



HAL
open science

Etude 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

Sami Hlioui

► **To cite this version:**

Sami Hlioui. Etude 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. Energie électrique. Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008. Français. NNT : . tel-00344568v1

HAL Id: tel-00344568

<https://theses.hal.science/tel-00344568v1>

Submitted on 5 Dec 2008 (v1), last revised 5 Dec 2008 (v2)

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

pour obtenir le grade de DOCTEUR

délivré conjointement par l'Université de Technologie de
Belfort-Montbéliard et de l'université de Besançon

Discipline : Science pour l'ingénieur - Génie Électrique

Présentée et soutenue publiquement, le 02 Décembre 2008, par

Sami HLIOUI

ÉTUDE D'UNE MACHINE SYNCHROME À DOUBLE EXCITATION

CONTRIBUTION À LA MISE EN PLACE D'UNE PLATE-FORME DE
LOGICIELS EN VUE D'UN DIMENSIONNEMENT OPTIMAL

Directeurs de thèse : A. MIRAOUI Professeur des universités à l'UTBM
M. GABSI Professeur des universités à l'ENS Cachan
Encadrants : Y. AMARA Maître de conférence à l'université du Havre
L. VIDO Maître de conférence à l'IUP GEII de Cergy Pontoise

Jury

P. BROCHET	Professeur des universités à l'ECL	Rapporteur
G. BARAKAT	Professeur des universités à l'université du Havre	Rapporteur
J.P. YONNET	Directeur de Recherche au CNRS	Président
F. BABAK	Professeur à l'Université de Texas- Arlington - USA	
F. CHABOT	Ingénieur PSA	

Table des matières

1	État de l'art	13
1.1	Introduction	13
1.2	Les machines synchrones à aimants permanents non conventionnelles	19
1.2.1	Les machines à défluxage mécanique	19
1.2.1.1	Structure proposée par Lipo et al.	19
1.2.1.2	Structure proposée par Baoquab et al.	21
1.2.1.3	Structure proposée par Ma et al.	22
1.2.1.4	Structure proposée par Ma et al. 2	23
1.2.1.5	Structure proposée par Masuzawa et al.	23
1.2.1.6	Structure à flux axial	24
1.2.2	Les machines synchrones à double excitation MSDE	25
1.2.2.1	MSDE Série (Henneberger et al.)	25
1.2.2.2	Machine à griffes avec aimants inter-plots	26
1.2.2.3	Structures à nombre de paires de pôles variable	27
1.2.2.4	Machine à pôles conséquents	28
1.2.2.5	Machine à double excitation à circuits juxtaposés	29
1.2.2.6	Machine à commutation de flux à double excitation	31
1.2.2.7	Machine Synchrone à concentration de flux à double excitation (MSAP-ConFDE)	32
1.2.3	Conclusion	36
1.3	Les modèles utilisés dans les procédures d'optimisation	36
1.3.1	Les modèles Numériques	36
1.3.2	Les modèles analytiques	37
1.3.2.1	Méthode basée sur la résolution analytique des Équations de Maxwell	37
1.3.2.2	Les modèles réductants	37
1.3.3	Conclusion	38
1.4	Les algorithmes d'optimisation	39
1.4.1	Les méthodes déterministes	39
1.4.1.1	La méthode du gradient	39
1.4.1.2	Algorithme du Simplexe	40
1.4.2	Méthodes stochastiques	41
1.4.2.1	Optimisation par essais particulaires (Particle Swarm Optimization, PSO)	41
1.4.2.2	Optimisation par colonies de fourmis (Ant Colony Optimization)	41
1.4.2.3	Les algorithmes génétiques (AGs)	42
1.4.3	Conclusion	46
1.5	Conclusion	46

2	Étude paramétrique par la méthode des éléments finis de machines synchrones à double excitation	49
2.1	Présentation et principe de MSAPConFDE	50
2.1.0.1	Configuration Homopolaire	52
2.1.0.2	Configuration bipolaire	54
2.1.0.3	Comparaison des performances des deux configurations	56
2.2	Modélisation Éléments finis 3D	59
2.2.1	Choix de la formulation	60
2.2.2	Dessin de la géométrie, maillage et extrusion	60
2.2.3	Attribution des sources et des conditions aux limites	61
2.2.4	Post-traitement	62
2.2.5	Caractéristiques magnétiques de la structure	63
2.3	Études de sensibilité mono-variable	71
2.3.1	Influence de l'entrefer	71
2.3.2	Induction rémanente de l'aimant permanent	72
2.3.3	Influence du coefficient de foisonnement k_f	73
2.3.4	Influence de l'épaisseur de la culasse massive	74
2.3.5	Influence de l'épaisseur des flasque statoriques e_3	76
2.3.6	Influence de l'épaisseur e_1	77
2.3.7	Conclusion	78
2.4	Études de sensibilité "globale"	78
2.4.1	Première étude : rayon externe constant $R_{ext} = C^{st}$ et longueur active variable	82
2.4.2	Deuxième étude : Longueur active constante $L_a = C^{st}$ et rayon externe variable	84
2.5	Conclusion	89
3	Pré-dimensionnement analytique de la machine synchrone à double excitation	91
3.1	Introduction	91
3.2	Modèle linéaire sans fuite	93
3.2.1	Modèle du flux à vide	94
3.2.2	Modèle de la perméance dans l'axe direct (\mathcal{P}_d)	96
3.2.3	Modèle de la perméance dans l'axe en quadrature (\mathcal{P}_q)	98
3.3	Modèle de Park au premier harmonique	100
3.4	Établissement de la méthodologie de pré-dimensionnement optimal de la MSAPConFDE	103
3.4.1	Détermination des différents paramètres de la machine	105
3.4.2	Cahier des charges	108
3.4.3	Première problématique de pré-dimensionnement	110
3.4.3.1	Les contraintes du problème	110
3.4.3.2	Les fonctions objectifs de l'optimisation	112
3.4.4	Second problème de dimensionnement	113
3.4.4.1	Les contraintes du problème	113
3.4.4.2	Les fonctions objectifs	114
3.5	Résultats des optimisations	115
3.5.1	Résultats de la première problématique	115
3.5.2	Résultats de la seconde problématique	116
3.6	Amélioration des modèles réductants : prise en compte du fer	119
3.6.1	Modèle de l'axe direct	119
3.6.2	Modèle de l'axe en quadrature	121
3.6.3	Mise en équation des modèles réductants obtenus	123
3.6.4	Prise en compte de la saturation au niveau des réductances	126
3.7	Amélioration des modèles réductants : ajout des fuites magnétiques	129
3.7.1	Modèle dans l'axe direct (Axe d)	130
3.7.1.1	Trajets 2D	130
3.7.1.2	Trajets 3D	132

3.7.2	Modèle dans l'axe q	135
3.8	Résultats des optimisations	138
3.8.1	Résultats de la première problématique	138
3.8.2	Résultats de la seconde problématique	141
3.9	Conclusion	144
A	Expression des différentes réluctances du fer du modèle dans l'axe direct	151
B	Expression des différentes réluctances du fer du modèle dans l'axe en quadrature	155
	Bibliographie	159

Remerciements

Les travaux de recherche exposés dans ce mémoire ont été réalisés aux laboratoires L2ES (Laboratoire d'électronique, électrotechnique et systèmes) puis SET (Systèmes et transports) de l'Université Technologique de Belfort-Montbéliard, en collaboration avec le laboratoire SATIE (Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Énergie) de l'École Normale Supérieure de Cachan.

Je remercie vivement M. Aberrafiaa Koukam, directeur de SET ainsi que M. Sylvain Allano puis M. Pascal Larzabal, successeur à la direction du SATIE, de m'avoir accueilli au sein de leurs laboratoires et de m'avoir offert l'opportunité de réaliser ces travaux dans les meilleures conditions.

Je suis également très reconnaissant envers M. Pascal Brochet, Professeur des universités à l'École Centrale de Lille, et M. Georges Barakat, Professeur des universités à l'Université du Havre, qui ont accepté la lourde tâche d'être rapporteurs de cette thèse.

Je tiens à remercier M. Jean-Paul Yonnet, Directeur de recherche CNRS, M. Franck Chabot, Docteur ingénieur au groupe PSA (Peugeot Citroën Automobiles), et M. Fahimi Babak, Professeur des universités à l'Université de Texas (University of Texas at Harlington, USA), pour leur participation à l'évaluation scientifique de ces travaux, en qualité de membres du Jury.

Ma profonde gratitude s'adresse particulièrement à M. Abdellatif Miraoui, Professeur des universités à l'Université Technologique de Belfort-Montbéliard, et M. Mohamed Gabsi, Professeur des universités à l'École Normale Supérieure de Cachan, qui ont joué un rôle essentiel dans la réalisation de ces travaux. Tout en me laissant une grande liberté dans l'organisation de mon travail, M. Abdellatif Miraoui a assuré sans faille le bon déroulement de cette coopération inter-universitaire, tant d'un point de vue administratif que scientifique. Par son intelligence et sa rigueur tout autant que par ses qualités humaines, M. Mohamed Gabsi a su inlassablement orienter mon travail et soulever les bonnes questions, en me montrant la voie pendant toutes ces années.

Yacine Amara, Maître de Conférence à l'Université du Havre, et Lionel Vido, Maître de Conférence à l'Université IUP GEII de Cergy Pontoise, par leur co-encadrement éclairé et leurs conseils, ont également apporté une aide précieuse pour mener à bien ce travail.

Que M. Michel Lécrivain, Ingénieur d'étude à l'équipe SETE du laboratoire SATIE, trouve ici l'expression de ma sincère reconnaissance pour son soutien et ses encouragements, exprimés avec une grande gentillesse, des plus utiles à l'aboutissement de cette thèse.

J'ai eu la chance de pouvoir effectuer mon travail dans un cadre tout à fait exceptionnel, grâce aux compétences et à la disponibilité de ses membres. Que M. Hamid Ben Ahmed, M. Bernard Multon, Emmanuel Hoang, Xavier Mininger, Cédric Bernez, Xavier Ojeda et Olivier De La Barrière, Abdesslem Djerdir, soient remerciés. Les discussions que j'ai pu avoir avec eux se sont toujours avérées fructueuses et enrichissantes. A cela s'ajoute l'aide et l'amabilité des agents administratifs et techniques de SATIE et SET.

Enfin, mais non pas en dernier lieu, merci à ma famille, à Alina et à mes amis, pour leur patience et pour m'avoir accompagné tout au long de cette recherche, chacun à sa manière, mais tous inconditionnellement.

Introduction Générale

Les différentes évolutions technologiques dans le domaine automobile par l'intégration de nouvelles fonctionnalités spécifiques au confort de l'automobiliste (vitres électriques, toit ouvrant électrique, sièges chauffant,...) et d'autres spécifiques à la sûreté de conduite (système d'aide au freinage d'urgence, système anti dérapage,...) a entraîné une augmentation importante de la consommation électrique à bord de ces véhicules. L'alternateur à griffes, structure de référence utilisée pour la génération de l'énergie électrique embarquée dans les applications automobiles, atteint ses limites de puissance volumique malgré les différentes améliorations qui lui ont été apportées [1] : amélioration du coefficient de bobinage, du rendement, etc ...

La machine synchrone à aimants permanents, de part son importante puissance volumique, se situe comme étant une solution intéressante pour relayer la machine à griffes. Cependant, contrairement à la machine à griffes qui débite sur un pont de diodes (figure 1) , la perte de contrôle du flux inducteur dans les structures à aimants (figure 2) nécessite l'utilisation d'un redresseur commandé. Pour des raisons économiques, le passage vers des redresseurs commandés n'est pas envisageable, à court terme, par les différents équipementiers et constructeurs automobiles. Afin de concilier l'utilisation des structures à aimants permanents avec un redresseur à diodes, l'équipe SETE du laboratoire SATIE [2, 3] comme la société Valeo en France : [4, 1], et d'autres équipes aux États Unis d'Amérique [5], en Chine [6, 7], au Japon [8, 9], prospectent des topologies de machines qui permettraient de combiner la souplesse de fonctionnement de la machine à excitation bobinée (comme la machine à griffes) aux avantages de la machine à aimants permanents (puissance volumique et rendements importants). Parmi les solutions présentées, nous trouvons celles qui disposent de bobines d'excitation auxiliaires, dites machines à double excitation, et qui permettent de contrôler le flux généré par les aimants permanents (figure 3).

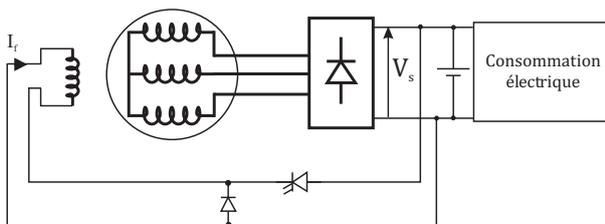


FIGURE 1 – Schéma de principe d'une machine à griffes - fonctionnement alternateur

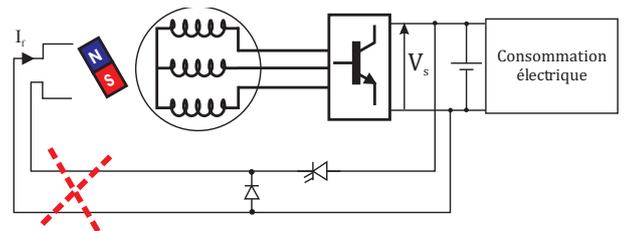


FIGURE 2 – Schéma de principe d'une machine à aimants permanents - fonctionnement alternateur

Bobine de double excitation

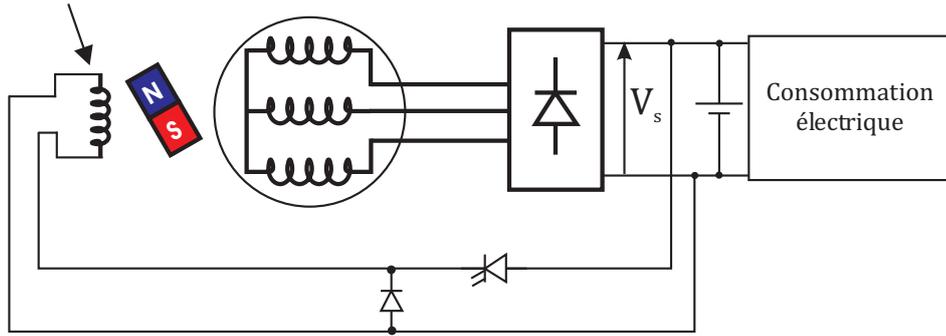


FIGURE 3 – Schéma de principe d'une machine à double excitation - fonctionnement alternateur débitant sur un pont de diode

Dans le cadre d'une application véhicule hybride où la machine électrique joue le double rôle d'alternateur et de moteur de traction, le pont de diodes disparaît pour céder sa place à un onduleur à transistor. On peut alors s'interroger sur l'intérêt de telles topologies de machines pour de telles applications.

Afin de mettre en évidence l'intérêt qu'elles peuvent présenter par rapport aux machines à aimants permanents, nous considérons un dimensionnement, théorique, de ces deux machines pour un cahier des charges type véhicule hybride en fonctionnement moteur.

Dans ce cahier des charges, nous pouvons distinguer quatre points déterminants (figure 4) :

1. Un couple très important à basse vitesse pendant un temps de fonctionnement très réduit, dit couple impulsionnel (C_{imp}, Ω_{imp}).
2. Un couple permanent à basse vitesse ($C_{permanent} < C_{imp}, \Omega_{permanent} > \Omega_{imp}$).
3. Un couple très sollicité à basse vitesse ($C_{ps} \leq C_{permanent}, \Omega_{ps} \simeq \Omega_{permanent}$).
4. Un couple très faible à haute vitesse ($C_{lim} \ll C_{ps}, \Omega_{lim} \gg \Omega_{ps}$).

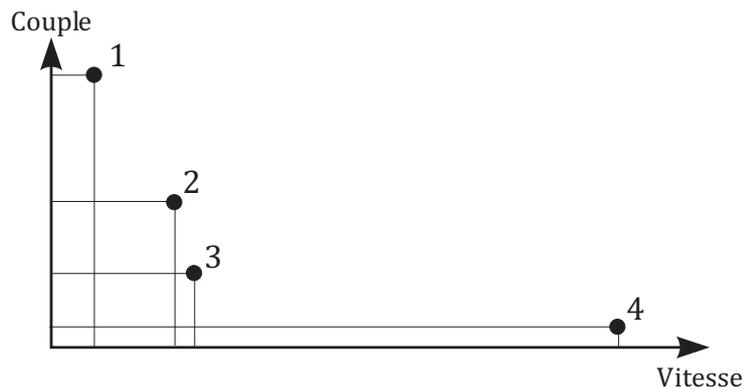


FIGURE 4 – Points déterminants du plan couple-vitesse

Considérons le premier point et le quatrième point de fonctionnement qui présentent des exigences de fonctionnement très différentes et très contraignantes. Dans le cas de la machine à aimants, le couple impulsionnel, de part sa valeur très importante, nécessite un flux à vide et / ou des ampères-tours assez conséquents. La première solution consisterait à augmenter le flux d'excitation dans la machine¹ (par accroissement de la taille des aimants permanents par exemple). Ceci entraînera une réduction conséquente de l'aptitude de la structure au défluxage électronique et la machine ne pourra pas atteindre

1. Le volume externe de la machine étant bien sûr constant.

la vitesse maximale de fonctionnement (C_{lim}, Ω_{lim}). La seconde solution repose sur l'augmentation des ampères-tours de l'induit. La puissance apparente augmente et l'onduleur qui assure la commande doit être significativement surdimensionné, augmentant ainsi son coût de manière importante.

Pour la machine à double excitation, grâce au degré de liberté supplémentaire dont elle dispose (la bobine de double excitation), le couple impulsif peut être atteint avec l'aide du bobinage de double excitation. Ce dernier sera alimenté afin de sur-fluxer (ajouter du flux) la machine sans avoir recours à une augmentation de la taille des aimants permanents. Un surdimensionnement du hacheur qui assure la commande des bobines de double excitation, s'il y a besoin, s'avère moins contraignant que celui de l'onduleur principal (le principe du fonctionnement moteur est donné sur la figure 5). Quant au point de fonctionnement à vitesse maximale, il sera atteint par le défluxage par les bobinages de double excitation et par le défluxage électronique.

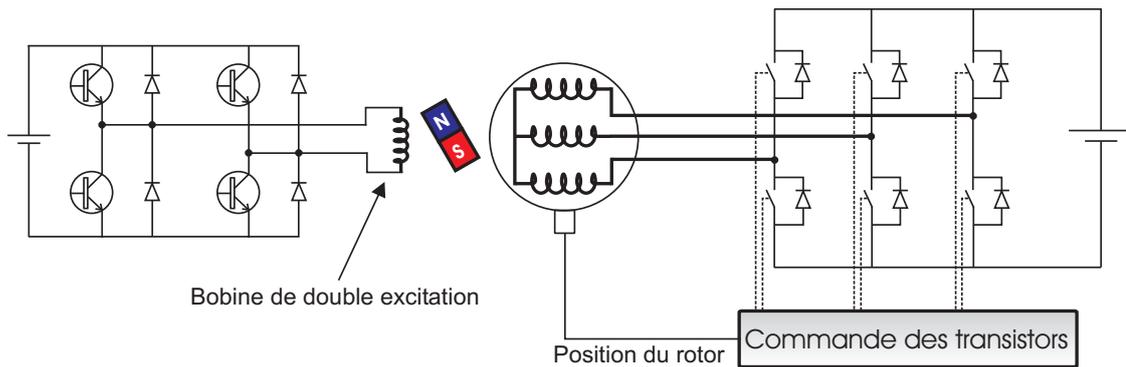


FIGURE 5 – Schéma de principe d'une machine à double excitation - fonctionnement moteur

Finalement, ces nouvelles structures de machines synchrones, grâce au degré de liberté dont elles disposent, peuvent s'avérer une solution fort intéressante aussi bien dans le cadre d'une application alternateur que moteur. Elles permettront de répondre à des exigences que d'autres structures n'arrivent pas à assurer pour différentes raisons aussi bien technologiques qu'économiques.

Nous nous intéressons dans les travaux présentés dans ce mémoire, au fonctionnement moteur d'une structure de machine synchrone à aimants permanents et à double excitation. Ces travaux ont été réalisés dans le cadre d'une collaboration entre le laboratoire SET de l'Université Technologique de Belfort-Montbéliard, le laboratoire SATIE de l'ENS de Cachan et le groupe automobile PSA (Peugeot citroën Automobiles). Ces travaux s'inscrivent dans la suite des travaux de Yacine Amara [10] et Lionel Vido [11]. Y. Amara a montré, dans un cadre théorique, l'intérêt de l'utilisation de la machine synchrone à double excitation dans des applications comme le véhicule hybride aussi bien en fonctionnement moteur qu'alternateur. Quant à L.Vido, il a mené une étude expérimentale sur un prototype de cette structure et s'est intéressé plus particulièrement à la mise en place d'un outil de conception et de pré-dimensionnement analytique de la machine synchrone à aimants permanents et à grosses dents (bobinages sur dent). Les travaux présentés dans ce manuscrit, visent d'une part à approfondir l'étude de la machine synchrone à double excitation au moyen de modèles numériques et analytiques et d'autre part à mettre en place une méthodologie de pré-dimensionnement optimale de cette machine.

Ce manuscrit se compose de trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous commencerons par introduire les objectifs des travaux présentés dans ce manuscrit tout en explicitant leurs apports par rapport aux travaux antérieurs réalisés au sein du laboratoire SATIE. Ensuite, nous passerons en revue différentes structures de machines synchrones non conventionnelles. Par rapport aux machines à aimants classiques, ces machines présentent un degré de liberté supplémentaire qui permet de contrôler leurs flux d'excitation via une intervention mécanique ou une source électrique auxiliaire. Dans le cadre de l'étude et de la mise en place d'un outil de pré-

dimensionnement de cette machine, nous serons amenés à utiliser différentes méthodes de modélisation. Nous présenterons alors les modèles rencontrés dans la littérature afin de justifier les choix que nous avons établis. L’outil de pré-dimensionnement optimal de la Machine synchrone à double excitation est basé sur l’utilisation d’un algorithme génétique. Nous présenterons donc un panorama succinct de différents algorithmes d’optimisation (dont l’algorithme utilisé) en fin de ce premier chapitre.

Le deuxième chapitre est centré sur l’étude d’une machine synchrone à double excitation s’appuyant sur la méthode des éléments finis (E.F). La structure de la machine étudiée nécessite une approche tridimensionnelle (E.F. 3D). Nous commencerons par détailler le principe de fonctionnement d’une telle structure de machine, dite **Machine Synchrone à Aimants Permanents à Concentration de Flux à Double Excitation (MSAPConFDE)** et ses différentes configurations possibles (homopolaire et bipolaire). Nous passerons par la suite à la présentation du modèle E.F. 3D développé et à l’aspect modulaire qui a été adopté. Deux études de sensibilité seront par la suite abordées : une première mono-variable où l’on s’intéressera à évaluer l’influence de certains paramètres de la machine sur ses performances en terme de contrôle de flux d’excitation, et une seconde dite “globale” qui permettra d’étudier le volume le plus adapté pour maximiser l’excursion du flux à vide sous l’action des bobinages auxiliaires. Ces études permettront, entre autre, de montrer les difficultés que pose le dimensionnement d’une telle structure à cause, principalement, des phénomènes tridimensionnels qui la caractérisent.

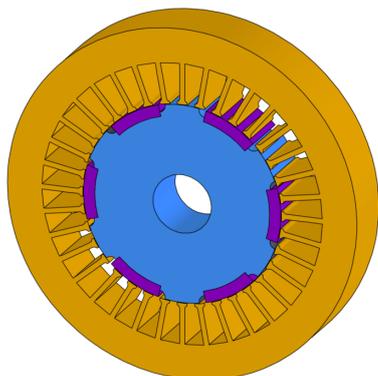
Dans le troisième et dernier chapitre, après avoir présenté des modèles réductants simples et le modèle de Park sans pertes de la MSAPConFDE, nous développerons une méthodologie de pré-dimensionnement optimale de cette structure. Nous exposerons par la suite les deux problématiques de dimensionnement auxquelles nous nous sommes intéressés. Les résultats de l’optimisation seront alors discutés. Nous passerons ensuite à une amélioration des différents modèles réductants de la structure étudiée en intégrant progressivement : les réductances des parties ferromagnétiques, le phénomène de saturation magnétique puis les différentes réductances de fuites magnétiques. Ces derniers modèles seront alors exploités dans la démarche de pré-dimensionnement optimal et une analyse des différents résultats obtenus sera effectuée. Nous finirons par présenter les différents travaux futurs qui permettront d’améliorer la stratégie de pré-dimensionnement optimal que nous avons mise en place.

ÉTAT DE L'ART

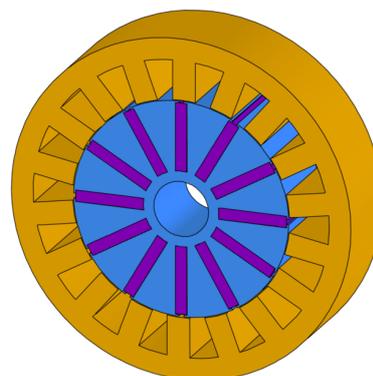
1.1. Introduction

Durant la dernière décennie, la demande de machines électriques plus compactes et plus efficaces a attiré toute l'attention des industriels et des chercheurs vers les machines à aimants permanents. L'émergence des aimants permanents $N_e F_e B$ à très hautes performances et à bas coûts ainsi que l'évolution importante du domaine de l'électronique de puissance n'ont fait qu'accentuer cette tendance.

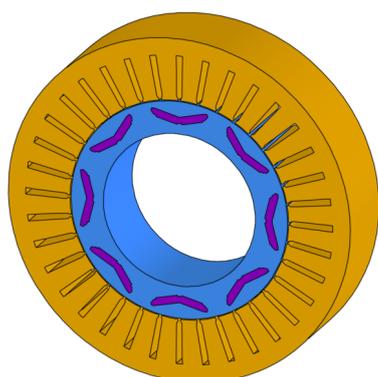
Les machines synchrones à aimants permanents "MSAP" (exemples de structures de machines illustrées sur les figures 1.1a, 1.1b, 1.1c et 1.1d) présentent des couples et des puissances massives avec des rendements relativement importants.



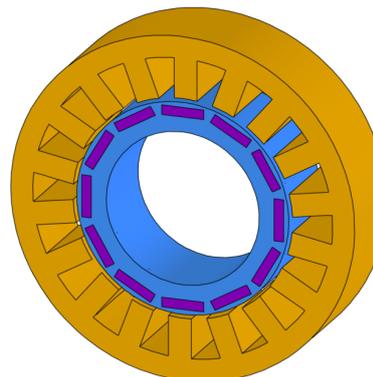
(a) Machine synchrone à aimants permanents encastrés



(b) Machine synchrone à aimants permanents enterrés en concentration de flux



(c) Machine Synchrone à aimants permanents enterrés (Prius 2004)



(d) Machine Synchrone à aimants permanents enterrés classique

FIGURE 1.1 – Machines à aimants permanents

L'accroissement du rendement, de la puissance massique et du couple massique est devenu possible, grâce à l'exploitation des aimants, source de flux sans pertes Joule. Cependant, les aimants permanents présentent un inconvénient pour des applications où la plage de vitesse de fonctionnement est importante.

Pour mettre en évidence le problème que pose la présence des aimants, on se basera sur le diagramme de Fresnel sans pertes de la machine synchrone à aimants permanents figure 1.2.

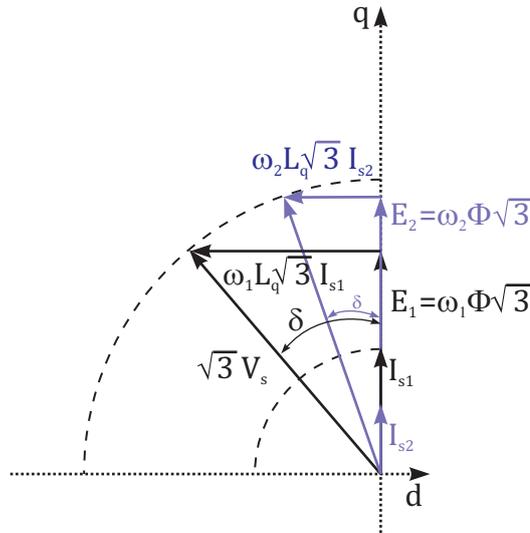


FIGURE 1.2 – Diagramme vectoriel de la commande de la machine

En augmentant la vitesse de rotation de la machine, nous nous rendons compte qu’à partir d’une vitesse donnée w_b (dite vitesse de base), l’angle interne δ (angle entre la F.E.M et la tension) diminue jusqu’à s’annuler. Pendant cette phase de fonctionnement, l’asservissement du courant d’induit à sa valeur maximale (couple maximal) n’est plus possible et le courant va baisser jusqu’à s’annuler (annulation du couple et de la puissance). La caractéristique maximale de fonctionnement dans le plan couple - vitesse selon cette stratégie de commande, dite couple par ampère maximal, est donnée sur la figure 1.3. La plage de vitesse de fonctionnement est réduite et satisfait rarement aux exigences en termes de vitesse.

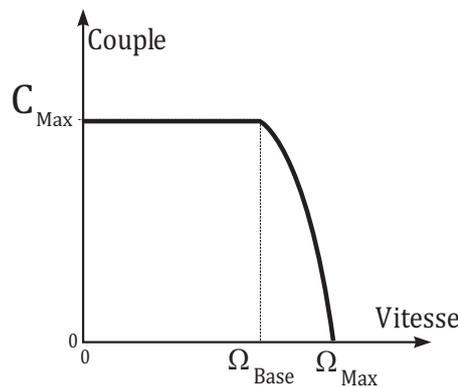


FIGURE 1.3 – Caractéristique Puissance-Vitesse

Pour remédier à cette limite de fonctionnement de la MSAP, une stratégie de commande basée sur le principe de “défluxage” est exploitée. Elle consiste à contrôler le flux d’excitation dans la machine au delà de la vitesse de base au moyen de l’angle ψ (angle qui définit le déphasage entre le courant et la F.E.M d’une même phase) dit “angle d’auto-pilotage”. Pratiquement, cet angle est modifié de sorte à obtenir une composante négative du courant dans l’axe direct (axe du flux maximal) de la machine. Il

s'ensuit la création d'un flux qui vient s'opposer au flux généré par les aimants permanents, donc une réduction du flux d'excitation total au niveau de l'entrefer. Le diagramme de Fresnel correspondant à cette commande, dite "commande à courant Maximal" est donné sur la figure 1.4b. On obtient alors une zone de fonctionnement à puissance constante au delà de la vitesse de base plus étendue que celle obtenue par la commande couple par ampère maximal (figure 1.4a). Néanmoins, le flux crée par le courant de l'axe direct traverse les aimants permanents et un risque de démagnétisation partielle ou permanente de l'aimant apparaît. Nous noterons aussi que les différentes structures de machines à aimants permanents ne se prêtent pas toutes de la même manière au défluxage. Pour plus de détails sur l'influence de ces paramètres, le lecteur pourra se reporter aux références suivantes : [10, 12, 13]. Des commandes plus complexes existent dans la littérature et la recherche de commandes plus adéquates pour les différentes structures de MSAP est toujours d'actualité.

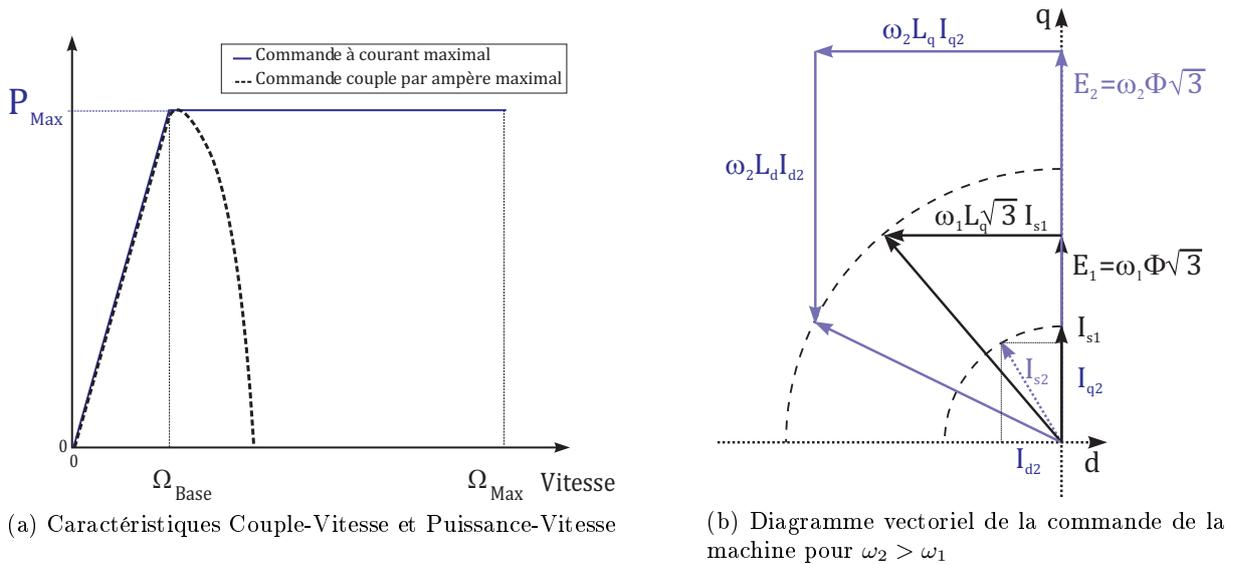


FIGURE 1.4 – Commande de l'angle d'auto-pilotage

Dans la même optique de contrôle du flux généré par les aimants permanents, de nouvelles générations de machines synchrones à aimants permanents non conventionnelles ont vu le jour. Les premières références bibliographiques remontent au début des années 60 (Brevet US 3.346.749 [14]). Ces machines permettent d'assurer un contrôle du flux par l'ajout d'une action mécanique externe ou d'une source auxiliaire de flux (le schéma de principe des machines avec des sources électriques auxiliaires est donné sur la figure 1.5).

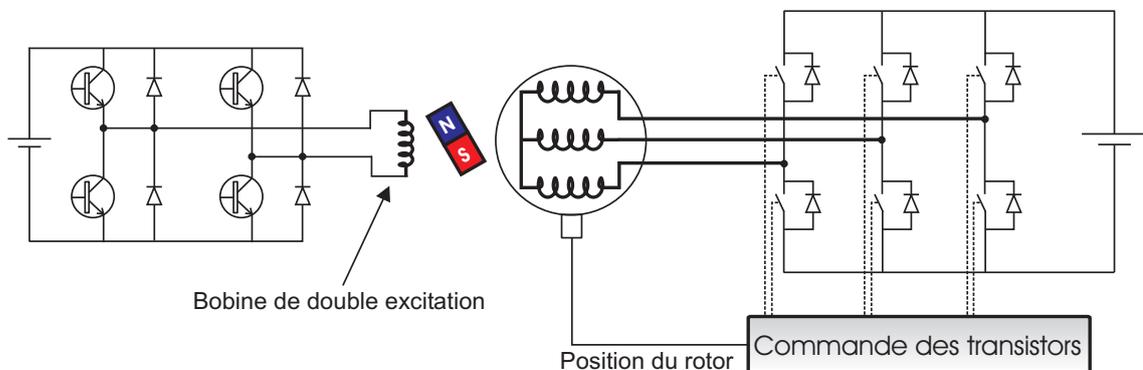


FIGURE 1.5 – Schéma de principe d'une machine à double excitation

Parmi ces machines, on pourra classer la machine qui a fait l'objet des travaux de cette thèse.

Cette dernière sera nommée : **Machine Synchron**e à **Aimants P**ermanents à **C**oncentration de **F**lux à **D**ouble **E**xcitation (**MSAPConFDE**). Au sein du laboratoire SATIE, les premiers travaux effectués sur ce type de machine sont ceux développés par M. Yacine Amara [10]. Ces travaux ont permis de :

- Valider le principe de contrôle du flux par des simulations éléments finis bidimensionnelles saturées et tridimensionnelles linéaires et par des mesures expérimentales (machine de puissance 3kW). Nous reprenons sur la figure 1.6 l'évolution du flux à vide dans la machine en fonction du courant dit "courant de double excitation". L'amplitude du flux d'excitation peut donc être contrôlée sans avoir recours à la composante de l'axe direct du courant de l'induit.

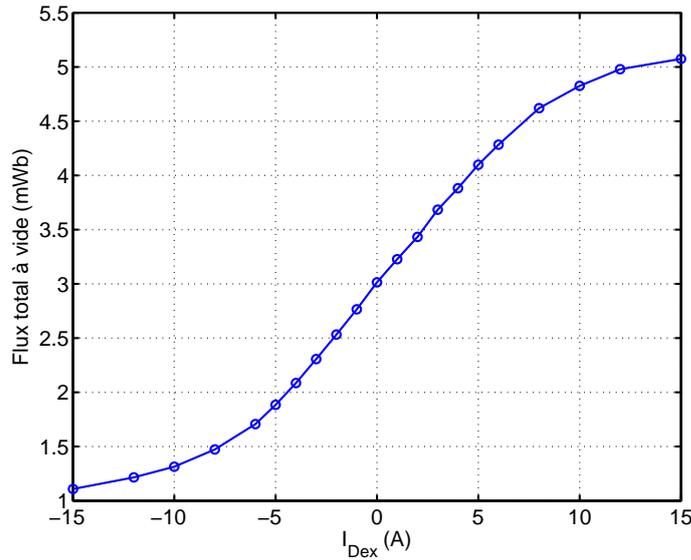


FIGURE 1.6 – Évolution du flux à vide

- Étudier et mettre en place différentes stratégies de commande adaptées à ce type de structures de machines synchrones. Ces études ont été menées avec des modèles de Park basés sur des grandeurs normalisées théoriques et ont permis de mettre en évidence l'intérêt de ce type de machine aussi bien en termes d'étendue de la plage de fonctionnement qu'en terme de contrôle des zones d'iso-rendements dans le plan couple-vitesse [15].

Le principe de fonctionnement de ce type de structure de machine sera détaillé au niveau de la section 1.2.2 page 25.

Suite aux travaux de Y. Amara , nous trouvons les travaux de M. Lionel Vido [11] qui ont permis de :

- Étendre le champ d'application du principe de la MSAPConFDE aux stators dits à grosses dents et à bobinages concentriques.
 - Dimensionner cette machine pour un cahier des charges industriel (PSA). Ceci a permis de mettre en évidence les difficultés du dimensionnement d'une telle structure en tenant compte de l'aspect tridimensionnel du champ magnétique.
 - Mettre en place une méthode de dimensionnement de la machine synchron
- e à aimants permanents à concentration de flux en se basant sur des modèles réductants qui prennent en compte la saturation des parties ferromagnétiques et les fuites magnétiques (nous donnons comme exemple le schéma réductant modélisant le flux à vide dans la machine sur la figure 1.7) . Le schéma de la figure 1.8 présente la méthodologie adoptée pour le dimensionnement de la structure en question. En partant d'un cahier des charges, l'inversion du modèle de Park donne les paramètres de Park de la machine à dimensionner (flux à vide : φ_v , Perméance dans l'axe direct \mathcal{P}_d , Perméance dans l'axe en quadrature \mathcal{P}_q et les ampères-tours statoriques \mathcal{A}_s). S'ensuit l'inversion du modèle réductant pour déterminer les dimensions géométriques de la machine (La hauteur (H_{ds}) et la

largeur (L_{ds}) des dents statoriques H_{ds} , la hauteur de l'aimant H_{aim} , le rayon d'entrefer $R_e...$). Une phase d'élimination permet de ne garder que les structures qui satisfont les différentes contraintes du problème. Ces machines sont triées par attribution de pondération (choix d'un critère de note sur le rendement η , le facteur de puissance $\cos(\phi)$ ou le couple massique $\frac{C}{Masse}$, ...) pour aider le choix du concepteur. Le processus de dimensionnement est finalisé par une vérification au moyen de calculs éléments finis.

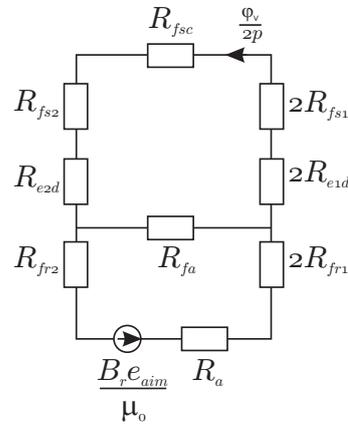


FIGURE 1.7 – schéma réductant développé par L. Vido modélisant le flux à vide dans la MSAPConF

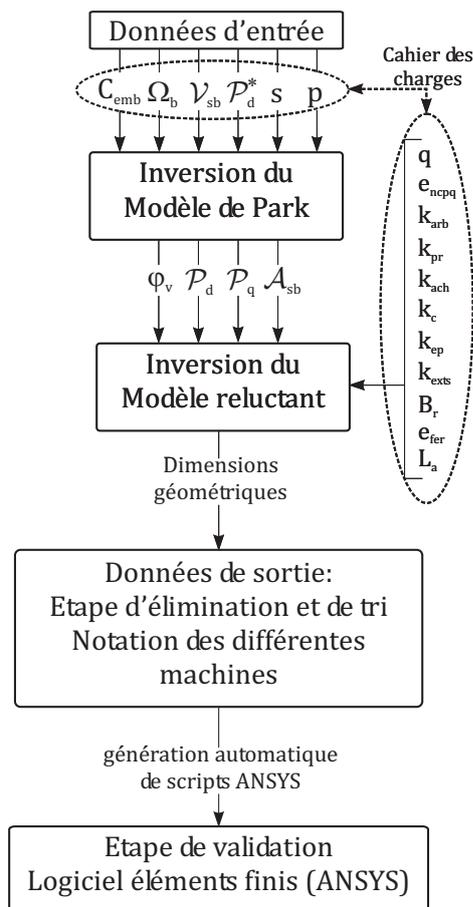


FIGURE 1.8 – Schéma décrivant le principe de dimensionnement selon la thèse de Lionel Vido

Les travaux de cette thèse s'inscrivent dans la lignée des travaux précédents. Nous nous proposons alors de :

1. Étudier, au moyen d'un modèle éléments finis tridimensionnels (E.F. 3D) saturable et anisotrope, l'influence de différents paramètres de la machine sur ses performances en terme de contrôle du flux à vide. Ceci permettra d'améliorer la compréhension des différents phénomènes propres à cette structure.
2. Mettre en place des modèles réductants en vue d'un pré-dimensionnement optimal de la MSAP-ConFDE. Ces modèles doivent prendre en compte les différents trajets de flux aussi bien bidimensionnels que tridimensionnels qui existent dans la structure (nous donnons un aperçu du modèle permettant de calculer le flux à vide dans la MSAPConFDE sur la figure 1.9).
3. Mettre en place une stratégie de pré-dimensionnement optimal de la MSAPConFDE basée sur la combinaison des différents modèles réductants développés, le modèle de Park de la machine et un algorithme d'optimisation (NSGA-II).

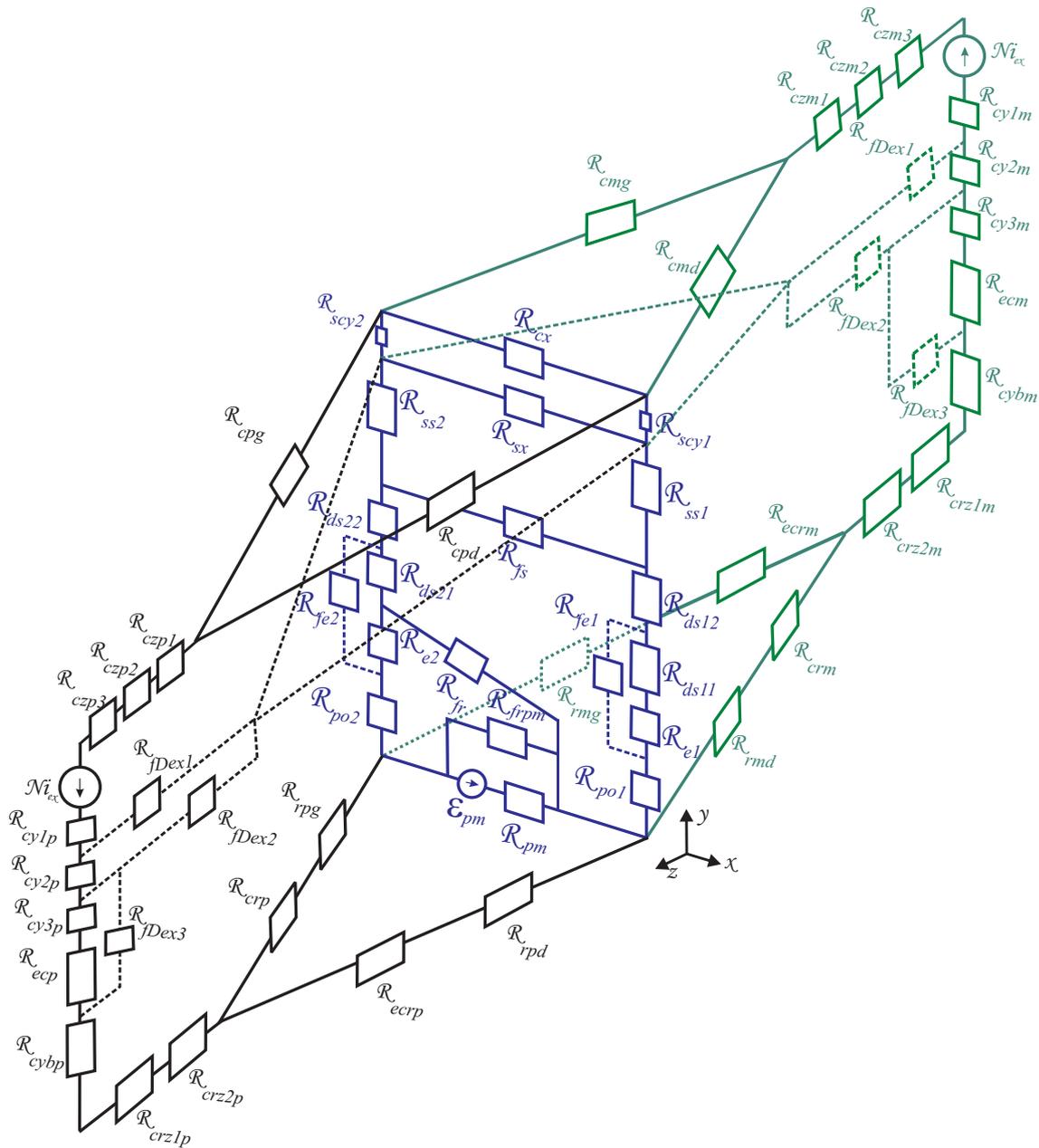


FIGURE 1.9 – Modèle réductant du flux à vide dans la MSAPConFDE

Nous commencerons ce chapitre par un état de l'art sur les différentes machines synchrones à aimants permanents non conventionnelles. Le nombre de ces structures ne cessant de s'accroître de jour

en jour, nous avons alors choisi de ne présenter que les machines disposant de moyens de défluxage autre que le défluxage par la réaction magnétique d'induit. Nous expliquerons le principe de base de la MSAPConFDE étudiée par M. Yacine Amara dans ses travaux de thèse. On passera ensuite à une présentation des différentes méthodes de modélisation des machines électriques qu'on peut rencontrer dans la littérature dans le but de justifier le choix de la méthode adoptée pour la modélisation de la MSAPConFDE. Nous finirons par exposer le principe de fonctionnement de quelques algorithmes d'optimisation dont l'algorithme génétique que nous avons adopté pour répondre au problème d'optimisation.

1.2. Les machines synchrones à aimants permanents non conventionnelles

Ces machines peuvent être classifiées en deux grandes familles :

1. Les machines à défluxage mécanique, qui sont les machines qui nécessitent une intervention mécanique pour assurer le contrôle du flux d'excitation dans la machine.
2. Les machines à double excitation, qui ce sont les machines qui disposent de sources électriques auxiliaires pour ajuster le flux d'excitation vu par les bobines de l'induit.

1.2.1. Les machines à défluxage mécanique

Toutes ces structures se basent sur le même principe : le flux généré par les aimants permanents sera court-circuité par des circuits magnétiques externes affaiblissant ainsi le flux inducteur.

1.2.1.1. Structure proposée par Lipo et al.

Cette structure de machine est l'une des premières machines qu'on peut rencontrer dans la littérature. Elle a fait l'objet d'un dépôt de brevet [5] et de plusieurs publications [16, 17]. Elle consiste en une machine à réluctance variable à double saillance classique à laquelle ont été ajoutés des aimants permanents $N_d F_e B$ (figure 1.10). Plusieurs solutions ont été proposées par les inventeurs pour contrôler ce flux

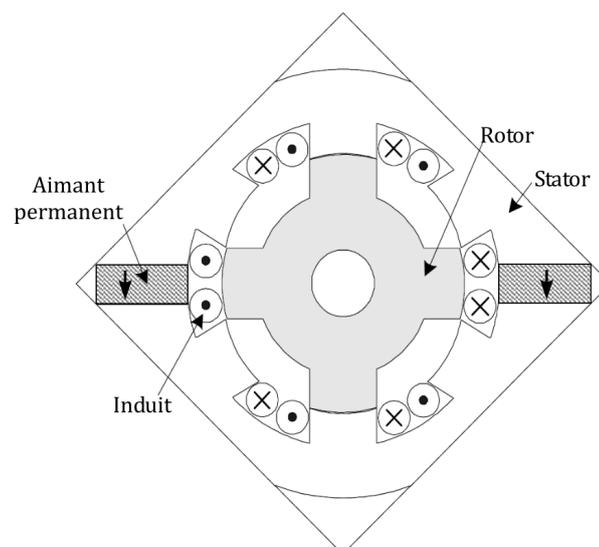


FIGURE 1.10 – Coupe radiale de la machine à simple excitation

- Les aimants permanents étant disposés au niveau du stator, une action mécanique externe peut être envisagée pour les mouvoir dans leurs emplacements (figure 1.11). La quantité de flux canalisée par le fer est variable et le défluxage de la machine est assuré. Cependant, cette solution exige une longueur globale assez importante afin d'assurer la course nécessaire à l'extraction des aimants de leurs emplacements.

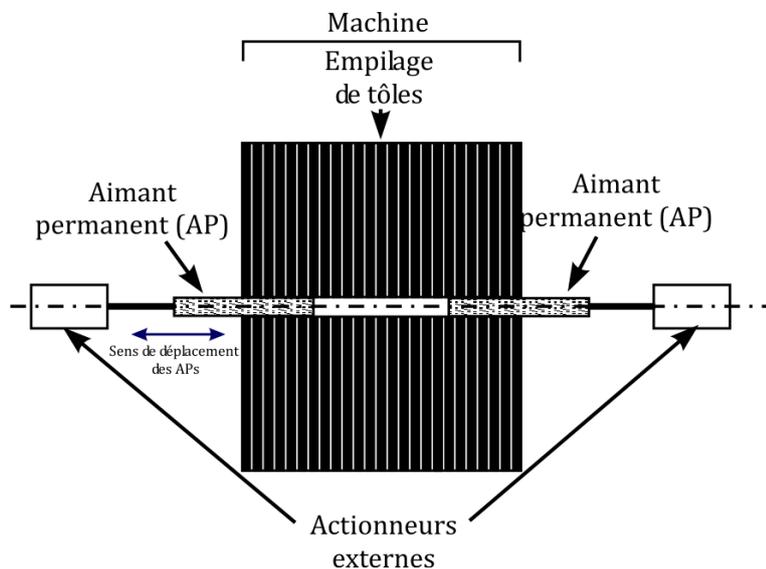


FIGURE 1.11 – Action mécanique sur les aimants permanents

- Des parties ferromagnétiques viennent court-circuiter les aimants permanents à l'extérieur de la structure (figure 1.12). Nous notons que les efforts mis en jeu pour séparer les parties magnétiques du stator de la machine sont loin d'être négligeables. Le système auxiliaire qui permet d'assurer le positionnement de ces parties nécessite alors un grand apport d'énergie et un volume assez important.

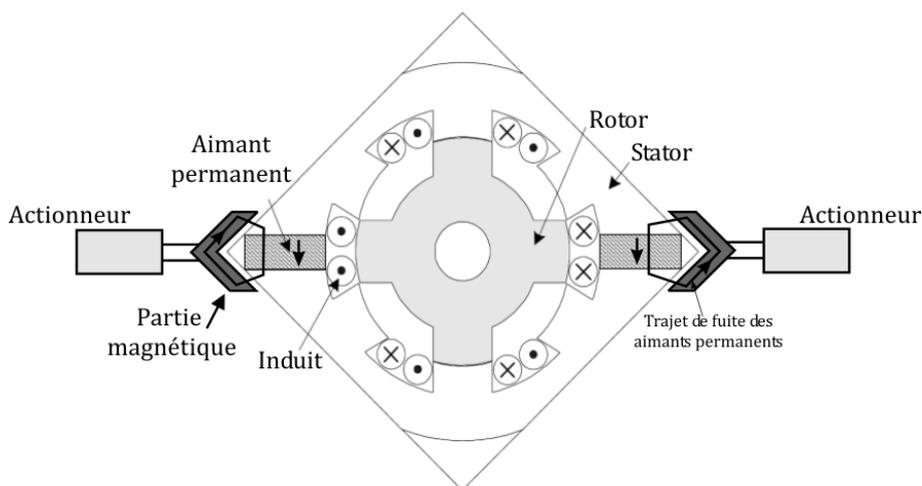


FIGURE 1.12 – Détournement des trajets de flux des aimants permanents par des parties ferromagnétiques externes à la machine

- Une couronne externe constituée en alternance par des parties magnétiques et des parties amagnétiques disposées en biais, est déposée autour de la machine (figure 1.13). L'angle de décalage δ permet d'assurer un défluxage progressif du flux. En agissant sur l'angle θ , le flux de la machine peut donc être réduit. Toutefois, ceci engendre un déséquilibre dans la répartition des efforts axiaux dans la structure. L'apparition d'un effort axial pose alors des problèmes au niveau de la tenue mécanique de la machine (principalement au niveau des roulements).

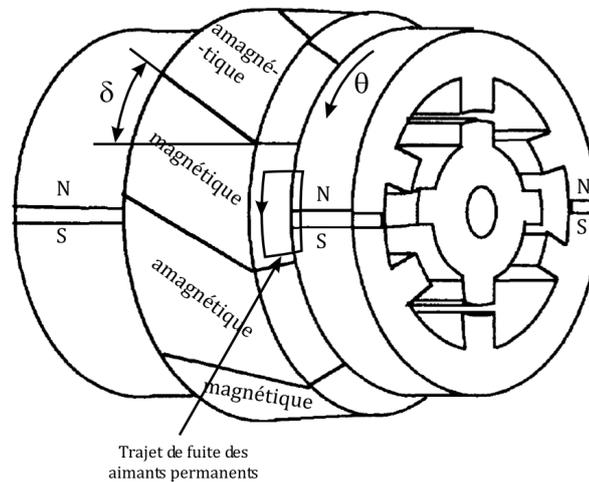


FIGURE 1.13 – Court-circuit du flux des aimants permanents par une couronne externe

1.2.1.2. Structure proposée par Baoquab et al.

Cette structure (figure 1.14 et 1.15) est basée sur une machine à aimants permanents enterrés où la réduction du flux d'excitation dépend directement de la vitesse de rotation [7].

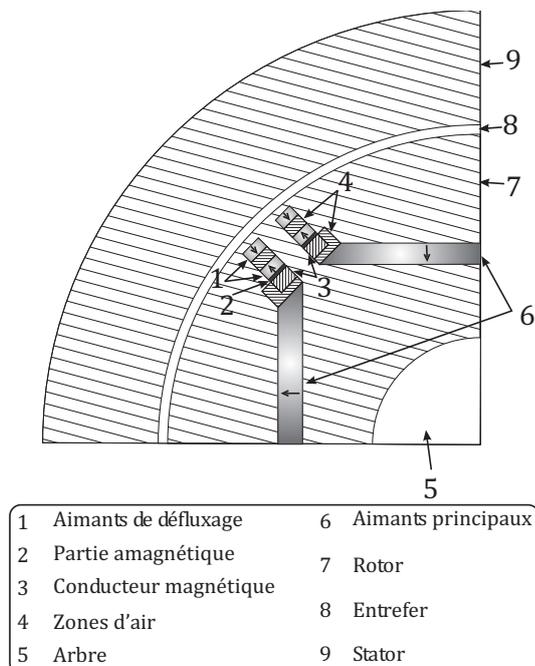


FIGURE 1.14 – Structure à défluxage mécanique “à ressort magnétique”

Lorsque la vitesse de rotation augmente, l'amplitude de la force centrifuge qui s'exerce sur les aimants secondaires devient supérieure à leurs forces de répulsion. Les deux aimants se rapprochent (distance d diminue) et le conducteur magnétique dépasse dans le sens radial le corps amagnétique. Les aimants permanents voient apparaître des trajets de flux moins réductants (figure 1.16) que le trajet principal du flux (présence de l'entrefer). En fonction de la vitesse de rotation et de la taille (qui définit la saturation) du conducteur magnétique, les aimants permanents sont partiellement ou totalement court-circuités. Cette structure présente l'avantage de la compacité par rapport aux structures présentées dans les paragraphes précédents. Effectivement, le dispositif mécanique employé ne nécessite pas un volume supplémentaire pour sa mise en place. On notera aussi qu'aucun apport d'énergie supplémentaire n'est nécessaire pour assurer le contrôle de flux par cette solution.

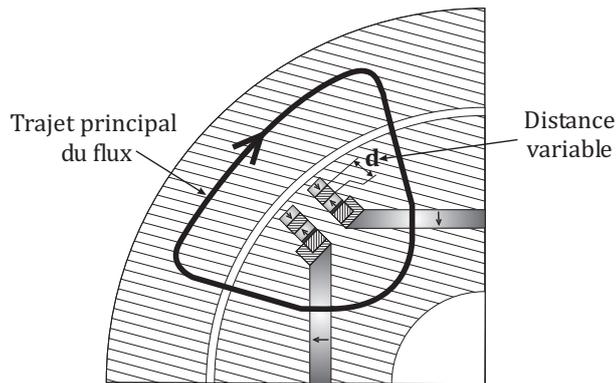


FIGURE 1.15 – Structure à défluxage mécanique “à ressort magnétique”

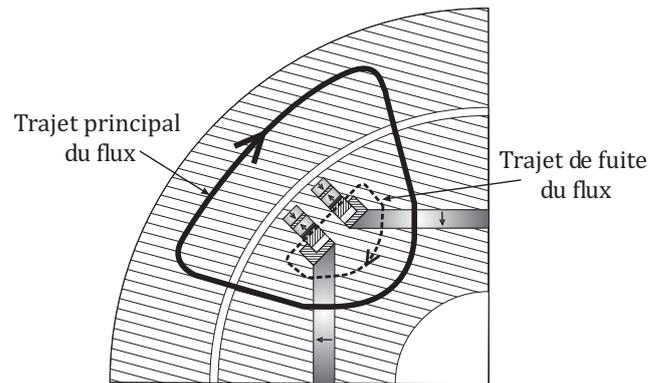


FIGURE 1.16 – Structure à défluxage mécanique “à ressort magnétique”

1.2.1.3. Structure proposée par Ma et al.

Les aimants permanents sont logés au niveau du rotor et séparés par des encoches vides (barrières de flux) (figures 1.17a et 1.17b). Une action sur des pièces ferromagnétiques (voir figure 1.17b) permet soit de les insérer au niveau de l'encoche sus-mentionnée, soit de les retirer. Leurs présences au niveau du rotor donnent naissance à des trajets de flux moins réductants que ceux qui traversent l'entrefer rotor-stator (trajets principaux du flux dans la structure). Le flux généré par les aimants permanents est ainsi court-circuité (figure 1.17a) [8]. Les deux principaux inconvénients d'une telle solution sont le volume nécessaire pour loger le système auxiliaire de contrôle de flux ainsi que la complexité accrue de la mise en place du système de contrôle de la pièce ferromagnétique puisque localisé au niveau de la partie tournante de la machine.

