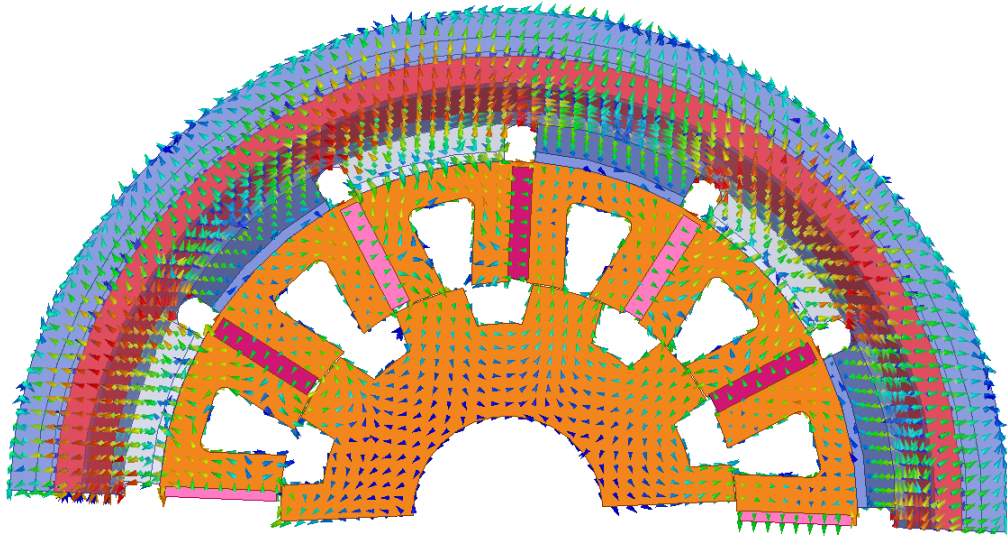


FIGURE I.26: Vecteurs de l'induction suivant le plan de coupe présenté Figure I.20 $J_{exc} = -9$ A/mm²

Pour la partie haute de la machine, le flux d'excitation s'oppose au flux d'aimant en court-circuit dans les griffes, d'où la diminution de la saturation dans la culasse.

Le sens de parcours du vecteur d'induction change avec le courant, il s'oppose alors au passage naturel du flux des aimants, comme représenté à la Figure I.30. Lorsque le courant est positif, le flux qui domine est celui créé par la bobine d'excitation.

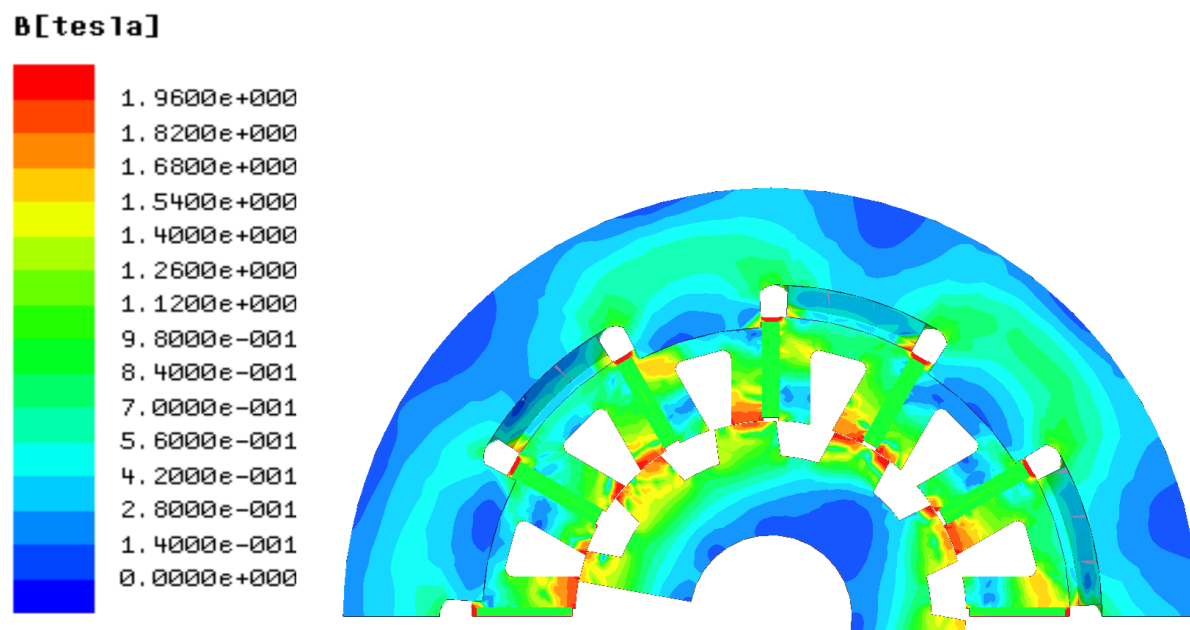


FIGURE I.27: Cartographie de l'induction en surface de la machine pour $J_{exc}=9 \text{ A/mm}^2$

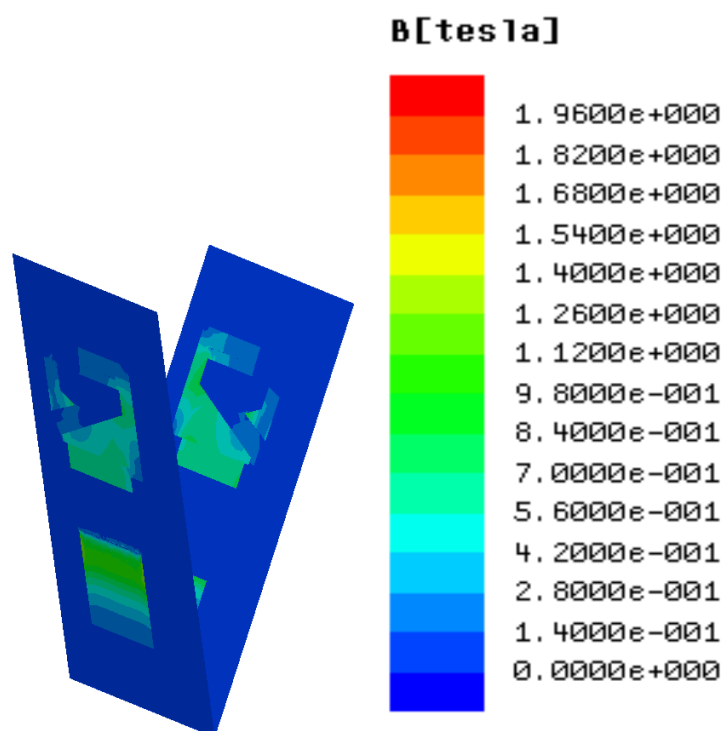


FIGURE I.28: Cartographie de l'induction dans les griffes de la machine pour $J_{exc}=9 \text{ A/mm}^2$

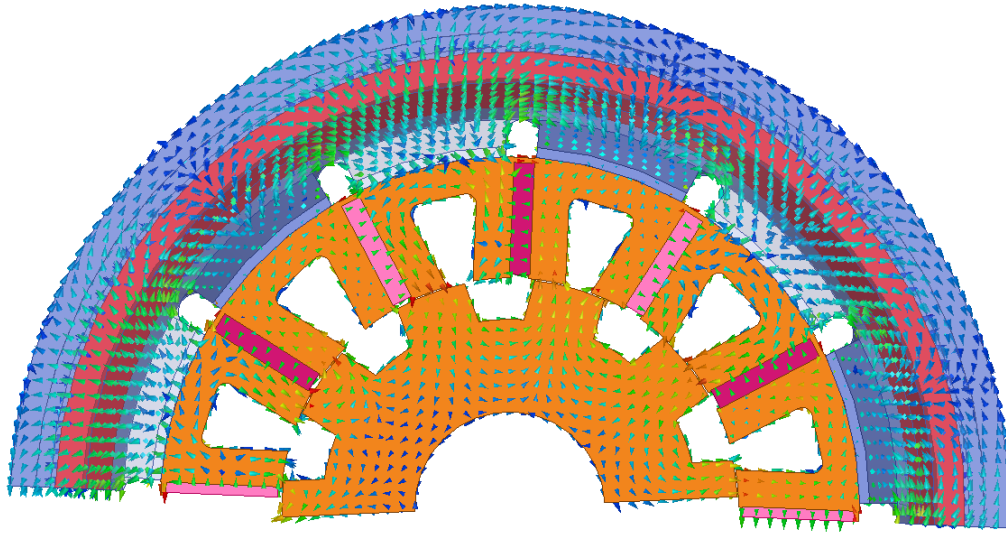


FIGURE I.29: Vecteurs de l'induction suivant le plan de coupe présenté Figure I.20 $J_{exc} = 9 \text{ A/mm}^2$

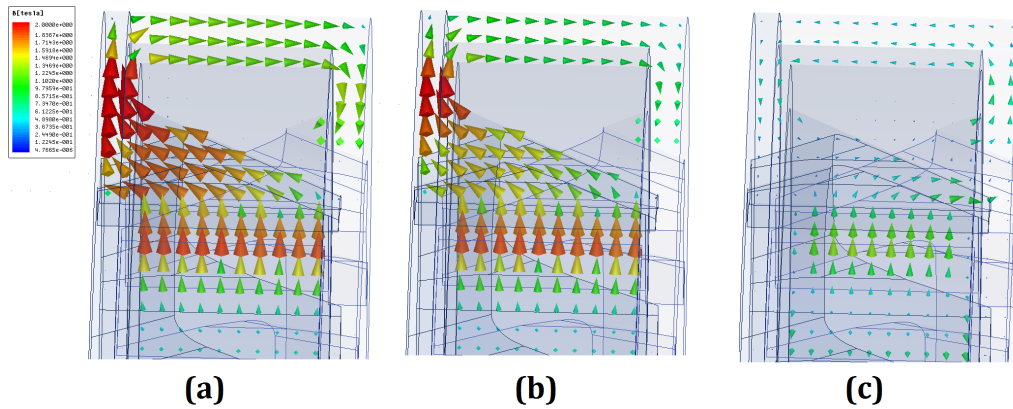


FIGURE I.30: Trajet du flux représenté par les vecteurs de l'induction dans les griffes ((a) $J_{exc} = -9 \text{ A/mm}^2$ (b) $J_{exc} = 0 \text{ A/mm}^2$ (c) $J_{exc} = 9 \text{ A/mm}^2$)

3.2 Flux dans les griffes et pertes par courants de Foucault dans la partie massive

3.2.1 Détermination du flux dans les griffes à vide

Dans le but de déterminer précisément le flux qui circule dans les griffes, une surface est définie sur une griffe dans le modèle EF, comme représenté à la Figure I.31. Les résultats sont comparés avec des mesures faites à partir d'une spire entourant une griffe. Chacune des griffes possèdent une spire de mesure ce qui a permis de constater que les flux vus par chacune des griffes sont bien identiques à un déphasage près, comme nous pouvons le voir à la Figure I.32. L'avantage de la simulation EF-3D est de permettre le calcul de la composante continue du flux dans les griffes ce qui n'est pas possible avec notre spire de mesure. Le flux à travers la surface précédemment définie est comparé à la Figure I.33 avec le flux obtenu dans une bobine d'induit. Cette figure permet de comparer l'ordre de

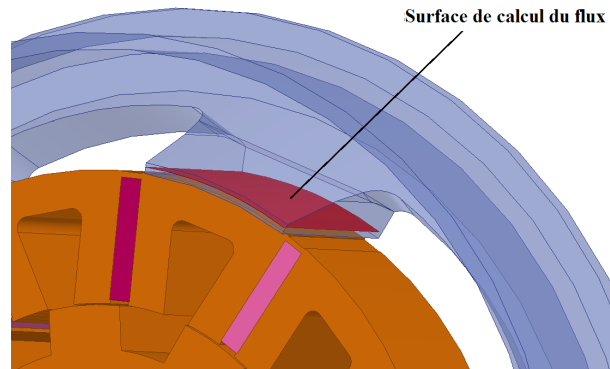


FIGURE I.31: Surface utilisée pour le calcul du flux dans une griffe pour déterminer la FEM induite dans les griffes

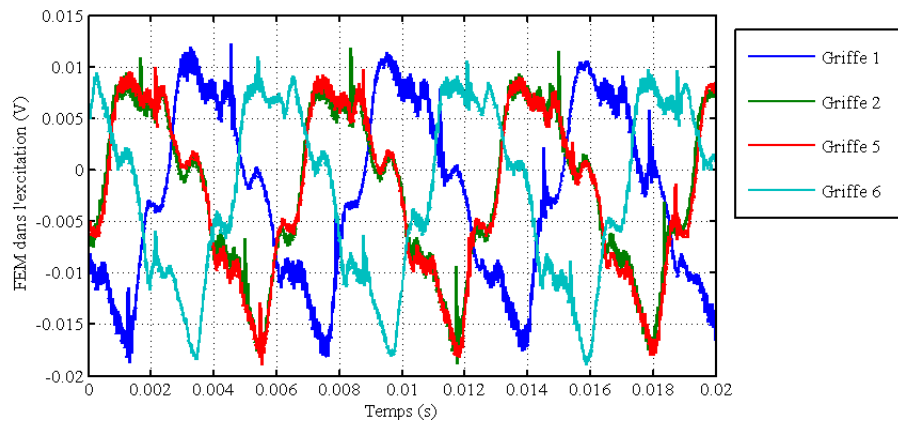


FIGURE I.32: FEM mesurées dans différentes spires de mesures entourant les griffes

grandeur du flux total par rapport au flux parcourant les griffes. Lorsqu'il n'y a pas de courant de double excitation, comme montré précédemment, la majeure partie du flux est dirigée dans la griffe. Puis lorsqu'on augmente le courant de double excitation le flux dans la griffe diminue.

Le tableau I.3 compare les valeurs maximales de flux mesurées et calculées par éléments finis. Ces valeurs correspondent au maximum de variation du flux dans une griffe. Le modèle EF-3D permet donc de déterminer de façon fiable les maximum de flux dans les griffes.

TABLE I.3: Valeurs maximales de variation du flux dans une griffe

Courant d'excitation	Flux maximum (mesure)	Flux maximum (EF)
-7.63 A/mm ²	15 μWb	13 μWb
0 A/mm ²	14 μWb	14.5 μWb
7.63 A/mm ²	83 μWb	78 μWb

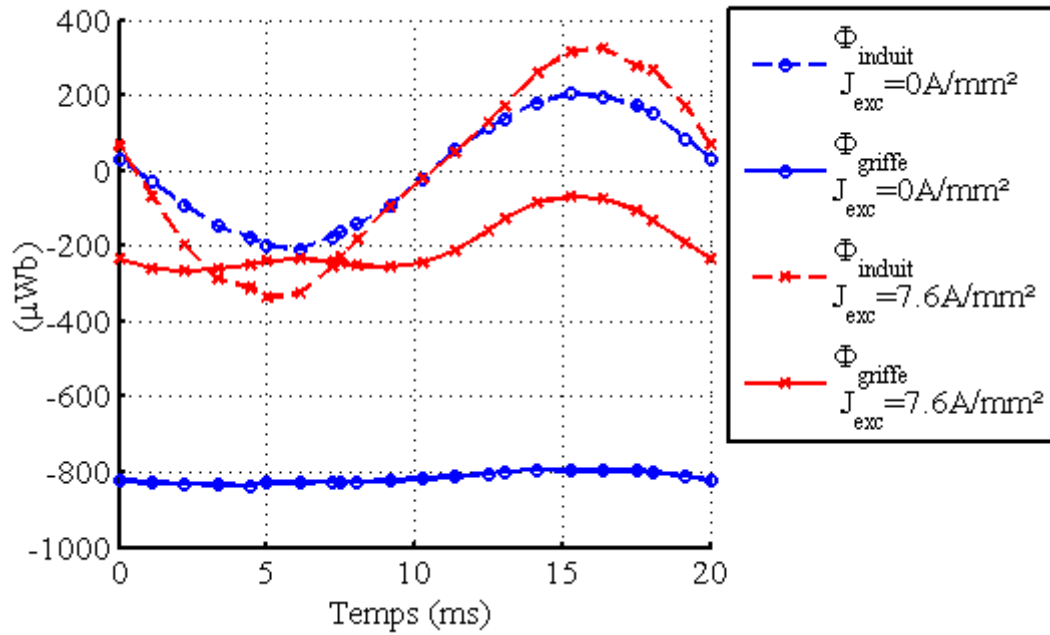


FIGURE I.33: EF-3D : Flux à vide dans une spire d'une bobine d'induit et flux à travers une griffe en fonction du temps (de l'angle de rotation) pour différentes densités de courant de double excitation

3.2.2 Détermination du flux dans les griffes et des pertes par courants de Foucault en charge

Au delà de la valeur de flux maximal, la connaissance de la variation de flux dans les griffes peut aussi permettre une évaluation des pertes par courants de Foucault dans la partie massive de la machine. La détermination analytique des pertes dans les matériaux massifs étant à ce jour très peu étudiée, nous allons utiliser le modèle éléments finis pour les évaluer. La comparaison du flux dans les griffes par mesures et par éléments finis nous ayant permis de valider notre modèle au préalable.

En premier lieu, des mesures sont faites pour déterminer la plus grande variation d'induction dans les griffes. La variation du flux dans la griffe est maximale lorsque la machine est en charge (ici la machine est reliée à un PD3 débitant sur une résistance) avec un courant d'excitation élevé (ici $J_{\text{exc}} = 9 \text{ A/mm}^2$). Et nous avons comparé le flux mesuré avec le flux calculé par éléments finis.

La Figure I.34 représente le flux mesuré et celui calculé par EF (sans la composante continue) dans une spire entourant une griffe. Les allures des deux résultats sont différentes mais les variations maximales et minimales sont similaires. Nous allons donc utiliser le modèle EF-3D pour évaluer les pertes fer dans les griffes.

Dans un second temps, nous avons estimé les pertes dans les parties massives de la machine par éléments finis. Nous avons utilisé un modèle magnéto-transitoire éléments finis de la machine en mode génératrice qui sera présenté au Chapitre 3.

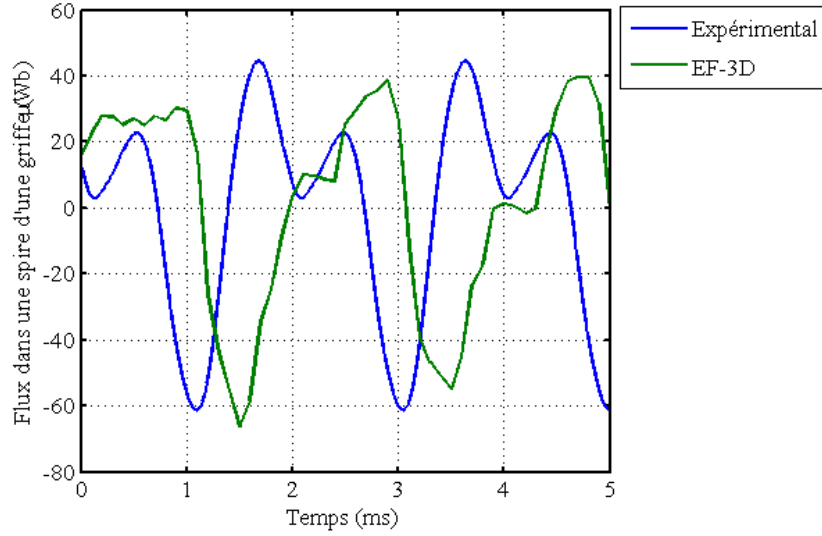


FIGURE I.34: Flux dans une spire entourant une griffe, machine connectée à un pont de diodes débitant sur une source de tension de 300V, $J_{exc}=9\text{A}/\text{mm}^2$

Les pertes sont estimées à partir des courants induits grâce à la formulation suivante :

$$Pertes = \frac{1}{\sigma} \iiint_V J^2 dV \quad (\text{I.12})$$

avec σ la conductivité du matériau et V le volume des griffes.

Par exemple, dans une configuration où la puissance débitée est de 2 kW et un courant d'excitation $J_{exc}=9\text{A}/\text{mm}^2$, nous avons estimé les pertes dues aux courants de Foucault en utilisant le modèle éléments finis à environ 50 W dans toute la culasse de la machine. Dans la suite, nous pourrions donc considérer les pertes par courant de Foucault dans les griffes comme négligeables par rapport aux autres pertes.

4 Fonctionnement en mode moteur

Dans cette partie la machine à bobinage global sera étudiée en fonctionnement moteur. L'objectif de cette étude est de tester le prototype en mode moteur pour identifier l'apport de la double excitation sur le couple disponible.

4.1 Autopilotage de la machine synchrone à bobinage global

En vue d'obtenir un couple instantané élevé un autopilotage [53] de la machine est effectué.

L'autopilotage consiste à une commande en courant dont les consignes sont en phases avec les FEM à vide lorsque l'angle de calage ψ est nul. Le schéma de la commande est représenté à la Figure I.35. Une photographie du banc expérimental est présentée à la Figure I.36.

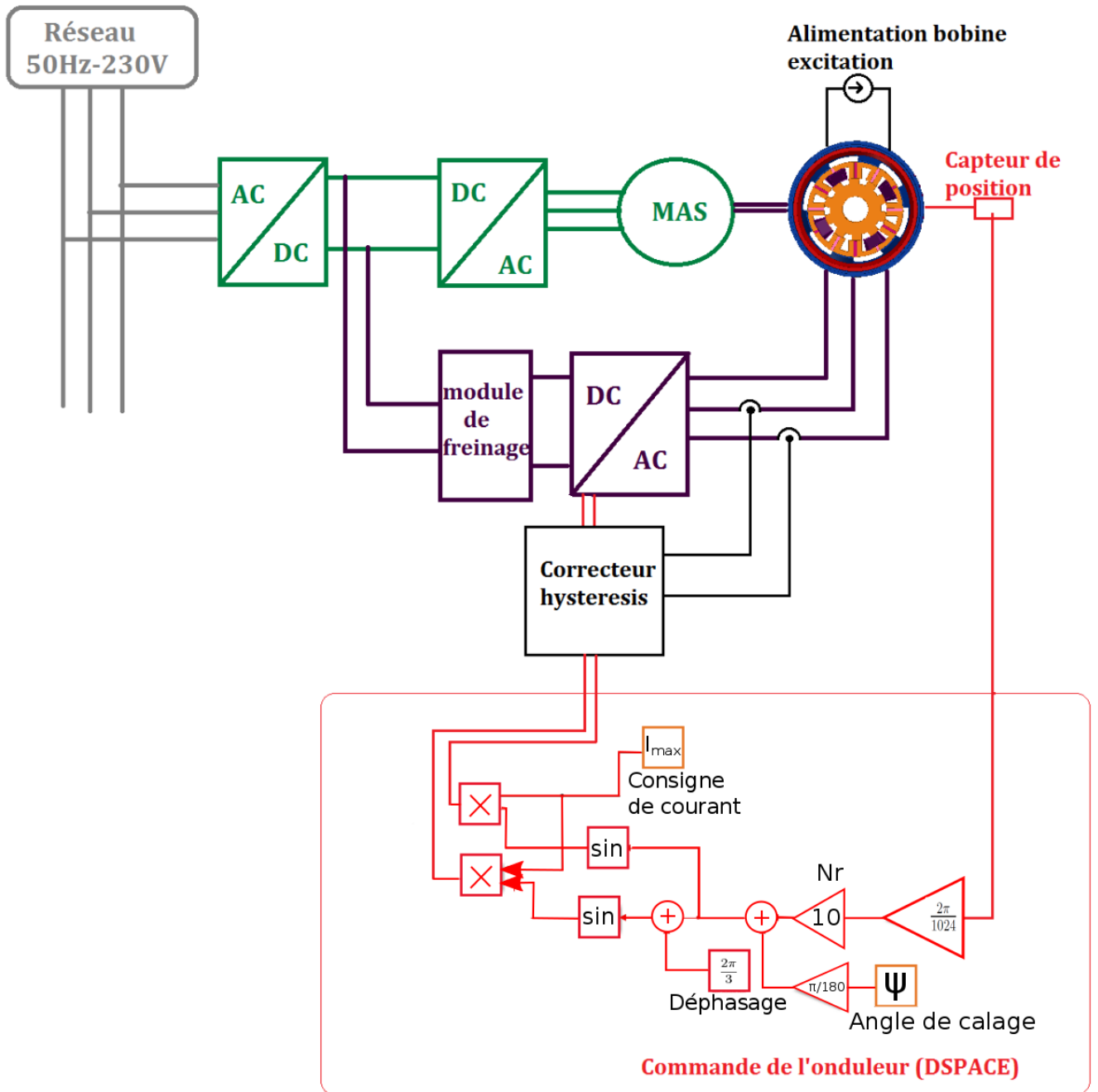


FIGURE I.35: Schéma de la machine autopilotée avec la commande

La machine asynchrone permet d'imposer une vitesse constante. La commande en courant de l'onduleur par l'interface DSPACE permet d'imposer la valeur maximale du courant I_{max} (ou J_{max} pour les densités de courant), ce qui équivaut à fixer la valeur maximale du couple de la machine à bobinage globale. Et enfin l'angle de calage ψ permet d'ajouter un angle de déphasage entre les FEM et les courants d'induit afin de modifier le couple moyen à vitesse et à courant d'alimentation fixés.

Les densités des courants d'alimentations peuvent être définies par les équations sui-

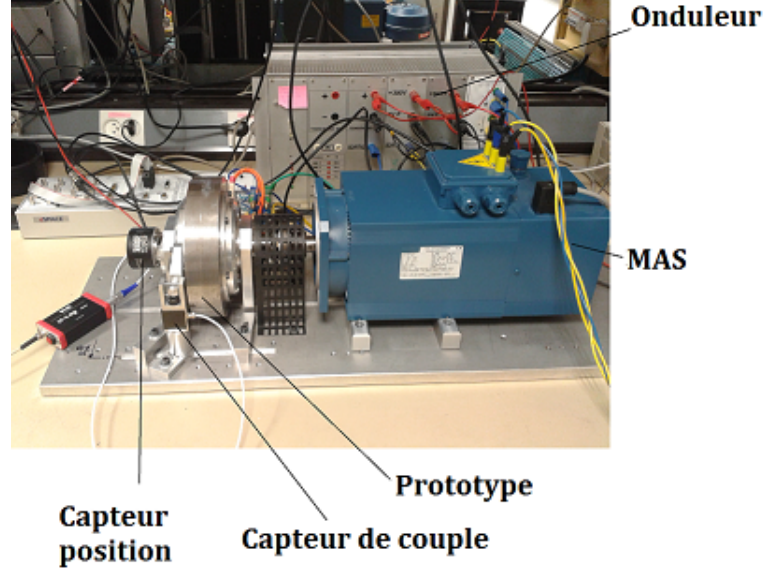


FIGURE I.36: Banc expérimental machine autopilotée avec la commande via DSPACE

vantes :

$$J_1 = J_{max} \sin(\theta_e + \psi) \quad (\text{I.13})$$

$$J_2 = J_{max} \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3} + \psi) \quad (\text{I.14})$$

$$J_3 = J_{max} \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3} + \psi) \quad (\text{I.15})$$

si les flux à vide sont définis par :

$$\phi_1 = -\phi_{max} \cos(\theta_e) \quad (\text{I.16})$$

$$\phi_2 = -\phi_{max} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{I.17})$$

$$\phi_3 = -\phi_{max} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{I.18})$$

Plusieurs mesures sont effectuées avec le montage de machine autopilotée. Tout d'abord à vitesse fixe (ici 3144 tr/min), le couple est mesuré pour différentes densités de courants d'induit et différentes densités de courant de double excitation. Les mesures sont comparées aux résultats obtenus par simulation éléments finis à la Figure I.37. Une bonne corrélation est obtenue entre la simulation et la mesure car l'erreur est de moins de 5% pour chaque point. Cette mesure permet d'observer l'augmentation du couple moyen grâce à la double excitation.

La seconde mesure, dont les résultats sont représentés à la Figure I.38, consiste à fixer arbitrairement une densité de courant maximale d'induit J_{max} de 8.9 A/mm² et à mesurer le couple moyen en fonction de la vitesse pour trois densités de courant de double excitation. Les courants dans l'induit vont varier car la vitesse ne sera pas constante. L'angle de pilotage ψ est nul. Cette mesure permet d'observer l'influence du courant de double excitation sur le couple. L'augmentation du courant d'excitation permet d'obtenir un couple moyen plus important mais sur une plage de vitesse moins étendue. La vitesse

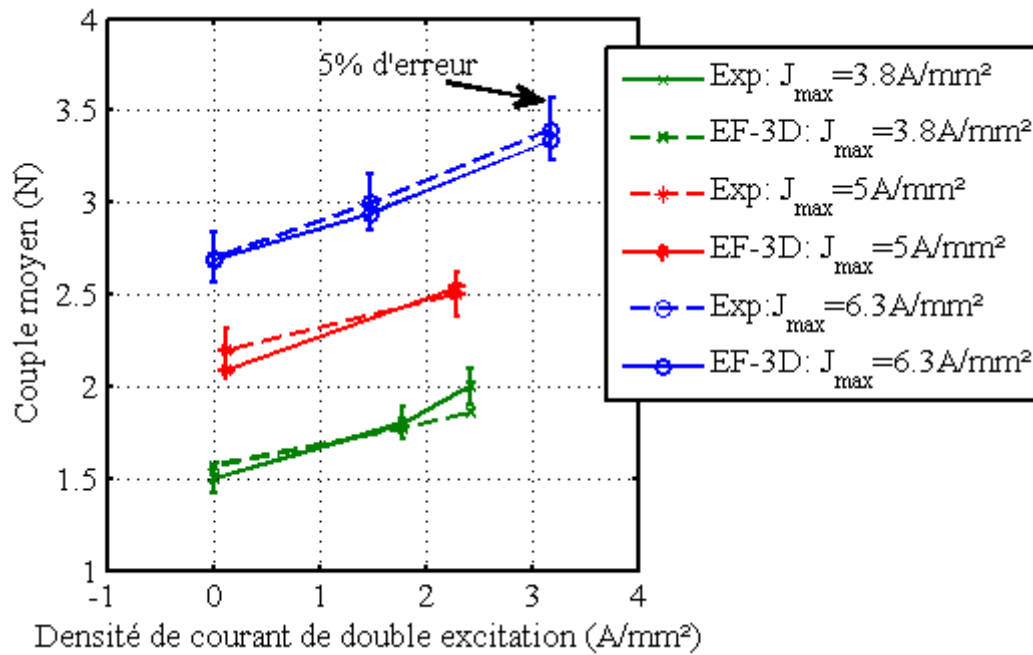


FIGURE I.37: Couple moyen à une vitesse fixe de 3144 tr/min en fonction du courant de consigne pour différentes densités de courant d'excitation, comparaison EF-3D et mesures

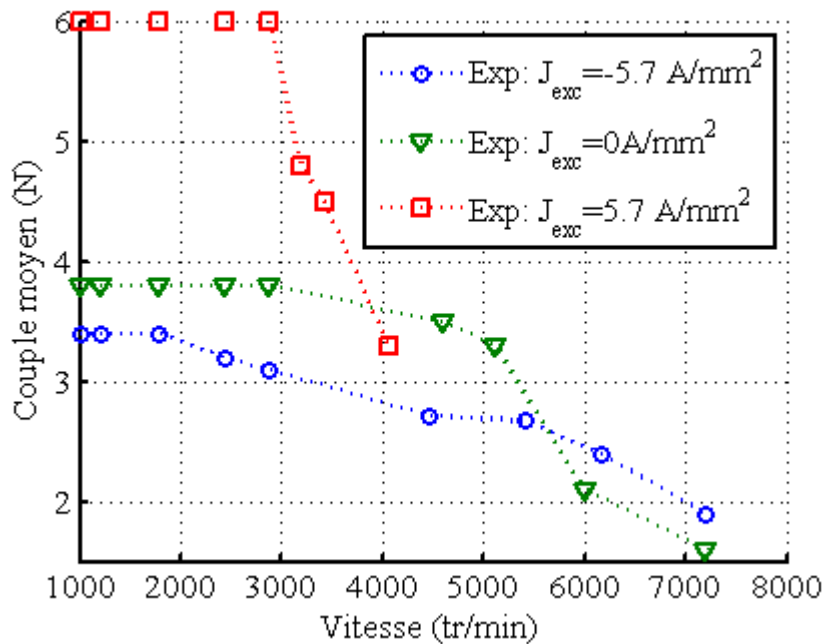


FIGURE I.38: Mesures : Couple moyen en fonction de la vitesse de rotation pour trois densités de courants d'excitation différentes et un maximum de courant d'induit de consigne fixé $J_{max}=8.9 \text{ A/mm}^2$

de base à courant positif est inférieure à celle obtenue sans excitation, et la décroissance du couple est plus importante en fonction de la vitesse. Tandis qu'avec un courant d'excitation négatif, le couple moyen sera plus faible mais il sera possible d'avoir un couple non nul

pour des vitesses plus élevées. Cette propriété sera aussi montrée dans la partie suivante.

4.2 Calcul du couple moyen en fonction de la vitesse et de la densité de courant de double excitation

Afin de mettre en évidence l'apport de la double excitation sur le couple en fonction de la vitesse nous allons utiliser un modèle de la machine en régime permanent sinusoïdal. Nous supposons que les chutes de tension dans les résistances d'induit sont négligeables devant les tensions et que la machine est à pôles lisses.

La machine est alimentée par les densités de courants définies aux équations I.15.

La vitesse de base est définie par l'équation suivante :

$$\Omega_b = \frac{V_{max}}{N_r \sqrt{(L_c I_{max}^2)^2 + (\Phi_0)^2}} \quad (I.19)$$

avec V_{max} la tension maximale d'alimentation, dans notre cas elle sera égale à $\sqrt{3} * 300V$.

Les valeurs de L_c et Φ_0 respectivement l'inductance cyclique et le flux total maximal à vide peuvent être obtenues par mesure ou modélisation par la méthode des éléments finis. On suppose que le flux a une variation sinusoïdale.

Le couple moyen obtenu pour des vitesses inférieures à la vitesse de base est égal à :

$$C = \frac{3}{2} N_r I_{max} \Phi_0 \cos \psi \quad (I.20)$$

On constate que le couple moyen maximal qui peut être délivré avant la vitesse de base par la machine est obtenu pour un angle de pilotage ψ nul.

Dans le cas d'un angle de pilotage nul, le couple moyen fourni par la machine pour des vitesses supérieures à la vitesse de base sera égal à :

$$C = \frac{3}{2} \Phi_0 \frac{\sqrt{(V_{max}^2 - (N_r \Omega \Phi_0)^2)}}{L_c \Omega} \quad (I.21)$$

La Figure I.39 compare les mesures de couple à vide et les résultats obtenus par le calcul. Les mesures et les calculs sont effectués pour un courant d'induit maximal fixé et trois densités de courant d'excitation. Le modèle permet une bonne estimation du couple en fonction de la vitesse et du courant d'excitation.

La Figure I.40 représente le couple moyen calculé à partir des expressions précédentes pour différentes densités de courant de double excitation et un angle de pilotage nul. La modélisation permet de calculer le couple pour des densités de courant d'excitation plus élevées que celles admissible par la mesure afin d'accentuer les effets de cet ajout de courant. De plus, comme la vitesse de rotation est limitée par la machine asynchrone d'entraînement lors des mesures, le modèle permet l'estimation du couple moyen à haute vitesse.

L'apport de la bobine d'excitation est mis en évidence à partir des résultats obtenus par calcul. Une densité de courant d'excitation négative va permettre d'obtenir un couple moyen non nul sur une plage de vitesse plus étendue tandis qu'une densité de courant positive engendre un couple moyen supérieur mais avec une plage de vitesse admissible plus restreinte.