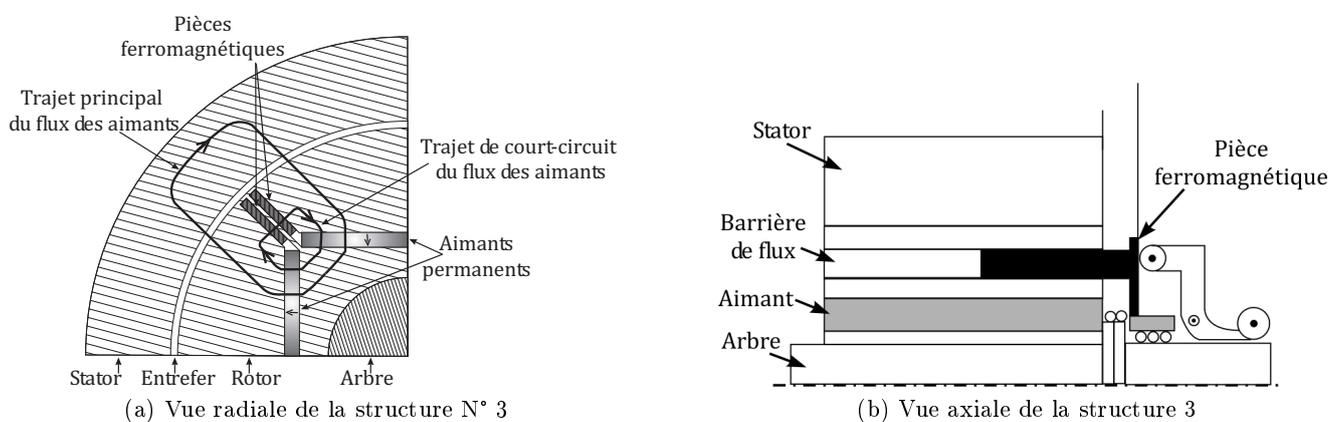


FIGURE 1.17 – Structure de défluxage mécanique proposée par Ma et al.

1.2.1.4. Structure proposée par Ma et al. 2

Dans cette structure, les cylindres magnétiques (figure 1.18), sous l'action d'actionneurs de positionnement externe à la machine, viennent se coller au rotor. Les aimants permanents voient alors des trajets de fuites moins réductants que le trajet principal du flux (rotor-stator). Le flux d'excitation dans la machine est par conséquent réduit. Les inventeurs de cette structure [18] montrent que le flux d'excitation peut être réduit de 30% et la vitesse de rotation maximale de la structure doublée. Cependant, le contrôle des entrefers qui séparent la partie active de la machine des cylindres magnétiques doit être minutieusement assuré afin d'éviter l'apparition de forces axiales dans la machine.

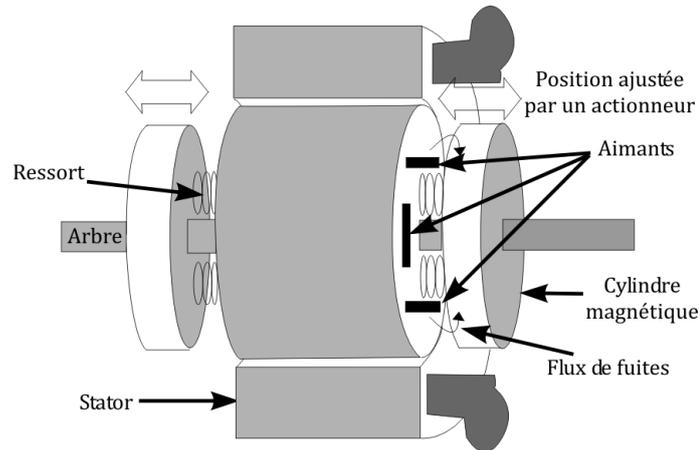


FIGURE 1.18 – Structure de défluxage mécanique proposée par Ma et al. 2

1.2.1.5. Structure proposée par Masuzawa et al.

Le rotor de cette machine (figure 1.19 et 1.20) est composé de deux parties, qu'on appellera rotor 1 et rotor 2, identiques selon la longueur axiale qui peuvent être décalées de δ selon la direction tangentielle. Ces deux parties du rotor disposent d'une succession d'aimants permanents de polarités opposées comme on peut le voir sur la figure 1.19. Un déplacement du rotor 2 par rapport au rotor 1 d'un demi-pas polaire, permettra d'annuler (aux flux de fuites près) le flux généré par les aimants permanents dans les phases du stator. La figure 1.20 illustre une position de défluxage du rotor de la structure ici présentée. Le décalage du rotor 1 par rapport au rotor 2 est assuré par un système de balourd. L'équivalence entre les constantes des temps mécaniques et électriques doit être assurée. Pour de plus amples détails, on peut se référer aux travaux [9] et [19, 20, 21].

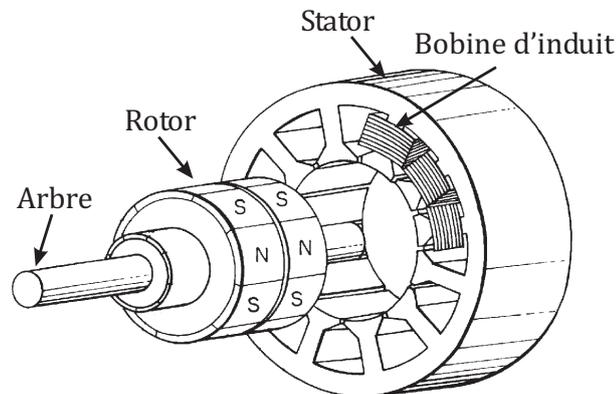


FIGURE 1.19 – Structure proposée par Masuzawa et al.

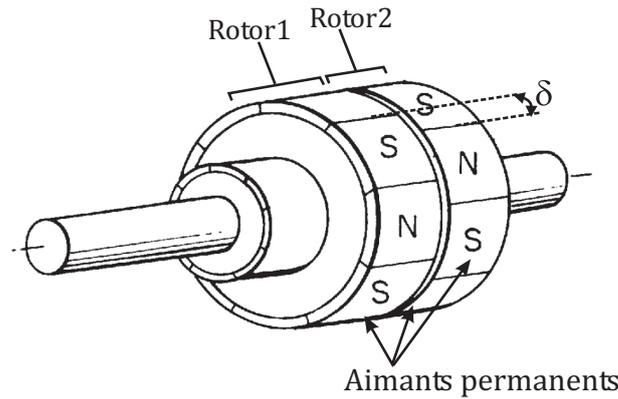


FIGURE 1.20 – Rotor de la Structure proposée par Masuzawa et al.

1.2.1.6. Structure à flux axial

Ces machines [22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29] (figure 1.21) contrairement aux machines à flux radiale, disposent d'un entrefer selon l'axe de rotation. Cette disposition donne un degré de liberté supplémentaire puisqu'il est possible de varier l'entrefer stator-rotor en cours de fonctionnement de la machine. Elle présente deux avantages : le premier est lié à la forme géométrique de ces machines, parfois dites galette, qui permet de les exploiter dans des volumes assez restreints et particuliers (rayon important et faible longueur, entre, par exemple, le moteur thermique et l'embrayage pour le cas d'un véhicule hybride). Le deuxième est associé au contrôle de flux par augmentation ou réduction de l'entrefer rotor-stator. La figure 1.22 montre l'évolution théorique de la caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs de l'entrefer.

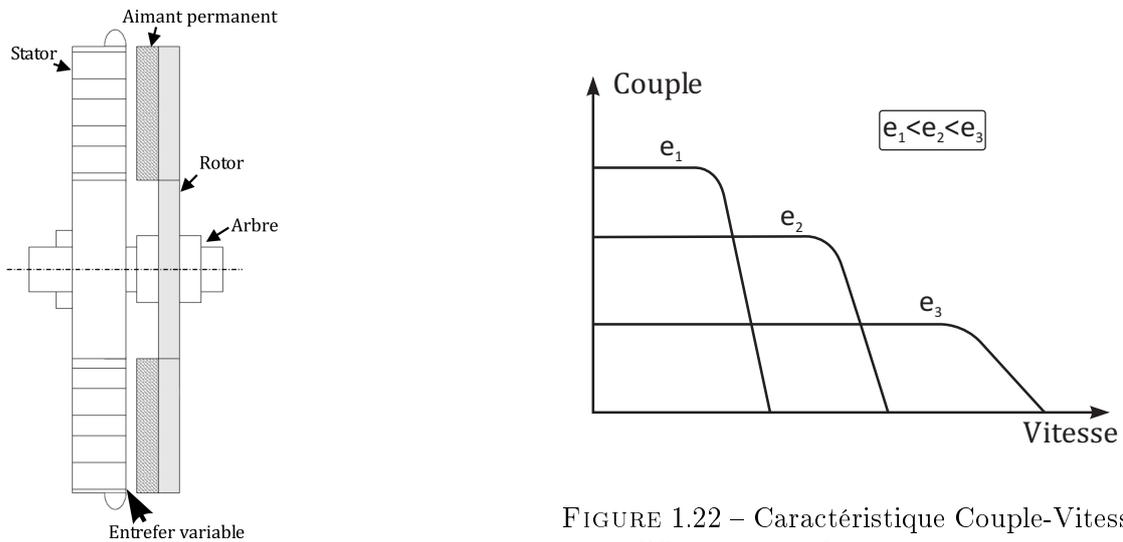


FIGURE 1.21 – Coupe axiale d'une machine à flux axiale

FIGURE 1.22 – Caractéristique Couple-Vitesse pour différents entrefers

Ces structures posent cependant un certain nombre d'inconvénients :

- Afin d'assurer un couple massique et volumique suffisamment grand (cas du cahier des charges véhicule hybride), le nombre de paires de pôle doit être relativement important. Les pertes fer à vide et en charge sont alors assez conséquentes.

- Lorsque le rayon externe de la structure devient très important par rapport à sa longueur axiale, des problèmes de tenue mécanique se posent (les disques ont tendance à se déformer pour s'approcher l'un de l'autre). La solution généralement employée est de suffisamment écarter les deux disques (entrefer important) afin d'éviter tout contact. Ceci pénalise alors les performances électromagnétiques d'une telle structure.

1.2.2. Les machines synchrones à double excitation MSDE

Cette famille de machines est caractérisée par la présence d'une seconde source électromagnétique (bobinages) dans la machine qui sert à contrôler le flux généré par les aimants permanents. En fonction de l'agencement des aimants permanents et des sources auxiliaires, les machines à double excitation peuvent être classifiées en MSDE *parallèle* et MSDE *série*.

1.2.2.1. MSDE Série (Henneberger et al.)

Cette machine (figure 1.23) [30] dispose d'un bobinage d'induit au stator et de deux sources de flux d'excitation au rotor, à savoir des aimants permanents en surface et des bobines d'excitation.

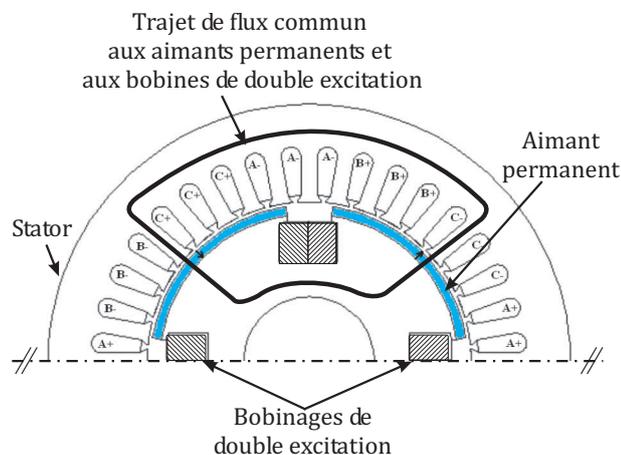


FIGURE 1.23 – Structure Henneberger et al

Le flux généré par les bobines de double excitation traverse les aimants permanents ce qui fait de cette double excitation une double excitation *série* (le principe d'une MSDE série est donné sur la figure 1.24).

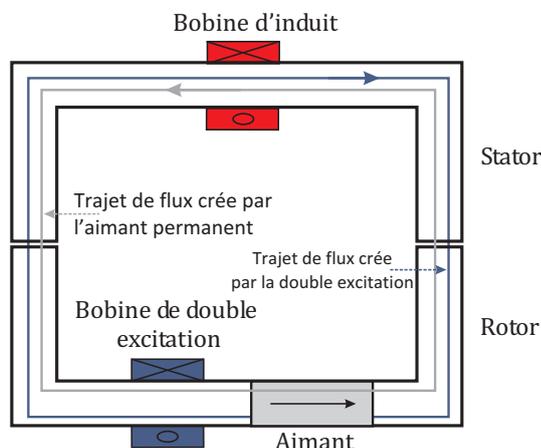


FIGURE 1.24 – Principe de fonctionnement d'une MSDE série - cas d'une soustraction de flux

Étant donné que les aimants permanents possèdent une perméabilité proche de celle de l'air, le flux créé par les bobines de double excitation voit un trajet de flux fortement réluctant, ce qui affecte considérablement l'efficacité des bobines de double excitation et fait apparaître un fort risque de démagnétisation des aimants permanents lorsqu'on désire défluxer la structure. Les bobines d'excitation agissent simultanément sur les deux types de pôles magnétiques (Nord et Sud) de la structure : elle sera alors dite bipolaire.

Cette structure a fait l'objet d'une étude approfondie et d'une réalisation expérimentale au sein du laboratoire L2ES de l'Université Technologique de Belfort Montbéliard (UTBM) pendant la thèse de D.Fodorean [31].

1.2.2.2. Machine à griffes avec aimants inter-plots

Partant d'une machine à griffes classique, des aimants permanents ont été ajoutés entre les griffes du rotor (figure 1.25) [32].

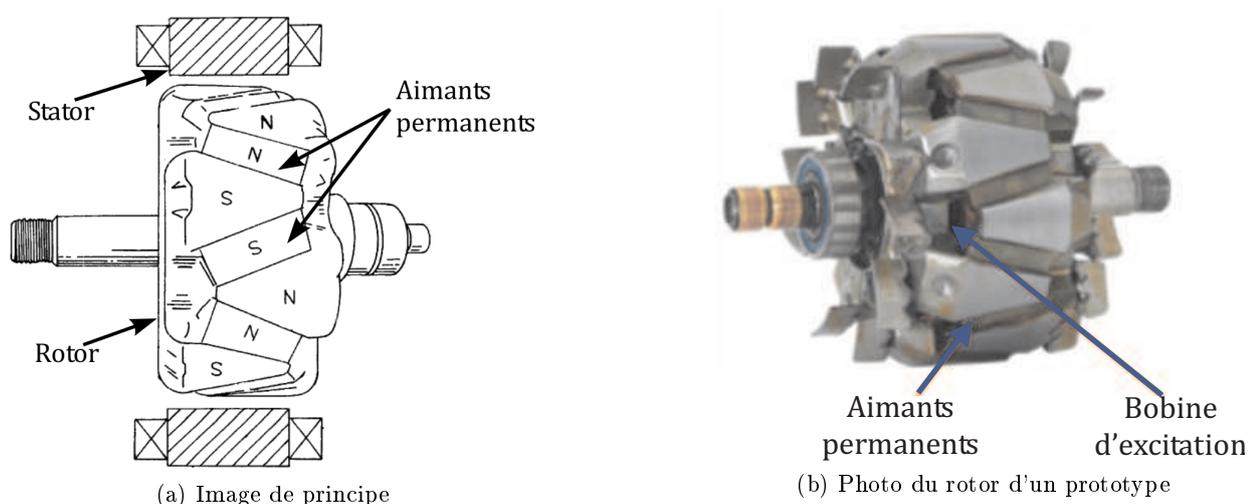


FIGURE 1.25 – Machine à griffe avec aimants inter-plots

Ces aimants sont court-circuités au rotor tant que la bobine d'excitation rotorique n'est pas alimentée (figure 1.26a).

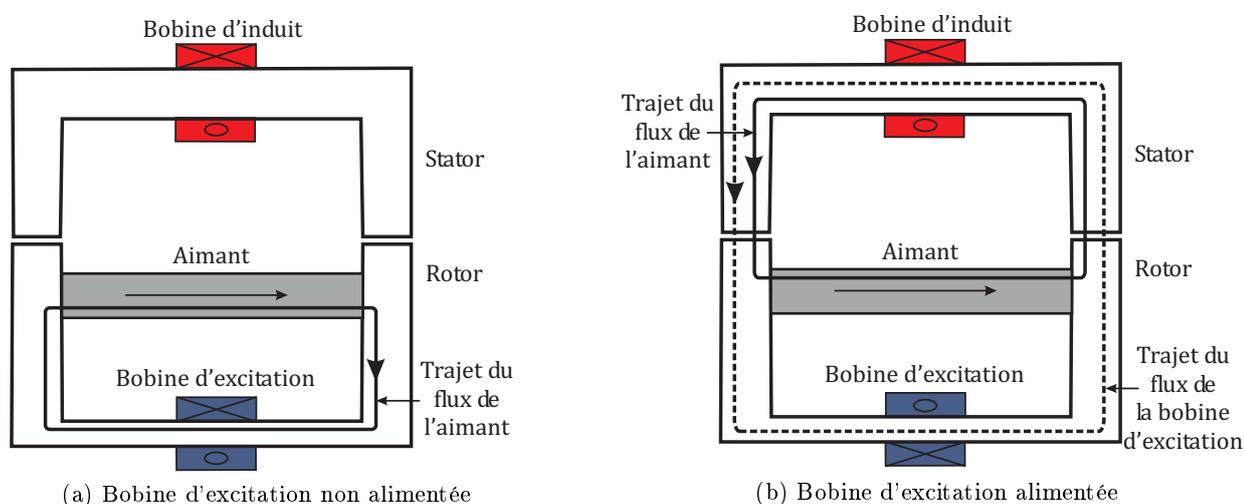


FIGURE 1.26 – Principe de fonctionnement de la machine à griffes avec aimants inter-plots

L'alimentation de la bobine d'excitation permet de saturer le circuit magnétique rotorique qui court-circuitait les aimants permanents. Le flux des aimants permanents s'ajoute alors à celui des bobines d'excitation. Le flux de la bobine d'excitation ne traversant pas les aimants, les risques de démagnétisation n'existent pas. Nous notons aussi que lorsque le circuit magnétique rotorique n'est pas encore saturé, les aimants permanents permettent de réduire considérablement le flux des fuites inter-plots. Le flux inducteur est donc augmenté. L'inconvénient majeur de cette machine est l'existence de contact glissant pour assurer l'alimentation de la bobine d'excitation.

En fonctionnement alternateur, cette structure présente un avantage en termes de sûreté de fonctionnement. En effet, en cas de défaut, comme par exemple un court-circuit au niveau de l'induit, l'annulation du courant d'excitation élimine tout risque de surtension.

1.2.2.3. Structures à nombre de paires de pôles variable

Cette famille de structures repose sur le principe d'action sur le nombre de paires de pôles de la machine. Plusieurs équipes de recherches se sont intéressées à cette idée : figure 1.27 [4], figure 1.28 [33] et figure 1.29 [34]. Prenons comme cas d'étude la machine de la figure 1.27 où le nombre de paires de pôles peut être égal à 3 ou 6. En effet, si les bobines d'excitation ne sont pas alimentées le flux d'excitation est généré par les aimants permanents d'où 3 paires de pôles. Cette configuration correspond au flux minimal qu'on peut avoir dans la machine. L'alimentation des bobines d'excitation engendre la création de 3 paires de pôles supplémentaires et la variation du flux vu par les bobinages de l'induit est donc augmentée. Le flux créé par les bobines d'excitation ne traversant pas les aimants permanents, cette structure de MSDE est classée parmi les doubles excitations parallèles.

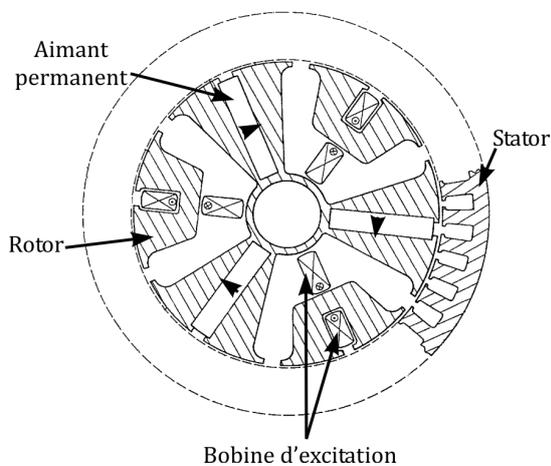


FIGURE 1.27 – Structure proposée par Akemakou et al.

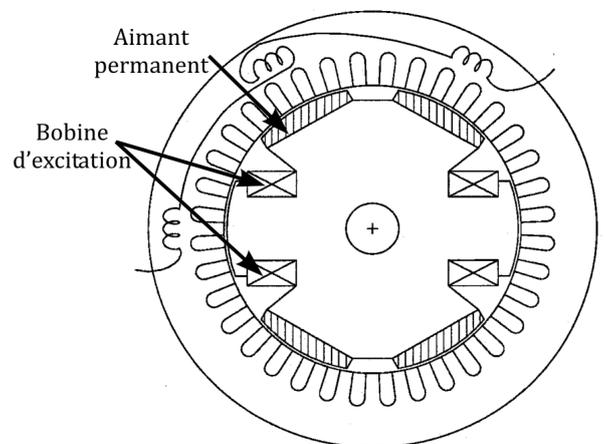


FIGURE 1.28 – Structure proposée par Lipo et al.

La disposition des aimants en concentration de flux de la structure représentée sur la figure 1.27 présente un avantage par rapport aux structures des figures 1.28 et 1.29. Cette configuration permet de concilier l'utilisation d'aimants permanents à bas prix (tel les ferrites) avec des valeurs de flux conséquents. A noter que la disposition des bobines d'excitation au niveau du rotor exige l'utilisation des contacts glissants pour assurer leurs alimentations et un système de refroidissement efficace pour évacuer les pertes Joule générées.

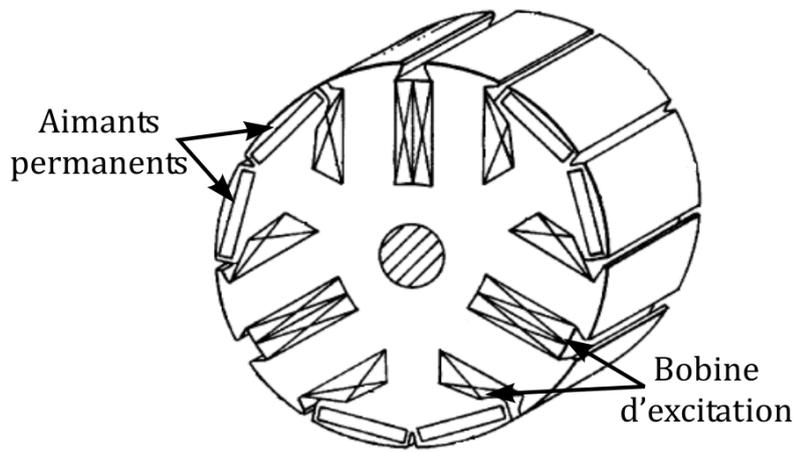


FIGURE 1.29 – Structure proposée par Evans et al.

1.2.2.4. Machine à pôles conséquents

Le stator de cette structure est divisé en deux parties feuilletées égales qui sont séparées par une bobine globale dite de double excitation (figure 1.30). Une culasse ferromagnétique massive statorique vient se poser au dessus des deux parties du stator pour les lier ensemble. Le rotor (figure 1.31) est composé de pôles à aimants permanents et de pôles saillants.

Lorsque la bobine de double excitation n'est pas alimentée, les aimants permanents interagissent ensemble et constituent les seules sources de flux d'excitation dans la machine.

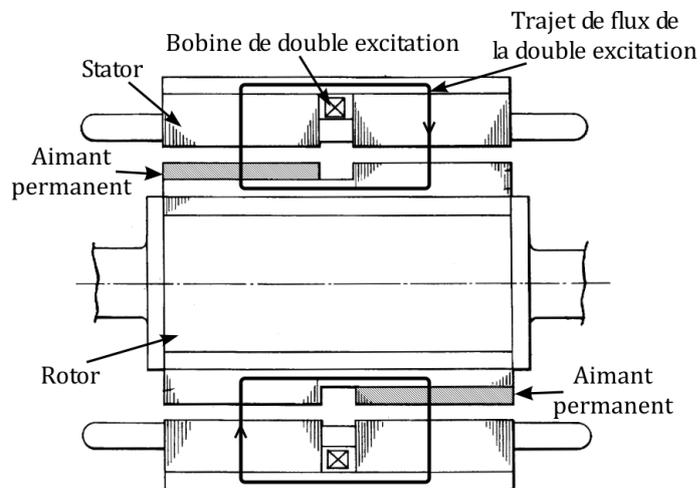


FIGURE 1.30 – Coupe axiale de la machine à pôles conséquents

Le flux généré par la bobine de double excitation exploite les pôles saillants pour créer des pôles magnétiques. Lors du défluxage, l'excitation bobinée crée un pôle sud du côté axial des pôles à aimants de polarité nord, et inversement. Le flux d'excitation total vu par les phases statoriques baisse. Le bobinage de double excitation peut être alimenté par un courant bidirectionnel et le même raisonnement s'applique lorsqu'on veut augmenter l'amplitude du flux dans la machine [35, 36]. Finalement, il faut mentionner que le flux crée par la bobine de double excitation traverse les aimants permanents et un risque de démagnétisation local ou global peut exister.

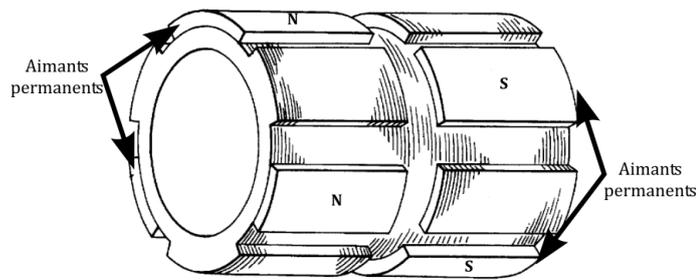


FIGURE 1.31 – Rotor de la structure 4

On reprend ci dessous quelques photos du prototype réalisé par l'équipe Lipo et al.

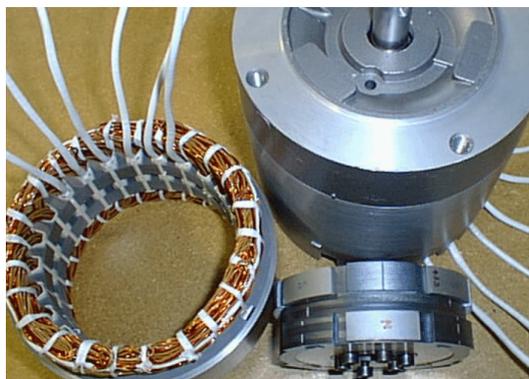


FIGURE 1.32 – Photos d'un prototype d'une machine à pôles consécutifs [36]

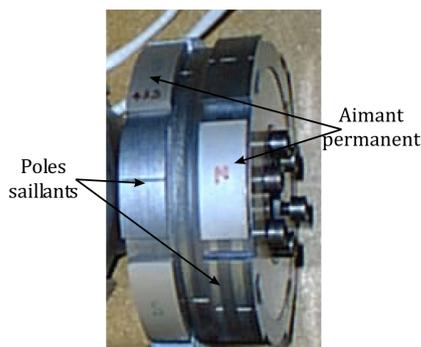


FIGURE 1.33 – Photo du rotor [36]



FIGURE 1.34 – Photo du stator [36]

1.2.2.5. Machine à double excitation à circuits juxtaposés

La figure 1.35 montre un autre type de machine synchrone à double excitation parallèle, dite aussi machine à double excitation à circuits juxtaposés [37]. Le stator de la machine est divisé en deux parties et le rotor est constitué de deux rotors différents : un à aimants permanents (figure figure 1.36) et un bobiné (figure 1.37). La figure 1.38 présente un motif élémentaire de la machine basée sur un rotor bobiné.

La partie du rotor à aimants permanents permet de générer une valeur constante de flux dans la structure et la partie bobinée sert à moduler le flux d'excitation totale dans la machine en fonction du

courant d'alimentation [2]. L'inconvénient majeur de ces structures est dû aux pertes fer qui ne baissent pas lorsqu'on réduit, voire on annule, le flux dans la structure. En effet, les valeurs de l'induction dans la partie à aimants ne sont pas réduite lors du défluxage par la partie bobinée : le contrôle de flux est donc global.

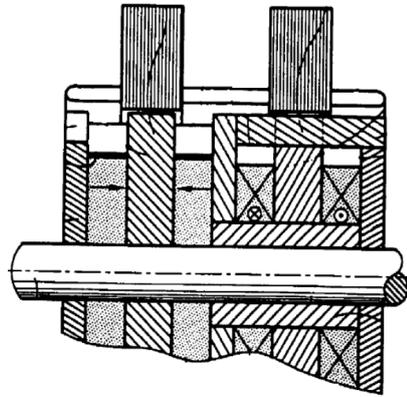


FIGURE 1.35 – Image de principe de la machine

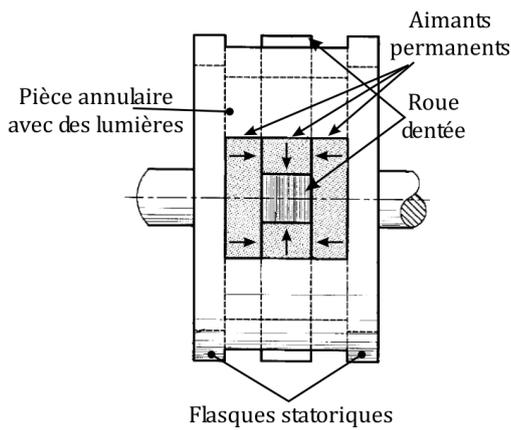


FIGURE 1.36 – Partie du rotor à aimants permanents

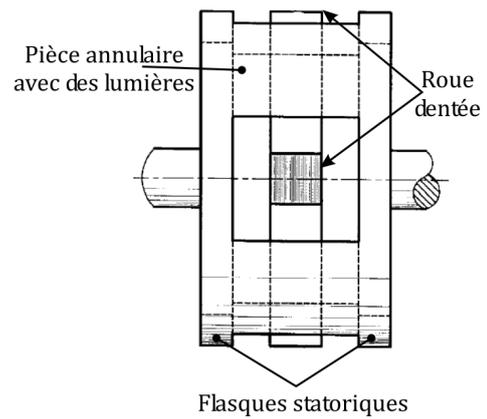


FIGURE 1.37 – Partie du rotor à bobinage d'excitation

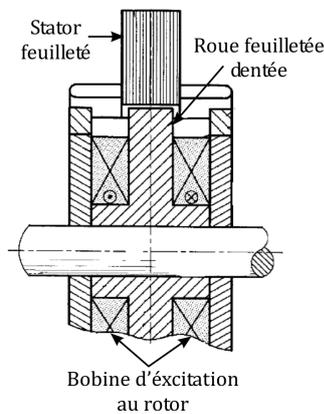


FIGURE 1.38 – Image de principe de la machine

1.2.2.6. Machine à commutation de flux à double excitation

Le rotor de cette machine est totalement passif et toutes les sources de flux sont disposées au stator : les aimants permanents, les bobinages de double excitation et le bobinage d'induit (figure 1.39, les bobines de l'induit ne sont pas représentées). Les bobinages de double excitation sont alimentés par des courants bidirectionnels et permettent de moduler le flux d'excitation au niveau de la machine (figure 1.40). Quand les bobines de double excitation ne sont pas alimentées, une partie des aimants permanents est court-circuitée au niveau du stator comme l'illustre la figure 1.41¹.

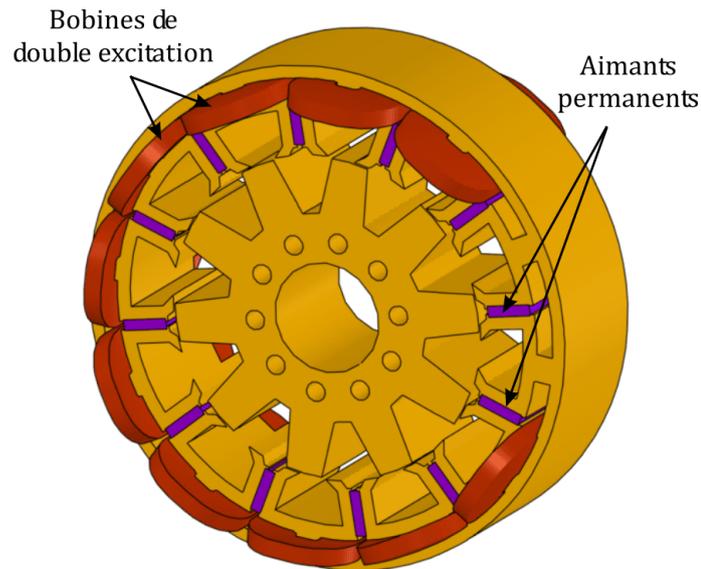


FIGURE 1.39 – Image de principe de la machine

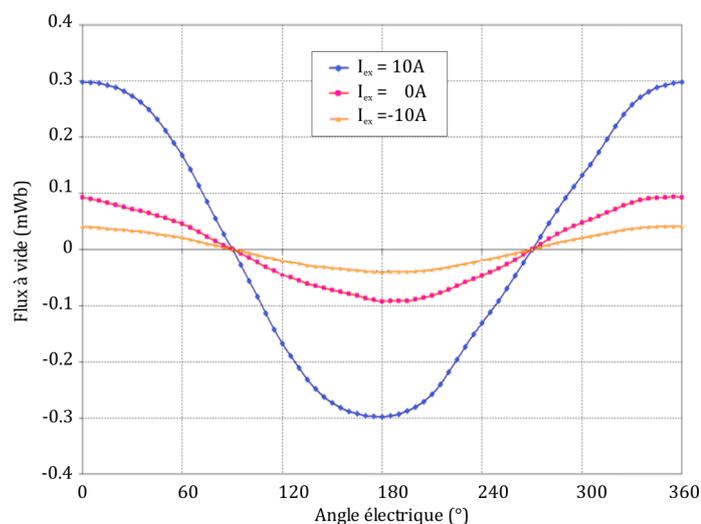


FIGURE 1.40 – Évolution du flux à vide en fonction du courant de la double excitation

1. Cette figure illustre une cellule élémentaire qui représente le principe de fonctionnement de la machine en question.

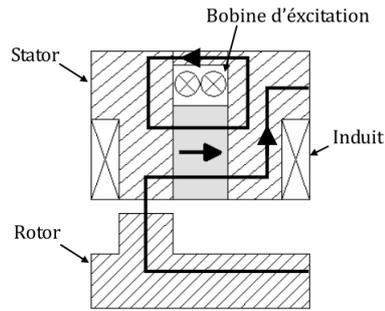
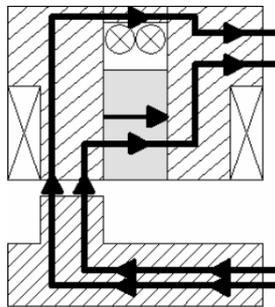
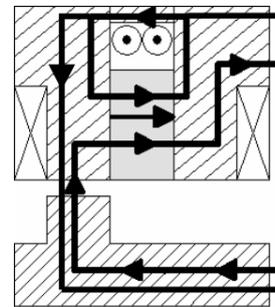


FIGURE 1.41 – Lignes de champs lorsque $I_{ex} = 0A$

En agissant sur le courant d'excitation, le flux crée par les bobines de double excitation vient s'ajouter au flux généré par les aimants permanents (figure 1.42a) ou s'y opposer (figure 1.42b) [38, 3].



(a) Lignes de champs (cas sur-fluxage)



(b) Lignes de champs (Cas défluxage)

FIGURE 1.42 – Principe de fonctionnement de la machine à commutation de flux à double excitation

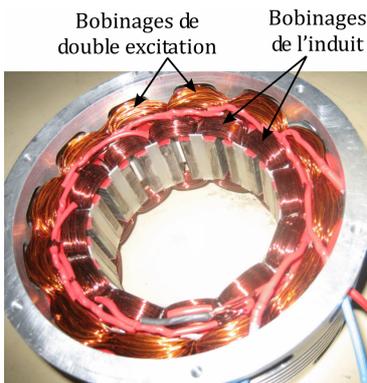


FIGURE 1.43 – Photo du stator avec bobinage



FIGURE 1.44 – Photo du stator sans bobinage

1.2.2.7. Machine Synchrone à concentration de flux à double excitation (MSAPConFDE)

Les travaux de cette thèse s'intéressent à cette architecture de machine, dont le principe a été validé par Y. Amara [10]. Cette structure découle d'une modification de la machine à aimants permanents

en concentration de flux “MSAPConF” (figure 1.45). Les aimants sont logés au niveau du rotor et le stator est à petites dents et à bobinage réparti².

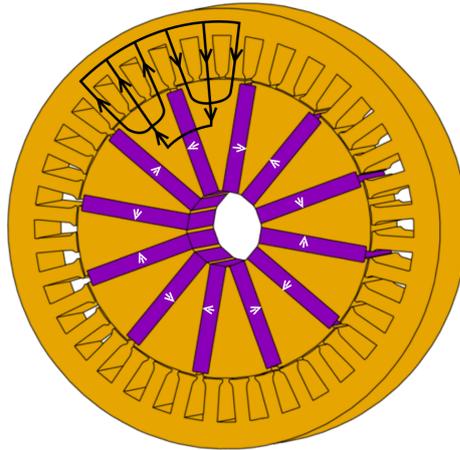


FIGURE 1.45 – Trajet du flux principal des aimants permanents pour une machine synchrone à concentration de flux (MSAPConF)

L'idée d'exploiter cette structure pour en faire une machine à double excitation est due à la forme du pôle rotorique. La section S_1 (figures 1.46a et 1.46b) représente une section libre qui permettra d'acheminer un flux auxiliaire (autre que celui produit par les aimants permanents) vers l'entrefer de la machine (entrefer rotor-stator) afin de contrôler le flux d'excitation.

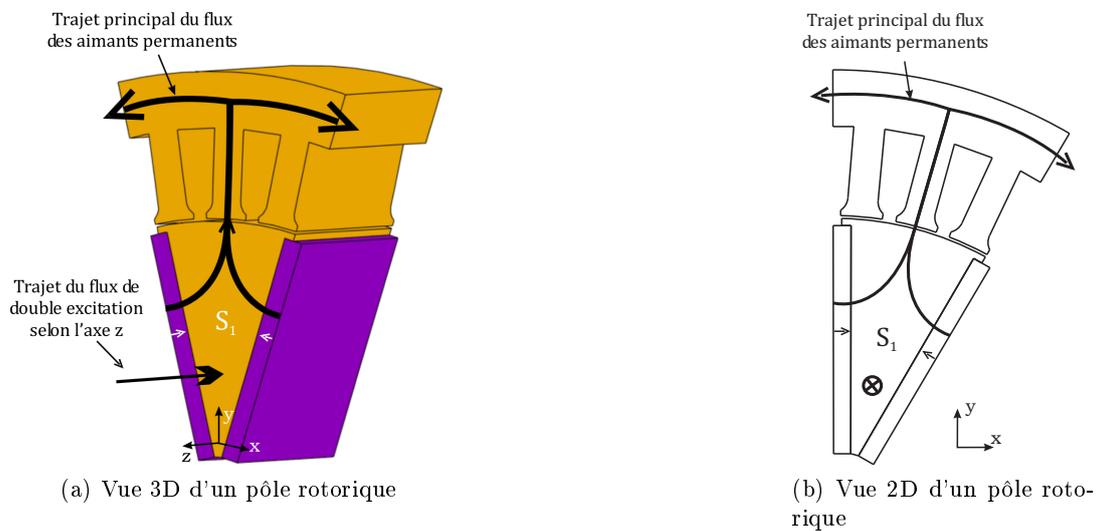


FIGURE 1.46 – Idée de base de la MSAPConFDE

Les figures 1.46a et 1.46b illustrent le trajet qu'on pourra exploiter pour acheminer le flux auxiliaire (dit de “double excitation”). D'autres trajets auraient pu être envisagés, toutefois le choix de la section S_1 repose sur deux intérêts majeurs :

- Avec cette configuration nous pourrions disposer d'une structure à double excitation parallèle (le flux de double excitation ne traverse pas les aimants permanents et les risques de démagnétisations par le flux auxiliaire n'existeront pas).

2. La forme des dents statoriques ne limite pas le domaine de validité de cette structure. Dans le chapitre suivant, nous présenterons la même structure mais avec un stator différent.

- Les flux de la double excitation et des aimants permanents empruntent les mêmes chemins au niveau de la partie centrale de la machine. Si l'on s'intéresse aux pertes fer au niveau des pôles rotoriques et au niveau des dents statoriques, nous constatons qu'une réduction locale de l'induction sera possible. La réduction des pertes fer sera ainsi obtenue pendant le défluxage.

Des bobines auxiliaires, dites par la suite "de double excitation", et des parties ferromagnétiques, dites par la suite "de double excitation", ont donc été ajoutées à la MSAPConF. Une coupe de la structure obtenue est donnée sur la figure 1.47.

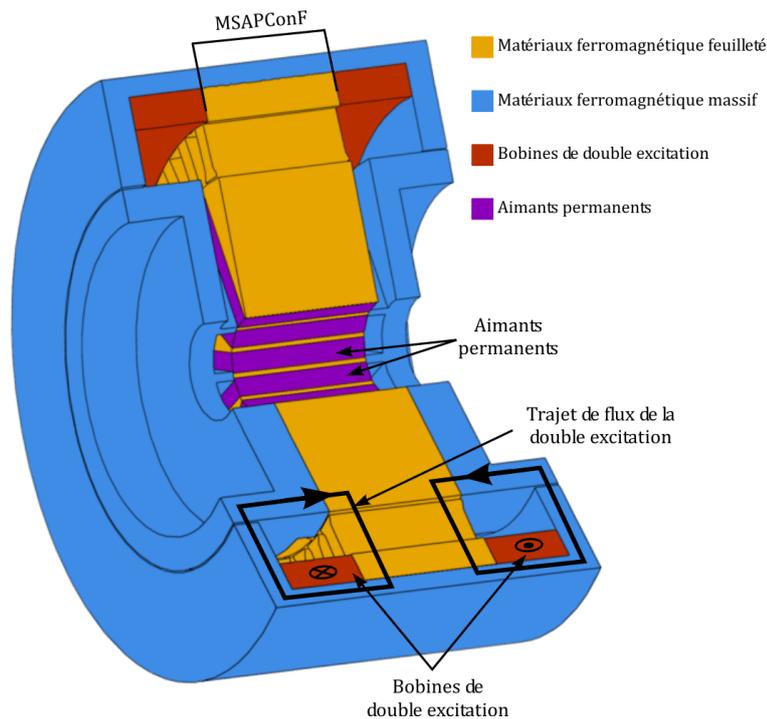


FIGURE 1.47 – Coupe partielle de la MSAPConFDE

Le principe d'action des bobinages de double excitation est illustré sur les figures 1.48 et 1.49. La configuration ici présentée est dite homopolaire. Elle n'agit que sur un seul type de polarité de pôle rotorique. Une configuration bipolaire³ de cette machine est possible. Son principe sera détaillé dans le chapitre 2.

3. C'est une configuration qui permet d'agir simultanément sur les deux types de pôles de la machine.

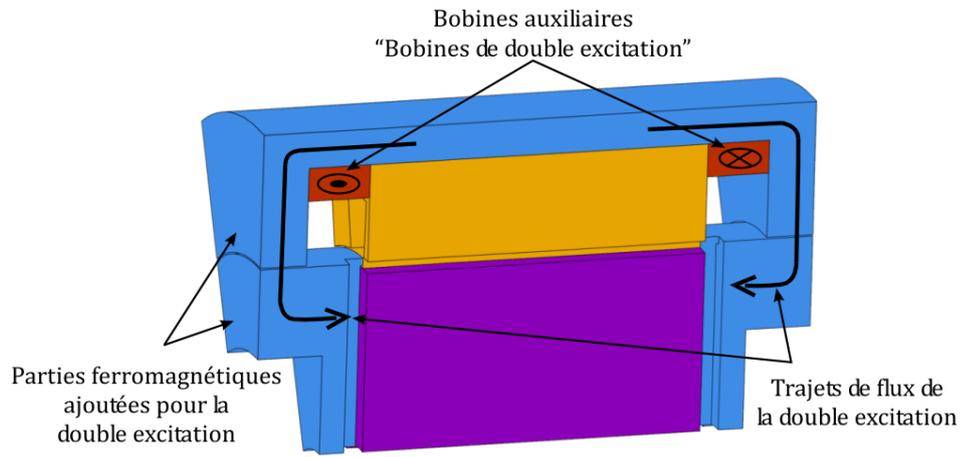


FIGURE 1.48 – Principe de création du flux secondaire et de son acheminement jusqu'à la section S_1 (Vue 3D)

Les bobinages de double excitation sont alimentés en courants continus bidirectionnels. Le flux d'excitation total dans la machine peut donc être soit augmenté soit réduit.

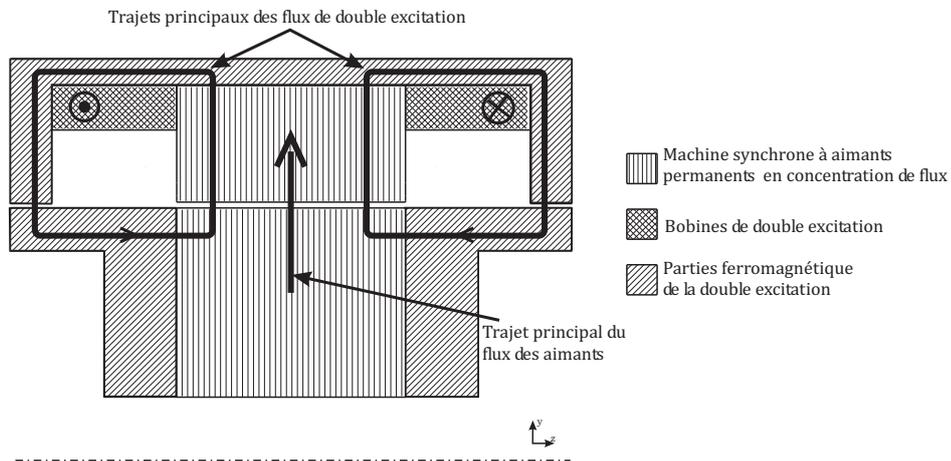


FIGURE 1.49 – Principe de création du flux secondaire et de son acheminement jusqu'à l'entrefer rotor - stator (Vu 2D)

Les figures 1.50a et 1.50b présentent des photos d'un prototype réalisé au laboratoire SATIE.

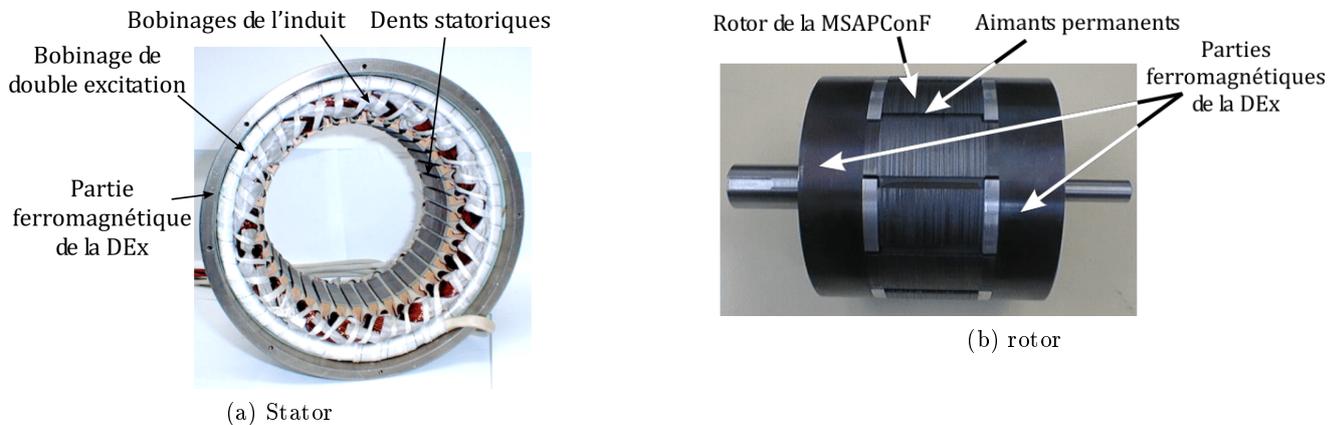


FIGURE 1.50 – Photos de la MSAPConFDE

1.2.3. Conclusion

Nous avons présenté dans cette section deux familles de structures de machines synchrones à aimants permanents non conventionnelles. Elles ont été classifiées en deux grandes familles : une première dite à défluxage mécanique et une seconde dite à double excitation.

La première famille de machines nécessite une intervention mécanique pour assurer le contrôle du flux d'excitation. En fonction de la complexité de la mise en place de ces actions, le domaine d'application de ces structures se trouve relativement restreint. Une action mécanique pour contrôler le flux d'excitation au niveau du stator semble être plus raisonnable et plus simple à réaliser qu'au niveau du rotor.

La deuxième famille de machines est constituée par des machines synchrones à aimants permanents, auxquelles des sources électriques auxiliaires ont été ajoutées afin d'assurer le contrôle du flux à vide. Nous avons présenté un certain nombre de ces structures et nous avons vu que la simplicité de leur réalisation par rapport aux structures à contrôle de flux mécanique leur donne un avantage indéniable. Toutefois, l'ajout des bobines d'excitation auxiliaire complique le processus de dimensionnement, en particulier pour les structures où des flux tridimensionnels apparaissent tels que dans la structure à pôles consécutifs (paragraphe 1.2.2.4) et la MSAPConFDE (paragraphe 1.2.2.7). Les phénomènes régissant le fonctionnement de telles structures sont complexes et les temps de calculs et de simulations par la méthode des éléments finis deviennent trop importants.

Par la suite, nous nous intéresserons particulièrement à la MSAPConFDE dans le but de l'étudier, de la modéliser et de mettre en place une méthodologie de pré-dimensionnement optimal pour un cahier des charges donné. Comme pour toute phase de dimensionnement-optimisation, nous avons besoin d'un modèle qui permettra de lier les différents paramètres géométriques et magnétiques de la machine à ses performances électromagnétiques. Nous présenterons alors, dans la section suivante, les différentes familles de modèles de machines synchrones rencontrées dans la littérature.

1.3. Les modèles utilisés dans les procédures d'optimisation

Ces modèles peuvent être classés en deux grandes familles :

- Les modèles numériques.
- Les modèles analytiques.

1.3.1. Les modèles Numériques

Ils sont basés sur des méthodes de résolution numérique des équations mathématiques régissant le fonctionnement du système étudié. La méthode des éléments finis et des différences finies représentent les méthodes numériques les plus utilisées.

En fonction de la densité et de la forme des éléments du maillage, ces algorithmes permettent d'obtenir des résultats "suffisamment" fiables et précis, et présentent l'avantage d'être génériques. En effet, une fois le modèle numérique (méthode des éléments finis par exemple) développé et validé, il pourra être appliqué à plusieurs structures de machines électriques sans avoir à l'adapter. Dans le monde commercial, ces codes sont jumelés à un ou plusieurs modélisateurs graphiques et un interface pertinent, le temps de résolution des problèmes élémentaires se résume souvent au temps nécessaire pour dessiner la structure étudiée. Cette facilité de résolution n'est plus valable pour des problèmes bidimensionnels plus complexes et se perd entièrement pour des problèmes tridimensionnels. Nous notons aussi que, malgré l'avancée impressionnante des capacités de calculs, le temps de calcul pour la résolution des problèmes 3D reste important. Ceci limite l'exploitation de tels types de modèles dans des problématiques d'optimisation.

1.3.2. Les modèles analytiques

1.3.2.1. Méthode basée sur la résolution analytique des Équations de Maxwell

Contrairement aux modèles numériques, ces méthodes se basent sur une résolution formelle des équations de Maxwell afin de déterminer l'expression exacte du potentiel vecteur dans l'entrefer de la machine étudiée [39, 40, 23]. Deux hypothèses sont tout de même nécessaires pour mener à terme cette modélisation :

- Les parties ferromagnétiques ont une perméabilité infinie ; les conditions liées aux limites des domaines de résolution sont alors parfaitement connues.
- Les trajets axiaux du flux sont négligés.

Une fois le potentiel vecteur calculé, toutes les grandeurs électromagnétiques (Couple, forces, etc...) peuvent être déterminées. Parmi les avantages de cette famille de modèles nous citons :

- La rapidité des calculs.
- Le lien explicite qui existe entre les paramètres d'entrée (dimensions géométriques, caractéristiques physiques) et les paramètres de sortie. Une meilleure compréhension de l'interaction entre les différents paramètres est donc possible.

Néanmoins, ces modèles présentent un certain nombre d'inconvénients : ils ne sont pas adaptés aux calculs des phénomènes non-linéaires comme la saturation magnétique et ne sont pas génériques : le changement de structure de machine nécessite un développement complet de toutes les équations.

1.3.2.2. Les modèles réductants

Définition d'une réductance

Étant donné un tube de flux (figure 1.51) dans un champ magnétique quasi-stationnaire de section $S(x)$ et de longueur totale l , on définit la réductance magnétique comme étant la quantité suivante :

$$\mathfrak{R} = \int_0^l \frac{dx}{\mu(x)S(x)} = \frac{1}{\mathcal{P}} \quad (1.1)$$

avec $\mu(x)$ est la perméabilité du matériaux et \mathcal{P} la perméance magnétique.

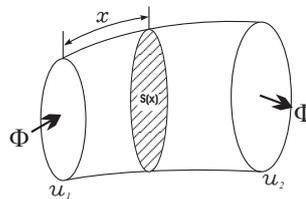


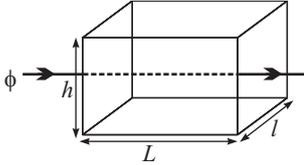
FIGURE 1.51 – Tube de flux

Les réductances peuvent être classées en trois catégories [41] :

- Les réductances constantes : ce sont des réductances qui ont des géométries fixes et des caractéristiques magnétiques fixes.
- Les réductances saturables : ce sont les réductances qui ont une perméabilité qui dépend de l'excitation magnétique H .

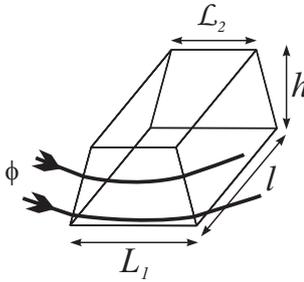
- Les réductances à géométrie variable : ce sont des réductances dont les paramètres géométriques (longueur du tube de flux ou section du tube de flux) sont variables comme les réductances modélisant l’entrefer d’une machine électrique.

Grâce à un nombre important de travaux qui ont permis de modéliser des structures électromagnétiques avec cette méthode, différentes géométries de réductances ont été calculées et leurs expressions intégrées peuvent être directement exploitées. Nous présentons ci-dessous quelques expressions de réductances constantes qu’on peut rencontrer dans la littérature [42, 41] :



(a) Exemple de réductance

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{L}{lh} \quad (1.2)$$



(b) Exemple de réductance

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{L_2 - L_1}{h \cdot \ln\left(\frac{L_2}{L_1}\right)} \quad (1.3)$$

Pour le cas spécifique des machines électriques, deux approches de modélisation par schémas réductants ont été déjà adoptées :

- Des modélisations dans le plan “*abc*” [41, 43, 44] : elles prennent en compte le mouvement relatif du rotor par rapport au stator. Nous obtenons alors l’évolution des différentes grandeurs en fonction de l’angle de rotation du rotor par rapport au stator. Des études harmoniques sont donc envisageables.
- Des modélisations sous l’hypothèse du premier harmonique [42, 45, 46] : le modèle se résume en une seule position pour les machines à pôles lisses et en deux positions pour les machines à pôles saillants. Ces modèles ne permettent pas des analyses harmoniques mais sont plus rapides que ceux dans le plan “*abc*”, donc généralement mieux adaptées pour des problématiques d’optimisation.

1.3.3. Conclusion

Parmi les différentes méthodes de modélisation présentées dans ce qui précède, les modèles numériques semblent répondre à notre objectif d’étude de la MSAPConFDE. Leurs généralités et leurs “fiabilités”⁴ nous permettront de mener à bien cette étude et de défricher les différents trajets de flux existants dans la structure. Ceci nous permettra, par la suite, de mettre en place des modèles réductants qui prennent en compte les trajets de flux tridimensionnels et la saturation des parties ferromagnétiques de la machine. Ces modèles réductants seront ensuite exploités dans une stratégie de dimensionnement-optimisation.

4. Les résultats obtenus par ces modèles seront confrontés aux mesures expérimentales pour vérifier leurs fiabilités

1.4. Les algorithmes d'optimisation

Ayant déjà fixé les différentes méthodes de modélisation à adopter, nous nous intéressons aux différents algorithmes d'optimisation qu'on pourrait adopter pour : "dimensionner et optimiser la MSAP-ConFDE pour des cahiers des charges donnés". Le nombre de ces algorithmes et leurs différentes variantes ne cessant de s'accroître, nous ne présenterons que quelques algorithmes afin de situer l'algorithme (NSGA-II) que nous avons adopté et de justifier ce choix. Commençons par rappeler ce que veut dire le terme "optimisation".

Selon le sens mathématique du terme, l'optimisation d'une fonction mathématique $f(s)$ où $s \in S$, ensemble de solutions de la fonction f consiste à trouver $s_0 \in S$, dite solution optimale, tel que $\forall s \in S$

- Pour un problème de minimisation $f(s_0) \leq f(s)$
- Pour un problème de maximisation $f(s_0) \geq f(s)$

A noter que tout problème de maximisation peut se mettre sous la forme d'un problème de minimisation et inversement.

Les différents algorithmes permettant de résoudre ce problème sont dits, algorithmes d'optimisation et sont majoritairement basés sur le simple principe de *Essai/Erreur* : suite à chaque résultat obtenu, le "décideur" corrige ses actions afin d'atteindre la solution optimale. Le "décideur" crée la différence entre ces différentes variantes d'optimisation : pour un algorithme de gradient, on parle de "pas de déplacement" ; pour un algorithme des essais particuliers, on parle "d'opérateur de décision" et pour l'algorithme génétique on parle de "sélection".

Ces algorithmes peuvent être classés de différentes manières : mono-objectif ou multi-objectifs, méthodes de trajectoire⁵ ou méthodes avec une population de solution ... Nous avons choisi de les classer en méthodes déterministes et non-déterministes.