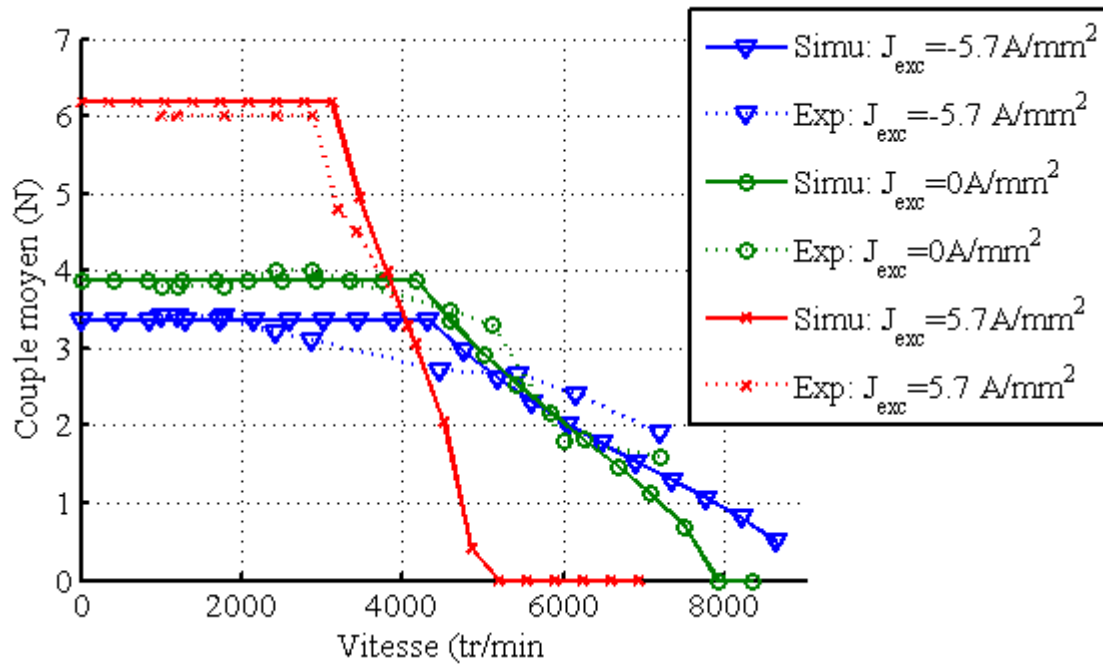


FIGURE I.39: Couple en fonction de la vitesse pour J_{exc} variable et un courant de consigne fixé $J_{max}=8.9 \text{ A/mm}^2$, comparaison entre le modèle analytique et les mesures pour ψ nul

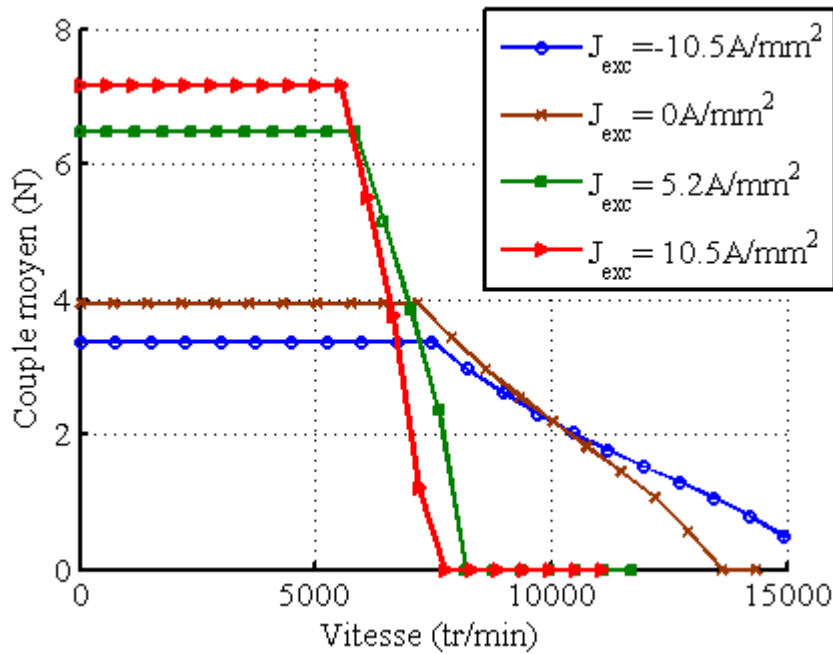


FIGURE I.40: Couple en fonction de la vitesse pour différentes valeurs de densités de courants de double excitation et un courant de consigne fixé $J_{max}=8.9 \text{ A/mm}^2$ pour un angle de pilotage $\psi = 0$

5 Fonctionnement en mode générateur

Dans cette partie, la nouvelle structure a été testée pour une application génératrice. Le banc expérimental utilisé est représenté à la Figure I.41. La machine est entraînée par une machine asynchrone commandée par un variateur industriel en commande $\frac{U}{f}$ qui permet d'imposer la vitesse de rotation. La bobine d'excitation de la génératrice est alimentée par une alimentation continue réglable qui serait dans une application embarquée remplacée par un hacheur. Les bobines d'induit sont reliées à un pont de diodes (PD3).

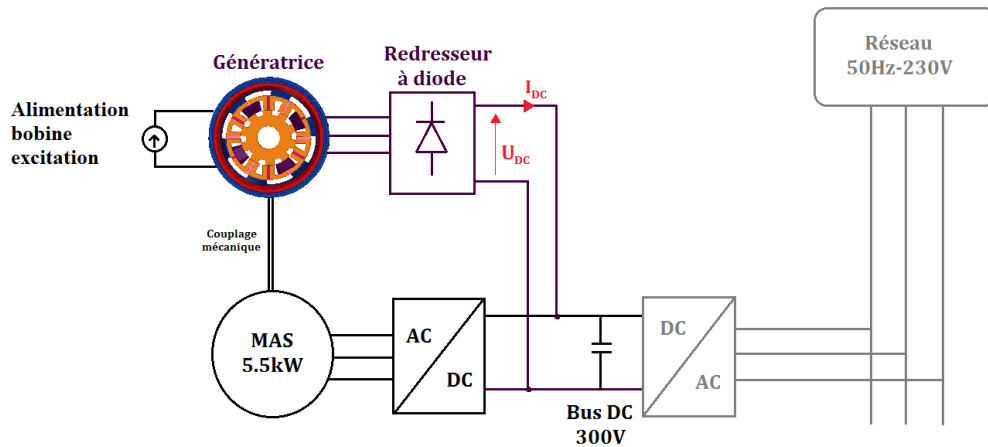


FIGURE I.41: Banc expérimental utilisé pour la mesure de la puissance en sortie d'un pont de diodes

L'avantage principal de l'utilisation d'un pont de diodes par rapport à un pont redresseur commandé est sa plus grande robustesse due à l'absence d'électronique de commande. De plus, le pont de diodes a un faible coût par rapport à un pont redresseur commandé. Ce type de montage peut être utilisé dans une application embarquée comme dans l'aviation par exemple. Le redresseur à diodes débite sur une source de tension continue fixe de 300 V commune à l'alimentation de la machine asynchrone. Ce montage permet de n'avoir à fournir par le réseau que les pertes.

5.1 Mesure de la puissance en sortie d'un pont de diodes

Des mesures sont effectuées pour obtenir la puissance fournie par la génératrice en fonction de la vitesse de rotation et pour un courant d'excitation. Les résultats sont présentés à la Figure I.42. Comme pour le flux à vide et la FEM, l'augmentation du courant d'excitation permet l'augmentation de la puissance en sortie du pont de diodes. Pour ce montage, à 3000 tr/min, nous alimentons la bobine d'excitation avec une densité de courant d'excitation supérieure à 5 A/mm² afin de fournir une puissance en sortie du pont de diodes, la source de tension DC est fixe à 300V. Les mesures sont effectuées pour une vitesse maximale de 7000 tr/min, cette vitesse maximale étant imposée par les capacités de la machine d'entraînement.

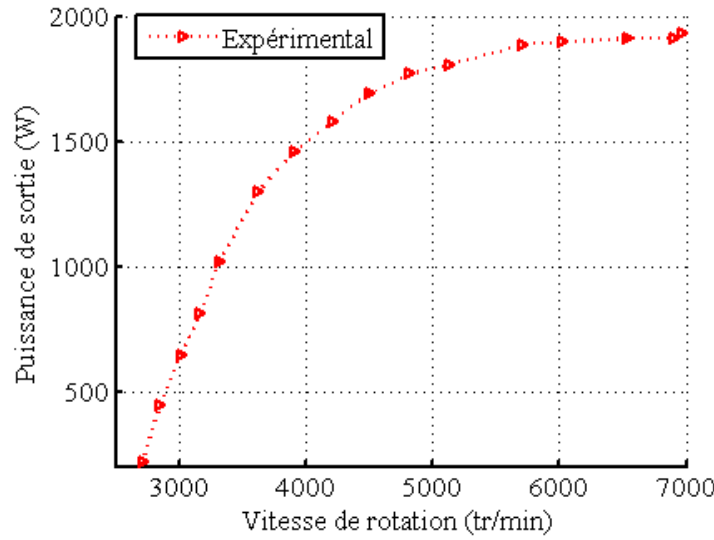


FIGURE I.42: Mesures : Puissance en sortie du pont de diodes en fonction de la vitesse de rotation pour une densité de courant d'excitation $J_{exc}=5.6 \text{ A/mm}^2$

5.2 Identification des pertes en fonctionnement générateur

En utilisant le montage de la Figure I.42 il est possible d'identifier les différentes sources de pertes pour cette nouvelle structure. Tout d'abord les pertes Joule dans l'induit et l'excitation peuvent être déduites à partir de la mesure des courants dans les bobines et de la connaissance des valeurs des résistances d'induit et d'excitation mesurées précédemment.

La puissance mécanique est calculée à partir de la mesure du couple moyen en sortie de la machine à bobinage global et de la vitesse de rotation de la génératrice. Les pertes mécaniques et fer sont alors déduites en retranchant les pertes Joule à la puissance mécanique.

$$P_{fer} + P_{mecanique} = P_{u,mecanique} - P_{Joule,totales} \quad (I.22)$$

Avec $P_{mecanique}$ les pertes mécaniques, $P_{u,mecanique} = \text{Couple} \times \text{Vitesse}$ la puissance mécanique. L'objectif est alors d'identifier la part des pertes mécaniques par rapport aux pertes fer.

Afin de séparer ces pertes, une solution très souvent présentée dans la littérature est de faire des mesures de pertes mécaniques avec la machine dépourvue des aimants et bobines. Cette mesure n'est faisable que dans le cas d'une machine à aimants permanents démontable ce qui n'est pas notre cas. Le prototype de la machine à bobinage globale n'est pas démontable sans abimer la partie de double excitation.

Nous allons donc évaluer les pertes mécaniques avec un modèle analytique qui sera validé expérimentalement avec une autre machine qui a le même rotor et sensiblement les mêmes dimensions.

5.2.1 Modèle analytique des pertes mécaniques

Les pertes mécaniques sont le résultat de deux causes, les pertes dues aux roulements et les pertes aérodynamiques.

Les pertes dues aux roulements sont très étudiées dans la littérature et d'après [54] il est possible de les calculer à partir des formules suivantes :

$$C_t = K_r R_r F \quad (I.23)$$

$$P_{roulement} = C_t * 2 * \pi * N \quad (I.24)$$

avec C_t le couple de frottement, R_r le rayon moyen du roulement, K_r coefficient dépendant du type de roulement (ici un roulement à bille donc 0.001), F la force radiale transmise et N la vitesse de rotation.

A 10 000 tr/min, pour la machine à bobinage global, les pertes dues aux roulements sont de l'ordre de 10 W et peuvent être négligées.

Les pertes aérodynamiques peuvent quant à elles être évaluées à partir de la formule suivante [55] : (Pertes en régime turbulent)

$$P(W) = K_s \pi C_d \rho R^4 \Omega^2 L \quad (I.25)$$

Avec C_d coefficient déterminé par l'expression suivante :

$$\frac{1}{\sqrt{C_d}} = 2.04 + 1.768 \ln(R_e \sqrt{C_d}) \quad (I.26)$$

En définissant R_e , le nombre de Reynolds par :

$$R_e = \frac{e R \Omega \rho}{\mu} \quad (I.27)$$

Et K_s un facteur empirique qui permet de prendre en compte la saillance du rotor. Dans la limite que le facteur hauteur de la dent sur le rayon intérieur du rotor est supérieur à 0.06.

$$K_s = 2.2 + 8.5 \frac{h_r}{R} \quad (I.28)$$

Avec :

- μ la viscosité de l'air
- R le rayon au niveau de l'entrefer
- e l'entrefer
- L la longueur active
- Ω la pulsation mécanique
- ρ la densité de l'air
- h_r la hauteur de la dent rotorique

Afin de vérifier la validité de ce modèle des essais ont été menés sur une autre machine à commutation de flux de dimensions comparables dont les aimants et bobines pouvaient être retirés facilement. Cette machine est représentée à la Figure I.43. Cette machine est couplée à la machine asynchrone d'entraînement. Pour différentes vitesses imposées par la machine asynchrone, les puissances mécanique et électrique sont mesurées. Puis, aux mêmes vitesses, la puissance électrique est mesurée pour la machine d'entraînement à vide, ce qui permet de soustraire aux pertes mécaniques celles dues à la MAS. Le modèle permet une bonne estimation des pertes mécaniques dans le cas de la machine sans aimants ni bobinage, nous l'appliquons alors à la machine à bobinage global. Les pertes calculées en fonction de la vitesse sont résumées à la Table I.4.

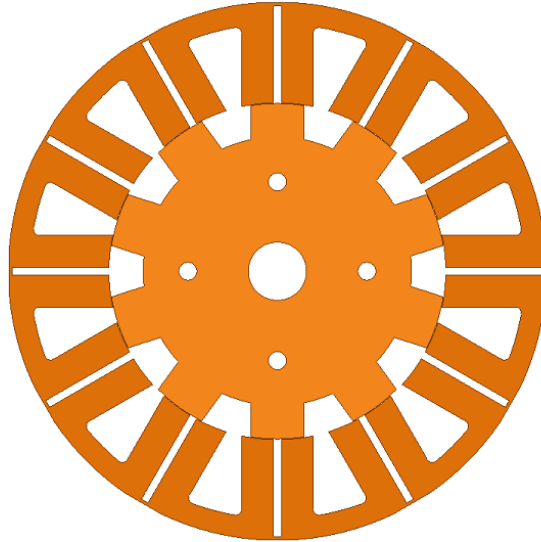


FIGURE I.43: Machine à commutation de flux de taille équivalente à la machine à bobinage global utilisée pour la détermination des pertes mécaniques

TABLE I.4: Pertes mécaniques calculées en fonction de la vitesse pour la machine à bobinage global

Vitesse de rotation rpm	Pertes aérodynamique W
3000	0.68
4000	1.48
5000	2.7
6000	4.43
7000	6.72

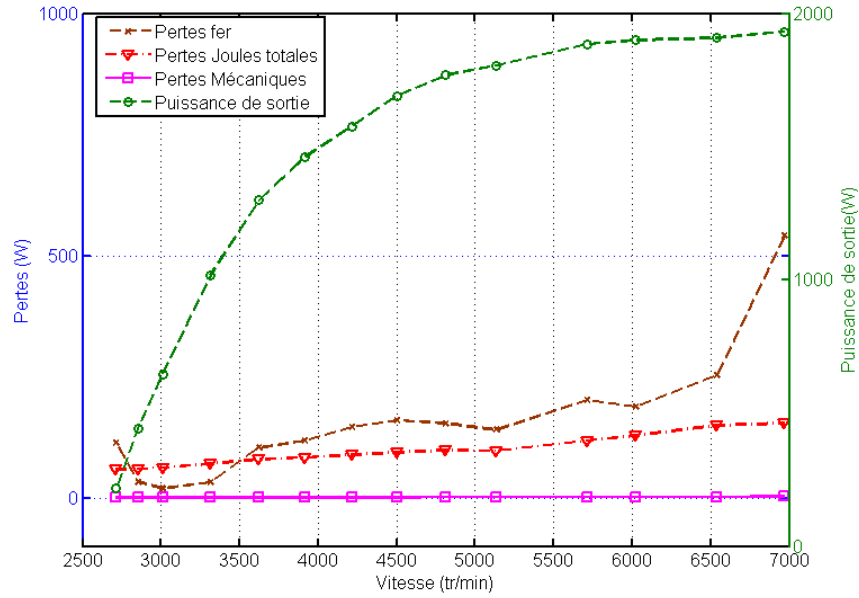


FIGURE I.44: Mesure et calcul des différentes pertes pour la machine à bobinage global en fonctionnement en générateur

5.2.2 Bilan des pertes en fonctionnement en générateur

La Figure I.44 résume les différentes pertes mesurées, calculées ou déduites en fonction de la vitesse pour une densité de courant d'excitation fixe. A partir des ces résultats, on peut constater que les pertes Joule sont inférieures aux pertes fer qui augmentent fortement avec la vitesse. Cette augmentation s'explique par la dépendance à la fréquence des pertes fer. A 7000 tr/min, les pertes fer représentent 28% de la puissance de sortie tandis que les pertes mécaniques peuvent être négligées.

6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle structure de machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global. A partir de résultats obtenus par modélisation éléments finis et par mesures, nous avons pu déterminer le flux à vide de la machine. Grâce à la double excitation, le flux à vide est non nul à courant d'excitation nul et il peut être contrôlé. Le flux de la bobine d'excitation globale s'ajoute ou se retranche à celui des aimants permanents. De plus, l'hypothèse de machine à pôles lisses et celle des FEM à vide sinusoïdales ont été justifiées à partir des mesures sur le prototype.

Des mesures ont été effectuées avec la machine en fonctionnement moteur et générateur. En fonctionnement moteur, l'apport de la double excitation a été montré par la modélisation et la mesure. L'alimentation de la bobine d'excitation permet soit d'augmenter le couple moyen délivré par la machine soit d'élargir la plage de vitesse admissible tout en ayant un couple moyen supérieur à une machine à simple excitation qui n'aura pas l'apport dû à l'aimant permanent.

En fonctionnement générateur, les mesures des courants, couple, vitesses et tensions ont permis d'évaluer les différentes pertes présentes dans notre structure. Les pertes mécaniques sont négligeables par rapport aux pertes fer et Joules. A haute vitesse les pertes fer sont prédominantes cependant les pertes par courant de Foucault dans le circuit massif ont été montrées comme négligeables.

Ce chapitre repose sur des mesures mais aussi sur l'utilisation de résultats obtenus par modélisation par la méthode des éléments finis. Dans le chapitre suivant, nous allons détailler l'élaboration du modèle ayant permis d'obtenir ces résultats. Dans un second temps, la détermination du courant de court-circuit ainsi que de la puissance en génératrice seront étudiées. L'idée étant de se détacher de la nécessité de fabrication d'un prototype pour déterminer les caractéristiques d'une structure comme dans ce chapitre ainsi que de réaliser un outil de dimensionnement et d'optimisation de ce type de structure.

Chapitre II

Étude des caractéristiques magnétiques et électriques à vide et en fonctionnement générateur

Points traités

- Caractéristiques à vide de la machine à bobinage global
- Influence de la définition de la courbe B-H sur le flux à vide
- Influence des paramètres géométriques et magnétiques sur le flux à vide
- Méthodes de détermination du courant de court-circuit
- Modèles permettant le calcul de la puissance en fonctionnement générateur

Introduction

Comme présenté dans l'état de l'art au Chapitre 1, une modélisation de machine peut s'effectuer grâce aux équations de Maxwell, par l'établissement de réseaux de ré reluctances ou bien encore par la méthode des éléments finis. L'avantage de la modélisation numérique par éléments finis est d'être générique. De plus, elle prend en compte les phénomènes non linéaires des matériaux. Son principal inconvénient est un temps de calcul important surtout en trois dimensions. Ce chapitre va reposer sur la modélisation éléments finis qui sera comparée à des mesures et à un modèle analytique de calcul de puissance. Le modèle EF-3D a été utilisé au chapitre précédent afin de mettre en évidence les phénomènes locaux présents dans la structure.

Dans une première partie, nous observerons l'impact de différents paramètres géométriques et de la définition des matériaux sur la valeur du flux à vide pour des machines à commutation de flux à double excitation. L'objectif principal sera d'utiliser des modèles éléments finis pour identifier l'impact des paramètres tels que l'induction rémanente des aimants ou bien la courbe B-H sur le flux à vide. Les modèles éléments finis utilisés dans ce chapitre sont comparés avec des mesures sur différents prototypes afin de les valider.

Dans un second temps, à partir de modèles et de mesures sur le prototype de machine à bobinage global, nous comparerons plusieurs méthodes de calcul du courant de court-circuit et de la puissance en fonctionnement génératrice. Cette comparaison sera faite entre des modèles éléments finis magnéto-statiques, des modèles magnéto-transitoires avec un couplage magnéto-électrique et enfin d'un modèle analytique. Le modèle analytique

repose sur le modèle Behn-Eschenburg de la machine synchrone. L'objectif étant d'obtenir le courant de court-circuit et la puissance comme au chapitre précédent mais sans avoir besoin d'effectuer des mesures sur prototype dans l'optique d'un futur dimensionnement de la structure pour un cahier des charges fixé.

1 Influence des paramètres géométriques et de la définition des matériaux sur le flux à vide pour des machines à commutation de flux à double excitation

Dans cette partie, nous allons étudier la modélisation par éléments finis de différentes machines synchrones à commutation de flux à double excitation.

Lors de la création d'un modèle, il peut y avoir une incertitude sur les propriétés des matériaux durs et doux. Cette incertitude entraîne des erreurs possibles dans les calculs par la méthode des éléments finis notamment aux niveaux des zones fortement saturées. L'objectif de cette partie est d'identifier les sources d'erreurs et leurs impacts sur la précision de nos modèles.

Nous allons utiliser la modélisation par éléments finis pour identifier plusieurs paramètres qui vont faire varier la valeur du flux à vide pour une structure de machine donnée : les singularités géométriques telles que les arrondis et chanfreins, l'épaisseur de la culasse, la définition de la courbe B-H des matériaux ferromagnétiques ainsi que la valeur du champ rémanent de l'aimant et enfin le facteur de foisonnement.

L'impact de ces paramètres sur le flux à vide sera étudié à partir de quatre machines à double excitation et commutation de flux différentes. Étant donnée la diversité des structures des machines existantes, les résultats présentés dans ce chapitre ne pourront pas être généralisés à toutes les machines électriques. Mais ces résultats ont été obtenus pour des machines où la saturation est importante et pourront être retenus dans le cadre d'un dimensionnement d'une machine à commutation de flux à double excitation, par exemple. Cette étude reposant sur des résultats obtenus à partir de modèles EF, ceux-ci ont tout d'abord été validés expérimentalement. Dans la mesure du possible nous comparerons tous nos résultats à des mesures faites sur des prototypes.

Pour chacun des paramètres étudiés, les résultats présentés sont obtenus avec les changements d'un seul paramètre. Ses autres paramètres ont pour valeur, la valeur permettant d'obtenir les résultats le plus proche des résultats obtenus par mesures. Par exemple, pour l'étude de l'impact de la courbe B-H, la valeur du champ rémanent de l'aimant est fixée à la valeur permettant d'obtenir les résultats cohérents avec les mesures.

1.1 Machines utilisées pour l'étude des paramètres influant la valeur du flux à vide

Pour cette étude, la majorité des résultats seront présentés pour la machine à bobinage global ainsi qu'une autre machine à bobinage cellulaire représentée à la Figure II.1. Cependant, chaque résultat, sauf mention contraire, a été mis en évidence pour toutes les

machines suivantes dont les caractéristiques sont résumées dans la Table II.1. L'objectif n'est pas de comparer les performances des différentes machines mais d'observer les effets mis en évidence pour des structures possédant des similitude mais différentes.

Machine	M1	M2	M3	BG
Diamètre extérieur (mm)	360	140	130	200
Entrefer (mm)	0.5	0.5	0.5	0.25
Nombre de dent au rotor	20	10	10	10
Nombre de dent au stator	24	12	12	12
Longueur de la machine (mm)	15	35	30	30
Induction rémanente des aimants	1 T	1.2 T	0.8 T	1.2 T

TABLE II.1: Caractéristiques principales des différentes structures étudiées par modélisation éléments finis

MSComFDE M1 La première machine étudiée dans cette partie est une machine synchrone à commutation de flux à double excitation dont l'excitation est cellulaire. Sa puissance en générateur sur pont de diodes est de 3 kW à 3000 tr/min pour une densité de courant de double excitation de 4.5 A/mm². Ses caractéristiques principales sont données à la Table II.1 et est représentée à la Figure II.1. Cette géométrie est particulière car la longueur active est faible par rapport au diamètre extérieur. Nous verrons l'impact de cette particularité dans la suite. Le stator et le rotor sont composés de tôles en F_eS_i et les aimants sont des N_dF_eB .

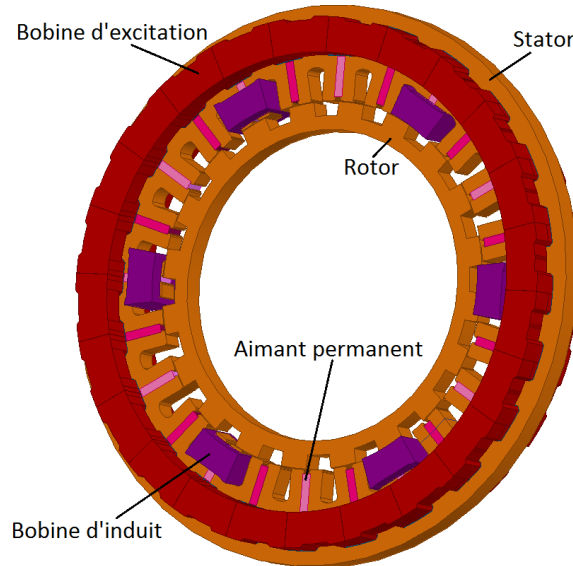


FIGURE II.1: MSComFDE M1

MSComFDE M2 La seconde machine est aussi une machine à commutation de flux à double excitation cellulaire qui est représentée à la Figure II.2. Comme la machine à

bobinage global, elle est constituée 10 dents au rotor et 12 pôles au stator. Contrairement aux autres machines étudiées le stator et le rotor sont en matériaux différents. Le rotor est composé de tôle de F_eS_i et le stator de tôle de F_eC_0 .

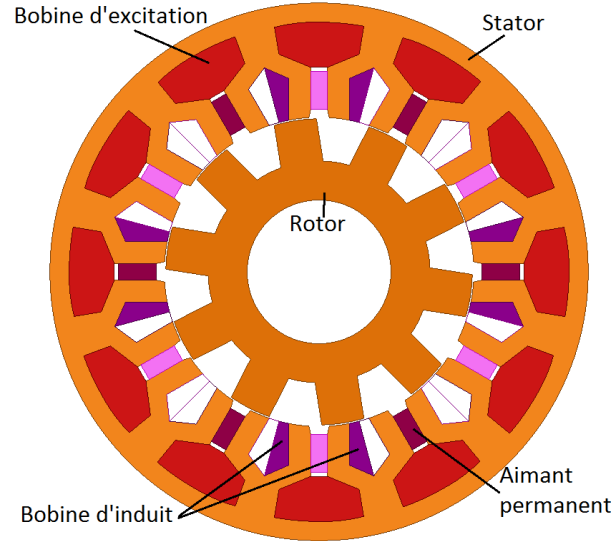


FIGURE II.2: MSComFDE M2

MSComFDE M3 La troisième machine étudiée est la machine présentée dans le brevet [16], elle est représentée à la Figure II.3. C'est une machine à commutation de flux double excitation cellulaire. Sa puissance sur un pont de diodes est de 2 kW à 6000 tr/min et un courant d'excitation de 10 A. Sa longueur active est identique à la machine à bobinage global et son diamètre extérieur de 130 mm est inférieur à celui des autres machines étudiées.

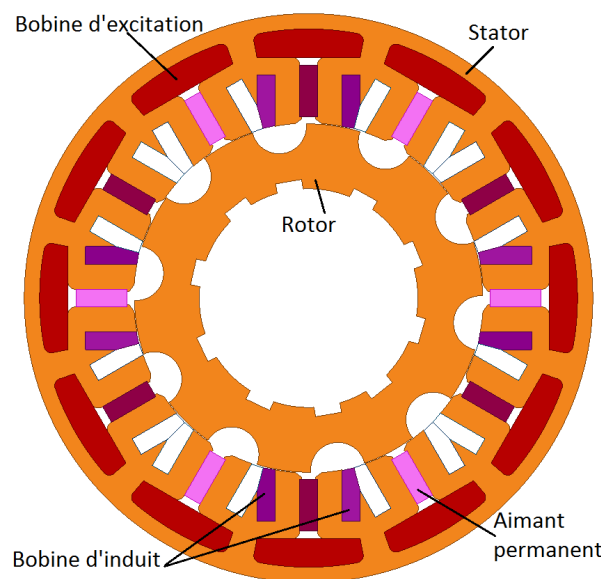


FIGURE II.3: MSComFDE 3

MSComFDE BG Enfin toutes les études présentées dans cette partie ont aussi été effectuées à partir du modèle éléments finis de la machine à bobinage global présentée dans le Chapitre 1.

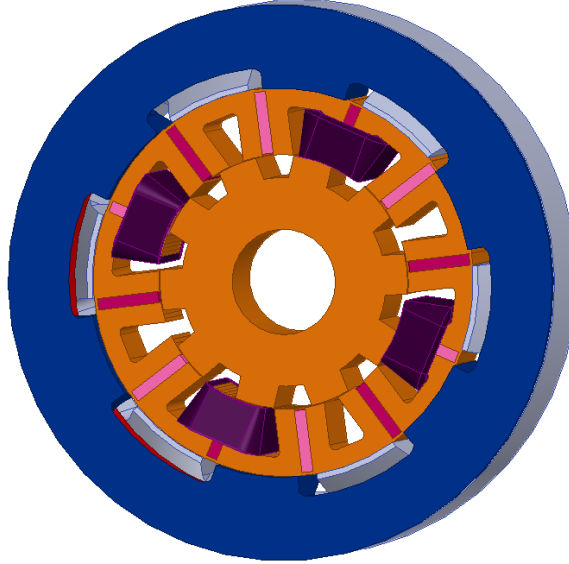


FIGURE II.4: MSComFDE BG

1.2 Modélisation éléments finis 2D et 3D

Les modèles présentés dans ce chapitre ont été effectués avec le logiciel éléments finis Maxwell ANSYS (v15.2).

Symétrie et maillage des modèles 2D et 3D Toutes les machines étudiées sont symétrique par rapport à leur axe. Afin de réduire le temps de calcul, tous les modèles ont été effectués pour des demi-machines.

Deux possibilités s'offrent à l'utilisateur du logiciel Maxwell lors de l'étape du maillage. La première solution est de laisser le logiciel choisir le maillage qui lui semble adapté. La seconde méthode est d'imposer un maillage dans certaines régions afin de contrôler le nombre de mailles. Nous avons choisi cette deuxième solution qui permet d'obtenir un meilleur compromis entre le temps de calcul et la précision du modèle et un contrôle plus aisé du maillage. Par exemple, pour la machine à bobinage global, le maillage a été affiné dans chacune des régions en tenant compte de leur taille (les culasses sont maillées moins finement que les aimants, par exemple). La Figure II.5 représente le maillage initial de la MsComFdeBG comparé au maillage final utilisé pour la modélisation EF-3D. De plus, on pourra noter que la géométrie des griffes rend difficile l'utilisation d'un maillage 2D extrudé, ce que notre logiciel ne permettrait pas mais d'autres logiciels de modélisation éléments finis le permettent.

Le rôle du maillage est très important dans la zone d'entrefer, nous avons donc rajouté pour chacun des modèles des lignes dans l'entrefer pour imposer des tailles de mailles au

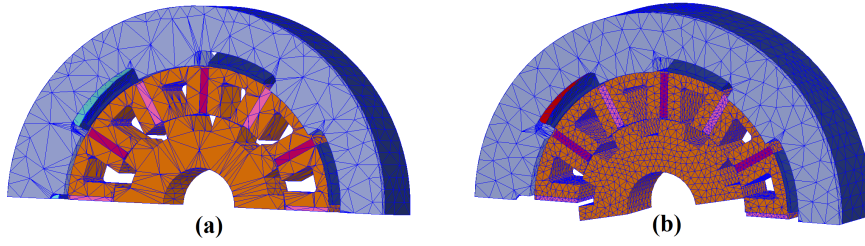


FIGURE II.5: MSComFDE BG : (a) maillage initial proposé par le logiciel (b) maillage final imposé pour la modélisation

plus égales à un tiers de la longueur d'entrefer. La Figure II.6 représente le maillage de l'entrefer de la MSComFDE 1.

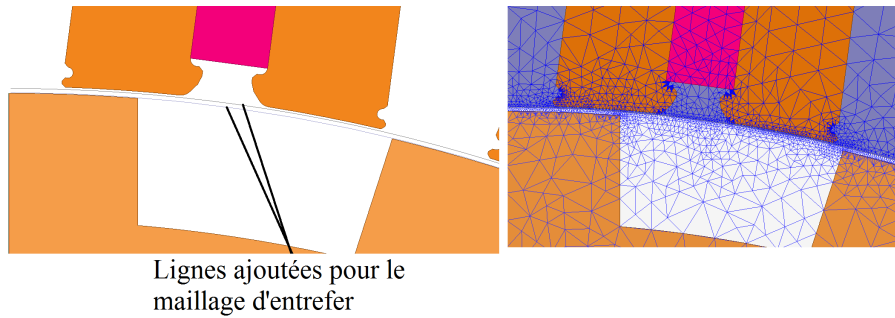


FIGURE II.6: MSComFDE M1 : maillage de l'entrefer

1.3 Influence des arrondis, des chanfreins et de l'épaisseur de cu-lasse sur la valeur du flux à vide

1.3.1 Comparaison du flux à vide pour deux géométries d'une machine, avec et sans chanfreins et arrondis

Dans [22], les auteurs ont montré l'influence des arrondis pour la structure à commutation de flux double excitation sur notamment le couple en optimisant la structure. Dans cette section, nous allons étudier l'influence des chanfreins et arrondis sur la valeur du flux à vide dans le cas de la machine à commutation de flux double excitation. Nous allons baser notre étude sur deux géométries différentes d'une même machine présentée précédemment, la MsComFde M1 (Figure II.1). La première géométrie correspond à la géométrie réelle de la machine et est représentée en bleu et trait plein à la Figure II.7. La seconde correspond à une version "simplifiée" de la géométrie de la machine MsComFde 1, sans les chanfreins et les arrondis. Elle est représentée en vert et pointillés à la Figure II.7.

Le flux maximal à vide dans une spire est calculé pour les deux géométries. Les résultats obtenus sont comparés à des mesures expérimentales sur prototype à la Figure II.8. La différence entre les deux résultats est importante en comparaison avec ce qui semble être une différence peu considérable entre les deux géométries. Par exemple, l'écart entre le flux à vide pour la géométrie 1 et celui pour la géométrie 2 est de 26% pour un courant de

double excitation nul. La géométrie 1 est celle qui fournit des résultats les plus proches des mesures ce qui est attendu car nous avons représenté la machine réelle. Nous pouvons alors noter que si l'ajout d'un arrondi pourrait être considéré comme un changement minime, il y a une réelle influence dans ce cas sur la section de passage du flux et sur les valeurs de flux à vide.

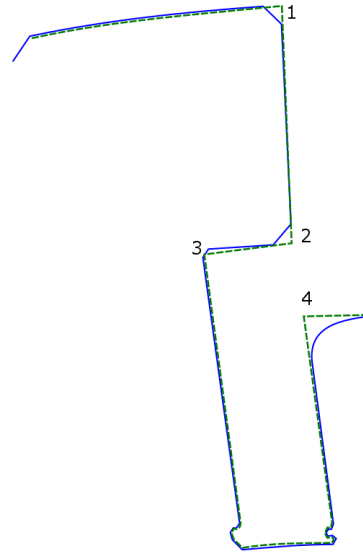


FIGURE II.7: Géométries étudiées pour la MsComFde1. Géométrie n° 1 : machine réelle et Géométrie n° 2 : Géométrie simplifiée

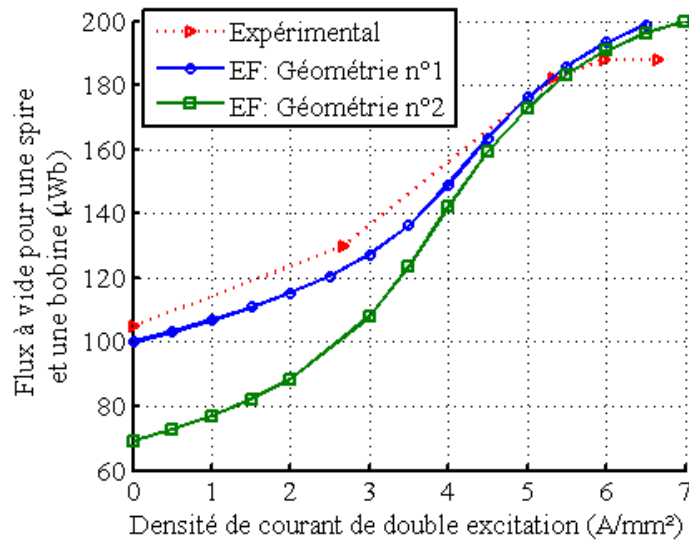


FIGURE II.8: Flux à vide en fonction du courant de double excitation, Comparaison des géométries. Géométrie n° 1 : machine réelle et Géométrie n° 2 : Géométrie simplifiée

Afin de comprendre où les changements de géométrie interviennent, une comparaison entre les valeurs d'induction magnétique pour un courant de double excitation nul est faite à la Figure II.10. De plus, la Figure II.9 représente les lignes de flux pour les deux

géométries proposées. La différence de flux dans la bobine s'explique par le nombre de ligne de flux dans le bas de la dent statorique. Pour la géométrie réelle il y a 13 lignes de flux tandis que, pour la même échelle, il y aura 10 lignes de flux pour la géométrie sans arrondis et chanfreins.

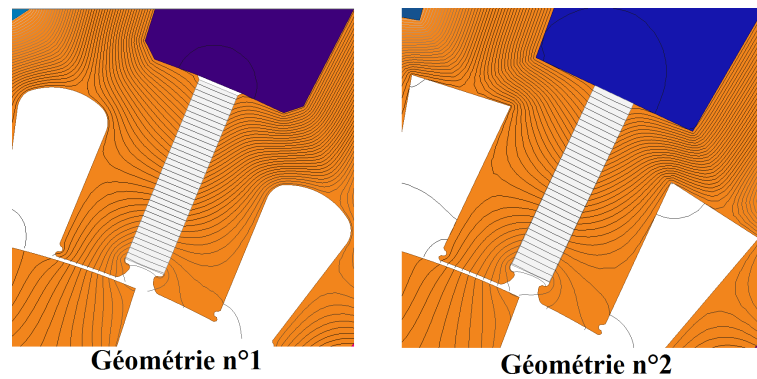


FIGURE II.9: Lignes de flux pour un courant de double excitation nul pour les deux géométries proposées. Géométrie n ° 1 : machine réelle et Géométrie n ° 2 : Géométrie simplifiée

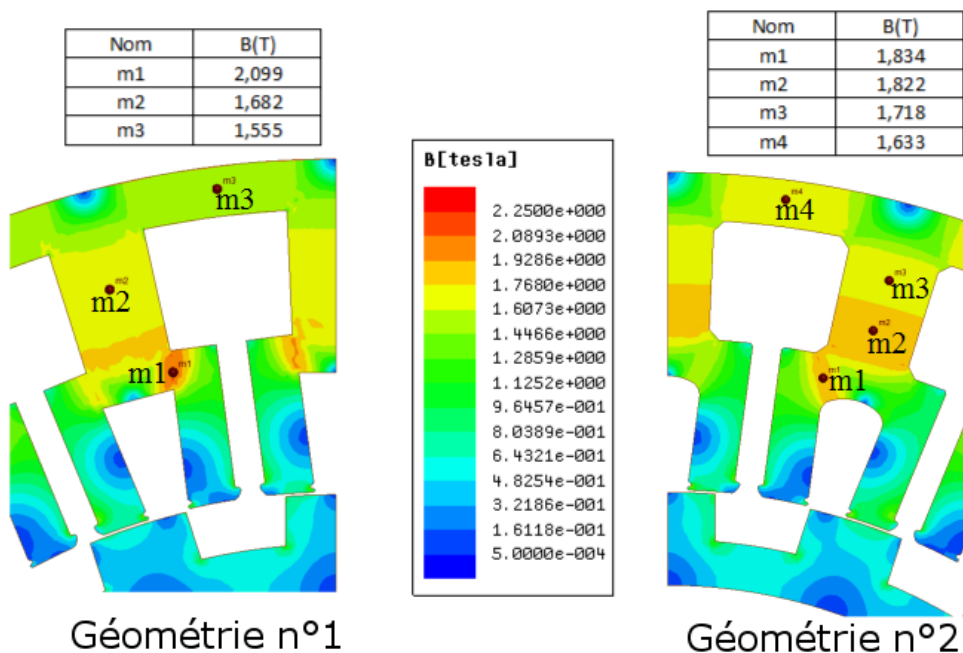


FIGURE II.10: Valeurs de l'induction pour un courant de double excitation nul pour les deux géométries proposées. Géométrie n ° 1 : machine réelle et Géométrie n ° 2 : Géométrie simplifiée

On observe que la saturation augmente pour la géométrie 2 en l'absence d'arrondi. Le flux en court-circuit dans la partie haute est plus important que pour la géométrie réelle. Pour un courant de double excitation plus important la saturation globale de la

machine diminue dans la partie "haute" de la machine et augmente dans le bas des dents statoriques, l'impact des arrondis et chanfreins s'atténue.

Dans le but d'identifier la contribution de chaque arrondis/chanfrein dans la valeur du flux, toutes les dimensions (1-4) (Figure II.7) ont été modifiées séparément ainsi que par deux. La conclusion est que toutes les dimensions ont une influence sur la valeur du flux à vide mais la combinaison 2-4 est celle qui apporte le plus de changement sur la valeur du flux. Cette différence d'impact s'explique par le fait que la combinaison 2-4 change le plus la valeur de la section de passage du flux.

Au vu de la différence de valeur de flux à vide, il semble donc important de prévoir lors de la modélisation par éléments finis, les chanfreins et arrondis et toutes les spécificités de géométrie dues à la fabrication des tôles, dans l'optique d'une modélisation fidèle des performances de la machine.

1.3.2 Influence de l'épaisseur de la culasse sur le flux à vide

Le second paramètre que nous avons étudié est l'épaisseur de la culasse. Pour ce faire, nous nous sommes intéressés spécifiquement à l'influence du rayon extérieur du stator en maintenant tous les autres paramètres constants. Nous avons étudié ce paramètre car pour les structures de notre étude une partie des lignes de flux sont en court-circuit dans la culasse, la saturation peut donc y être importante. Nous supposons donc que la section de ce court-circuit magnétique peut avoir une influence sur la valeur du flux à vide.

Une comparaison entre les valeurs de flux a été faite pour un rayon extérieur modifié de 0.1 mm et le rayon initial. En effet, la côte extérieure de la machine possède une tolérance de 0.1 mm due à l'utilisation de la presse lors de la fabrication. Il semble donc important d'identifier s'il y a un impact ou non de cette tolérance sur le flux à vide. La différence entre la valeur de flux pour la structure avec le rayon initial et celle pour la structure modifiée est négligeable. On peut donc conclure que le flux calculé pour un rayon extérieur donné ne sera pas différent de celui mesuré une fois la machine fabriquée (ou s'il est différent cela ne sera pas du à l'imprécision sur le rayon extérieur).

A la Figure II.11, nous présentons les valeurs de flux à vide pour différentes valeurs de rayon extérieur. Nous avons diminué et augmenté le rayon externe. La première différence notable est observée pour un rayon extérieur du stator modifié de 0.5 mm.

Un autre constat peut être fait à partir de la Figure II.11, l'épaisseur de la culasse a une influence uniquement pour les courants de double excitation inférieur à 3.5 A/mm². De plus, la plus grande différence est observée lorsqu'il n'y a pas de courant de double excitation. Ceci peut être expliqué par le fait que, sans courant de double excitation, les lignes de flux sont en court-circuits dans la culasse et sont redirigées vers le rotor lorsque le courant de double excitation augmente. La surface de culasse intervient donc essentiellement sans courant d'excitation. La différence entre les flux à vide pour un courant de double excitation nul est d'environ 2%.

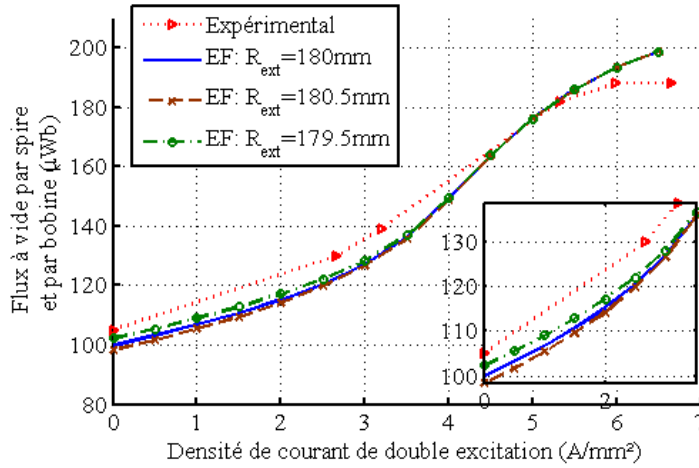


FIGURE II.11: Valeur du flux à vide pour plusieurs valeurs du rayon extérieur de la MsComFde M1

1.4 Influence de la définition de la courbe B-H sur la valeur du flux à vide

La simulation par éléments finis possède l'avantage de pouvoir tenir compte de la saturation des matériaux. Afin de prendre en compte la saturation d'un matériau, les différents logiciels d'éléments finis associent aux matériaux ferromagnétiques des courbes B-H qui peuvent être ajoutées par l'utilisateur. Deux solutions s'offrent alors aux utilisateurs. La première consiste à utiliser une courbe fournie par le constructeur des tôles ferromagnétiques. La valeur maximale de H mesurée dans les courbes fournies par les fabricants est aux alentours de 10 000 A/m ou 20 000 A/m puis les courbes sont extrapolées soit par l'utilisateur soit par le logiciel de modélisation par éléments finis. La seconde solution est, si possible, de mesurer soit même la courbe B-H du matériau utilisé. La valeur maximale de H mesurée dépend alors du matériel utilisé pour la mesure, un cadre d'Epstein [56] ou un perméamètre [57]. Le perméamètre permet des mesures à fort champ. De plus, la valeur maximale de H mesurée dépendra aussi de tout le matériel expérimental à disposition et en particulier du générateur.

Dans cette partie, nous allons étudier l'impact de la définition de la courbe B-H d'un matériau dans un modèle éléments finis sur le flux à vide calculé. A partir de deux courbes B-H du $F_e S_i$, nous allons identifier l'incidence de la valeur du champ magnétique minimal et maximal de la courbe B-H fournie sur la valeur du flux à vide calculée par éléments finis.

La courbe B-H des matériaux et son impact sur la modélisation éléments finis est présente dans la littérature de deux façons différentes. Tout d'abord, des études sont faites sur la modélisation et/ou l'identification de la courbe B-H afin de l'utiliser dans la modélisation des machines [58][59]. Dans ces articles, les auteurs s'intéressent à la préconception des machines et souhaitent connaître au mieux les courbes B-H ainsi que leurs modèles pour ensuite modéliser les machines. D'autres publications concernent le design de nouvelles machines[60][61]. Dans ces études, les auteurs comparent les performances de leurs

structures avec des matériaux différents, donc avec des courbes B-H différentes. Notre étude se trouve à cheval entre ces deux cas.

1.4.1 Courbes B-H utilisées dans l'étude

Pour étudier l'influence de la définition des courbes B-H avec le logiciel Maxwell, deux courbes du matériau F_eS_i ont été utilisées et elles sont représentées sans extrapolation à la Figure II.12.

La première, à laquelle on se réfèrera comme la courbe BH(1), correspond à une courbe obtenue par mesure avec un perméamètre au sein du laboratoire SATIE. Les mesures sont effectuées jusqu'à un H_{max} de 80 000 A/m et une extrapolation a été ajoutée jusqu'à 600 000 A/m. Les valeurs pour H inférieures à 200 A/m n'ont pas été retenues afin d'éviter des problèmes de convergences éventuels lors de la résolution du modèle.

La seconde, BH(2), correspond à une courbe fournie par le fabricant des tôles où les mesures ont été effectuées jusqu'à une valeur maximale H_{max} de 10 000 A/m. L'extrapolation n'étant pas fournie avec les courbes BH(2), elle sera effectuée par le logiciel d'éléments finis.

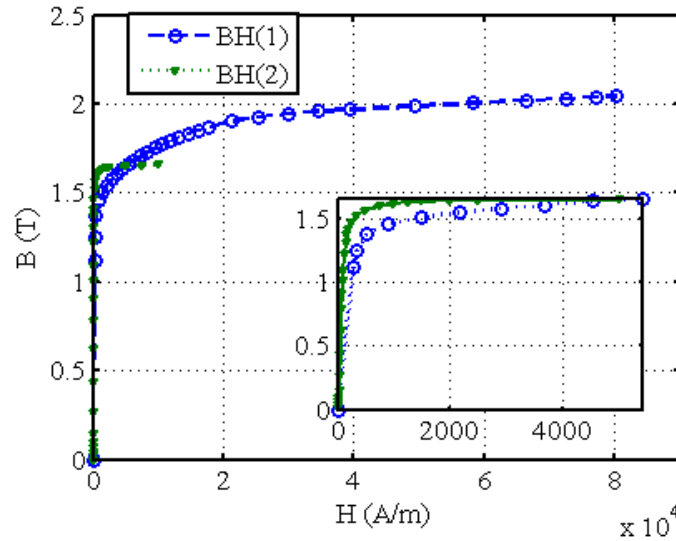


FIGURE II.12: Courbes B-H (F_eS_i) expérimentales utilisées pour la modélisation éléments finis, sans l'extrapolation

Les deux courbes B-H sont différentes car elles n'ont pas été mesurées pour les même H_{max} , mais nous pouvons aussi noter que malgré le fait que ce soit les mêmes tôles, les deux courbes sont différentes pour toutes les valeurs de H, nous allons donc mettre en évidence l'impact sur la valeur du flux à vide de ces différences.

1.4.2 Comparaison du flux à vide avec les deux courbes B-H non modifiées

La première étape de l'étude a consisté à comparer les valeurs de flux à vide en fonction du courant de double excitation pour les deux courbes B-H présentées précédemment. Les

résultats sont présentés pour les machines à bobinage global et pour la machine à bobinage cellulaire MsComFde M1 aux figures II.13 et II.14.

La courbe BH(1), qui correspond à une courbe obtenue par mesure avec un perméamètre, fournit de meilleurs résultats pour le calcul du flux à vide en comparaison aux mesures et ce pour les deux machines. Nous pouvons cependant constater que le flux à vide calculé par éléments finis pour la machine MsComFde M1 est plus éloigné des valeurs expérimentales que pour la machine à bobinage global. Cette différence peut s'expliquer par le fait que pour la MsComFde M1, le modèle est un modèle en deux dimensions qui ne prend pas en compte la lamination par exemple contrairement au modèle trois dimensions de la machine à bobinage global. Nous reviendrons sur la différence entre le modèle 3-D et 2-D dans la suite de notre étude.

Pour la machine à bobinage global, l'écart maximal entre les valeurs calculées et les valeurs mesurées du flux à vide pour la courbe BH(1) est de 2.5% alors qu'il est de 26% pour la courbe BH(2).

Ces résultats semblent montrer l'intérêt d'une caractérisation à fort champ des tôles magnétiques. Cependant les deux courbes B-H étant différentes pour toutes les valeurs de H, nous allons vérifier cette conclusion en effectuant des modifications sur les courbes BH(1) et BH(2) et le flux à vide sera calculé pour chacune des modifications.

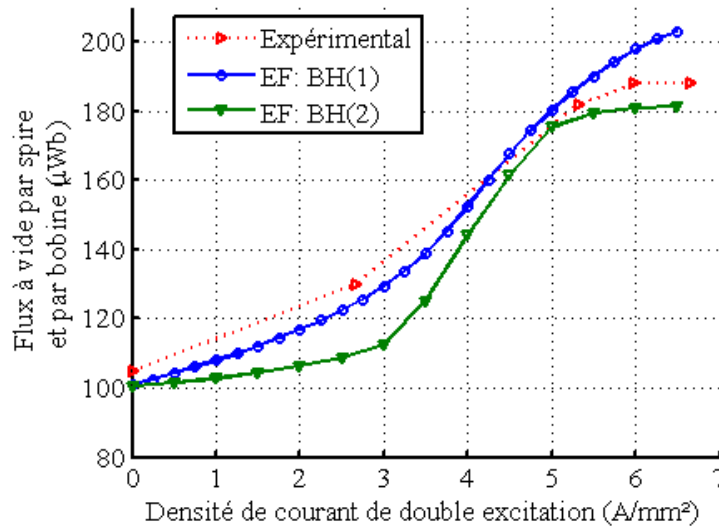


FIGURE II.13: Flux à vide maximal, comparaison des deux courbes B-H pour la machine MsComFde 1

1.4.3 Modification des courbes BH(1) et BH(2), détermination de la valeur du flux à vide

Importance des points pour un champ magnétique supérieur à 10 000 A/m

La courbe BH(1), qui permet d'obtenir un flux à vide se rapprochant des valeurs expérimentales, est définie pour des valeurs de H supérieures à 10 000 A/m. Afin d'observer l'influence des valeurs "hautes" de la courbe de B-H une modification de la courbe BH(2)

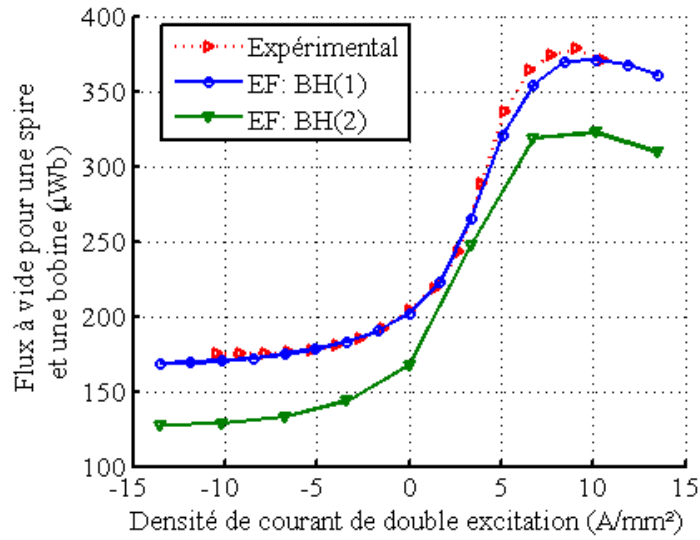


FIGURE II.14: Flux à vide en fonction de la densité de courant d'excitation pour deux courbes B-H pour la machine MsComFde BG

est effectuée. Les valeurs de BH(1) pour H supérieur à 10 000 A/m sont ajoutées à la courbe BH(2). La Figure II.15 représente la courbe BH(1) et BH(2) ainsi que la courbe modifiée. Les résultats obtenus pour le calcul du flux à vide avec les courbes originales et avec la courbe modifiée sont résumés par la Figure II.16.

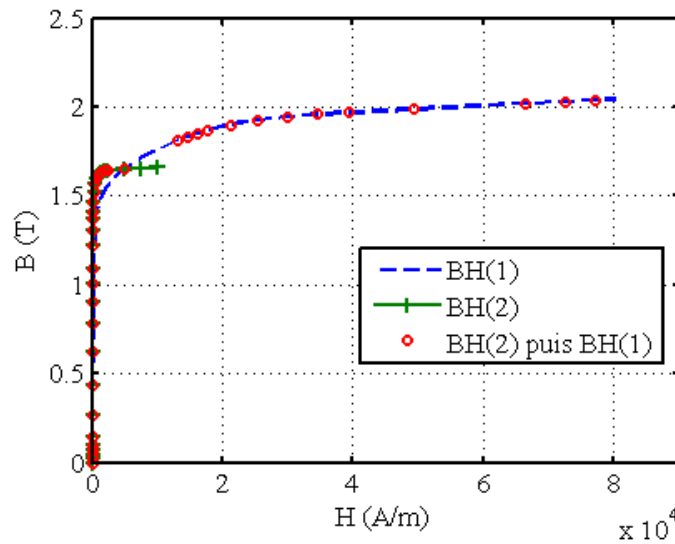


FIGURE II.15: Courbes BH utilisées le calcul du flux à vide, BH(1), BH(2) et une courbe identique à BH(2) pour $H \leq 10\,000$ A/m et avec les valeurs de BH(1) pour $H \geq 10\,000$ A/m

Les valeurs des flux à vide obtenues avec la courbe modifiée sont pratiquement identiques à celles obtenues avec la courbe BH(1), on peut donc en déduire que la partie mesurée pour champ magnétique supérieur à 10 000 A/m prédomine lors de la simulation par éléments finis d'une machine à forte saturation. La différence entre les courbes pour

les points à faible champ n'explique donc pas complètement la différence de résultat sur le calcul du flux à vide.

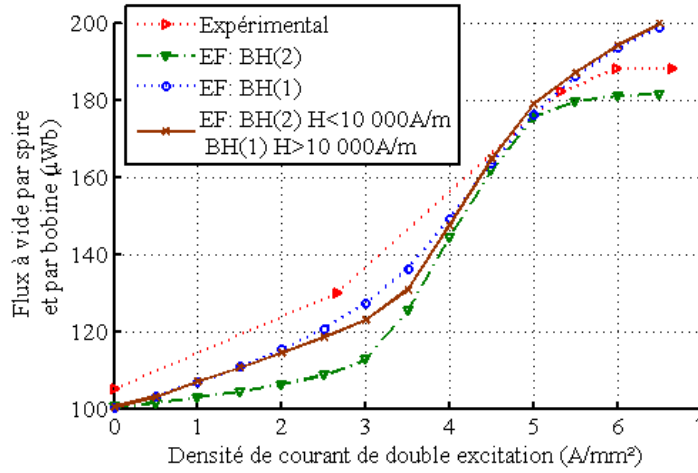


FIGURE II.16: Flux à vide maximal calculé avec la courbe BH2 modifiée avec les valeurs de BH(1) pour $H \geq 10\,000\text{ A/m}$

Importance des points pour un champ magnétique inférieur à 200 A/m Une autre différence notable entre les courbes BH(1), BH(2) est le nombre de points pour les valeurs de H faibles. Ainsi pour BH(1), les mesures ont été fournies pour un H_{min} de 287 A/m tandis que pour BH(2) les valeurs de B commencent pour un H_{min} de 10 A/m . Cette différence est due à la suppression des points pour H inférieur à 200 A/m afin d'éviter des éventuels problèmes de convergence dus à l'inflexion de la courbe B-H.

L'étude de l'intérêt des points pour un H inférieur à 200 A/m est importante car l'obtention de la courbe B-H est longue et donc coûteuse. Il est donc essentiel d'identifier les valeurs indispensables à mesurer et celles qui peuvent être superflues.

Les points pour des valeurs de $H \in]0, 200]\text{ A/m}$ sont donc supprimés à la courbes BH(2). Le point $[0, 0]$ est par défaut obligatoire lors de la définition de la courbe BH dans le logiciel de calcul. A la Figure II.17, nous pouvons constater que les valeurs du flux à vide sont identiques à celles obtenues avec la courbe BH(2) pour la machine à bobinage cellulaire MsComFde M1. Les valeurs pour un champ magnétique faible ne semblent donc pas influencer les calculs.

Il est cependant possible de penser que l'influence de l'aimant prédomine et cache les effets lors de ce changement de courbe B-H. Afin de s'assurer de la non-interaction de l'aimant dans notre conclusion, la même démarche est effectuée sans les aimants permanents.

Les résultats présentés à la Figure II.18 montrent qu'il n'y a pas de changement dans la valeur du flux à vide maximal dans le cas où les aimants sont retirés. Il n'est donc pas nécessaire d'effectuer des mesures de l'induction pour un champ magnétique inférieur à 200 A/m ce qui permet de gagner du temps de mesure.

Le flux à vide a été calculé en supprimant les valeurs de la courbe BH(1) pour des valeurs de champ magnétiques faibles. Nous avons pu noter que pour avoir un modèle

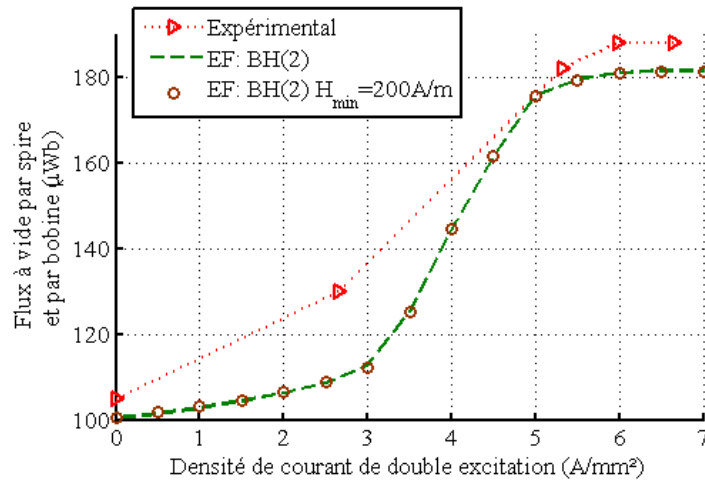


FIGURE II.17: Flux à vide maximal calculé avec la courbe BH2 modifiée avec les valeurs pour $H \leq 200 A/m$ supprimées

fidèle à la réalité il était nécessaire de fournir la courbe B-H à partir de la valeur minimale de champ magnétique égale à 500 A/m.

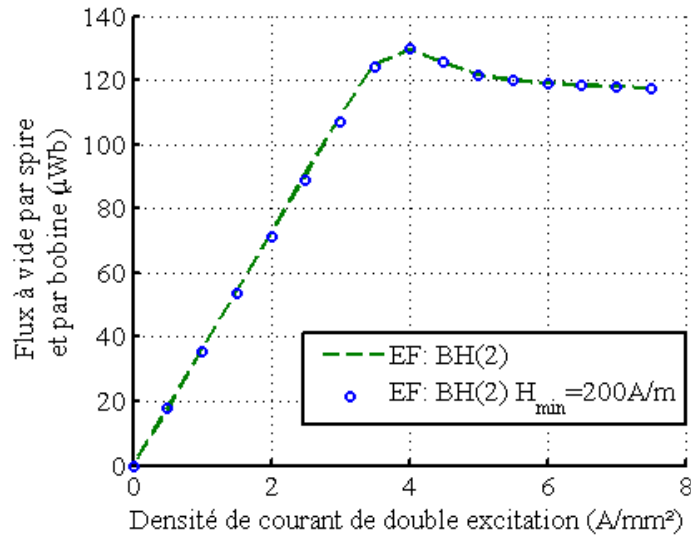


FIGURE II.18: Flux à vide maximal calculé sans aimant avec la courbe BH2 modifiée avec les valeurs pour $H \leq 200 A/m$ supprimées

Influence de la valeur H_{max} La courbe BH(1) permet d'obtenir une meilleure estimation du flux à vide grâce à sa définition pour des valeurs de champ magnétique plus élevées. Afin de trouver le minimum nécessaire pour H_{max} , des simulations sont effectuées avec la courbe BH(1) dont des valeurs sont supprimées pour des H supérieurs à 40 000 A/m puis H supérieur à 30 000 A/m et en continuant de diminuer cette valeur pour voir l'influence de cette valeur sur le flux à vide.

De plus, il est possible que pour une autre application, les valeurs des champs magnétiques et le courant de double excitation soient plus élevées. Afin de prendre en compte

cette possibilité, l'influence de la valeur de H_{max} est observée avec des courants de double excitation importants.

Les résultats obtenus avec le modèle éléments finis de la MsComFde M1 sont résumés à la Figure II.19, on peut noter que si l'on souhaite obtenir une simulation par éléments finis la plus précise possible, il est nécessaire de connaître la courbe B-H avec un H_{max} minimal de 30 000 A/m, notamment dans le cas de fort courant.

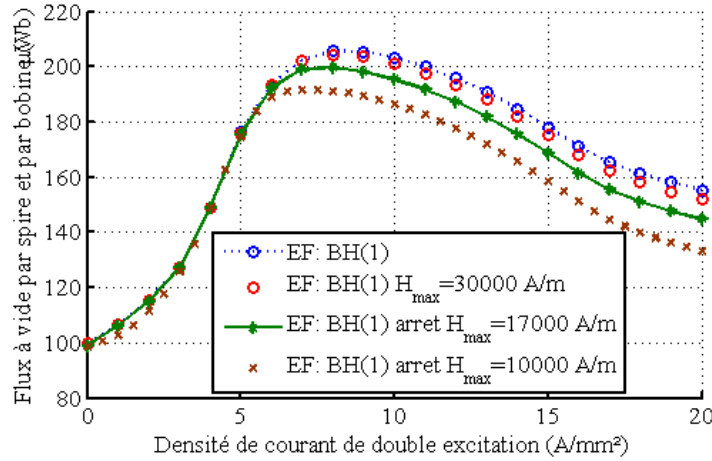


FIGURE II.19: Flux à vide maximal calculé avec la courbe BH1 avec la valeur maximale de H modifiée

1.4.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons étudié la modélisation éléments finis comme outil pour identifier des paramètres influents sur le flux à vide. Nous avons pu constater l'importance d'une définition précise du modèle pour obtenir des résultats cohérents avec la réalité. De cette étude on peut aussi conclure que si l'on souhaite obtenir un modèle éléments finis précis d'une machine à forte saturation il est nécessaire de connaître parfaitement sa géométrie ainsi que précisément la courbe B-H des matériaux utilisés. Pour les machines étudiées, la courbe B-H minimale requise devra être fournie pour un champ magnétique allant de 500 A/m à 30 000 A/m. Bien entendu, dans le cas d'une machine où la saturation serait moins importante cette conclusion pourrait être différente.

L'écart entre la valeur du flux à vide calculée avec deux courbes BH entraîne aussi une différence de valeur du couple et de la puissance débitée. En effet, comme présenté au chapitre précédent le couple moyen dépend de la valeur maximale du flux à vide. Une sous-estimation de la valeur du flux à vide comme dans le cas de l'utilisation de la courbe BH(2) aura pour conséquence une sous-estimation du couple moyen que pourra fournir une structure. De même, nous montrerons dans la suite que la puissance en générateur débitant sur un pont de diodes est fonction du flux à vide. Une erreur sur l'estimation du flux à vide maximal d'une structure et donc sur la puissance maximale disponible sera alors préjudiciable lors d'une procédure d'optimisation par exemple, d'où l'importance de la connaissance fine des courbes B-H des différents matériaux présents.

1.5 Influence de la valeur B_r , détermination expérimentale

Dans cette section, nous allons nous intéresser à la définition d'un autre paramètre de la machine, le champ rémanent de l'aimant. Pour la définition des aimants, deux caractéristiques sont imposées lors de la création du modèle, la valeur de l'induction de rémanence B_r et le champ coercitif H_c . Ici, nous allons uniquement étudier l'impact de la valeur de B_r .

Afin de mettre en évidence l'impact de la valeur du champ rémanent sur le flux à vide trois modèles EF-3-D avec trois valeurs différentes de B_r ont été comparés pour la machine à bobinage global, $B_r = [1.1; 1.2; 1.3]$ T.

A la Figure II.20, l'influence du B_r sur le flux à vide en fonction du courant de double excitation est mis en évidence dans la machine à bobinage global. L'impact de la valeur de B_r est plus important à faible courant d'excitation et à courant d'excitation nul. En effet, plus le courant augmente plus l'effet du flux créé par la bobine d'excitation est prépondérant sur celui de l'aimant, l'impact de la valeur de l'induction rémanente est "gommée".

Dans l'optique d'un dimensionnement de la machine à bobinage global pour un cahier des charges fixé, il pourrait être intéressant de comparer plusieurs types d'aimants. En effet, un aimant ayant un champ rémanent de 1.1T permet d'obtenir un flux maximal identique à celui possédant un champ rémanent de 1.3T et avec une plus grande excursion de flux. Il est donc possible qu'avec des aimants à plus bas coût les performances soient plus intéressantes quant à l'excursion de flux pour un couple maximal et une puissance maximale donnés.

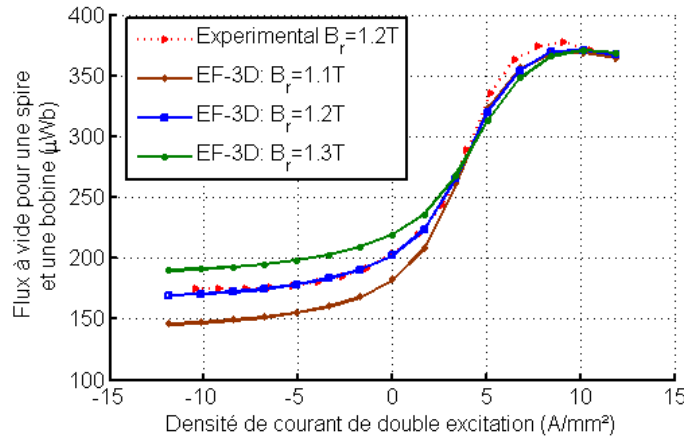


FIGURE II.20: MsComFdeBG : Flux à vide en fonction de la valeur de B_r et de la densité de courant d'excitation

Mesure de l'induction rémanente de l'aimant pour la machine à bobinage global Afin de confirmer la valeur du B_r fournie par le fabricant, nous avons souhaité déterminer cette valeur expérimentalement. La procédure effectuée est la suivante : un aimant identique à ceux présents dans la machine à bobinage global est inséré dans un circuit magnétique torique. Le champ magnétique dans l'entrefer est mesuré grâce à une

sonde à effet Hall. La valeur de B_r a été déduite du champ magnétique dans l'entrefer et nous avons pu vérifier que $B_r = 1.20T$. Cette valeur est aussi celle qui permet d'obtenir une corrélation entre l'expérimental et la modélisation. Pour les prochaines études, sauf mention contraire, la valeur de B_r sera de $1.20T$ pour la machine à bobinage global.

Influence de l'aimant permanent sur la valeur du flux à vide Un des critères de dimensionnement d'une structure est l'excursion du flux. Afin d'observer l'influence du type d'aimantation sur cette excursion avec une structure donnée, trois configurations de la même machine à bobinage global ont été comparées. La première correspond au modèle EF-3D représentant le prototype déjà construit possédant des aimants N_dF_eB . Comme ce modèle a été validé expérimentalement, il est réutilisé en changeant les aimants par des ferrites (seconde configuration) puis en supprimant les aimants (troisième configuration). Les flux à vide sont calculés pour les trois configurations et représentés à la Figure II.21.

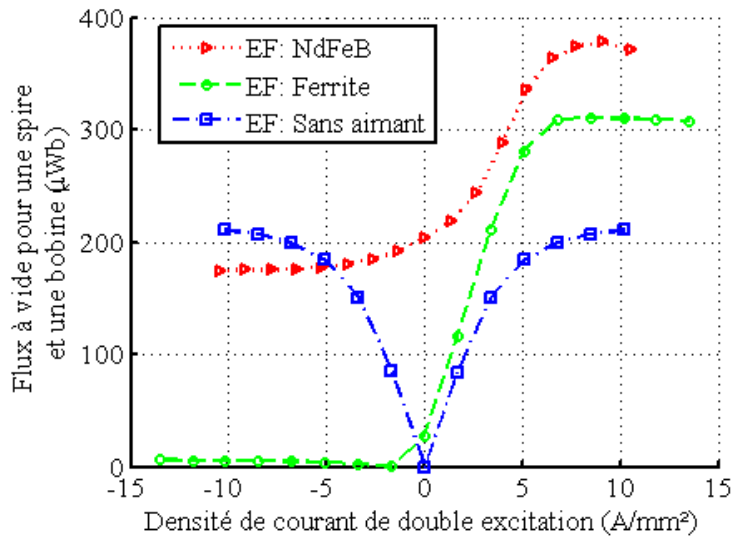


FIGURE II.21: EF-3D : Flux à vide en fonction de la densité de courant de double excitation pour trois configurations d'aimants permanents

On peut conclure de cette étude que les aimants ferrites permettent une plus grande excursion de flux par rapport aux N_dF_eB . A courant d'excitation nul, le flux créé est plus faible car le champ rémanent des ferrites est inférieur à celui des aimants N_dF_eB . A courant élevé, le flux créé par l'aimant est négligeable face au flux créé par la bobine d'excitation, ce qui permet d'obtenir un flux maximal important même s'il reste inférieur à celui avec les N_dF_eB .

L'avantage de la configuration avec les N_dF_eB est de posséder un flux à courant nul plus élevé (donc sans avoir à fournir d'énergie) que la configuration avec les ferrites.

La simulation sans aimants permet de visualiser l'apport de la double excitation. Malgré la partie en court-circuit du flux à faible excitation et la prépondérance de la bobine à fort courant, les aimants permettent d'obtenir une valeur de flux plus élevée quelque soit la valeur du courant d'excitation positif. Bien entendu, la structure n'étant pas optimisée en fonction du type d'aimants, il n'est pas possible de généraliser ces résultats. Nous

verrons dans le chapitre 4 une comparaison entre les deux configurations (N_dF_eB et ferrite) pour des structures optimisées pour une excursion de flux maximale à puissance constante.

1.6 Ajout de la lamination dans le modèle 3-D

L'un des avantages de la modélisation EF en 3-D est de pouvoir prendre aussi en compte le coefficient de lamination. Pour cette étude, seule la machine à bobinage global a été utilisée car sa structure nécessite une modélisation en trois dimensions. Le coefficient de lamination définit la proportion de fer par rapport à l'isolant. La Figure II.22 représente une coupe simplifiée d'un paquet de tôle. Ce coefficient permet de prendre en compte la section utile par rapport à la longueur de fer.

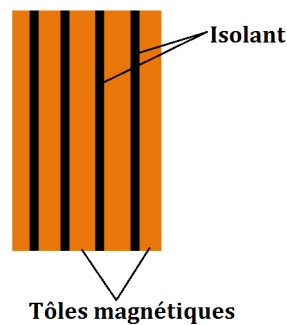


FIGURE II.22: Coupe d'un paquet de tôles magnétiques avec leurs isolants (idéal)

On admet généralement des coefficients de lamination de l'ordre de 97%, ce sera la valeur qui sera retenue pour le modèle éléments finis. A la Figure II.23, on observe l'influence de ce paramètre sur la précision du modèle. Comme attendu, la prise en compte de la lamination permet de mieux refléter la réalité. Avec l'ajout d'un isolant, le flux à vide diminue par rapport au flux obtenu dans le cas d'une machine idéale composée uniquement de fer. Cette différence s'explique par le changement de perméabilité du matériau avec l'ajout d'un isolant. L'inconvénient de l'utilisation d'un code éléments finis commercial est l'opacité du code, il n'est pas possible de connaître l'influence précise du coefficient de foisonnement sur la perméabilité.

2 Détermination du courant de court-circuit, comparaison de deux méthodes de calcul par EF-3D

Avec le flux à vide, le courant de court-circuit est une deuxième caractéristique intrinsèque à la machine. Dans le chapitre précédent, nous avons mesuré le courant de court-circuit de la machine à bobinage global. L'objectif est de pouvoir déterminer les caractéristiques d'une nouvelle structure sans avoir à fabriquer un prototype.