1.4.1. Les méthodes déterministes

Ces méthodes sont généralement adoptées quand la fonction à optimiser est rapide et de forme connue. Effectivement, la connaissance du domaine de variation par localisation graphique ou par discrétisation fine de l'espace de recherche est une étape importante pour éviter les optimums locaux (figure 1.52) et pour réduire le temps de calcul.

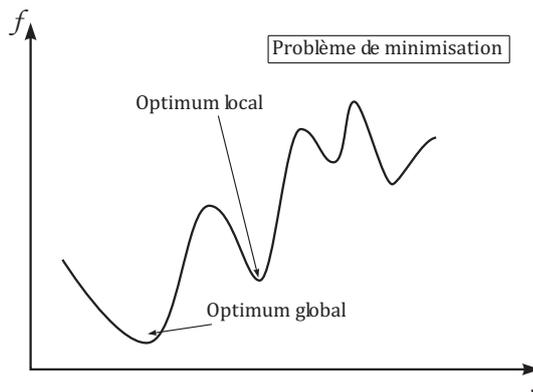


FIGURE 1.52 – Évolution d'une fonction objectif à plusieurs optimums

1.4.1.1. La méthode du gradient

Parmi les méthodes d'optimisation déterministes, la méthode du gradient est la plus connue et la plus utilisée. Elle s'applique aux fonctions dont on connaît la dérivée en tout point de l'espace d'état.

5. Ce sont des algorithmes qui améliorent itérativement une seule solution afin de la mener à l'optimum

Les deux variantes les plus connues sont l'algorithme de la plus forte pente (la version la plus simple de cette méthode) et l'algorithme du gradient conjugué. L'algorithme de la plus grande pente est donné ci dessous.

Choisir un vecteur initial X^0 et le critère d'arrêt ϵ .

Tant que $\|\nabla f(X)\| > \epsilon$.

On choisit la direction tel que $\lambda = -\nabla f(X)$

Calculer $X = X + d\lambda$.

Fin de Tant que

Le coefficient λ est le pas de déplacement, il est calculé tel que $G(X^{n+1}) < G(X^n)$ avec $G(X) = F^t(X).F(X)$. Dans le cas pratique, il est généralement pris suffisamment petit pour satisfaire cette condition.

Quant à la méthode du gradient conjugué, elle repose sur le concept de directions conjuguées parce que les gradients successifs sont orthogonaux entre eux et aux directions précédentes. Plusieurs algorithmes peuvent être trouvés dans la littérature, nous citerons l'algorithme de "Fletcher et Reeves" et celui de "Hestenes et Stiefel". Pour plus de détails sur ce dernier algorithme, le lecteur pourra se référer à l'étude suivante : [47].

Les principaux inconvénients de la méthode du gradient sont les suivants :

- Si la fonction objectif est convexe, l'algorithme donne l'optimum global. Sinon, la méthode ne garantit pas l'optimum et l'algorithme peut converger vers un minimum local.
- Si la fonction objectif présente des zones plates, la convergence de l'algorithme sera ralentie.
- La méthode n'est pas applicable à des variables discrètes tels que le nombre de paires de pôles d'une machine électrique.

1.4.1.2. Algorithme du Simplexe

Cette méthode introduite par Danzting [48] est classée parmi les méthodes de points-frontières⁶. Elle consiste à se déplacer sur les arêtes du polyèdre (cas d'un espace à 3 dimensions) convexe définie par les contraintes du problème à optimiser. Partant d'un premier sommet, à chaque itération l'algorithme cherche un sommet adjacent qui améliore la fonction objectif. Deux cas se présentent :

- Si l'algorithme trouve un meilleur sommet pour la fonction objective, il s'y déplace et cherche un autre sommet adjacent.
- Si l'algorithme n'en trouve pas, il s'arrête et conclut que le sommet courant est l'optimum de la fonction objective.

Les règles de sélection du meilleur sommet adjacent au sommet courant sont dites *règles de pivotage*. Cet algorithme est efficace et rapide dans la pratique et assure généralement la convergence en $2c$ ou $3c$ itérations [50] (c étant le nombre de contraintes du problème). Cependant, pour des problèmes relativement compliqués (Nombre de variables et de fonctions objectifs assez important), il a été démontré [51] que cette méthode peut être de complexité exponentielle⁷.

6. D'autres méthodes existent et sont dites méthodes des points intérieurs. Les itérations du système évoluent à l'intérieur de l'espace de recherche délimité par les contraintes du problème. Ce type d'algorithme est très intéressant lorsqu'une grande partie des contraintes du problème d'optimisation sont des inégalités [49].

7. La notion de complexité a été introduite afin d'estimer l'efficacité d'un algorithme.

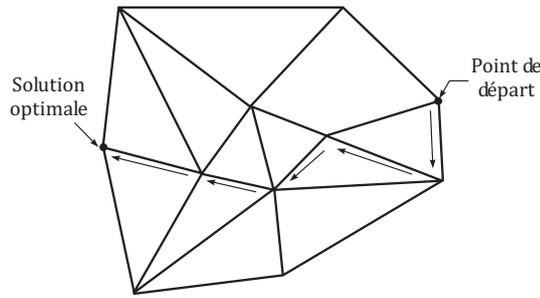


FIGURE 1.53 – Exemple d'évolution de la méthode du simplexe

1.4.2. Méthodes stochastiques

Dans plusieurs problèmes d'optimisation, nous nous trouvons confrontés à des critères d'optimisation non dérivables et non convexes. De plus, les paramètres d'optimisation peuvent être de nature différente (réels, entiers, booléens ...) ainsi les contraintes à assurer ne sont pas forcément linéaires. Donc, il a été nécessaire de développer des algorithmes robustes et adaptables à de tels problématiques. Parmi ces algorithmes se situent les méthodes stochastiques, où l'aléatoire prend de la place pour balayer le domaine de recherche de (s) solution (s) optimale (s) du problème. Nous présentons ci-dessous le principe de quelques exemples d'algorithmes stochastiques. Néanmoins, nous ne détaillerons que le fonctionnement de l'algorithme génétique, algorithme que nous avons choisi pour notre problématique d'optimisation.

1.4.2.1. Optimisation par essaims particulaires (Particle Swarm Optimization, PSO)

Cet algorithme a été développé en se basant sur une analogie avec les mouvements collectifs des groupes d'animaux [52]. Chaque particule est un individu, qui dans un processus itératif, tend vers la solution optimale. L'évolution de ces particules dans l'espace de recherche se base sur deux principes :

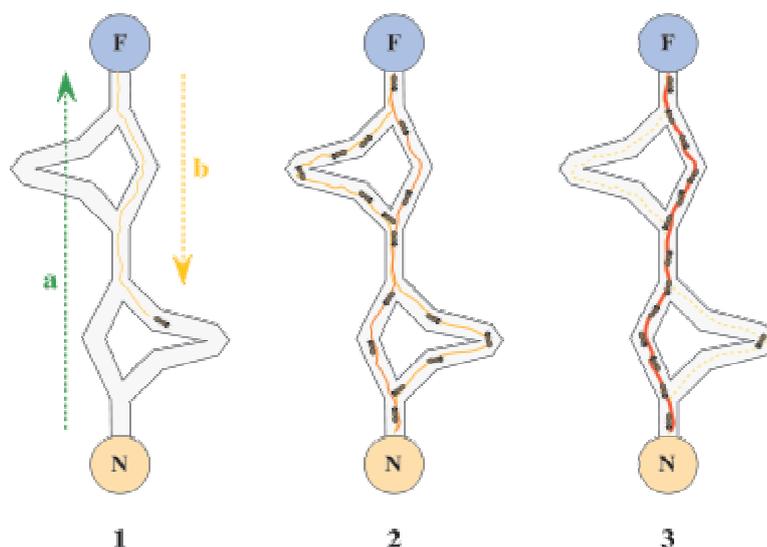
- Chaque particule mémorise la dernière meilleure position qui optimise la fonction objectif.
- Chaque particule informe les autres particules de la meilleure position obtenue autour de son voisinage. Ces dernières vont tendre à rejoindre le meilleur point de tous les voisinages connus.

A partir de ces deux règles, les différentes particules permettent de balayer le domaine de recherche et de s'entraider pour arriver le plus rapidement possible à l'optimum. Toutefois, le risque de rester bloqué au niveau d'un optimum local à cause de la mémoire acquise par les particules existe et l'opérateur de décision conditionne la convergence de l'algorithme. Pour plus de détails sur cette méthode on pourra se référer au site : "Particle Swarm Central".

1.4.2.2. Optimisation par colonies de fourmis (Ant Colony Optimization)

Comme son nom l'indique, cette méthode a été inspirée du comportement des fourmis lors de la recherche de nourriture et a été présentée pour la première fois par Dorigo dans les années 1990 [54, 55]. L'observation par des biologistes [56] des fourmis ayant le choix entre deux chemins de longueur différente pour atteindre une source de nourriture, a permis de montrer que ces petits insectes avaient tendance à utiliser le chemin le plus court. Ceci est possible grâce à une substance dite 'phéromone' que les fourmis déposent sur le sol lorsqu'elles se déplacent. La première fourmi ("l'éclaireuse") qui découvre la source de nourriture, après une exploration de l'environnement autour de la colonie plus au moins au hasard, rentre au nid en laissant sur son chemin une piste de phéromones. Les autres fourmis seront attirées par ces phéromones déposées par l'éclaireuse et seront ainsi guidées à la source de nourriture. Toutefois, si plusieurs chemins sont possibles pour atteindre la nourriture, les fourmis

ne sont pas toutes obligées de suivre le même chemin mais auront tendance à suivre le chemin le plus court. La concentration de phéromone ne cesse alors d'augmenter pour ce chemin et de baisser pour les chemins qui sont plus longs (les phéromones sont des substances volatiles). Ainsi, toutes les fourmis utiliseront le même chemin qui sera la piste la plus courte. La figure 1.54 [57] illustre ce principe.



1) la première fourmi trouve la source de nourriture (F), via un chemin quelconque (a), puis revient au nid (N) en laissant derrière elle une piste de phéromone (b). 2) les fourmis empruntent indifféremment les quatre chemins possibles, mais le renforcement de la piste rend plus attractif le chemin le plus court. 3) les fourmis empruntent le chemin le plus court, les portions longues des autres chemins perdent leur piste de phéromones.

FIGURE 1.54 – Principe de l'algorithme des colonies de fourmis

Ce processus coopératif a donc été imité et des algorithmes ont été développés tel que le ACO puis appliqué à plusieurs problématiques telles que les problèmes d'optimisation combinatoire, le routage réseau et le traitement d'image. L'exemple le plus populaire auquel a été appliqué cet algorithme est le voyageur de commerce qui consiste à trouver le chemin le plus court entre n villes données, chaque ville ne devant être visitée qu'une seule fois! Pour plus de détails sur cet exemple, on pourra se référer aux documents suivants : [58, 59].

1.4.2.3. Les algorithmes génétiques (AGs)

Les algorithmes génétiques [60] sont les algorithmes les plus connus des algorithmes évolutionnaires, qui reposent sur des techniques de recherche inspirées par l'évolution biologique des espèces. Le principe de ces algorithmes peut se résumer ainsi : "À partir d'une *population initiale* constituée par N individus, choisis au hasard dans l'espace de recherche, l'AG la fait évoluer progressivement dans un processus itératif (chaque itération s'appelle *génération*) afin d'améliorer les performances globales des individus. Au cours de ces itérations la population a une taille fixe et l'évolution des individus suit deux principaux mécanismes qui régissent l'évolution des êtres vivants selon la théorie de Charles Darwin (1809-1882) : *la sélection* et *la reproduction*. La sélection favorise la reproduction et la survie des individus les plus performants alors que la reproduction permet le brassage, la recombinaison et les variations des caractères héréditaires des parents, pour aboutir à de meilleurs individus."

En pratique, dans un algorithme génétique, chaque individu est représenté par une liste d'entier, un vecteur de nombres réels, une chaîne de nombres binaires etc... (C'est ce qu'on appelle : "le codage"). Le passage d'une génération à une autre suit quatre étapes principales :

1. Phase d'évaluation.
2. Phase de sélection.

3. Phase de reproduction.

4. Phase de remplacement.

A partir de la population initiale, suite à l'évaluation de chaque individu par rapport aux contraintes et aux objectifs à atteindre, chacun se voit attribuer une note correspondant à son adaptation au problème. La phase de sélection s'ensuit et consiste à sélectionner les individus qui vont contribuer ou non à la phase de reproduction. Plusieurs règles de sélection existent dans la littérature et le choix d'une méthode ou d'une autre dépend du problème traité et du type de codage adopté. Parmi ces règles de sélection on cite :

- La stratégie élitiste : les individus possédant les meilleures évaluations seront toujours sélectionnés. Le hasard n'intervient pas dans ce mode de sélection
- La roulette "wheel selection [60]" : dite aussi Roue de la fortune biaisée. Elle est basée sur la méthode de Monte Carlo où la probabilité de sélection d'un individu est proportionnelle à son adaptation. Avec cette méthode, les meilleurs individus sont plus souvent sélectionnés que les mauvais et le risque qu'un même individu soit sélectionné plusieurs fois existe.
- "Stochastic remainder without replacement selection" [60] : Cette méthode permet de réduire l'inconvénient de sélectionner un individu plusieurs fois en limitant le nombre de sélection de ce dernier. En effet, à chaque individu est associé un rapport de son adaptation et de la moyenne des adaptations de toute la population. La partie entière de ce rapport donne le nombre de fois à reproduire pour l'individu.
- Sélection uniforme : Le hasard est le seul principe qui intervient dans cette règle. Les valeurs d'adaptation des individus n'interviennent pas pour le choix des individus. Chaque individu a une probabilité $\frac{1}{N}$ d'être tiré⁸.

Une fois les individus sélectionnés, la phase de reproduction peut être entamée. Deux possibilités s'offrent alors :

- A partir de deux individus de la génération n , dits "*parents*", sont générés un ou plusieurs individus (dits *enfants*) de la génération $n + 1$ par "*croisement*".
- A partir d'un individu de la génération n , un individu est produit pour la génération n par "*mutation*".

Les opérations de croisement et de mutation dépendent étroitement du type de codage choisi pour les individus. On cite, à titre indicatif, quelques techniques de mutation : la mutation discrète, la mutation continue et la mutation auto-adaptative [61] et quelques techniques de croisement : classic slicing crossover, 2-point slicing crossover et k-point slicing crossover [62]. Quant aux méthodes de remplacement, elles peuvent être classées en deux types : les méthodes dites générationnelles, où les N parents de la génération i sont remplacés par les N descendants de la génération $i + 1$, et les méthodes dites stationnaires, où des parents (au nombre de k) de la génération i sont repris à la génération $i + 1$ et $N - k$ descendants compléteront cette génération. Les techniques de remplacement sont assez diverses : celles élitistes où l'on garde les meilleurs parents et on remplace le reste des parents par des descendants meilleurs, ou des techniques stochastiques comme la roue de la fortune inversée.

L'algorithme de la figure 1.55 résume les différentes étapes de l'évolution d'un algorithme génétique standard.

8. On rappelle que N est le nombre d'individu de la population

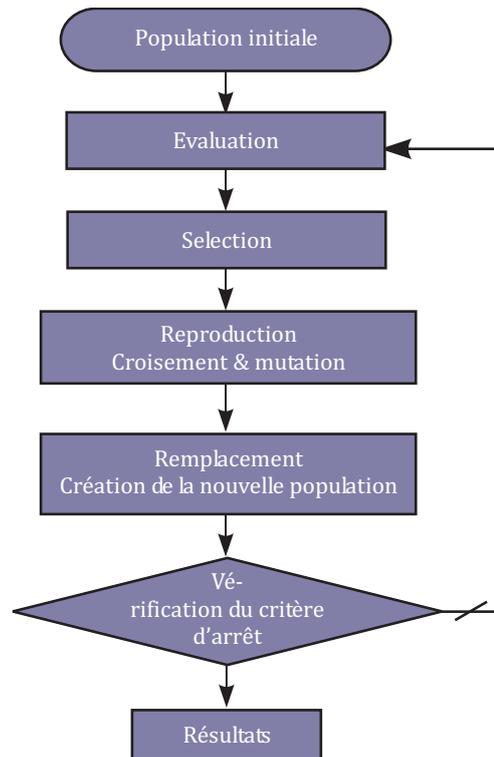


FIGURE 1.55 – Algorithme d'un algorithme génétique

Problématique Multi-objectifs

Contrairement à une approche mono-objectif qui consiste à trouver la solution optimale globale (la meilleure valeur (minima ou maxima)) de la fonction objectif, le but d'une approche multi-objectifs est de trouver le meilleur compromis entre les différentes fonctions objectifs puisque, prises séparément, elles peuvent avoir des solutions optimales différentes. Lorsqu'on traite des problèmes d'optimisation à plusieurs objectifs, on ne parle plus d'optimum mais de meilleur compromis. Les algorithmes génétiques peuvent être classifiés en deux familles :

1. Les algorithmes non-Pareto : Ce sont les algorithmes qui ne se basent pas sur la notion de la dominance lors du processus de sélection. Ils consistent généralement à traiter séparément les différentes fonctions objectifs du problème. Le premier algorithme génétique multi-objectifs se basant sur ce principe a été proposé par Schaffer en 1985 (VEGA, "Vector Evaluated Genetic Algorithm").
2. Les algorithmes Pareto : Ces algorithmes se basent sur la notion de dominance lors du processus de sélection. Nous expliquons ci-dessous la notion de l'optimum selon Pareto et la notion de dominance.

Optimum de Pareto

Selon Vilfredo Pareto, mathématicien italien du *XIX^{ème}* siècle [63] : "Dans un problème multi-objectifs, il existe un équilibre tel que l'on ne peut pas améliorer un critère sans détériorer au moins un des autres critères". Cet équilibre a été donc nommé *optimum de Pareto* et un point est dit *Pareto-optimal* s'il n'est dominé par aucun autre point de l'espace A de l'ensemble des actions réalisables⁹.

Notion de Dominance

Un point $x^* \in E$ domine un point $x \in E$ si :

9. L'ensemble des actions réalisables est formée par l'union des différents domaines de définition de chaque variable et des différentes contraintes du problème d'optimisation.

$$\forall i, f_i(x^*) \leq f_i(x) \text{ avec}$$

(1.4)

au moins un i tel que $f_i(x^*) < f_i(x)$

Sur la figure 1.56, on donne un ensemble de solutions d'un problème de minimisation à deux objectifs. Les points A, B et C ne sont dominés par aucun point. Alors que les points D et E sont dominés par le point B. Les points A, B et C constituent le front de Pareto.

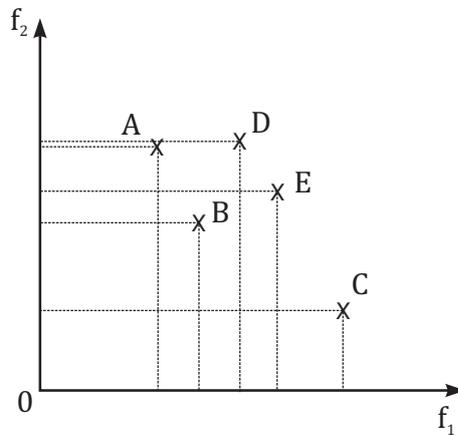


FIGURE 1.56 – Exemple de dominance

Enfin, cette deuxième famille se divise en deux sous-familles en fonction de la prise en compte ou non des contraintes lors du processus d'optimisation. La prise en compte des contraintes intègre alors la notion de domination-contrainte introduite par Jiménez et Verdegay¹⁰.

Parmi les algorithmes Pareto les plus utilisés, on peut citer le MOGA (Multiple Objective Genetic Algorithm), le SPEA (Strength Pareto Evolutionary Algorithm), le PAES (Pareto Archived Evolution Strategy), le NSGA (Non dominated Sorting Genetic Algorithm) et le NSGA-II, qui est une amélioration du dernier algorithme cité. Le principe du NSGA-II est donné sur la figure 1.57¹¹. L'avantage majeur de cette méthode est le maintien de la diversité de la population et les Pareto-Optimum sont bien répartis sur le front de Pareto.

10. Jiménez et Verdegay ont introduit une méthode de sélection, basée sur la méthode du tournoi, entre deux individus de la même génération qui violent ou non les contraintes du problème.

11. La distance de crowding d'une solution (s) se calcule en fonction du périmètre formé par les points les plus proches de (s) sur chaque objectif [64]

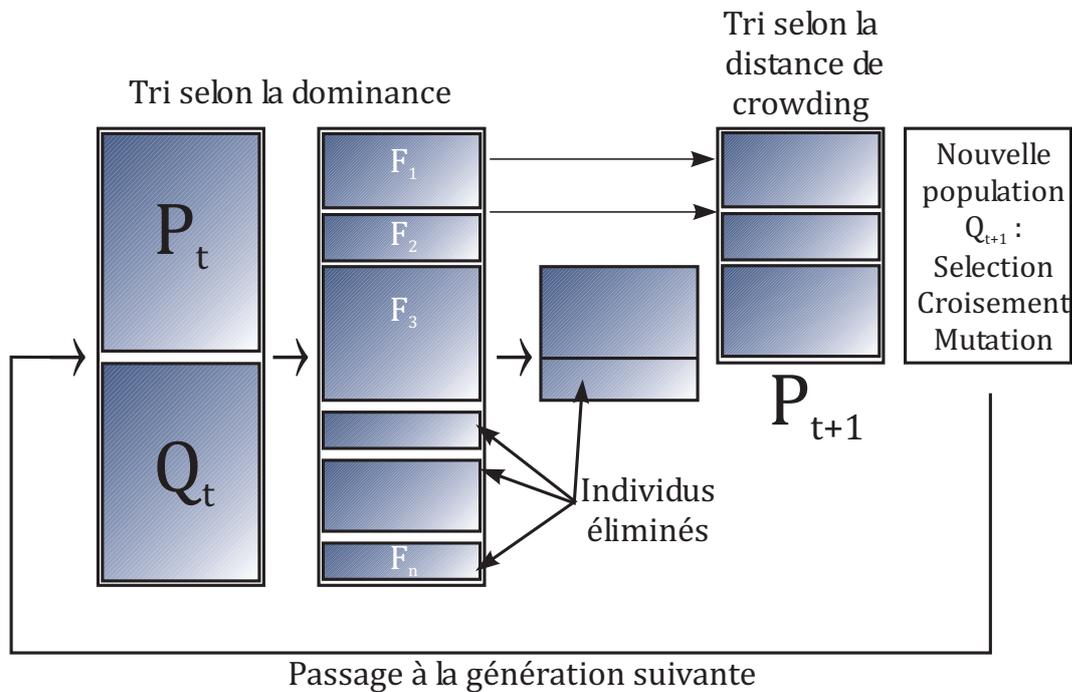


FIGURE 1.57 – Principe du NSGA-II [64]

1.4.3. Conclusion

Nous avons présenté dans cette section deux familles d’algorithmes d’optimisation : une déterministe et l’autre stochastique. La première famille présente un temps de convergence assez réduit mais n’est pas adaptée à des problèmes complexes et des fonctions objectifs à plusieurs optimums (locaux et globaux). La deuxième famille, en fonction de la complexité du problème d’optimisation et du conditionnement des algorithmes utilisés, ont des temps de convergence admissibles. Ceci étant, cette famille d’algorithmes permet de résoudre des problèmes avec des variables de nature différente (réelles et entières, par exemple) et aucune connaissance préalable de la forme de la fonction objectif n’est nécessaire. Dans cette famille se situent les algorithmes génétiques qui présentent un certain nombre d’avantages :

- Ils manipulent une population d’individus (solutions)
- Ils n’utilisent pas les paramètres d’un individu mais le codage qui lui a été attribué.
- Aucune connaissance de la dérivée de la fonction à optimiser, ni d’autres connaissances auxiliaires ne sont nécessaires pour résoudre le problème d’optimisation.
- Les règles de transition sont probabilistes et non déterministes.

Des travaux d’optimisation de machines électriques [65, 66] ont permis de mettre en évidence la pertinence des résultats obtenus par l’algorithme génétique et spécifiquement le NSGA-II. Le nombre de paramètres de la MSAPConFDE à optimiser étant important, l’exploration sans “a-priori” du domaine de recherche par cet algorithme permettra d’aboutir à des solutions optimales avec des temps de calcul admissibles.

1.5. Conclusion

Les machines à aimants permanents représentent une solution intéressante pour les besoins actuels en machines électriques. Nous avons présenté les limites d’applicabilité de ce type de machines pour certains cahiers des charges et le besoin incessant pour étendre leurs domaines de fonctionnement. Les machines à contrôle de flux mécanique ou à double excitation sont deux nouvelles classes de machines

synchrones à aimants permanents qui peuvent répondre aux besoins actuels. Différentes structures ont ainsi été présentées au début de ce chapitre et le principe de fonctionnement de la MSAPConFDE a été également introduit. Les différentes méthodes de modélisation des machines électriques ont été ensuite exposées et nous avons décidé d'adopter une approche numérique pour étudier la structure en question et de mettre en place un modèle réductant en vue du dimensionnement. Finalement, nous avons présenté différents algorithmes d'optimisation et nous avons retenu l'algorithme génétique (formulation NSGA-II) pour le coupler au modèle réductant afin de résoudre la problématique de dimensionnement-optimisation de la MSAPConFDE.

ÉTUDE PARAMÉTRIQUE PAR LA MÉTHODE DES ÉLÉMENTS FINIS DE MACHINES SYNCHRONES À DOUBLE EXCITATION

POINTS TRAITÉS

- *Principe et différentes configurations de la Machine Synchrone à Aimants Permanents à Concentration de Flux et à Double Excitation (MSAPConFDE)*
- *Modèles éléments finis 3D (E.F. 3D) de MSAPConFDE (configuration bipolaire).*
- *Études de sensibilités mono-variable.*
- *Études de sensibilités "globales".*

Introduction

Dans le paragraphe 1.2.2.7 du premier chapitre, nous avons présenté le principe de la **M**achine **S**ynchrone à **A**imants **P**ermanents à **C**oncentration de **F**lux et à **D**ouble **E**xcitation (**MSAPConFDE**). Nous nous sommes intéressés plus particulièrement à la structure présentée dans la thèse de Y. Amara [10] caractérisée par un stator à petites dents et à bobinages répartis sans toutefois détailler les différentes configurations possibles pour une telle structure de machine électrique. Nous nous proposons donc, de commencer par expliquer le principe de fonctionnement de cette machine à double excitation avec un stator à grosses dents et à bobinages concentriques (dits aussi bobinages sur dents) pour ensuite détailler les différentes configurations possibles de cette structure. Nous détaillerons, par la suite, les étapes d'établissement du modèle éléments finis 3D et l'aspect modulaire adopté. Finalement, afin d'étudier l'impact des dimensions géométriques sur les performances en termes de contrôle de flux de la MSAPConFDE, nous exploiterons ce modèle pour deux variantes d'études de sensibilités :

- Un seul paramètre de la machine est modifié. Nous ne prendrons en compte que les dépendances géométriques entre les différents paramètres.
- Le changement d'un paramètre entraîne l'adaptation de certaines dimensions de la structure. Cette adaptation est basée sur une dépendance magnétique.

La première étude de sensibilité permettra d'étudier l'influence de quelques paramètres sur la capacité de contrôle de flux de la MSAPConFDE. La seconde étude de sensibilité nous permettra d'avoir une vision plus globale afin de choisir le volume le plus adapté, en termes d'excursion du flux, pour une telle structure.

2.1. Présentation et principe de MSAPConFDE

Cette structure (Brevet FR2846483A1 / US 6462449 [67] et brevet FR 02 13552 [68]) a été présentée dans la thèse de L. Vido. Les aimants permanents sont disposés radialement au rotor. Ils sont séparés par des tôles rotoriques qui permettent de canaliser le flux généré par les aimants permanents et de l'acheminer jusqu'à l'entrefer de la structure. A noter que la configuration du rotor n'a pas été changée par rapport à la structure de la figure 1.45 du premier chapitre. Nous représentons sur la figure 2.1 la machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux à grosses dents avec le trajet principal du flux généré par les aimants permanents.

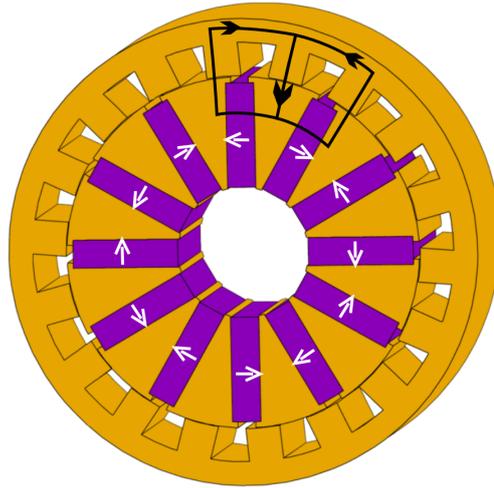


FIGURE 2.1 – Trajet principal du flux généré par les aimants permanents

Une telle configuration permet d'utiliser des aimants permanents à bas prix et à faible induction rémanente comme les ferrites tout en obtenant un niveau d'induction à vide dans l'entrefer relativement conséquent.

Afin de contrôler le flux créé par les aimants permanents, une bobine de double excitation a été ajoutée au dessus des têtes des bobines statoriques (figure 2.2), l'idée étant d'exploiter cet espace vacant dans les machines à aimants classiques en insérant des bobines d'excitation.

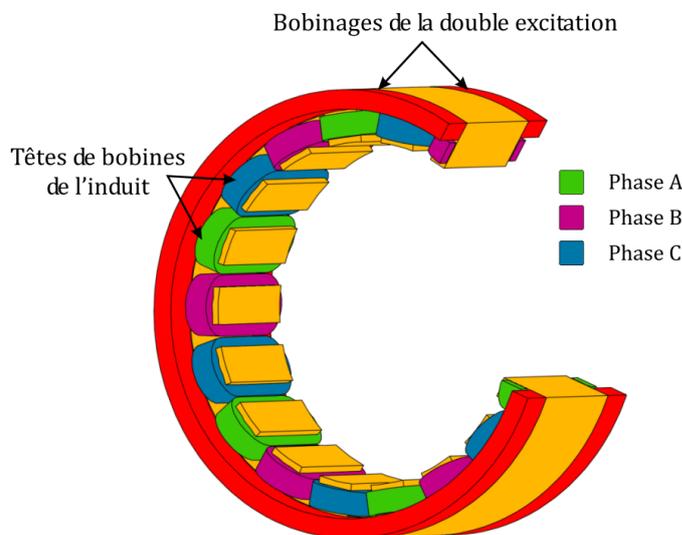


FIGURE 2.2 – Bobinages de la structure

Ainsi, l'ajout de parties ferromagnétiques au stator (flasques statoriques et culasse statorique, voir figure 2.3) et au rotor (collecteurs rotoriques, voir figure 2.4) s'avère nécessaire pour amener ce flux, dit de double excitation, jusqu'à l'entrefer actif rotor-stator de la structure afin de moduler la valeur du flux total recueilli par les bobinages statoriques.

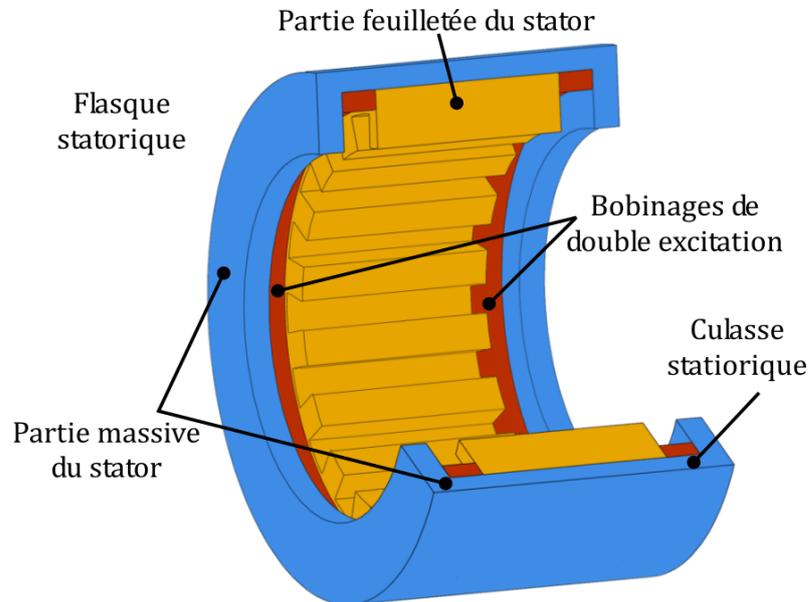


FIGURE 2.3 – Stator de la structure

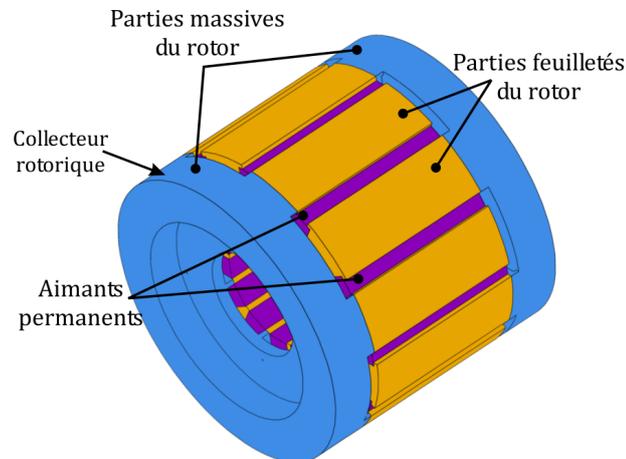


FIGURE 2.4 – Rotor de la structure

Les bobines de double excitation sont alimentées par des courants continus, mais leurs valeurs et signes sont réglables selon le niveau de flux recherché. Le flux créé dans les flasques statoriques et dans le collecteur de flux rotorique étant constant dès lors que le courant d'excitation est constant, l'utilisation de parties ferromagnétiques massives pour les retours de flux de double excitation est légitime.

Cette structure de machine peut être assemblée selon deux configurations : homopolaire ou bipolaire.

2.1.0.1. Configuration Homopolaire

Cette configuration est caractérisée par une action des bobinages de double excitation sur un seul type de pôle de la machine (Nord ou Sud, Sud dans le cas de la figure 2.5). Les deux collecteurs rotoriques sont connectés sur le même pôle du rotor et une zone d'air (partie amagnétique) limite l'action des bobines de double excitation sur l'autre pôle de la machine. Les trajets de flux dus aux bobinages de double excitation sont montrés sur la figure 2.6. Les deux bobines de double excitation sont alimentées par des courants continus qui les traversent dans des sens opposés.

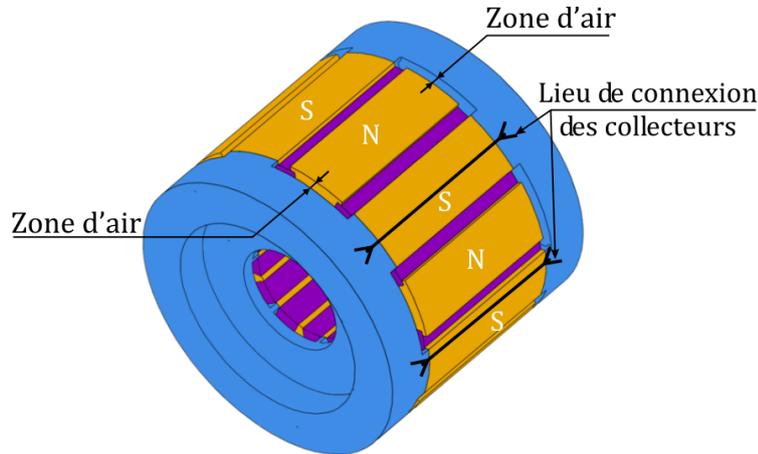


FIGURE 2.5 – Rotor de la configuration homopolaire

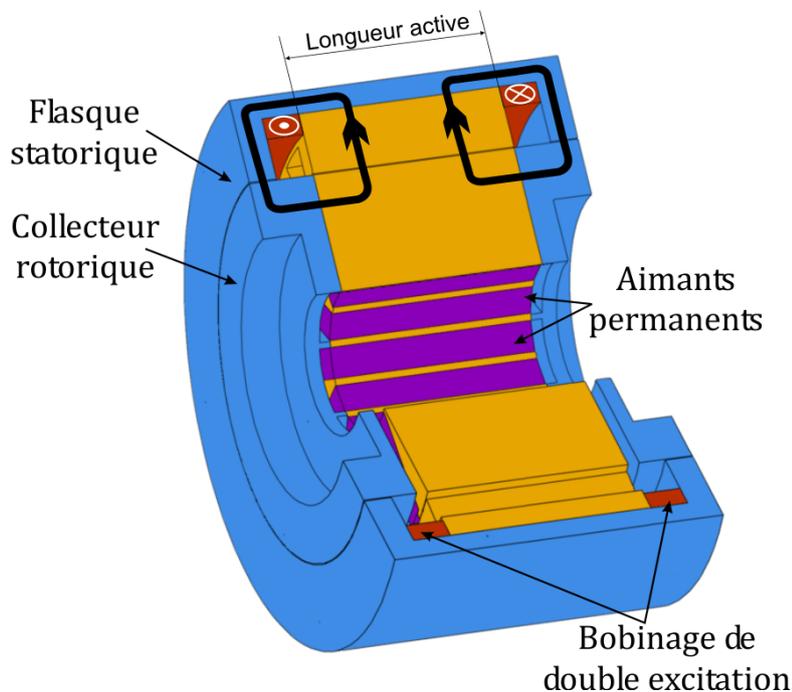


FIGURE 2.6 – Trajets de flux de la D.E. de la structure homopolaire

Le schéma de principe de cette configuration est donné sur la figure 2.7.

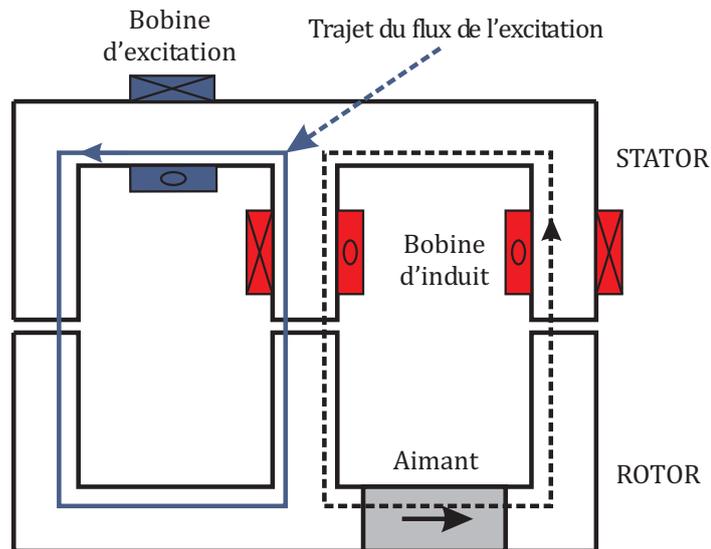


FIGURE 2.7 – Schéma de principe de la configuration homopolaire de la MSAPConFDE

Le principe théorique de défluxage ou de sur-fluxage de cette structure est donné sur la figure 2.8. En effet, en agissant sur l'amplitude d'un type de pôle de la machine, il est possible de changer l'amplitude du flux vu par l'induit.

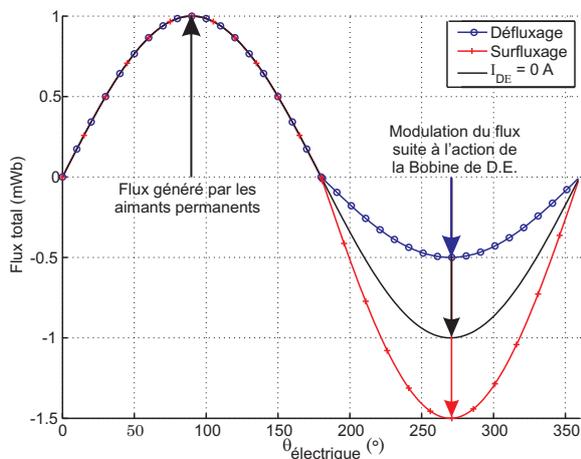


FIGURE 2.8 – Illustration de la variation du flux dans la structure homopolaire

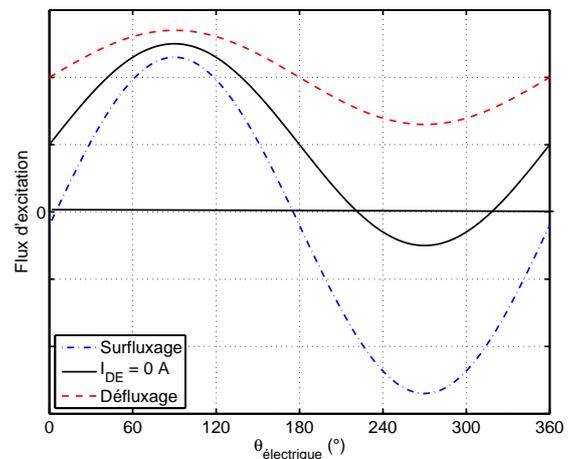


FIGURE 2.9 – Variation du flux dans la structure homopolaire sous l'action des bobines de double excitation

L'étude de ce type de structures a montré l'apparition d'une composante continue dans la forme d'onde du flux. Cette composante varie en fonction du courant de double excitation comme nous le montrons sur la figure 2.9. L'apparition de cette composante continue est due au trajet de flux, dit homopolaire, créé par les aimants permanents dans les parties massives de la double excitation (figures 2.10 et 2.11). Une partie du flux créé par l'aimant permanent, au lieu de traverser deux fois l'entrefer actif de la machine, passe par le collecteur rotorique, les flasques statoriques, la culasse statorique pour se refermer ensuite sur le pôle. Ceci fait qu'elle ne traverse l'entrefer actif de la machine qu'une seule fois : d'où la composante continue.

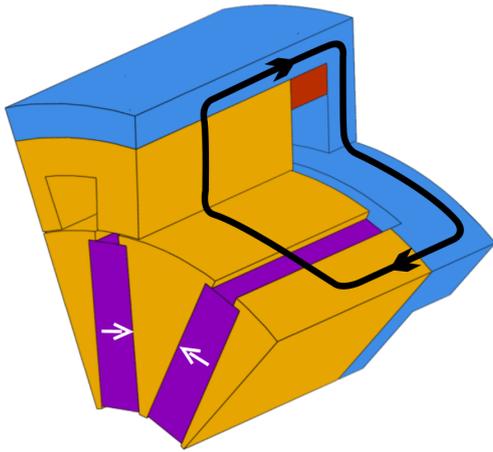


FIGURE 2.10 – Trajet homopolaire créé par les aimants permanents dans la structure homopolaire

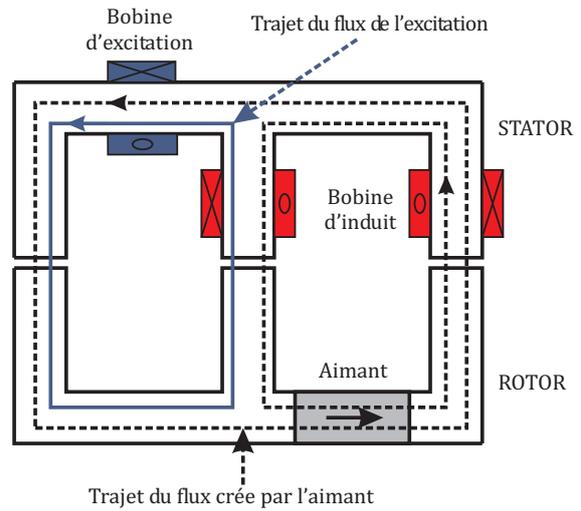


FIGURE 2.11 – Trajet homopolaire du flux créé par les aimants permanents.

2.1.0.2. Configuration bipolaire

Cette structure est caractérisée par une action des bobines de double excitation sur les deux types de pôles de la machine (Nord et Sud). Contrairement à la configuration homopolaire, les collecteurs rotoriques sont connectés en alternance par rapport à la partie active du rotor (voir figure 2.12). Les deux bobines de double excitation sont alimentées par un courant continu qui les traverse dans le même sens. Ainsi, chaque bobine agira sur un seul type de pôle magnétique. Les trajets principaux du flux créés par les bobines de double excitation sont donnés sur la figure 2.13. Le résultat de l'action des bobines de double excitation sur le flux est illustré sur la figure 2.14 et le schéma de principe simplifié de cette configuration est donné sur la figure 2.15.

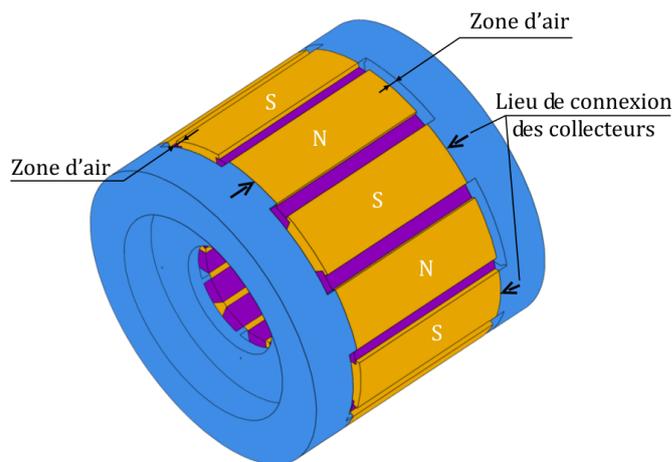


FIGURE 2.12 – Rotor de la configuration bipolaire

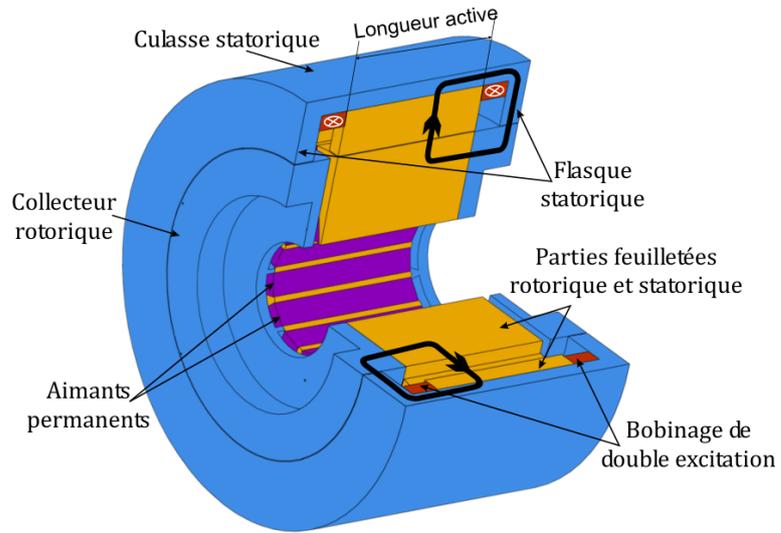


FIGURE 2.13 – Trajet de flux de la D.E. de la structure bipolaire

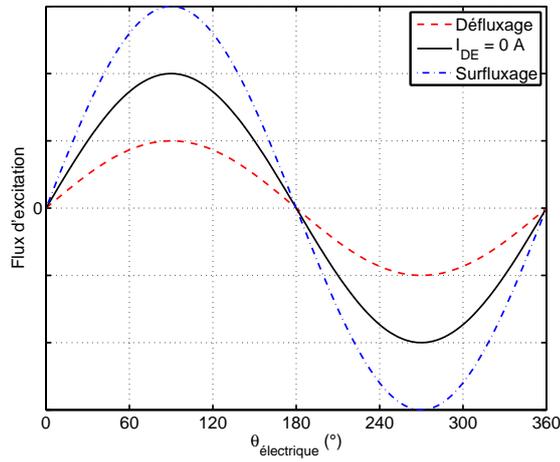


FIGURE 2.14 – Principe de modulation de flux de la structure bipolaire

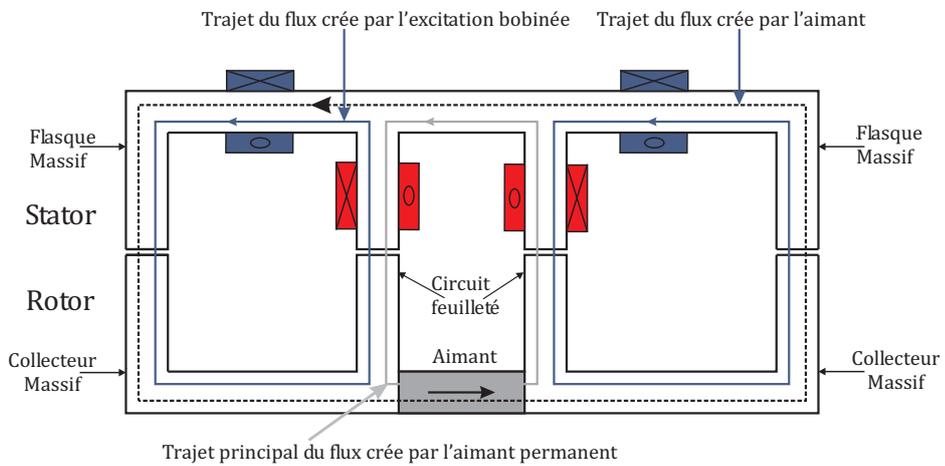


FIGURE 2.15 – Schéma de principe de la configuration bipolaire

Comme pour le cas homopolaire, des trajets homopolaires existent dans cette configuration de la MSAPConFDE (figures 2.16 et 2.17), qui se neutralisent toutefois et aucune composante continue n'apparaît au niveau du flux d'excitation.

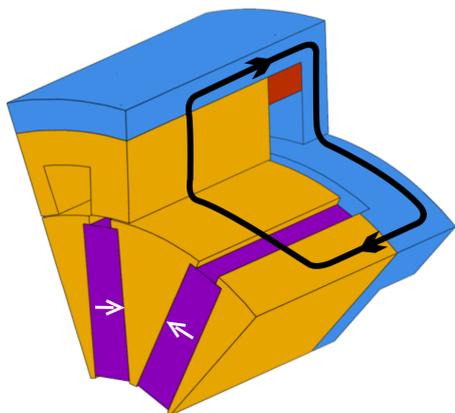


FIGURE 2.16 – Premier trajet homopolaire créé par les aimants permanents

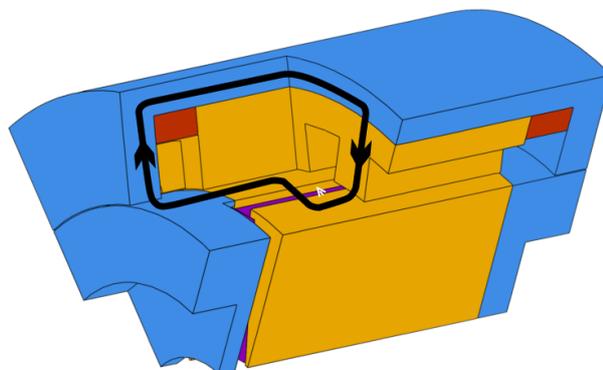


FIGURE 2.17 – Second trajet homopolaire créé par les aimants permanents

2.1.0.3. Comparaison des performances des deux configurations

La figure 2.18 montre l'évolution du flux par spire en fonction du courant de double excitation pour les deux configurations possibles de cette machine (homopolaire et bipolaire).

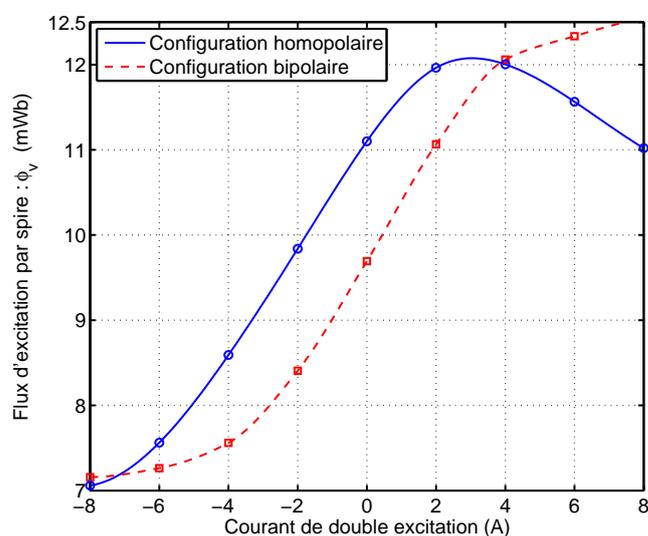


FIGURE 2.18 – Flux d'excitation par spire calculé par éléments finis 3D en fonction du courant de double excitation

Deux aspects nous semblent intéressants à détailler :

- Le flux à vide sans double excitation pour la configuration bipolaire est plus petit que celui de la configuration homopolaire. Cette différence de valeur de flux s'explique par un trajet de fuite des aimants permanents via les parties de la double excitation qui est spécifique à la configuration bipolaire (voir figure 2.19).

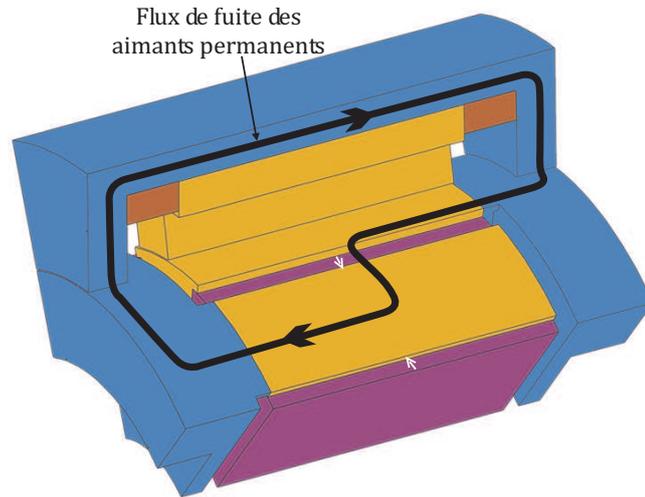


FIGURE 2.19 – Trajet de fuite du flux des aimants permanents par les parties ferromagnétiques de la double excitation

- A partir d’une certaine valeur du courant de double excitation (3A), l’évolution du flux à vide pour la configuration homopolaire change de pente et la valeur du flux à vide baisse. Afin d’expliquer ce phénomène spécifique à cette configuration, nous présentons l’évolution de la valeur maximale et minimale du flux à vide sur la figure 2.23.

Le flux à vide varie alternativement en fonction de la position du rotor. La valeur maximale est atteinte pour une position angulaire mécanique de $\theta_{m\acute{e}canique} = 15^\circ$ (qui correspond à une position électrique de 90°) (pour situer la position mécanique $\theta_{m\acute{e}canique}$ voir la figure 2.20) et la valeur minimale pour $\theta_{m\acute{e}canique} = 45^\circ$. Nous présentons sur les figures 2.21 et 2.22 une coupe de la MSAPConFDE pour situer la position du collecteur rotorique pour les deux positions mécaniques sus-mentionnées.

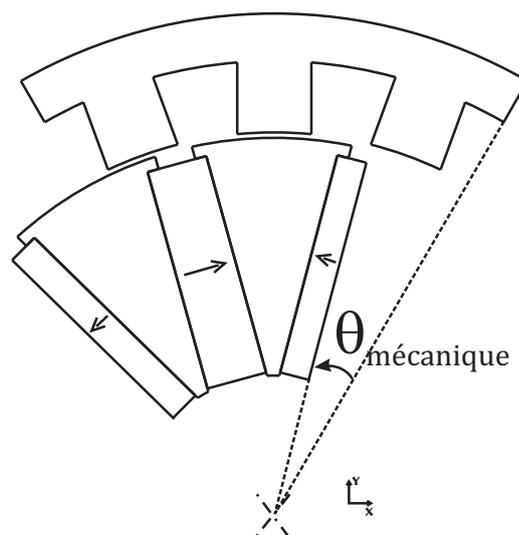


FIGURE 2.20 – Position mécanique $\theta_{m\acute{e}canique}$ (cas $\theta_{m\acute{e}canique} = 15^\circ$)

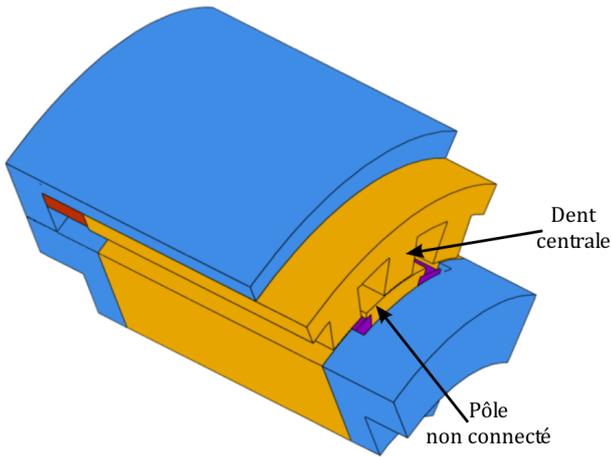


FIGURE 2.21 – Position du rotor qui correspond au flux minimal au niveau de la dent centrale ($\theta_{m\acute{e}canique} = 15^\circ$)

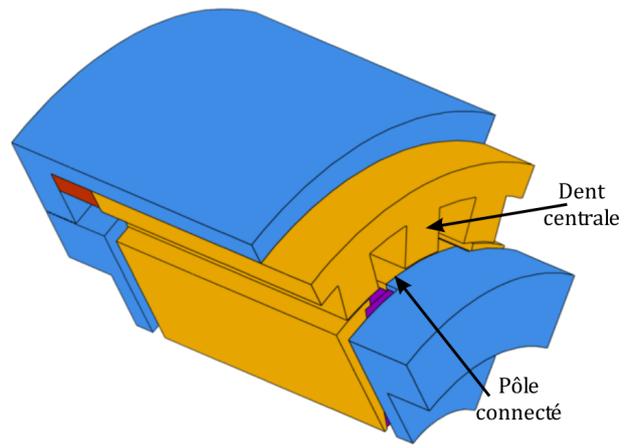


FIGURE 2.22 – Position du rotor qui correspond au flux maximal au niveau de la dent centrale ($\theta_{m\acute{e}canique} = 45^\circ$)

Nous rappelons que pour cette configuration de la MSAPConFDE, il existe une composante continue qui apparaît au niveau de la forme d'onde du flux d'excitation. Pour déterminer la valeur de variation du flux (ϕ_v), seule créatrice de la f.e.m à vide, nous éliminons la composante continue par la formule suivante :

$$\phi_v = \frac{\phi_{v\ max} - \phi_{v\ min}}{2} \quad (2.1)$$

avec :

- $\phi_{v\ max}$: La valeur maximale du flux à vide atteinte pour $\theta_{m\acute{e}canique} = 45^\circ$.
- $\phi_{v\ min}$: La valeur minimale du flux à vide atteinte pour $\theta_{m\acute{e}canique} = 15^\circ$.

La figure 2.23 montre l'évolution du flux à vide en fonction du courant de double excitation pour $\theta_{m\acute{e}canique} = 15^\circ$ et $\theta_{m\acute{e}canique} = 45^\circ$.