La détermination du courant de court-circuit permet de prédire la puissance maximale potentielle de la structure en mode génératrice débitant sur un pont de diodes. Le modèle permettant de déterminer la puissance à partir du courant de court-circuit sera

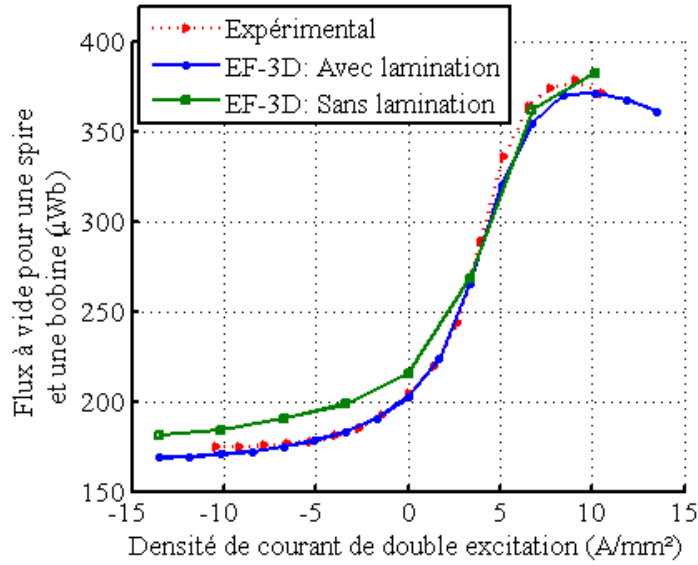


FIGURE II.23: Flux à vide en fonction de la densité du courant de double excitation, influence du coefficient de foisonnement

exposé dans la section suivante. Dans cette partie, nous allons comparer deux méthodes permettant la détermination du courant de court-circuit à partir d'un modèle éléments finis.

Pour les mesures qui permettront une comparaison avec les résultats des modèles, le banc expérimental utilisé est identique à celui représenté à la Figure I.10 avec les bobines d'induit en court-circuit.

2.1 Première méthode de calcul du courant de court-circuit : méthode de couplage du modèle éléments finis et modèle électrique

La première méthode consiste à coupler le modèle éléments finis magnéto-transitoire à un modèle circuit. Le logiciel éléments finis utilisé permet de définir les bobines de l'induit dans le modèle magnétodynamique et de les "extraire" dans un modèle circuit où elles seront mises en court-circuit. À partir du modèle magnétique, le flux et la tension dans les bobines sont calculés et les informations sont envoyées au modèle circuit. Le modèle électrique permet alors de calculer le courant dans les bobines en court-circuit en fonction de la position et du courant d'excitation.

2.2 Seconde méthode de calcul du courant de court-circuit : méthode itérative

La seconde méthode utilise le modèle éléments finis statique de la machine et s'appuie sur une des définitions du courant de court-circuit. En effet, nous pouvons aussi définir le courant de court-circuit comme étant le courant permettant d'annuler le flux d'induit.

Afin de le déterminer, la première étape consiste à identifier l'axe d, l'axe de la machine

où le flux est maximal. La machine est alors fixée sur cet axe et trois courants sinusoïdaux en opposition de phase avec le flux à vide sont injectés dans les bobines d'induit. Le maximum du flux dans chaque bobine est alors calculé et comparé à zéro. Tant que l'amplitude du flux calculé n'est pas nulle l'amplitude des trois courants d'induit est augmentée.

La Figure II.24 résume la seconde méthode employée pour la détermination du courant de court-circuit.

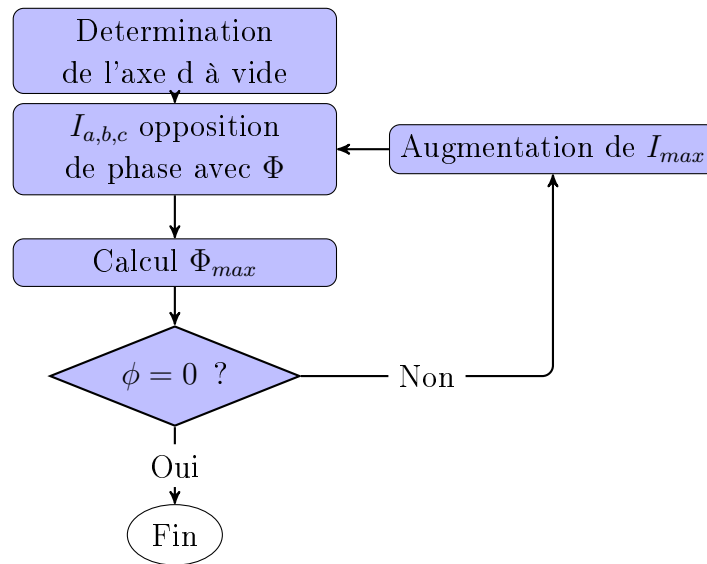


FIGURE II.24: Organigramme décrivant la méthode de détermination du courant de court-circuit

Il est important de noter que pour cette méthode, nous supposons que le courant de court-circuit est purement sinusoïdal. Comme nous le verrons dans la suite, le courant peut en effet contenir des harmoniques qui sont ici négligées.

2.3 Comparaison des méthodes permettant de déterminer le courant de court-circuit

Les courants de court-circuit obtenus par les deux méthodes et les résultats des mesures sont représentés à la Figure II.25.

La différence entre les résultats obtenus par les deux méthodes s'explique par le fait que pour la seconde méthode seul le maximum du flux est calculé puis annulé. Le courant injecté est purement sinusoïdal, contrairement à la méthode de couplage qui permet de prendre en compte toutes les harmoniques du flux. La Figure II.26 représente le courant de court-circuit mesuré pour un courant de double excitation nul. Afin de mettre en évidence la présence d'harmoniques cette courbe est comparée au fondamental du signal. Pour un courant d'excitation nul, le courant de court-circuit peut être considéré comme sinusoïdal, ce qui explique les bons résultats avec le calcul itératif. Par contre, lorsque le courant d'excitation augmente, comme présenté à la Figure II.27, le courant de court-circuit ne peut plus être considéré comme sinusoïdal, la méthode itérative sous-estime

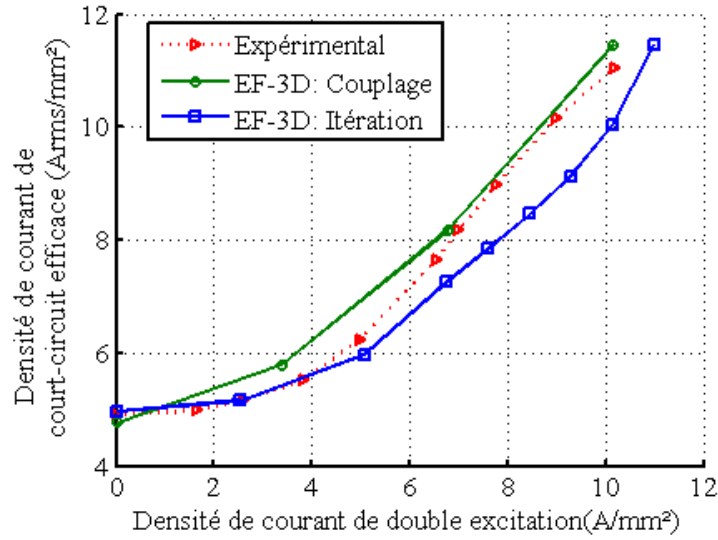


FIGURE II.25: Valeur efficace de la densité de courant de court-circuit en fonction de la densité de courant d'excitation, comparaison mesures et simulation EF-3D

alors la densité de courant de court-circuit.

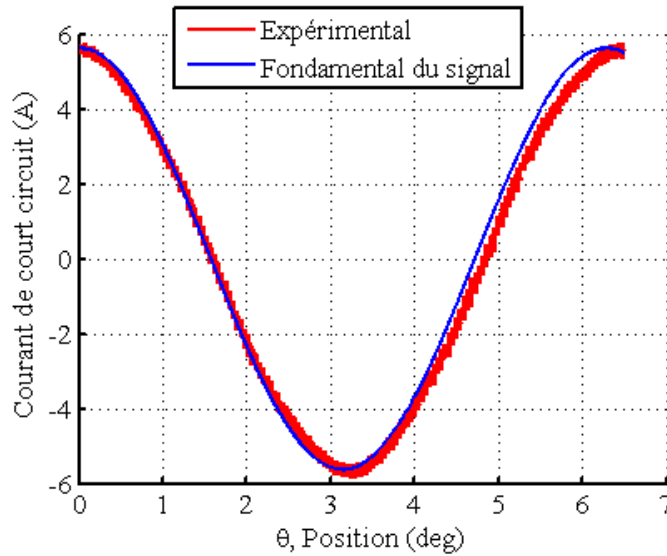


FIGURE II.26: Mesures : Courant de court-circuit mesuré sans courant de double excitation, comparaison avec le fondamental du signal

Le principal avantage de la méthode par couplage réside dans la détermination du courant de court-circuit instantanée. En effet, si la méthode itérative permet de calculer la valeur efficace du courant de court-circuit, la première méthode permet d'obtenir la valeur efficace ainsi que l'allure du courant.

La deuxième différence notable entre les deux méthodes est le temps de calcul. Pour une position et une densité de courant de court-circuit le temps de calcul du modèle dynamique couplé au modèle circuit sera de 7 min. Il est cependant nécessaire de faire deux points de calcul pour éviter une erreur due à un régime transitoire de calcul. Ce

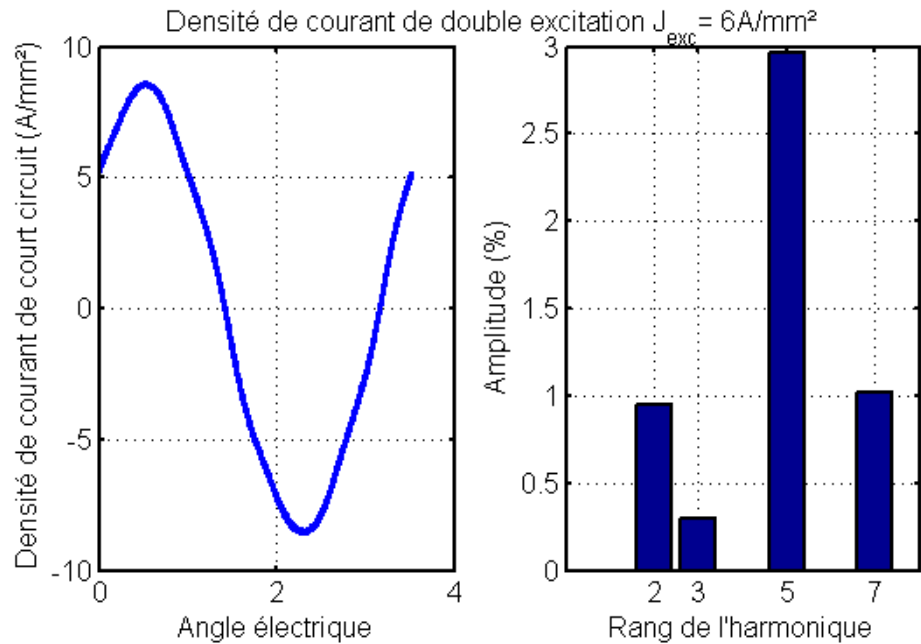


FIGURE II.27: Mesures : (a) Courant de court-circuit mesuré pour $J_{exc}=6$ A/mm² (b) Harmoniques présentes dans le courant de court-circuit, comparaison de leurs amplitudes par rapport à l'amplitude du fondamental

temps de calcul permet uniquement d'obtenir la valeur maximale du courant de court-circuit. Si l'on souhaite avoir la valeur de l'amplitude du fondamental, il sera nécessaire de faire les calculs pour une période de courant ce qui augmentera considérablement le temps total. Pour la méthode itérative, qui permet d'obtenir la valeur maximale du courant de court-circuit, un point de calcul s'effectue en 5 min mais il est nécessaire de faire plusieurs itérations pour obtenir le résultat final.

Méthode calcul	Temps de calcul	Erreur maximale
Couplage EF	14 min	9%
Itération	5 min/itération (min 5 itérations)	12%

En conclusion, si l'objectif de l'étude est une détermination de l'amplitude maximale du courant de court-circuit la méthode du couplage magnétique électrique permet une meilleure précision et un temps de calcul plus faible que la méthode par itération. Cependant, le temps de calcul de la méthode par itération pourrait être réduit en utilisant la dichotomie et pourra être utilisé dans le cas d'un logiciel ne permettant pas le couplage magnétique-électrique. Si l'objectif de l'étude est une détermination de l'allure du courant de court-circuit notamment pour déterminer les harmoniques présents, seule la méthode de couplage magnétique-électrique le permet, mais les temps de calcul seront importants.

3 Fonctionnement en génératrice, détermination de la puissance débitée par la machine par deux méthodes distinctes

Dans cette partie, nous allons étudier la machine en mode génératrice. Comme pour le chapitre 2, nous allons considérer un montage avec un pont de diodes débitant sur une source de tension constante. Les mesures présentées dans cette partie sont effectuées sur le banc expérimental représenté à la Figure I.41. Dans les parties précédentes, il a été souligné qu'il était possible, à partir des valeurs du flux à vide et du courant de court-circuit, de déterminer la puissance en sortie d'un pont de diodes en fonction de la vitesse de la machine et du courant d'excitation. Dans cette section, nous allons présenter un modèle analytique permettant d'obtenir la valeur maximale de la puissance en sortie. Les résultats obtenus seront comparés aux mesures effectuées à partir du prototype ainsi qu'à une autre modélisation utilisant le couplage modèles magnétodynamique et circuit électrique comme pour le courant de court-circuit.

3.1 Modèle analytique, obtention de la puissance à partir du courant de court-circuit et du flux à vide

Nous allons établir un modèle analytique permettant de déterminer la puissance en fonction de la vitesse à partir des paramètres de la machine calculés et/ou mesurés précédemment (le flux à vide et l'inductance cyclique). Ce modèle repose sur le modèle Behn-Eschenburg de la machine synchrone à pôles lisses et non saturée. L'hypothèse de machine à pôles lisses a été démontrée au chapitre précédent. L'hypothèse de non saturation paraît a priori erronée, nous verrons que cette hypothèse n'a pas d'impact sur le résultat final. L'article [62] présente lui aussi un modèle de la puissance en génératrice pour les machines à double excitation débitant sur un pont de diodes mais reliée à une charge. Dans sa thèse [40], L. Albert propose un modèle semblable à celui que nous allons développer mais pour une machine à griffes qui ne possède pas d'aimants permanents.

3.1.1 Détermination du modèle analytique

La machine est couplée à un pont de diodes débitant sur une source de tension comme représenté à la Figure II.28. Le courant dans une bobine d'induit est supposé alternatif et peut être décomposé en série de Fourier :

$$i_a(t) = I \sin(\omega t) + \sum_{n=1}^{+\infty} I_n \sin(n\omega t) \quad (\text{II.1})$$

Le redresseur fonctionne en mode de conduction triphasée, chaque diode est passante sur une demi période. Les états des diodes sont dépendants du signe du courant dans les bobines.

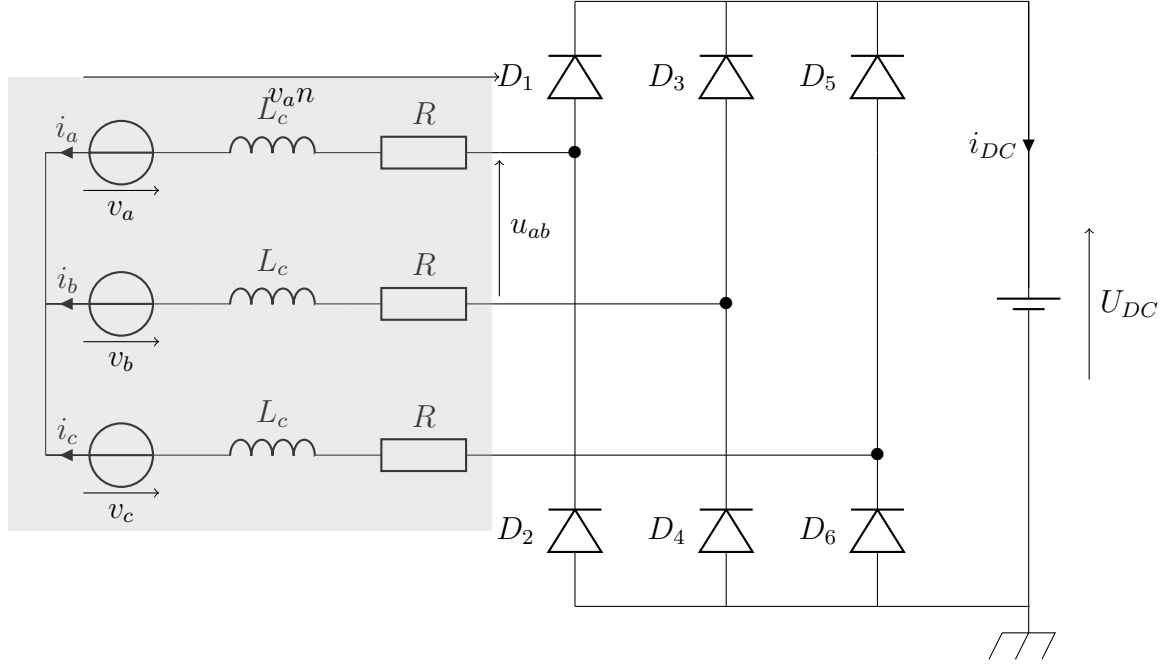


FIGURE II.28: Schéma de principe de la machine à commutation de flux double excitation à bobinage global reliée à un pont de diodes débitant sur une source de tension

On supposera dans la suite que l'amplitude du courant ainsi que son allure sont données par le fondamental du courant.

$$i_a(t) \simeq I \sin(\omega t) \quad (\text{II.2})$$

Les courants dans les bobines b et c sont identiques au courant i_a mais décalés respectivement de $\frac{2\pi}{3}$ et $-\frac{2\pi}{3}$. La Figure II.29 représente la tension simple et le courant mesurés aux niveau d'une bobine d'induit lorsque la machine est couplée à un pont de diodes et une source de tension continue.

De plus, les tensions simples peuvent aussi se décomposer en série de Fourier :

$$v_{AN}(t) = \sum_{k=1}^{+\infty} V_{2k-1} \sin((2k-1)\omega t) \quad (\text{II.3})$$

De même, on supposera que l'amplitude et l'allure des tensions simples sont uniquement dues au fondamental de la tension.

$$v_{AN}(t) = \frac{2U_{DC}}{\pi} \sin(\omega t) \quad (\text{II.4})$$

D'après le Chapitre 2, nous pouvons supposer que les FEM de l'alternateur sont sinusoïdales donc de la forme :

$$e(t) = \Phi_0 \omega \sin(\omega t + \delta) \quad (\text{II.5})$$

avec Φ_0 qui représente le flux total dans une phase et δ la différence de phase entre e et v .

A partir du schéma monophasé équivalent de la machine, l'équation aux tensions est définie par :

$$e(t) - Ri(t) - L_c \frac{di(t)}{dt} - v(t) = 0 \quad (\text{II.6})$$

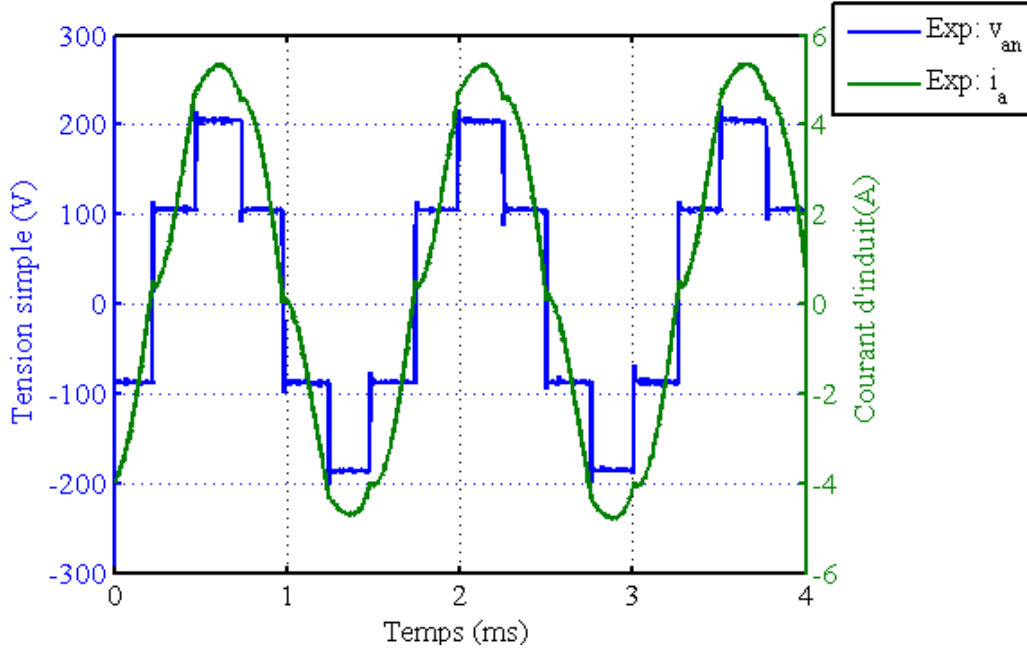


FIGURE II.29: Expérimental : Tension et courant aux bornes d'une bobine d'induit ($U_{DC}=300V$)

avec R la résistance d'induit et L_c l'inductance cyclique d'induit. En remplaçant dans l'équation précédente les tensions et les courants par la valeur de leur premier harmonique et en utilisant les phaseurs complexes (le courant et la tension sont en phases), on trouve :

$$\Phi_0 \omega \exp(j\delta) - (R + jL_c \omega)I - \frac{2U_{DC}}{\pi} = 0 \quad (II.7)$$

d'où en décomposant l'équation précédente :

$$\Phi_0 \omega \cos(\delta) - RI - \frac{2U_{DC}}{\pi} = 0 \quad (II.8)$$

$$\Phi_0 \omega \sin(\delta) - L_c \omega I = 0 \quad (II.9)$$

Lorsque ce système d'équation est résolu le courant dans la partie DC est alors égal à (avec I le courant maximal) :

$$I_{DC} = \frac{3}{\pi} I \quad (II.10)$$

avec

$$I = \frac{\Phi_0 \omega}{\sqrt{R^2 + (L_c \omega)^2}} \left(\sqrt{1 - \left(\frac{2U_{DC}}{\pi \Phi_0 \omega} \right)^2} \frac{L_c \omega}{\sqrt{R^2 + (L_c \omega)^2}} - \frac{2U_{DC}}{\pi \Phi_0 \omega} \frac{R}{\sqrt{R^2 + (L_c \omega)^2}} \right) \quad (II.11)$$

La puissance fournie par la génératrice synchrone peut être calculée à partir de l'équation suivante :

$$P_{DC} = U_{DC} I_{DC} \quad (II.12)$$

Dans le cas où la résistance est négligeable, et en remplaçant ω par $N_r \Omega$, la puissance peut s'écrire :

$$P_{DC} = \frac{3}{\pi} \frac{U_{DC} \Phi_0}{L_c} \sqrt{1 - \left(\frac{2U_{DC}}{\pi \Phi_0 N_r \Omega} \right)^2} \quad (II.13)$$

Cette équation est valable uniquement si

$$\left(\frac{2U_{DC}}{\pi\Phi_0 N_r \Omega} \right)^2 \leq 1 \quad (\text{II.14})$$

Nous pouvons alors identifier une vitesse à partir de laquelle la puissance ne sera plus nulle, la vitesse de base Ω_b :

$$\Omega_b = \left(\frac{2U_{DC}}{\pi\Phi_0 N_r} \right) \quad (\text{II.15})$$

L'équation II.13 peut alors s'écrire :

$$P_{DC} = \frac{3}{\pi} \frac{U_{DC}\Phi_0}{L_c} \sqrt{1 - \left(\frac{\Omega_b}{\Omega} \right)^2} \quad (\text{II.16})$$

Nous avons donc obtenu un modèle permettant de calculer la puissance à partir de la valeur du flux à vide et de l'inductance cyclique.

3.1.2 Vérification du modèle pour la machine à bobinage global, comparaison aux mesures

Le modèle est comparé avec des mesures, la puissance de sortie est mesurée en fonction de la vitesse à une densité de courant d'excitation ($5.7A/mm^2$). La Figure II.30 représente la puissance mesurée aux bornes du pont de diodes en fonction de la vitesse et la puissance calculée à partir du flux à vide et de l'inductance mesurés. On peut constater que le modèle permet une bonne estimation de la puissance fournie par la génératrice.

La puissance est calculée avec le modèle négligeant la résistance d'induit (en effet la résistance d'induit est faible $R = 0.69\Omega$). Le modèle au premier harmonique est satisfaisant pour calculer la puissance en génératrice de la machine.

A la Figure II.31, la puissance est calculée avec le modèle prenant en compte la résistance d'induit. Nous pouvons constater que l'hypothèse de résistance négligeable est vérifiée pour notre structure. Dans l'optique d'une optimisation au chapitre 4 où la résistance n'est pas connue à l'avance, cette hypothèse ne sera pas faite.

3.1.3 Détermination du courant de court-circuit à partir de la valeur de l'inductance

Modèle dq pour une machine synchrone à aimants permanents La machine synchrone peut être modélisée par un modèle *abc* ou par un modèle *dq*, nous avons fait le choix d'utiliser la modélisation *dq*, nous reviendrons plus précisément sur ce choix dans le Chapitre 4.

On définit une machine synchrone à partir des équations du modèle de Park. Les équations des tensions dans les axes *d* et *q* :

$$v_d = Ri_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \Phi_q \quad (\text{II.17})$$

$$v_q = Ri_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \Phi_d \quad (\text{II.18})$$

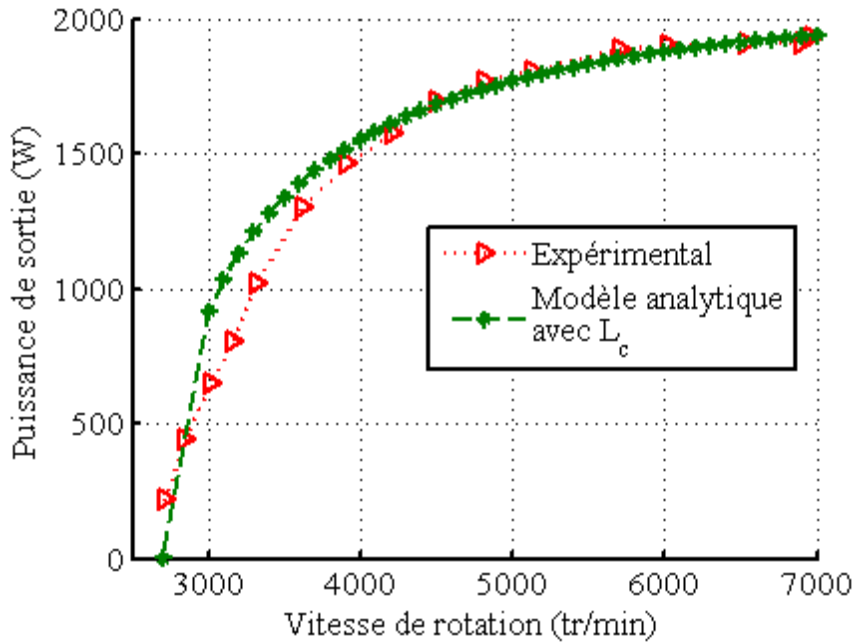


FIGURE II.30: Puissance en sortie du pont de diodes en fonction de la vitesse à une densité de courant d'excitation, comparaison modèle et mesures ($U_{DC}=300V$)

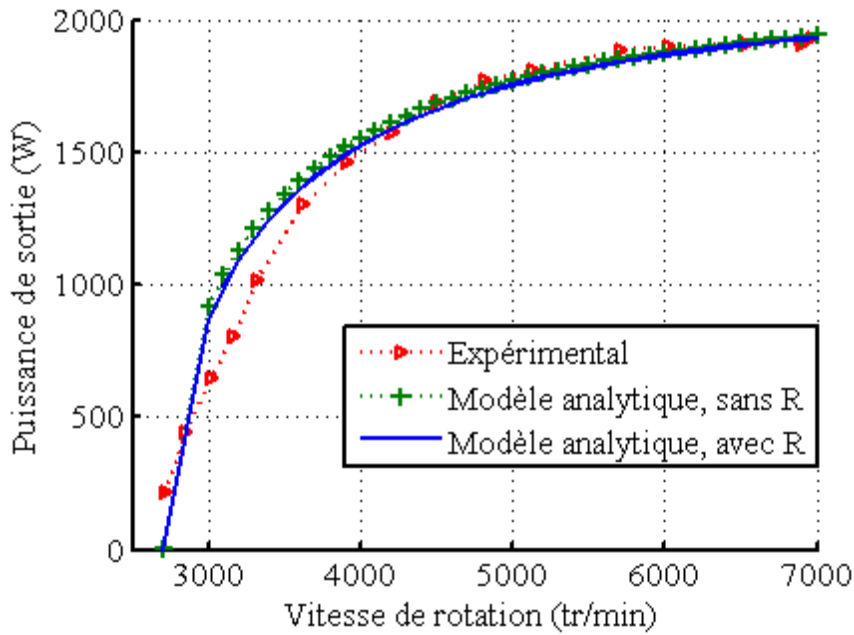


FIGURE II.31: Puissance en sortie du pont de diodes en fonction de la vitesse à une densité de courant d'excitation, comparaison modèles avec et sans prise en compte de la résistance et des mesures ($U_{DC}=300V$)

Les équations des flux dans les axes d et q :

$$\Phi_d = L_d i_d + \Phi_0 \quad (\text{II.19})$$

$$\Phi_q = L_q i_q \quad (\text{II.20})$$

Avec L_d l'inductance cyclique synchrone longitudinale, L_q l'inductance cyclique synchrone transversale et Φ_0 le flux maximal généré par l'aimant.

Le courant de court-circuit correspond au courant circulant dans les bobines d'induit lorsqu'elles sont en court-circuit. Les tensions dans les axes d et q sont donc nulles.

$$Ri_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \Phi_q = 0 \quad (\text{II.21})$$

$$Ri_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \Phi_d = 0 \quad (\text{II.22})$$

En passant par le formalisme de Laplace, on calcule les courant I_d et I_q afin d'en déduire le courant de court-circuit.

$$V_d = (R + L_d p)I_d + p\Phi_0 - L_q \omega_r I_q \quad (\text{II.23})$$

$$V_q = (R + L_q p)I_q + \omega_r \Phi_0 + L_d \omega_r I_d \quad (\text{II.24})$$

On résout le système d'équation :

$$I_q = \frac{I_d(R + L_d p) + p\Phi_0}{L_q \omega_r} \quad (\text{II.25})$$

$$0 = Id \left[\frac{(R + L_d p)(R + L_q p)}{L_q \omega_r} \right] + \Phi_0 \left[\frac{(R + L_q p)p}{L_q \omega_r} + \omega_r \right] \quad (\text{II.26})$$

Après développement on obtient :

$$I_q = \frac{\Phi_0 \omega_r}{R + j\omega_r(L_q + L_d)} \quad (\text{II.27})$$

$$I_d = -\frac{j\Phi_0 \omega_r}{R + j\omega_r(L_q + L_d)} \quad (\text{II.28})$$

Ces équations permettent d'obtenir une expression du courant de court-circuit en fonction des paramètres de la machine synchrone.

$$I_{cc} = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (\text{II.29})$$

$$I_{cc} = \frac{\Phi_0 \omega_r}{\sqrt{R^2 + \omega_r^2(L_d + L_q)^2}} \quad (\text{II.30})$$

On peut constater que dans le cas où la machine synchrone est à pôles lisses (ce qu'on a montré au Chapitre 2 pour la machine étudiée), comme L_q et L_d sont égales et si on néglige la résistance d'induit, le courant de court-circuit est égal à :

$$I_{cc} = \frac{\Phi_0}{\sqrt{2}L_c} \quad (\text{II.31})$$

On peut donc déterminer la puissance en sortie de pont de diodes en fonction du courant de court-circuit :

$$P_{DC} = \frac{3}{\pi} U_{DC} \sqrt{2} I_{cc} \sqrt{1 - \left(\frac{2U_{DC}}{\pi \Phi N_r \Omega} \right)^2} \quad (\text{II.32})$$

$$P_{DC} = \frac{3}{\pi} U_{DC} \sqrt{2} I_{cc} \sqrt{1 - \left(\frac{\Omega_b}{\Omega} \right)^2} \quad (\text{II.33})$$

A la Figure II.32, on représente la puissance en fonction de la vitesse calculée à partir du courant de court-circuit. La vitesse de base étant une fonction du flux à vide, la puissance dépendra aussi de celui ci. Le modèle permet d'obtenir une bonne prédiction de la puissance de sortie à partir du courant de court-circuit et le flux à vide. Ce modèle sera utilisé dans le Chapitre 4 dans une procédure d'optimisation de la machine à bobinage global.

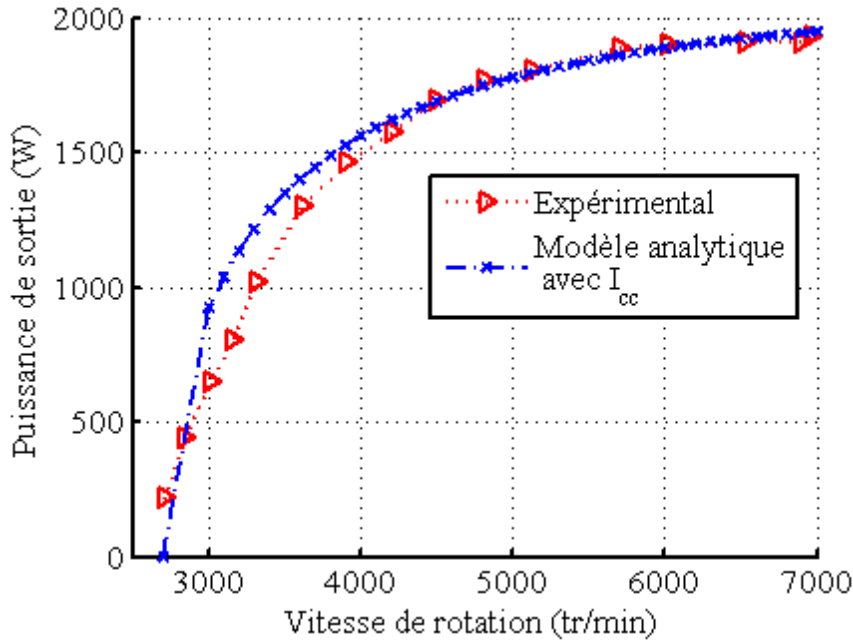


FIGURE II.32: Puissance en sortie du pont de diodes en fonction de la vitesse de rotation à une densité de courant d'excitation fixée, comparaison modèle et mesures ($U_{DC}=300\text{V}$) calculée avec la valeur du courant de court-circuit

3.2 Méthode de couplage du modèle éléments finis et modèle électrique

3.2.1 Détermination de la puissance en sortie de pont de diodes de la machine à bobinage global

Nous avons constaté qu'un modèle analytique permettait d'obtenir de façon précise la puissance en sortie de pont de diodes. Cependant, par cette méthode il n'est pas possible d'obtenir la puissance instantanée et donc l'ondulation de puissance ou encore la période transitoire. Afin de déterminer ces caractéristiques nous allons utiliser une seconde méthode de détermination de la puissance en génératrice.

Comme pour le calcul du courant de court-circuit, il est possible de déterminer la puissance en génératrice en utilisant un couplage de modèle magnétodynamique et un modèle circuit comme représenté à la Figure II.33.