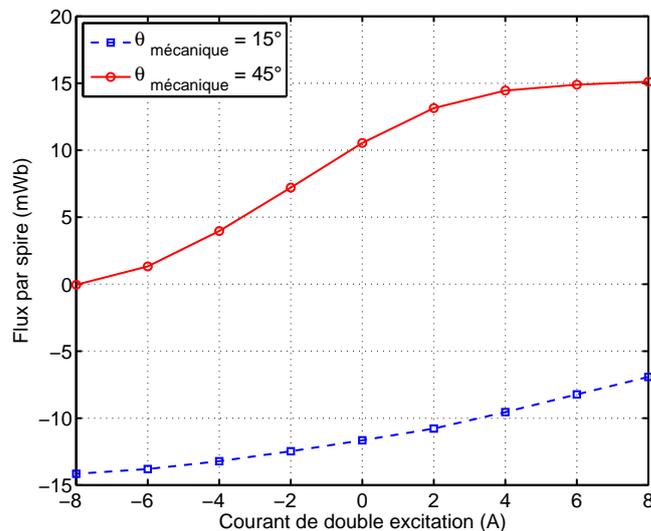


FIGURE 2.23 – Flux d'excitation par spire en fonction du courant de double excitation pour les deux positions $\theta_{m\acute{e}canique} = 15^\circ$ et 45°

Le flux d'excitation varie sous l'action de la bobine de double excitation ($\theta_{m\acute{e}canique} = 45^\circ$) jusqu'à la saturation de la dent statorique à partir de $I_{Dex} = 2A$. Cependant, le flux à vide correspondant à la

position $\theta_{m\acute{e}canique} = 15^\circ$ subit une variation peu importante au d\ebut, puis elle s'accro\^tue suite \`a la saturation de la dent statorique de la phase centrale. La diff\erence entre ces deux composantes subit alors une baisse \`a partir de $I_{Dex} = 2A$. Ce ph\enom\ene a aussi \ebt\eb observ\eb sur l'\evolution du flux de la MSAPConFDE \`a bobinages r\ebpartis et une validation exp\erimentale a pu \ebtre \ebtablie (figure 2.24).

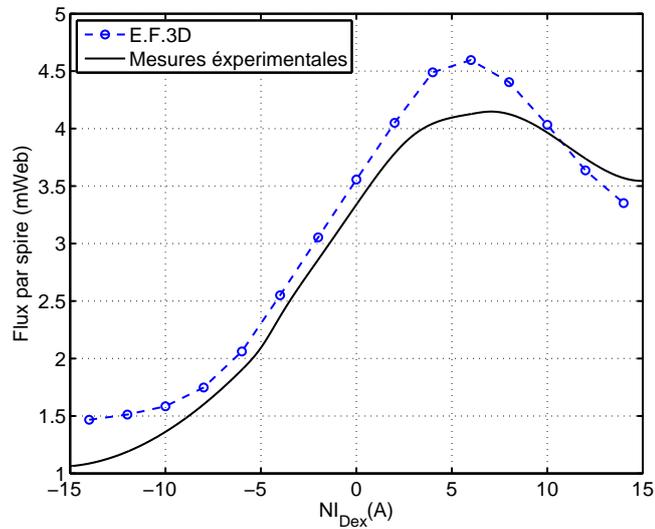


FIGURE 2.24 – Flux d’excitation par spire en fonction du courant de double excitation pour le MSAP-ConFDE \`a bobinages r\ebpartis

Suite \`a la comparaison des performances, en termes de variation de flux, entre la configuration homopolaire et la configuration bipolaire, nous constatons que cette derni\ere permet d’atteindre des valeurs de flux \`a vide plus cons\equentes. L’exploitation des deux p\oles de la machine permet d’\eviter les ph\enom\enes de saturation locale comme ceux pr\esent\eb pour la configuration homopolaire. Nous nous int\eresserons par la suite \`a la mod\elisation et \`a l’\etude de la configuration bipolaire de la MSAP-ConFDE.

2.2. Mod\elisation \c{El}ements finis 3D

Le principe de fonctionnement de la MSAPConFDE pr\esent\eb dans le pr\ec\edent paragraphe met en \evidence l’existence de trajets de flux aussi bien bidimensionnels (trajet principal du flux des aimants permanents, plan $\langle xoy \rangle$ ¹) que tridimensionnels (trajet principal du flux de double excitation selon l’axe \vec{z} (axe de la machine)). La composante axiale du flux n’\ebtant pas un ph\enom\ene secondaire², une mod\elisation 2D de la structure sera ainsi incompl\ete et la mise en place d’un mod\ele \c{El}ements finis 3D s’impose. Nous nous proposons alors de pr\esenter les diff\erentes \ebtapes n\ecessaires pour l’\ebtablissement de ces mod\eles au moyen d’un code commercial (“ANSYS[®] Academic Research” [70]).

Le d\evveloppement de ce mod\ele E.F.3D se d\eroule en sept \ebtapes (figure 2.25) que nous d\etailerons dans les parties suivantes.

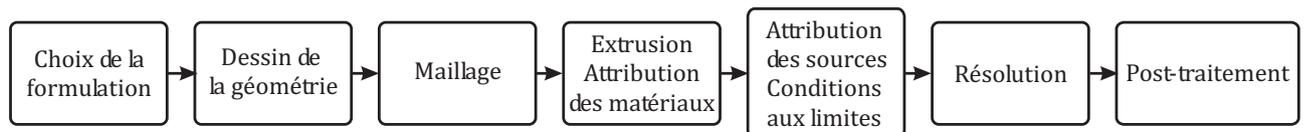


FIGURE 2.25 – Principe de r\esolution du mod\ele \c{El}ements finis 3D

1. Le plan $\langle xoy \rangle$ correspond au plan de la partie active, partie feuillet\ee, de la MSAPConFDE.
 2. A noter que les effets 3D existant dans les machines \`a aimants permanents classiques sont peu fr\equemment pris en compte [43, 69].

2.2.1. Choix de la formulation

Il est possible de développer des modèles tridimensionnels selon trois formulations : potentiel scalaire (Solid 96), potentiel vecteur formulation aux noeuds (Solid 97) et potentiel vecteur formulation aux arrêtes (Solid 117). La première formulation autorise l'utilisation de conditions de périodicités contrairement aux deux autres formulations [70]. Nous l'avons donc adoptée afin de réduire le nombre de noeuds et gagner en temps de calculs. Nous donnons sur le tableau 2.1 une comparaison en termes de nombre de noeuds et de temps de calculs³ entre un premier modèle E.F.3D développé avec la formulation Solid 96 et un second modèle développé avec la formulation Solid 117, de la MSAPConFDE.

	SOLID 96	SOLID 117
Nombre de noeuds	63858	1608580
Temps de calcul pour un point de calcul	43 min	3 heures et 51 min

TABLE 2.1 – Comparaison entre la formulation en potentiel scalaire et la formulation en potentiel vecteur formulation aux arrêtes

2.2.2. Dessin de la géométrie, maillage et extrusion

La définition d'une structure tridimensionnelle peut être assurée selon deux méthodes :

- Adopter une approche 3D et dessiner les différents volumes constituant la structure.
- Adopter une approche 2D extrudée (dite "plans parallèles") : un dessin 2D est réalisé (qui correspond à une projection de la structure selon la direction axiale) puis extrudé selon la longueur axiale de la machine. L'attribution des matériaux permet de définir les différentes parties de la machine.

Pour la MSAPConFDE, la deuxième méthodologie a été retenue. La gestion du maillage sur une géométrie 2D étant bien meilleure que pour une géométrie 3D, nous avons préféré exploiter cet avantage pour assurer un maillage régulier et suffisamment précis, notamment dans la zone d'entrefer où une surface de glissement a été définie afin d'assurer le mouvement de rotation qui existe entre le rotor et le stator. Une fois le dessin 2D (plan $\langle xoy \rangle$) réalisé et le maillage effectué, nous procédons à une extrusion (selon l'axe \vec{z}) qui permet de conserver le maillage selon la profondeur de l'extrusion. Nous assurons alors la même qualité de maillage sur toute la longueur axiale de la machine⁴.

Le modèle obtenu est donné sur la figure 2.26 où les différents matériaux sont représentés : l'air, les matériaux ferromagnétiques et les aimants permanents.

3. Ces calculs ont été estimés pour le cas d'une saturation qui n'est pas très prononcée sur un PC qui dispose d'un processeur double coeur de 2 GHz, 4Go de mémoire vive (RAM) et un disque dur de 10000 *tr/min*

4. Le nombre de plans parallèles, couches de maillage, est suffisamment grand pour garantir cette bonne qualité de maillage.

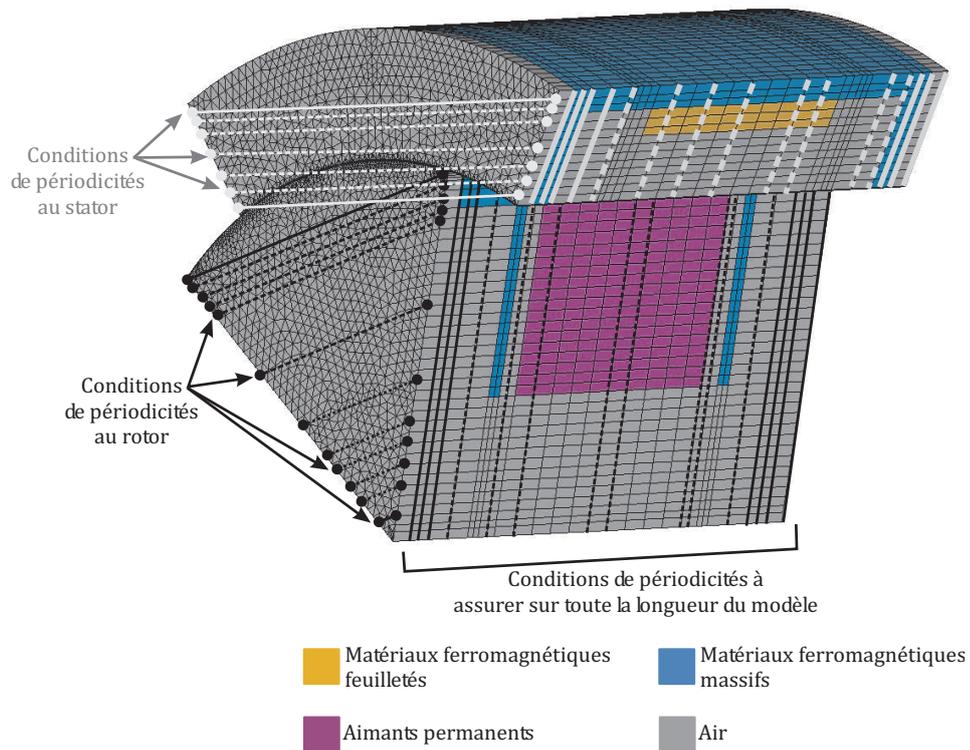


FIGURE 2.26 – Modèle complet de la machine et les différentes conditions de périodicités

2.2.3. Attribution des sources et des conditions aux limites

Sur la figure 2.26 uniquement un sixième de la machine a été modélisé (la machine modélisée comporte 6 paires de pôles). Nous définissons alors les conditions de périodicité (figure 2.26) et des couplages de noeuds au niveau de l'entrefer rotor-stator (figure 2.27) et des extrémités du modèle pour assurer les conditions de continuité au niveau des noeuds. Nous définissons aussi une condition de flux parallèle au niveau de la surface externe de la culasse massive.

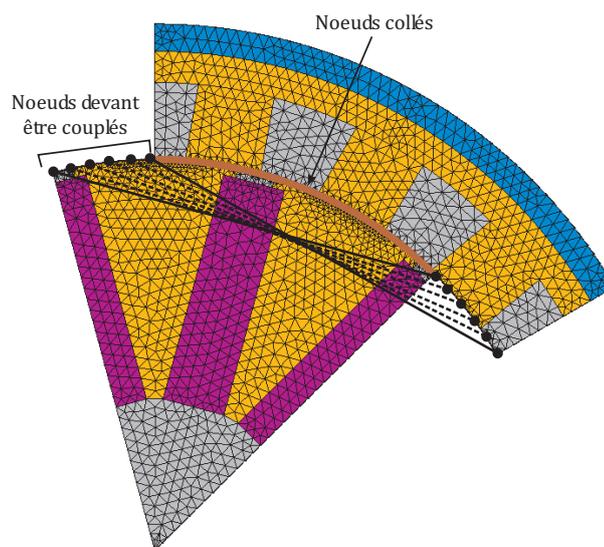


FIGURE 2.27 – Couplage des noeuds au niveau de l'entrefer

La rotation du rotor par rapport au stator est assurée par une surface de glissement au milieu de l'entrefer. Nous présentons sur la figure 2.28 le modèle de la machine après avoir enlevé les zones d'air (mis à part l'entrefer de la machine) puis sur la figure 2.29 un agrandissement de la zone de l'entrefer. La surface de glissement délimite deux zones d'entrefers : le demi entrefer statorique et le demi entrefer rotorique. Ces deux volumes sont initialement indépendants. A chaque pas de rotation nous collons les noeuds qui se superposent au niveau de la surface de glissement et nous couplons les noeuds qui restent. Grâce à cette démarche, nous évitons le remaillage de la structure à chaque pas de rotation, donc un gain de temps considérable.

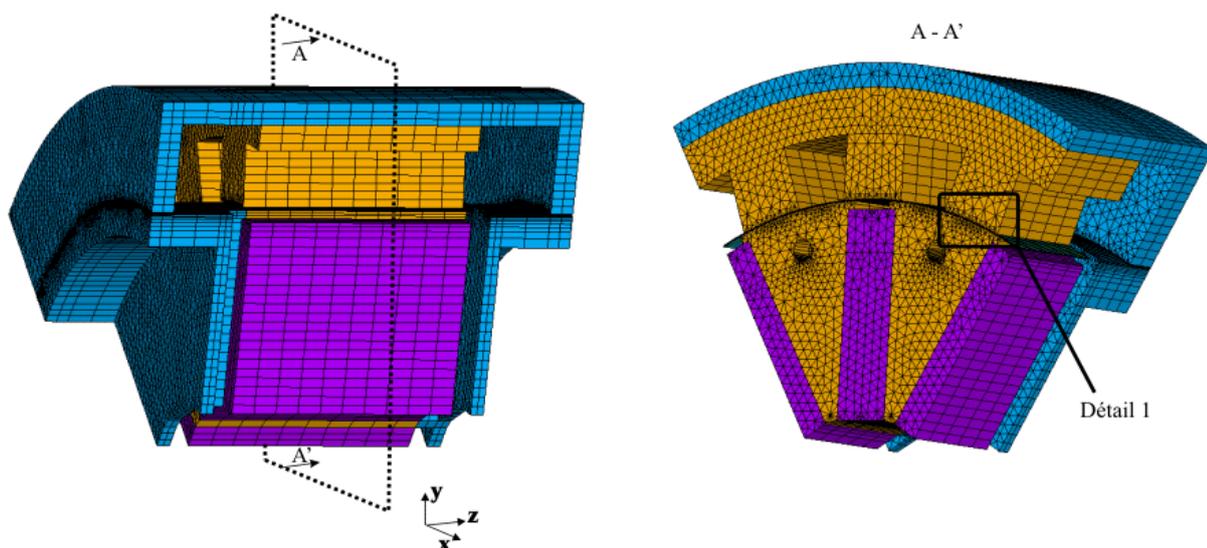


FIGURE 2.28 – Modèle éléments finis 3D

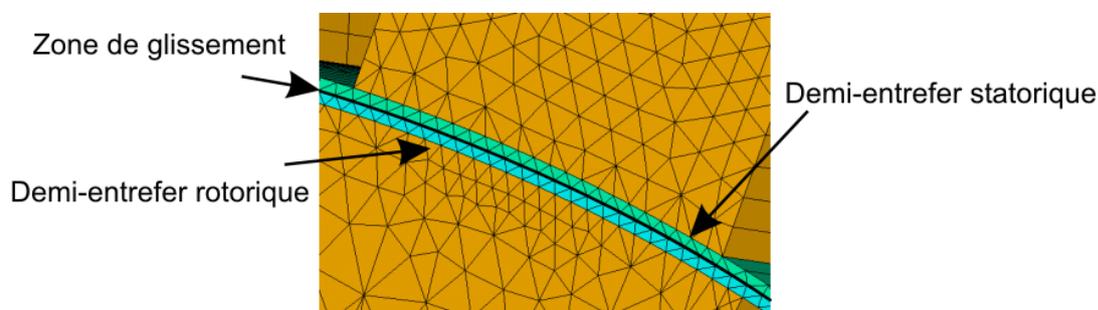


FIGURE 2.29 – Détail 1 (Entrefer)

2.2.4. Post-traitement

Pour cette étude, nous nous sommes particulièrement intéressés au flux dans la structure. Le logiciel utilisé ne disposant pas de procédure automatique pour l'estimer, nous récupérons l'induction radiale au niveau de la mi-hauteur⁵ de la dent statorique de la phase concernée au moyen d'une surface de récupération. Le calcul du flux par spire (équation 2.3) se fait en appliquant la formule suivante :

5. Cette position a été choisie suite à plusieurs essais. Pour le cas du flux à vide, le champ magnétique est naturellement bien canalisé au niveau du fer (tant que les niveaux de saturation restent raisonnables, ne dépassant pas les $2T$) et la position de la surface de récupération du flux a une conséquence peu importante sur la précision des résultats obtenus. Cependant dans le cas des inductances, où les bobines de l'induit génèrent le champ magnétique, les fuites au niveau des encoches s'avèrent importantes et la position choisie, mi-hauteur de la dent, a permis de donner de bons résultats.

$$\varphi_v = \iint B_{r\text{ moy}} dS \quad (2.2)$$

$$\varphi_v = p B_{r\text{ moy}} L_a L_{ds} \quad (2.3)$$

- $B_{r\text{ moy}}$: La moyenne l'induction radiale au niveau de la mi-hauteur de la dent statorique.
- L_a : La longueur active de la machine
- L_{ds} : La largeur de la dent statorique
- p : Le nombre de paires de pôles

Les différentes étapes de modélisation et le post-traitement ont été développés sous forme de procédures automatiques : un fichier d'entrée permet de fournir tous les paramètres géométriques et magnétiques nécessaires à la définition de la structure ("parametres.inp"); s'ensuit l'exécution des différents scripts pour assurer les étapes de la mise en place du modèle EF.3D. Une fois l'étape de résolution finie, les valeurs de l'induction sont récupérées puis traitées pour calculer la valeur du flux correspondant. Nous résumons sur la figure 2.30 le principe de génération du modèle EF.3D de la MSAPConFDE.

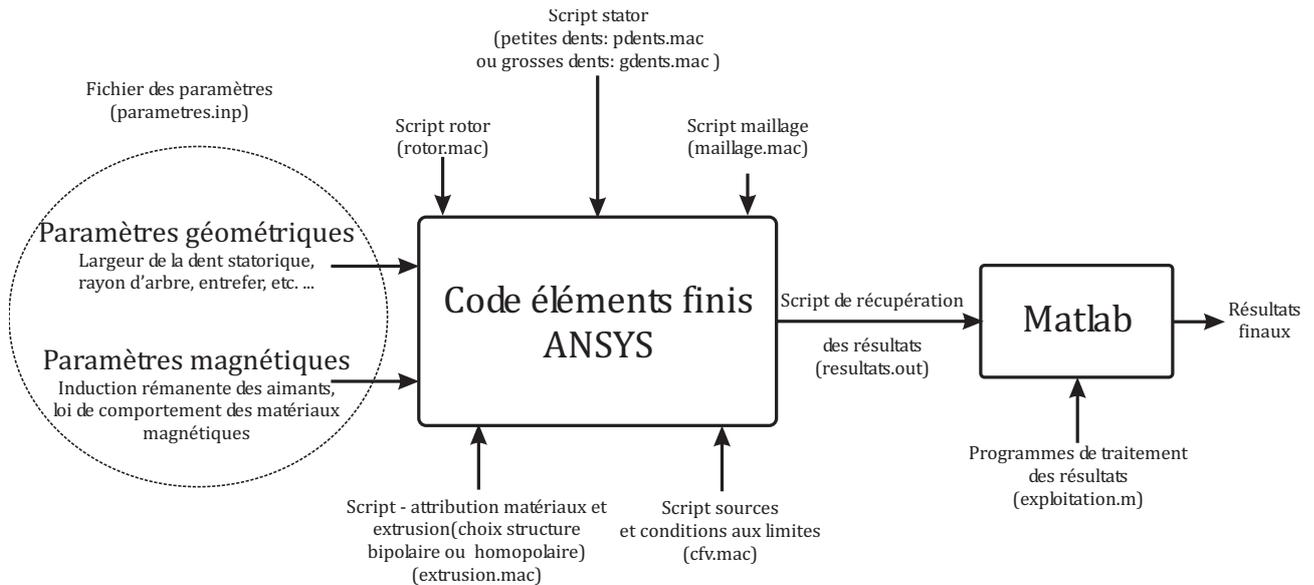


FIGURE 2.30 – Schéma détaillé de la résolution

2.2.5. Caractéristiques magnétiques de la structure

Les parties ferromagnétiques de la machine se composent de deux matériaux différents : l'un massif (acier doux XC10) et l'autre feuilleté composé d'un empilement de tôles fer-Silicium 3% (FEV330). Nous donnons sur la figure 2.31 les caractéristiques $B(H)$ de ces matériaux ferromagnétiques dans la direction de facile aimantation. Le FEV330 se caractérise par une induction à saturation plus faible mais par une perméabilité relative dans sa zone de fonctionnement linéaire plus importante que le XC10.

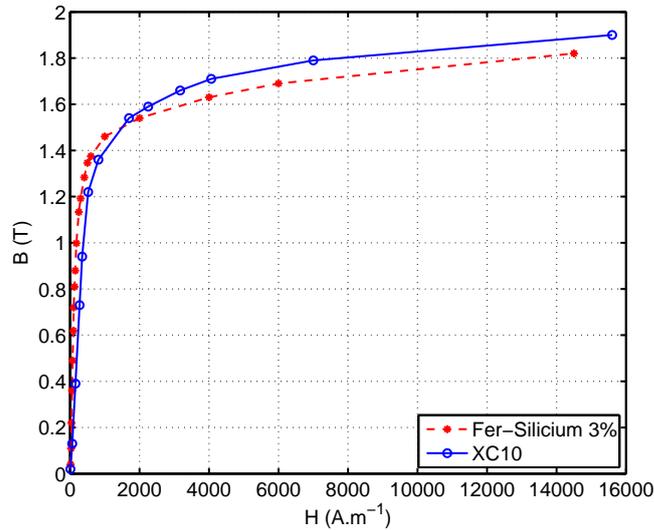


FIGURE 2.31 – Loi de comportement magnétique des parties ferromagnétiques de la MSAPConFDE

Les parties feuilletées sont définies par deux caractéristiques : la loi de comportement sus-donnée selon le plan de la tôle (plan $\langle xoy \rangle$) et une perméabilité relative équivalente μ_{req} modélisant le feuilletage selon l'axe z . Cette perméabilité est calculée en fonction du coefficient de foisonnement conformément à l'équation 2.4. Celle-ci donne la relation entre la perméabilité relative des tôles en fonction de la perméabilité relative du matériau dans le cas linéaire et du coefficient de foisonnement des tôles (le code de calcul utilisé ne permet pas d'avoir une caractéristique $B(H)$ différente dans chaque plan).

$$\mu_{req} = \left(\frac{1}{\mu_{rinf}} k_f + 1 - k_f \right)^{-1} \quad (2.4)$$

avec :

$$k_f = \frac{\text{épaisseur totale des tôles}}{\text{épaisseur totale des tôles} + \text{épaisseur isolants}}$$

L'évolution de la perméabilité relative équivalente, en fonction du coefficient de foisonnement et de la perméabilité initiale ($\mu_{rinf} = 10000$), est donnée sur la figure 2.32.

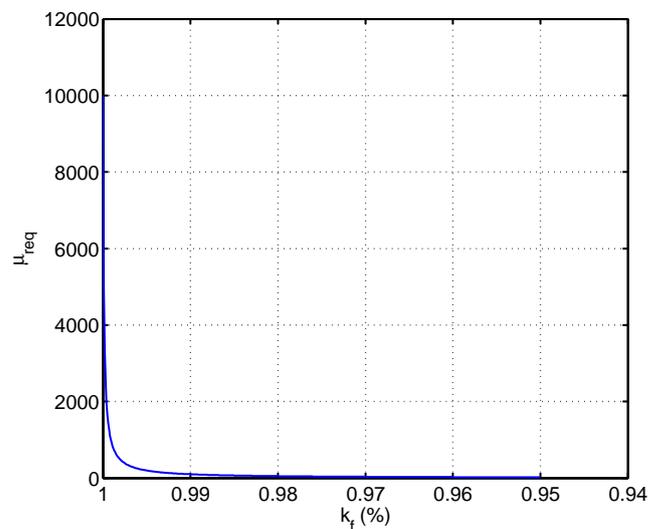


FIGURE 2.32 – Évolution de la perméabilité relative en fonction de k_f

Nous remarquons que le passage d'un matériau massif à un matériau feuilleté caractérisé par un coefficient de foisonnement de 99.5% diminue de 100 fois la valeur de la perméabilité équivalente. La figure 2.33 montre un agrandissement de l'intervalle [96%, 99.5%]. Pour la structure étudiée, le coefficient de foisonnement vaut 97% ce qui nous donne une perméabilité équivalente dans l'axe \vec{z} de 33.

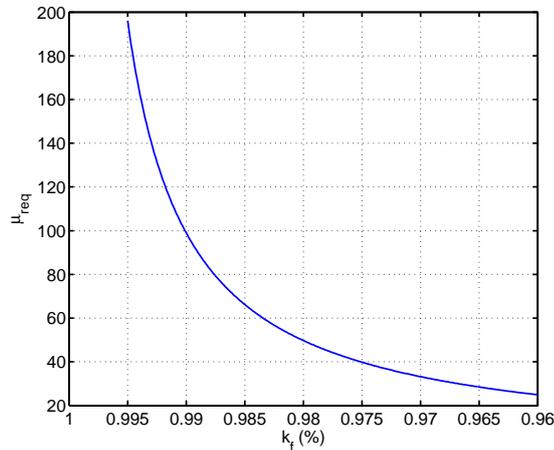


FIGURE 2.33 – Agrandissement au niveau de l'intervalle $k_f \in [96\%, 99.5\%]$

Comme il a été indiqué précédemment, la MSAPConFDE assure un contrôle du flux à vide à l'aide des bobines dites de double excitation. Afin d'étudier l'efficacité de cette bobine, nous nous intéressons à l'évolution du flux à vide en fonction du courant de double excitation. Le premier jeu de dimensions de la MSAPConFDE correspond à une machine déjà réalisée au sein du laboratoire au cours de la thèse de L. Vido [11]. Une confrontation des résultats obtenus par simulations E.F. aux mesures expérimentales pourra donc être établie afin de vérifier la validité du modèle E.F. 3D. Les dimensions de la structure étudiée sont données sur les figures 2.34 et leurs valeurs dans le tableau 2.2.

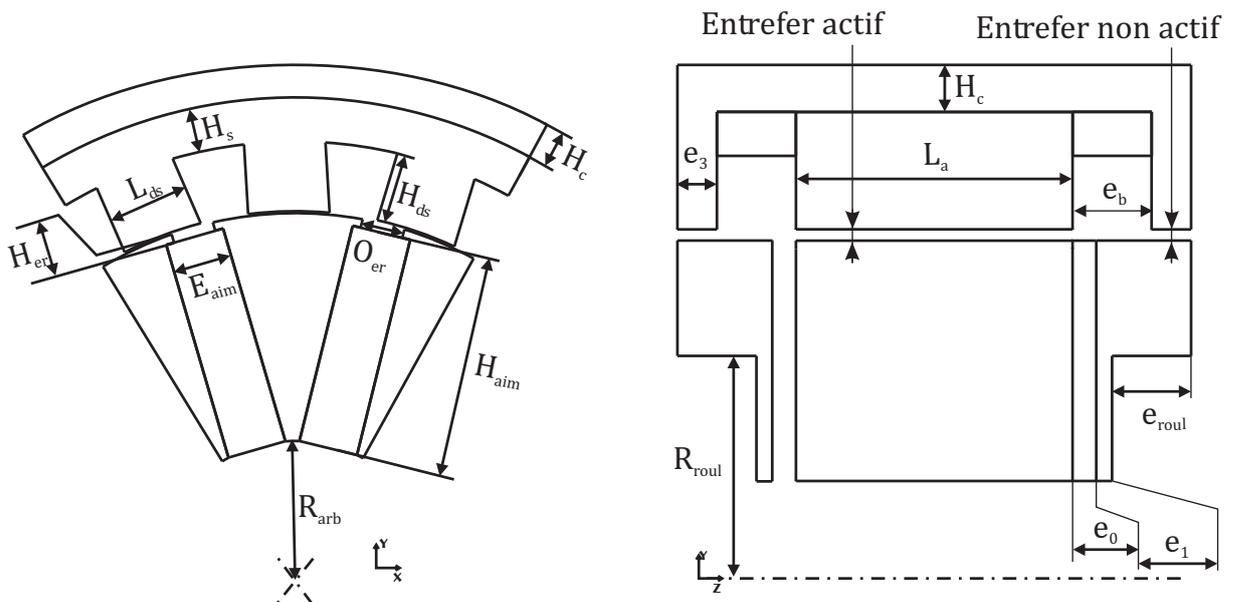


FIGURE 2.34 – Dimensions de la machine

Rayon de l'arbre	: R_{arb}	38	mm
Hauteur de l'aimant permanent	: H_{aim}	59.5	mm
Hauteur de l'ergot	: H_{er}	2.5	mm
Ouverture de l'ergot	: O_{er}	12	mm
Hauteur de la dent statorique	: H_{ds}	18	mm
Hauteur de la culasse feuilletée	: H_s	13	mm
Hauteur de la culasse massive	: H_c	7	mm
Largeur de la dent statorique	: L_{ds}	19.5	mm
Longueur active	: L_a	70	mm
Partie amagnétique	: e_0	6	mm
Épaisseur du collecteur rotorique	: e_1	4	mm
Épaisseur du flasque statorique	: e_3	10	mm
Rayon du roulement	: R_{roul}	85	mm
Entrefer	: $Entrefer$	0.4	mm
Longueur externe de la machine	: L_{ext}	130	mm
Rayon externe de la machine	: R_{ext}	138.4	mm
Épaisseur du roulement	: e_{roul}	20	mm
Nombre d'encoches	: N_e	18	
Nombre de paire de pôles	: p	6	
Nombre de spires D.E total	: N_{DE}	300	
Nombre de spires induit	: N_{induit}	7	

TABLE 2.2 – Dimensions de la machine étalon

Nous présentons sur les figures 2.35 et 2.36 les niveaux d'induction au niveau de la MSAPConFDE sans double excitation et les cartographies de l'induction de la composante radiale récupérée à mi-hauteur de la dent statorique sont représentées sur les figures 2.37, 2.39 et 2.40.

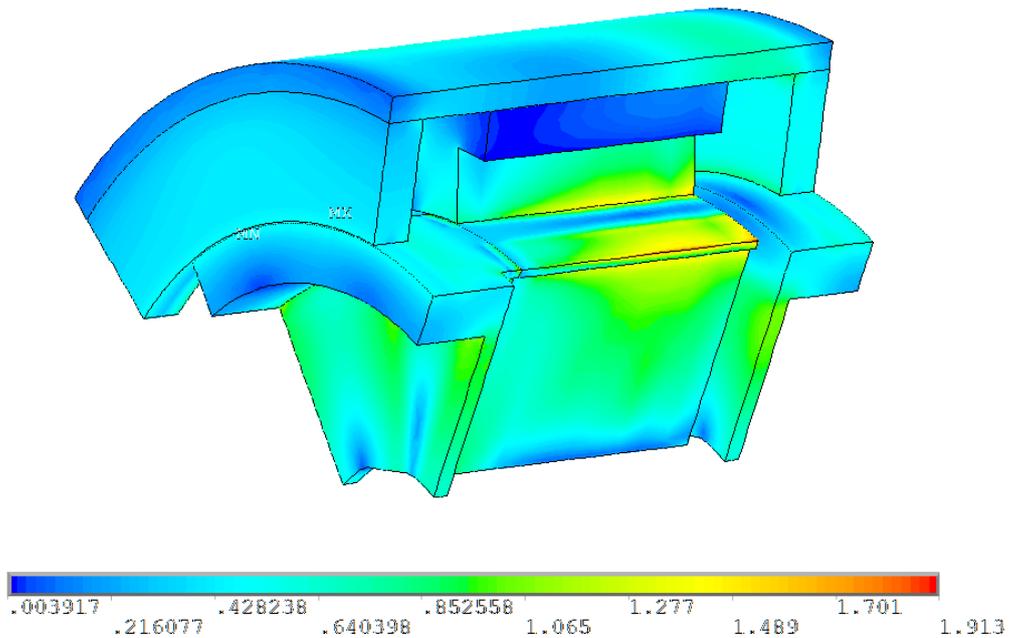


FIGURE 2.35 – Niveau d'induction au niveau de la MSAPConFDE

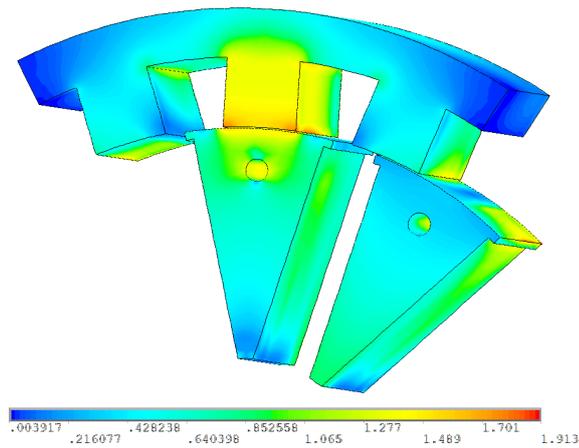


FIGURE 2.36 – Niveau d'induction au niveau de la partie centrale de la MSAPConFDE

Nous constatons sur la figure 2.37 une distribution de l'induction radiale non uniforme sur toute la longueur axiale de la dent statorique. En effet, l'ajout des collecteurs rotoriques crée des trajets de fuite du flux de l'aimant via ces parties massives (figure 2.38). Ces fuites valent 10% du flux d'excitation créé dans la même structure sans les parties de la double excitation. Les figures 2.39 et 2.40 mettent en évidence l'action de la double excitation où, en fonction du courant de double excitation (positif ou négatif), l'amplitude de l'induction au niveau des dents statoriques varie (augmente ou diminue). Il devient ainsi possible d'agir sur la valeur de l'induction au niveau des dents, grâce aux bobinages de double excitation et un intérêt pour la réduction des pertes fer peut être pressenti. Finalement, nous remarquons que les flasques statoriques sont plus sensibles au défluxage qu'au surfluxage au niveau de la structure. Effectivement pour le cas $NI_{Dex} < 0$, l'induction au niveau des culasses vaut $1.6T$ et passe à $0.17T$ lors du défluxage de la structure ($NI_{Dex} > 0$). Nous présenterons la cause de cette dissymétrie de sensibilité dans le paragraphe : études de sensibilité.

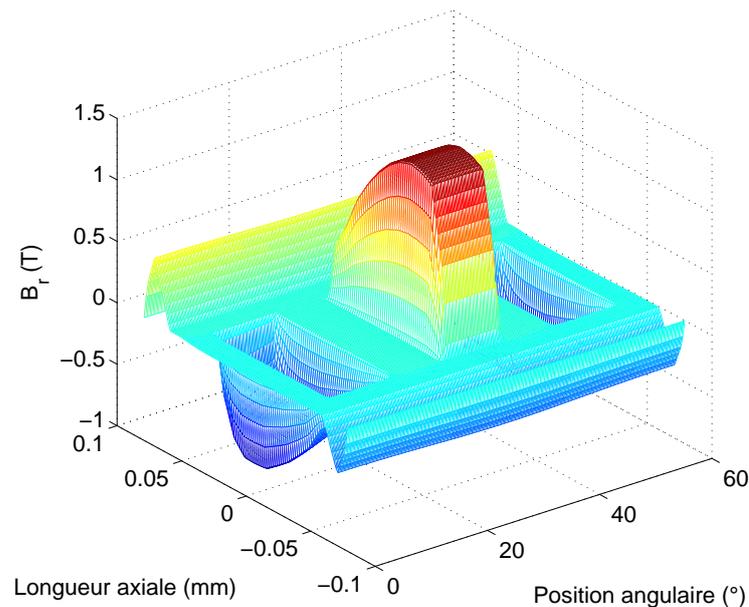


FIGURE 2.37 – Cartographie de l'induction radiale à mi-hauteur de la dent statorique pour un courant de double excitation nul

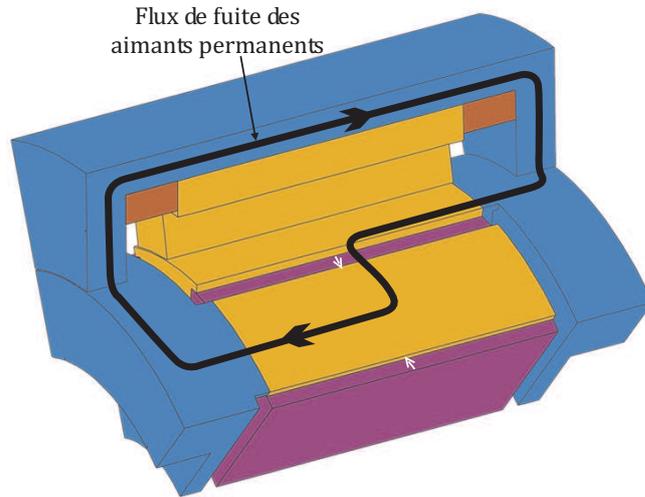


FIGURE 2.38 – Trajet de fuite du flux des aimants permanents par les parties ferromagnétiques de la double excitation

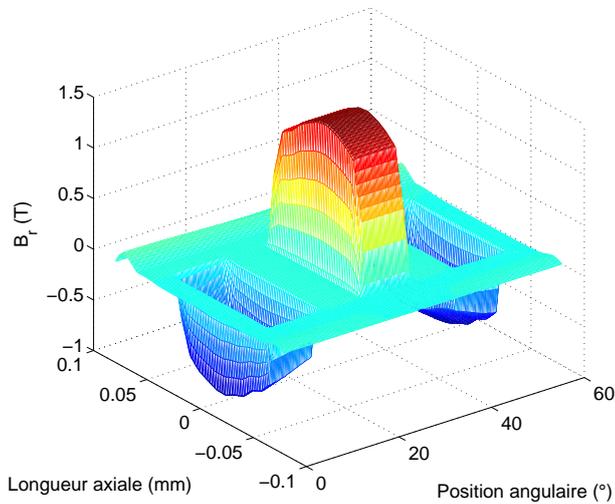


FIGURE 2.39 – Cartographie de l'induction radiale à mi-hauteur de la dent statorique pour un courant de double excitation positif

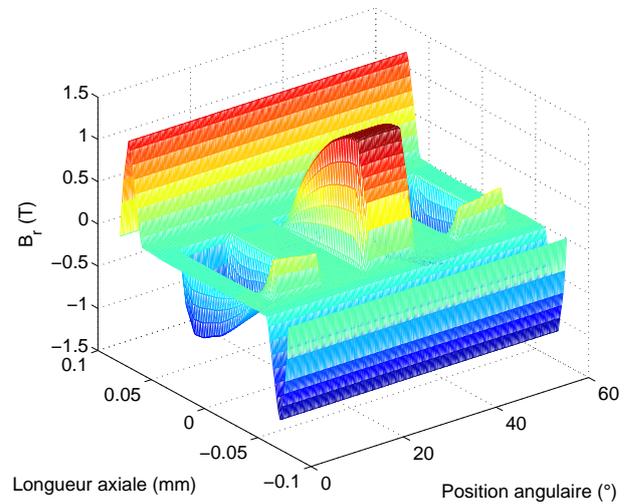


FIGURE 2.40 – Cartographie de l'induction radiale à mi-hauteur de la dent statorique pour un courant de double excitation négatif

La figure 2.41 montre l'évolution du flux par spire en fonction du courant de double excitation. En alimentant la bobine de double excitation, on arrive soit à ajouter du flux pour atteindre une augmentation de 29 %, donc un taux d'hybridation de la structure de $\alpha = \frac{\varphi(NI_{ex} = 0A)}{\varphi_{max}} = 76 \%$, soit à le réduire de 25 %. La différence entre les valeurs de flux à vide minimal et maximal est de 5.1 mWb.

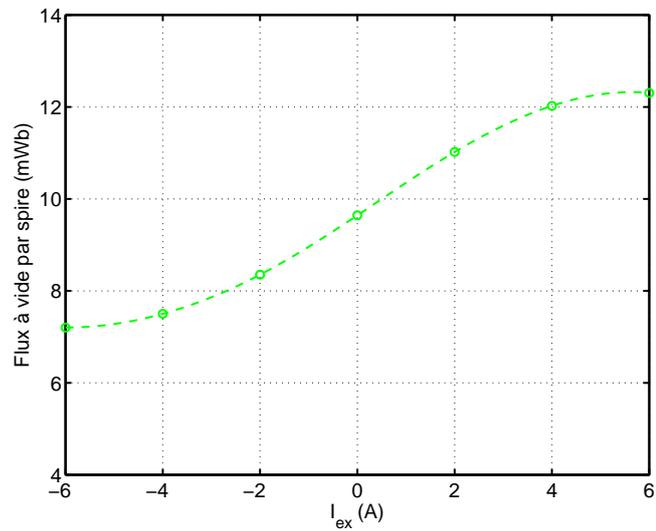


FIGURE 2.41 – Flux par spire en fonction du courant de double excitation

Des mesures de F.E.M. pour différents courants de double excitation ont été entreprises sur le prototype (figures 2.42 et 2.43) modélisé précédemment. Après intégration, on obtient la forme d'onde et l'amplitude du flux à vide.

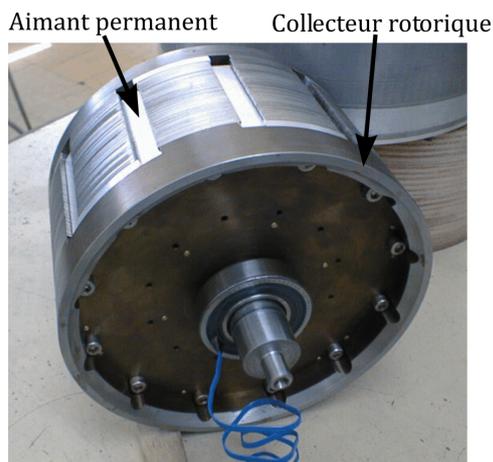


FIGURE 2.42 – Rotor de la MSAPConFDE (prototype)

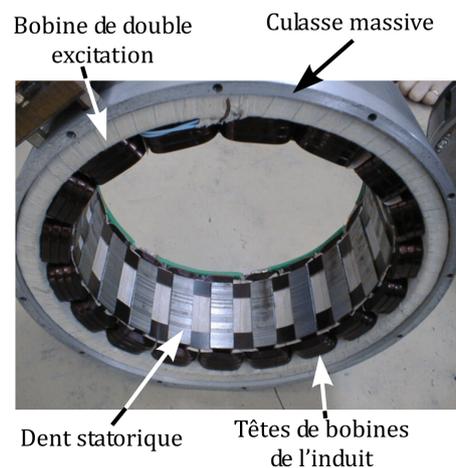


FIGURE 2.43 – Stator de la MSAPConFDE (prototype)

La figure 2.44 montre le flux à vide en fonction de la position du rotor pour différents courants de double excitation. La décomposition harmonique du cas $I_{ex} = 0$ est donnée sur la figure 2.45.

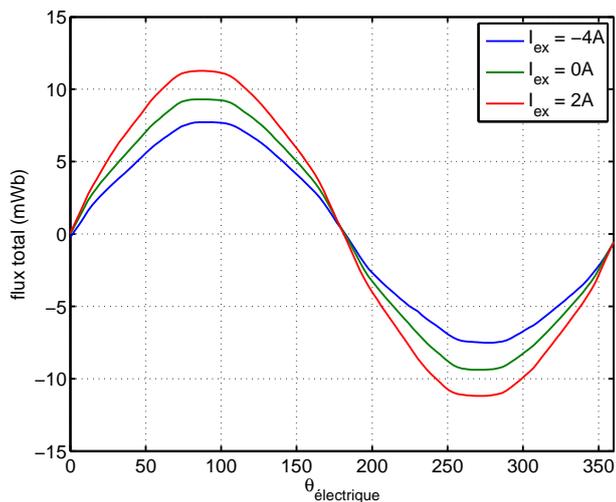


FIGURE 2.44 – Forme d’onde du flux pour différents courants de double excitation

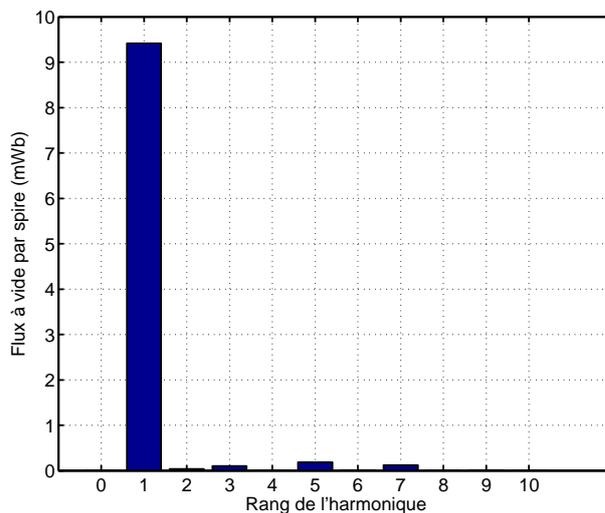


FIGURE 2.45 – Décomposition harmonique du flux à vide

Nous constatons que l’harmonique d’ordre 3 vaut 1.05% du fondamental et l’harmonique 5, 1.98%. La forme d’onde du flux peut être considérée assez pure en termes d’harmoniques (taux de distorsion de 2.6%). La comparaison du flux obtenu par simulations E.F. 3D et par les mesures expérimentales est montrée sur la figure 2.46.

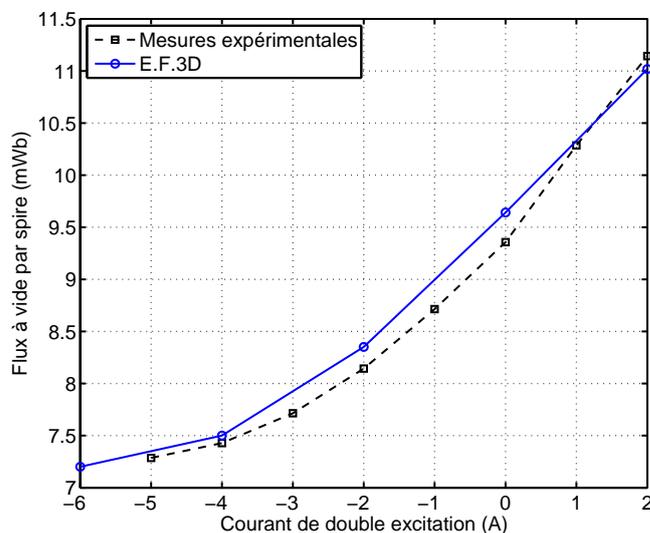


FIGURE 2.46 – Flux par spire en fonction du courant de double excitation

L’erreur maximale est de 3% et les effets de saturation apparaissent au même niveau de courants de double excitation pour le modèle E.F. et les mesures expérimentales. Le modèle numérique reflète fidèlement l’évolution du flux à vide dans la machine et donne des résultats satisfaisants. Ceci permet alors de valider le modèle E.F. 3D qui sera exploité par la suite pour des études de sensibilité.

2.3. Études de sensibilité mono-variable

Dans cette partie, nous souhaitons étudier l'impact de la variation de quelques paramètres de la machine sur le flux à vide et sur l'efficacité des bobines de double excitation. Nous nous intéressons à déterminer le (s) paramètre (s) qui permettra (ont) d'améliorer les performances du prototype présenté dans le précédent paragraphe. Les différents paramètres qui seront présentés permettent d'étudier les performances de la double excitation sans toutefois induire des modifications importantes aux niveaux des cotes restantes⁶. Nous nous intéresserons alors à l'influence des paramètres suivants :

- L'entrefer de la machine
- L'induction rémanente des aimants permanents
- Le coefficient de foisonnement
- L'épaisseur de la culasse massive
- L'épaisseur des flasques statoriques
- L'épaisseur de la cote e_1 du collecteur rotorique

2.3.1. Influence de l'entrefer

Nous définissons deux types d'entrefer au niveau de cette structure : un premier entrefer dit actif localisé entre le rotor et le stator feuilleté de la MSAPConFDE et un second dit non actif qui se trouve entre les collecteurs rotoriques et les flasques statoriques (figure 2.34). Ce dernier est dit non actif puisqu'il ne contribue pas directement à la conversion de l'énergie et la génération du couple électromagnétique.

Le prototype déjà réalisé dispose d'un entrefer actif et non actif égaux à 0.4 mm . Un passage vers des entrefers de 0.5 mm peut être envisagé pour réduire les coûts de fabrication d'une telle structure de machine électrique. Les résultats de cette simulation⁷ sont présentés sur la figure 2.47.

La valeur du flux a subi une baisse de 0.7 mWb (7%) lorsque les bobines de double excitation ne sont pas alimentées et l'efficacité de la bobine de double excitation ($\frac{\partial\varphi}{\partial I_{ex}}$) a baissée de 0.1 mWb/A . Les pertes en terme d'efficacité de la double excitation et en terme de flux n'étant pas très importantes, le passage vers des entrefers de 0.5 mm peut être envisageable.

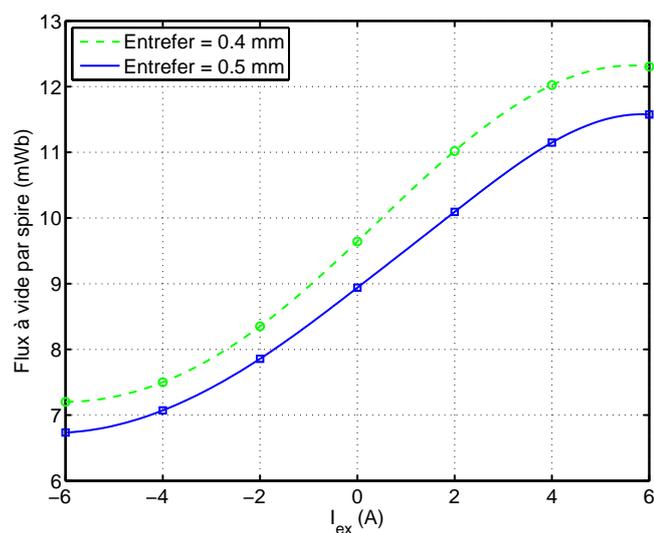


FIGURE 2.47 – Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différentes valeurs de l'entrefer

6. Les modifications sont directement répercutées au niveau du rayon et de la longueur externe de la machine.

7. Nous noterons que le changement de la valeur de l'entrefer entraîne le changement du rayon externe de la machine.

L'égalité des entrefer actif et non actifs n'est toutefois pas obligatoire pour le bon fonctionnement de cette structure. Nous nous sommes alors intéressés au cas où l'entrefer non actif est deux fois plus petit que l'entrefer actif (figure 2.48).

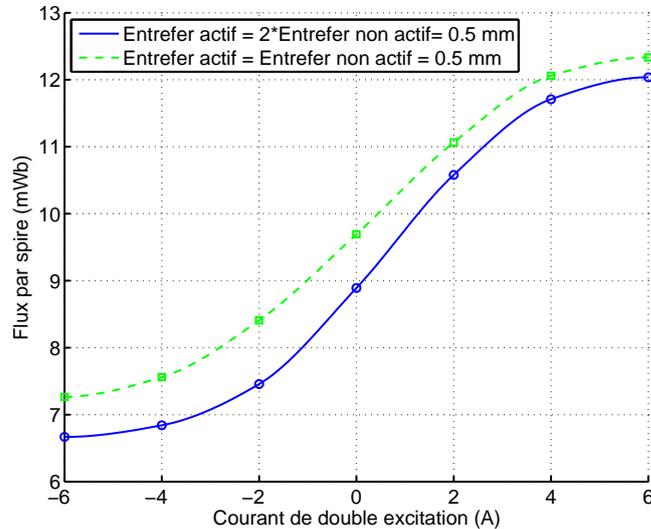


FIGURE 2.48 – Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différentes valeurs des entrefers actif et non actif.

La réduction de l'entrefer non actif entraîne une diminution de la réluctance des trajets de fuites de des aimants permanents, par conséquent une baisse de la valeur du flux à vide sans double excitation. Cependant, cette diminution a permis d'améliorer l'efficacité de la bobine de double excitation de 0.16 mWb/A (pente de la partie linéaire). Cette inégalité entre les deux entrefers peut donc être intéressante pour cette machine puisque les coûts⁸ qui en résultent sont moins importants que ceux induits par une réduction des deux entrefers (actif et non actif) de la machine.

2.3.2. Induction rémanente de l'aimant permanent

La structure initialement présentée dispose d'aimants permanents ferrites d'une induction rémanente de $B_r = 0.4 \text{ T}$. Nous nous sommes intéressés à l'étude de l'influence de cette induction rémanente sur les performances de la double excitation. Deux cas d'induction rémanente $B_r = 0.38 \text{ T}$ et $B_r = 0.34 \text{ T}$ ont été traités. En se basant sur le principe de la structure étudiée, deux résultats peuvent être présumés :

- Un flux à vide moins important pour un courant de double excitation nul.
- Un flux à vide total, pour un courant de double excitation positif maximal, constant pour toutes les valeurs d'inductions rémanentes. En effet, la limite de saturation au niveau des dents statoriques fixe la limite supérieure du flux qu'on peut atteindre ($\varphi_{max} = B_{limite} \times S_{dent \text{ statorique}}$). La réduction de l'induction rémanente de l'aimant permettra *a priori* d'améliorer l'efficacité de la double excitation.

La figure 2.49 illustre les résultats des différentes simulations (la courbe référence correspond au prototype déjà réalisé).

8. Coûts de fabrication qui sont essentiellement pour ce cas des coûts d'usinage.

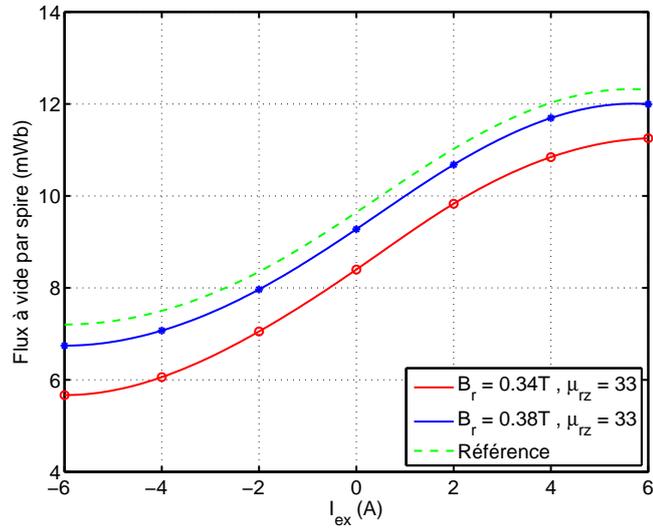


FIGURE 2.49 – Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différents B_r

Le flux à vide pour un courant de double excitation nul subit une baisse de 2.5% pour le cas $B_r = 0.38T$ et 9.7% pour le cas $B_r = 0.34T$. Toutefois, les différentes structures ne parviennent pas à assurer la même valeur de flux maximal que celle assurée par la structure “Référence”. Nous chercherons, dans ce qui suit, à trouver le(s) paramètre(s) géométrique(s) ou magnétique(s) qui cause(nt) cette limitation de l’efficacité des bobines de double excitation. Nous commencerons par étudier le coefficient de foisonnement.

2.3.3. Influence du coefficient de foisonnement k_f

Ce coefficient représente le taux de fer dans la longueur totale de la partie active⁹ de la structure. Pour le prototype déjà présenté, on s’est basé sur les caractéristiques des tôles (tôles de 0.35 mm dont environ 8 μm d’isolant par face). On obtient ainsi un coefficient de foisonnement de $k_f \simeq 97\%$ et une perméabilité équivalente selon l’axe de la machine des parties feuilletées de $\mu_{rzeq} = 33$.

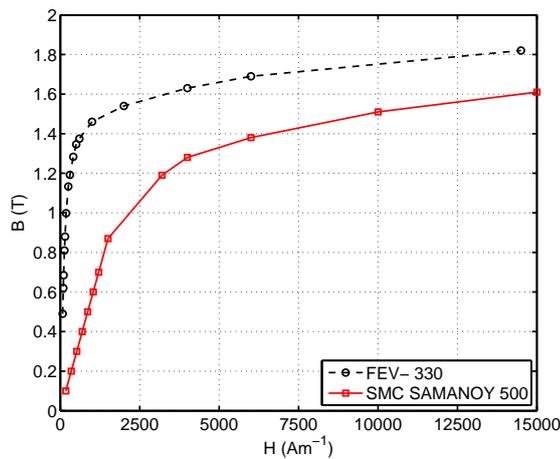


FIGURE 2.50 – Caractéristique $B = f(H)$ du SMC SAMANOY 500 et du FEV- 330

9. Nous rappelons que la partie active correspond à la partie feuilletée de la machine.

Cette valeur de perméabilité a donné des résultats relativement satisfaisants par rapport aux mesures expérimentales. Deux possibilités ont été étudiées : passer à des tôles de 0.5 mm afin d'augmenter le coefficient de foisonnement ($k_f = 98\%$) ainsi que la perméabilité relative équivalente selon l'axe z ($\mu_{r_{z_{eq}}} = 50$), ou passer vers les poudres de fer "SMC SAMANOY 500" qui présentent des perméabilités magnétiques identiques selon les différents axes de la machine. La loi de comportement de l'induction B en fonction du champ magnétique H est donnée sur la figure 2.50 et les résultats des simulations sur la figure 2.51.

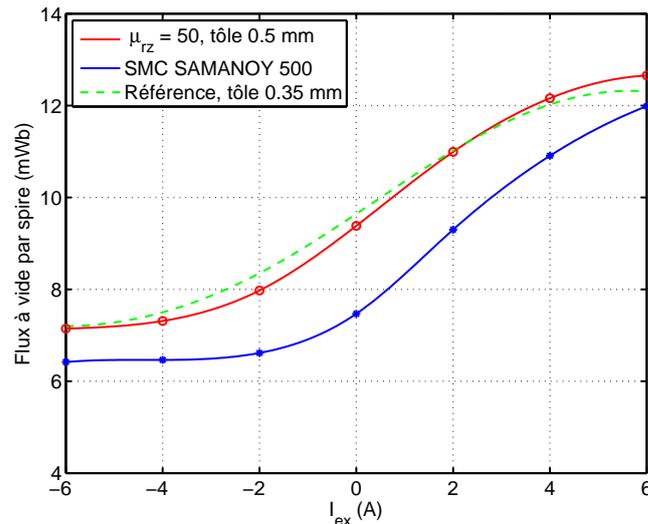


FIGURE 2.51 – Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différents $\mu_{r_{z_{eq}}}$

Nous constatons que l'augmentation du coefficient de foisonnement entraîne une amélioration de l'efficacité des bobinages de double excitation. L'utilisation de tôles de 0.5 mm d'épaisseur permet de l'améliorer de 0.12mWb/A (on passe de 0.7mWb/A à 0.82mWb/A) et les poudres de fer permettent une hausse de 0.25 mWb/A. Cependant, l'augmentation du coefficient de foisonnement, fait baisser le flux à vide lorsque les bobines de double excitation ne sont pas alimentées. Pour le cas des tôles de 0.5 mm, il y a moins de flux à vide à I_{ex} nul mais on arrive à mieux sur-fluxer la machine et à atteindre des valeurs de flux maximal supérieures à celles obtenues par la machine référence. Ceci étant dit, l'excursion du flux ($\frac{\varphi_{max}}{\varphi_{min}}$) ne se voit pas considérablement améliorée et d'autres paramètres (géométriques) de la machine semblent la brider.