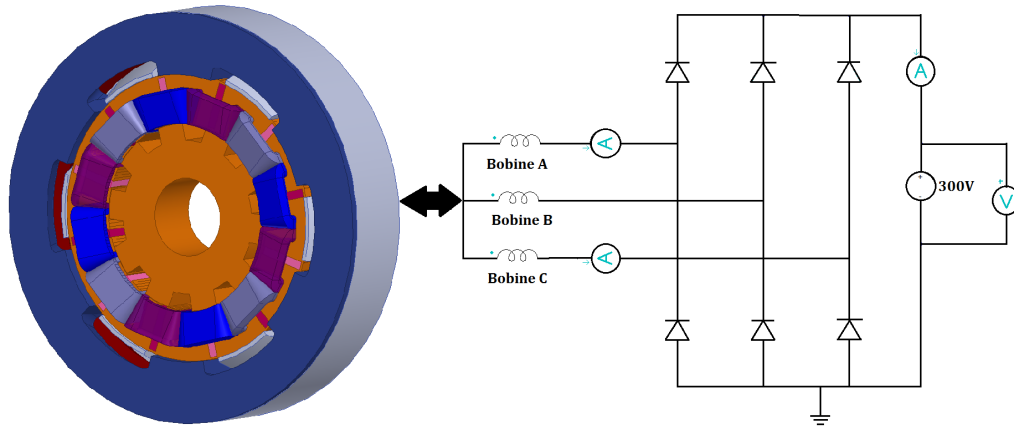


FIGURE II.33: Schéma du modèle éléments finis 3-D couplé au modèle circuit permettant de déterminer la puissance en génératrice

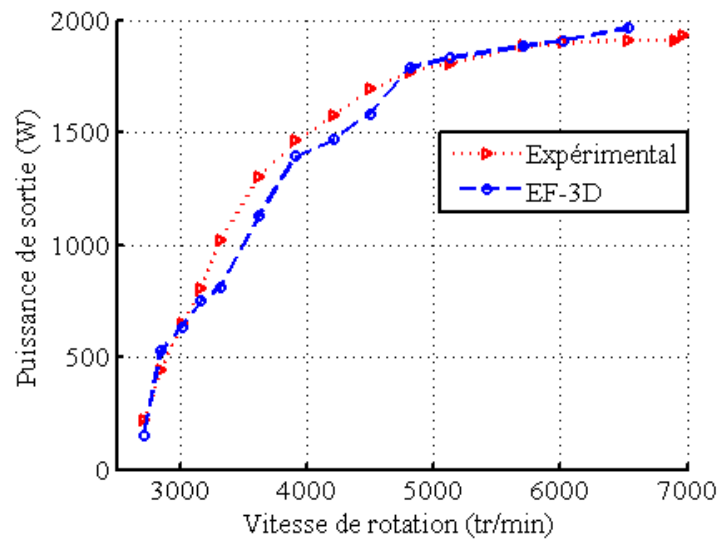


FIGURE II.34: Puissance en sortie du pont de diodes en fonction de la vitesse à une densité de courant d'excitation fixé, comparaison entre le modèle EF-3D couplage magnéto-électrique et les mesures

Le principal avantage de cette méthode par rapport au modèle analytique est de pouvoir obtenir la puissance instantanée alors qu'on ne calcule que la puissance maximale par le modèle développé précédemment. Son inconvénient réside dans le temps de calcul. Pour obtenir la valeur maximale de puissance pour une vitesse et un courant d'excitation, le temps de calcul est d'environ 24 h avec un serveur de calcul performant car il est nécessaire de calculer un nombre élevé de points afin de dépasser le régime transitoire .

La Figure II.34 représente la puissance calculée par couplage éléments finis-circuit ainsi que la puissance mesurée. Cette méthode permet une bonne prédiction de la puissance mais son temps de calcul est rédhibitoire dans une procédure d'optimisation.

3.2.2 Puissance en génératrice par couplage magnétique-électrique : comparaison éléments finis 2-D et 3-D, machine MsComFde1

Lors des calculs par éléments finis du flux à vide et du courant de court-circuit pour la MsComFde M1, nous avons pu constater une erreur plus grande entre la mesure et la simulation que celle obtenue avec le modèle de la MsComFdeBG. Nous avons attribué cette différence à un effet 3-D, la longueur des têtes de bobine de cette machine étant importante par rapport à la longueur active. Afin de mettre en évidence l'effet des têtes de bobine, nous avons alors modélisé la machine en trois dimensions et calculé la puissance en sortie d'un pont de diodes.

La Figure II.35 compare la puissance mesurée avec la puissance calculée par éléments finis en 2-D et 3-D. En deux dimensions comme en trois dimensions, la puissance est surestimée, ce qui s'explique par la non prise en compte des pertes dans le modèle. Mais nous pouvons noter que le modèle 3-D permet une meilleure prédiction de la puissance de sortie par rapport au modèle 2-D.

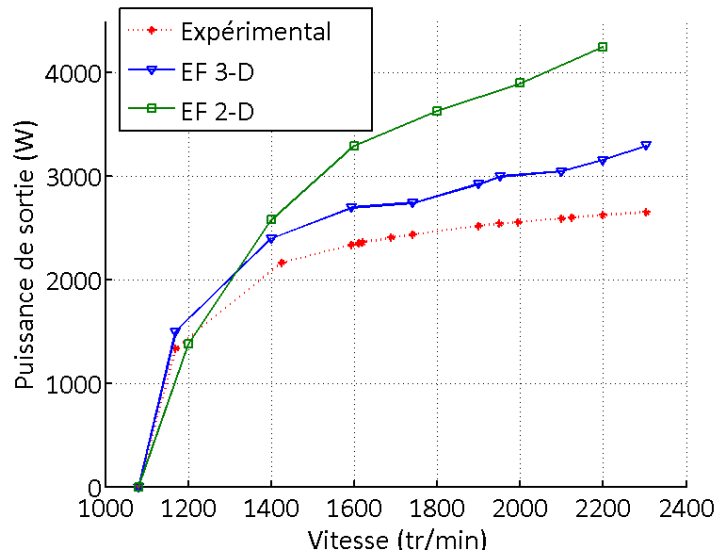


FIGURE II.35: Puissance en sortie du pont de diodes en fonction de la vitesse de rotation à courant d'excitation fixé, comparaison entre le modèle éléments finis 2-D et 3-D

En modélisant les têtes de bobine, on modifie la valeur de l'inductance de l'induit. En 2-D, la valeur de l'inductance est égale à 5 mH alors qu'elle est égale à 9 mH dans le modèle en trois dimensions. D'après l'équation II.13, nous pouvons constater que la diminution de la valeur de l'inductance augmente la valeur de la puissance à flux à vide fixé, ce qui est le cas pour notre étude.

Pour une machine où les têtes de bobines sont importantes, donc pour une machine où elles ont un réel impact sur la valeur de l'inductance, il semble nécessaire de faire un modèle en 3-D et ce malgré un temps de calcul fortement augmenté.

4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation par la méthode des éléments finis de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global ainsi que celles de différentes machines à commutation de flux et double excitation à bobinage cellulaire. Nous avons mis en évidence l'importance d'une connaissance précise des géométries des structures que l'on souhaite modéliser. De plus, dans le cas de machine à forte saturation comme les machine à commutation de flux, il a été montré la nécessité d'une définition de la courbe B-H à fort champ d'induction.

Dans une deuxième partie du chapitre, deux méthodes de détermination du courant de court-circuit par modélisation éléments finis ont été comparées. Une première utilisant un couplage magnétique et électrique permet l'obtention précise du courant de court-circuit maximal et si besoin de l'allure du courant de court circuit avec un temps de calcul important. La seconde méthode utilisant un modèle par éléments finis statique et itérative permet une bonne estimation du courant de court-circuit maximal avec une erreur plus grande que la méthode de couplage car elle ne permet pas de prendre en compte les harmoniques présents dans le courant de court-circuit. Son principal avantage est qu'elle ne nécessite pas l'utilisation d'un logiciel permettant le couplage magnétique-circuit.

Enfin, nous avons présenté un modèle analytique permettant le calcul de la puissance maximale en fonctionnement générateur pour la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global couplée à un pont de diodes triphasé et une source de tension fixe.

Ce modèle a l'inconvénient de nécessiter la connaissance de la valeur du flux à vide en fonction du courant d'excitation ainsi que du courant de court-circuit ou de l'inductance cyclique, donc le temps de calcul est augmenté lors de l'utilisation d'un modèle éléments finis pour déterminer ces caractéristiques surtout l'absence de la saturation. Dans le chapitre suivant, nous allons proposer une modélisation semi-analytique de la machine à bobinage global en utilisant les schémas réductant afin de déterminer le flux à vide et l'inductance cyclique plus rapidement. Nous pourrons ainsi utiliser le modèle présenté dans ce chapitre dans une procédure d'optimisation.

Chapitre III

Modélisation et optimisation d'une machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global en utilisant la méthode des schémas réductants

1 Introduction

Le chapitre 3 présentait un modèle basé sur la méthode des éléments finis en trois dimensions de la machine à commutation de flux à double excitation et à bobinage global. Ce modèle nous a permis de calculer précisément des caractéristiques de la structure telles que le flux à vide, le courant de court-circuit, les FEM etc. A partir du modèle EF-3D ainsi que d'un modèle analytique, nous avons déterminé la puissance générée par la machine en mode génératrice débitant sur un pont de diodes et une source de tension.

Si les résultats calculés par modélisation éléments finis 3-D correspondent aux résultats obtenus par mesures sur le prototype, le principal inconvénient de cette modélisation est son temps de calcul. Les temps nécessaires à l'obtention du flux à vide maximal, de la FEM ainsi que le courant de court-circuit en utilisant le modèle éléments finis sont résumés à la Table III.1.

Grandeurs calculées	Machine entière EF	Demi machine EF
Φ_{max} (une position, un courant d'excitation)	12 min	5 min
FEM (une période, 40 positions)	8 h	3 h
Couple (une position)	13 min	5 min
$I_{cc,max}$ (une position)	12 min/itération	5 min/itération
$I_{cc,max}$ par couplage circuit-magnétique	non fait	14 min

TABLE III.1: Temps de calcul par modélisation éléments finis magnétostatique (pour couplage circuit-magnétique utilisation d'un modèle magnéto-transitoire)

Dans l'optique d'une optimisation de la structure pour obtenir par exemple la puissance maximale disponible à volume constant, il est nécessaire de calculer le flux à vide et

le courant de court-circuit ou l'inductance cyclique pour un grand nombre de machines. Les temps de calcul en éléments finis sont donc trop importants pour effectuer une procédure d'optimisation, il est donc nécessaire de modéliser la structure par le biais d'une modélisation plus rapide.

La modélisation par la méthode des schémas réductants a été choisie car elle permet de prendre en compte l'aspect 3D de la machine ainsi que la saturation tout en réduisant le temps de calcul par rapport à une méthode entièrement numérique. L'inconvénient de cette méthode est son temps de développement qui peut être important.

Dans ce chapitre, nous allons présenter un modèle basé sur les schémas réductants de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global. Nous comparerons les résultats obtenus à partir de la résolution de ce modèle avec les mesures effectuées sur le prototype et aux résultats obtenus par modélisation éléments finis 3-D. L'objectif étant d'obtenir la puissance en génératrice de cette nouvelle structure de façon plus rapide qu'avec le modèle éléments finis et analytique et sans perdre en précision. Dans une seconde partie, le modèle réductant sera utilisé dans une procédure d'optimisation.

2 Méthodologie utilisée pour la modélisation par schéma réductant

2.1 La modélisation par schéma réductant

La modélisation par réductance n'est pas réellement un modèle analytique ni un modèle numérique car si pour déterminer les réductances, un calcul analytique est effectué la résolution du système se fait numériquement. Nous nommerons cette méthode un modèle semi-analytique. Cette approche permet un compromis entre la rapidité d'une approche analytique pure et la précision obtenue par éléments finis. Le principal inconvénient de cette méthode est qu'elle n'est pas générique. Pour chaque nouvelle structure il sera nécessaire de refaire le modèle.

On trouve de nombreux exemple de modélisation de machine en 2D par cette méthode comme dans [63] [64] [65] [66]. Le principal avantage de ce modèle étant la rapidité de résolution elle constitue donc une bonne solution lorsque l'on doit modéliser une structure complexe en 3D, comme dans [33][34][67][68][69]. Il faut cependant noter que les modèles peuvent être complexes à créer et finalement ce qui vous demandera le plus de temps dans cette méthode c'est le temps de développement du modèle.

Les réductances sont définies à partir d'une analogie entre un circuit électrique et un circuit magnétique. [70] [71] [72] [73]. La Table III.2 résume quelques analogies entre un circuit électrique et magnétique utilisées dans les schémas réductants. La réductance correspond au rapport entre la différence de potentiel et le flux. Le principe de cette méthode est de décomposer le circuit magnétique de la machine en plusieurs parties. Chaque partie est représentée par une perméance s'appuyant sur les contours d'un tube de flux.

La réductance $\mathcal{R}$ est alors définie par :

	Circuit électrique	Circuit magnétique
Grandeurs de base	Densité de courant et courant $J \ I$	Induction et flux $B \ \varphi$
Relations de conservation	Conservation du courant Différence de potentiel électrique	Conservation du flux Différence de potentiel magnétique
	Loi d'Ohm $u = R * i$	Loi d'Hopkinson $E = \mathcal{R} * \varphi$

TABLE III.2: Analogies entre un circuit électrique et un circuit magnétique

$$\mathcal{R} = \int_0^l \frac{1}{\mu(x)S(x)} dx \quad (\text{III.1})$$

Pour un tube de flux défini par une section $S(x)$ et une longueur totale égale à l . Le tube de flux est dans un champ magnétique quasi-stationnaire et $\mu(x)$ est la perméabilité du matériaux. La figure III.1 représente un exemple de tube de flux.

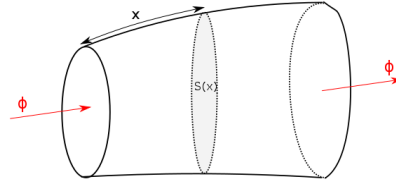


FIGURE III.1: Tube de flux

Il existe trois catégories de réluctance, les réluctances constantes pour les géométries et les caractéristiques magnétiques fixes. Les réluctances saturables où la perméance dépend du champ magnétique. Et enfin les réluctances à géométrie variable. Dans notre étude, nous utiliserons uniquement des réluctances à géométrie fixe et perméabilité variable. De plus deux approches sont possibles, soit dans le plan abc, le mouvement pris en compte est celui relatif au rotor par rapport au stator. Pour la seconde approche au premier harmonique, une seule position est prise en compte ce qui est plus rapide pour l'optimisation mais qui ne permettra pas le calcul des ondulations de couple par exemple.

Il est possible d'utiliser en amont un code éléments finis pour déduire l'étude de parcours tridimensionnel ou saturation du flux lorsque la structure est complexe comme par exemple [34] ou [47].

2.2 Modèle de Park

Comme présenté dans l'état de l'art, la modélisation par schéma réluctant est très utilisée lors d'une procédure de modélisation rapide de structure électromagnétiques. La machine à commutation de flux a notamment été modélisée par cette méthode dans différents travaux ([74][75][65][66]).

Plusieurs choix sont à faire lors de la création du modèle. Tout d'abord, le choix entre un modèle qui prendra en compte la rotation de la machine (modèle dit *abc*) ou un modèle statique dans deux positions de la machine (modèle dit *dq*). Le choix d'une modélisation *dq* a été fait pour plusieurs raisons, que nous allons détailler.

Comme exposé dans le chapitre 3, la puissance en génératrice pour cette structure peut être obtenue à partir de la valeur maximale du flux à vide en fonction du courant de double excitation et de la valeur l'inductance cyclique. Nous rappelons ici l'expression obtenue dans le chapitre 3 :

$$P_{DC} = \frac{3}{\pi} \frac{U_{DC} \Phi_0}{L_c} \sqrt{1 - \left(\frac{\Omega_b}{\Omega} \right)^2} \quad (\text{III.2})$$

avec

$$\Omega_b = \left(\frac{2U_{DC}}{\pi \Phi_0 N_r} \right) \quad (\text{III.3})$$

Il n'est donc pas nécessaire d'avoir une caractérisation en fonction de la rotation pour obtenir la puissance moyenne. De plus, comme cette machine est une machine à pôles lisses, l'inductance dans l'axe *d* est égale à celle dans l'axe *q* (cf. chapitre 2). Seul le modèle de l'axe *d* est donc nécessaire pour obtenir l'inductance cyclique ce qui réduit le temps de calcul et de développement du modèle.

Deux modèles dans l'axe *d* sont alors indispensables pour déterminer la puissance en sortie de la structure. Le premier modèle correspondra à la machine à vide dans l'axe *d*, il permettra de calculer le flux à vide maximal en fonction du courant de double excitation. Le second modèle correspondra à la machine en charge dans l'axe *d* et permettra d'obtenir la valeur de l'inductance cyclique. Nous détaillerons la démarche employée pour déterminer cette valeur dans la suite de ce chapitre.

Le principe de la modélisation par schéma réductant utilisant le modèle de Park couplé au modèle de la puissance en génératrice que nous utiliserons est résumé à la Figure III.2.

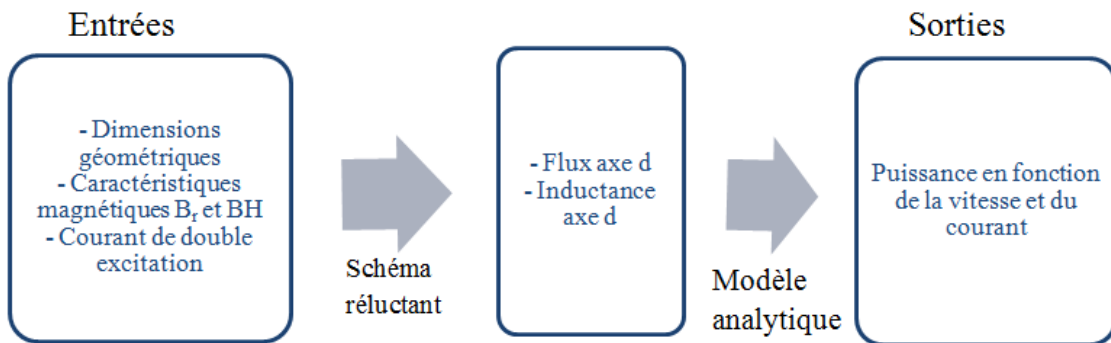


FIGURE III.2: Principe de la démarche de modélisation par schéma réductance avec un modèle de Park couplé à un modèle analytique de la puissance en génératrice

Cependant, si le schéma *dq* couplé au modèle analytique permet le calcul de la puissance moyenne en diminuant le temps de développement du modèle par rapport à un

modèle *abc*, il a l'inconvénient de ne pas pouvoir fournir la variation du champ magnétique dans le fer avec la rotation et donc ne permet pas un calcul précis des pertes fer dans la structure ni des ondulations de courant DC.

2.3 Résolution du schéma réluctant

Le second choix à effectuer lors du développement du modèle utilisant la méthode des schémas réluctants concerne sa résolution. En effet, il est possible de résoudre un schéma réluctant en utilisant la loi des mailles [34] ou bien la loi des nœuds [76]. Dans les deux cas, la démarche consiste à décrire le schéma comme une résolution d'équations matricielles. Dans cette étude, nous avons choisi la résolution par la loi des nœuds qui permet une plus grande flexibilité. En effet, il est plus aisé de modifier les matrices par cette méthode lors d'un changement du schéma qu'avec la méthode des mailles, par exemple lorsque l'on ajoute des trajets des flux de fuite .

2.3.1 Résolution matricielle par la loi des nœuds du schéma réluctant

Pour la résolution du schéma réluctant, nous nous basons donc sur la résolution à chaque nœuds de l'équation suivante :

$$\phi_{i,1} + \phi_{i,2} + \dots + \phi_{i,j} + \dots + \phi_{i,n} = 0 \quad (\text{III.4})$$

Avec n le nombre de nœuds au total et $\phi_{i,j}$ le flux circulant entre les nœuds i et j . La Figure III.3 représente l'exemple d'un nœud où l'on résout l'équation III.4. Dans chaque

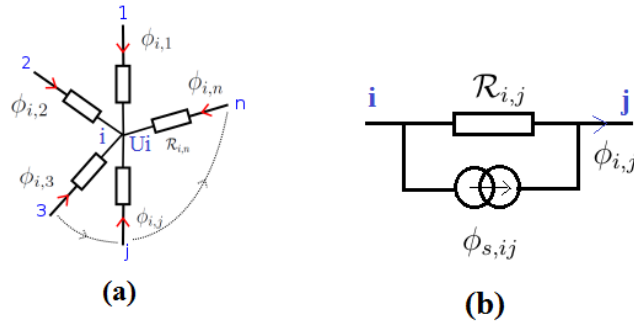


FIGURE III.3: Exemple d'un nœud du schéma réluctant, (a) Réseau de perméance (b) Branche avec une source de flux

branche, le flux $\phi_{i,j}$ sera égal à la somme des flux sources et du flux dans la réluctance équivalente de la branche.

$$\phi_{i,j} = \frac{U_j - U_i}{\mathcal{R}_{i,j}} + \phi_{s,ij} \quad (\text{III.5})$$

Où $\phi_{s,ij}$ est le flux de la source présente dans la branche entre le nœud i et j , U_i le potentiel du nœud i et $\mathcal{R}_{i,j}$ la réluctance entre le nœud i et j .

L'expression du flux dans chaque branche peut être injecté dans l'équation III.4 à chaque nœuds et le système complet peut alors s'écrire sous la forme de l'équation matricielle suivante :

$$\mathcal{U}_n = \mathcal{G}_{(n,n)}^{-1} \mathcal{F}_n \quad (\text{III.6})$$

avec $\mathcal{U}_n$ vecteur qui contient tous les potentiels à chaque nœuds du schéma, $\mathcal{G}$ la matrice des perméances et $\mathcal{F}$ le vecteur des sources de flux que nous allons définir.

Matrice des perméances La matrice des perméances est de dimension n , le nombre de nœuds (pour le modèle de la machine à bobinage global $n=196$) et est définie de la façon suivante :

$$\mathcal{G} = \begin{pmatrix} g_{1,1} & 0 & \dots & g_{1,n} \\ 0 & g_{2,2} & \dots & g_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & g_{n,n} \end{pmatrix} \quad (\text{III.7})$$

$$\mathcal{G}(i, j) = \begin{cases} \sum_{k=1}^n \frac{1}{\mathcal{R}_{ik}} & \text{si } i = j \\ \frac{-1}{\mathcal{R}_{ij}} & \text{sinon.} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Sources et vecteur de flux Le vecteur des flux $\mathcal{F}_n$ sera composé des flux sources de chaque branche. En d'autres termes, si sur une branche entre les nœuds i et j se trouve une source de flux égale à $\phi_{s,ij}$, le terme à la ligne i du vecteur $\mathcal{F}_n$ sera égal à $\phi_{s,ij}$. Et le terme à la ligne j du vecteur $\mathcal{F}_n$ sera égal à $-\phi_{s,ij}$. De même si entre les nœuds i et j ne se trouvent pas de source de flux les termes aux lignes i et j du vecteur $\mathcal{F}_n$ seront nuls.

Le vecteur de flux, $\mathcal{F}$, est donc composé de la somme des flux sources au point i .

$$\mathcal{F}_{(i)} = \sum_{k=1}^n \phi_{s,ik} \quad (\text{III.9})$$

Il est donc nécessaire de déterminer les différentes sources de flux présentes dans notre structure.

Nous pouvons distinguer deux types de sources, les aimants permanents au stator et les bobines (d'induit et d'excitation). La bobine d'excitation sera représentée dans les deux schémas réductants, celui à vide et celui permettant le calcul de l'inductance dans l'axe d . Les bobines d'induit ne seront représentées que pour le schéma permettant le calcul de l'inductance dans l'axe d .

Modèle de l'aimant permanent Un aimant permanent peut être modélisé par une réductance et une source de tension ou par une réductance et une source de courant comme représenté à la Figure III.4. Dans le cas d'une modélisation avec une source de courant, on définit :

$$\Phi_r = B_r \mathcal{A} \quad (\text{III.10})$$

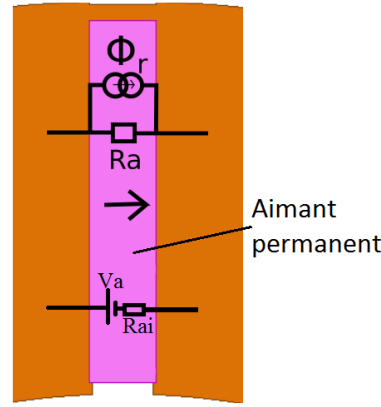


FIGURE III.4: Modèle réductant d'un aimant permanent

$$\mathcal{R}_a = \frac{\mathcal{L}_a}{\mu_0 \mathcal{A}} \quad (\text{III.11})$$

Où $\mathcal{A}$ représente la surface de passage du flux et $\mathcal{L}_a$ la longueur de l'aimant (longueur du trajet du flux) et B_r l'induction rémanente de l'aimant. Nous considérons la perméabilité magnétique des aimant égale à 1 car pour les aimants utilisés dans notre structure $\mu_r = 1.05$.

Dans le cas d'une source de tension, en utilisant les mêmes paramètres, nous définissons :

$$V_a = \frac{B_r \mathcal{L}_a}{\mu_0} \quad (\text{III.12})$$

$$\mathcal{R}_{ai} = \frac{\mathcal{L}_a}{\mu_0 \mathcal{A}} \quad (\text{III.13})$$

Modèle d'une bobine Les bobines sont considérées comme des sources de courant. La figure III.5 représente la modélisation de la bobine d'excitation. La bobine est représentée pour une demi-machine par six sources de courant (une par griffe, il y a trois griffes par demi culasse donc six griffes en tout). Les bobines d'induit sont représentées par 12 sources de courant, une par dent du stator "2D".

Vecteur de flux

Démarche de résolution La démarche que nous avons utilisé pour la résolution du modèle par schéma réductant dans le cas d'un modèle linéaire comporte neuf étapes résumées ci dessous. L'étape précédente étant la pré-définition du modèle en attribuant les différentes réductances. Cette démarche est similaire à celle mise en œuvre par B. Nedjar dans ses travaux [76].

1. Définition des paramètres géométriques de la structure : Nombre de dent, nombre d'aimants, taille de l'entrefer, rayon extérieur, longueur active ...
2. Définition des caractéristiques magnétiques : B_r des aimants et courbes B-H du $F_e S_i$ et du XC18.

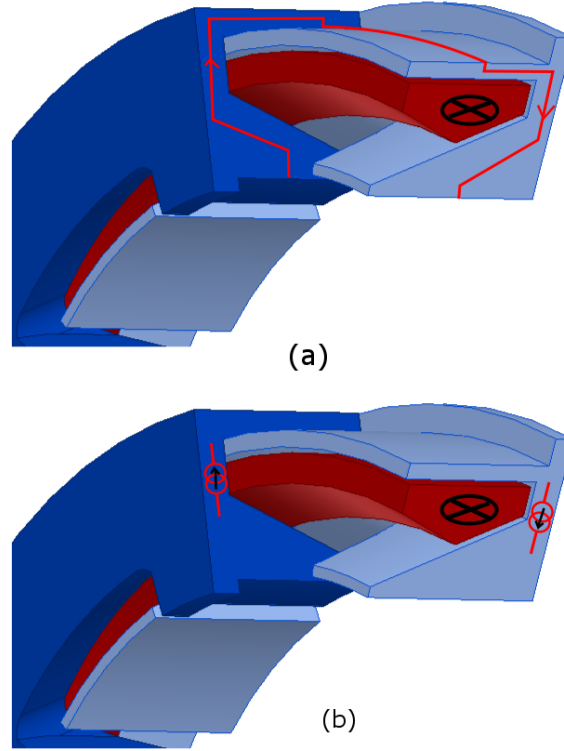


FIGURE III.5: Modèle réductant de la bobine d'excitation (a) lignes de flux dues au courant parcourant la bobine d'excitation (b) sources de flux représentant l'action de la bobine d'excitation

3. Le courant d'excitation I_{exc} est fixé à la valeur où l'on souhaite connaître la valeur du flux
4. Détermination des différentes réluctances dans l'air, le fer et les aimants.

$$\mathcal{R}_{fer} = \frac{\mathcal{L}_{fer}}{\mu_{fer}\mu_0\mathcal{A}_{fer}} \quad (\text{III.14})$$

$$\mathcal{R}_{air} = \frac{\mathcal{L}_{air}}{\mu_0\mathcal{A}_{air}} \quad (\text{III.15})$$

Avec $\mathcal{L}_{air}$ et $\mathcal{L}_{fer}$ la longueur du trajet de flux dans l'air ou le fer et $\mathcal{A}$ la surface de passage du flux.

5. Création de la matrice $\mathcal{G}$ (matrice des perméances).
6. Création du vecteur de flux $\mathcal{F}$.
7. Calcul des potentiels à chaque nœuds au rang $n-1$, on définit un vecteur $\mathcal{U}_{bis}$ qui sera identique à $\mathcal{U}_n$ défini précédemment mais de taille $n-1$.

$$\mathcal{U}_{bis} = \mathcal{G}_{(1:n-1,1:n-1)}^{-1} \mathcal{F}_{(1,n-1)} \quad (\text{III.16})$$

8. Calcul des flux à chaque nœuds au rang n

$$\mathcal{U}_n = [\mathcal{U}_{bis}, 0] \quad (\text{III.17})$$

$$\mathcal{F}_{(1,n)} = \mathcal{G}_{(1:n,1:n)} \mathcal{U}_n \quad (\text{III.18})$$

9. Détermination du flux dans chaque réductance.

$$\Phi_{ij} = \frac{\mathcal{U}_i - \mathcal{U}_j}{\mathcal{R}_{ij}} \quad (\text{III.19})$$

Prise en compte de la saturation du fer Comme nous l'avons montré dans les deux premiers chapitres, la structure possède de nombreuses zones de saturation magnétique. Il est donc indispensable de prendre en compte la saturation lors de la résolution du modèle réductant. Une solution consiste à modifier la valeur de μ_{fer} dans chaque réductance grâce à un processus d'itération présenté à la Figure III.6.

La valeur de μ_{fer} va décroître à chaque itération si le fer est de plus en plus saturé.

Le calcul de la valeur de μ_{fer} correspondant à chaque éléments est effectué en utilisant une modélisation à partir de la courbe B-H du FeSi et du XC18 de la forme : [34]

$$B = J_{sat} - a_1 e^{\frac{-H}{h_1}} - (J_{sat} - a_1) e^{\frac{-H}{h_2}} + \mu_0 H \quad (\text{III.20})$$

avec pour la courbe du FeSi :

- $J_{sat}=1.92$
- $a_1=1.5$
- $h_1=300$
- $h_2=10000$

et pour la courbe du XC18 :

- $J_{sat}=2.05$
- $a_1=1.5$
- $h_1=700$
- $h_2=10000$

Les différents coefficients des deux courbes B-H ont été déterminés par la méthode des moindres carrés.

La Figure III.7 représente les deux courbes B-H des matériaux ferromagnétiques présents dans notre structure (XC18 et FeSi) ainsi que leurs modèles utilisés pour la résolution du schéma réductant avec saturation magnétique.

2.3.2 Résolution par Simulink

Lors de la création d'un modèle réductant permettant d'obtenir les caractéristiques à vide et en charge d'une machine, il est nécessaire soit de connaître les différents trajets de flux présents dans la machine soit d'effectuer un réseau maillé de réductances. Ce réseau permettra de prendre en compte tous les trajets possibles. Dans le cas de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global, le modèle EF-3D présenté dans le chapitre précédent nous a permis de connaître précisément les différents trajets de flux, les réductances ont donc été choisies en fonction de ceux-ci.

Dans un premier temps le schéma a été effectué sur le logiciel Simulink. L'avantage de cette solution utilisant un éditeur graphique est qu'il est plus aisé de faire des modifications

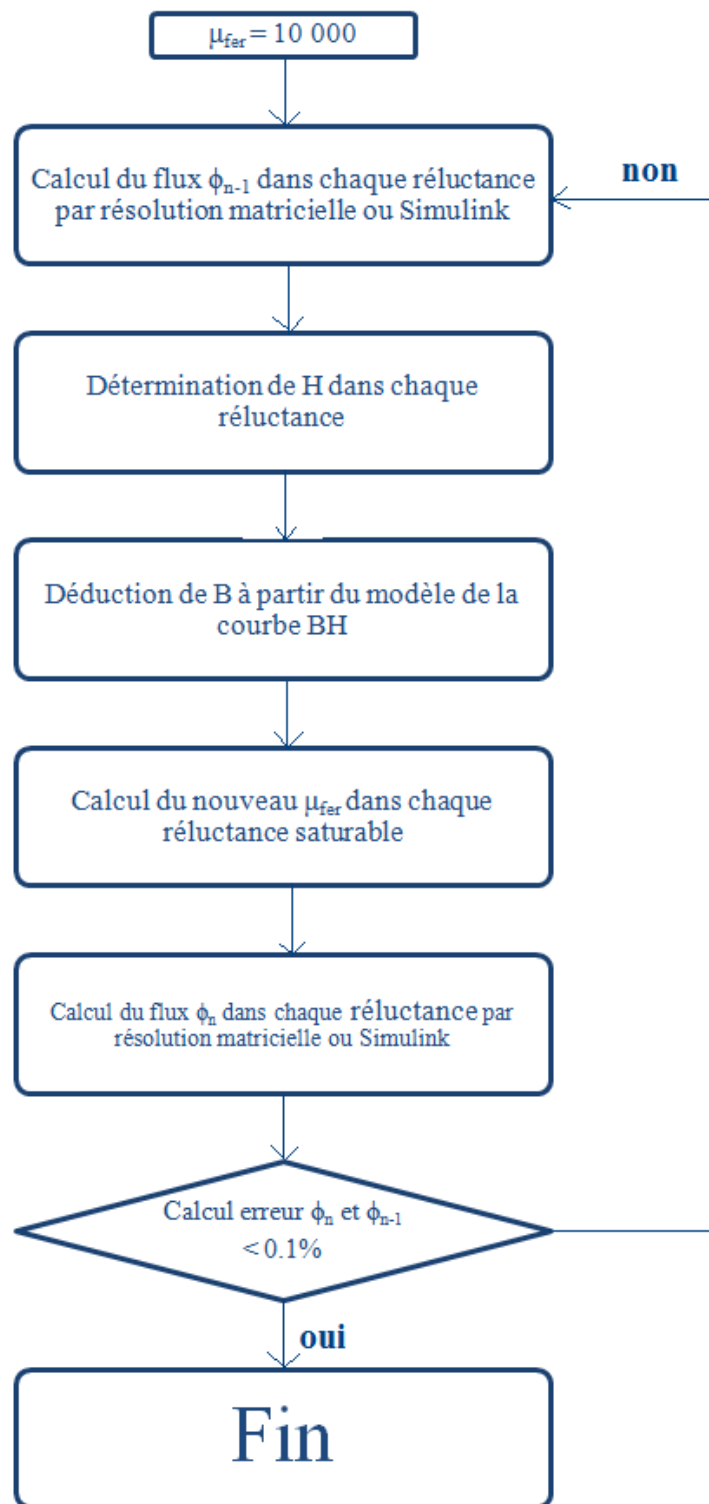


FIGURE III.6: Démarche mise en œuvre pour la prise en compte de la saturation lors de la résolution du schéma réductant

aussi bien sur le nombre de réluctance que sur les liaisons entre elles afin d'arriver à un schéma "optimal". On peut considérer un schéma comme optimal si il permet un calcul précis du flux à vide et de l'inductance cyclique tout en possédant le nombre

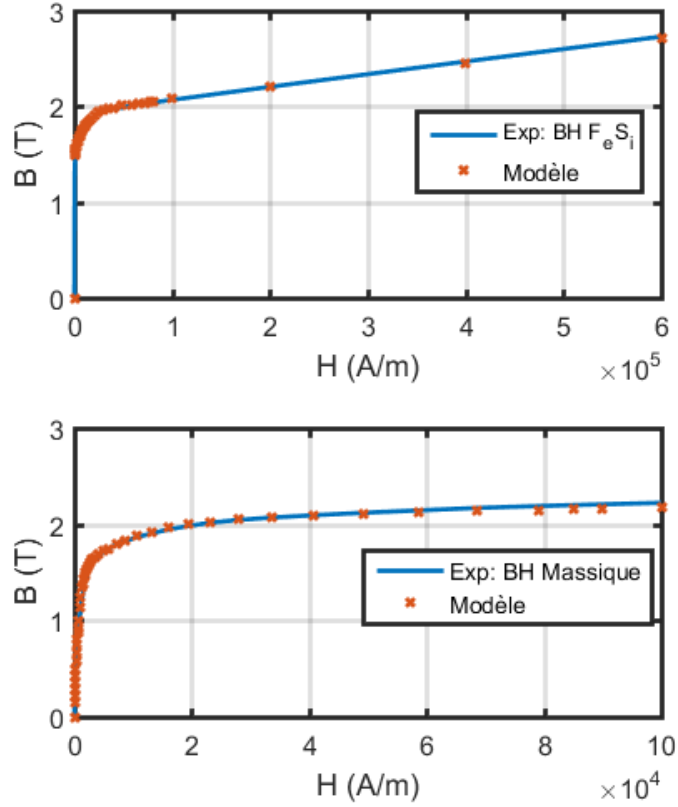


FIGURE III.7: Comparaison des modèles des courbes B-H utilisées pour le schéma réductant avec les courbes B-H mesurées

minimal de réluctance afin de minimiser le temps de calcul. Même si les trajets de flux sont connus il peut être nécessaire d'ajuster le schéma réductant par exemple pour prendre en compte ou non certaines lignes de fuite. La Figure III.8 représente une portion du schéma Simulink, une partie du stator représenté par des réluctances et un aimant représenté par des réluctances et des sources de flux.

Le schéma effectué avec Simulink ne sera pas celui utilisé dans la procédure d'optimisation car le temps de résolution est supérieur à celui obtenu avec un schéma résolu par la résolution nodale présentée dans le paragraphe précédent mais a permis une validation du modèle par comparaison aux mesures et aux résultats obtenus par éléments finis.

2.4 Détermination de l'inductance de l'axe d à partir du modèle de Park, machine à pôles lisses

Pour la détermination du flux à vide, la méthode employée correspond à la démarche exposée à la Figure III.6. A partir des flux obtenus dans chaque réluctance il est possible de déduire le flux dans l'axe d d'une bobine. Par contre, la détermination de l'inductance dans l'axe d nécessite une démarche différente.