2.3.4. Influence de l'épaisseur de la culasse massive

Le dimensionnement de la culasse statorique massive pose un dilemme de choix entre les performances magnétiques et le poids de la machine. En effet, l'augmentation de la taille de cette culasse assure un fonctionnement plus performant des bobines de double excitation mais pénalise la masse de la machine.

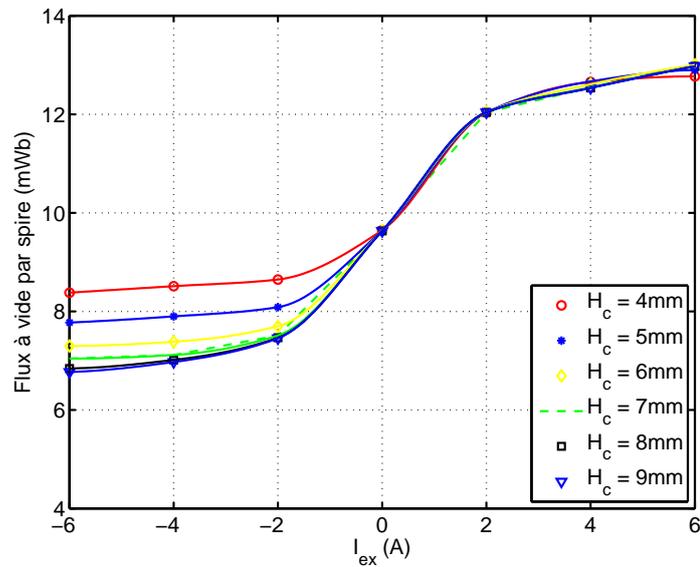


FIGURE 2.52 – Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différentes hauteurs de culasse H_c

L'ajout d'un millimètre au niveau de cette culasse entraîne une augmentation de la masse de la structure de 0.7 Kg. Afin de minimiser la taille de cette culasse, nous avons étudié l'influence de ce paramètre sur la capacité de défluxage de la MSAPConFDE.

L'évolution du flux à vide par spire en fonction du courant de double excitation pour différentes hauteurs de la culasse massive est donnée sur la figure 2.52. Nous illustrons sur la figure 2.53 l'évolution de la capacité de défluxage de la MSAPConFDE par rapport à son poids pour les différentes valeurs de la hauteur de culasse.

Nous remarquons que le dimensionnement de la culasse massive est plus lié à l'amélioration de la capacité de défluxage que la capacité de sur-fluxage de la structure. Le prototype déjà réalisé disposant d'une culasse de 7 mm de hauteur, nous constatons que l'amélioration des performances en défluxage de la machine peut être envisageable en augmentant cette dimension. Cependant, un passage de 7 mm à 8 mm n'assurera qu'un gain de 2.92 % en défluxage alors que le poids de la structure sera augmenté de 0.7 Kg (1.5% de la masse initiale de la machine) .

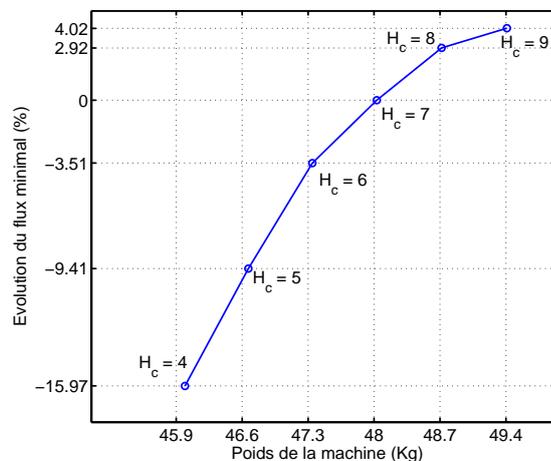


FIGURE 2.53 – Évolution du flux minimal en fonction du poids de la structure

L'étude de cette dimension a permis de constater que la culasse massive de la structure est relativement bien dimensionnée et son augmentation ne permettra pas une importante évolution des performances de la machine. Nous nous intéresserons alors à l'épaisseur des flasques statoriques e_3 .

2.3.5. Influence de l'épaisseur des flasque statoriques e_3 :

La figure 2.34 positionne cette dimension sur le plan de la machine. Nous rappelons que les flasques statoriques sont des parties massives qui ont été ajoutées afin d'acheminer le flux des bobines de double excitation jusqu'à l'entrefer non actif de la machine.

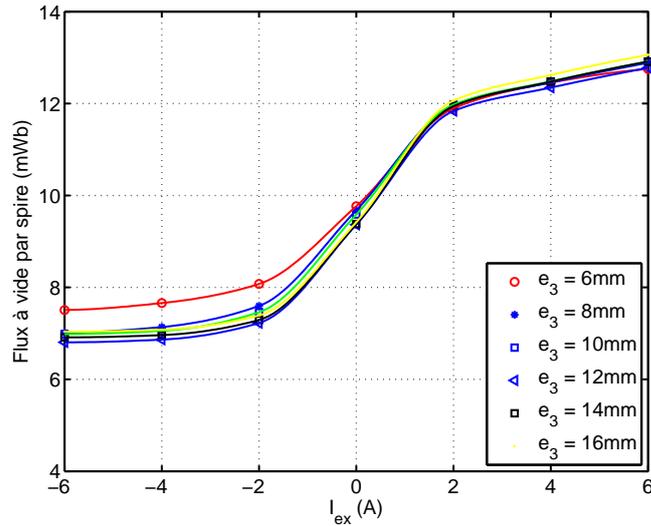


FIGURE 2.54 – Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différentes épaisseurs e_3

La figure 2.54 montre les résultats des simulations éléments finis tridimensionnels où l'on peut constater que les performances de sur-fluxage de la machine sont peu sensibles à la variation de cette dimension. En même temps, la capacité de défluxage se trouve pénalisée si l'on réduit considérablement cette dimension.

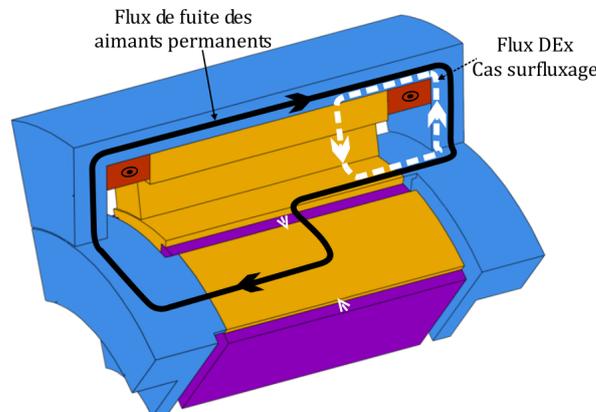


FIGURE 2.55 – Cas où l'on ajoute du flux

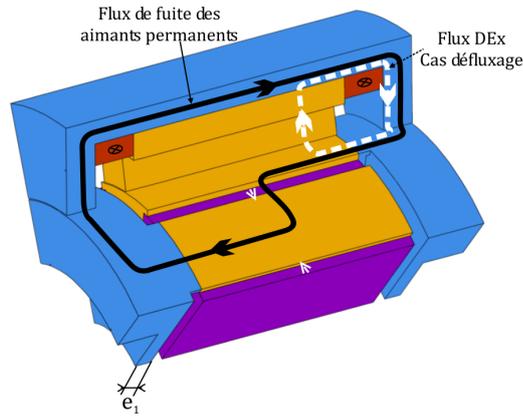


FIGURE 2.56 – Cas où l'on défluxe

Cette inégalité en terme d'influence sur les performances en défluxage et en sur-fluxage de la machine est due au trajet de fuite des aimants permanents par les parties massives de la double excitation. Effectivement, lorsqu'on essaie d'augmenter la valeur totale du flux à vide dans la machine (sur-fluxer), le flux créé par la bobine de double excitation vient s'opposer au flux de fuites des aimants permanents (voir figure 2.55). Cela permet de retarder la saturation magnétique des parties de la double excitation. Toutefois, lorsqu'on essaie de défluxer la machine, le flux créé par les bobines de double excitation et le flux de fuite des aimants permanents agissent dans le même sens (voir figure 2.56) et le phénomène de saturation magnétique est accéléré.

2.3.6. Influence de l'épaisseur e_1

Pour situer cette cote on peut se référer à la figure 2.34. Cette partie de la machine permet de :

- Tenir les griffes qui viennent se coller aux pôles rotoriques de la machine pour amener le flux de la double excitation jusqu'à l'entrefer actif de la structure.
- Créer un épanouissement magnétique afin de réduire l'étranglement dû à la mise en place des roulements (caractérisé par e_{roul} et R_{roul} sur la figure 2.34).

Pour étudier l'influence de cette partie de la machine, plusieurs valeurs de cette dimension ont été étudiées. Les résultats de cette étude sont donnés sur la figure 2.57.

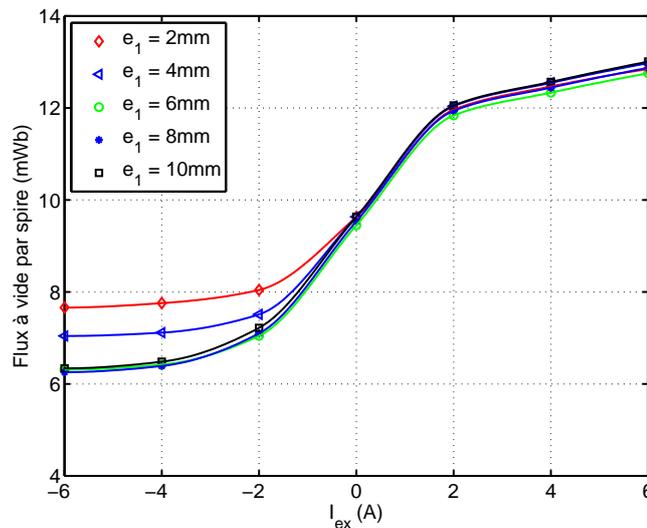


FIGURE 2.57 – Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différentes épaisseurs e_1

Comme pour les autres dimensions des parties massives de la double excitation, la réduction de e_1 n'a pas d'influence importante sur la capacité de la double excitation à augmenter le flux à vide dans la machine. Toutefois, cette dimension agit notablement sur la capacité de défluxage de la structure. Pour le prototype déjà réalisé, nous constatons que cette cote peut être augmentée à 6 mm au lieu de 4 mm.

2.3.7. Conclusion

Suite à l'étude de l'influence des différents paramètres présentés précédemment, nous constatons que le dimensionnement des parties magnétiques massives propres à la double excitation nécessite encore d'être amélioré. La cote qui semble brider la capacité à défluxer de cette structure est celle du collecteur rotorique noté e_1 . Ceci étant, nous constatons que cette étude n'a pas permis d'améliorer la capacité à sur-fluxer ni l'amélioration de l'excursion du flux de cette structure. Une comparaison de ces performances avec celles de la structure présentée dans la thèse de Y. Amara a suscité plusieurs interrogations. En effet la structure de la thèse de Y. Amara permet d'obtenir une excursion de flux de 500 % entre le flux minimal et le flux maximal alors que pour la structure ici présentée on atteint au maximum 208 % d'excursion après amélioration de la cote e_1 . Mise à part la forme des dents statoriques (petites dents pour la structure de la thèse de Y. Amara et grosses dents pour la structure ici présentée), ces deux machines ne présentent pas les mêmes dimensions (tableau 2.3).

	MSAPConFDE à petites dents	MSAPConFDE à grosses dents
Longueur externe	108 mm	130 mm
Rayon externe	90 mm	140 mm
$\frac{L_{active}}{L_{externe}}$	40 %	53 %
$\frac{R_{entrefer}}{R_{exterieur}}$	63.6 %	71.11 %
Nombre de paires de pôles p	6	6

TABLE 2.3 – Comparaison de quelques paramètres de la structure de la thèse de Y. Amara et la MSAPConFDE à grosses dents

Étant donné que la forme des dents statoriques n'a pas d'influence notable sur le principe de fonctionnement de la MSAPConFDE, les différences importantes au niveau des dimensions semblent être la cause de la limitation en terme d'excursion du flux de la machine à grosses dents. Pour étudier ce dernier point, nous nous intéressons à une deuxième étude de sensibilité qui permettra d'étudier la variation de l'écart entre le flux d'excitation maximal et le flux d'excitation minimal en fonction de la forme de la machine. Nous définissons la forme de la machine comme étant le rapport entre le rayon extérieur et la longueur active de la structure.

2.4. Études de sensibilité "globale"

Suite à l'étude mono-variable de la précédente section, nous avons mis en avant des phénomènes, tel que l'impact des fuites des aimants permanents sur l'action de la double excitation. L'approche consistant à utiliser une étude de sensibilité qui s'intéresse à la variation d'un seul paramètre permet d'améliorer la compréhension du dispositif étudié. Toutefois, cette approche présente un inconvénient majeur : la modification d'un seul paramètre ne permet pas d'assurer une répartition harmonieuse du flux dans les différentes parties de la machine. Par exemple, lorsque l'on augmente la hauteur de

la culasse il est naturel de vouloir augmenter en même temps la largeur des flasques statoriques afin de garder un niveau d'induction comparable dans les zones associées. Nous nous proposons alors de mener une seconde étude de sensibilité dans une approche plus globale (du moins pour les parties ferromagnétiques de la double excitation) où la variation d'un paramètre entraîne une adaptation harmonieuse des différentes sections de passage des parties massives de la MSAPConFDE.

Vu le nombre assez important de paramètres qui caractérisent cette structure (18), il nous est impossible, en termes de temps de simulation, d'effectuer cette étude en libérant tous les paramètres en même temps. Nous avons alors choisi de fixer les paramètres dits "2D", qui caractérisent la partie active de la structure, aux valeurs données sur le tableau 2.4 et de focaliser l'étude sur les parties de la double excitation.

	Valeur
$\frac{\text{Largeur de la dent statorique}}{\text{Largeur de l'ouverture dentaire}}$	55.6 %
E_{aim}	18.9 mm
Rayon de l'arbre	C^{st}
H_{ergot}	2.5 mm
p	6
$N_{encoche}$	18
$\frac{O_{ergot}}{E_{aim}}$	60 %
$\frac{R_{roulement}}{R_{arb}}$	120 %

TABLE 2.4 – Coefficients et dimensions de la partie 2D de la MSAPConFDE

Nous rappelons les différentes cotes du rotor sur la figure 2.58 et celles des dents statoriques sur la figure 2.59.

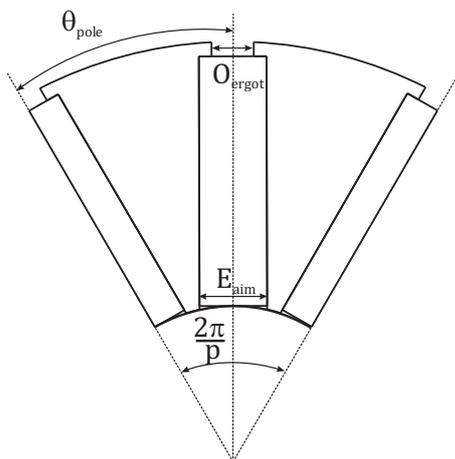


FIGURE 2.58 – Dimensions de la partie active du rotor

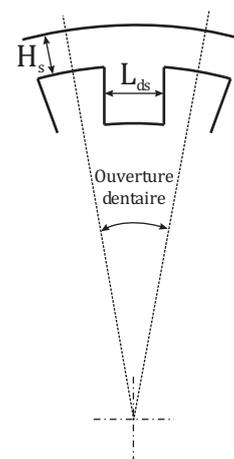


FIGURE 2.59 – Dimensions de la partie active du stator

Détermination des cotes des parties de la double excitation

A partir d'un rayon externe et d'une longueur active fixés, le calcul des différentes dimensions des parties de la double excitation peut être élaboré. En effet, suite à la détermination des différentes cotes de la partie active de la machine (partie 2D), nous pouvons nous baser sur la section des dents

statoriques d'une phase de l'induit pour calculer les sections de passage de flux de la double excitation en assurant les mêmes valeurs d'induction¹⁰. La première cote obtenue est celle de la culasse massive (équation 2.6) qui est déterminée suite à la résolution de l'équation 2.5, équation qui lie la section de passage de flux au niveau de la culasse à la section des dents statoriques (les différentes cotes utilisées sont données sur la figure 2.34 page 65).

$$6L_a L_{ds} = \pi \left(R_{ext}^2 - (R_{ext} - H_c)^2 \right) \quad (2.5)$$

$$H_c = R_{ext} - \frac{\sqrt{4R_{ext}^2 - \frac{24L_{ds}L_a}{\pi}}}{2} \quad (2.6)$$

avec

R_{ext}	:	Rayon externe de la machine (m)
H_c	:	Hauteur de la culasse statorique massive (m)
L_{ds}	:	Largeur de la dent statorique (m)
L_a	:	longueur active de la machine (m)

L'épaisseur des flasques statoriques (équation 2.8) peut être ainsi déduite à partir de la relation suivante :

$$\pi \left(R_{ext}^2 - (R_{ext} - H_c)^2 \right) = 2\pi R_{ints} e_3 \quad (2.7)$$

$$e_3 = \frac{R_{ext}^2 - (R_{ext} - H_c)^2}{2R_{ints}} \quad (2.8)$$

Il reste alors à déterminer la dimension e_b qui définit la taille des têtes de bobines de l'induit et donc l'épaisseur de la bobine de double excitation. La figure 2.60 montre la forme des têtes de bobine et les cotes nécessaires pour calculer e_b et la figure 2.61 montre une photo de ce bobinage.

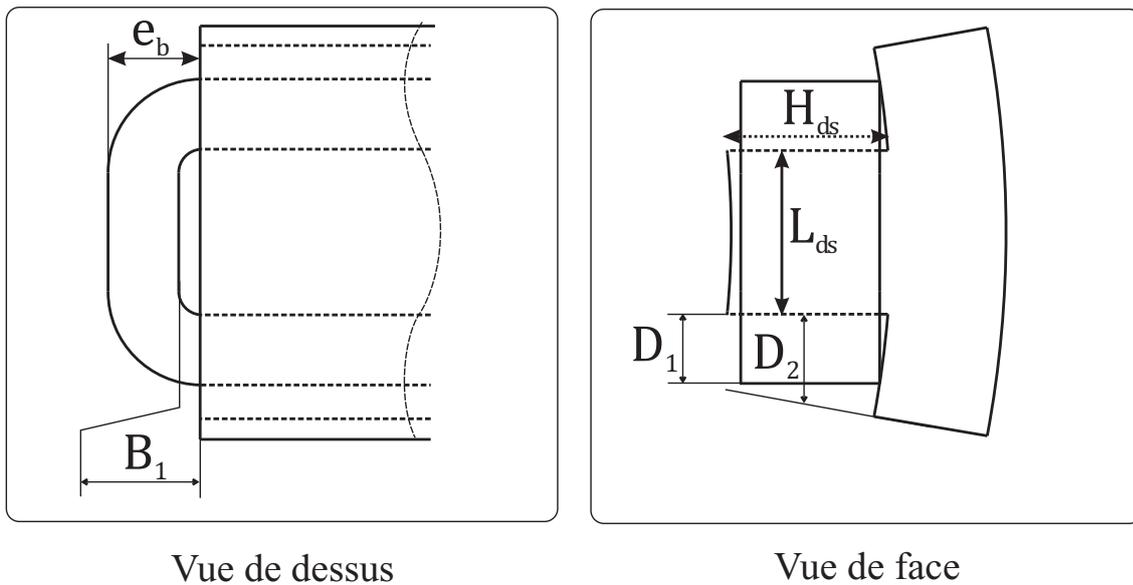


FIGURE 2.60 – Bobine de l'induit et taille de la tête de bobine

10. Nous rappelons que pour ces calculs on se met dans la position de flux maximal (Axe d) et nous ne prenons en compte que le flux généré par les bobines de double excitation.

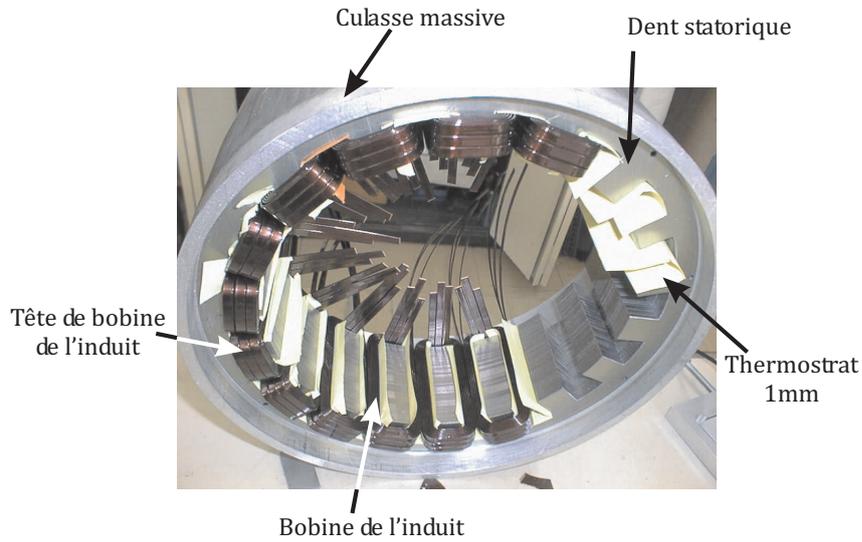


FIGURE 2.61 – Bobine de l'induit et taille de la tête de bobine

La cote D_1 représente l'épaisseur maximale des bobinages de l'induit. Effectivement, comme nous l'avons observé au début de ce chapitre, les bobines statoriques sont bobinées à l'extérieur de la machine et sont ensuite insérées dans leurs emplacements. Connaissant le rayon intérieur statorique et l'épaisseur des cales qui permettent de retenir les bobinages d'induit dans les encoches ($e_{cale} = 2\text{mm}$), nous déterminons la cote D_1 selon l'équation suivante :

$$D_1 = \frac{1}{2} \left((R_{ints} + e_c) \frac{2\pi}{N_e} - L_{ds} \right)$$

Enfin, la taille de l'isolant qui sépare les bobinages des tôles magnétiques, $B_1 = 1\text{mm}$ (Thermostrat 1mm), dans le sens axial et l'emplacement nécessaire aux connexions des bobinages $e_{connections}$ (environ 2mm en tout) sont ajoutés. La cote e_b est donc donnée par :

$$e_b = \frac{1}{2} \left((R_{ints} + e_{cale}) \frac{2\pi}{N_e} - L_{ds} \right) + \frac{B_1 + e_{connections}}{2} \quad (2.9)$$

La partie amagnétique de cote e_0 a été fixée à 5mm (10 fois l'entrefer) et nous avons réduit la cote R_{roul} pour éviter les zones d'étranglement et de forte saturation. Nous résumons la démarche sur le graphe suivant :

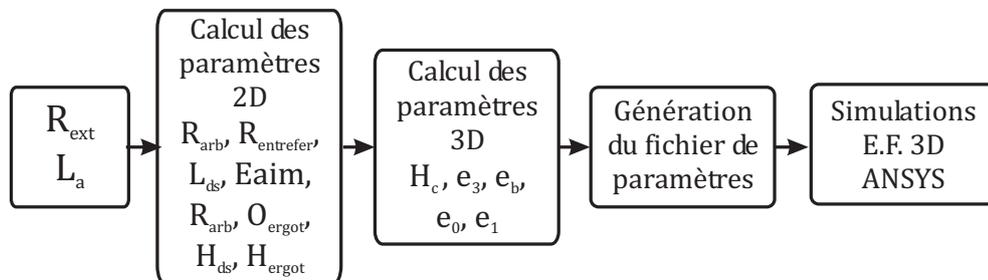


FIGURE 2.62 – Principe de génération des dimensions des études de sensibilité

2.4.1. Première étude : rayon externe constant $R_{ext} = C^{st}$ et longueur active variable

En première approche, nous avons cherché à déterminer la meilleure longueur active de la machine, à rayon externe fixé, qui améliore l'excursion du flux de double excitation. Le changement de la longueur active entraîne le changement de la section de la dent d'encoche, donc l'adaptation des sections de passage de la double excitation (cote H_c , e_3 , e_1 , figure 2.63). Les résultats obtenus sont donnés sur la figure 2.64.

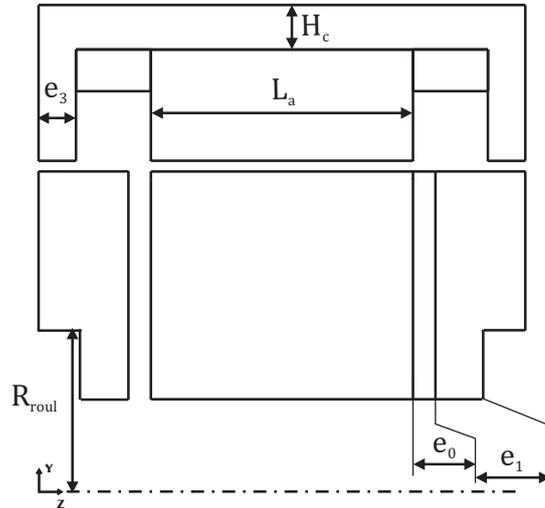


FIGURE 2.63 – cotes des parties de la double excitation

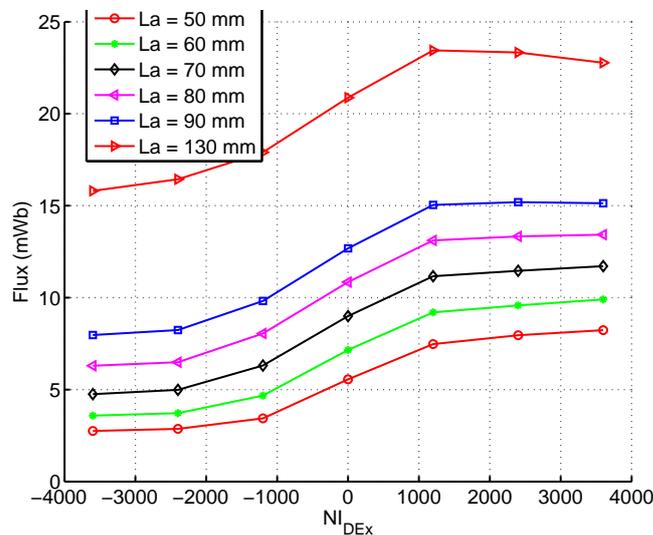


FIGURE 2.64 – $R_{ext} = C^{st}$ et L_a variable

Plusieurs constats peuvent être tirés :

- A courant de double excitation nul, la valeur du flux à vide varie proportionnellement à la longueur active. Effectivement, l'augmentation de la longueur active entraîne l'accroissement de la section de l'aimant, donc du flux embrassé par la phase.
- Le phénomène de saturation magnétique apparaît au même niveau d'ampères-tours de la double excitation pour toutes les structures. Ceci montre qu'une augmentation de la taille des parties ferromagnétiques de la MSAPConFDE pourrait améliorer les performances de la double excitation.

- L'excursion du flux est inversement proportionnelle à la longueur active de la machine (voir tableau 2.5) et la variation absolue du flux est sensiblement invariante.

	$\frac{\varphi_{max}}{\varphi_{min}}$
$L_a = 50 \text{ mm}$	299 %
$L_a = 60 \text{ mm}$	276 %
$L_a = 70 \text{ mm}$	246 %
$L_a = 80 \text{ mm}$	213 %
$L_a = 90 \text{ mm}$	190 %
$L_a = 130 \text{ mm}$	148 %

TABLE 2.5 – Excursion de flux en fonction des différentes longueurs actives de la machine

Suite à cette étude, nous constatons que l'amélioration de l'excursion du flux à vide en pourcentage est conditionnée par la réduction de la longueur active de la MSAPConFDE. Afin d'expliquer ce phénomène, reprenons le trajet principal du flux de la double excitation présentée sur la figure 2.65. Au niveau de la partie active du rotor, qui rappelons-le est feuilletée, ce flux doit pénétrer successivement dans les épaisseurs des tôles, remonter dans le plan de la tôle pour arriver au niveau de l'entrefer actif pour modifier la valeur du flux d'excitation. Le chemin emprunté selon la direction axiale (axe \vec{z}), qui est fortement réluctant, empêche une bonne action du bobinage de double excitation sur la totalité de la longueur active de la machine. Pour illustrer notre propos, nous présentons une cartographie de l'induction radiale à mi-hauteur de la dent statorique sur la figure 2.66. La cote P_1 montre l'étendue de la zone d'action de la bobine de double excitation qui ne correspond qu'à 24 % de la longueur active de la MSAPConFDE initiale (longueur active de 70 mm).

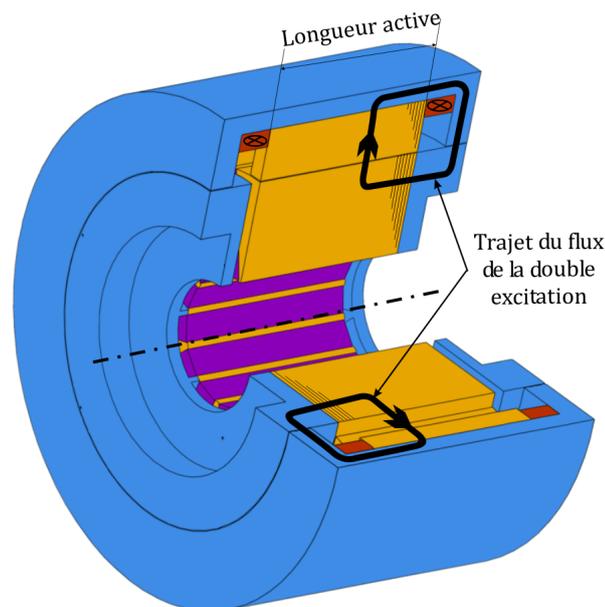


FIGURE 2.65 – Trajets de flux de la double excitation suite à une forte saturation de la zone feuilletée connectée au collecteur rotorique

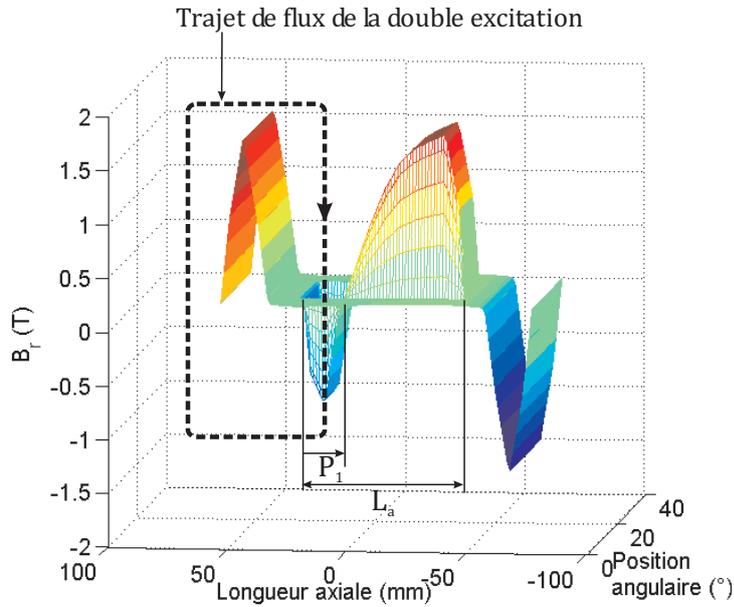


FIGURE 2.66 – Cartographie du champ d'induction radial pour la dent centrale pour un courant de double excitation négatif

Finalement, en réduisant la longueur active, nous augmentons le rapport P_1 sur L_a et l'excursion relative du flux à vide se trouve améliorée. Pour la machine référence qui dispose de 70 mm de longueur active, nous allons alors chercher à déterminer le rayon extérieur nécessaire (R_{ext}) qui permettra de maximiser l'excursion du flux à vide.

2.4.2. Deuxième étude : Longueur active constante $L_a = C^{st}$ et rayon externe variable

Avec une longueur active de la machine fixée à celle de la machine de référence (70 mm), nous avons fait varier le rayon externe et déduit la longueur externe dans le but de maximiser l'excursion relative du flux d'excitation dans la MSAPConFDE. La figure 2.67 monte l'évolution du flux à vide en fonction des ampères-tours de la machine pour différentes valeurs du rayon externe.

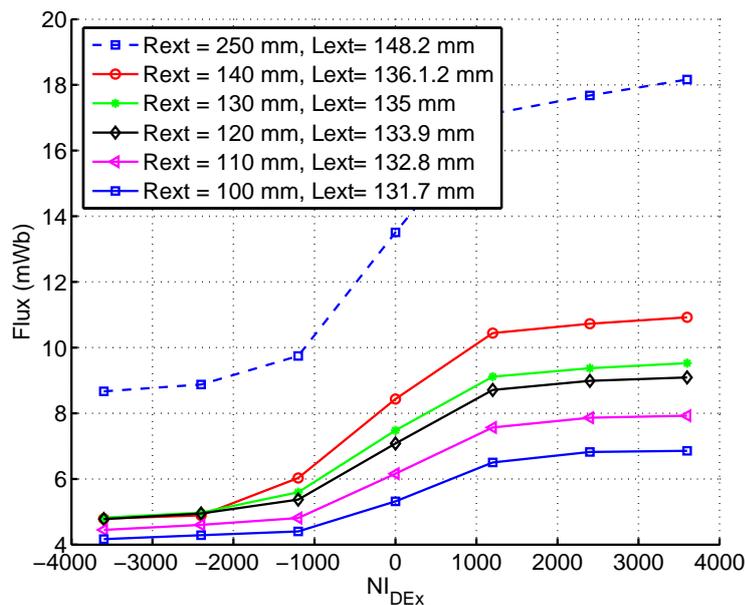


FIGURE 2.67 – L_a Cst et R_{ext} variable

Étant donné que le rapport entre le rayon d'entrefer et le rayon externe est constant, la largeur des dents statoriques et la hauteur des aimants permanents évoluent proportionnellement à la variation du rayon externe de la MSAPConFDE. Donc une augmentation du rayon externe entraîne une élévation du flux d'excitation à ampères-tours de double excitation nul. Quant à l'excursion du flux, nous constatons qu'elle présente un optimum qui dépend du rayon externe de la structure (figure 2.68).

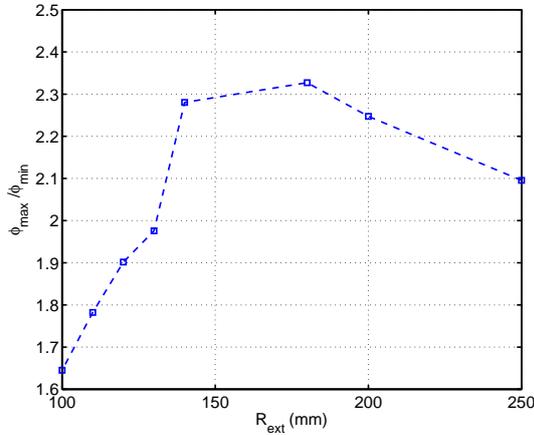


FIGURE 2.68 – L_a Cst et R_{ext} variable

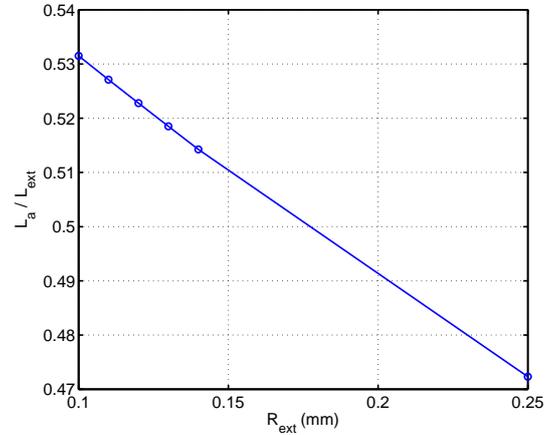


FIGURE 2.69 – évolution de $\frac{L_a}{L_{ext}}$ en fonction de R_{ext}

L'existence de cet optimum met une limite au raisonnement que nous venons de présenter dans le paragraphe précédent (paragraphe 2.4.1). En effet, l'augmentation du rayon externe permet de réduire le rapport $\frac{L_a}{L_{ext}}$ comme le montre la figure 2.69, donc a priori d'améliorer continuellement l'excursion du flux à vide si le rayon externe augmente. Un autre paramètre de dimensionnement de la MSAPConFDE semble brider l'amélioration de $\frac{\varphi_{max}}{\varphi_{min}}$. Nous choisissons alors de changer la section de départ (section de la dent statorique) du dimensionnement des parties massives de la double excitation et d'adopter la section des collecteurs rotoriques (S_1 figure 2.70) pour déterminer les différentes dimensions en question. En récrivant les équations qui lient les différentes sections en jeu, la hauteur de la culasse pourra être déterminée selon la relation 2.10.

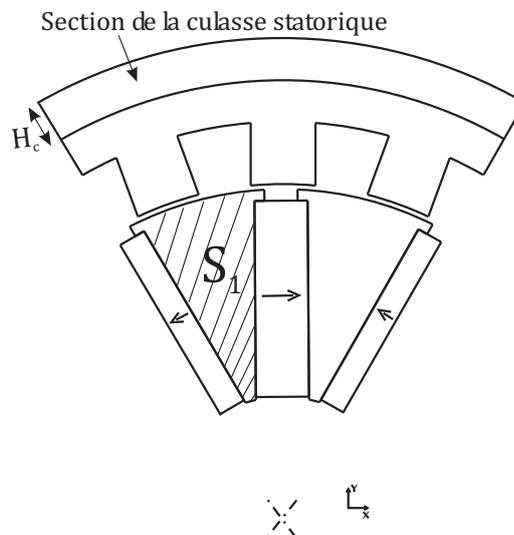


FIGURE 2.70 – Section S_1 et section de la culasse statorique à égaliser

$$H_c = 2R_{ext} - \frac{\sqrt{4R_{ext}^2 - 2(R_{extr}^2 - R_{arb}^2)}}{2} \quad (2.10)$$

avec

R_{ext}	Rayon externe de la machine (m)
H_c	Hauteur de la culasse statorique massive (m)
R_{arb}	Rayon de l'arbre (m)

Nous reprenons alors la structure caractérisée par $R_{ext} = 200mm$ de l'étude précédente, la première structure où l'excursion du flux commence à se dégrader, et nous adaptons les sections de passage. On obtient la nouvelle caractéristique du flux à vide en fonction des ampères-tours de la double excitation donnée sur la figure 2.71.

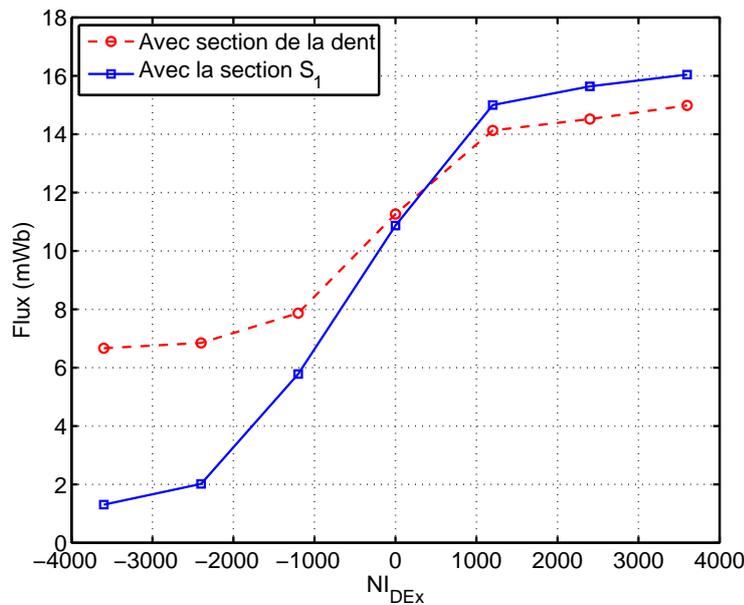


FIGURE 2.71 – Évolution du flux à vide en fonction des ampères tours

L'excursion du flux a été bien améliorée (1066%) suite à la modification de la méthode de calcul des dimensions des parties de la double excitation. Ceci a toutefois entraîné une augmentation de la longueur externe de 40 mm pour avoir une longueur externe de 180 mm au lieu de 140 mm et une réduction de la hauteur des dents statoriques de 80%¹¹ par rapport à la structure dimensionnée en se basant sur la section des dents statoriques. Nous donnons sur le tableau 2.72 une comparaison des différentes dimensions des deux structures.

11. Cette amélioration de l'excursion du flux à vide a été assurée au détriment de la section de l'encoche de l'induit. Ce point sera détaillé dans le prochain chapitre.

	Machine dimensionnée en se basant sur la section S_{ds}	Machine dimensionnée en se basant sur la section S_1
$R_{entrefer}$	142 mm	142 mm
H_{aim}	101.3 mm	101.3 mm
H_{ds}	34.5 mm	19.12 mm
L_{ds}	27.59 mm	27.59 mm
H_s	13.7 mm	13.7 mm
H_c	9.4 mm	24.8 mm
e_3	12.9 mm	32.8 mm
e_b	23,3 mm	23.3 mm

FIGURE 2.72 – Comparaison de quelques dimensions des deux machines obtenues par les deux méthodes de dimensionnement des parties de double excitation

En adoptant la nouvelle méthode de dimensionnement des parties massives de la MSAPConFDE, nous nous sommes intéressés au cas de la machine référence qui présente une longueur externe de 130 mm et nous avons cherché à trouver le rayon externe qui permettra de maximiser l'excursion du flux d'excitation (figure 2.73).

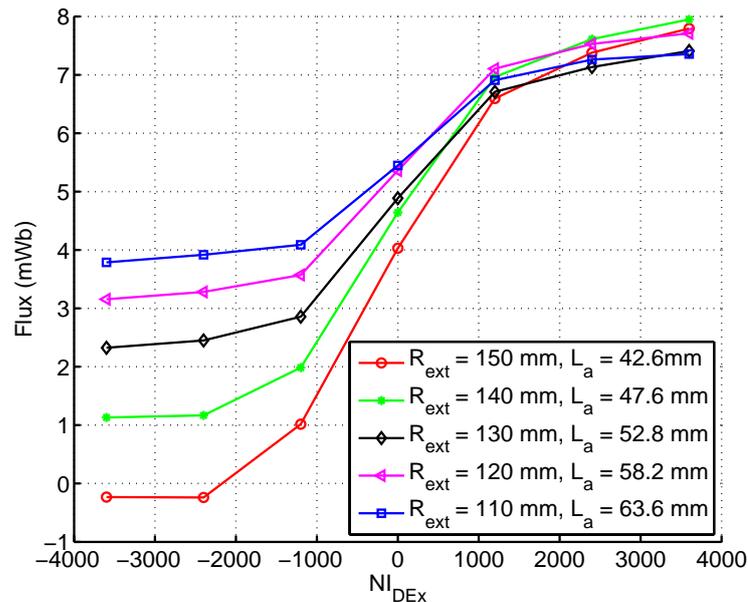


FIGURE 2.73 – L_{ext} Cst et R_{ext} variable

Dans la longueur externe que nous nous sommes fixée, un rayon externe de $R_{ext} = 150$ mm permet d'obtenir des valeurs d'excursion du flux à vide fort intéressantes : $\frac{\varphi_{max}}{\varphi_{min}} \rightarrow \infty$ puisque pour $-2000 Atr$, nous sommes en mesure d'annuler la valeur du flux dans la machine. En conclusion, ces résultats confirment l'existence d'un facteur de forme entre le rayon externe et la longueur active (ou longueur externe) qui conditionne l'excursion du flux à vide pour une telle structure de machine synchrone à double excitation. Nous représentons alors l'évolution de $\frac{|\varphi_{max}|}{|\varphi_{min}|}$ en fonction du facteur de forme de la structure sur la figure 2.74. Nous donnons une vue tridimensionnelle de la structure qui permet d'annuler le flux d'excitation ($R_{ext} = 150$ mm et $L_a = 42.6$ mm) sur la figure 2.75 où l'on constate que les parties de la double excitation présentent des dimensions assez importantes.

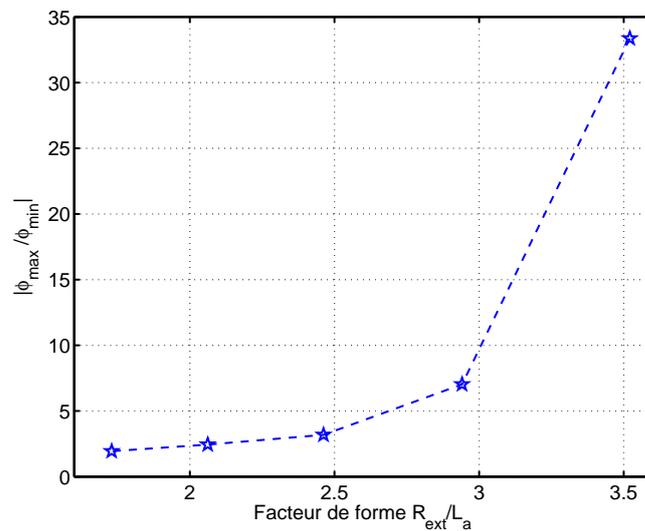


FIGURE 2.74 – Évolution de l'efficacité en fonction du facteur de forme

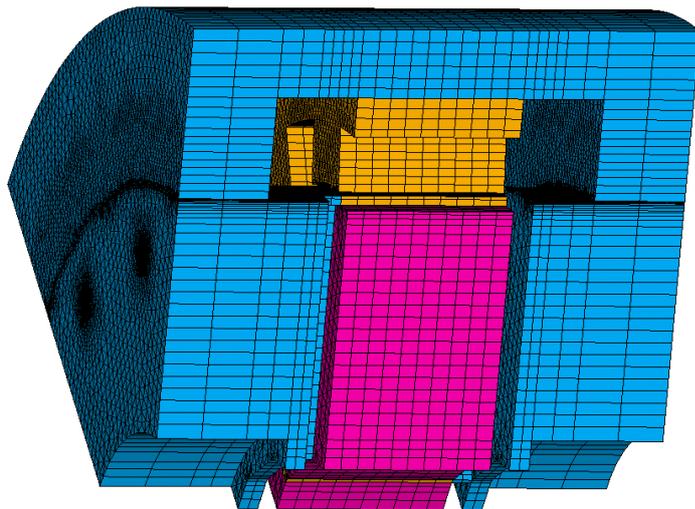


FIGURE 2.75 – Évolution de l'efficacité en fonction du facteur de forme

Nous rappelons que ce facteur dépend de plusieurs paramètres qui ont été fixés au début de cette étude dont le coefficient de foisonnement qui une fois amélioré permet d'augmenter l'excursion du flux à vide et l'efficacité de la bobine de double excitation. La figure 2.76 montre l'évolution du flux à vide en fonction des ampères-tours de double excitation pour la machine $R_{ext} = 140\text{ mm}$ de la figure 2.67 avec un rotor feuilleté ($k_f = 97\%$) puis massif. Pour ce dernier cas, la partie supérieure de la courbe de flux (φ_{max}) est limitée par la saturation accrue de la dent statorique ($B_r = 1.76T$). Quand à la limite inférieure (φ_{min}), elle est due à la saturation prématurée des flasques statoriques. Il est aussi intéressant de noter que l'efficacité de la double excitation a été augmentée de 78% après le passage vers un rotor massif. Effectivement, la machine avec un rotor massif atteint les valeurs de flux maximale et minimale avec trois fois moins d'ampères-tours de double excitation.

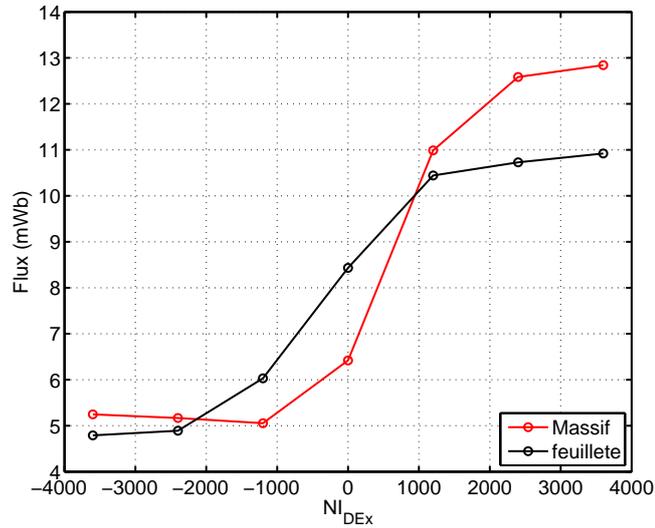


FIGURE 2.76 – Évolution du flux à vide en fonction de NI_{DEx} pour la même machine pour un rotor massif et feuilleté

2.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à une étude par la méthode des éléments finis de la machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux et à double excitation. Après une présentation du principe de fonctionnement et des différentes configurations possibles (homopolaire ou bipolaire) d’une telle structure, nous avons présenté le modèle éléments finis et l’aspect modulaire adopté pour sa mise en place. Les résultats des simulations ont par la suite été confrontés aux mesures expérimentales réalisées sur le prototype, la bonne concordance qui a été obtenue a permis de valider le modèle E.F.3D.

Dans le but d’améliorer les performances en termes de contrôle du flux à vide par les bobinages de la double excitation, nous avons tout d’abord étudié l’influence de différents paramètres de cette machine : l’entrefer, l’induction rémanente des aimants permanents, le coefficient de foisonnement, l’épaisseur de la culasse massive, les épaisseurs des flasques statoriques puis de la partie amagnétique qui sépare la partie active du rotor et le collecteur rotorique (cote e_1). Nous avons constaté qu’une augmentation de la cote e_1 permettra d’améliorer l’efficacité de la double excitation pour atteindre 208 %. L’étude des trajets de fuites des aimants permanents par les parties massives de la double excitation a montré le rôle important que jouent ces trajets sur l’état magnétique de la structure, plus spécifiquement sur la culasse massive et les flasques statoriques.

Une étude d’influence “globale” a ensuite été menée : pour le changement d’un paramètre (par exemple la longueur active ou le rayon externe), le dimensionnement des parties massives est assuré via des relations de conservation des sections de passages du flux de la double excitation. Grâce à cette étude, nous avons mis en évidence la limite que pose le feuilletage de la partie active du rotor à l’excursion du flux à vide. Dans le cas d’un feuilletage caractérisé par un coefficient de foisonnement $K_f = 97\%$, un facteur de forme a été défini et la MSAPConFDE semble être mieux adaptée pour des volumes plus discoïdes ($R_{ext} \gg L_{ext}$) que cylindriques “saucisson” ($R_{ext} \ll L_{ext}$). Finalement, nous avons pu constater que le passage vers un rotor tout massif permettra d’étendre le champ d’application de la MSAPConFDE. Il faudra bien sûr prendre en compte les pertes fer pour évaluer la pertinence d’une telle solution.

Au vu des différentes études qui ont été menées, il apparaît que le dimensionnement optimal de la MSAPConFDE, pour un cahier des charges donné, présente une difficulté accrue dès que l’on libère tous les paramètres de la structure : les dimensions de la partie active et des parties massives propres à la double excitation ainsi que les courants d’alimentation des bobinages de l’induit et de double excitation. Nous nous proposons alors, dans le chapitre 3, de mettre en place une méthodologie de

pré-dimensionnement optimale basée sur un modèle analytique développé avec la méthode des circuits réductants.

PRÉ-DIMENSIONNEMENT ANALYTIQUE DE LA MACHINE SYNCHRONES À DOUBLE EXCITATION

POINTS TRAITÉS

- *Modélisations de la MSAPConFDE par la méthode des schémas réductants*
- *Mise en place d'une stratégie de pré-dimensionnement optimal de la MSAPConFDE.*

3.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté une étude par la méthode des éléments finis de la machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux et à double excitation. Cette étude a permis de mettre en évidence l'action des bobines de double excitation sur le flux à vide et les différents trajets de flux aussi bien bidimensionnels que tridimensionnels existants dans la structure considérée.

Suite aux différentes études de sensibilités qui ont été menées, l'analyse de l'excursion du flux à vide a montré l'antagonisme entre la minimisation des pertes fer, par l'utilisation de circuits magnétiques feuilletés, et la maximisation de l'efficacité de la double excitation. Nous avons montré par la suite que le passage vers un rotor tout massif permettra d'améliorer considérablement l'action de la double excitation. L'étude de cette solution dans le cadre d'un dimensionnement optimal pour un cahier des charges donné nous semble fort intéressante. L'approche numérique permet, bien sûr, de mener cette étude. Toutefois, exploiter les modèles numériques 3D dans un processus d'optimisation semble réductant en termes de temps de calculs. En effet, le nombre important de variables à optimiser (16 paramètres géométriques indépendants¹, l'induction rémanente des aimants permanents, les paramètres de commandes de la machine²) et le temps nécessaire pour un seul point de calcul (environ 43 minutes) augmentent considérablement le temps nécessaire pour l'obtention des structures optimales. Nous nous proposons alors de mettre en place un outil de pré-dimensionnement optimal de la MSAPConFDE basé sur des modèles analytiques. Ces modèles sont développés avec la méthode des schémas réductants.

Cette méthode a été exploitée dans un nombre important d'études qui ont permis de montrer sa validité. Plusieurs structures ont été modélisées par les schémas réductants : la machine à griffes

1. Rayon de l'arbre (R_{arb}), hauteur des aimants permanents (H_{aim}), hauteur de l'ergot (H_{ergot}), hauteur de la dent statorique (H_{ds}), hauteur de la culasse statorique feuilletée (H_s), hauteur de la culasse statorique massive (H_c), épaisseur des aimants permanents (E_{aim}), ouverture entre les ergots rotoriques (O_{ergot}), largeur des dents statoriques (L_{ds}), longueur active (L_a), entrefer rotor-stator ($Entrefer$), épaisseur des flasques statoriques (e_3), épaisseur de la partie amagnétique qui sépare la partie active du rotor des collecteur rotoriques (e_0), épaisseur de l'épanouissement au niveau du collecteur rotorique (e_1), épaisseur e_2 du collecteur rotorique, rayon du roulement (R_{roul}).

2. Les ampères-tours de l'induit et les ampères-tours de la double excitation pour chaque point de fonctionnement du cahier des charges.

[71, 42, 41, 44], la machine à aimants permanents enterrés [46, 72], la machine à aimants permanents en surface [73, 74], la machine asynchrone [75, 76], la machine à flux axial [77, 78], la machine synchrone à double excitation série [31, 79] et la machine à aimants permanents à concentration de flux [11, 80]. Le choix de la méthode a été dictée par trois aspects :

- L’existence des trajets axiaux que nous devons prendre en compte dans les différents modèles développés.
- La minimisation du temps de calcul.
- La possibilité d’une modélisation fine (prise en compte de la saturation magnétique).

Nous rappelons que les modèles analytiques développés par Lionel Vido dans ses activités de recherche, sont basés sur cette méthode pour modéliser la machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux classique, dans le repère de Park (d,q). Il a démontré la pertinence des résultats obtenus malgré l’hypothèse forte qu’il a considérée : “la MSAPConF est une machine de Park”³. La partie centrale de la MSAPConFDE étant identique à la machine modélisée par L. Vido, nous avons choisi d’adopter une modélisation (d,q) de notre machine. Nous pouvons ainsi préciser la contribution de cette partie de la thèse :

- Mettre en place des modèles réductants de la machine synchrone à aimants permanents et à double excitation. Ces modèles doivent prendre en compte les trajets aussi bien bidimensionnels que tridimensionnels du flux, les phénomènes de saturation et les fuites magnétiques.
- La mise en place d’une stratégie de pré-dimensionnement optimal de la MSAPConFDE basée sur une approche analytique et un algorithme d’optimisation (NSGA-II).

Sous l’hypothèse de Park, deux positions sont nécessaires et suffisantes (machine saillante) pour caractériser la totalité des performances de cette structure. Les modèles ici présentés correspondent aux modèles de la machine dans les axes direct (Axe d) et en quadrature (Axe q). Nous commencerons par mettre en place des modèles simples qui ne prennent en compte ni les fuites ni le phénomène de saturation magnétique du matériau ferromagnétique. Nous exposerons ensuite le modèle de Park que nous allons utiliser. Ayant alors les outils nécessaires pour aborder un problème de pré-dimensionnement, nous exposerons la méthodologie que nous allons adopter (figure 3.1) et les deux problématiques d’optimisation auxquelles nous nous sommes intéressées. Les résultats des optimisations seront par la suite présentés et interprétés. Nous passerons ensuite à des modèles de plus en plus complets : prise en compte du fer, de la saturation puis des fuites magnétiques. A chaque étape de la modélisation, nous confronterons les résultats obtenus par la méthode analytique à ceux calculés par des simulations EF.3D d’une machine test (les dimensions sont données sur le tableau 3.1). Les différentes cotes qui seront utilisées pour développer les modèles réductants, tout au long de ce chapitre, sont données sur la figure 3.2. A la fin, les modèles finaux seront exploités dans le processus de pré-dimensionnement optimal à la place des modèles simples. Les résultats obtenus seront exposés et comparés à ceux présentés au début du chapitre (ceux obtenus avec les modèles simples). Nous finirons par une validation par la méthode des éléments finis d’une structure obtenue par la stratégie de pré-dimensionnement mise en place.