Dans la littérature, le calcul de l'inductance L_d pour un modèle linéaire est effectué de la façon suivante [77][78][79][80][81][82]. Le schéma est identique à celui à vide mais

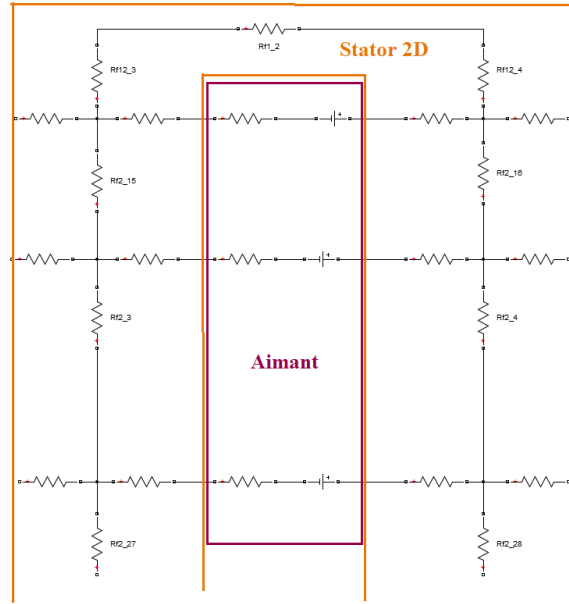


FIGURE III.8: Portion du schéma réductant effectué avec le logiciel Simulink

les aimants sont retirés (ou B_r est imposé égal à 0). Les bobines d'induit sont alimentées dans l'axe d par des courants égaux à :

$$\begin{cases} I_b = I_d \\ I_a = \frac{-I_d}{2} \\ I_c = \frac{-I_d}{2} \end{cases}$$

Ici la bobine b correspond à la bobine dans l'axe d , donc la bobine qui dans cette position a son flux maximal.

Le flux dans l'axe d est déterminé et l'inductance est ensuite déduite à partir de la formule suivante :

$$L_d = \frac{\Phi_d}{I_d} \quad (\text{III.21})$$

avec Φ_d le flux total dans la bobine b . Cependant dans cette méthode, la suppression des aimants change l'état magnétique de la structure, donc les zones de saturation vont être modifiées. Pour notre structure où la saturation est importante cette démarche semble difficilement exploitable.

Afin de prendre en compte l'état magnétique de la structure la démarche suivante est adoptée :

- Pour un courant d'induit nul et $B_r = 1.2\text{T}$, le schéma réductant à vide dans l'axe d est résolu en prenant en compte la saturation. (résolution suivant la démarche Figure III.6)
- Les valeurs de μ_{fer} de chaque réductance dans le fer saturé sont alors sauvegardées.
- Le schéma réductant est de nouveau résolu en imposant $B_r = 0\text{T}$ et les perméabilités dans chaque réductance est fixé égal aux μ_{fer} sauvegardées à l'étape précédente. Les μ_{fer} sont injectés dans le calcul des réductances et ne varient pas, la procédure

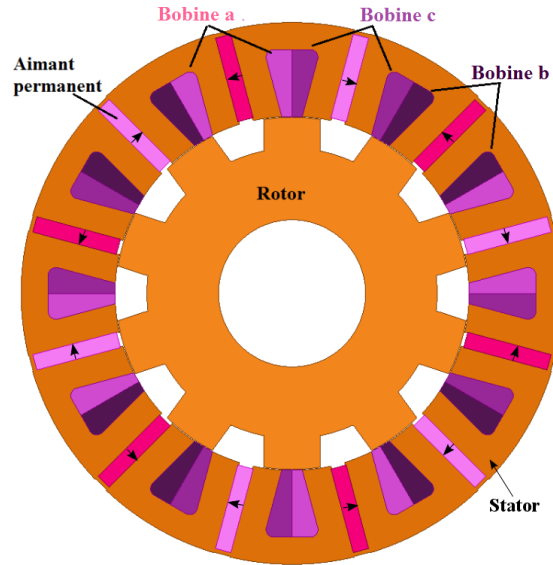


FIGURE III.9: Machine à commutation de flux simple excitation (axe d pour la bobine B)

- d'itération pour prendre en compte la saturation n'est pas utilisée. Les bobines d'induit sont quant à elles alimentées avec les courants définis à l'équation 2.4. Afin de ne pas modifier l'état de saturation, l'amplitude du courant est de faible valeur.
- L'inductance est déduite à partir du flux et du courant dans la bobine dans l'axe d (équation III.21).

Finalement, pour pouvoir prendre en compte l'état magnétique saturé de la machine dans le calcul de l'inductance cyclique, le calcul s'effectue à partir d'un schéma réductant dont toutes les perméabilités sont fixes et correspondent aux perméabilités de chaque réductance du modèle à vide saturé de la machine.

3 Modèle dq de la machine à commutation de flux à simple excitation

La première étape de modélisation de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global a été de modéliser la partie que l'on a nommé partie 2D. Cette partie correspond à une machine à commutation de flux simple excitation représentée à la Figure III.9.

3.1 Modèle dans l'axe d pour la détermination du flux à vide

Tout d'abord nous avons modélisé dans l'axe d la machine à commutation de flux simple excitation à vide sans prendre en compte la saturation du fer. Puis la procédure d'itération présentée précédemment qui permet de prendre en compte la saturation du fer en modifiant la perméabilité de chaque réductance individuellement a été ajoutée à notre procédure de résolution. Seule la moitié de la machine est modélisée (symétrie axiale) afin de diminuer le temps de résolution en diminuant le nombre de réductance, ce qui sera aussi

le cas lors de la modélisation de la machine à commutation de flux double excitation à bobinage global.

La structure de la machine à commutation de flux est conçue pour un fonctionnement avec le fer saturé. Pour la modélisation sans prise en compte de la saturation, il a été nécessaire de supprimer la partie supérieure à l'aimant qui crée un court-circuit du flux comme représenté à la Figure III.10. La réductance correspondante est donc définie comme étant dans l'air.

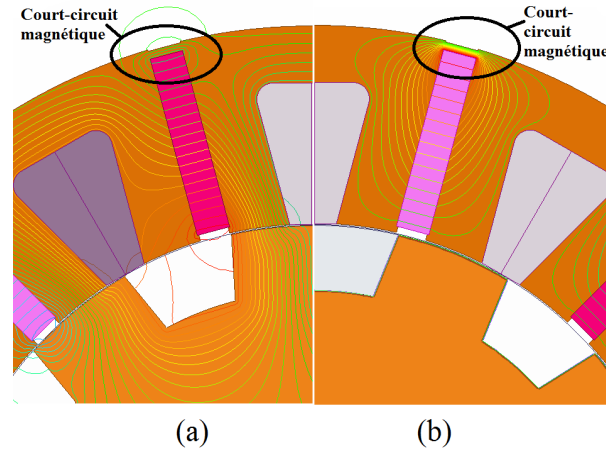


FIGURE III.10: Court-circuit du flux dans la culasse de la machine à commutation de flux simple excitation (a) fer défini par une courbe BH (b) fer avec une perméabilité "infinie"

Portion du schéma réductant de la partie "2D" La Figure III.11 représente une portion du schéma réductant. Ce schéma peut se diviser en trois parties : tout d'abord le stator composé des réductances dans le fer, des réductances et sources représentant les aimants permanents et enfin les réductances dans l'air dues aux bobines d'induit. L'entrefer est "maillé" de façon à prendre en compte les différents trajets de flux possibles. Enfin, la dernière partie est composée du rotor modélisé par des réductances dans le fer et dans l'air. Pour chaque dent du rotor, les liaisons entre les réductances d'entrefer et les réductances du rotor sont différentes et déterminées en fonction du degré d'alignement des dents du stator et du rotor.

La réductance nommée R_g n'est pas utilisée pour le schéma de la machine à commutation de flux, elle sera présente dans le schéma de la machine à bobinage global. Cette réductance permettra de "lier" les griffes au stator.

Choix du maillage du schéma réductant Afin de prendre en compte tous les trajets de flux possibles dans les dents du stator "2D", un découpage a été effectué, les dents ont été divisées en trois parties suivant la hauteur de l'aimant. La Figure III.12 représente un exemple de trajet de flux justifiant la nécessité de ce découpage. De même afin de s'assurer que tous les trajets de flux présents dans les dents du rotor et dans l'air entre chaque dent du rotor, nous avons subdivisé les dents en deux parties. Les Figures III.13 et III.14 représentent le découpage effectué ainsi que des exemples de trajet de flux imposant ce maillage.

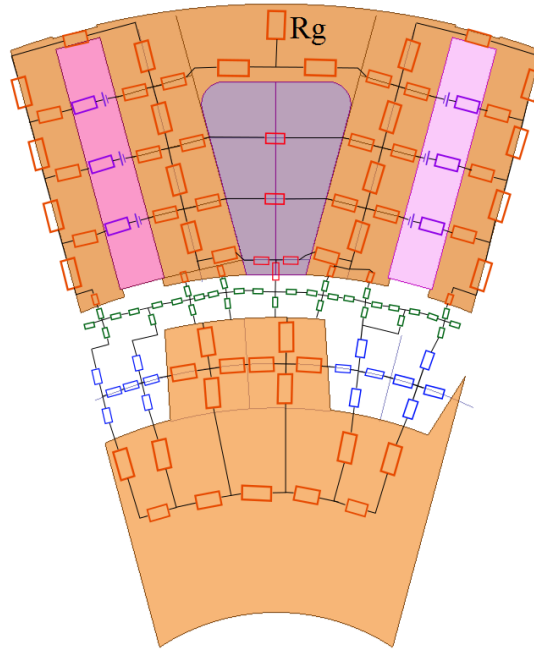


FIGURE III.11: Portion du schéma réductant de la machine à commutation de flux simple excitation dans l'axe d

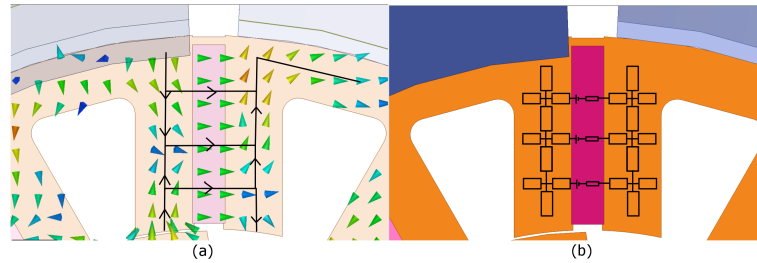


FIGURE III.12: (a) Exemple de trajet de flux dans les dents du stator (b) maillage du schéma réductant effectué en conséquence.

3.2 Comparaison entre le modèle éléments finis et le modèle utilisant les schéma réductants

Contrairement à la machine à bobinage global, nous n'avons pas de mesures pour effectuer une comparaison avec les résultats obtenus par modélisation avec le schéma réductant. Les résultats à vide sont résumés à la Table III.3. Les résultats obtenus à partir du modèle réductant sont comparés à ceux obtenus par modélisation par éléments finis en 2-D. Concernant le temps de calcul, la modélisation par schéma réductant permet de le diminuer considérablement. De plus, la résolution en utilisant la modélisation matricielle diminuera encore ce temps de calcul.

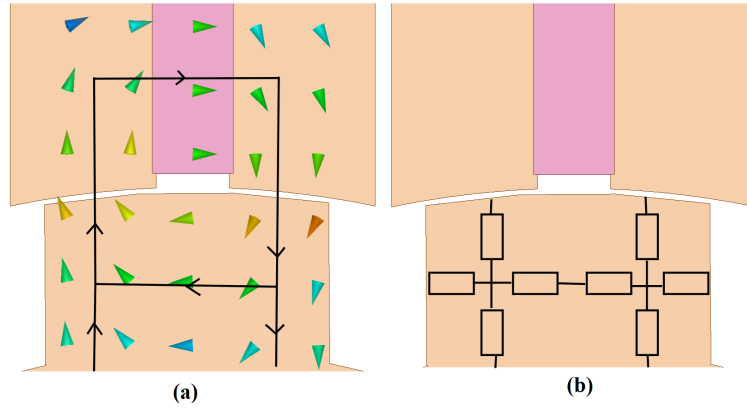


FIGURE III.13: (a) Exemple de trajet de flux dans une dent de rotor (b) schéma réductant de la dent rotorique

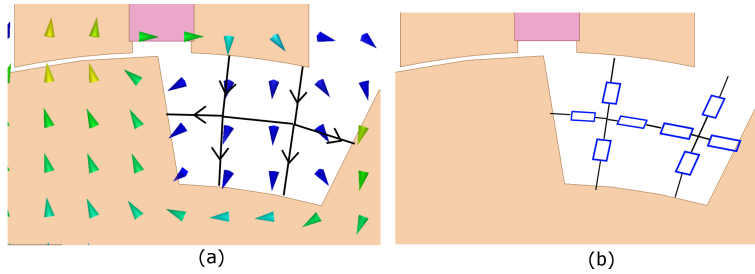


FIGURE III.14: (a) Exemple de trajet de flux dans l'air entre deux dents du rotor (b) schéma réductant dans l'air entre deux dents du rotor

	Éléments finis	Modèle Réductant	Erreur	Temps EF	Temps Simulink
Linéaire	700 μ Wb	698 μ Wb	0.2%	53 sec	5.45 sec
Saturé	349.7 μ Wb	353 μ Wb	1%	2 min	76 sec

TABLE III.3: Comparaison des valeurs de flux à vide obtenues par modélisation éléments finis et modélisation par schéma réductant pour la machine à commutation de flux simple excitation et comparaison des temps de calcul

L'estimation du flux à vide en utilisant le schéma réductant est satisfaisante. Les valeurs de l'inductance dans l'axe d obtenues par les deux modélisations sont comparées dans la Table III.4. Le modèle réductant permet la détermination précise de l'inductance dans l'axe d .

Éléments finis	Modèle Réductant	Erreur
9.6 mH	9.7mH	1%

TABLE III.4: Comparaison de la valeur de l'inductance cyclique obtenue par modélisation éléments finis et modélisation par schéma réductant pour la machine à commutation de flux simple excitation pour un courant d'excitation nul

Conclusion Nous avons donc construit un modèle basé sur les schéma réductants qui permet de déterminer le flux à vide et l'inductance dans l'axe d pour la machine à commutation de flux simple excitation. Ce modèle est d'une précision comparable à celle du modèle utilisant la méthode des éléments finis tout en étant plus rapide. Nous allons donc maintenant ajouter la partie double excitation à notre modèle.

4 Modèle dq de la machine à commutation de flux à double excitation et bobinage global

4.1 Ajout de la partie double excitation à la machine à commutation de flux

La modélisation de la partie "2-D" de la structure étant validée par la comparaison avec le modèle utilisant les éléments finis, nous pouvons ajouter la partie double excitation au modèle précédent afin d'obtenir la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global.

Le schéma de la machine à commutation de flux 2-D n'est pas modifié, seules les réductances R_g sont ajoutées pour connecter la partie 2-D aux griffes. Des réductances dans le fer sont ajoutées pour les griffes ainsi que des sources de flux pour modéliser la bobine d'excitation comme représenté à la Figure III.5.

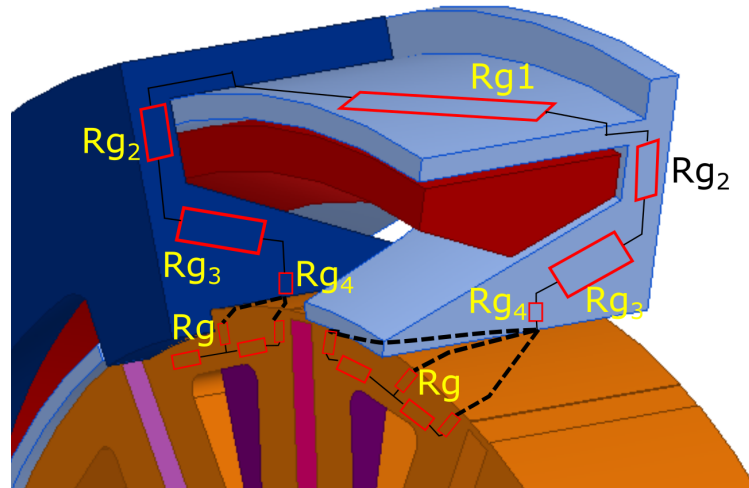


FIGURE III.15: Schéma réductant des griffes

Les réductances d'une portion des griffes sont représentées à la Figure III.15. Les expressions des réductances sont présentées en Annexe A. Nous pouvons constater qu'il y a peu de réductances dans les griffes en comparaison à celles dans la partie 2-D. Tout d'abord, nous avons fait le choix de négliger les fuites de flux entre les griffes. La précision des résultats de notre modèle étant satisfaisante, nous avons préféré les négliger. De plus contrairement à la partie 2-D, les possibilités de trajets de flux sont peu nombreuses. En effet, pour la partie 2-D, en fonction de l'alignement des dents du stator et du rotor ou du courant d'excitation les trajets de flux varient. Tandis que pour la partie du flux qui

se trouve dans la culasse à griffes, à part un changement de sens en fonction du courant d'excitation, le trajet du flux est toujours le même. Nous avons donc fait le choix de modéliser les griffes avec quatre réductances représentant chacune une partie du trajet du flux.

Contrairement à la machine à simple excitation où il était aisé de supprimer le court-circuit magnétique, pour la machine à double excitation l'ajout des griffes interdit la résolution du schéma en linéaire. Le modèle sera donc directement traité avec la saturation du fer.

La Figure III.16 représente une portion du schéma réductant global de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global. Le schéma total correspond à six répétitions de cette portion en changeant les liaisons entre les réductances d'entrefer et celle du rotor en fonction de l'alignement des dents du stator et du rotor.

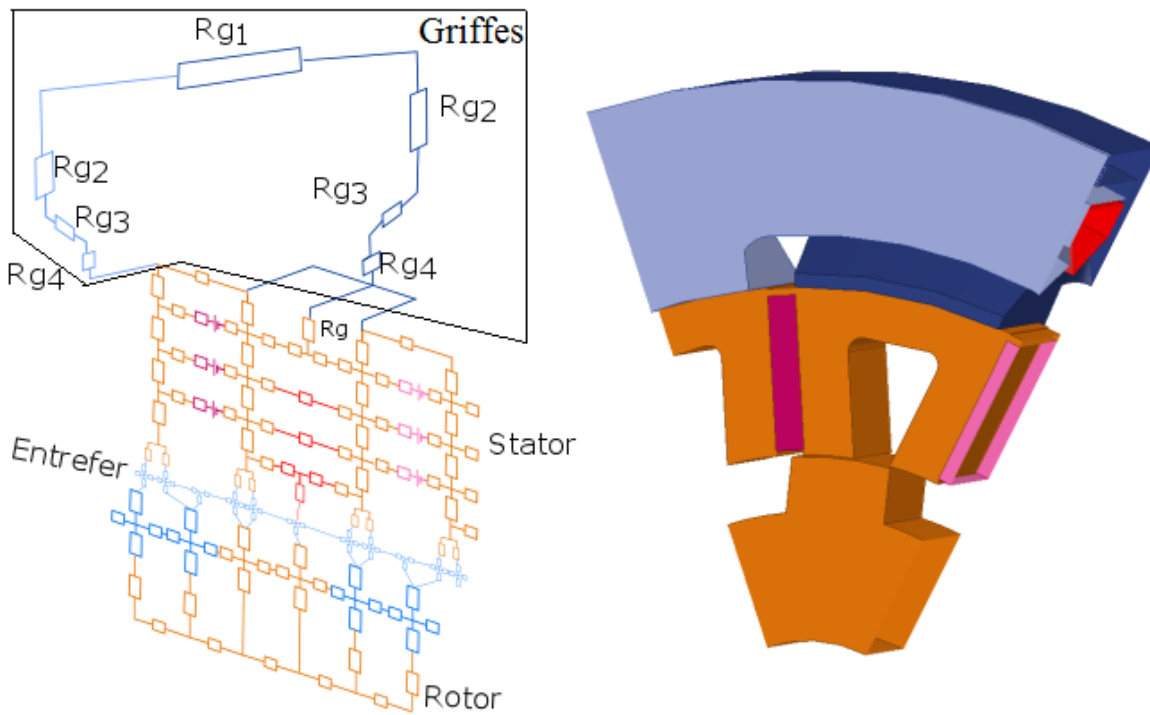


FIGURE III.16: Portion du schéma réductant de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global

4.2 Comparaison entre les mesures, le modèle éléments finis et le schéma réductant

4.2.1 Flux à vide en fonction du courant d'excitation

Le flux dans l'axe d est d'abord calculé pour la demi machine à courant d'excitation nul afin de tester le modèle. Les résultats sont résumés et comparés aux résultats obtenus par éléments finis à la Table III.5. L'erreur entre le flux obtenu par éléments finis et par modèle réductant peut s'expliquer par la simplification nécessaire de la géométrie lors

	Éléments finis (demi machine)	Modèle Réductant	Erreur
Φ_d ($J_{exc}=0A/mm^2$)	201 μ Wb	208.4 μ Wb	3.7%
Temps de calcul	5 min	Simulink : 86 sec Matriciel : 0.77 sec	

TABLE III.5: Comparaison des valeurs de flux à vide obtenues par modélisation éléments finis et modélisation par schéma réductant pour la machine à commutation de flux double excitation et comparaison des temps de calcul

de la définition des réductances. Comme nous l'avons mis en évidence dans le chapitre précédent, la présence des chanfreins et arrondis peut modifier la valeur du flux à vide. Et dans l'optique d'une procédure d'optimisation la machine est paramétrée et donc la géométrie est simplifiée, ce que nous verrons dans la suite.

En ajoutant une source représentant la bobine d'excitation, comme représenté à la Figure III.5, au schéma à vide dans l'axe d on peut calculer le flux à vide en fonction de la densité de courant de double excitation. La figure III.17 représente le flux à vide dans l'axe d en fonction du courant d'excitation calculé par schéma réductant et calculé par éléments finis.

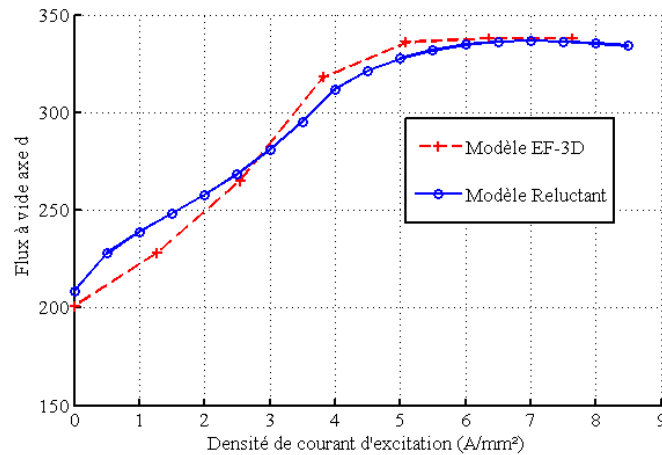


FIGURE III.17: Comparaison du flux dans l'axe d obtenu par modèle éléments finis 3-D et par modèle réductant avec résolution nodale

Le schéma réductant de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global, nous permet donc d'obtenir une bonne prédiction du comportement de la machine en fonction du courant d'excitation et ce de façon plus rapide que le modèle utilisant la méthode des éléments finis. L'erreur maximale entre le modèle éléments finis et le modèle réductant est de 8%, la Figure III.18 représente l'écart entre les deux modèles

4.2.2 Modèle saturé dans l'axe d pour calculer l'inductance cyclique

Le modèle réductant est ensuite modifié en ajoutant les sources de courant représentant les bobines d'induit. La démarche de calcul effectuée est identique à celle présentée

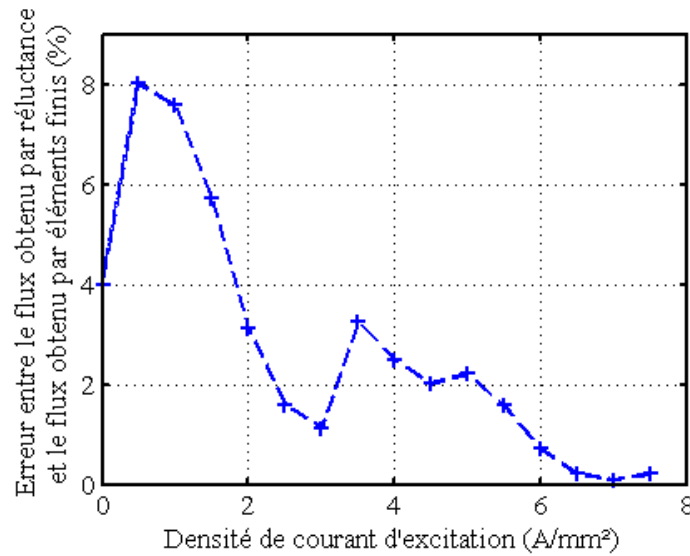


FIGURE III.18: Erreur entre les valeurs de flux à vide dans l'axe d calculées par résolution du schéma réductant et les valeurs obtenues par modélisation éléments finis en fonction de la densité de courant d'excitation

précédemment dans la partie 2.4 . Le résultat obtenu par modélisation est comparé à l'inductance cyclique mesurée sur le prototype à la Table III.6 pour un courant d'excitation nul. Le modèle réductant permet une détermination à environ 2% la valeur de l'inductance cyclique. Comme nous allons calculer la puissance en fonctionnement génératrice

	Mesure	Modèle Réductant	Erreur
L_d	8.7 mH	8.53 mH	1.9%

TABLE III.6: Comparaison de l'inductance dans l'axe d obtenue par mesure et par modèle réductant avec résolution nodale pour un courant d'excitation nul

pour différentes valeurs de courant d'excitation, il est nécessaire de connaître l'évolution de l'inductance lorsque le courant varie. La Figure III.19 représente la valeur de l'inductance dans l'axe d lorsque le courant d'excitation augmente. Nous pouvons noter que pour des densités de courant inférieures à 5 A/mm², la valeur de l'inductance est constante.

4.2.3 Utilisation du modèle par schéma réductant pour déterminer la puissance en génératrice

A partir du modèle analytique exposé au chapitre 3, il est possible de déterminer pour notre structure la puissance disponible lorsque l'on couple la machine à un pont de diodes et une source de tension DC fixe. La puissance est calculée à partir des valeurs du flux à vide maximal et de l'inductance cyclique ou du courant de court-circuit pour différentes vitesses et différents courant de double excitation. Nous allons utiliser ce modèle analytique avec le modèle réductant pour déterminer la puissance en génératrice de notre structure.

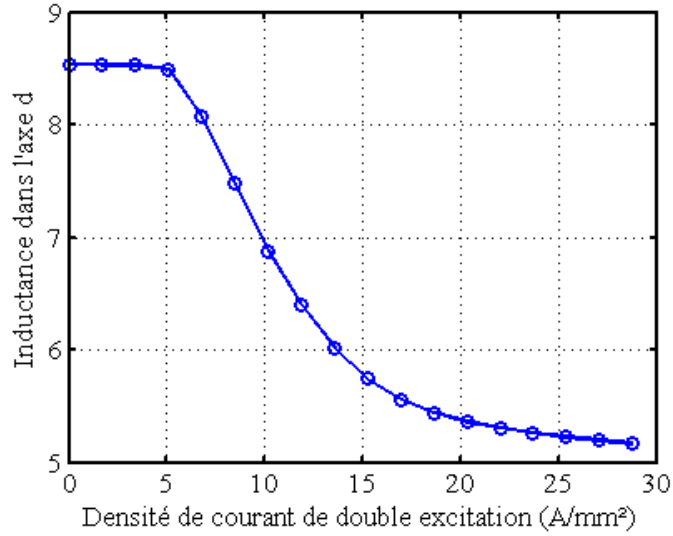


FIGURE III.19: Valeurs de l'inductance dans l'axe d en fonction de la densité de courant de double excitation obtenues par résolution nodale du modèle réductant

La puissance sera donc calculée à partir de l'expression suivante :

$$P_{DC} = \frac{3}{\pi} \frac{U_{DC} \Phi_0}{L_c} \sqrt{1 - \left(\frac{\Omega_b}{\Omega} \right)^2} \quad (\text{III.22})$$

avec

$$\Omega_b = \left(\frac{2U_{DC}}{\pi \Phi_0 N_r} \right) \quad (\text{III.23})$$

A partir des valeurs du flux à vide et de l'inductance déterminée par résolution du modèle réductant, la puissance est calculée et comparée à la puissance mesurée pour un courant de double excitation fixe à la Figure III.20. La détermination du flux à vide et de l'inductance par schéma réductant est précise mais nous avons montré qu'il y avait une erreur maximale de 7% avec les valeurs expérimentales. Cette erreur est répercutée sur la détermination de la puissance. Cependant notre modèle permet une estimation de la valeur de la puissance maximale à moins de 1.5 % pour notre exemple de la Figure III.20, ce modèle peut donc être utilisé dans une procédure d'optimisation où l'on souhaiterait avoir une estimation de la puissance maximale fournie par la structure.

L'avantage de l'utilisation d'un modèle réductant par rapport au modèle utilisant les éléments finis est le temps de calcul réduit. La Table III.7 résume le temps de calcul nécessaire pour obtenir le flux à vide en fonction du courant de double excitation (pour douze valeurs de courant), la valeur de l'inductance cyclique et la puissance en fonctionnement génératrice.

La création d'un modèle réductant nous a donc permis d'obtenir les caractéristiques nécessaires au calcul de la puissance en fonctionnement génératrice avec un gain de temps de calcul considérable par rapport au modèle utilisant les éléments finis 3-D.

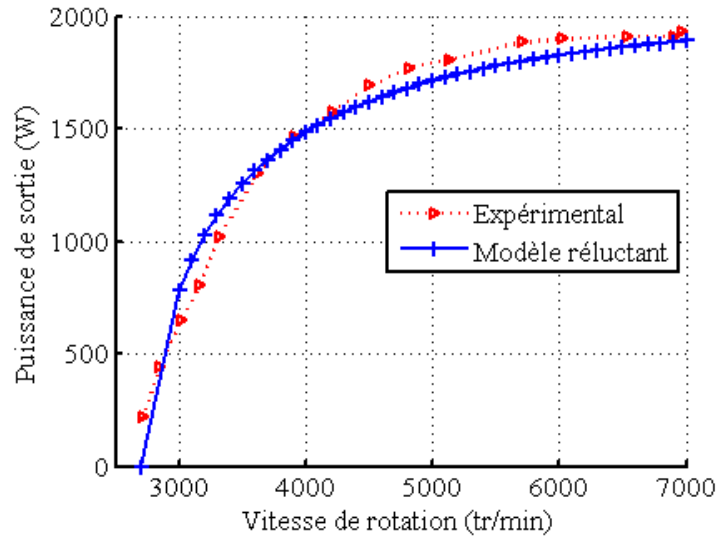


FIGURE III.20: Comparaison de la puissance mesurée en génératrice pour $J_{exc}=5.7 \text{ A/mm}^2$ et $U_{DC}=300\text{V}$ avec la puissance calculée par schéma réductant

	Éléments finis	Réductant Simulink	Réductant Matriciel
$\text{Flux}(I_{exc})$	1 h	13 min	7.7 sec
$L_d(I_{exc})$	1h	13 min	7.7 sec
$P_{DC,max}(I_{exc},N)$	2h	14 min	17 sec

TABLE III.7: Comparaison des temps de calcul

5 Optimisation de la machine à bobinage global à partir d'un cahier des charges en génératrice

Le modèle basé sur la méthode des schémas réductants nous permet donc d'estimer pour notre structure, le flux à vide ainsi que l'inductance cyclique. En couplant ce modèle au modèle analytique présenté au chapitre 3, la puissance en génératrice débitant sur un pont de diodes triphasé et une source de tension fixe peut être calculée. La puissance obtenue sera une fonction de la vitesse, du courant de double excitation ainsi que de la tension du bus DC.

Les temps de calcul étant peu élevés pour le couplage modèle réductant et analytique, une procédure d'optimisation est envisageable. Dans cette partie, nous allons présenter la mise en place du processus d'optimisation, la détermination des paramètres d'optimisation et les cahiers de charges utilisés. Enfin nous présenterons les résultats obtenus pour trois optimisations avec des cahiers des charges différents.

La Figure III.21 résume le principe d'optimisation que nous allons mettre en œuvre dans cette partie.

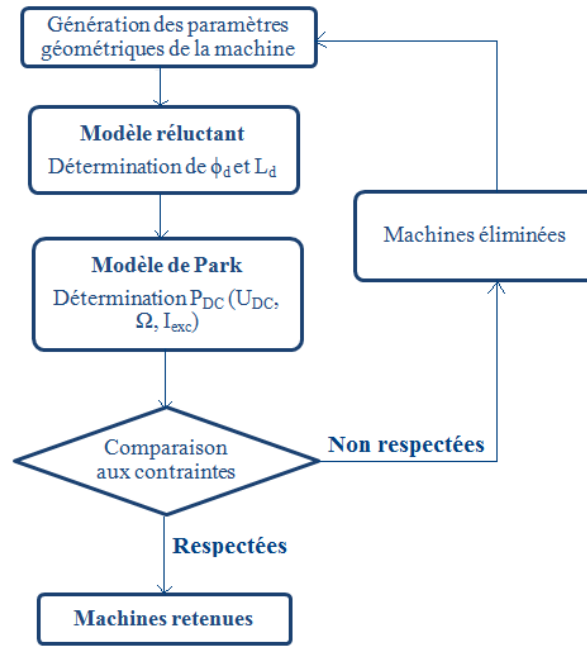


FIGURE III.21: Principe global de l'optimisation

5.1 Détermination des différents paramètres de la machine

Afin de minimiser le temps de calcul, certains paramètres magnétiques et géométriques seront fixés lors la procédure d'optimisation, tandis que d'autres seront laissés libres afin d'explorer les différentes possibilités géométriques de la nouvelle structure.

Paramètres fixes Les premiers paramètres qui seront fixes sont les caractéristiques magnétiques des différents matériaux. Les courbes B-H du F_eSi et du XC18 ainsi que l'induction rémanente des aimants permanents B_r seront imposées. Le schéma réductant étant spécifique à notre structure (il est dépendant de la géométrie), il est nécessaire de fixer le nombre de dents au rotor, au stator ainsi que le nombre de griffes dans la partie de double excitation. Concernant les bobines, leurs nombres resteront identiques à ceux du prototype tout comme leurs coefficients de bobinage. L'épaisseur d'entrefer sera elle aussi fixée à 0.25 mm. Enfin, le processus d'optimisation s'effectuera à volume enveloppe constant, donc le rayon et la longueur extérieurs seront imposés sauf mention contraire.

Paramètres d'optimisation et paramètres déduits Afin de diminuer les temps de calcul du processus d'optimisation, il est nécessaire de réduire le nombre de paramètres variables. Dans notre étude, la structure a été décrite avec sept paramètres à partir desquels toutes les côtes seront déduites.

Pour le stator 2D et le rotor, par exemple, les différents paramètres sont représentés à la Figure III.22. Les paramètres du stator sont la largeur d'aimant et de dent statorique ainsi que la hauteur d'aimant. Pour le rotor, les paramètres sont la hauteur et la largeur

de la dent.

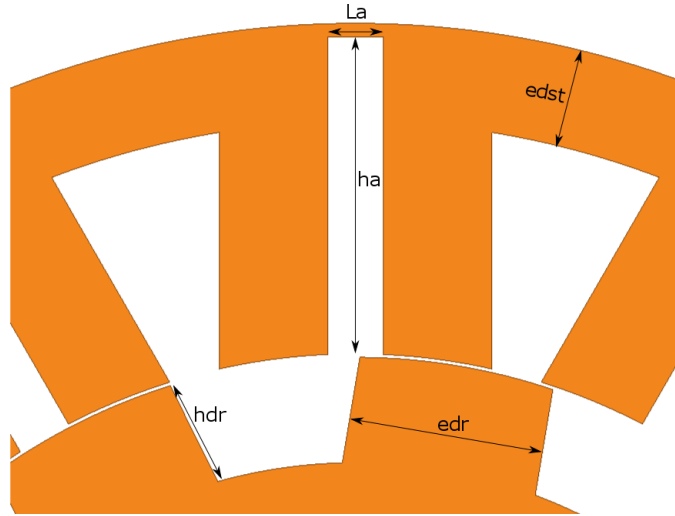


FIGURE III.22: Différents paramètres géométriques nécessaire à la définition du stator et du rotor de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global

Comme présenté dans le chapitre 3, les arrondis et chanfreins peuvent modifier la valeur finale du flux à vide. Or afin de réduire le nombre de réductants du modèle les spécificités géométriques de fabrication comme les chanfreins ne sont pas pris en compte, il sera donc nécessaire a posteriori de vérifier nos résultats en utilisant le modèle par éléments finis 3D présenté dans les chapitres précédents pour prendre en compte toutes les spécificités géométriques.

Certains paramètres seront déduits des paramètres fixés ou optimisés, comme par exemple le rayon extérieur du stator ou le rayon du rotor. De même le nombre de spires des bobines d'induit et d'excitation seront calculés à partir de la surface bobinable calculée par optimisation et des coefficients de bobinages fixés.

Pour effectuer l'optimisation, nous introduisons des coefficients qui seront toujours supérieurs à 0 et inférieurs à 1 pour chacun des paramètres optimisés.

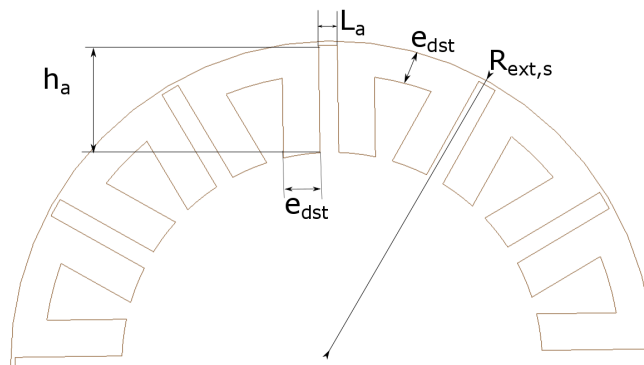


FIGURE III.23: Paramètres géométriques définissant le stator

Rayon d'entrefer Le rayon d'entrefer sera calculé à partir du rayon extérieur du stator, lui même déduit du rayon extérieur fixe.

$$k_{entrefer} = \frac{R_{entrefer}}{R_{ext,s}} \quad (\text{III.24})$$

avec $R_{ext,s}$ le rayon extérieur du stator.

Le coefficient d'entrefer sera compris entre : $k_{entrefer} \in [0.6, 0.8]$.

Hauteur d'aimant La hauteur d'aimant sera calculée à partir du coefficient $k_{h,aim}$ et dépendra du rayon d'entrefer ainsi que de l'épaisseur d'entrefer qui est fixe. La Figure III.23 représente les paramètres optimisés pour le stator.

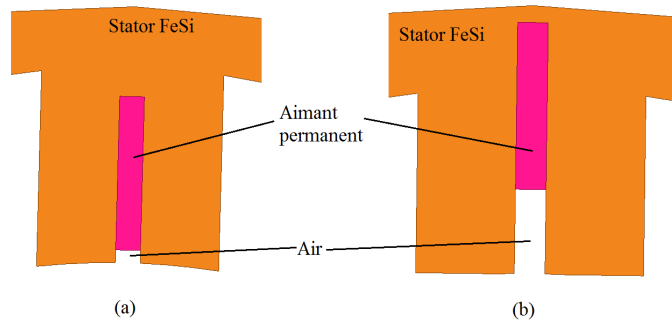


FIGURE III.24: Différentes solutions géométriques lors de la variation de hauteur d'aimant dans le stator

Lorsque la hauteur de l'aimant varie deux solutions sont possibles : soit l'aimant est déplacé vers le rotor et le court circuit magnétique au dessus de l'aimant est augmenté comme représenté à la Figure III.24 (a), soit le haut de l'aimant reste toujours à une distance fixe du rayon externe du stator comme représenté à la Figure III.24 (b). Nous avons fait le choix de la première solution afin de ne pas risquer des court-circuits du flux d'aimant dans l'air et la création d'entrefers "secondaires" qui pourrait être modélisés mais qui sont non prévus dans notre modèle réluctant.

$$k_{h,aim} = \frac{h_a}{R_{ext,s} - R_{entrefer} - \frac{entrefer}{2}} \quad (\text{III.25})$$

$R_{entrefer}$ étant défini par le paramètre présenté précédemment et entrefer correspond à l'épaisseur de l'entrefer qui est fixe. Le coefficient pour la hauteur d'aimant sera compris entre : $k_{h,aim} \in [0.3, 0.95]$

Largeur d'aimant Le coefficient définissant la largeur d'aimant variant entre $[0.01, 0.2]$ dépend du rayon extérieur du stator ainsi que de la hauteur appelé "isthme" qui correspond à la hauteur du court-circuit magnétique dans le fer au dessus de l'aimant, comme représenté à la Figure III.24.

$$k_{\theta,aim} = \frac{L_a N_s}{2\pi(R_{ext,s} - isme)} \quad (\text{III.26})$$

Le nombre de dent au stator N_s est fixé.

Épaisseur du passage du flux au stator Nous définissons e_{dst} qui correspond comme présenté à la Figure III.23, à l'épaisseur de fer au dessus de la bobine d'induit. On retrouve ce paramètre pour l'épaisseur de la dent du stator car on souhaite conserver les sections de passage du flux. Ce paramètre sera une portion du rayon externe du stator lui même déduit du rayon extérieur fixe et de l'épaisseur des griffes.

$$k_{\theta,bob} = \frac{e_{dst}}{R_{ext,s}} \quad (III.27)$$

$$k_{\theta,bob} \in [0.05, 0.13]$$

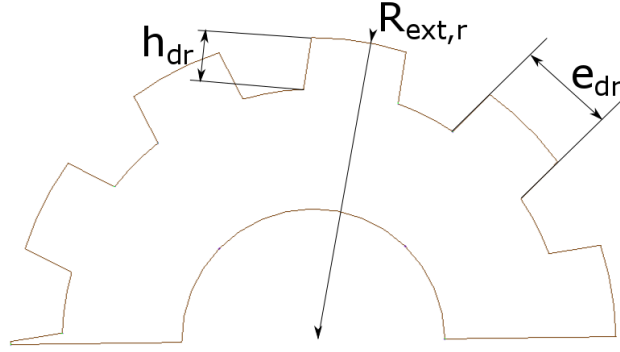


FIGURE III.25: Paramètres géométriques définissant le rotor

Épaisseur de dent du rotor Pour les paramètres du rotor on rappelle que le nombre de dent au rotor N_r sera fixe. le premier paramètre correspond à celui de l'épaisseur de la dent rotorique. Il est défini par un coefficient $k_{\theta,rot} \in [0.2, 0.7]$. Les paramètres d'optimisation du rotor sont résumés à la Figure III.25.

$$k_{\theta,rot} = \frac{e_{dr}N_r}{2\pi R_{ext,r}} \quad (III.28)$$

Hauteur de la dent rotorique La hauteur des dents du rotor sera elle aussi optimisée à partir du coefficient suivant. Le rayon externe du rotor sera quand à lui déduit à partir du rayon d'entrefer et l'épaisseur d'entrefer

$$k_{h_{dr}} = \frac{h_{dr}}{R_{ext,r}} \quad (III.29)$$

Avec $k_{h_{dr}} \in [0.1, 0.4]$.

Épaisseur de la culasse Nous allons optimiser l'épaisseur de culasse en optimisant la proportion d'épaisseur de culasse par rapport à la hauteur du stator et du rayon extérieur. Le nombre de griffes étant fixe le paramètre $angle_g$ est fixe. Nous définissons un coefficient d'épaisseur de griffe :

$$k_{griffe} = \frac{R_{ext} - e_{pg}}{R_{ext,s}} \quad (III.30)$$

Avec $k_{griffe} \in [0.3, 0.8]$. La Figure III.26 résume les paramètres géométriques définissant la culasse à griffes. Le paramètre ep_1 est déduit à partir de e_{pg} .

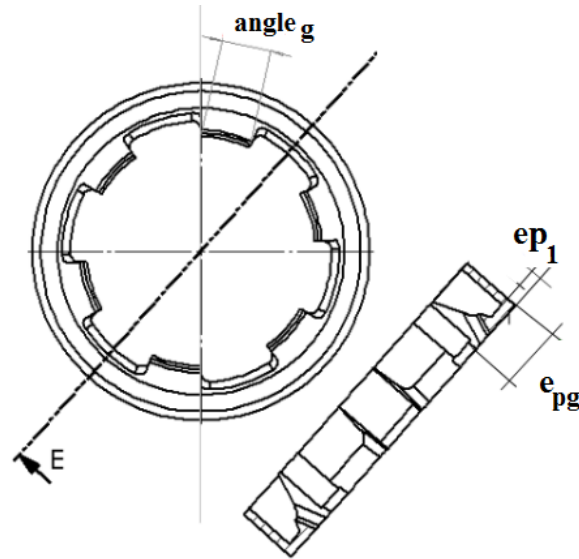


FIGURE III.26: Paramètres géométriques définissant la culasse à griffes

Paramètres optimisés Nous avons donc fait le choix d'optimiser 7 paramètres géométriques : $k_{entrefer}$, $k_{h,aim}$, $k_{\theta,aim}$, $k_{\theta,bob}$, $k_{\theta,rot}$, k_{hdr} , k_{griffe} .

5.2 Optimisation par essaim particulaire

L'algorithme d'optimisation utilisé pour cette étude est la méthode d'optimisation par essaim particulaire, une méthode stochastique développée par Eberhart et Kennedy en 1995 [83]. Cette méthode peut s'appliquer aux fonctions comme pour notre modèle de la puissance en fonction de la vitesse, du courant d'excitation, du flux à vide et de l'inductance cyclique. L'optimisation par essaim particulaire multi-objectifs (appelée MOPSO en anglais) repose sur la reproduction d'un comportement social.

Le principe de cette optimisation est basé sur l'analyse de l'environnement du voisinage d'un ensemble de particules. Dans un premier temps, un ensemble d'individus (particules) est disposé de façon aléatoire et homogènes puis ces particules vont se déplacer. Chaque particule a une mémoire de sa meilleure solution et communique avec les autres. Chacune d'entre elles va alors suivre une tendance faite de sa meilleure position et celle des solutions de son voisinage.

L'algorithme d'optimisation utilisé dans ce mémoire de thèse pour résoudre notre problème d'optimisation a été codé à l'aide du logiciel Matlab par J. Aubry [84].

Afin de mettre en œuvre l'optimisation, il est nécessaire de définir les variables, les fonctions objectifs ainsi que les contraintes de notre problème. Lors de nos différentes optimisations, les variables seront les différents paramètres nommés "paramètres optimisés" définis dans le paragraphe précédent. Les fonctions objectifs seront définies pour chaque cahiers des charges et seront dépendantes des paramètres optimisés. Lors d'une optimisation, on souhaitera avoir les arguments qui minimise ou maximise les fonctions en respectant les contraintes.

Nous allons donc définir pour différents cahiers des charges les fonctions objectifs ainsi

que les contraintes.

5.3 Cahiers des charges et résultats des différentes optimisations

5.3.1 Optimisation de la puissance de sortie en fonction du ratio rayon sur longueur active

La particularité de la structure de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global réside dans sa culasse à griffes au stator. Les avantages de la double excitation à bobinage global ont été exposés dans les chapitres précédents, dans cette partie, nous allons mettre en évidence l'impact de cette culasse sur la puissance disponible. Nous souhaitons identifier si cette structure sera plus efficace lorsque sa longueur active sera importante ou lorsque son rayon extérieur sera plus important.

En d'autre terme, quel est l'impact du facteur de forme sur la puissance massique pour cette nouvelle structure. La présence des griffes rend nécessaire cette étude car à rayon fixe plus la longueur active augmente, plus la portion de griffe par rapport au stator va augmenter.

Pour mettre en évidence l'impact de la longueur active par rapport au rayon extérieur sur la puissance disponible, une optimisation est effectuée à rayon extérieur fixe. Le rayon extérieur sera égal à celui de notre prototype donc à 100 mm. La table III.8 résume l'optimisation exécutée.

Cette optimisation permettra aussi de mettre en évidence le ratio longueur / rayon qui permet d'obtenir le meilleur rapport puissance/masse en kW par kg.

Détermination de la puissance maximale en fonction du ratio rayon, longueur extérieur	
Type d'algorithme	MOPSO
Paramètres d'entrée	Paramètres géométriques et magnétiques, $\frac{R_{ext}}{L_{ext}}$
Objectifs	Puissance maximale et masse minimale
$[k_{entrefer}, k_{h,aim}, k_{\theta,aim}, k_{\theta,bob}, k_{\theta,rot}, k_{hdr}, k_{griffe}] = \max(P_{300V}), \min(\text{masse})$	

TABLE III.8: Présentation de l'optimisation de puissance maximale pour différents ratio de longueur active et rayon extérieur

Résultats La Table III.9 et la Figure III.27 résument les résultats obtenus suite à l'optimisation de la puissance de sortie en fonction du ration longueur active et rayon extérieur. Pour un rayon extérieur fixé à 100 mm, la puissance de sortie pour un couplage sur pont de diodes et source de tension 300 V est maximisée pour différentes longueurs actives. Afin de comparer les différentes machines ainsi obtenues, nous avons résumé la puissance massique disponible en fonction du ratio longueur active par rapport au rayon extérieur. Le rayon extérieur est de 100 mm et la vitesse de rotation est de 12 000 tr/min.

Le prototype étudié dans les chapitres précédents possède un ratio de 0.4, sa puissance massique optimisée sera donc de 0.7 kW/kg. On observe que la plus grande puissance massique est obtenue pour un ratio de 0.2. Donc nous pouvons conclure que la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage globale est une machine qui est plus

$\frac{L_{ext}}{R_{ext}}$	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.2	1.3	1.4	1.5
$P_{300V,max}$ kW/kg	1.6	1.3	0.7	0.6	0.48	0.38	0.3	0.37	0.32	0.24	0.23	0.21	0.2

TABLE III.9: Puissances massiques des machines à commutation de flux et double excitation de flux optimisées avec un rayon extérieur de 100mm et pour différentes longueurs actives

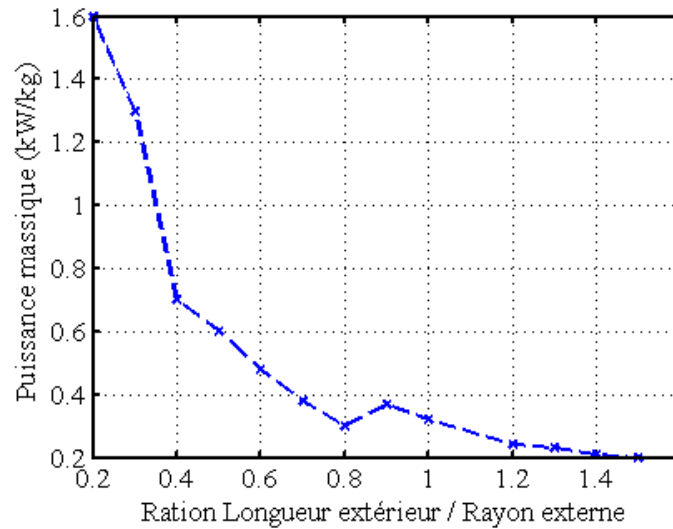


FIGURE III.27: Puissance massique maximale en fonction du ratio longueur extérieure, rayon externe obtenue par optimisation de la structure pour chaque ratio

efficace au sens de la puissance massique lorsque le rayon extérieur est plus grand que la longueur active, donc pour une machine dite disque.

5.3.2 Optimisation de l'excursion de flux pour différents type d'aimant

La seconde optimisation concernera l'excursion du flux. En effet, comme nous l'avons montré dans le chapitre 3, l'excursion du flux à vide est une caractéristique importante. Une grande excursion de flux permettra d'obtenir une puissance non nulle en génératrice sur une plus grande plage de vitesse. De plus, plus le flux maximal sera élevé plus la puissance maximale obtenue en générateur sera élevée.

Nous avons montré dans le chapitre précédent en utilisant la modélisation par éléments finis que l'utilisation d'aimant à plus faible induction rémanente pourrait permettre une plus grande excursion de flux pour un flux maximal sensiblement égal. Afin de confirmer ou d'infirmer cette constatation faite sur une structure non optimisée, nous avons décidé de maximiser le flux à vide pour deux machines, l'une avec des aimants $N_d F_e B$ et l'autre avec des aimants ferrites. Le premier objectif sera donc de maximiser Φ_{max} .

Le second objectif va concerner la FEM à courant d'excitation nul et donc le flux en l'absence de courant d'excitation. Si obtenir un flux maximal le plus grand possible permet d'augmenter la puissance obtenue, le fait d'avoir un flux à courant d'excitation nul le plus faible possible est aussi très intéressant. Dans les applications embarquées, par

exemple, en cas de défaut il peut être nécessaire de couper l'alimentation de la bobine d'excitation et que les FEM de sortie soient quasiment nulles. Notre deuxième objectif sera donc de minimiser la FEM lorsque la densité de courant de double excitation sera nulle.

La Table III.10 résume l'optimisation effectuée.

Détermination de l'excursion de flux maximale pour différents aimants	
Type d'algorithme	MOPSO
Paramètres d'entrée	Paramètres géométriques et magnétiques
Objectifs	Φ_{max} maximal et FEM à $J_{exc}=0$ minimale
Contrainte	Puissance à 300 V au moins égale à 2kW à 12 000 tr/min
$[k_{entrefer}, k_{h,aim}, k_{\theta,aim}, k_{\theta,bob}, k_{\theta,rot}, k_{hdr}, k_{griffe}] = \max(\Phi_{max}), \min(\text{FEM à } J_{exc}=0 \text{ A/mm}^2)$	

TABLE III.10: Présentation de l'optimisation de l'excursion du flux

La contrainte d'optimisation Pour cette étude, le volume extérieur est fixe et égal à celui du prototype étudié dans les chapitres précédents. Afin de pouvoir comparer les résultats fournis par l'optimisation à ceux obtenus sur le prototype, notamment la puissance maximale disponible, une contrainte sur la puissance minimale est imposée. Toutes les structures devront fournir au moins 2 kW pour un bus DC de 300V avec une densité de courant d'excitation égale au maximum à 12 A/mm² pour une vitesse de 12 000 tr/min.

Le nombre de spires d'induit intervenant dans le calcul de la puissance, cette valeur sera fixée lors de l'optimisation. Elle sera considérée égale au nombre maximal de spire possible par rapport à la surface disponible et le coefficient de bobinage.

Résultats Les résultats présentés dans cette partie ont été obtenus pour une optimisation avec 400 particules, 200 itérations. C'est à dire pour chaque itérations, les fonctions objectifs seront évaluées 400 fois.

Les figures III.28 III.29 présentent les fronts de Pareto obtenus pour une structure possédant des aimants N_dF_eB puis des aimants ferrites. A partir de ces deux figures, au vu de l'allure des fronts de Pareto, nous pouvons conclure que les deux objectifs sont bien contradictoires.

A partir des fronts de Pareto obtenus, six machines sont extraites afin de comparer leurs caractéristiques. La première machine étant celle qui maximise le flux maximal, la troisième étant celle qui minimise la FEM à courant d'excitation nul et enfin la seconde est au milieu pour les structures avec des aimants terres rares. On fait de même pour les machines 4, 5, 6 mais avec des aimants ferrites. Les différentes géométries obtenues par optimisation sont représentées aux Figures III.30 et III.32.

La Table III.11 résume les différentes caractéristiques des trois machines extraites de l'optimisation. Comme pressenti dans le chapitre 2 par modélisation éléments finis, l'utilisation des aimants ferrites permet une plus grande excursion de flux pour des puissances sensiblement égales à celles obtenues en utilisant des aimants N_dF_eB. Les six machines

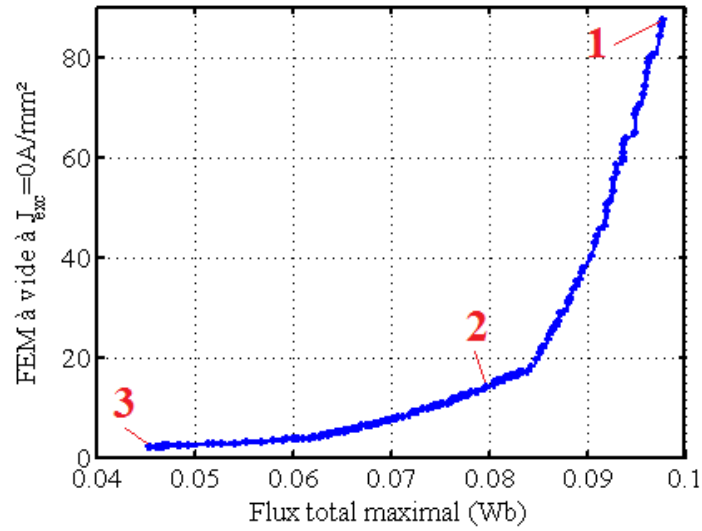


FIGURE III.28: Front de Pareto obtenu pour la maximisation du flux maximal en minimisant la FEM à $J_{exc}=0$ A/mm², structure avec aimants permanents NdFeB

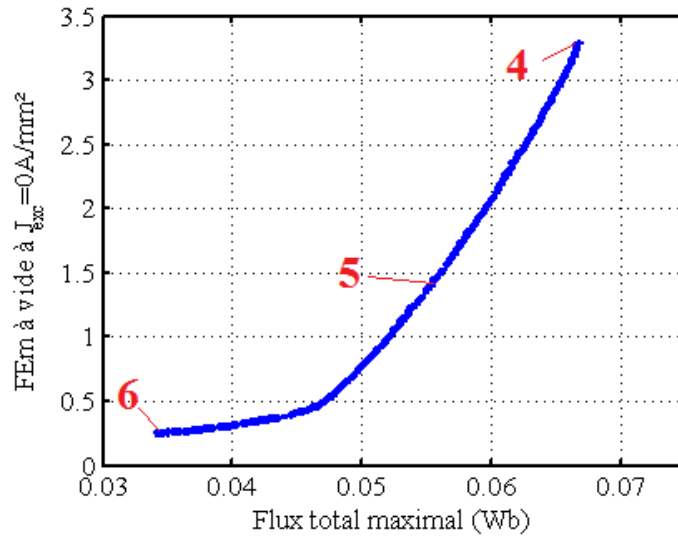


FIGURE III.29: Front de Pareto obtenu pour la maximisation de l'excursion du flux en minimisant la FEM à $J_{exc}=0$ A/mm², structure avec aimants permanents ferrites

ont été modélisées par éléments finis et les résultats obtenus par modélisation par schéma réductant ont été validés par modélisation éléments finis.

A titre de comparaison, le prototype étudié dans les chapitres précédents a une masse de 4.8 kg pour une puissance maximale de 2.3 kW à une vitesse de 10 000 tr/min et un Φ maximal égal à 377 μ Wb. De plus, sa FEM à courant d'excitation nul est de 49 V ce qui s'explique par une valeur de flux à vide sans excitation importante. Il est donc possible à volume constant d'augmenter la puissance maximale de la structure et ce tout en assurant une sécurité avec une FEM à vide faible sans courant d'excitation.

Au vu de leurs caractéristiques les machines 3 et 4 peuvent sembler identiques et

donc leurs puissances devraient être égales. Cependant le nombre de spires pour la bobine d'induit est différent car les géométries des bobines d'induit ne sont pas identiques, ce qui influe sur la valeur de la puissance.

On peut noter que si les différentes machines présentées aux Figures III.30 et III.32 ont des stators 2D très différents, les rotors sont semblables. En ce qui concerne les aimants, plus le flux maximal et la FEM à vide sont importants plus les aimants sont épais. Pour les six machines que nous avons étudiées à partir des fronts de Pareto, la proportion de griffe par rapport au rayon extérieur est sensiblement égale, ce qu'on peut observer aux Figures III.31 et III.33.

Machine	1	2	3	4	5	6
Aimants permanents	N _d F _e B	N _d F _e B	N _d F _e B	Ferrites	Ferrites	Ferrites
$\mathcal{L}_d$ (mH)	8.4	7.9	6.1	6.6	5.8	4.4
$P_{300V,max,12000tr/min}$ (kW)	3.3	2.6	2	2.8	2.6	2
ϕ_{min} (μ Wb)	268	33.71	9.56	9.46	3.8	0.8
ϕ_{max} (μ Wb)	393	323.6	261	256	218	160
FEM (V) à $J_{exc} = 0$	94	10.76	2.34	3.56	1.4	0.2
Masse (kg)	5.2	4.7	4.9	5	4.7	4.6

TABLE III.11: Résumé des caractéristiques magnétiques et électriques des structures optimisées pour l'excursion de flux avec deux types d'aimants permanents

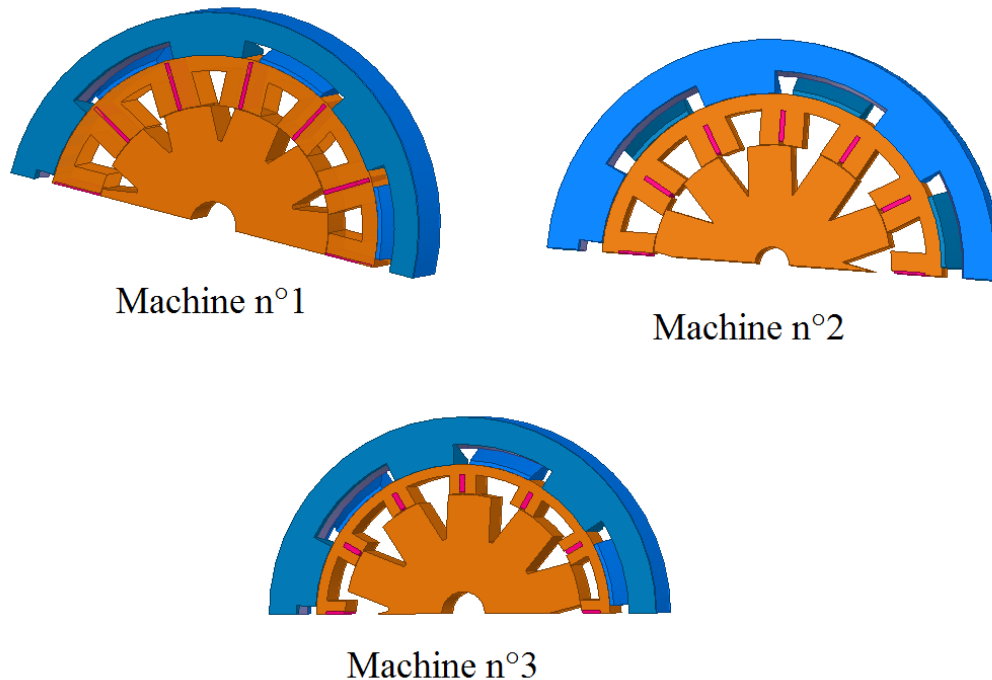


FIGURE III.30: Exemples de géométries de machines obtenues pour la maximisation du flux maximal en minimisant la FEM pour un courant d'excitation nul, structure avec aimants permanents N_dF_eB

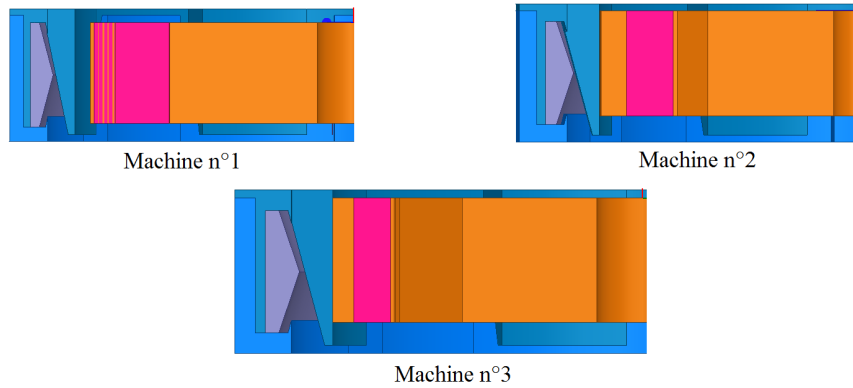


FIGURE III.31: Exemples de géométries de machines obtenues pour la maximisation du flux maximal en minimisant la FEM pour un courant d'excitation nul, structure avec aimants permanents N_dF_eB , vue de côté

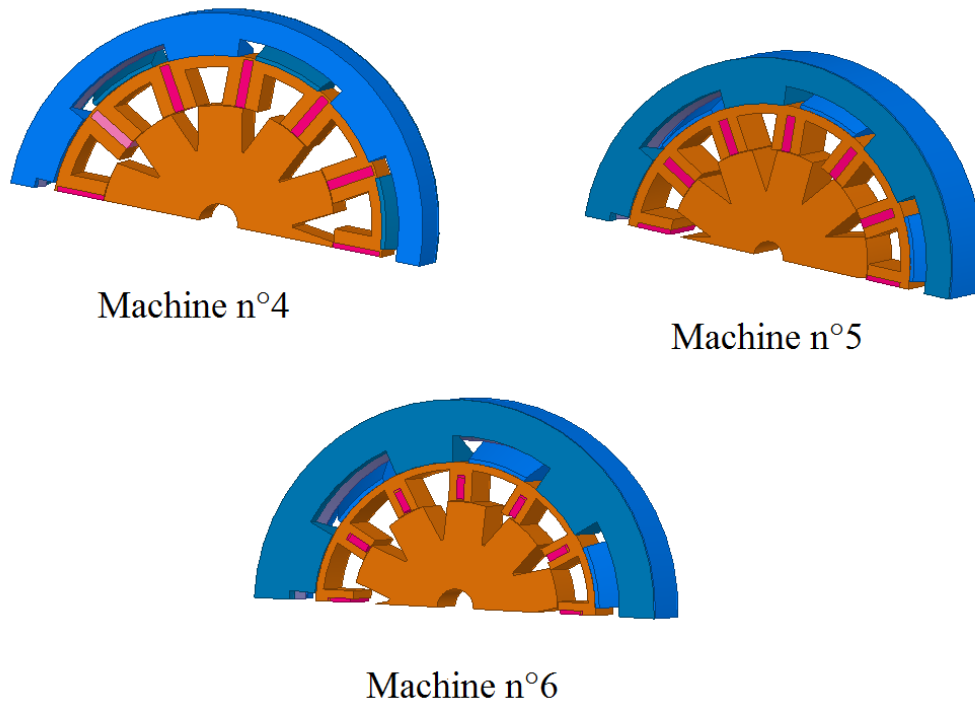


FIGURE III.32: Exemples de géométries de machines obtenues pour la maximisation du flux maximal en minimisant la FEM pour un courant d'excitation nul, structure avec aimants permanents ferrites

5.3.3 Optimisation de la masse totale pour une puissance fixe et un minimum de pertes Joule

L'un des critères importants lors d'un dimensionnement de machine pour un cahier des charges fixe est la masse totale, notamment lorsque nous considérons des applications embarquées. Afin de tester la nouvelle structure pour une application embarquée fictive, nous avons imposé une puissance fixe entre 3000 tr/min et 12 000 tr/min. Les objectifs de

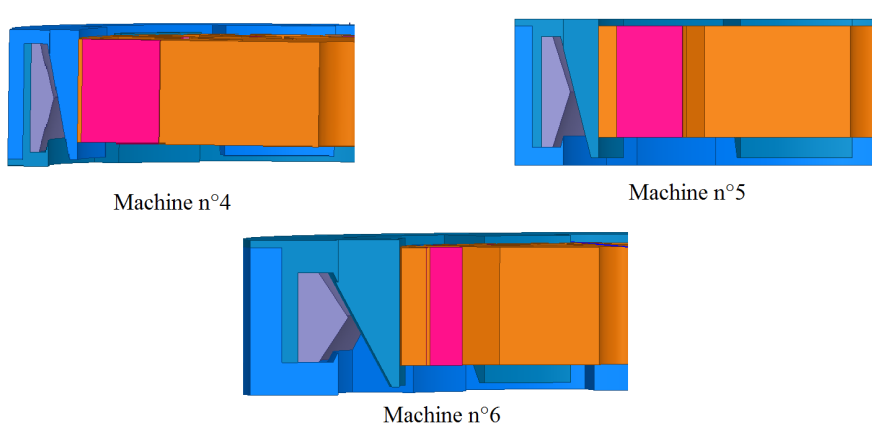


FIGURE III.33: Exemples de géométries de machines obtenues pour la maximisation du flux maximal en minimisant la FEM pour un courant d'excitation nul, structure avec aimants permanents Ferrite, vue de côté

l'optimisation seront, pour une puissance fixe, de minimiser la masse totale de la machine ainsi que les pertes Joule.

La Table III.12 résume l'optimisation effectuée.

Détermination de la masse minimale pour une puissance fixe	
Type d'algorithme	MOPSO
Paramètres d'entrée	Paramètres géométriques et magnétiques
Objectifs	masse minimale et Pertes Joule minimales
Contrainte	Puissance à 300 V $\in [2, 2.2]$ kW à 12 000 tr/min et 3000tr/min
$[k_{entrefer}, k_{h,aim}, k_{\theta,aim}, k_{\theta,bob}, k_{\theta,rot}, k_{hdr}, k_{griffe}] = \max(\Delta\Phi), \min(\text{masse})$	

TABLE III.12: Présentation de l'optimisation de la masse

Les contraintes d'optimisation Les contraintes d'optimisation sont des contraintes sur la puissance. On définit deux points de fonctionnement le premier à 3 000 tr/min et le second à 12 000 tr/min. Pour les deux points de fonctionnement la puissance en mode générateur doit être comprise entre 2 et 2.2 kW. Les puissances finales sont définies par :

$$P_{3000tr/min} = P_{DC} - P_{Joules,induit} - P_{Joules,exc} \quad (III.31)$$

$$P_{12000tr/min} = P_{DC} - P_{Joules,induit} - P_{Joules,exc} \quad (III.32)$$

Résultats Notre prototype a été testé pour une application génératrice débitant sur un pont de diodes et une source de tension fixe. Pour un courant de double excitation permettant d'obtenir un flux maximal, pour une vitesse de 3000tr/min, le prototype fournit une puissance maximale de 800 W.

L'optimisation a porté sur une minimisation de la masse ainsi que des pertes joules totales pour une puissance à 3000 tr/min de 2 kW.

La Figure III.34 représente le front de Pareto obtenu pour une optimisation avec 400 particules, 200 itérations. Nous pouvons constater que pour des masses inférieure à celle du prototype ($m_{proto}=4.8\text{Kg}$) il est possible de trouver des structures de plus fortes puissances à 3000 tr/min mais au prix de pertes Joule importantes. Plus les machines ont

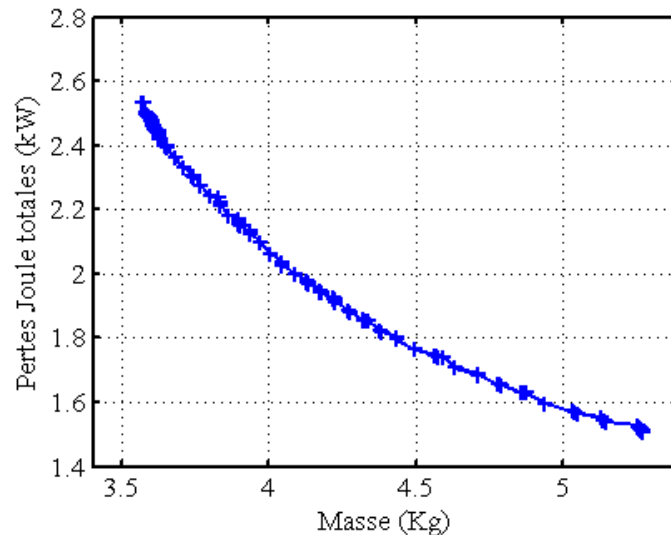


FIGURE III.34: Front de Pareto obtenu pour une optimisation de la masse totale pour une puissance fixe et un minimum de pertes Joule

une masse faible, plus les pertes Joule sont importantes car il sera nécessaire d'augmenter le courant d'excitation pour obtenir la puissance demandée. Nous avons montré que les pertes prépondérantes en fonctionnement génératrice du prototype étaient les pertes fer. Notre modèle ne prenant pas en compte les pertes fer, il n'est pas possible de faire de comparaison avec les machines obtenues, seulement de constater que les pertes Joule sont importantes et donc ne peuvent être négligées.

Pour une masse identique à celle du prototype, soit 4.8 Kg, la machine optimisée fournira 2kW à 3000 tr/min pour une densité de courant d'excitation de 16 A/mm². Il est important de noter qu'une étude thermique des différentes machines obtenues par optimisation serait nécessaire pour valider la possibilité d'alimenter la bobine d'excitation à 16 A/mm², ce qui peut être envisager en perspective de ce travail.

Les principales différences entre ces deux machines sont :

- un nombre de spires plus important pour la machine optimisée(55 contre 46 pour le prototype)
- le rayon extérieur du stator 2D est plus faible pour le prototype, 70 mm contre 80 mm pour la structure optimisée
- les dents rotoriques sont plus larges pour la machine optimisée (15 mm contre 14.4 mm pour le prototype).

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle basé sur les schémas réductants de la machine synchrone à commutation de flux et double excitation à bobinage global ainsi que notre méthode de développement du modèle et sa résolution. La machine a été modélisée par un schéma statique dans l'axe d à vide ce qui permet de déterminer le flux à vide maximal en fonction de la densité de courant d'excitation. Les résultats sont obtenus avec au maximum de 8% d'erreur et en réduisant le temps de calcul d'une heure en éléments finis à 7.7 secondes avec le modèle réductant. Un deuxième modèle a été développé afin d'évaluer la valeur de l'inductance dans l'axe d qui pour notre structure à pôle lisses est égale à l'inductance cyclique. A partir des valeurs du flux à vide maximal et de l'inductance cyclique, en utilisant le modèle analytique présenté au chapitre 3, la puissance maximale en fonctionnement génératrice débitant sur un pont de diodes triphasé et une source de tension fixe peut être calculée. Nous avons donc associé le modèle basé sur les schémas réductant et le modèle analytique. La puissance maximale en fonction du courant d'excitation et de la vitesse de rotation de la machine est obtenue en 17 secondes alors que le temps de calcul avec un modèle éléments finis était de 2h en 3-D.