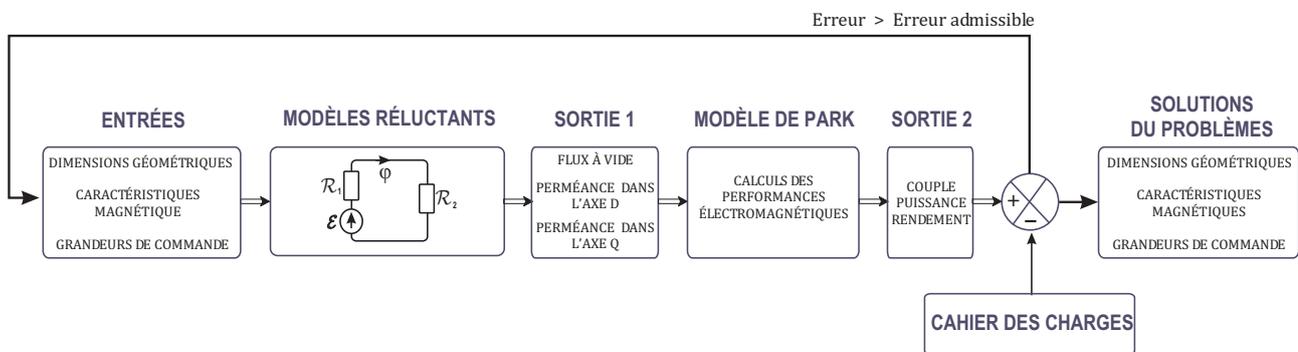


FIGURE 3.1 – Principe de la démarche de pré-dimensionnement

3. La machine est non saturée et a une F.E.M sinusoïdale.

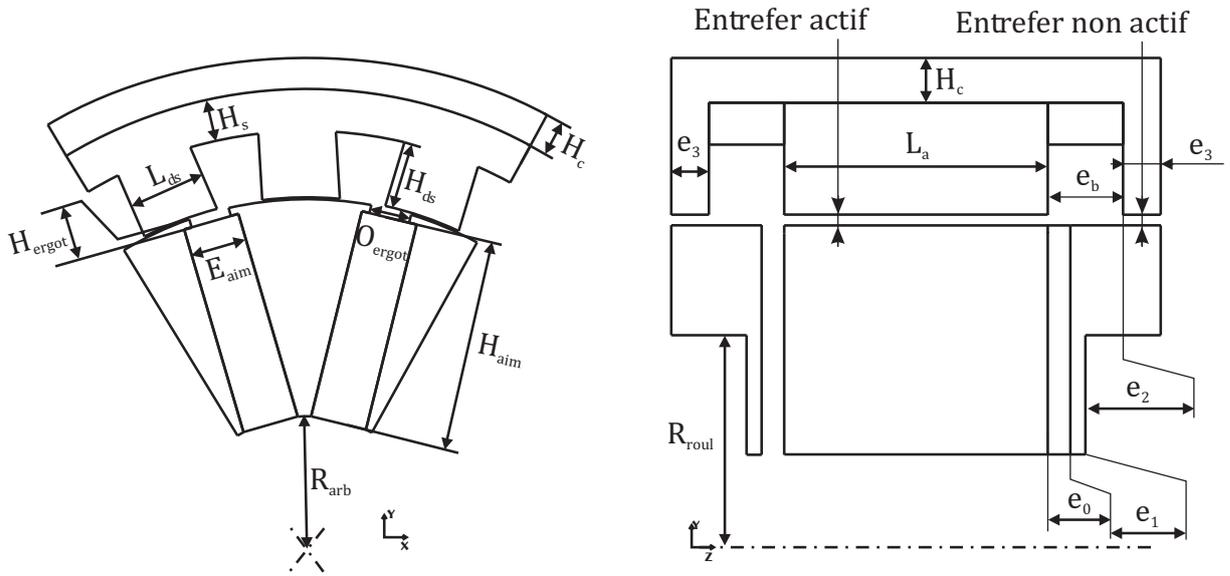


FIGURE 3.2 – Dimensions de la machine “test”

Rayon de l'arbre	: R_{arb}	38	mm
Hauteur de l'aimant permanent	: H_{aim}	59.5	mm
Hauteur de l'ergot	: H_{ergot}	2.5	mm
Épaisseur de l'aimant permanent	: E_{aim}	16	mm
Ouverture de l'ergot	: O_{ergot}	9.6	mm
Hauteur de la dent statorique	: H_{ds}	19	mm
Hauteur de la culasse feuilletée	: H_s	12	mm
Hauteur de la culasse massive	: H_c	12	mm
Largeur de la dent statorique	: L_{ds}	19.5	mm
Longueur active	: L_a	70	mm
Partie amagnétique	: e_0	6	mm
Épaisseur du collecteur rotorique	: e_1	4	mm
Épaisseur e_2	: e_2	10	mm
Épaisseur du flasque statorique	: e_3	10	mm
Rayon du roulement	: R_{roul}	70	mm
Entrefer	: $Entrefer$	0.5	mm
Nombre d'encoches	: N_e	18	
Nombre de paire de pôles	: p	6	

TABLE 3.1 – Dimensions de la machine “test”

3.2. Modèle linéaire sans fuite

Les modèles présentés ci-dessous sont basés sur des hypothèses fortes, i.e les parties ferromagnétiques ont des perméabilités infinies et les fuites magnétiques ne sont pas prises en compte. Seules les sources de F.M.M et les réluctances des entrefers sont modélisées.

Selon la théorie de Park, trois grandeurs sont nécessaires pour évaluer les performances de la machine (les figures 3.3 et 3.4 présentent la structure qui va être modélisée) : le flux à vide φ_v , la perméance dans l'axe direct (axe d) \mathcal{P}_d et la perméance dans l'axe en quadrature (Axe q) \mathcal{P}_q . On présentera alors trois modèles réluctants qui permettront d'évaluer ces trois paramètres.

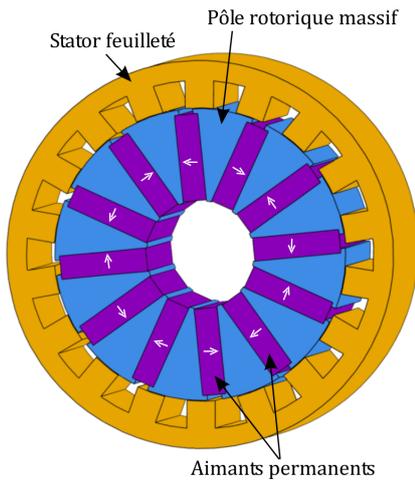


FIGURE 3.3 – Partie active de la MSAP-ConFDE

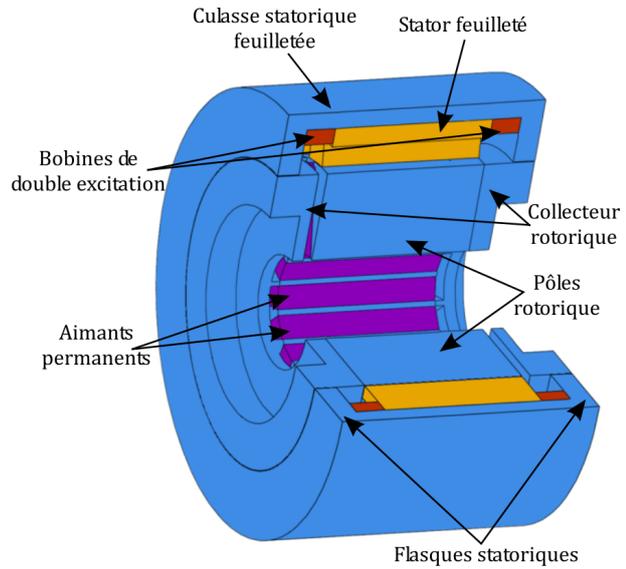


FIGURE 3.4 – Coupe 3D de la MSAP-ConFDE

3.2.1. Modèle du flux à vide

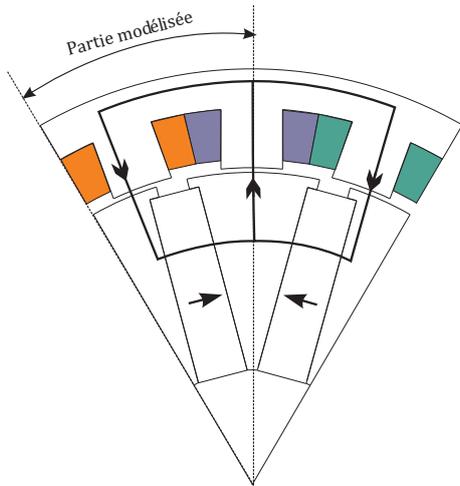


FIGURE 3.5 – Trajet de flux principal des aimants permanents (axe d)

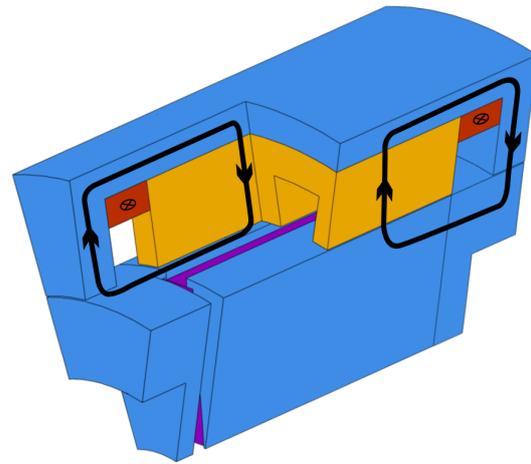


FIGURE 3.6 – Trajet de flux principal des bobines de double excitation (position axe d)

Le flux à vide est déterminé lorsque l'axe du rotor est dans la position qui correspond à l'axe direct (Axe d) de la machine (axe correspondant à la valeur maximale du flux à vide). Les bobines de l'induit ne sont pas alimentées, les seules sources de flux disponibles sont les aimants permanent et les bobines de double excitation. La position correspondant à l'axe d et les trajets du flux principal généré par les aimants permanent sont donnés sur la coupe 2D de la MSAP-ConFDE de la figure 3.5⁴. La figure 3.6 montre les trajets principaux du flux créé par les bobinages de double excitation. En considérant la périodicité de la structure et la symétrie des trajets du flux, on peut réduire la modélisation à un douzième de la machine. Le schéma réductant obtenu est donné sur la figure 3.7.

4. On rappelle que cette coupe 2D correspond à la partie active de la MSAP-ConFDE. Elle correspond aussi à une machine classique à aimants permanents à concentration de flux.

La partie centrale du modèle (plan <xoy>) correspond au trajet 2D du flux généré par les aimants permanents. Les autres parties du schéma réductant correspondent aux trajets des flux des bobinages de double excitation.

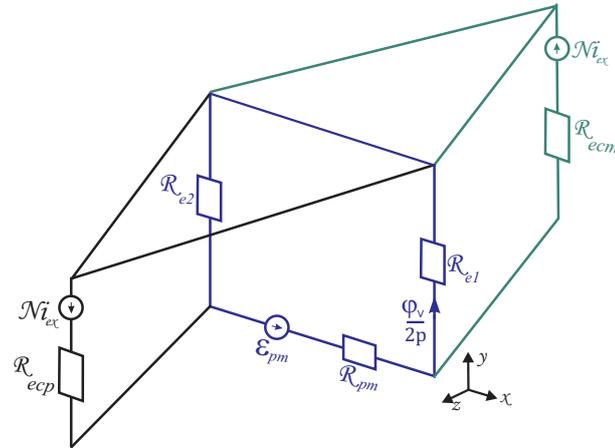


FIGURE 3.7 – Modèle linéaire sans fuites du flux à vide (axe d)

L'aimant permanent est modélisé par une source de force magnétomotrice notée ε_{pm} et d'une réluctance interne notée R_{pm} , où l'on a :

$$\varepsilon_{pm} = \frac{B_r E_{aim}}{\mu_0} \quad (3.1)$$

$$R_{pm} = \frac{1}{\mu_0} \frac{E_{aim}}{H_{aim} L_a} \quad (3.2)$$

- B_r : Induction rémanente de l'aimant permanent
- E_{aim} : Épaisseur de l'aimant
- H_{aim} : Hauteur de l'aimant
- L_a : Longueur active de la machine

Les réluctances modélisant l'entrefer au-dessous des dents statoriques dépendent de l'entrefer actif de la machine, de la largeur de la dent statorique, de la longueur active de la machine et de l'ouverture de l'ergot. Leurs expressions sont données par les équations 3.3 et 3.4.

$$R_{e1} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\text{entrefer}}{\frac{1}{2} L_{ds} L_a} \quad (3.3)$$

$$R_{e2} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\text{entrefer}}{\frac{1}{2} X_{e2} L_a} \quad \text{avec} \quad X_{e2} = R_{extr} \left(\frac{3\theta_{dent}}{2} + \theta_{encoche} - \frac{\theta_{pole}}{2} - \frac{\theta_{ergot}}{2} \right) \quad (3.4)$$

où

$$\begin{aligned} \theta_{dent} &= \frac{L_{ds}}{R_{ints}} \\ \theta_{encoche} &= \left(\frac{2\pi}{N_e} R_{ints} \right) - \theta_{dent} \\ \theta_{pole} &= \frac{\pi}{p} \\ \theta_{ergot} &= \frac{O_{ergot}}{R_{extr}} \end{aligned}$$

Les réluctances de l'entrefer non actif⁵ (R_{ecp} et R_{ecm}) modélisent l'entrefer qui sépare le collecteur rotorique des flasques statoriques. Ces réluctances dépendent de l'entrefer qui sépare les collecteurs

5. Cet entrefer est dit non actif parce qu'il ne contribue pas directement à la conversion d'énergie donc à la production du couple électromagnétique.

rotoriques, de l'épaisseur des flasques statoriques et de l'ouverture polaire. Leur expression est donnée par l'équation 3.5.

$$R_{ecp} = R_{ecm} = \frac{1 \text{ entrefer}}{\mu_0 \frac{\pi}{p} R_{ints} e_3} \quad (3.5)$$

Le calcul de l'amplitude du flux à vide en fonction des différentes sources et ré reluctances du modèle est donc possible. Il est donné par l'équation suivante :

$$\varphi_v = p \frac{E_{pm} A - N I_{ex} B}{Den} \quad (3.6)$$

Avec

$$Den = 2R_{e2}(R_{pm}R_{e1} + R_{pm}R_{ecm} + R_{e1}R_{ecm} + R_{ecp}R_{e1} + R_{ecp}R_{ecm}) + R_{ecp}(R_{pm}R_{e1} + R_{pm}R_{ecm} + R_{e1}R_{ecm})$$

$$A = (2.R_{e2}E_{pm}R_{ecm} + 2.R_{ecp}E_{pm}R_{ecm})$$

$$B = (2R_{e2}R_{pm} + 2R_{ecp}R_{pm} + 2R_{ecp}R_{e2} - 2R_{ecm}R_{e2})$$

Les résultats obtenus par ce modèle ont été comparés à ceux obtenus par les simulations éléments finis 3D linéaire (figure 3.8). En dépit de la simplicité du modèle développé, nous constatons que l'efficacité de la bobine de double excitation ($\frac{\partial \varphi}{\partial N I_{ex}}$) déterminée analytiquement est équivalente à celle obtenue par E.F. 3D. L'écart relatif entre les deux modèles dépassant les 40% pour $N I_{ex} = -300 \text{ Atr}$, met en évidence l'existence de fuites assez importantes au niveau de la structure. A noter que le modèle E.F. 3D utilisé est bien linéaire, mais prend néanmoins, en compte les fuites magnétiques qui peuvent exister dans la structure étudiée. Le modèle ré luctant ici présenté les néglige en totalité.

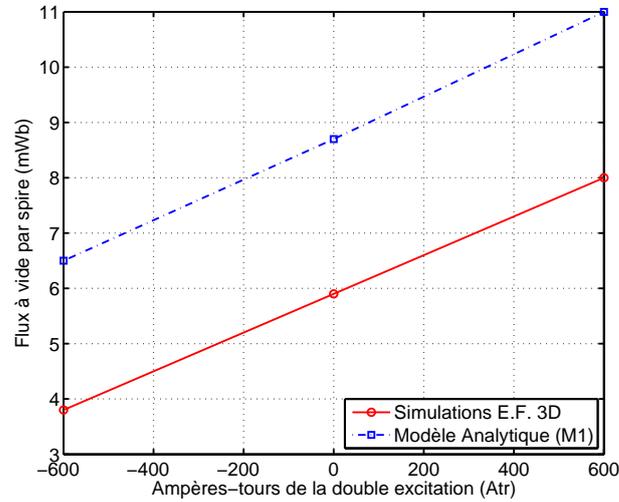


FIGURE 3.8 – Comparaison des résultats obtenus par le modèle analytique et les simulation E.F. 3D

3.2.2. Modèle de la perméance dans l'axe direct (\mathcal{P}_d)

La perméance dans l'axe direct est obtenue pour la même position du rotor par rapport au stator que celle pour le flux à vide. Cependant, les aimants permanents sont éliminés, i.e remplacés par de l'air, et les bobines de l'induit sont alimentées par des courants dans l'axe d : la phase A est alimentée par des ampères-tours qui valent $N I_D$ alors que les phase B et C sont alimentées par $-\frac{N I_D}{2}$.

Le flux généré par les bobines d'induit semble alors être principalement dans le plan $\langle xoy \rangle$ de la machine, i.e. dans sa partie active (figure 3.9). Ce flux doit traverser le logement réservé aux aimants permanents, caractérisés par une perméabilité relative unitaire, ce qui augmente considérablement la réluctance de ce trajet. Le rapport entre la réluctance du logement de l'aimant permanent et de l'entrefer non actif de la double excitation $\left(\frac{\mathcal{R}_{pm}}{\mathcal{R}_{ecp-m}}\right)$ peut favoriser le trajet axial illustré sur la figure 3.10.

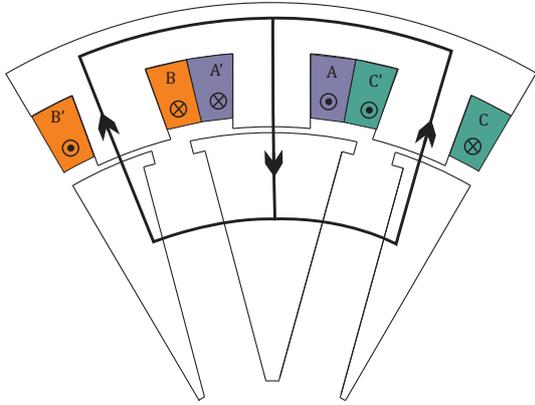


FIGURE 3.9 – Trajet de flux principal des bobines d'induit (axe d)

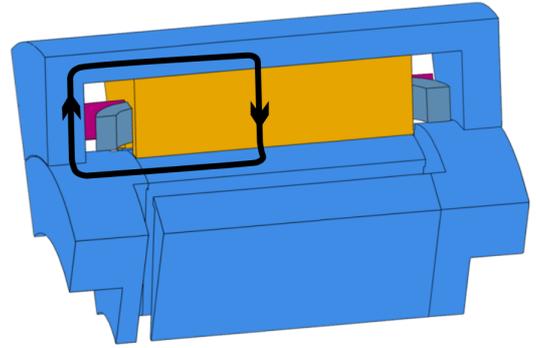


FIGURE 3.10 – Trajet de flux par les parties ferromagnétiques de la double excitation (axe d)

En se basant sur les trajets de flux des figures 3.9 et 3.10, le schéma réluctant de la perméance dans l'axe d a été établi (figure 3.11).

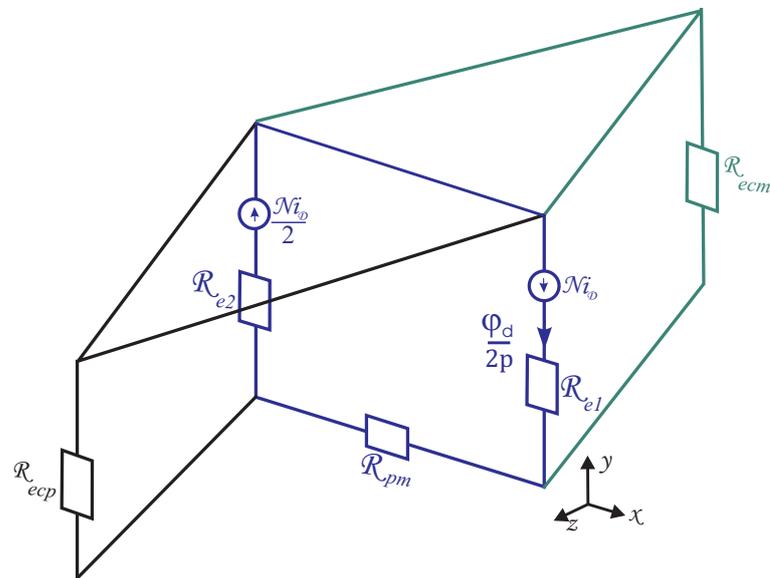


FIGURE 3.11 – Modèle linéaire sans fuites et sans fer de la perméance dans l'axe direct \mathcal{P}_d (axe q)

L'inversion du modèle permet de déterminer l'expression de la la perméance dans l'axe direct :

$$\mathcal{P}_d = \frac{\varphi_d}{NI_D} = -p \frac{(2R_{ecm}R_{e2} + 2R_{e2}R_{pm} + 3R_{ecp}R_{ecm} + 2R_{ecp}R_{pm} + R_{ecp}R_{e2})}{Den} \quad (3.7)$$

avec Den donnée par l'équation 3.6.

On donne dans le tableau les valeurs numériques de la perméance \mathcal{P}_d obtenues par les simulations E.F.3D et par le modèle analytique.

Modèle Analytique	$10.5 \mu H$
Simulation EF 3D	$13.5 \mu H$

TABLE 3.2 – Perméance dans l'axe direct - Comparaison entre résultat analytique et simulation E.F. 3D

L'erreur relative entre les deux modèles est assez importante (de l'ordre de 22%). Cependant, elle peut être considérée acceptable compte tenue de la simplicité du modèle présenté ci-dessus. Ces écarts sont justifiés par l'existence des fuites électromagnétiques dans le modèle numérique.

3.2.3. Modèle de la perméance dans l'axe en quadrature (\mathcal{P}_q)

Pour ce modèle, l'axe du rotor est en quadrature électrique par rapport à l'axe du stator, c'est à dire dans la position de l'axe q. Les bobines d'induit sont les seules sources de flux électromagnétique. Ces bobines sont alimentées avec des courants dans l'axe q : NI_Q dans la phase A et $-\frac{NI_Q}{2}$ dans les phases B et C. Les trajets des flux principaux générés se déclinent, comme pour le cas de l'axe d, en trajets bidimensionnels (figure 3.12) et tridimensionnels (figure 3.13).

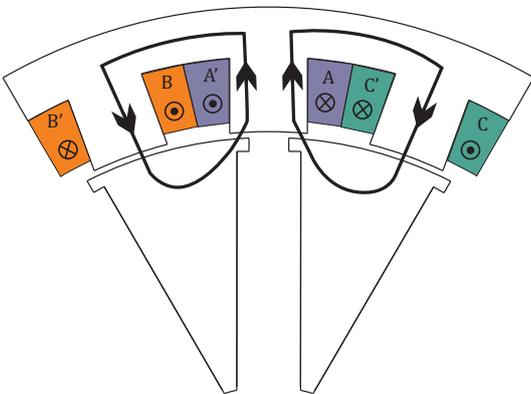


FIGURE 3.12 – Trajet de flux 2D dans l'axe en quadrature (Axe q)

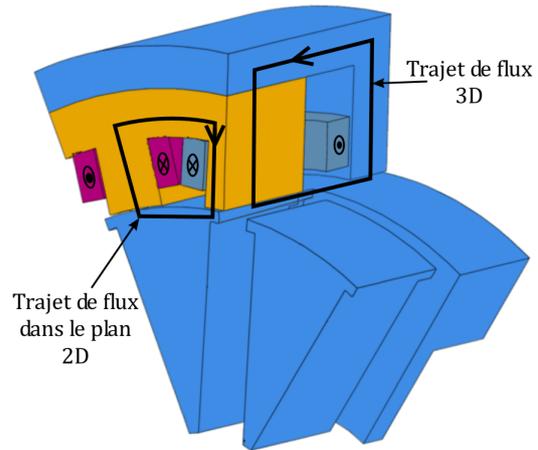


FIGURE 3.13 – Trajet de flux traversant par les parties ferromagnétiques de la double excitation (axe q)

Le schéma réductant (figure 3.14) obtenu modélise un sixième de la machine, donc une paire de pôle de la structure.

Les réluctances de l'entrefer actif de la machine sous les dents extrêmes de la machine (R_{e1} et R_{e3}) sont égales et dépendent de l'entrefer, de la longueur active de la machine et de la largeur de la dent statorique. Leurs expressions sont données par l'équation 3.8.

$$R_{e1} = R_{e3} = \frac{1}{\mu_0} \frac{Entrefer}{L_{ds}L_a} \quad (3.8)$$

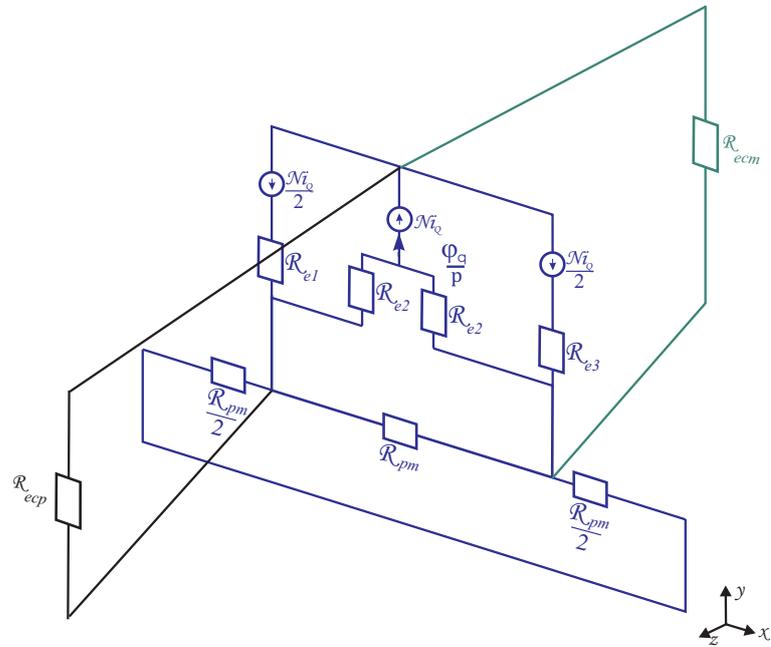


FIGURE 3.14 – Modèle linéaire sans fuites et sans fer dans l'axe en quadrature (axe q)

Quant à l'entrefer actif sous la dent centrale, nous supposons que le tube de flux a une forme trapézoïdale (figure 3.15). L'expression de la réluctance après intégration est donnée par l'équation suivante :

$$R_{e2} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\text{Ln} \left(\frac{L_{ds}}{L_{ds} - O_{ergot}} \right)}{\frac{L_a O_{ergot}}{2 \text{Entrefer}}} \quad (3.9)$$

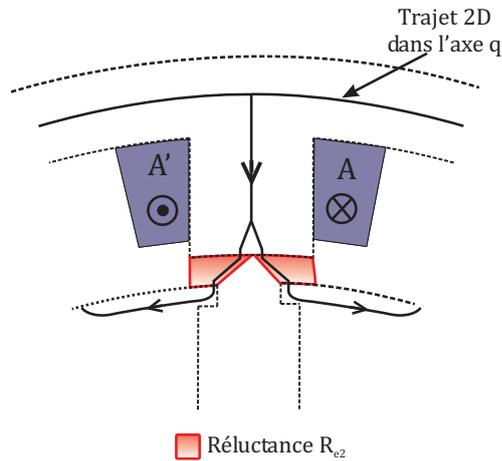


FIGURE 3.15 – Agrandissement du trajet du flux au niveau de la dent centrale et forme du tube de flux de la réluctance R_{e2}

Après inversion du modèle analytique obtenu, la perméance \mathcal{P}_q en fonction des différentes réluctances du modèle peut être déterminée :

$$\mathcal{P}_q = \frac{\varphi_q}{NI_Q} = p \frac{\text{Num}}{\text{Den}} \quad (3.10)$$

Avec

$$\begin{aligned}
Num &= 6R_{ecp}R_{e1}R_{ecm}R_{e2} + 5R_{e2}R_{e1}R_{pm}R_{ecm} + 6R_{ecp}R_{e2}R_{pm}R_{ecm} + 3R_{ecp}R_{e1}R_{pm}R_{ecm} \\
&+ 2R_{pm}R_{ecm}R_{e1}R_{e3} + 3R_{pm}R_{ecm}R_{ecp}R_{e3} + 4R_{pm}R_{e3}R_{e2}R_{e1} + 5R_{pm}R_{e2}R_{ecp}R_{e3} \\
&+ 4R_{e2}R_{ecp}R_{e1}R_{e3} + 4R_{ecm}R_{e2}R_{e1}R_{e3} + 6R_{ecm}R_{e2}R_{ecp}R_{e3} + 2R_{ecp}R_{e1}R_{pm}R_{e3} \\
&+ 2R_{ecp}R_{e1}R_{pm}R_{e3} \\
Den &= 2((R_{e2}^2(R_{ecp}R_{e1}R_{ecm} + R_{ecp}R_{e1}R_{e3} + R_{pm}R_{ecm} + R_{e3}R_{ecm} + R_{ecp}R_{pm}R_{ecm} \\
&+ R_{ecp}R_{pm}R_{e3} + R_{ecp}R_{e3}R_{ecm} + R_{e1}R_{pm}R_{e3}) + R_{e1}R_{e2}R_{e3}(2R_{ecp}R_{ecm} \\
&+ R_{pm}R_{ecm} + R_{ecp}R_{pm}) + R_{ecp}R_{e2}R_{pm}R_{ecm}R_{e3} + R_{ecp}R_{e1}R_{pm}R_{ecm}R_{e2} \\
&+ R_{ecp}R_{e1}R_{pm}R_{ecm}R_{e3})
\end{aligned}$$

La comparaison de la valeur de la perméance \mathcal{P}_q obtenue par le modèle analytique à celle obtenue par le modèle numérique montre un écart d'environ 3.1 % (tableau 3.3). Le flux de l'axe q étant bien canalisé au niveau du fer (caractérisé par une perméabilité linéaire $\mu_r = 10^4$ pour les simulations E.F. 3D) les fuites magnétiques sont limitées (voir sur la figure 3.16 les tracés des lignes de champ pour la partie centrale de la machine). Ceci justifie l'écart réduit obtenu entre le modèle analytique et le modèle E.F.3D.

Modèle Analytique	16 μH
Simulation E.F. 3D	15.5 μH

TABLE 3.3 – Perméance dans l'axe en quadrature - Comparaison entre les résultats analytiques et de simulations E.F. 3D

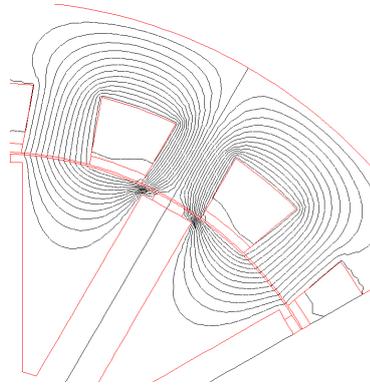


FIGURE 3.16 – Tracé des lignes de champ pour la partie centrale de la MSAPConFDE

A partir des modèles présentés dans les précédents paragraphes, trois paramètres électromagnétiques fondamentaux φ_v , \mathcal{P}_d et \mathcal{P}_q pour calculer les performances de la machine peuvent être déterminés. Afin de lier ces paramètres aux équations du couple électromagnétique, à la vitesse de rotation et aux paramètres de commande de la machine, nous nous basons sur le modèle de Park premier harmonique sans pertes de la MSAPConFDE. Les équations nécessaires à l'évaluation des performances électromagnétiques de la structure sont données dans le paragraphe qui suit.

3.3. Modèle de Park au premier harmonique

Les figures 3.17 et 3.18 présentent les circuits équivalents dans l'axe d et l'axe q du référentiel de Park du modèle premier harmonique sans pertes [10, 81].

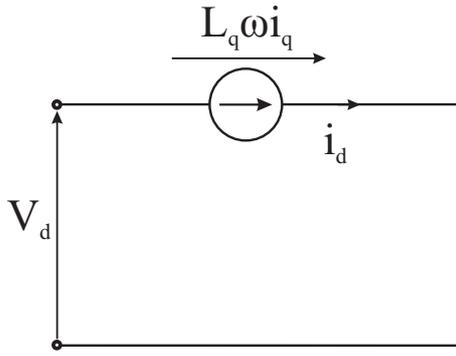


FIGURE 3.17 – Schéma équivalent de Park dans l'axe d, sans pertes

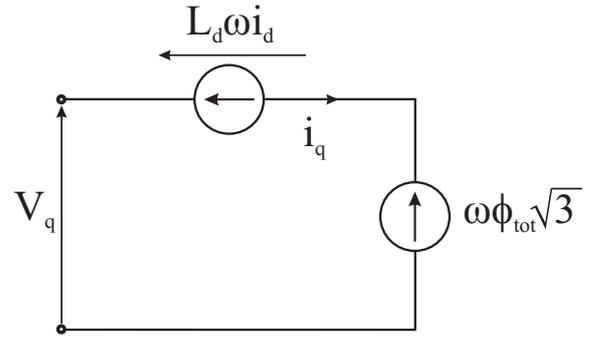


FIGURE 3.18 – Schéma équivalent de Park dans l'axe q, sans pertes

Le flux d'excitation dans la MSDE se décompose en deux composantes ; un premier flux créé par les aimants permanents et un deuxième flux fourni par la bobine de double excitation :

$$\phi_{tot} = (\phi_{aim} + k_{exc}I_{exc}) = k_f \cdot \phi_{max} \quad (3.11)$$

où :

- I_{exc} courant de double excitation.
- k_{exc} mutuelle inductance modélisant le circuit d'excitation.
- ϕ_{aim} module du flux d'excitation des aimants permanents.
- k_f coefficient d'excitation.
- ϕ_{max} module maximal du flux d'excitation total

A partir des circuits équivalents présentés ci-dessus, on peut déduire les expressions des tensions d'alimentations (équation 3.12), de la puissance électromagnétique P_{em} (équation 3.15) et du couple électromagnétique C_{em} (équation 3.16).

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -wL_q \\ wL_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + w\phi_{tot}\sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

où :

- i_d, i_q décomposition du courant d'induit selon, respectivement, l'axe d et l'axe q.
- v_d, v_q décomposition de la tension d'alimentation selon, respectivement, l'axe d et l'axe q.
- ϕ_{tot} module du flux à vide total ($\phi_{tot} = \phi_{aim} + \phi_{Dex}$) dans le repère de Park.
- L_d, L_q composantes respectives dans l'axe d et q de l'inductance cyclique de la réaction magnétique d'induit.
- w pulsation électrique.
- p Nombre de paires de pôles de la machine.

Le diagramme de Fresnel correspondant à l'équation d'alimentation est donné sur la figure 3.19.

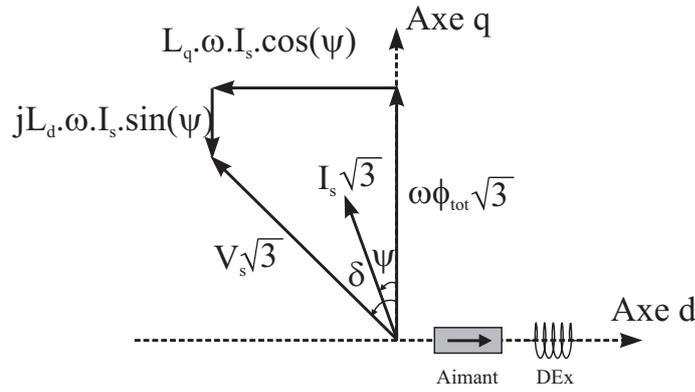


FIGURE 3.19 – Diagramme vectoriel

On peut alors en déduire le module de la tension d'alimentation

$$3V_s^2 = w^2 \left((\phi_{tot}\sqrt{3} + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2 \right) \quad (3.13)$$

$$\sqrt{3}V_s = w \sqrt{(\phi_{tot}\sqrt{3} + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \quad (3.14)$$

$$P_{em} = w(\sqrt{3}\phi_{tot}i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (3.15)$$

$$C_{em} = p(\sqrt{3}\phi_{tot}i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (3.16)$$

L'équation 3.16 met en évidence l'existence de deux types de couple différents dans ces machines : un premier couple dit "hybride" dû à la présence des aimants permanents et un second couple dit "réductant" dû à la présence de la saillance au niveau du rotor.

$$\text{Couple hybride} \quad C_{em\ hybride} = p\phi_{tot}i_q\sqrt{3}$$

$$\text{Couple réductant} \quad C_{em\ réductant} = p(L_d - L_q)i_d i_q$$

Le nombre de spires de l'induit n'est pas un paramètre dimensionnant dans la machine. On modifie alors les expressions de la tension de l'induit, du couple électromagnétique et de la puissance électromagnétique pour éliminer le nombre de spires.

Soit les nouveaux paramètres indépendants du nombre de spires (n) :

$$\mathcal{V}_s = \frac{V_s}{n} \quad (3.17)$$

$$NI_s = n \cdot I_s \quad (3.18)$$

$$\mathcal{P}_d = \frac{L_d}{n^2} \quad (3.19)$$

$$\mathcal{P}_q = \frac{L_q}{n^2} \quad (3.20)$$

$$\varphi_{tot} = \frac{\phi_{tot}}{n} \quad (3.21)$$

On obtient alors l'expression de la tension statorique par spire donnée par l'équation 3.22.

$$\mathcal{V}_s^2 = w^2(\varphi_{tot}^2 + 2\varphi_{tot}\mathcal{P}_d NI_s \sin(\psi) + NI_s^2(\mathcal{P}_d^2 \sin^2(\psi) + \mathcal{P}_q^2 \cos^2(\psi))) \quad (3.22)$$

avec :

$$i_d = -\sqrt{3}I_s \cdot \sin(\psi) \text{ et } i_q = \sqrt{3}I_s \cdot \cos(\psi) \quad (3.23)$$

De même pour le couple et la puissance électromagnétique :

$$C_{em} = 3p(\varphi_{tot}NI_s \cos(\psi) + (\mathcal{P}_d - \mathcal{P}_q)NI_s^2 \sin(2\psi)) \quad (3.24)$$

$$P_{em} = 3w(\varphi_{tot}NI_s \cos(\psi) + (\mathcal{P}_d - \mathcal{P}_q)NI_s^2 \sin(2\psi)) \quad (3.25)$$

3.4. Établissement de la méthodologie de pré-dimensionnement optimal de la MSAPConFDE

A ce stade de l'étude, nous disposons de deux types de modèles :

- Des modèles réductants qui permettent de relier les paramètres de la MSAPConFDE (dimensions, induction rémanente des aimants permanents et les courants d'alimentations) au flux à vide dans la structure et aux perméances dans les axes direct et en quadrature (figure 3.20).

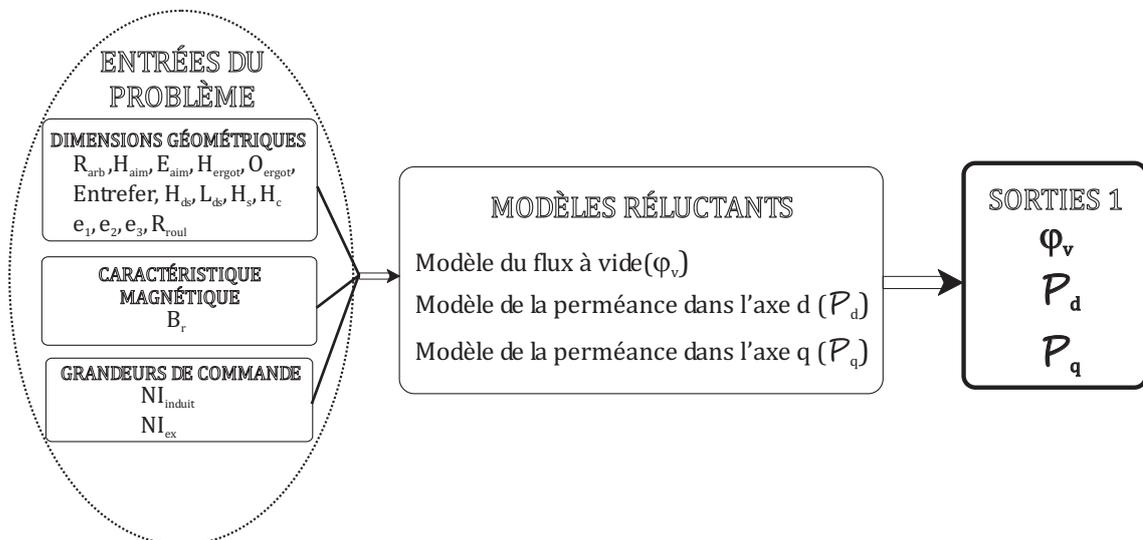


FIGURE 3.20 – Modèles Réductants

- D'un modèle de Park premier harmonique sans pertes qui permet de relier ces derniers paramètres aux performances électromagnétiques de la machine (figure 3.21).

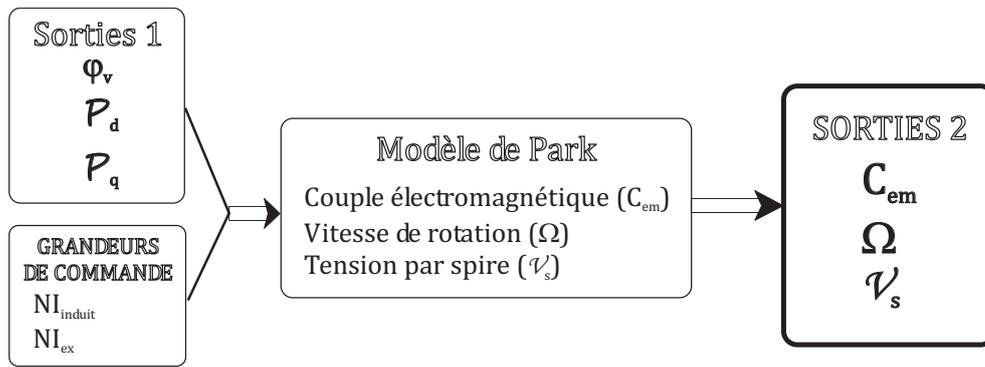


FIGURE 3.21 – Modèle de Park

Il demeure alors à développer une stratégie de pré-dimensionnement optimal de la MSAPConFDE. Nous rappelons que le but de cette stratégie est de déterminer les paramètres de la machine (Entrées du problème, figure 3.20) en fonction des performances (Sorties 2, figure 3.21) demandées.

Les travaux de L. Vido ont permis de mettre en place une démarche de pré-dimensionnement de la machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux classique, basée sur le même couple de modèles (Réductants et Park) et sur une approche inverse : partant d'un cahier des charges donné, l'inversion du modèle de Park permet de trouver les paramètres électromagnétiques (φ_v , P_d et P_q) que doivent assurer les machines solutions du problème. Il en suit une détermination des paramètres de la machine par les modèles réductants inversés⁶. Cette approche présente un certain nombre d'avantages :

- Grâce à l'inversion analytique des différents modèles, réductants et de Park, la totalité des machines calculées garantissent les performances théoriques demandées.
- Les machines qui ne respectent pas les contraintes en termes de performances ne sont pas évaluées par les modèles réductants, le temps de calcul est ainsi réduit.

Elle présente également quelques inconvénients :

- L'inversion numérique des modèles les plus complets de la MSAPConF pose des problèmes de convergence numérique.
- La détermination des paramètres de la machine est basée sur une méthode paramétrique. Afin d'assurer l'optimalité des machines solutions obtenues, le pas de discrétisation des différents paramètres à scruter doit être réduit. Cela augmente considérablement le temps de calcul nécessaire à l'obtention des solutions.

Pour la MSAPConFDE, l'inversion analytique des différents modèles réductants était dépendante de leur complexité et elle s'est avérée impossible dès l'ajout des réductances des parties ferromagnétiques dans les différents schémas. Une inversion numérique a donc été adoptée. Ayant conscience des problèmes de convergence lors de la résolution des problèmes inverses, rencontré par L. Vido pendant ses travaux de thèse, nous avons alors adopté une approche directe de dimensionnement. A partir des paramètres de la structure nous évaluons ses performances qui seront comparées aux performances imposées par le cahier des charges. Deux cas se présentent : si la machine obtenue assure les performances du cahier des charges, la structure est retenue ; sinon elle est éliminée et une nouvelle structure est évaluée (figure 3.22).

6. Nous différencions les trois termes suivants : les paramètres magnétiques (Flux à vide, Perméances direct et en quadrature), les performances électromagnétiques (couple, puissance, vitesse de rotation) et les paramètres de la machine (dimensions géométriques, propriétés magnétiques des parties ferromagnétiques et des aimants permanents).

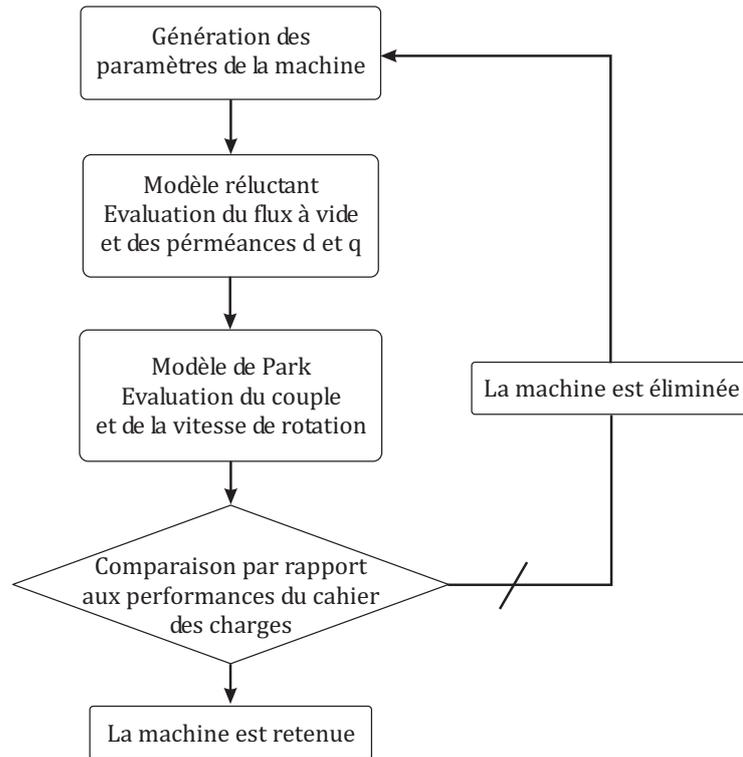


FIGURE 3.22 – Principe du dimensionnement dans le sens direct

La génération des paramètres des structures à évaluer peut être assurée par une méthode paramétrique qui consisterait à balayer toutes les valeurs possibles pour chaque paramètre ou par des méthodes plus évoluées comme les algorithmes d’optimisation. Nous avons alors choisi d’adopter l’algorithme génétique (formulation NSGA-II [82, 83]).

3.4.1. Détermination des différents paramètres de la machine

L’exploitation de cet algorithme pour générer des dimensions de la MSAPConFDE pose des problèmes au niveau des modèles réductants : les dimensions géométriques générées doivent correspondre à des structures valides tel que $R_{ext} > R_{ints}$, $R_{arb} < R_{extr}$ etc. Nous adoptons alors un ensemble de relations issues de l’expérience des concepteurs qui peuvent guider l’algorithme dans le choix de certains paramètres de la machine.

A partir d’un volume externe maximal, nous définissons les deux premiers coefficients ($k_{R_{ext}}$ et L_{ext}) qui permettent de trouver, lorsqu’elles existent, des machines avec des volumes plus petits que le volume maximal imposé (défini par $R_{ext Max}$ et $L_{ext Max}$). Tous les coefficients présentés ci-dessous sont inférieurs à l’unité et la borne inférieure de l’intervalle de variation est choisie par le concepteur.

$$R_{ext} = k_{R_{ext}} R_{ext Max} \text{ avec } k_{R_{ext}} \in [k_{R_{ext} min}, k_{R_{ext} max}] \quad (3.26)$$

$$L_{ext} = k_{L_{ext}} L_{ext Max} \text{ avec } k_{L_{ext}} \in [k_{L_{ext} min}, k_{L_{ext} max}] \quad (3.27)$$

Le rayon d’entrefer de la machine (R_e) est défini par un pourcentage $k_{R_{entrefer}}$ du rayon extérieur de la machine :

$$R_e = k_{R_{entrefer}} R_{ext} \text{ avec } k_{R_{entrefer}} \in [k_{R_{entrefer} min}, k_{R_{entrefer} max}] \quad (3.28)$$

De même pour la longueur active de la machine, calculée par la relation suivante :

$$L_a = k_{La}L_{ext} \text{ avec } k_{La} \in [k_{La\ min}, k_{La\ max}] \quad (3.29)$$

Les entrefers de la machine (actif et non actif) ont été fixés comme des entrées du problème de dimensionnement et non pas comme des variables d'optimisation. On peut alors déduire le rayon externe du rotor et le rayon interne du stator :

$$R_{rotor} = R_e - \frac{Entrefer}{2} \quad (3.30)$$

$$R_{stator\ interne} = R_e + \frac{Entrefer}{2} \quad (3.31)$$

Avec : *Entrefer* : entrefer actif de la machine.

A partir du rayon du rotor, la hauteur de l'ergot peut être déterminée. Cet élément du rotor est dimensionné essentiellement sur des critères mécaniques afin d'assurer la tenue mécanique des aimants permanents. Toutefois, ne disposant pas de relation entre les contraintes équivalentes de Von Misses et les dimensions de l'ergot, on a choisi de dimensionner l'ergot en se basant sur des critères géométriques. On définit alors un coefficient de hauteur de l'ergot telle que :

$$H_{ergot} = k_{Hergot}R_{rotor} \text{ avec } k_{Hergot} \in [k_{Hergot\ min}, k_{Hergot\ max}] \quad (3.32)$$

Nous définissons également un coefficient pour déterminer la hauteur de l'aimant permanent tout en s'assurant de garder une cote non nulle pour le rayon d'arbre qui pourra être obtenue par déduction (équation 3.34).

$$H_{aim} = k_{Haim}(R_{rotor} - H_{ergot}) \text{ avec } k_{Haim} \in [k_{Haim\ min}, k_{Haim\ max}] \text{ telle que } k_{Haim\ max} < 1 \quad (3.33)$$

$$R_{arb} = R_{rotor} - H_{aim} - H_{ergot} \quad (3.34)$$

Le rayon de l'arbre doit assurer une cote minimale calculée en se basant sur des critères mécaniques. L'équation 3.35 donne le rayon d'arbre minimal qui est déterminé en se basant sur des critères de flexion statique.

$$R_{arb\ min} = \frac{1}{2}k_{securite} \sqrt{\frac{L_{ext}^4 g \pi (64\rho_a - 40\rho_r) + \sqrt{(L_{ext}^4 g \pi (64\rho_a - 40\rho_r))^2 + (30720\pi^2 E y_{adm} \rho_r g L_{ext}^4 D_{rext}^2)}}{384\pi E y_{adm}}} \quad (3.35)$$

Avec

- L_{ext} : Longueur totale de la machine (m).
- ρ_a : Masse volumique du matériau de l'arbre (kg/m^3).
- ρ_r : Masse volumique du matériau du rotor (kg/m^3).
- E : Module de Young du matériau de l'arbre (MPa).
- y_{adm} : Déformation maximale admissible (m).
- g : Intensité du champ du pesanteur ($9.81m/s^2$).
- D_{rext} : Diamètre externe du rotor (m).
- $k_{securite}$: Coefficient de sécurité fixé à 2.

Pour déterminer l'épaisseur de l'aimant permanent, nous nous basons sur des critères géométriques. Connaissant le nombre de paires de pôles de la machine et le rayon de l'arbre, on détermine l'épaisseur maximale de l'aimant permanent qui correspond à $\gamma = 0\ mm$ (figure 3.23). Un coefficient dit d'épaisseur d'aimant est ensuite introduit.

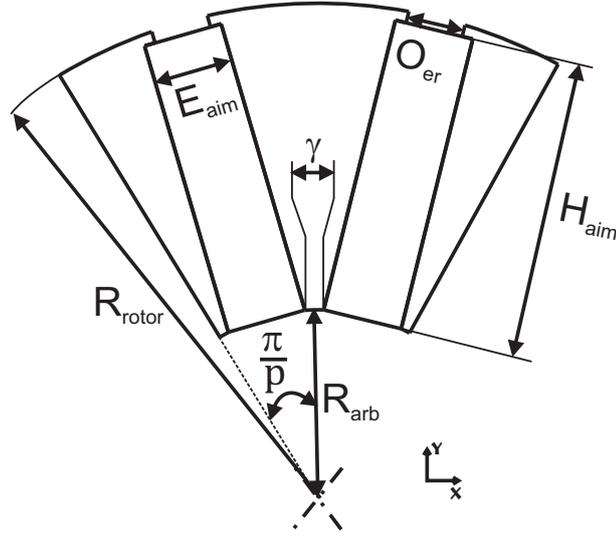


FIGURE 3.23 – Différents paramètres nécessaires à la détermination de l'épaisseur maximale de l'aimant permanent

$$E_{aim} = k_{Eaim} \frac{\pi}{p} R_{arb} \text{ avec } k_{Eaim} \in [k_{Eaim\ min}, k_{Eaim\ max}] \quad (3.36)$$

En adoptant le même principe pour les autres dimensions, on obtient les relations suivantes :

Largeur de la dent statorique

$$L_{ds} = k_{Lds} \frac{2\pi}{N_e} \text{ avec } k_{Lds} \in [k_{Lds\ min}, k_{Lds\ max}] \quad (3.37)$$

Hauteur de la dent statorique

$$H_{ds} = k_{Hds} (R_{ext} - R_{ints}) \text{ avec } k_{Hds} \in [k_{Hds\ min}, k_{Hds\ max}] \quad (3.38)$$

Hauteur de la culasse statorique feuilletée

$$H_s = k_{Hs} (R_{ext} - R_{ints} - H_{ds}) \text{ avec } k_{Hs} \in [k_{Hs\ min}, k_{Hs\ max}] \quad (3.39)$$

Hauteur de la culasse statorique massive propre à la double excitation

$$H_c = R_{ext} - R_{ints} - H_{ds} - H_s \quad (3.40)$$

Épaisseur de la partie amagnétique qui sépare le collecteur rotorique de la partie active du rotor

$$e_0 = \frac{k_{e0} (L_{ext} - L_a)}{2} \text{ avec } k_{e0} \in [k_{e0\ min}, k_{e0\ max}] \quad (3.41)$$

Épaisseur de la partie e_1

$$e_1 = \frac{k_{e1} (L_{ext} - L_a - 2e_0)}{2} \text{ avec } k_{e1} \in [k_{e1\ min}, k_{e1\ max}] \quad (3.42)$$

Épaisseur de la partie d'épaisseur e_2

$$e_2 = \frac{k_{e2}(L_{ext} - L_a - 2(e_0 + e_1))}{2} \text{ avec } k_{e2} \in [k_{e2min}, k_{e2max}] \quad (3.43)$$

Épaisseur des flasques statoriques

$$e_3 = \frac{(L_{ext} - L_a - 2(e_0 + e_1 + e_2))}{2} \quad (3.44)$$

Le processus décrivant le choix des 17 dimensions s'achève avec la détermination de l'épaisseur des flasques statoriques.

3.4.2. Cahier des charges

Malgré la simplicité des modèles analytiques précédemment présentés, plusieurs problématiques de pré-dimensionnement peuvent d'ores et déjà être abordées :

- Problématique mono-point : le concepteur s'intéresse dans cette approche à optimiser la machine pour un seul point de fonctionnement, point du régime permanent, caractérisé par un couple et une vitesse de rotation donnés, sans se soucier des autres points de fonctionnement de la machine.
- Problématique mono-point sous contraintes de fonctionnement : le concepteur optimise la structure pour un point de fonctionnement (C, Ω) , le point de fonctionnement correspondant au régime permanent, mais d'autres points de fonctionnement doivent être atteints. Cette approche ne garantit pas l'optimalité de la solution en ces derniers points de fonctionnement, mais constitue une amélioration de la problématique précédente.
- Problème à plusieurs points de fonctionnement ou sur un cycle de fonctionnement : le concepteur optimise la structure pour tous les points de fonctionnement de la structure. Dans le cas d'un véhicule hybride, le cycle est caractérisé par un nombre très important de points de fonctionnement. La mise en place d'un modèle thermique qui prenne en compte les effets transitoires est donc nécessaire et l'optimisation de la commande de la machine pour chaque point de fonctionnement doit être considérée.

Pour notre étude, nous avons choisi de nous intéresser à deux problématiques d'optimisation :

Problématique 1

Optimisation sur trois points de fonctionnement : un point de fonctionnement le plus sollicité (85 % du cycle de fonctionnement), décrit par un couple C_{ps} et une vitesse de rotation Ω_{ps} ; un point dit de base (Ω_b, C_b) sollicité pendant 5 % du cycle de fonctionnement ; et un point de vitesse maximale $(\Omega_{lim}, C_{lim} = 0 Nm)$ (pendant 10 % du cycle de fonctionnement). La machine est optimisée en termes de pertes Joule totales sur son cycle de fonctionnement. Les densités de courants au niveau de l'induit et des doubles excitations ne dépassent pas des valeurs maximales fixées par le concepteur ($J_{induit-Max}$ et $J_{Dex-Max}$). Une stratégie de commande a ainsi été fixée pour assurer les trois points en question :

1. La stratégie de commande Ampère maximal a été choisie . Pour atteindre le point de fonctionnement à vitesse maximale (Ω_{lim}) , l'exploitation du défluxage électronique, en plus du défluxage par les bobines de double excitation, n'est pas exclue.
2. Le point de base est atteint pour des ampères-tours positifs de la double excitation.

Le cahier des charges est résumé sur la figure 3.24 et les différentes valeurs adoptées sont données sur le tableau 3.4[11].

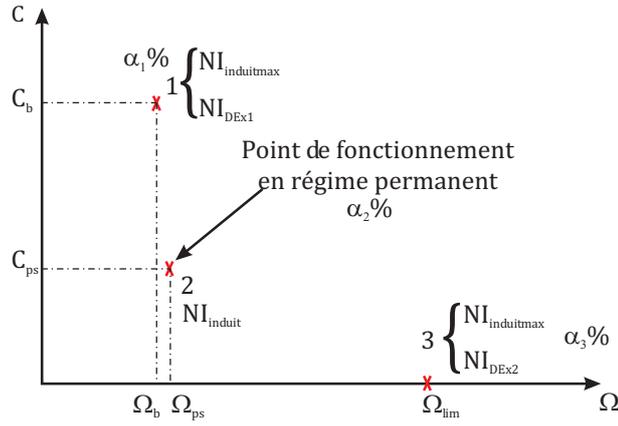


FIGURE 3.24 – Le point à optimiser et les deux points à assurer dans le plan couple - vitesse

Grandeur	Valeur
C_b	130 Nm
Ω_b	2500 tr/min
C_{ps}	65 Nm
Ω_{ps}	2750 tr/min
Ω_{lim}	8000 tr/min
$J_{induit Max}$	15 A/mm ²
$J_{Dex Max}$	10 A/mm ²
α_1	5 %
α_2	85 %
α_3	10 %

TABLE 3.4 – Cahier des charges de la première problématique de pré-dimensionnement optimal

Pour déterminer la vitesse maximale de fonctionnement, nous exploitons la formule analytique de la thèse de Y. Amara [10] donnée ci-dessous :

- Si $P_d^* \geq k_{fmin}$: la vitesse maximale est théoriquement infinie pour cette stratégie de commande.
- Si $P_d^* < k_{fmin}$: la vitesse maximale peut être calculée par l'équation 3.45.

$$\Omega_{max} = \frac{V_{max}}{p\Phi_{max}(k_{fmin} - L_d^*)} = \frac{V_{max \text{ par spire}}}{p\varphi_{max}(k_{fmin} - P_d^*)} \quad (3.45)$$

Avec

k_{fmin} : le coefficient de désexcitation de la machine définie telle que :

$$k_{fmin} = \frac{\varphi_{vmin}}{\varphi_{vmax}} \quad (3.46)$$

et P_d^* : la perméance dans l'axe direct normalisée définie telle que :

$$P_d^* = \frac{NI_s P_d}{\varphi_{vmax}} \quad (3.47)$$

Problématique 2 : mono-point de fonctionnement

Cette problématique permet de poursuivre l'étude de la MSAPConFDE présentée dans le deuxième chapitre. Nous cherchons ici des structures qui permettent d'assurer un point de fonctionnement caractérisé par un couple C_b atteint pour le flux d'excitation maximal (flux de l'aimant + flux de la double excitation) et de garantir une excursion du flux maximal. Les densités de courants au niveau de l'induit

et des bobines de double excitation sont fixées à des valeurs maximales ($J_{induit-Max}$, $J_{Dex-Max}$). Le tableau suivant présente les valeurs que nous avons adoptées pour cette problématique.

Grandeur	Valeur
C_b	130 Nm
$J_{induit Max}$	15 A/mm ²
$J_{Dex Max}$	10 A/mm ²

TABLE 3.5 – Cahier des charges pour la seconde problématique

3.4.3. Première problématique de pré-dimensionnement

3.4.3.1. Les contraintes du problème

Nous présentons dans ce paragraphe les différentes contraintes du problème de pré-dimensionnement optimal que nous divisons en quatre catégories :

1. Les contraintes dues à la commande.
2. Les contraintes sur les performances à assurer.
3. Les contraintes dues aux modèles réductants.
4. Les contraintes spécifiques aux premiers modèles réductants.

Les contraintes dues à la commande

Ce sont les contraintes aux niveaux des tensions et du courant démagnétisant.

En se basant sur la théorie classique de défluxage, la tension par spire maximale est donnée par le point de base. Nous nous assurons alors que la tension par spire au niveau du point de fonctionnement le plus sollicité V_{ps} est moins importante que cette valeur maximale.

$$\mathcal{V}_{s-base} = p \cdot \omega_{base} \cdot \sqrt{\left(\varphi_v^2_{-max} + (NI_{base} \cdot P_q)^2\right)} \quad (3.48)$$

$$\mathcal{V}_{s-ps} = p \cdot \omega_{ps} \cdot \sqrt{\left(\varphi_v^2 (NI_{ex} = 0) + (NI_{ps} \cdot P_q)^2\right)} \quad (3.49)$$

Quant à la contrainte de non démagnétisation des aimants, nous vérifions pour chaque NI_d obtenue que l'excitation magnétique dans les aimants reste supérieure à la limite de démagnétisation pour les aimants permanents qui est de $-2 \cdot 10^5 \text{ Am}^{-1}$.

Les contraintes sur les performances à assurer

Ce sont les contraintes sur la vitesse maximale, le couple le plus sollicité et le couple de base :

1. La vitesse maximale atteinte par la machine solution du problème doit être égale à la vitesse maximale demandée par le cahier des charges. Nous tolérons, à ce niveau, une erreur de $\pm \varepsilon_{\Omega_{lim}}$.
2. Le couple de base obtenu doit être égal à celui imposé par le cahier des charges à une erreur de $\pm \varepsilon_{couple-base}$. $C_b = C_{b-demande} (\pm \varepsilon_{couple-base} \cdot C_{b-demande})$.
3. Le couple du point le plus sollicité obtenu doit être égal à celui imposé par le cahier des charges à une erreur de $\pm \varepsilon_{couple-ps}$. $C_{ps} = C_{ps-demande} (\pm \varepsilon_{couple-ps} \cdot C_{ps-demande})$.

Les différentes tolérances que nous avons adoptées sont données sur le tableau suivant :

$\varepsilon_{\Omega_{lim}}$	1 ‰
$\varepsilon_{couple-base}$	1 ‰
$\varepsilon_{couple-ps}$	1 ‰

Les contraintes dues aux modèles réductants

Lors de la phase de la mise en place des différents schémas réductants de la MSAPConFDE, nous avons considéré un nombre précis de trajets de flux. Afin de garder la validité des différents modèles obtenus, nous mettons en place un ensemble de contraintes sur les machines générées.

En résumé, ces contraintes sont liées à la valeur de l'induction et aux différentes considérations géométriques qui ont été adoptées pour développer les modèles réductants :

1. Afin d'assurer la validité des différents modèles réductants développés, l'induction sera limitée en tout point de la machine à une valeur maximale (B_{max}) qui dépende de la fidélité et de la complexité de ces modèles. Pour les modèles présentés préalablement, ils ont été développés avec l'hypothèse de la linéarité des parties ferromagnétiques ; nous limitons l'induction au niveau de la dent et des flasques statoriques (les deux seules parties ferromagnétiques accessibles par ce modèle) à une valeur de $B_{max} = 1.4T$.
2. La première contrainte géométrique est liée à l'axe q : l'ouverture de l'ergot ne doit pas dépasser la largeur de la dent statorique ($O_{ergot} < L_{ds}$). Si cette condition n'est pas satisfaite, la réductance de la dent centrale R_{e2} aura une section de passage nulle et donc une réductance infinie.
3. La deuxième condition est liée à l'axe d : quelque soit l'ouverture polaire et la largeur des dents statoriques, la distance β doit être positive ; $\beta \geq 0$ (figure 3.25). Dans le cas contraire, le pôle central se trouverait en regard des trois dents statoriques (i.e les trois phases de la machine) et l'action de la double excitation sera considérablement affectée.

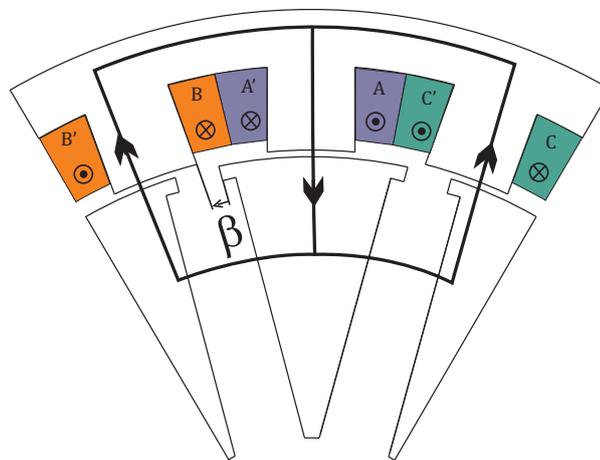


FIGURE 3.25 – Contrainte géométrique sur l'axe d

Les contraintes spécifiques aux premiers modèles réductants.

Ces contraintes ont été spécifiquement ajoutées dans le cas des modèles présentés au début de ce chapitre pour avoir des structures de machines avec quelques cotes non nulles.

Les différents paramètres accessibles par les premiers modèles		
	OUI	NON
R_{arb}		X
H_{aim}	X	
H_{ergot}		X
E_{aim}	X	
O_{ergot}	X	
H_{ds}	X	
H_s		X
H_c		X
L_{ds}	X	
L_a	X	
e_0		X
e_1		X
e_2		X
e_3	X	
R_{roul}		X

TABLE 3.6 – Les différents paramètres accessibles par les premiers modèles réductants

Effectivement, vu la simplicité des modèles réductants, nous n'avons accès qu'à un nombre restreint de paramètres de la structure (tableau 3.6). Les paramètres qui n'apparaissent pas dans les différents modèles de la machine pourraient avoir des valeurs qui tendent vers zéro.

Pour remédier à cette limite, des règles déterminées à partir des considérations de sections de passage de flux et des considérations d'harmonisation des cotes sont intégrées.

- Une hauteur minimale (H_{cmin}) de la culasse massive de la double excitation est calculée selon la formule 2.6 page 80. La hauteur déterminée par l'algorithme d'optimisation doit être supérieure ou égale à H_{cmin} .
- La hauteur de la culasse feuillée H_s doit être au minimum égale à la moitié de la dent statorique : $H_s \geq \frac{L_{ds}}{2}$. Le flux qui arrive au niveau de la dent statorique se divise en deux parties selon la direction tangentielle pour atteindre les dents des deux autres phases de la machine (voir le trajet de flux présenté sur la figure 3.25).
- La cote $e_0 = 10 \times Entrefer$.
- La cote $R_{roul} = k_{roul} R_{arb}$, $k_{roul} > 1$.
- Les cotes e_1 et e_2 sont déterminées de la manière suivante : $e_1 = e_2 = \frac{e_b - e_3 - e_0}{2}$.
 e_b est la taille des têtes de bobines de l'induit calculée selon la formule 2.9 page 81.

3.4.3.2. Les fonctions objectifs de l'optimisation

Plusieurs fonctions objectifs peuvent être adoptées pour notre problématique de pré-dimensionnement optimal comme :

- Minimiser le volume
- Minimiser la masse
- Maximiser le rendement
- Maximiser le facteur de puissance
- Minimisation des pertes
- Minimisation du coût
- etc ...

Cependant, selon l'approche de Pareto (présentée dans le chapitre 1), nous devons choisir deux objectifs contradictoires. Nous avons alors adopté comme premier objectif la minimisation du volume enveloppe de la machine et comme second objectif la minimisation du total des pertes Joule sur le cycle de

fonctionnement présenté préalablement ⁷.

Enfin, nous résumons ce premier problème d'optimisation sur la figure 3.26

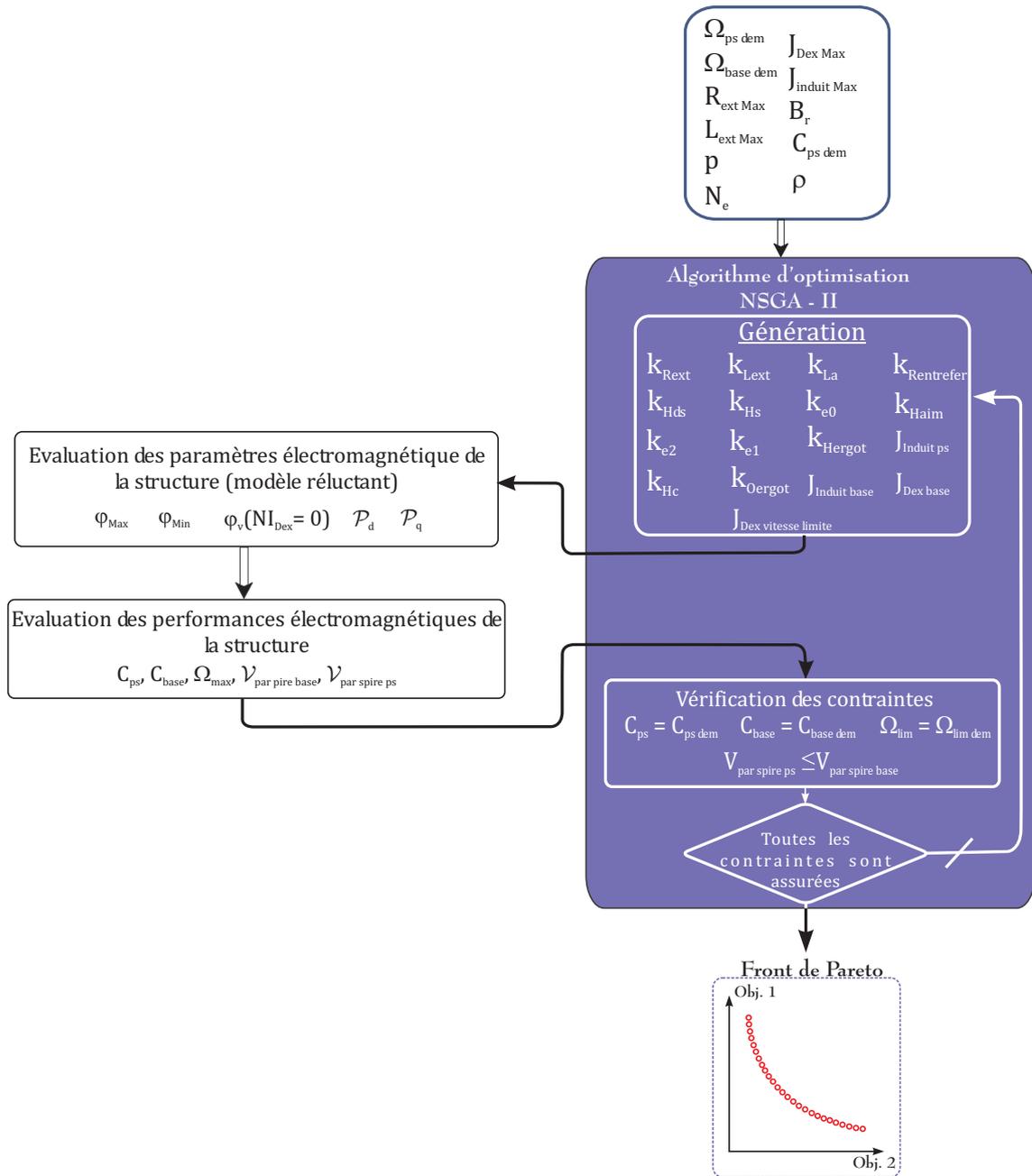


FIGURE 3.26 – Stratégie de dimensionnement pour la première problématique

3.4.4. Second problème de dimensionnement

3.4.4.1. Les contraintes du problème

Ce problème est moins contraint par rapport au premier problème que nous venons de présenter. Les différentes contraintes qui ont été prises en compte sont :

7. Nous signalons que les pertes Joule ont été calculées indépendamment du modèle de Park.

- Contraintes dues aux modèles réductants” : ce sont les mêmes contraintes présentées dans le précédent paragraphe.
- Contraintes spécifiques aux premiers modèles réductants : ce sont également les mêmes contraintes présentées dans le précédent paragraphe.
- Contraintes de performances : elles se résument au couple de base. Les machines solutions doivent toutes assurer le même couple de base imposé par le cahier des charges.

3.4.4.2. Les fonctions objectifs

Les deux fonctions objectifs adoptées sont les suivantes :

1. Minimiser le volume externe de la MSAPConFDE
2. Minimiser le rapport $k_{fmin} = \frac{\varphi_{min}}{\varphi_{max}}$, qui revient aussi à maximiser le rapport $\frac{\varphi_{max}}{\varphi_{min}}$, autrement dit, l’excursion du flux.

La figure 3.27 résume cette seconde problématique.

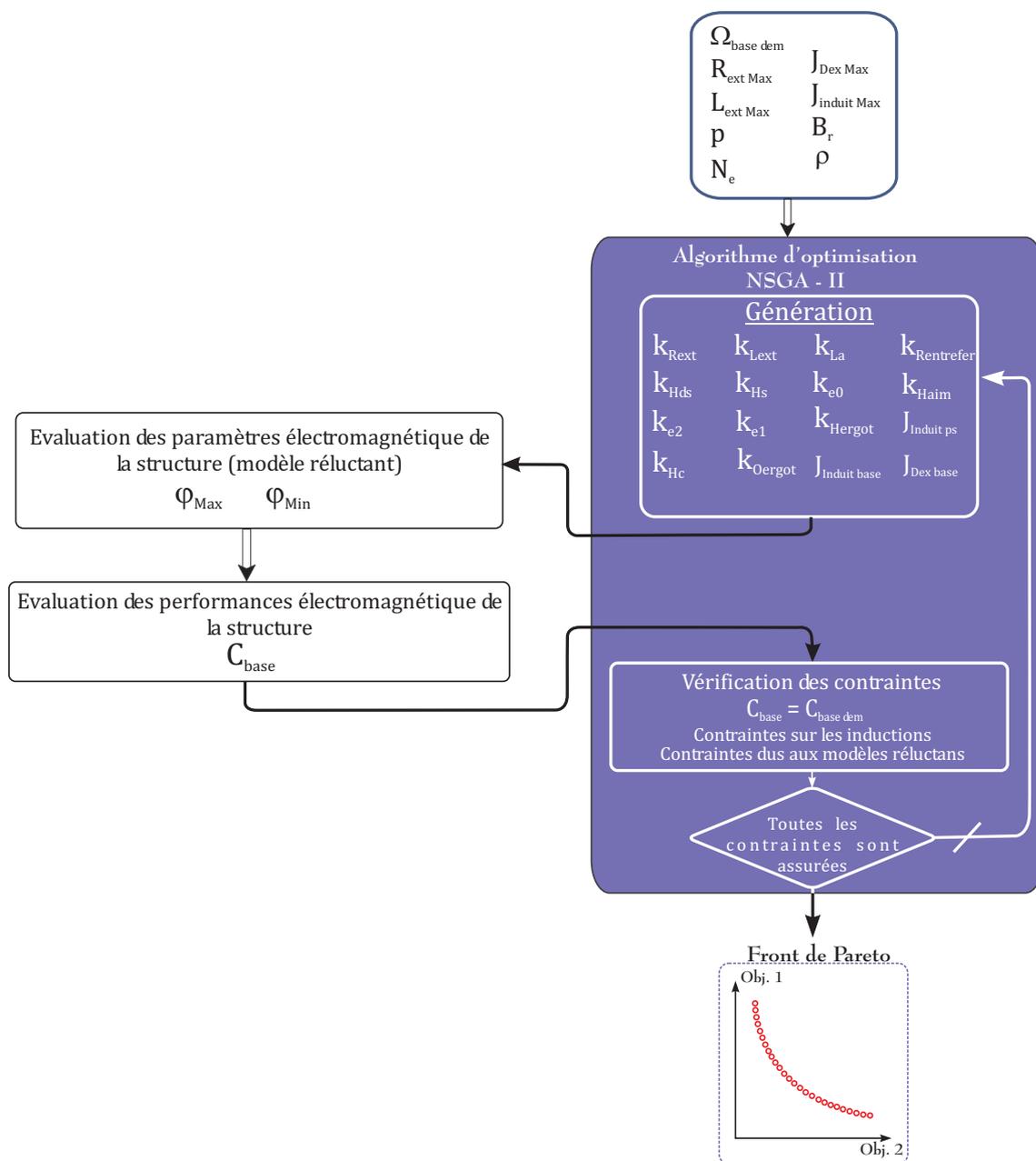


FIGURE 3.27 – Stratégie de dimensionnement pour la seconde problématique

3.5. Résultats des optimisations

Avant de présenter les différents résultats d'optimisation des deux problématiques que nous avons exposées dans le paragraphe 3.4.2, nous rappelons que le seul critère d'arrêt de l'algorithme NSGA-II est le nombre de générations (pour notre cas 800 générations). Les différents résultats présentés satisfont toutes les contraintes du problème d'optimisation.

3.5.1. Résultats de la première problématique

La figure 3.28 présente le front de Pareto obtenu suite à l'exécution du problème d'optimisation de la MSAPConFDE sur le cycle de points de fonctionnement (3 points de fonctionnements).

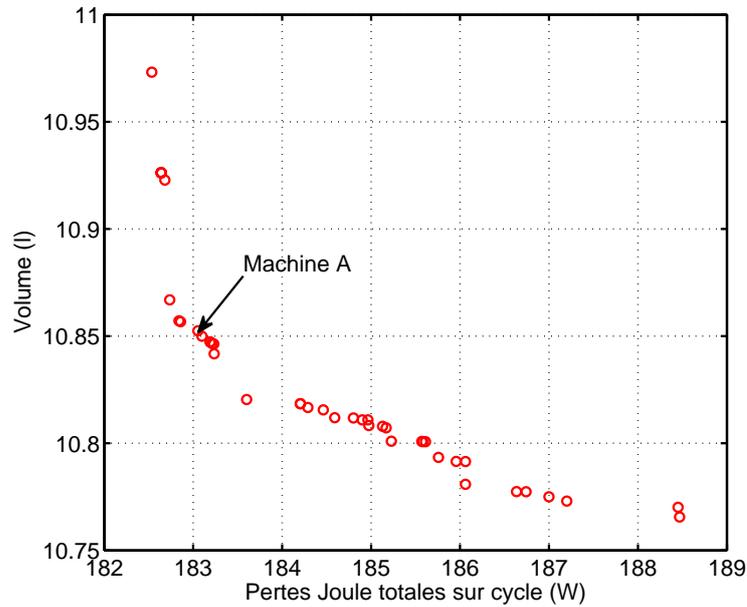


FIGURE 3.28 – Résultats de l'optimisation - Problématique 1

Plusieurs aspects nous semblent importants à détailler :

- Les deux objectifs fixés sont bel et bien contradictoires et l'allure du front de Pareto permet de l'affirmer.
- Les différentes machines sont similaires en termes de pertes Joule ($\Delta P_{Joule} = 6 W$) et de volume ($\Delta V = 0.22 l$). Nous présentons alors une seule machine résultat du problème (figure 3.29 et tableau 3.7).
- La culasse massive de la machine a une hauteur relativement importante. En effet, cette hauteur dépend de la section de la dent statorique (le lecteur pourra se référer au paragraphe 3.4.3.1) qui est assez grande au niveau de la machine de la figure 3.29.
- Le point de base dans la machine est atteint pour des valeurs de courants de double excitation non nulles (nous rappelons que la possibilité d'annuler ce paramètre n'a pas été exclue dans la démarche d'optimisation). L'exploitation de ce degré de liberté permet de réduire la taille des encoches statoriques.
- Le degré supplémentaire que procure la double excitation a permis d'atteindre la vitesse maximale de rotation avec une valeur assez faible de la perméance normalisée dans l'axe direct. Sachant que la facteur de puissance est inversement proportionnel à P_d^* [10], les machines ici obtenues peuvent présenter des $\cos(\phi)$ meilleurs que ceux obtenus par des machines à aimants classiques.

Au total, cette première problématique a permis de valider l'approche de dimensionnement que nous avons adoptée et les résultats obtenus (malgré la simplicité du modèle utilisé) sont justifiables. Nous

verrons en fin de ce chapitre comment ces résultats vont évoluer avec les modèles les plus complets que nous détaillerons plus loin.

Machine A	
Volume (l)	10.84
Pertes Joule totales (W)	183.5
φ_{v-max} (mWb)	22.4
$\varphi(NI_{ex} = 0)$ (mWb)	20.4
φ_{v-min} (mWb)	19.7
L_a (mm)	130
L_{ds} (mm)	20.5
$\frac{R_{entrefer}}{R_{exc}}$ (%)	62.5
H_c (mm)	19.5
e_3 (mm)	5.1
P_d^*	0.43
k_{fmin}	0.87
η_{ps}	98.4 %
η_{base}	99.2%

TABLE 3.7 – Quelques paramètres de la machine A

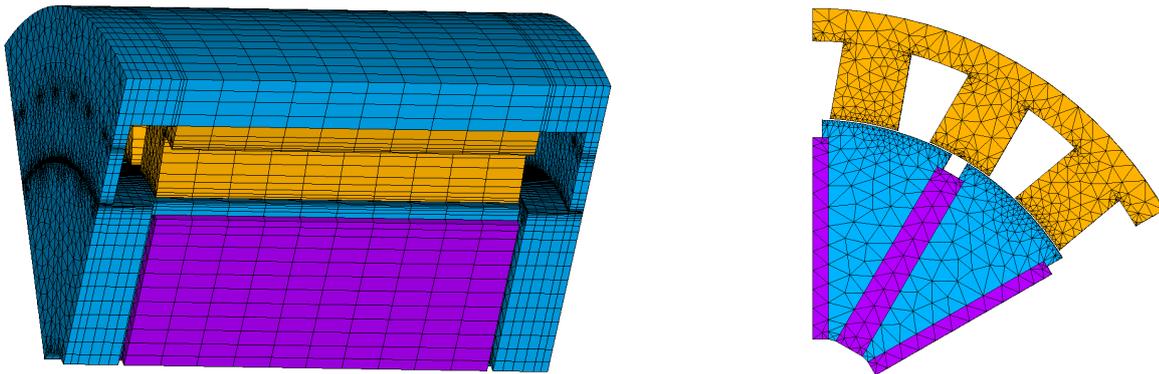


FIGURE 3.29 – Machine A - Première problématique

3.5.2. Résultats de la seconde problématique

Pour cette seconde problématique, la figure 3.30 présente le front de Pareto obtenu. Nous constatons que l'augmentation du volume de la machine s'accompagne d'une amélioration de l'excursion du flux à vide. Nous expliquons alors cette relation entre l'excursion du flux et le volume de la machine. Prenons le cas d'un petit volume externe de la MSAPConFDE. La diminution du volume de la machine entraîne une adaptation des ampères-tours de l'induit et du flux d'excitation dans la machine pour assurer le couple imposé par le cahier des charges. Un contrôle efficace du flux à vide par les bobinages de double excitation nécessite des dimensions des parties ferromagnétiques de la double excitation suffisamment grandes pour assurer la contrainte d'induction ($B \leq B_{Max}$). Un compromis existe alors entre ces deux contraintes. Pour un volume très petit de la machine, l'algorithme d'optimisation se trouve contraint de favoriser la partie active de la machine et de condamner les parties ferromagnétiques de la double excitation (Machine C)⁸.

8. A noter que nous avons éliminé la possibilité de mettre les dimensions nulles aux parties ferromagnétiques de la double excitation par souci de convergences numériques.

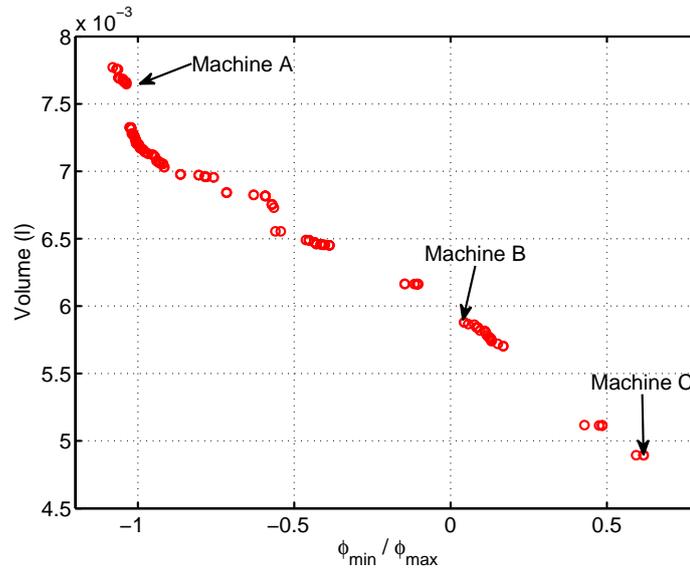


FIGURE 3.30 – Résultats de l'optimisation - Problématique 2

Nous présentons trois machines (A, B et C) sur les figures 3.31, 3.32 et 3.33.

Le front de Pareto peut être divisé en deux parties : une avec une excursion du flux négative et une autre positive. La première partie correspond à des machines avec des valeurs de flux à vide sans double excitation faible et une action de la bobine de double excitation très importante comme pour la machine A (voir figure 3.31 et tableau 3.8). Ceci explique l'annulation du flux et le passage vers des valeurs minimales de flux à vide négatives. La deuxième partie du front correspond à des machines avec des excursions de flux assez importantes (machine B, figure 3.32) ou des excursions de flux très faibles (machine C, figure 3.33), mais qui n'annulent pas le flux d'excitation dans la machine.

	Machine A	Machine B	Machine C
Volume (l)	7.6	5.9	4.9
φ_{v-max} (mWb)	6.3	5.4	6.6
$\varphi(NI_{ex} = 0)$ (mWb)	2.3	3.8	5.4
φ_{v-min} (mWb)	-6.6	0.2	3.9
L_a (mm)	64.7	58.3	55.1
L_{ds} (mm)	12.1	11.3	14.6
$\frac{R_{entrefer}}{R_{ext}}$ (%)	52.7	52.7	56.6
H_c	6.3	4.9	5.9
e_3	14.1	6.7	3.9
η (%)	95.65	95.72	96

TABLE 3.8 – Quelques paramètres des trois machines de comparaison

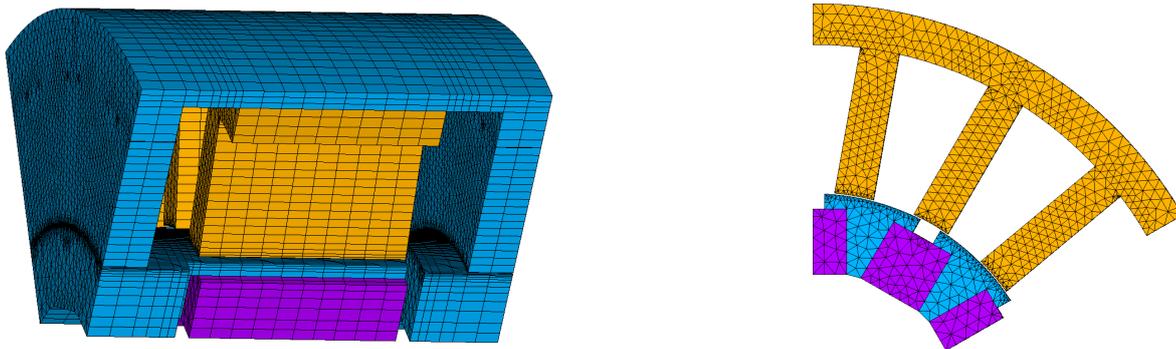


FIGURE 3.31 – Machine A - Seconde problématique



FIGURE 3.32 – Machine B - Seconde problématique



FIGURE 3.33 – Machine C - Seconde problématique

Nous représentons ci-dessous les différentes courbes décrivant l'évolution du flux à vide dans ces trois machines en fonction du courant de double excitation.

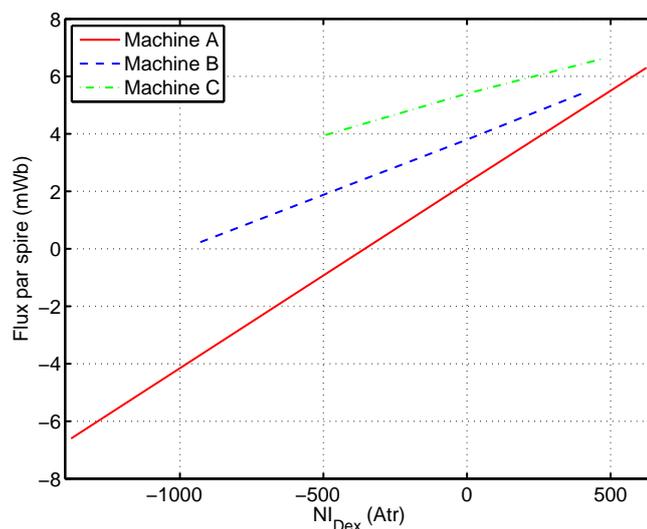


FIGURE 3.34 – Évolution du flux à vide en fonction des ampères-tours de la double excitation pour les trois machines

Deux points nous semblent intéressants à révéler :

- Les encoches de l’induit présentent une section assez importante. Ceci permet d’augmenter les NI_{induit} et donc la valeur du couple électromagnétique obtenu.
- La machine A présente la meilleure excursion de flux à vide. En effet, elle atteint la même valeur maximale du flux à vide des machines B et C et permet d’annuler le flux à vide dans la machine. Elle présente un rendement, au point de couple à assurer, inférieur à celui des machines B et C. Les bobines de double excitation ayant un coefficient de bobinage supérieur à celui des bobines d’induit, il est donc possible d’exploiter les bobines de double excitation sans toutefois augmenter considérablement les pertes Joule.

Suite à l’analyse des différents résultats obtenus par les modèles réductants simples présentés au début de ce chapitre, nous constatons que la stratégie de dimensionnement adoptée permet de donner des structures valides et que les différentes contraintes que nous avons formulées ne sont pas contradictoires⁹. Cependant, à cause de la simplicité des modèles réductants utilisés jusqu’à cette phase du dimensionnement, il a été nécessaire de mettre en place des contraintes complémentaires : “contraintes spécifiques aux modèles simples”. Afin d’éliminer ces contraintes et d’améliorer la qualité des solutions obtenues, nous devons procéder à l’amélioration des modèles réductants de la MSAPConFDE.

3.6. Amélioration des modèles réductants : prise en compte du fer

On a présenté au début de ce chapitre des modèles réductants qui permettent d’évaluer le flux à vide, la perméance dans l’axe direct et la perméance dans l’axe en quadrature. Ces modèles ont été développés en se basant sur les hypothèses simplificatrices suivantes : la perméabilité du fer est infinie par rapport à celle de l’air et les fuites magnétiques n’existent pas dans la structure. On se propose dans ce qui suit d’éliminer la première hypothèse et de définir une perméabilité finie pour les parties ferromagnétiques de la machine.

3.6.1. Modèle de l’axe direct

Le flux d’excitation et la perméance dans l’axe direct sont déterminés, comme nous l’avions mentionné au début de ce chapitre, pour la même position du rotor par rapport au stator : la position de l’axe d. La détermination de l’un ou de l’autre dépend des sources magnétiques mises en jeu : les

9. Une contradiction au niveau des contraintes entraîne une divergence des calculs et la problématique n’admet plus de solution.

aimants permanents et les bobines de double excitation pour le flux à vide, et les bobinages de l'induit pour la perméance dans l'axe direct. Nous avons ainsi choisi de mettre en place un seul schéma réductant qui permette de calculer ces deux paramètres.

Calcul des réluctances du fer

Les réluctances des parties ferromagnétiques sont déterminées en se basant sur les longueurs et les sections des tubes de flux correspondant à chaque partie du fer.

$$R = \int_0^l \frac{dx}{\mu(x)S(x)} \quad (3.50)$$

où :

- l longueur moyenne du tube de flux
- S section moyenne de passage du tube de flux
- x abscisse curviligne
- $\mu(x)$ perméabilité magnétique du matériaux

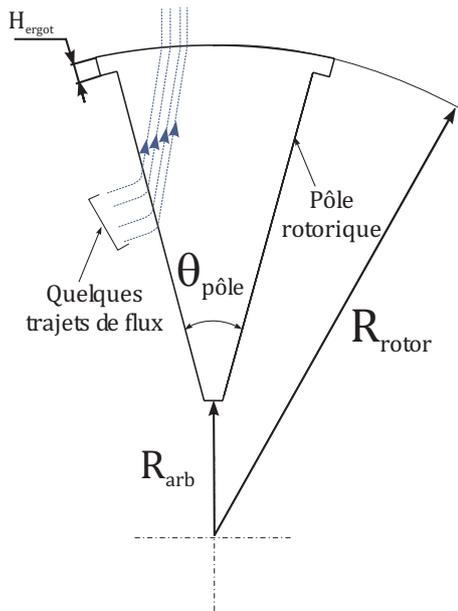
Réluctance d'un demi-pôle rotorique

En se basant sur les symétries de la machine, il est possible de réduire la partie à modéliser au $\frac{1}{12}$ ème de la structure. Grâce à cette simplification, on ne modélisera que des demi-pôles rotoriques. La figure 3.35 montre la forme du pôle rotorique et quelques trajets de flux. En intégrant l'expression suivante [84] :

$$\frac{1}{R_{demi\ pole}} = \int_{S_2}^{S_1} \mu_0 \mu_{r\ pole} \frac{dS}{l} \quad (3.51)$$

où $\mu_{r\ pole}$: perméabilité relative du demi-pôle rotorique.

On obtient une expression analytique de la réluctance du demi-pôle rotorique, donnée par le système d'équations 3.52.



$$R_{poi} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{poi}} X_{po} \text{ avec } i = 1, 2$$

avec

$$X_{po} = \frac{A_m}{L_{active} \sin(\theta_{pole}) \ln\left(\frac{A_m r_1 + B_m}{A_m r_0 + B_m}\right)}$$

et

$$R_m = \frac{R_{arb} \theta_{pole} - E_{aim}}{\theta_{pole}} + H_{aim} + H_{ergot} \quad (3.52)$$

$$r_0 = \frac{R_{arb} \theta_{pole} - E_{aim}}{\theta_{pole}}$$

$$r_1 = \frac{R_{arb} \theta_{pole} - E_{aim}}{\theta_{pole}} + H_a$$

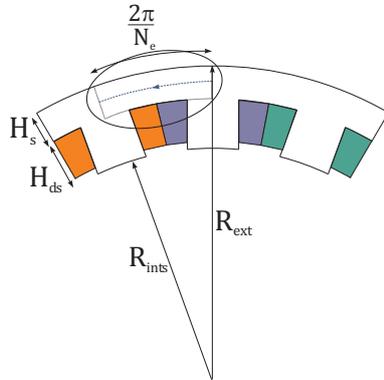
$$A_m = R_m - r_0 - \frac{R_m - r_1}{\cos\left(\frac{\theta_{pole}}{2}\right)(r_0 - r_1)}$$

$$B_m = \frac{(R_m - r_0)r_1 - (R_m - r_1)r_0}{\cos\left(\frac{\theta_{pole}}{2}\right)(r_1 - r_0)}$$

FIGURE 3.35 – Géométrie du pôle rotorique et quelques trajets de flux

Réductance de la culasse statorique

La géométrie de cette partie de la machine est plus simple que celle du pôle rotorique (figure 3.36). L'application de l'expression intégrée de la réductance conduit directement à l'expression analytique de la réductance de la culasse statorique feuilletée (Eq. 3.53).



$$R_{sx} = \frac{1}{\mu_0' \mu_{sx}} \frac{\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + \frac{1}{2} H_s)}{H_s L_{active}} \quad (3.53)$$

FIGURE 3.36 – Géométrie de la culasse statorique feuilletée et trajet de flux principal

Les deux réductances présentées ci-dessus illustrent le principe de calcul des réductances modélisent les parties ferromagnétiques de la machine. Les expressions analytiques de toutes les réductances de la machine sont présentées dans l'annexe A. Après définition de toutes les réductances modélisant la MSAPConFDE, on obtient le schéma réductant de l'axe direct de la machine (figure 3.37). La partie centrale du modèle (plan <xoy>) correspond à la partie active de la machine ("partie 2D"), les parties de part et d'autre correspondent aux parties de la double excitation.

3.6.2. Modèle de l'axe en quadrature

Une grande partie des réductances des circuits ferromagnétiques de la machine a d'ores et déjà été modélisée dans le modèle de l'axe direct. Les réductances des flasques statoriques et des collecteurs rotoriques doivent toutefois être adaptées puisque une paire de pôles de la machine est modélisée, alors que pour le modèle de l'axe d la modélisation d'un seul pôle de la machine suffisait. La partie 2D du modèle de l'axe q (plan <xoy>) présente elle aussi des similitudes importantes avec celle du modèle dans l'axe d. Nous ne détaillerons que les réductances de la partie située au-dessous de la dent centrale du stator. Les expressions de toutes les réductances sont données au niveau de l'annexe B.

Reprenons la figure 3.15 page 99 et détaillons les trajets du flux créé par les bobinages d'induit au niveau des ergots des pôles rotoriques de la machine.

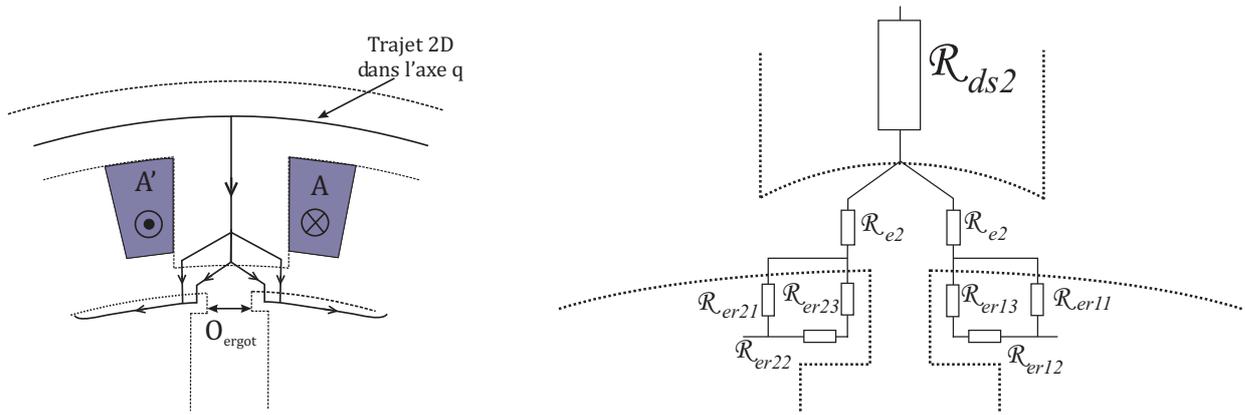


FIGURE 3.38 – Trajet détaillé du flux dans l'axe q

Les différentes expressions de ces réductances sont données ci-dessous :

$$R_{ds2} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{ds2}} \frac{H_{ds}}{L_{ds} L_a} \quad (3.54)$$

$$R_{er11-21} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{r\ er-11-21}} \frac{\sqrt{H_{ergot}^2 - \left(L_{ds} - \frac{E_a + O_{ergot}}{2}\right)^2}}{\left(L_{ds} - \frac{E_a + O_{ergot}}{2}\right) L_a} \quad (3.55)$$

$$R_{er12-22} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{r\ er-12-22}} \frac{E_a - O_{ergot}}{4H_{ergot} L_a} \quad (3.56)$$

$$R_{er13-23} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{r\ er-13-23}} \frac{2H_{ergot}}{(E_a - O_{ergot}) L_a} \quad (3.57)$$

Le modèle alors obtenu est représenté sur la figure 3.39.

3.6.3. Mise en équation des modèles réductants obtenus

Nous nous limitons ici à la présentation de la méthode pour le modèle dans l'axe q, méthode déjà exploitée dans [42, 85]. Connaissant le nombre de noeuds et de mailles du schéma, nous déterminons le nombre de mailles indépendantes (16) qui sont mises en équation sous forme matricielle :

Nous définissons alors trois matrices :

R : La matrice des réductances.

F : La matrice des forces magnétomotrices.

S : La matrice de connectivités.

- La matrice des réductances est une matrice carrée diagonale composée par les réductances des différentes branches du circuit réductant à résoudre. Dans notre cas c'est une matrice 33×33 . Prenons par exemple la branche 33 de la figure donnée ci-dessous :

$$R_{t33} = R_{czp} + R_{cy1p} + R_{ecp} + R_{cybp} + R_{crz1p} + R_{crz2p} + R_{crp} + R_{rpg}$$

et la matrice R obtenue sera construite telle que

$$R = \begin{bmatrix} R_{t1} & 0 & & 0 \\ 0 & R_{t2} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & 0 \\ & & & 0 & R_{t33} \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

- La matrice des forces magnétomotrices est une matrice $m \times 1$, tel que m est le nombre de mailles indépendantes du système à résoudre.
- La matrice de connectivités (dite aussi matrice topologique) permet une représentation matricielle des lois de Kirchoff. Cette matrice est constituée de m lignes et b colonnes, où b est le nombre de branches du schéma.

Pour illustrer la méthode de sa construction, nous avons pris le cas 2D du modèle de l'axe q représenté sur la figure 3.40.

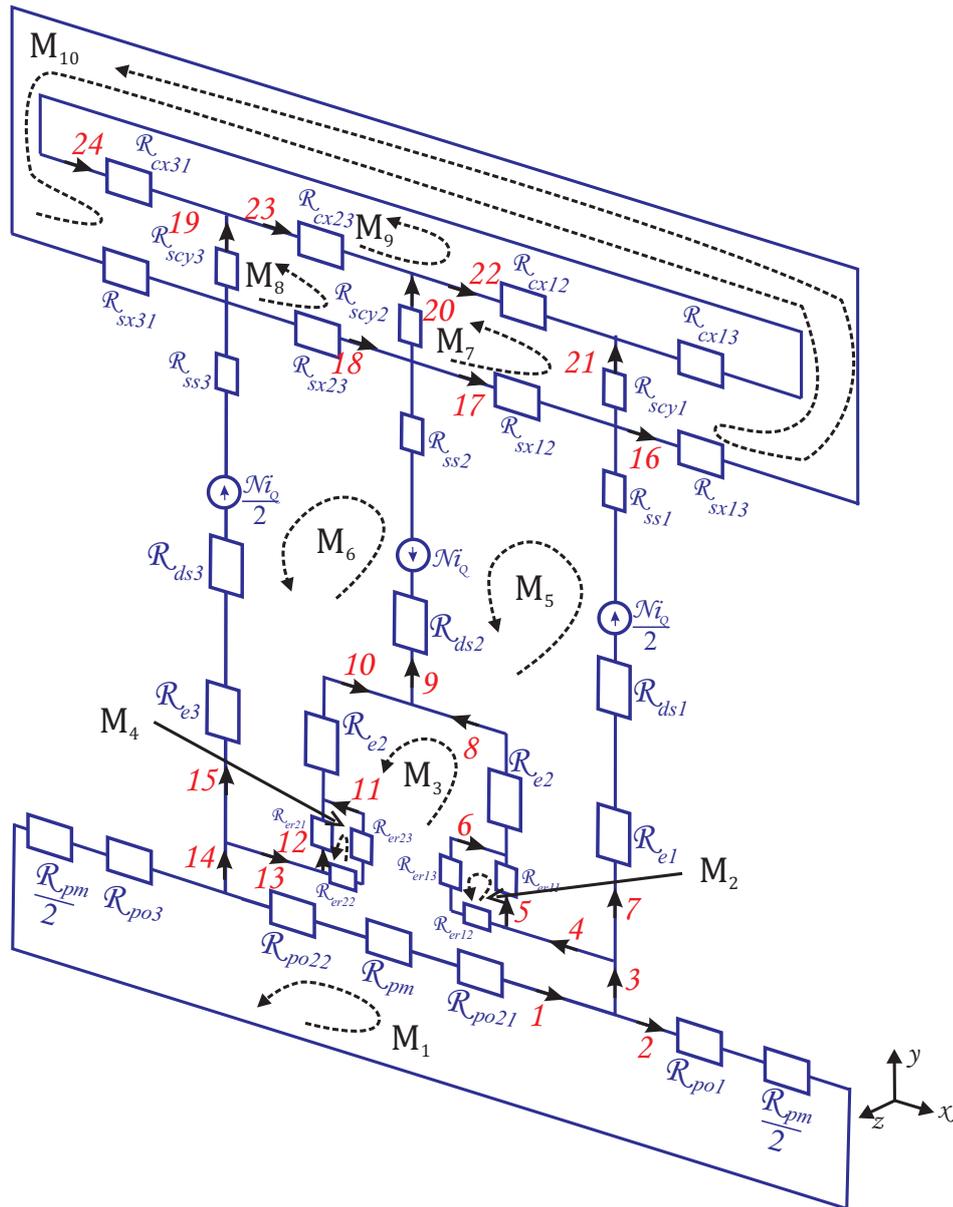


FIGURE 3.40 – Différentes mailles au niveau de la partie 2D du schéma réductant de l'axe q

Disposant de 10 mailles indépendantes et de 24 branches, nous donnons la matrice S pour cette partie du schéma réductant de la MSAPConFDE.

$$S = \begin{bmatrix} \begin{matrix} \text{Branche} \\ \text{Ligne} \end{matrix} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 & 13 & 14 & 15 & 16 & 17 & 18 & 19 & 20 & 21 & 22 & 23 & 24 \\ 1 & -1 & -1 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & -1 & -1 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 5 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 9 & 0 & 1 & 1 \\ 10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

En résumé, pour chaque maille du système à résoudre, trois cas se présentent pour remplir la matrice de connectivité :

- Si le sens choisi pour le flux de la branche (i) a le même sens que celui de la maille (j), un '1' est attribué.
- Si le sens choisi pour le flux de la branche (i) a un sens opposé à celui de la maille (j), un '-1' est attribué.
- Si la branche (i) n'appartient pas à la maille (j), un '0' est attribué.

Une fois les différentes matrices définies, la matrice flux, composée par les différents flux du modèle, est obtenue suite à l'inversion du système suivant :

$$\phi = \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \varphi_{24} \end{bmatrix} = -S^t (SRS^t)^{-1} F \quad (3.59)$$

3.6.4. Prise en compte de la saturation au niveau des réductances

La prise en compte de la saturation au niveau des schémas réductants a fait l'objet de plusieurs travaux [11, 86]. La méthode adoptée consiste à varier la perméabilité relative des parties ferromagnétiques de la machine selon une loi non linéaire $\mu_r = f(H)$. Plusieurs expressions analytiques de la caractéristique $B = f(H)$ existent dans la littérature [87, 88]. On s'est intéressé à trois expressions analytiques de cette caractéristique, afin de choisir celle qui correspond le plus à la courbe $B = f(H)$ expérimentale dont on dispose [89]. La première expression est basée sur une formulation en arc-tangente :

$$B = \mu_0 \mu_r(H) H \quad (3.60)$$

$$\begin{cases} \mu_r(H) = 1 + \frac{2B_{sat}}{\mu_0 H \pi} \arctan \left[\frac{\pi}{2} (\mu_{rmax} - 1) \frac{\mu_0 H}{B_{sat}} \right] \\ B = \mu_0 \mu_r(H) H \end{cases} \quad (3.61)$$

où :

μ_{rmax} Pente de la partie linéaire de la caractéristique
 B_{sat} Induction à saturation

La deuxième expression analytique de la caractéristique $B = f(H)$ est basée sur une formulation en racine carrée :

$$\begin{cases} B(H) = \mu_0 H + J_s \frac{H_g + 1 - \sqrt{(1+H_g)^2 - 4H_g(1-\alpha)}}{2(1-\alpha)} \\ H_g = (\mu_{r0} - 1) \frac{\mu_0 H}{J_s} \end{cases} \quad (3.62)$$

Avec :

- μ_{r0} Paramètre donnant la pente à l'origine
- J_s Induction à saturation
- α Paramètre permettant de contrôler le coude de saturation

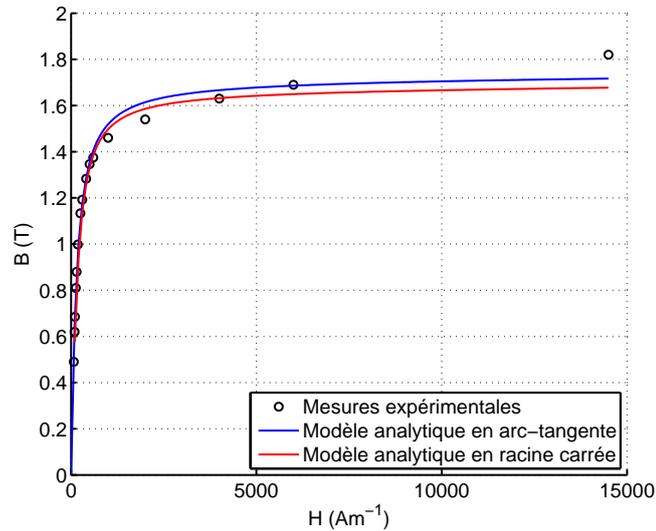


FIGURE 3.41 – Caractéristique $B = f(H)$ - Comparaison des mesures expérimentales et des expressions analytiques

Afin de minimiser l'erreur entre les points de mesures et les expressions analytiques, une recherche des meilleurs coefficients pour les expressions analytiques a été réalisée avec la méthode des moindres carrés. Les courbes résultantes sont données sur la figure 3.41. On constate que les deux expressions analytiques (en racine carrée et en arc-tangente) saturent rapidement. On a donc déterminé une expression approchée des points de mesures en double exponentielle. L'expression obtenue est formalisée par l'équation suivante :

$$B = J_{sat} - A_1 e^{-\frac{H}{H_1}} - (J_{sat} + A_1) e^{-\frac{H}{H_2}} + \mu_0 H \quad (3.63)$$

avec :

$$\begin{aligned} J_{sat} &= 1.8 \\ A_1 &= 1.3 \\ H_1 &= 150 \\ A_2 &= 4400 \end{aligned}$$

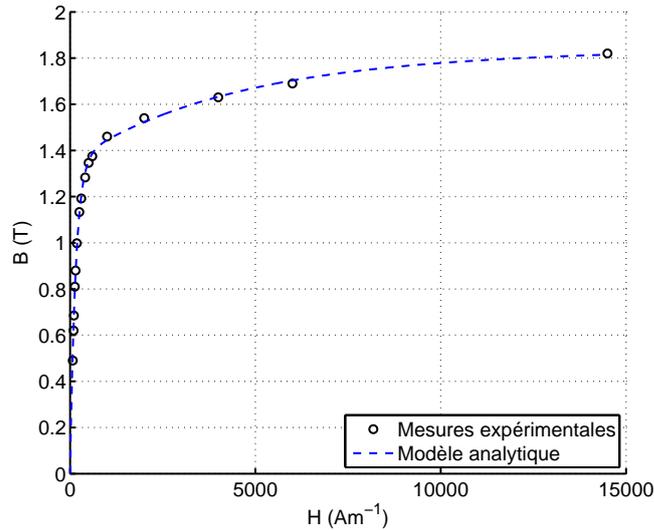


FIGURE 3.42 – Caractéristique $B = f(H)$ - Comparaison des mesures expérimentales et de l'expression analytique en double exponentiel

Les différents coefficients de l'expression sus-donnée ont été déterminés par la méthode des moindres carrés dans le but de minimiser les écarts entre l'expression analytique et la courbe expérimentale (figure 3.42).

En utilisant l'expression obtenue de la caractéristique $B(H)$, on peut calculer les valeurs des différentes réluctances en prenant en compte le phénomène de saturation. Les calculs se déclinent en trois étapes :

1. Calcul du flux dans toutes les branches du circuit réductant en prenant comme point de départ une perméabilité relative infinie (par exemple $\mu_r = 10\,000$).
2. Connaissant toutes les longueurs des tubes de flux de chaque réluctance, on calcule toutes les valeurs des forces magnétomotrices.
3. En se basant sur l'expression analytique de $\mu_r = f(H)$, on ré-estime la perméabilité relative de chaque réluctance du modèle.

Ces trois étapes seront réitérées jusqu'à convergence des calculs.

Les figures 3.43 et 3.44 montrent une comparaison entre les résultats de calcul par schéma réductant saturable et par simulation éléments finis 3D pour l'axe d.

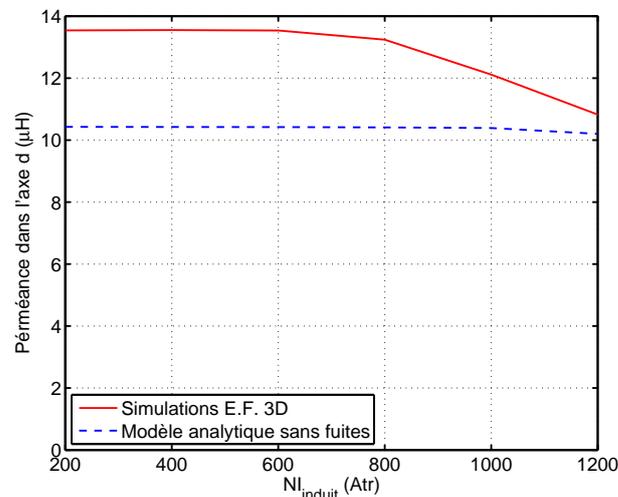


FIGURE 3.43 – Évolution du flux dans l'axe direct pour $NI_{Dex} = 0$

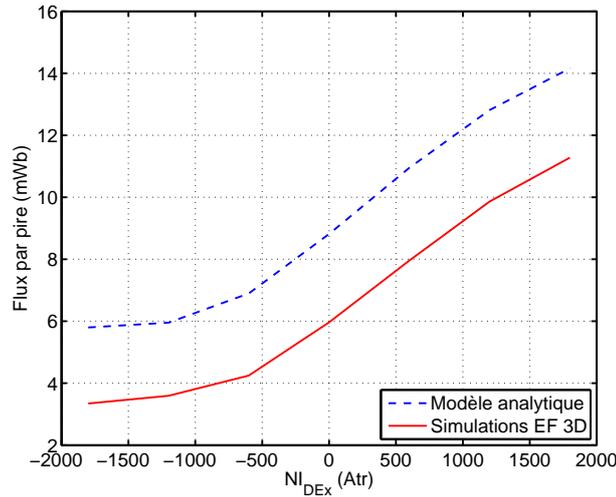


FIGURE 3.44 – Évolution du flux à vide en fonction des ampères-tours de double excitation

Le modèle analytique reflète bien l'évolution du flux à vide dans la machine, en fonction des ampères-tours de la double excitation (3.43). Les pentes des deux courbes pour la zone de fonctionnement linéaire sont équivalentes et les effets de saturation apparaissent pour les mêmes valeurs des ampères-tours de la double excitation.

Pour la perméance dans l'axe d P_d , nous constatons un écart significatif (23 %) principalement dû aux fuites magnétiques qui n'ont pas été prises en compte dans ces modèles. Quant au modèle dans l'axe q (figure 3.45), nous constatons qu'il donne des résultats meilleurs que ceux de la perméance P_d . Le flux étant mieux canalisé au niveau du fer, les fuites magnétiques sont moins importantes. Cependant, nous constatons que, à partir de $NI_{induit} > 1200 \text{ Atr}$, la courbe analytique passe en dessous de la courbe obtenue par simulation E.F. 3D. Les ergots, traversés par trajet principal du flux dans l'axe q, présentent alors une saturation importante (1.83 T). Les fuites magnétiques augmentent et limitent l'évolution du flux dans l'axe q au niveau du modèle analytique (figure 3.46).

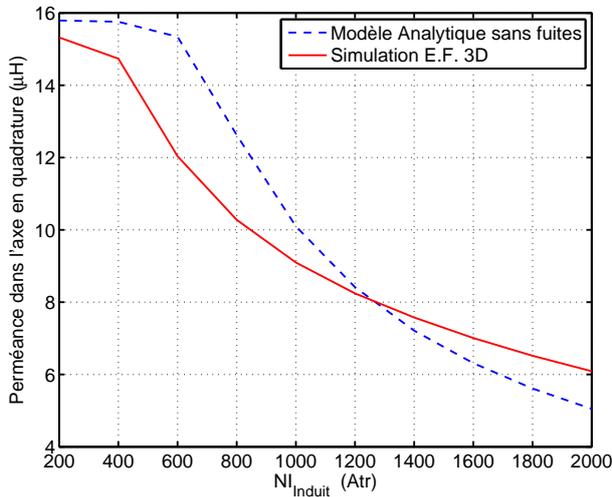


FIGURE 3.45 – Perméance dans l'axe q (P_q)

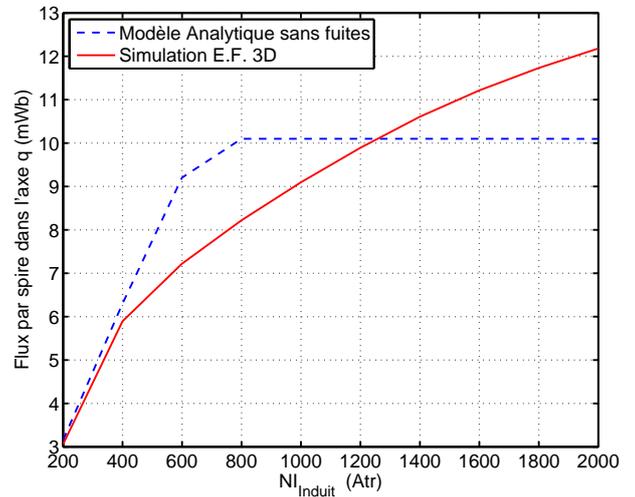


FIGURE 3.46 – Évolution du flux dans l'axe q en fonction des NI_{induit} de l'axe q

3.7. Amélioration des modèles réductants : ajout des fuites magnétiques

Jusqu'à ce stade de la modélisation, nous n'avons pas traité le problème des fuites magnétiques dans la structure. Pour les schémas non saturables, ces fuites existent de façon restreinte, mais lorsque

le phénomène de saturation magnétique est intégré, les réluctances des parties ferromagnétiques augmentent. De ce fait, les trajets de fuites et les épanouissements des lignes de champs prennent de l'importance. Nous nous proposons de modéliser ces fuites et de les intégrer au niveau des schémas réluctants saturables présentés dans le paragraphe précédent.

3.7.1. Modèle dans l'axe direct (Axe d)

Alors que la définition d'une grande partie des réluctances présentées jusque maintenant pouvaient être définies sans avoir recours aux simulations par la méthode des éléments finis, la définition des trajets de fuites et d'épanouissement dont il est question dans cette partie est moins évidente. On classera ces trajets en deux familles : les trajets dans le plan <xoy> seront dits "trajets 2D" et les trajets dans la dimension axiale de la machine qui seront dits "trajets 3D".