Dans une seconde partie, nous avons utilisé le modèle réductant dans une procédure d'optimisation. La machine à bobinage global a été paramétrée, c'est à dire définie à partir de 7 coefficients qui permettent la définition entière de la géométrie de la structure. En utilisant un algorithme stochastique, le MPOSO, nous avons optimisé la structure pour plusieurs cahiers des charges. Tout d'abord, nous avons montré que cette nouvelle structure est plus efficace au sens de la puissance massique pour une machine d'une forme type galette, c'est à dire lorsque le rayon extérieur est plus grand que la longueur active. Puis nous avons validé une constatation faite par modélisation éléments finis sur la structure non optimisée au chapitre 2. à savoir qu'il est possible qu'avec des aimants ferrites d'obtenir une puissance égale à celle obtenue avec des aimants en terres rares. De plus avec des aimants ferrites la FEM lorsque l'excitation est coupée est beaucoup plus faible, ce qui permet assure une meilleure sécurité face aux défauts. Enfin, un dernier cahier des charges a été exploré. A volume et puissance fixes, nous avons minimisé la masse totale de la structure pour un minimum de pertes joules.

Conclusion et perspectives

Conclusion

Dans ce manuscrit, l'étude du fonctionnement, la modélisation et l'optimisation d'une nouvelle structure de machine synchrone ont été présentées. Cette machine a été inventée au sein du laboratoire SATIE et c'est une machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global.

Dans le premier chapitre, un état de l'art des structure à double excitation a été présenté. Comme notre sujet d'étude est une machine qui a une structure qui ne peut pas être modélisée dans le plan (en 2D), nous avons opté pour une classification des machines existantes par rapport aux trajets de flux, en deux ou trois dimensions. De plus, cette nouvelle structure possède un rotor passif, nous avons donc distingué les topologies en fonction de la localisation de leurs sources de flux. Au vu du nombre de structure de machine existantes, il est difficile d'être exhaustif. Cependant les exemples de machines présentées permettent de visualiser le paysage des topologies existantes. Dans une second partie, différents types de modélisations électromagnétiques ont été présentés. Cette présentation a permis de justifier notre choix d'un modèle éléments finis pour obtenir les caractéristiques magnétiques locales précisément de la structure ainsi que d'un modèle réductant plus rapide dans l'optique d'une optimisation.

Le second chapitre de ce manuscrit permet d'expliquer la structure de la machine à commutation de flux double excitation à bobinage global. Tout d'abord, le détail de chacun de ses composants est effectué ainsi que l'explication des différents trajets de flux. Dans cette machine, trois trajets de flux sont présents, le premier est dû aux aimants permanents dans l'axe radial, le second aussi dû aux aimants permanents dans les griffes donc suivant la direction axiale. Enfin s'ajoute (ou se retranche en fonction du sens d'alimentation de la bobine d'excitation), le flux du bobinage global. A partir de mesure sur le prototype, nous avons caractérisé la machine. Son flux à vide en fonction du courant d'excitation, ses FEM à vide, les différentes inductances et mutuelles ont été mesurées. Ces mesures ont permis d'explorer les capacités de la structure ainsi que de poser des bases pour les hypothèses des modèles que nous avons développés. L'utilisation du modèle éléments finis a quant à lui permis une caractérisation magnétique de la machine, les trajets de flux ainsi que les zones de saturation ou encore les pertes dues aux courant de Foucault dans les griffes ont été déterminés. Pour mettre en avant l'apport de la double excitation, une étude en fonctionnement moteur a été faite à partir de mesure et d'un modèle analytique. Le courant d'excitation permet d'augmenter soit le couple moyen soit la plage de vitesse admissible. Enfin dans la dernière partie de ce chapitre, la machine à bobinage global a été testée en fonctionnement générateur. Par mesures et modélisation analytique des pertes mécaniques, nous avons pu identifier les pertes fer et Joule de cette structure.

La première partie du troisième chapitre repose sur la modélisation éléments finis. A partir du modèle basé sur les éléments finis en deux dimensions de trois machines à double excitation et commutation de flux ainsi que le modèle 3D de la machine à bobinage global, nous avons montré l'impact de la définition de la courbe BH des matériaux ainsi que de la valeur de l'induction rémanente des aimants sur la valeur du flux à vide. De même, nous avons identifié l'influence des arrondis et chanfrein sur le flux à vide dans le cas d'une machine à forte saturation. Dans un second temps, nous avons comparé deux méthodes de détermination du courant de court-circuit. La première utilise un couplage entre un modèle éléments finis magnéto-transitoire et un modèle circuit électrique. Elle permet une détermination précise de l'amplitude maximale du courant de court-circuit. La seconde méthode est itérative et utilise un modèle magnéto-statique, elle permet une détermination moins précise du courant de court-circuit mais a l'avantage d'être utilisable quelque soit le logiciel de modélisation éléments finis à notre disposition. Enfin, dans la dernière partie, un modèle analytique permettant le calcul de la puissance maximale débitée par la machine reliée à un pont de diodes triphasé et une source de tension en fonction du courant d'excitation et de la vitesse à partir de la valeur du flux à vide maximal et de l'inductance cyclique, a été développé. A partir de deux caractéristiques de la machine, nous pouvons donc déterminer la puissance maximale en fonction du courant d'excitation et de la vitesse de rotation de façon rapide et précise. Alors que avec un modèle éléments finis couplé à un modèle circuit d'un pont de diodes, nous aurions certes des résultats précis mais de façon beaucoup moins rapide.

Le chapitre 4 présente la mise en place d'un modèle réductant. Ce modèle a été développé pour pouvoir utiliser le modèle de puissance maximale du chapitre 3 tout en réduisant le temps de calcul nécessaire à l'obtention du flux à vide et de l'inductance cyclique. Le modèle basé sur les schéma réductant est un modèle dans l'axe d qui est utilisé à vide pour avoir le flux à vide et en charge pour calculer l'inductance cyclique. Ce modèle a été créé en s'appuyant sur notre connaissance des trajets de flux obtenue grâce à la modélisation par éléments finis. A partir de ce modèle et en l'associant à celui de la puissance maximale, on obtient 470 fois plus rapidement la puissance en fonction de la vitesse et du courant d'excitation que avec un modèle éléments finis 3-D et ce avec une bonne précision. La seconde partie de ce chapitre est consacrée à l'utilisation de ce modèle pour optimiser la structure que nous avons réduit à sept paramètres géométriques. Nous avons développé donc un modèle rapide ne nécessitant que peu de paramètre pour déterminer la puissance maximale en fonction du courant d'excitation et de la vitesse. Cela nous a notamment permis de montrer que cette structure possède une meilleure puissance massique lorsque son rayon extérieur est supérieur à sa longueur active. Ainsi que de montrer que l'utilisation d'aimants en ferrite permet d'obtenir des performances en puissance identique à celles obtenues avec des N_dF_eB . Et de plus, l'utilisation des aimants en ferrite permet de minimiser la FEM à vide lorsque le courant de double excitation est coupé en cas de défaut.

Perspectives

Parmi les perspectives à donner à notre étude, voici quelques pistes :

Etude en fonctionnement moteur Tout d'abord le schéma réductant développé au chapitre 4 permet d'obtenir le flux à vide en fonction du courant d'excitation. Or dans le cas d'une machine à pôle lisse, le couple est uniquement dû au couple hybride et peut être calculé à partir de l'équation suivante :

$$C_{em} = p\Phi_{total}i_q\sqrt{3} \quad (\text{III.33})$$

avec p le nombre de paire de pôle. Il serait donc possible en utilisant notre modèle basé sur les schémas réductant d'étudier la structure pour un fonctionnement moteur et notamment de l'optimiser à partir d'un cahier des charges comme celui présenté dans [85].

Prise en compte des pertes fer L'inconvénient de notre modèle dans l'axe d , comme tout modèle dq , utilisé lors de l'optimisation est qu'il ne prend pas en compte la rotation et donc ne permet pas de déterminer la variation de l'induction dans le fer en fonction de la rotation du rotor. Or afin de déterminer les pertes fer dans les matériaux magnétiques il est nécessaire de connaître l'induction en fonction du temps. Si l'on souhaite utiliser le modèle de Bertotti pour la détermination des pertes dans les tôles, l'hypothèse est faite que l'induction varie de façon sinusoïdale.

Or comme on peut le voir dans l'exemple aux Figure III.35 III.36 et III.37 , le champs dans le fer n'a pas une variation sinusoïdale.

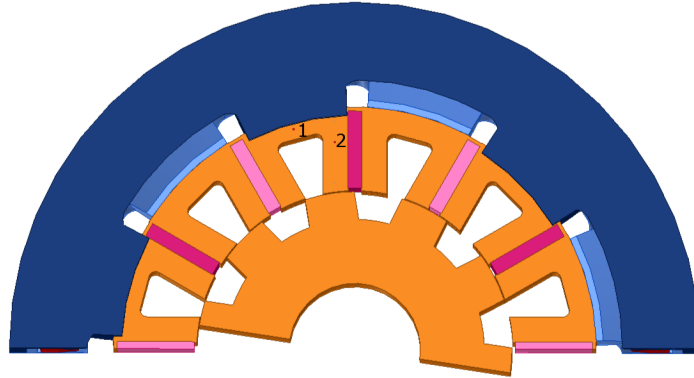


FIGURE III.35: Définition des points de "mesure" de la variation de l'induction

Il pourrait donc être intéressant de prendre en compte la rotation dans le schéma réductant comme présenté dans [76] pour pouvoir évaluer les pertes fer et les prendre en compte dans la procédure d'optimisation.

Modification des griffes Enfin, nous avons montré que la structure est optimale pour une topologie "disque" mais nous avons exploré uniquement des modifications de la géométrie initiale sans changer "l'essence" de cette structure, d'autre solutions peuvent donc être explorées.

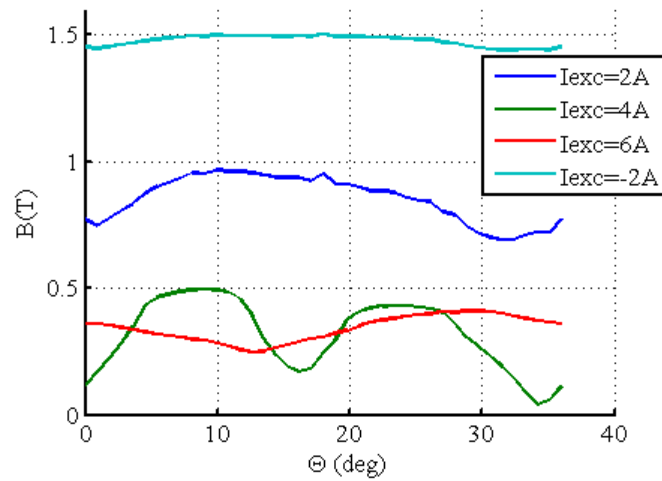


FIGURE III.36: Modélisation EF : Variation de l'induction en fonction de la rotation au point 1 du stator

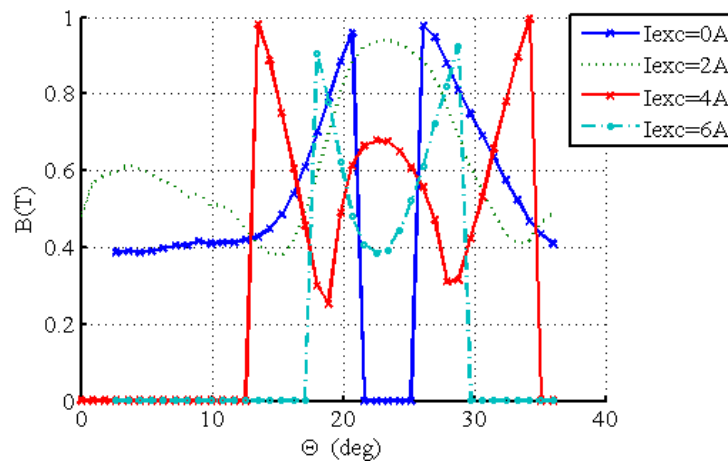


FIGURE III.37: Modélisation EF : Variation de l'induction en fonction de la rotation au point 2 du stator

Par exemple, comme montré à la Figure III.38, il pourrait être possible de dupliquer la partie double excitation dans la longueur afin de pouvoir augmenter la longueur active en gardant des dimensions raisonnables aux griffes.

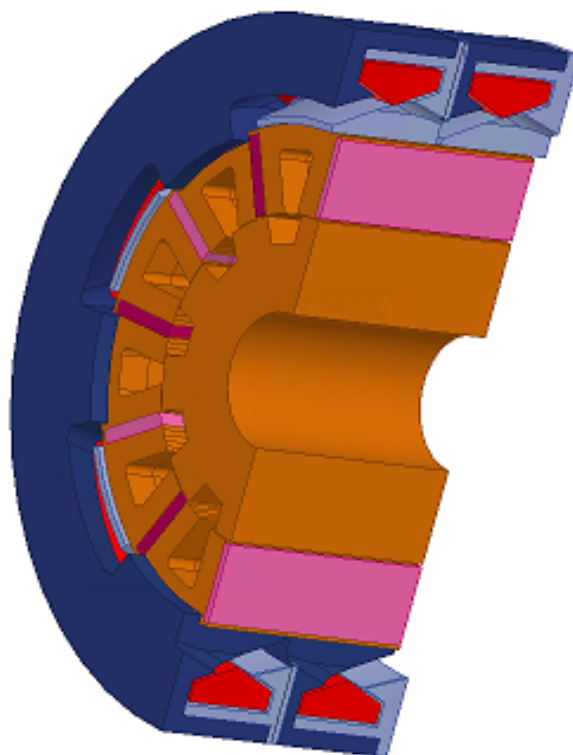


FIGURE III.38: Machine à commutation de flux et double excitation avec deux bobinages d'excitation

Publications

Ce travail de thèse a donné lieu à deux publications dans des conférences internationales :

A. Dupas, E. Hoang, S. Hlioui, B. Gaussens, M. Lécivain and M. Gabsi, *Performances of a hybrid excited flux-switching DC-alternator : Analysis and experiments*, Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on, Berlin, 2014, pp. 2644-2649. doi : 10.1109/ICELMACH.2014.6960561

E. Hoang, A. Dupas, S. Hlioui, M. Lécivain and M. Gabsi, *3D global windings hybrid excitation switching flux machine* Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014 17th International Conference on, Hangzhou, 2014, pp. 2872-2876. doi : 10.1109/ICEMS.2014.7013987
et une publication dans une revue :

A. Dupas, S. Hlioui, E. Hoang, M. Gabsi and M. Lécivain, *Investigation of a New Topology of Hybrid-Excited Flux-Switching Machine With Static Global Winding : Experiments and Modeling* in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, no. 2, pp. 1413-1421, March-April 2016. doi : 10.1109/TIA.2015.2497305

Annexe A

Schéma réluctant de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global, expression des réluctances de la culasse

Dans cette annexe nous résumons les différentes expressions des réluctances modélisant la partie double excitation de la machine à commutation de flux et double excitation à bobinage global.

Pour rappel les griffes sont modélisées par le schéma réluctant représenté à la Figure A.1. Nous définissons quelques grandeurs géométriques caractéristiques à la Figure A.2.

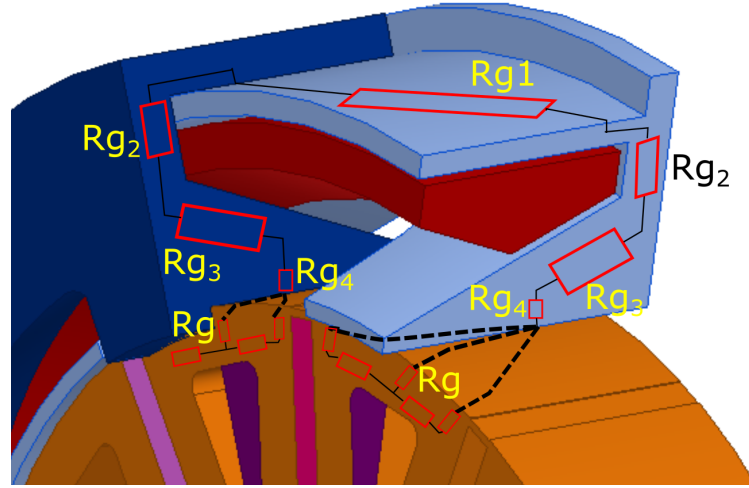


FIGURE A.1: Schéma réluctant des griffes

Pour prendre en compte la saturation du fer dans toutes les réluctances, on attribue à chaque réluctance une perméabilité propre.

On suppose que la ligne moyenne de flux dans le haut de la culasse est une ligne droite :

$$R_{g1} = \frac{\sqrt{la^2 + \text{épaisseur}^2}}{\mu_0 \mu_{R_{g1}} ha_3 * \text{épaisseur}} \quad (\text{A.1})$$

$$R_{g2} = \frac{ha}{\mu_0 \mu_{R_{g2}} ep * \text{épaisseur}} \quad (\text{A.2})$$

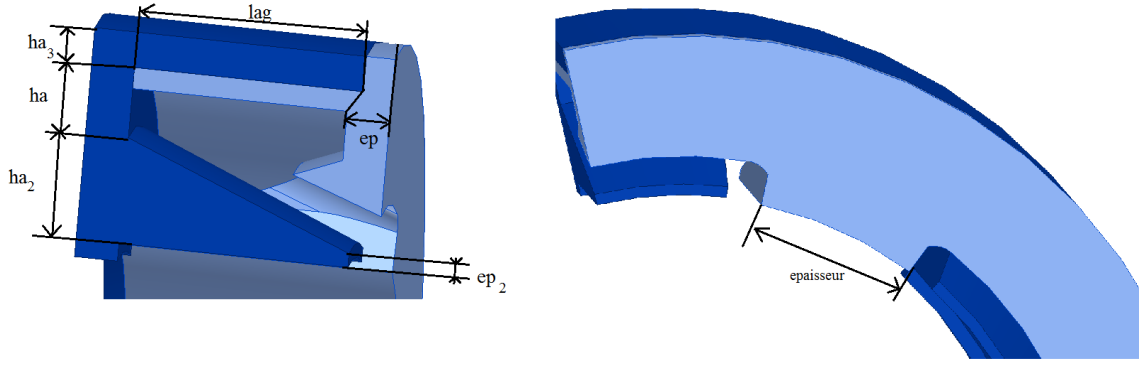


FIGURE A.2: Dimensions des griffes

On suppose que la ligne moyenne de flux dans la griffe est une ligne droite :

$$Rg_3 = \frac{\sqrt{lag^2 + epaisseur^2}}{\mu_0 \mu_{Rg_3} ha_2 * epaisseur} \quad (A.3)$$

$$Rg_4 = \frac{ep2}{\mu_0 \mu_{Rg_4} epaisseur * lag} \quad (A.4)$$

Bibliographie

- [1] S. Hlioui, Y. Amara, E. Hoang, and M. Gabsi. Overview of hybrid excitation synchronous machines technology. *2013 International Conference on Electrical Engineering and Software Applications*, (1) :1–10, 2013.
- [2] C. Zhao and Y. Yan. A Review of Development of Hybrid Excitation Synchronous Machine. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, volume 2, pages 857–862. IEEE, 2005.
- [3] L. Vido, Y. Amara, and M. Gabsi. Machines synchrones à double excitation MSDE. *Dossier Techniques de l'ingénieur*, (0) :0–25, 2011.
- [4] Y. Amara, S. Hlioui, R. Belfkira, G. Barakat, and M. Gabsi. Comparison of Open Circuit Flux Control Capability of a Series Double Excitation Machine and a Parallel Double Excitation Machine. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60(9) :4194–4207, November 2011.
- [5] D. Fodorean, A. Djerdir, I.A. Viorel, and A. Miraoui. A Double Excited Synchronous Machine for Direct Drive Application—Design and Prototype Tests. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(3) :656–665, September 2007.
- [6] A. Gimeno and G. Friedrich. Machine électrique tournante synchrone avec rotor à double excitation, July 8 2015. EP Patent 2,622,715.
- [7] T.A. Lipo. A novel permanent magnet motor with doubly salient structure. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(5) :1069–1078, 1995.
- [8] T.A. Lipo, Y. Liao, and F. Liang. Doubly Salient Variable Reluctance Machine with Stationary Permanent Magnets or Auxiliary Field Windings, 1997.
- [9] F. Leonardi, T. Matsuo, Y. Li, T.A. Lipo, and P. McCleer. Design considerations and test results for a doubly salient PM motor with flux control. In *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, volume 1, pages 458–463. IEEE, 1996.
- [10] S. E. Rauch and L. J. Johnson. Design Principles of Flux-Switch Alternators [includes discussion]. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III : Power Apparatus and Systems*, 74(3) :1261–1268, January 1955.
- [11] W. Hua, G. Zhang, and M. Cheng. Flux-Regulation Theories and Principles of Hybrid-Excited Flux-Switching Machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(c) :5359–5369, 2015.
- [12] Y. Tang, E. Motoasca, J.H. Paulides, and E. Lomonova. Comparison of flux-switching machines and permanent magnet synchronous machines in an in-wheel traction application. *COMPEL : The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 32(1) :153–165, 2013.

- [13] Z. Q. Zhu and J. T. Chen. Advanced Flux-Switching Permanent Magnet Brushless Machines. 46(6) :1447–1453, June 2010.
- [14] Z.X. Fang, Y. Wang, J.X. Shen, and Z.W. Huang. Design and analysis of a novel flux-switching permanent magnet integrated-starter-generator. *4th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2008)*, pages 106–110, 2008.
- [15] Y. Wang and Z. Deng. Comparison of Hybrid Excitation Topologies for Flux-Switching Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 48(9) :2518–2527, September 2012.
- [16] E. Hoang, M. Lécivain, and M. Gabsi. A new structure of a switching flux synchronous polyphased machine with hybrid excitation. In *European Conference on Power Electronics and Applications 2007*, pages 1–8, 2007.
- [17] B. Gaussens, E. Hoang, M. Lécivain, P. Manfé, and M. Gabsi. An Hybrid-Excited Flux-Switching Machine for High Speed DC-Alternator Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013.
- [18] B. Gaussens, E. Hoang, M. Lécivain, and P. Manfé. A New Hybrid-Excited Flux-Switching Machine with Excitation Coils in Stator Slots. In *Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–6, 2012.
- [19] E. Hoang, M. Lécivain, S. Hlioui, and M. Gabsi. Hybrid excitation synchronous permanent magnets synchronous machines optimally designed for hybrid and full electrical vehicle. In *8th International Conference on Power Electronics ECCE Asia*, pages 1–8, 2011.
- [20] E. Sulaiman, T. Kosaka, N. Matsui, and M. Z. Ahmad. Design Improvement and Performance Analysis of 12 Slot-10 Pole Permanent Magnet Flux Switching Machine with Field Excitation Coils. In *The 5th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO2011)*, number June, 2011.
- [21] E. Sulaiman, T. Kosaka, and N. Matsui. A novel hybrid excitation flux switching synchronous machine for a high-speed hybrid electric vehicle applications. *International Conference on Electrical Machines and Systems*, pages 1–6, August 2011.
- [22] E. Sulaiman, T. Kosaka, and N. Matsui. Design and analysis of high-power/high-torque density dual excitation switched-flux machine for traction drive in HEVs. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 34 :517–524, June 2014.
- [23] Z. Zhang, Y. Tao, and Y. Yan. Hybrid Excitation Doubly Salient Brushless DC Generator. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 59(6) :2550–2556, 2012.
- [24] D. A. Akemakou. Rotary electric machine, especially an alternator for a motor vehicle, 2000.
- [25] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, S. Iwasaki, and R. Deodhar. A Novel Hybrid-Excited Switched-Flux Brushless AC Machine for EV/HEV Applications. *IEEE Transactions on Vehicular technology*, 60(4) :1365–1373, 2011.
- [26] H. Wei, C. Ming, and Z. Gan. A Novel Hybrid Excitation Flux-Switching Motor for Hybrid Vehicles. *IEEE Transactions on Magnetics*, 45(10) :4728–4731, October 2009.

- [27] F. Xinghe and Z. Jibin. Numerical Analysis on the Magnetic Field of Hybrid Exciting Synchronous Generator. *IEEE Transactions on Magnetics*, 45(10) :4590–4593, 2009.
- [28] O. Laldin, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek. Analysis and Design of Axial Hybrid Synchronous Machines. In *ICEM International Conference on Electrical Machines*, pages 2593–2599, 2014.
- [29] G. Borocci, F. Capponi Giulli, G. De Donato, and F. Caricchi. Mixed-Pole Hybrid-Excitation Machine. In *ICEM International Conference on Electrical Machines*, pages 1–7, 2014.
- [30] C. D. Syverson, N. Mankato, and W. R. Cums. Hybrid Alternator, 1998.
- [31] I. Ozawa, T. Kosaka, and N. Matsui. Less Rare-Earth Magnet-High Power Density Hybrid Excitation Motor Designed for Hybrid Electric Vehicle Drives Keywords. In *Power Electronics and Application*, pages 1–10, 2009.
- [32] T. Kosaka, Y. Kano, N. Matsui, and C. Pollock. A novel multi-pole permanent magnet synchronous machine with SMC bypass core for magnet flux and SMC field-pole core with toroidal coil for independent field strengthening/weakening. In *European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 10 pp.–P.10. IEEE, 2005.
- [33] 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*, 44(9) :2174–2180, 2008.
- [34] 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*. PhD thesis, l’Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et de l’université de Besançon, 2008.
- [35] Y. Amara. *Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation : application au véhicule hybride*. PhD thesis, 2001. Paris 11, Orsay.
- [36] B. Nedjar, S. Hlioui, Y. Amara, L. Vido, M. Gabsi, and M. Lécirvain. A New Parallel Double Excitation Synchronous Machine. *IEEE Transactions on Magnetics*, 47(9) :2252–2260, September 2011.
- [37] Y. Burkhardt, K. Schleicher, and M. Klöpzig. A novel hybrid excited synchronous machine for (H)EV applications. In *ICEM International Conference on Electrical Machines*, 2014.
- [38] X. Liu, A. Zheng, and C. Wang. A Stator-Separated Axial Flux-Switching Hybrid Excitation Synchronous Machine. *Journal of international Conference on Electrical Machines and Systems*, 1(4) :399–404, December 2012.
- [39] E. Yildiriz and G. Onbilgin. Design studies of Axial Flux Hybrid Excitation Synchronous Machine with magnetic bridge. In *8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, pages 234–237. IEEE, November 2013.
- [40] L. Albert. *Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes Application au domaine automobile*. PhD thesis, Laboratoire d’Electrotechnique de Grenoble, 2004.

- [41] M. Hecquet and P. Brochet. Modélisation d'un alternateur automobile par un réseau de perméances couplé à des circuits électriques. *Journal de Physique III*, 6 :1099–1116, 1996.
- [42] Z. Wu. *Conception optimale d'un entraînement électrique pour la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique*. PhD thesis, Université de Franche Comte, 2012.
- [43] A. Ibala and A. Masmoudi. 3D Fea Based Feature Investigation of a Claw Pole alternator With Dc Excitation in the Stator. In *Systems Signals and Devices*, pages 0–5, 2010.
- [44] Y G Guo, J G Zhu, and H W Lu. Design of SMC motors using hybrid optimization techniques and 3D FEA with increasing accuracy. *ICEMS 2005 : Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, Vols 1-3*, pages 2296–2301, 2005.
- [45] Y. Tamto. *Détermination des Paramètres d'une machine à Griffes . Application au domaine automobile*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2011.
- [46] R. P. Deodhar, A. Pride, and J. Bremner. Cost reduction and performance improvement opportunities in automotive accessory motors exploiting 3-D flux paths. *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 10 :2680–2686, October 2014.
- [47] Y. Shen, Z.Q. Zhu, J.T. Chen, R.P. Deodhar, and A. Pride. Analytical Modeling of Claw-Pole Stator SPM Brushless Machine Having SMC Stator Core. *IEEE Transactions on Magnetics*, 49(7) :3830–3833, July 2013.
- [48] C. Tong, P. Zheng, Q. Wu, J. Bai, and Q. Zhao. A brushless claw-pole double-rotor machine for power-split hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(8) :4295–4304, 2014.
- [49] D. Richard and Y. Dubel. Valeo StARS technology : A competitive solution for hybridization. In *Fourth Power Conversion Conference-NAGOYA, PCC-NAGOYA 2007 - Conference Proceedings*, pages 1601–1605, 2007.
- [50] A. Masmoudi, R. Rebhi, and A. Ibala. MEC-Based Sizing of a Hybrid Excited Claw Pole Alternator. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, PP(1) :1, 2014.
- [51] S. Ma and Z. Zhang. Investigation of Field Regulation Characteristic of a Hybrid Excitation Synchronous Machine with Axial Auxiliary Air-gaps. In *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2012 15th International Conference on*, Sapporo, 2012.
- [52] Z. Zhang, S. Ma, J. Dai, and Y. Yan. Investigation of hybrid excitation synchronous machines with axial auxiliary air-gaps and non-uniform air-gaps. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(3) :1729–1737, 2014.
- [53] H. Ben Ahmed, N. Bernard, G. Feld, and B. Multon. Machines synchrones fonctionnement en régime autopiloté. *Techniques de l'ingénieur : Différents types de machines électriques tournantes*, 2009.
- [54] Guy Grellet. Pertes dans les machines tournantes. *Techniques de l'Ingénieur*, 1989.
- [55] J.E. Vrancik. Prediction of windage power loss in alternators. Technical Report October, NASA, Washington DC, 1968.

- [56] Norme internationale. Magnetic materials - part 2 : Methods of measurement of the magnetic properties of electrical steel strip and sheet by means of an Epstein frame. Technical report, Consolidated Edition Standard published, 2008.
- [57] O. Hamrit, F. Mazaleyrat, M. Lobue, O. De La Barrière, and M. Lécivain. Comparaison des systèmes de mesure et influence de la direction de laminage sur les pertes magnétiques et sur la courbe anhystérétique. In *Symposium de Génie Électrique 2014*, July 2014.
- [58] F. Trutt, E. Erdelyi, and R. Hopkins. Representation of the Magnetization Characteristic of DC Machines for Computer Use. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-87(3) :665–669, March 1968.
- [59] J. P. Barton. Empirical equations for the magnetization curve. *Electrical Engineering*, 52(1) :51–51, January 1933.
- [60] G. Ugalde, Z.Q. Zhu, J. Poza, and a. Gonzalez. Analysis of rotor eddy current loss in fractional slot permanent magnet machine with solid rotor back-iron. *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, pages 1–6, 2010.
- [61] J.H. Lee and D.S. Hyun. Hysteresis characteristics computation on PWM fed synchronous reluctance motor using coupled FEM and Preisach modeling. *IEEE Transactions on Magnetics*, 36(4) :1209–1213, July 2000.
- [62] Y. Amara, H. Ben Ahmed, E. Hoang, L. Vido, M. Gabsi, and M. Lécivain. Hybrid Excitation Synchronous Alternator Debiting on a Diode Rectifier with a Resistive Load. In *EPE*, 2003.
- [63] H. Derbas, J. Williams, A. Koenig, and S. Pekarek. A Comparison of Nodal- and Mesh-Based Magnetic Equivalent Circuit Models. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 24(2) :388–396, June 2009.
- [64] L. Vido. Modélisation des machines synchrones à aimants permanents à concentration de flux prenant en compte la saturation magnétique en vue de leur dimensionnement. In *JCGE'05*, Montpellier, 2005.
- [65] 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*, 46(6) :1726–1729, June 2010.
- [66] Z.Q. Zhu, Y. Pang, D. Howe, S. Iwasaki, R. Deodhar, and A. Pride. Analysis of electromagnetic performance of flux-switching permanent-magnet machines by non-linear adaptive lumped parameter magnetic circuit model. *IEEE Transactions on Magnetics*, 41(11) :4277–4287, November 2005.
- [67] S. Hlioui, L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, M. Lécivain, and A. Miraoui. PM and hybrid excitation synchronous machines : Performances comparison. *18th International Conference on Electrical Machines*, pages 1–6, September 2008.
- [68] C. Bekhaled, S. Hlioui, L. Vido, M. Gabsi, M. Lécivain, and Y. Amara. 3D magnetic equivalent circuit model for homopolar hybrid excitation synchronous machines. *2007 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, pages 575–580, September 2007.

- [69] L. Albert, C. Chillet, A. Jarosz, and F. Wurtz. Analytic modelling of automotive claw-pole alternator for design and constrained optimisation. In *European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 3–10, 2003.
- [70] M. Jufer. Circuits magnétiques. *Techniques de l'Ingénieur*, 33(0) :0–19, 2014.
- [71] E. Colin Cherry. The Duality between Interlinked Electric and Magnetic Circuits and the Formation of Transformer Equivalent Circuits. *Proceedings of the Physical Society. Section B*, 62(2) :101–111, February 1949.
- [72] C.J. Carpenter. Magnetic equivalent circuits. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 115(10) :1503, 1968.
- [73] V. Ostović. *Dynamics of saturated electric machines*. Springer Verlag Gmbh, 1989.
- [74] M. Cheng, K.T. Chau, C.C. Chan, E. Zhou, and X. Huang. Nonlinear varying-network magnetic circuit analysis for doubly salient permanent-magnet motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 36 :339–348, 2000.
- [75] E. Ilhan, B.L.J. Gysen, J.J.H. Paulides, and E.A. Lomonova. Analytical Hybrid Model for Flux Switching Permanent Magnet Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 46(6) :1762–1765, June 2010.
- [76] B. Nedjar. *Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation*. PhD thesis, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2012.
- [77] Y. S. Chen, Z. Q. Zhu, and D. Howe. Calculation of d- and q-axis inductances of PM brushless ac machines accounting for skew. *IEEE Transactions on Magnetics*, 41 :3940–3942, 2005.
- [78] A. Fock and P.M. Hart. New method for measuring X_d and X_q based on the P-Q diagram of the lossy salient-pole machine. *Electric Power Applications, {IEEE} Proceedings B*, 131(6) :259–262, 1984.
- [79] Z. Jibin and L. Weiyan. Finite element calculation of the saturation DQ-axes inductance for a direct drive PM synchronous motor considering cross-magnetization. *Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pages 677–681, 2003.
- [80] L. Ji-Young, L. Sang-Ho, L. Geun-Ho, H. Jung-Pyo, and H. Jin. Determination of parameters considering magnetic nonlinearity in an interior permanent magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, 42(4) :1303–1306, 2006.
- [81] Y. Li, Z. Q. Zhu, D. Howe, C. M. Bingham, and D. Stone. Improved rotor-position estimation by signal injection in brushless AC motors, accounting for cross-coupling magnetic saturation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(5) :1843–1850, 2009.
- [82] B Stumberger, G Stumberger, D Dolinar, a Hamler, and M Tlep. Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(5) :1264–1271, 2003.
- [83] J. Kennedy and R. Eberhart. Particle swarm optimization. *IEEE Transactions on Magnetics*, 4 :1942–1948, 1995.

- [84] J. Aubry. *Sizing optimization of a direct electrical conversion chain including a supercapacitor-based power output smoothing system : application to the SEAREV wave energy converter*. Theses, École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, November 2011.
- [85] James D. McFarland, T.M. Jahns, and Ayman M. El. Performance and efficiency comparisons for interior PM and flux-switching PM machines with ferrite magnets for automotive traction applications. In *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 6529–6536. IEEE, sep 2015.

Titre Modélisation et optimisation d'une machine synchrone à commutation de flux et double excitation à bobinage global

Mots-clés Machine synchrone à double excitation, génératrice synchrone, éléments finis 3D, optimisation, réluctances

Résumé Dans cette thèse, nous présentons une nouvelle structure de machine à double excitation. C'est une machine à commutation de flux, donc qui possède un rotor passif, et dont la partie de double excitation située au stator est maintenue par une culasse à griffes. Dans une première partie, les caractéristiques importantes de cette structure sont exposées à partir de mesures sur un prototype et de modèles par éléments finis. Outre le fonctionnement à vide, les fonctionnements en mode moteur et en mode générateur sont présentés pour évaluer les performances. Le second chapitre de cette thèse

présente différents modèles de la machine à double excitation. Nous présentons deux méthodes basées sur la modélisation par éléments finis qui permettent le calcul du courant de court-circuit. Enfin, afin de s'affranchir d'un modèle magnéto-transitoire trop gourmand en temps de calcul, nous présentons un modèle analytique. Dans le dernier chapitre de la thèse, nous avons développé un modèle de la machine à double excitation à bobinage global basé sur les schémas réluctants. Dans un dernier temps, nous avons utilisé ce modèle dans une procédure d'optimisation pour différents cahiers des charges.

Title Modélisation et optimisation d'une machine synchrone à commutation de flux et double excitation à bobinage global

Keywords Flux-Switching, Hybrid excitation machine, measurements, Synchronous alternator, 3D-FEA

Abstract A new synchronous machine is presented in this thesis. It is a flux-switching machine, which therefore has a passive rotor, and excitation part of which is located at the stator. In a first part, characteristics of this structure are exposed from measurements on a prototype and models by finite elements. In addition, motor and generator mode operations are presented to evaluate performances. The second chapter presents different models of the double ex-

citation machine. We present two methods based on finite element modeling which allow the calculation of the short-circuit current. Finally, in order to avoid a magneto-transient model that is too greedy in computation time, we present an analytical model. In the last chapter of the thesis, we developed a model of the global winding machine based on permanent network. In a last step, we used this model in an optimization procedure for different specifications.