3.7.1.1. Trajets 2D

Ces trajets de flux sont dus aux aimants permanents et aux bobines de double excitation pour le flux à vide et aux bobines statoriques pour la cas des perméances. Les figures 3.47 et 3.48 montrent les lignes de champs générées par les aimants permanents obtenus suite à une simulation E.F. 2D de la partie active de la machine¹⁰. Nous constatons que le flux n'est pas totalement canalisé dans le fer et des trajets supplémentaires existent. L'épanouissement des lignes de champs au niveau de l'entrefer de la machine est modélisé par les réluctances R_{fe1} [43] et R_{fe2} , les fuites au niveau des ergots et de l'arbre par R_{fpm} , les trajets de flux entre l'ergot du pôle central et la dent de la phase C par la réluctance R_{fr} . Sachant que l'effet des épanouissements au niveau de l'entrefer augmente en fonction de la saturation de la dent statorique, nous avons divisé la réluctance de la dent statorique en deux parties égales afin d'améliorer la précision du modèle.

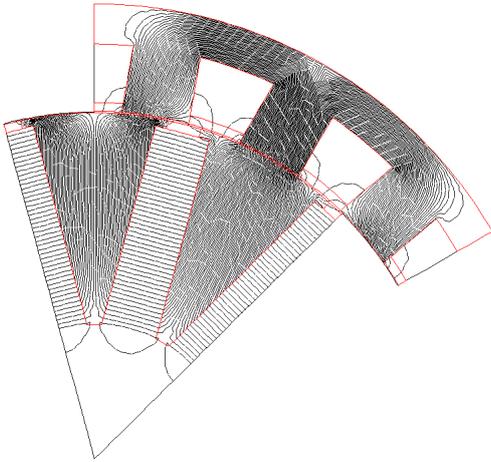


FIGURE 3.47 – Lignes de champs pour $NI_d = 0$ (axe d)

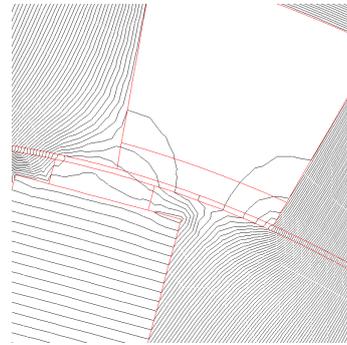


FIGURE 3.48 – Agrandissement au niveau de l'entrefer

$$R_{fr} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\sqrt{(L_{ds} - X_{e1})^2 + H_{ergot}^2}}{H_{ergot} L_a} \quad (3.64)$$

$$R_{fpm} = \frac{1}{\mu_0} \frac{O_{ergot}}{H_{ergot} L_a} // \left(\frac{1}{\mu_0} \left(\frac{1}{\sqrt{2} L_a} + \frac{E_{aim}}{(R_{arb} \frac{\pi}{p} - E_{aim}) L_a} \right) \right) \quad (3.65)$$

10. Le tracé des lignes de champs en 3D n'est pas possible et que la visualisation des différentes fuites en se basant sur les vecteurs du champs \vec{B} n'est pas évidente.

$$R_{fe1} = R_{fe2} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\pi}{2L_a} \frac{1}{\ln\left(1 + \frac{\pi H_{ds}}{4E_{entrefer}}\right)} \quad (3.66)$$

Pour le cas de la perméance dans l'axe d, nous avons constaté que lorsque les bobines statoriques sont alimentées, les fuites les plus importantes se situent au niveau des encoches statoriques (figure 3.49). Ces fuites ont été modélisées par une réductance R_{fs} qui dépend de la géométrie de l'encoche [90].

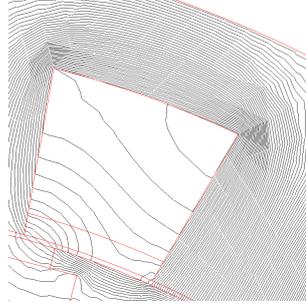


FIGURE 3.49 – Lignes de champs lorsque les bobines statoriques sont alimentées

$$R_{fs} = \frac{3}{\mu_0} \frac{\left(\frac{2\pi}{N_e} R_{ints} - L_{ds}\right) - \left(\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds}) - L_{ds}\right)}{L_a H_{ds}} \frac{1}{\ln\left(\frac{\left(\frac{2\pi}{N_e} R_{ints} - L_{ds}\right)}{\left(\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds}) - L_{ds}\right)}\right)} \quad (3.67)$$

En ajoutant les réductances sus-calculées à la partie 2D du modèle de la page 122, on obtient le schéma réductant de la figure 3.50¹¹.

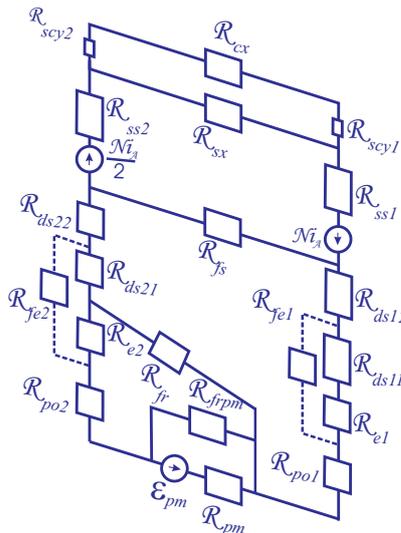


FIGURE 3.50 – Circuit réductant de la partie 2D de la machine en tenant compte des fuites

11. Les réductances de fuites au niveau de l'ergot et de l'arbre sont en parallèles, nous ne représentons que la réductance équivalente R_{frpm} .

3.7.1.2. Trajets 3D

Les trajets de fuites “3D” sont essentiellement localisés dans deux régions de la machine :

- La partie amagnétique (épaisseur e_0) qui sépare la partie active du rotor du collecteur rotorique.
- Les bobines de double excitation.

Les fuites dans la partie amagnétique qui sépare le rotor du collecteur rotorique peuvent provenir des différentes sources de la machine : les aimants permanents (figure 3.51), les bobines de double excitation (figure 132) ou les bobines de l’induit lorsque les niveaux de saturation dans les dents statoriques deviennent assez importants.

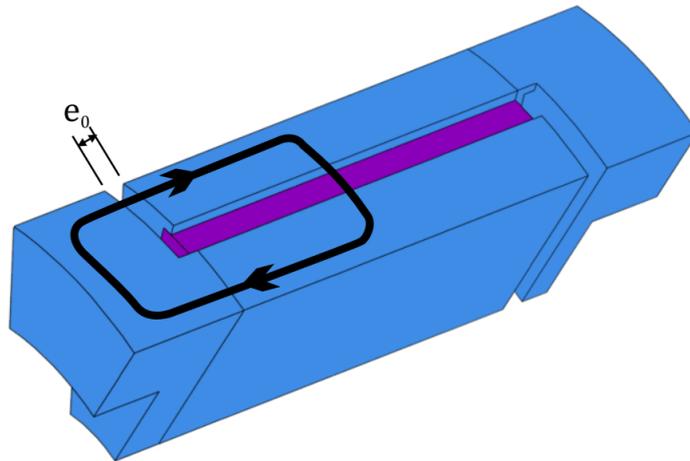


FIGURE 3.51 – Trajet de fuite du flux des aimants permanents par les collecteurs rotoriques

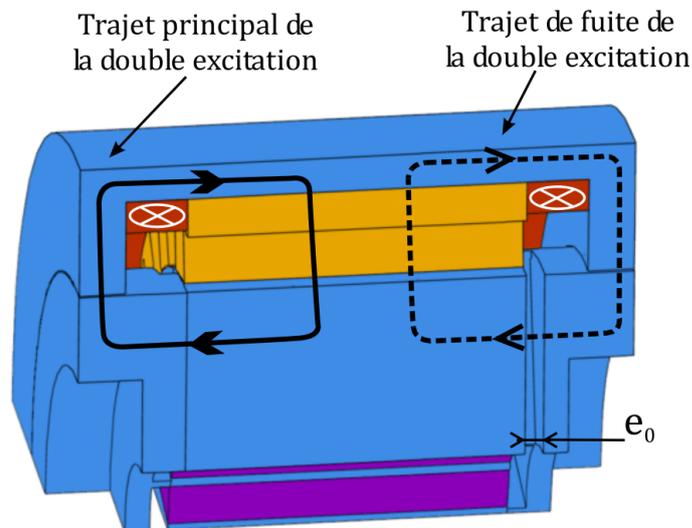


FIGURE 3.52 – Trajet de fuite du flux de la double excitation par les collecteurs rotoriques

L’expression de cette réluctance de fuite est donnée par l’expression suivante :

$$R_{ecri} = \frac{1}{\mu_0} \frac{e_0}{\frac{\pi}{4p}(R_{extr}^2 - R_{arb}^2) + (H_{aim}E_{aim})} \text{ avec } i = p, m \quad (3.68)$$

Les fuites au niveau de la bobine de double excitation (figure 3.53) peuvent être divisées en deux parties : les fuites au niveau du cuivre (R_{fDex1}) et les fuites en dessous du cuivre (R_{fDex2}). On prendra aussi en compte l'épanouissement des lignes de champs au niveau de l'entrefer non actif de la machine modélisée par la réductance R_{fDex3} . Les expressions de ces réductances sont données ci-dessous :

$$R_{fDex1} = \frac{3}{\mu_0 \frac{\pi}{p}} \frac{e_0 + e_1 + e_2}{\left((R_{ext} - H_c)^2 - (R_{ext} - H_c - X_{cy1})^2 \right)^2} \quad (3.69)$$

$$R_{fDex2} = \frac{1}{\mu_0 \frac{\pi}{p}} \frac{e_0 + e_1 + e_2}{\left((R_{ext} - H_c - X_{cy1})^2 - (R_{ext} - H_c - X_{cy1} - X_{cy2})^2 \right)^2} \quad (3.70)$$

$$R_{fDex3} = \frac{1}{\mu_0} \frac{p}{2 \left(\left(R_{ext} + \frac{X_{cy3}}{2} \right) \text{Ln} \left(1 + \frac{\pi X_{cy3}}{2 \text{Entrefer}_2} \right) \right)} \quad (3.71)$$

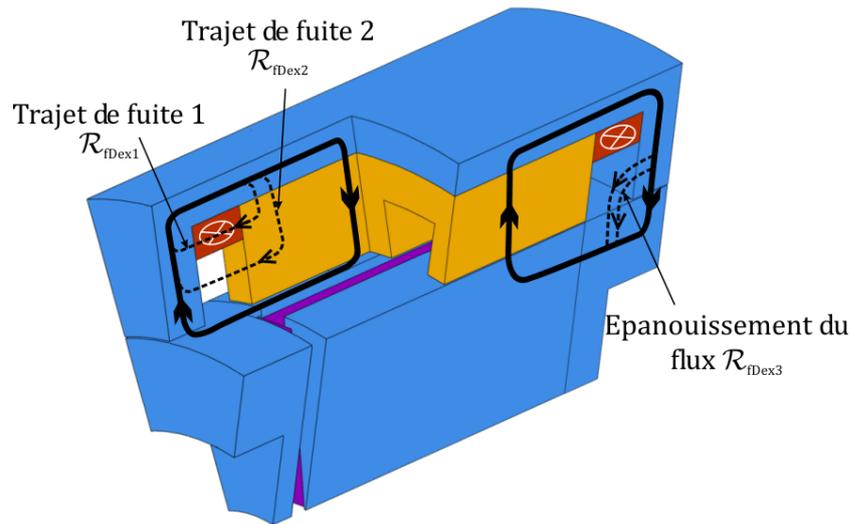


FIGURE 3.53 – Trajets de fuites au niveau de la bobine de double excitation

En intégrant toutes les réductances sus-exprimées au schéma réductant de la figure 3.37, on obtient le modèle suivant :

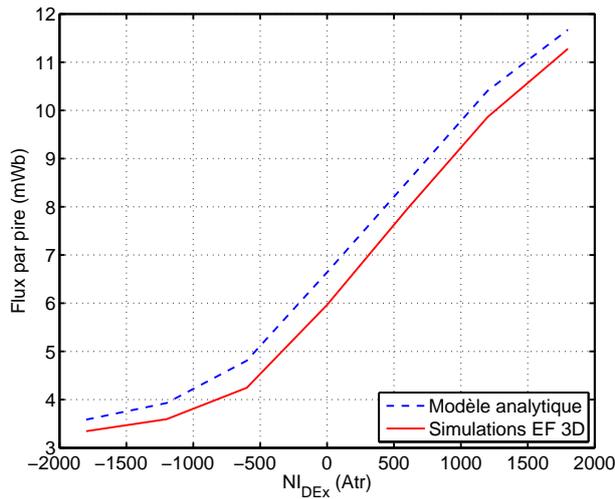


FIGURE 3.55 – Évolution du flux à vide en fonction des ampères-tours des bobinages de double excitation

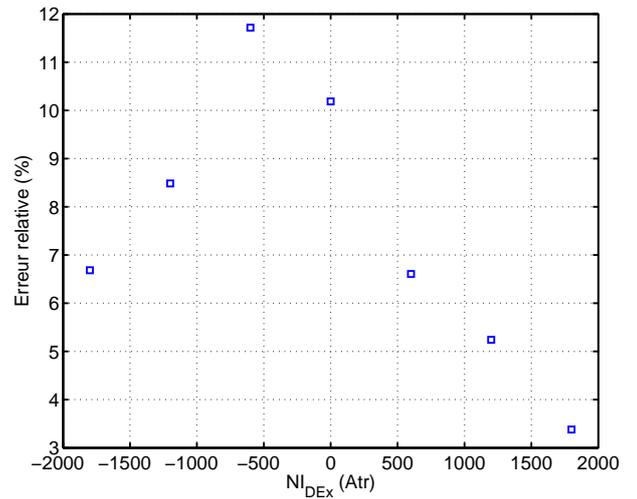


FIGURE 3.56 – Erreur relative pour le flux à vide en fonction du courant de double excitation

Nous constatons que l'évolution du flux à vide est bien modélisée par le schéma réductant final que nous venons de présenter. En effet, les effets de saturation apparaissent au même niveau des ampères-tours de la double excitation et les erreurs relatives sont autour de 10 % (figure 3.56).

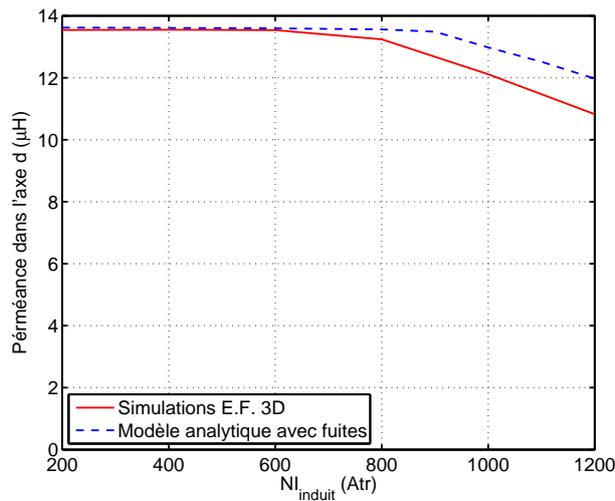


FIGURE 3.57 – Évolution de la perméance dans l'axe direct pour différents NI_{induit}

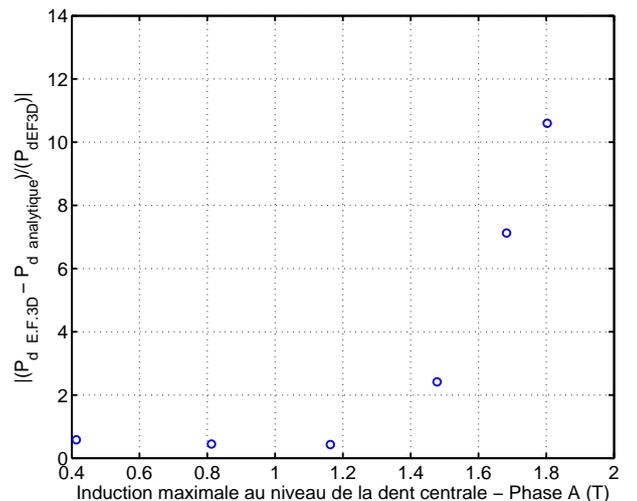


FIGURE 3.58 – Évolution de l'erreur sur la perméance dans l'axe direct en fonction de l'induction au niveau de la dent centrale

Quant au modèle de la perméance dans l'axe d, les erreurs relatives sont inférieures à 10 % (figure 3.58), si les valeurs d'induction au niveau de la dent centrale ne dépassent pas $1.8T$.

Au total, vu les caractéristiques magnétiques présentées et l'impact important de la valeur d'induction maximale sur les erreurs du modèle dans l'axe d, nous fixerons la limite maximale d'induction dans nos problématiques de dimensionnement à $1.8T$.

3.7.2. Modèle dans l'axe q

Les trajets de fuites qui ont été modélisés selon la direction axiale correspondent à la partie magnétique (cote e_0) modélisée par les réluctances R_{ecp} et R_{ecm} , déjà présentés au niveau du paragraphe

précédent. Les trajets de fuites 2D sont majoritaires et nous avons pris en compte trois trajets :

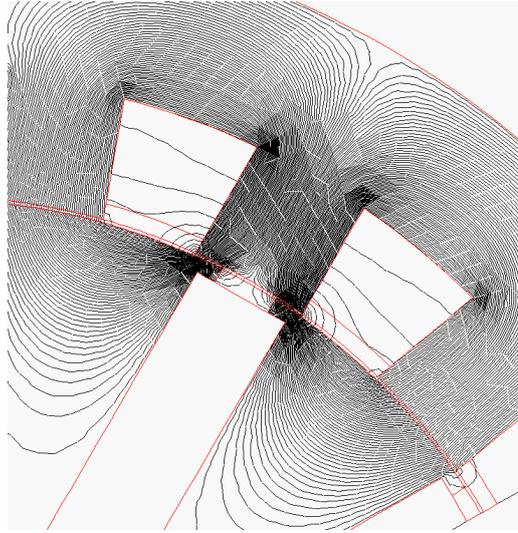


FIGURE 3.59 – Trajets de fuites dans l'axe q

1. Les fuites au niveau des encoches statoriques représentées par la réluctance R_{fs} . Les réluctances des dents statoriques ont été subdivisées en deux parties pour assurer une meilleure prise en compte des fuites magnétiques.
2. Les fuites au niveau des ergots polaires : modélisées par les réluctances R_{fc2} .
3. Les épanouissements dentaires au niveau de la dent centrale : modélisés par la réluctance R_{fc1} .

Les expressions de ces différentes réluctances sont données ci-dessous :

$$R_{fs} = \frac{3}{\mu_0} \frac{\left(\frac{2\pi}{N_e} R_{ints} - L_{ds} \right) - \left(\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds}) - L_{ds} \right)}{L_a H_{ds}} \frac{1}{\ln \left(\frac{\left(\frac{2\pi}{N_e} R_{ints} - L_{ds} \right)}{\left(\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds}) - L_{ds} \right)} \right)} \quad (3.72)$$

$$R_{fc1} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\pi}{2L_a} \frac{1}{\ln \left(1 + \frac{\pi H_{ds}}{2Entrefefer(2+\pi)} \right)} \quad (3.73)$$

$$R_{fc2} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\pi}{2L_a} \frac{1}{\ln \left(1 + \frac{\pi H_{ergot}}{2Entrefefer} \right)} \quad (3.74)$$

Le modèle final dans l'axe q est représenté sur la figure 3.60.

Suite à la comparaison entre les valeurs de perméances obtenues par simulations E.F 3D et par le modèle sus-présenté, nous obtenons la courbe de la figure 3.61. L'erreur relative est indiquée sur la figure 3.62.

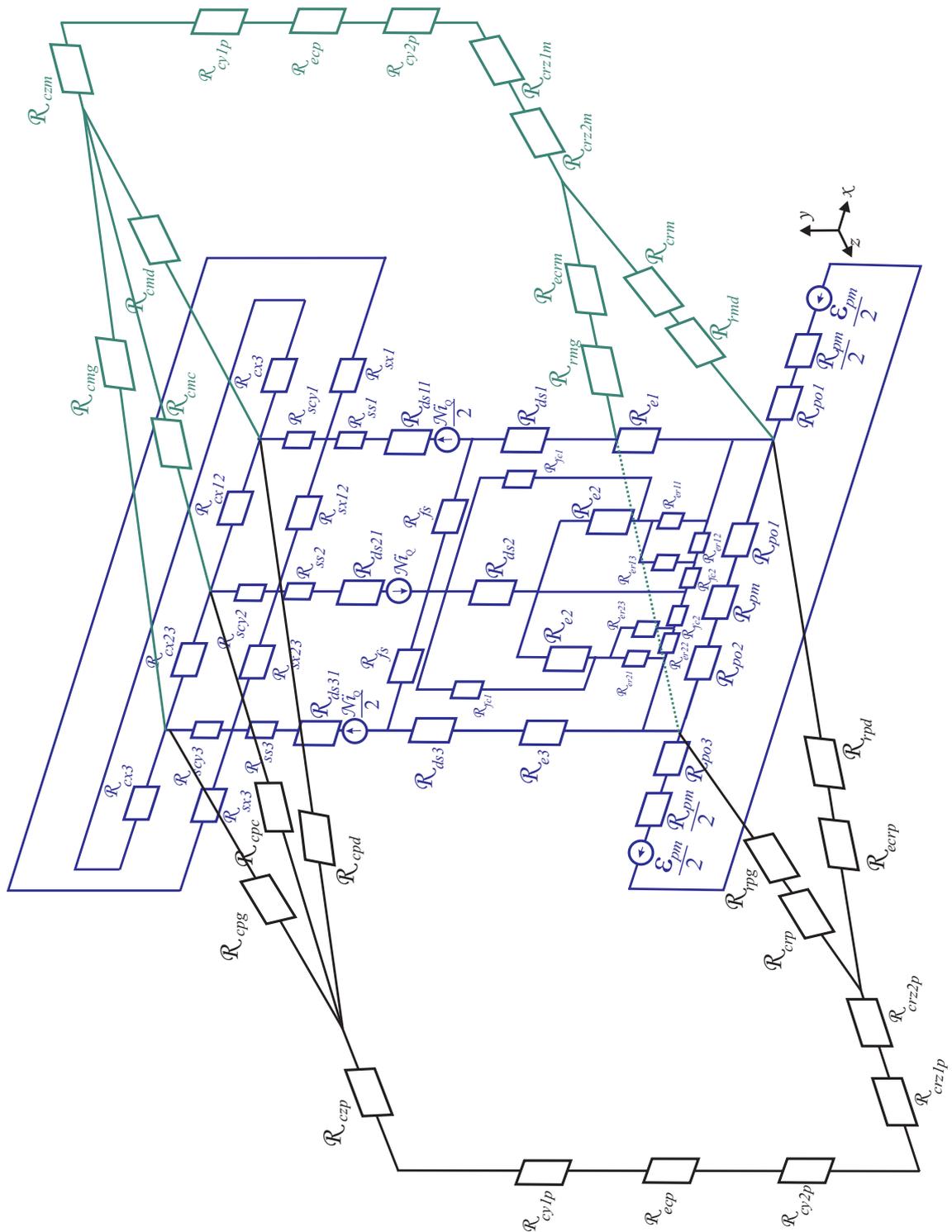


FIGURE 3.60 – Modèle non linéaire avec fuites dans l'axe en quadrature (axe q)

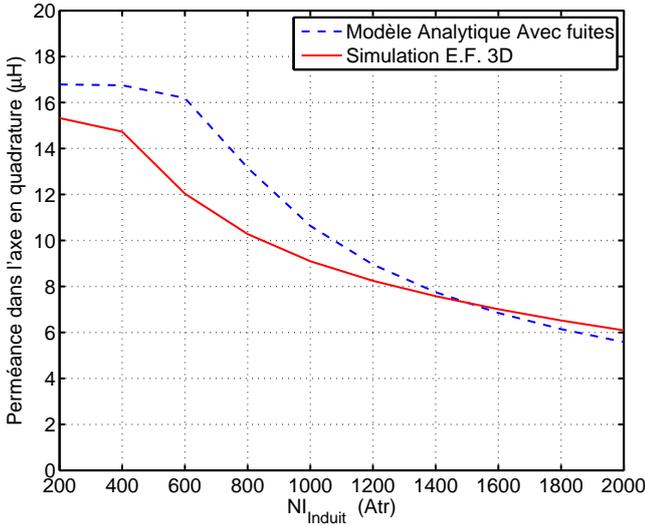


FIGURE 3.61 – Perméance dans l'axe q (P_q)

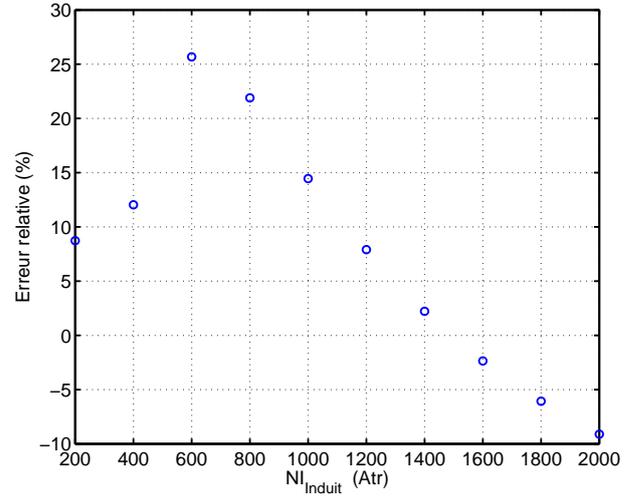


FIGURE 3.62 – Erreur relative pour la perméance dans l'axe q en fonction du courant de l'induit

Les écarts les plus importants apparaissent pour de faibles valeurs des ampères-tours de l'induit. Ceci est dû principalement aux réluctances qui modélisent les épanouissements des lignes de champs au niveau de l'entrefer, qui sont a priori sous-estimées. Une amélioration de cette réluctance peut être envisagée. Cependant, nous avons considéré que les erreurs relatives obtenues en termes de perméance dans l'axe en quadrature restent globalement acceptables.

3.8. Résultats des optimisations

Nous reprenons les deux problématiques que nous avons déjà abordées en début de ce chapitre. Les différentes contraintes des problèmes ne subissent pas de changement, sauf que :

- L'induction dans la machine a été limitée à une valeur maximale de $B_{max} = 1.8 T$. Cette valeur a été déterminée suite aux résultats de la perméance dans l'axe d. Nous estimons, vu les caractéristiques magnétiques dont nous disposons, qu'à partir de cette valeur les erreurs au niveau du modèle peuvent augmenter considérablement.

3.8.1. Résultats de la première problématique

Nous rappelons que le couple électromagnétique au point de base est atteint pour le flux maximal dans la machine, contribution des aimants permanents et des bobines de double excitation. Le couple le plus sollicité est atteint par le seul flux des aimants permanents.

Nous donnons les expressions des tensions par spire au niveau de ces deux points de fonctionnement et l'expression de la vitesse limite :

- La tension par spire au point de base et au point le plus sollicité est calculée selon la relation suivante :

$$\mathcal{V}_{s-base} = p \cdot \omega_{base} \cdot \sqrt{\left(\varphi_{v-max}^2 + (NI_{base} \cdot P_q(NI_{base}))^2\right)} \quad (3.75)$$

$$\mathcal{V}_{s-ps} = p \cdot \omega_{ps} \cdot \sqrt{\left(\varphi_v^2(NI_{Dex} = 0) + (NI_{ps} \cdot P_q(NI_{ps}))^2\right)} \quad (3.76)$$

- La vitesse limite est déterminée selon l'équation suivante :

$$\Omega_{max} = \frac{V_{s-basse}}{p \cdot \varphi_{max}(NI_{Dex}^*) \cdot (k_{fmin} - P_d^*(NI_d))} \quad (3.77)$$

Le front de Pareto obtenu est donné sur la figure suivante :

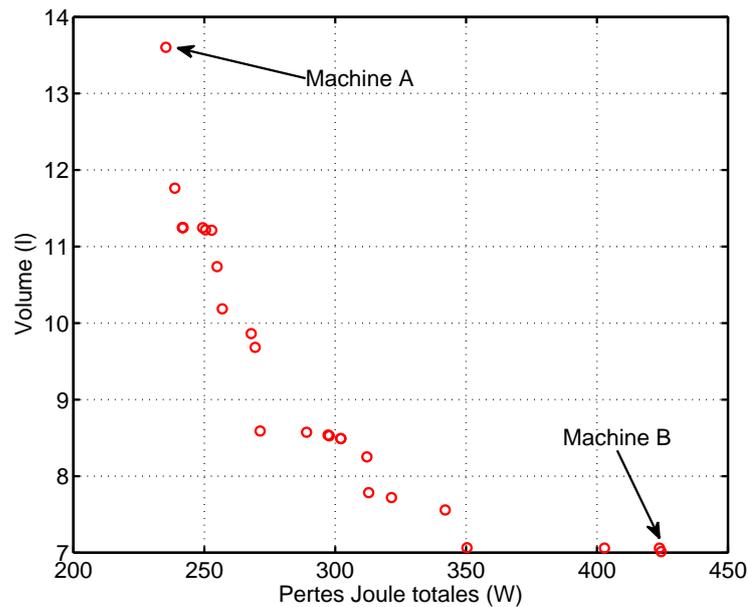


FIGURE 3.63 – Résultats de l'optimisation - Problématique 1

Nous considérons les deux machines A et B qui sont situées aux extrémités du front de Pareto. Le tableau 3.9 donne quelques paramètres de ces machines, représentées sur les figures 3.64 et 3.65.

Contrairement au front de Pareto de la figure 3.28 page 115, le front obtenu avec les derniers modèles permet d'assurer une plage de variation importante en termes de pertes Joule et de volume.

- La machine A présente un volume important et des pertes très faibles. L'augmentation du flux à vide, par la hauteur des aimants permanents et par une contribution modeste de la double excitation (+1.2 mWb), permet de réduire les ampères-tours de l'induit, donc les pertes Joule dans la machine. Le couple le plus important, celui du point de base, est bien sûr atteint. Il reste alors à atteindre le point de fonctionnement à vitesse maximale.

Nous constatons que la perméance normalisée de la machine (P_d^*) est supérieure à l'unité, donc supérieure au coefficient de désexcitation k_{fmin} : la machine a une vitesse maximale théorique infinie. Cependant, l'augmentation du flux à vide et la diminution de ampères-tours de l'induit engendrent une réduction de la perméance normalisée. Nous rappelons l'expression de P_d^* ci-dessous :

$$P_d^* = \frac{NI_{base}P_d}{\varphi_{v-max}} \quad (3.78)$$

En fait, les dimensions des aimants permanents sont optimisées de sorte à avoir une réluctance interne de l'aimant ($R_{pm} = \frac{1}{\mu_0} \frac{E_{pm}}{H_{pm}L_a}$) la plus petite possible : nous pouvons constater sur la figure 3.64 que la longueur (égale à la longueur active de la machine) et la hauteur de l'aimant sont bien importantes par rapport à son épaisseur. La réluctance du trajet du flux démagnétisant de l'induit est réduite et la perméance dans l'axe direct (P_d) est suffisamment augmentée pour assurer une perméance normalisée supérieure à l'unité. Les bobinages de double excitation n'interviennent donc pas pour assurer la vitesse maximale de fonctionnement de la machine.

- La machine B est caractérisée par un volume très faible et des pertes Joule les plus importantes de toutes les machines solutions du problème. Nous pouvons constater sur la figure 3.65 que les encoches statoriques ont été suffisamment augmentées afin d'assurer les ampères-tours nécessaires pour le couple le plus contraignant (couple de base), tout en réduisant les dimensions des aimants permanents, donc du flux à vide. La perméance normalisée est donc supérieure à l'unité et la vitesse maximale est donc assurée.

	Machine A	Machine B
Volume (l)	13.9	7
Pertes (W)	245	424.5
φ_{v-max} (mWb)	17.8	9.9
$\varphi(NI_{ex} = 0)$ (mWb)	16.6	9.3
φ_{v-min} (mWb)	15.5	9.3
L_a (mm)	72.7	75.2
L_{ds} (mm)	44.9	17.5
$\frac{R_{entrefer}}{R_{ext}}$ (%)	82.3	75.9
H_c (mm)	3.3	3.9
e_3 (mm)	2	2
P_d^*	1.03	1.49
η_{base} (%)	98	96.9
η_{ps} (%)	98.9	98.3
H_{aim}	103	75
E_{aim}	15	10.6
Couple volumique	9.4 Nm/l	18.6 Nm/l
Couple massique	1.5 Nm/kg	3.1 Nm/kg

TABLE 3.9 – Quelques paramètres des trois machines de comparaison

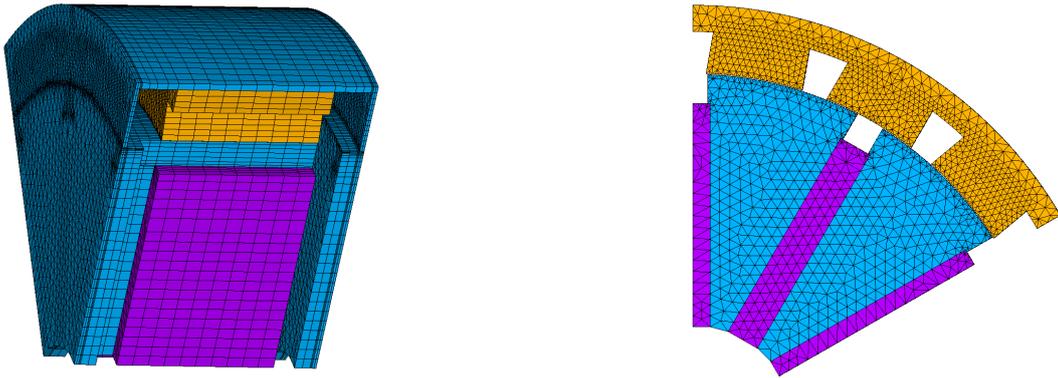


FIGURE 3.64 – Machine A - Solution de la première problématique



FIGURE 3.65 – Machine B - Solution de la première problématique

D'après les résultats obtenus par les modèles réductants simples et ceux plus complexes, nous constatons que ces résultats changent sensiblement.

Les différentes machines obtenues au début du chapitre exploitent la double excitation pour atteindre le couple maximal et la vitesse maximale. En effet, elles sont caractérisées par des perméances

normalisées inférieures à l'unité (pour la machine présentée $P_d^* = 0.43$) et grâce à la désexcitation par les bobinages de double excitation, la vitesse limite peut être atteinte. Cependant, pour les machines que nous venons d'étudier, l'exploitation des bobines de double excitation n'est plus nécessaire et les structures obtenues tendent plus vers des machines à aimants permanents à concentration de flux que vers des machines à double excitation. A ce stade de l'étude, il nous semble nécessaire de mentionner deux aspects qui ont conditionné l'obtention de ces résultats :

1. Suite à la non prise en compte des pertes fer dans nos différents modèles, les aimants permanents sont considérés comme étant des sources de flux, donc de couple, sans pertes. L'algorithme d'optimisation favorise la génération du flux d'excitation par les aimants et non par les bobinages de double excitation. L'intégration des pertes fer permettra de rééquilibrer les sources de pertes sur le cycle de fonctionnement de la machine.
2. Les valeurs importantes des perméances normalisées des machines obtenues (supérieures à l'unité) pénalisent leurs facteurs de puissance. L'intégration d'un objectif ou d'une contrainte qui porte sur l'onduleur, comme le facteur de puissance ou la puissance apparente, permettra à l'algorithme d'optimisation de trouver des structures de machines à double excitation plus intéressantes que celles présentées ci-dessus.

3.8.2. Résultats de la seconde problématique

Rappelons la seconde problématique : nous cherchons à minimiser le rapport $\frac{\varphi_{v-min}}{\varphi_{v-max}}$, donc maximiser l'excursion du flux et à minimiser le volume de la machine. Le volume maximal a été fixé à 8 l avec $R_{ext} = 140\text{ mm}$ et $L_{ext} = 130\text{ mm}$ (volume du prototype présenté au niveau du chapitre précédent). Les machines solutions doivent, tout de même, assurer un couple maximal de 130 Nm , atteint avec le flux maximal φ_{v-max} somme des contributions des aimants permanents et des bobinages de la double excitation. Les résultats obtenus sont donnés sur la figure 3.66.

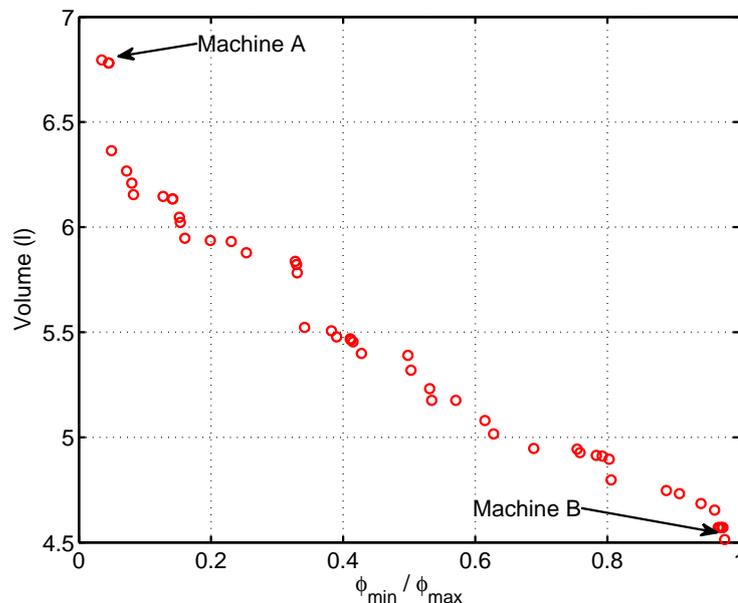


FIGURE 3.66 – Résultats de l'optimisation - Problématique 2

Considérons les deux machines A et B (voir figure 3.66) dont un certain nombre de paramètres est donné sur le tableau 3.10. Ces machines sont représentées sur les figures 3.67 et 3.68.

	Machine A	Machine B
Volume (l)	6.8	4.5
φ_{v-max} (mWb)	6.6	5.2
$\varphi(NI_{ex} = 0)$ (mWb)	2.3	5.2
φ_{v-min} (mWb)	0.4	5.2
L_a (mm)	71.6	63.1
L_{ds} (mm)	9.4	10.1
$\frac{R_{entrefer}}{R_{ext}}$ (%)	57.7	61
H_c	6.5	1.7
e_3	9	1.2

TABLE 3.10 – Quelques paramètres des deux machines de comparaison

Les deux machines présentent des sections d'encoches statoriques bien importantes qui permettent de maximiser les ampères-tours de l'induit et donc d'atteindre le couple demandé. Pour la machine A, caractérisée par un volume important et par une importante excursion du flux d'excitation de $\frac{\varphi_{v-max}}{\varphi_{v-min}} = 16.5$, présente des parties ferromagnétiques de la double excitation bien proportionnées. Nous constatons que les zones amagnétiques qui séparent les collecteurs rotoriques de la partie active du rotor (cote e_0) ont été suffisamment augmentés pour réduire les fuites des bobines de double excitation dans cette zone de la machine.

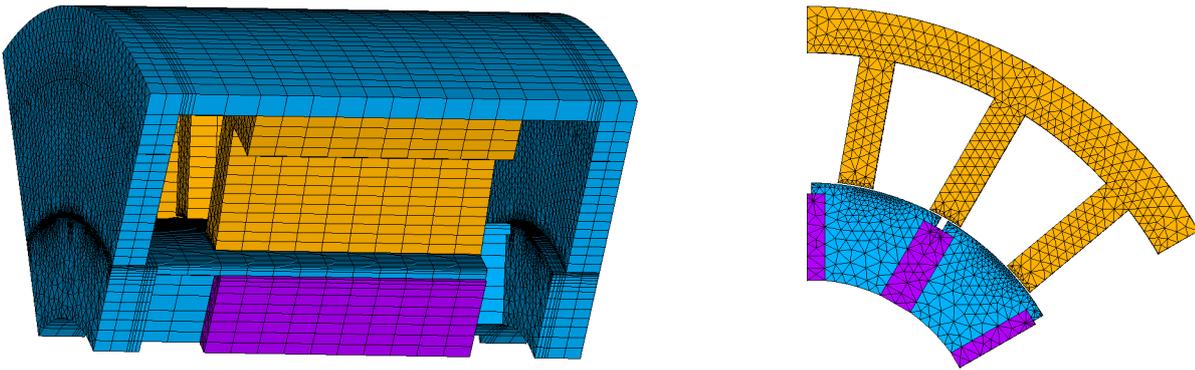


FIGURE 3.67 – Machine A - Solution de la seconde problématique

Quant à la machine B, nous constatons que les parties ferromagnétiques propres à la double excitation ont été réduites et que le volume de cette machine est exploité au maximum par sa partie active (partie centrale), afin d'assurer le couple imposé par le cahier des charges.



FIGURE 3.68 – Machine B - Solution de la seconde problématique

Finalement, nous constatons que l'excursion du flux obtenue reste positive, contrairement à celle

obtenue avec les modèles simples. Les effets de saturation et les fuites magnétiques réduisent l'efficacité des bobines de double excitation et l'annulation du flux à vide dans la machine n'est plus possible, dans le volume maximal fixé comme entrée du problème.

Validation par E.F. 3D

Tout au long de la phase de modélisation par la méthode des schémas réductants de la MSAP-ConfDE, nous avons confronté les résultats obtenus par ces modèles à ceux obtenus par simulations éléments finis 3D. Les derniers modèles développés ont été validés et ont montré une bonne concordance avec les modèles E.F. 3D. Cependant, nous avons choisi de coupler les programmes d'optimisation développés sur MATLAB au logiciel E.F. (ANSYS), afin de valider les résultats obtenus (figure 3.69). La vérification des résultats de la première problématique n'a pas été possible puisque le logiciel dont nous disposons n'a pas de procédure automatique pour le calcul du couple en 3D, même en linéaire. Nous avons alors choisi de simuler la machine A de la seconde problématique pour vérifier l'excursion du flux à vide qui nous paraît fort intéressante. Les résultats obtenus sont donnés sur la figure 3.70 où une bonne concordance entre le modèle analytique et le modèle numérique peut être constatée.

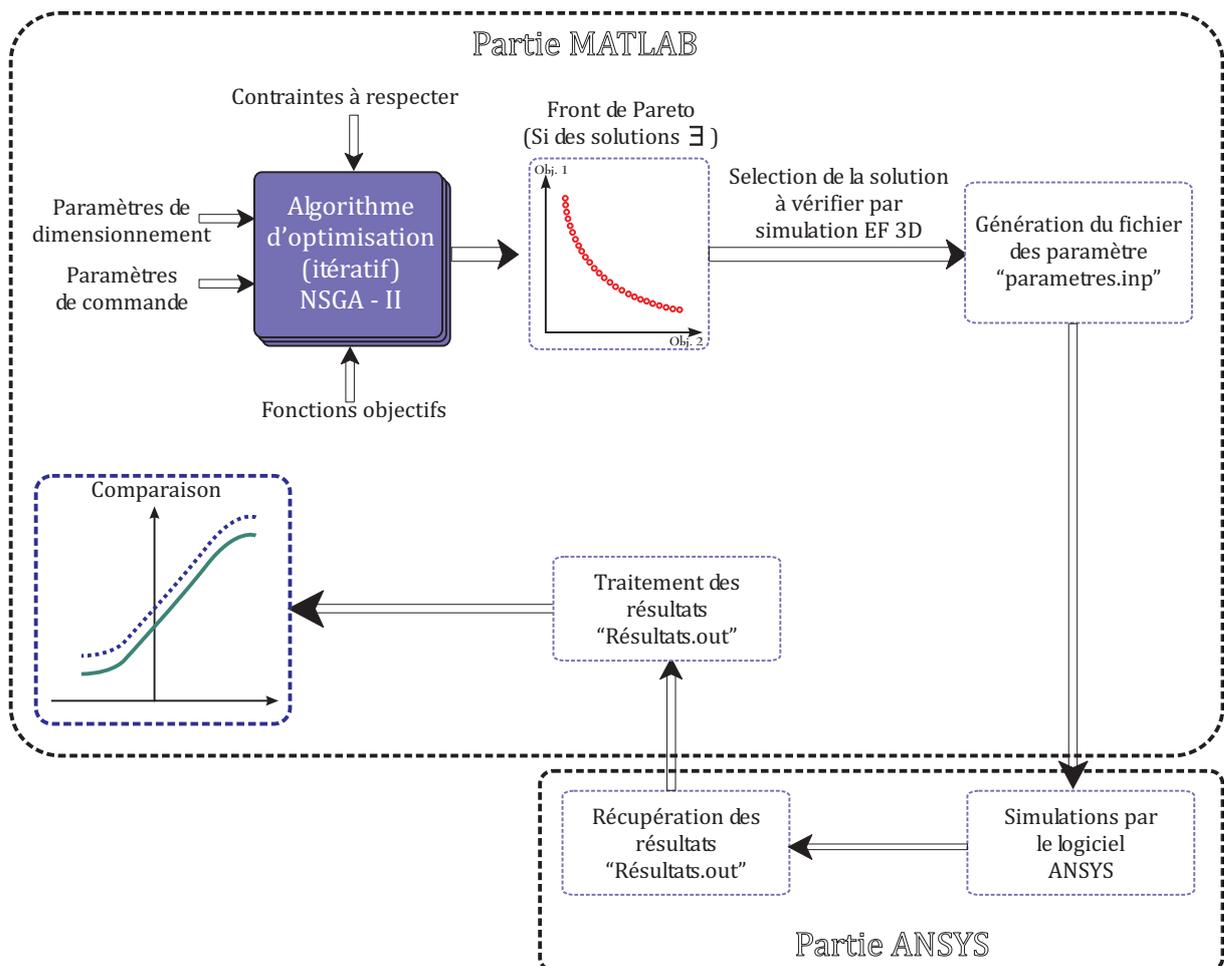


FIGURE 3.69 – Digramme de vérification automatisée des résultats obtenus suite à l'optimisation

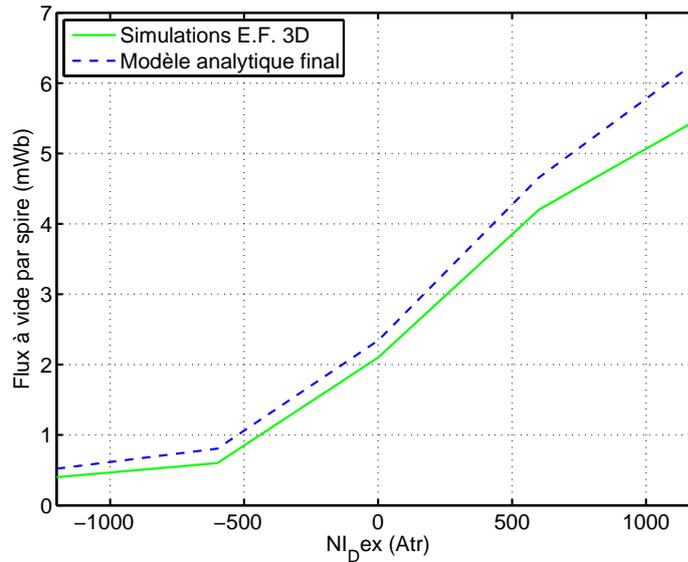


FIGURE 3.70 – Évolution du flux à vide en fonction du courant de double excitation (E.F. 3D et analytique)

3.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés au pré-dimensionnement optimal de la machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux et à double excitation.

Nous avons commencé par présenter des modèles analytiques simples qui ne prennent en compte que les entrefers de la machine et les différentes sources de flux. Ces modèles ont été développés dans deux positions caractéristiques de la machine : l'axe d et l'axe q. Malgré les hypothèses fortes que nous avons adoptées, ces modèles ont donné des résultats satisfaisants par rapport à ceux obtenus par simulations E.F. 3D linéaires.

Deuxièmement, nous avons présenté la méthode de dimensionnement analytique que nous avons adoptée et les différences qu'elle présente par rapport à celle exposée par L. Vido dans ses travaux de thèse. Les modèles réductants ont été couplés à un modèle de Park. L'algorithme génétique (NSGA-II) a été exploité afin d'assurer l'inversion des différents modèles et d'obtenir des structures de machines optimales, solutions du problème de dimensionnement.

Deux problématiques ont été détaillées par la suite. Une première qui traite d'un dimensionnement sur un cycle de fonctionnement composé de trois points : le point de base, le point de fonctionnement le plus sollicité, et le point de fonctionnement à vitesse maximale et à couple nul. Le second problème rejoint l'objectif de l'étude que nous avons menée au niveau du chapitre 2 de ce manuscrit où l'on cherche à maximiser l'excursion du flux d'excitation dans la machine et minimiser son volume enveloppe. Suite à la formulation de ces deux problématiques, nous avons réussi à avoir des résultats probants.

Nous avons continué par détailler les différentes étapes d'amélioration des modèles réductants. Nous avons commencé par intégrer les différentes réductances modélisant les parties ferromagnétiques de la machine, puis nous avons pris en compte le phénomène de saturation. En dernier lieu, différentes réductances qui modélisent les fuites magnétiques dans la structure, aussi bien bidimensionnelles que tri-dimensionnelles, ont été incorporées. A chaque étape d'amélioration des modèles, nous avons confronté les résultats analytiques et numériques. Les derniers modèles développés ont donné des imprécisions relativement faibles, qui ont permis de valider leur pertinence.

Finalement, nous avons résolu les deux problématiques mentionnées en adoptant les schémas les plus complets dont les résultats ont été exposés. Nous avons alors constaté un écart important entre les résultats obtenus avec les modèles les plus simples et les modèles les plus complets en partie à cause du phénomène de saturation magnétique et des fuites.

Une structure solution de la seconde problématique de dimensionnement, se distinguant par une

forte excursion du flux à vide, a été simulée par éléments finis. Les flux à vide obtenus par les modèles analytiques et numériques ont été comparés. Les écarts relatifs observés sont de l'ordre de 10 % et la stratégie de dimensionnement a pu être validée.

Au vu des travaux présentés dans ce chapitre, il nous apparaît nécessaire par la suite d'intégrer les pertes fer et éventuellement les aspects thermiques pour apprécier pleinement les qualités de la machine synchrone à double excitation.

En effet, n'ayant intégré que les pertes Joule au niveau du bilan des pertes totales sur le cycle de fonctionnement de la MSAPConFDE, les aimants permanents sont considérés comme étant une source de flux, donc de couple, sans pertes contrairement aux bobinages de double excitation. L'algorithme d'optimisation, afin de minimiser les pertes totales sur cycle et d'assurer le couple le plus contraignant, favorise le volume d'aimants par rapport à celui des bobines de double excitation. Ceci permet d'expliquer les topologies de machines issues de la première problématique d'optimisation. L'intégration des pertes fer dans le bilan des pertes totales sur cycle permettra de rééquilibrer les inconvénients et les avantages des deux sources. Au point de fonctionnement à bas couple et très haute vitesse, le défluxage par les bobines de double excitation réduit localement les valeurs de l'induction aussi bien au niveau des pôles rotoriques qu'au niveau des dents statoriques ; les pertes fer s'en trouverait donc réduites.

En définitif, nous pouvons envisager d'intégrer une série d'améliorations pour faire évoluer l'outil de pré-dimensionnement mis en place. En premier lieu, il s'agirait de l'intégration des pertes fer, du couple réductant et de la saturation croisée. En second lieu, il serait question de la mise en place de schémas réductants qui prendraient en compte la rotation entre le rotor et le stator (modélisation dans le repère triphasé), l'intégration d'un modèle thermique ou encore l'intégration des coûts de l'onduleur triphasé et du hacheur bidirectionnel dans le processus d'optimisation de la MSAPConFDE.

Intégration des pertes fer :

Les schémas réductants qui ont été développés permettent de déterminer les inductions dans les différentes parties ferromagnétiques de la machine. Sous l'hypothèse du premier harmonique, le rotor n'étant pas source de pertes fer, le calcul de ces pertes se limite alors au stator en exploitant l'équation 3.79. Cependant, un travail de fond sur les pertes fer au niveau de la culasse massive de la double excitation, puis des flasques statoriques et des collecteurs rotoriques doit être mené. Une fois les pertes calculées, nous pourrions adopter les modèles de Park avec pertes afin de déterminer les couples électromagnétiques, les tensions d'alimentation et les vitesses de rotation de la machine. Les schémas équivalents de Park avec pertes Joule et pertes fer de la MSAPConFDE sont donnés sur les figures 3.71 et 3.72.

$$P_v = k_h \left(\frac{\Delta \hat{B}}{2} \right)^2 f + k_f \left(\frac{\Delta \hat{B}}{2} \right)^2 f^2 \quad (3.79)$$

où

- P_v : Pertes fer par unité de volume (W/kg)
- $\Delta \hat{B}$: Variation de l'induction crête à crête (T)
- f : Pulsation électrique (rad/s)
- k_h et k_f : Coefficients d'Epstein

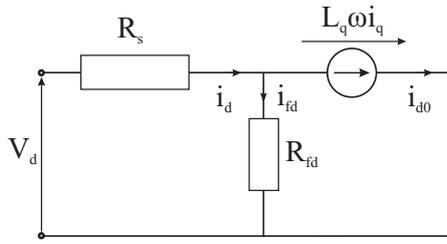


FIGURE 3.71 – Schéma équivalent de Park dans l'axe d avec pertes Joule et pertes fer

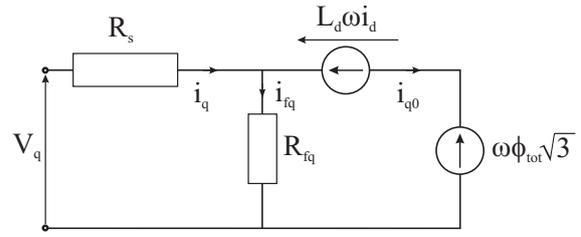


FIGURE 3.72 – Schéma équivalent de Park dans l'axe q avec pertes Joule et pertes fer

Intégration du couple réactant

Grâce à la saillance du stator, modélisée par deux perméances différentes selon l'axe direct et l'axe en quadrature, le calcul du couple électromagnétique peut être amélioré en intégrant le couple réactant.

Dans le cadre d'une exploitation des modèles réactants dans le domaine linéaire, le calcul de l'angle d'auto-pilotage ψ qui maximise le couple ou qui minimise les pertes peut se réaliser analytiquement. L'intégration du couple réactant, tributaire de cet angle de commande, peut donc être ajoutée sans toutefois trop augmenter les temps de convergence de l'algorithme d'optimisation. Cependant, dans le cas d'une exploitation des différents modèles dans le domaine non-linéaire, une boucle d'optimisation locale de la commande des machines générées doit être mise en place au niveau de l'algorithme d'optimisation (le schéma de principe est donné sur la figure 3.73).

Intégration de la saturation croisée

A ce stade de la modélisation de la MSAPConFDE, le calcul du couple électromagnétique a été effectué en linéaire. En dépit de l'intégration du phénomène de la saturation au niveau du flux et des perméances, le couple varie linéairement en fonction des ampères-tours de l'induit. Différents travaux se sont intéressés à l'extension des modèles de Park au domaine saturé en intégrant un couplage entre l'axe direct et l'axe en quadrature de la machine [91, 92]. Le flux d'excitation dépendra alors du courant de double excitation et du courant dans l'axe q, les perméances dans l'axe direct et en quadrature dépendront du courant de double excitation et des courants dans l'axe d et l'axe q. Le couple électromagnétique sera alors déterminé selon l'équation 3.80. A noter que la prise en compte de ce phénomène entraînera le développement de nouveaux modèles réactants.

$$C_{em} = p \left[\phi_v(I_q) \sqrt{3} I_q + (P_d(I_q, I_d) - P_q(I_q, I_d)) I_d I_q \right] \quad (3.80)$$

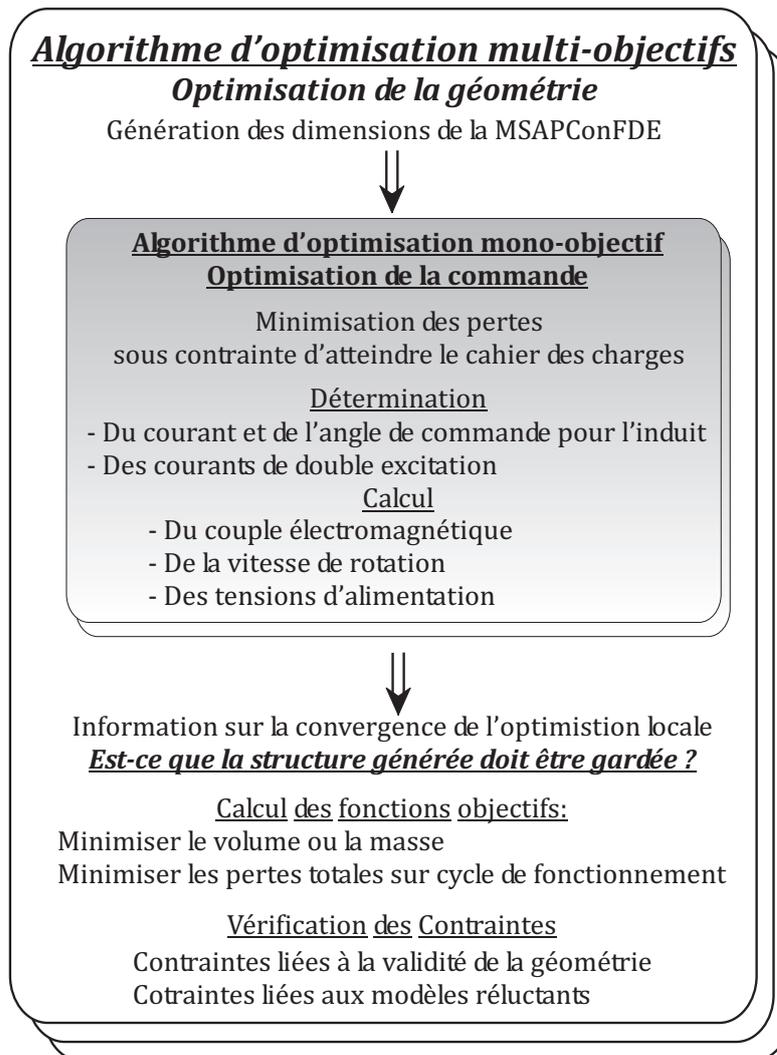


FIGURE 3.73 – Principe de l'optimisation de la commande suite à l'intégration du couple réductant

Conclusion Générale

Les travaux présentés dans ce mémoire constituent une contribution à l'étude et à la modélisation analytique en vue d'un pré-dimensionnement optimal de la machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux et à double excitation (MSAPConFDE).

Dans le premier chapitre, nous avons commencé par présenter différentes structures de machines synchrones dites non conventionnelles. Elles offrent un degré de liberté supplémentaire qui permet de contrôler le flux généré par les aimants permanents à l'aide d'une intervention mécanique ou d'une source électrique auxiliaire. La machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux et à double excitation trouve sa place parmi ces différentes topologies. Elle dispose de bobinages auxiliaires, situés au-dessus des têtes des bobines de l'induit. Ces bobinages assurent le réglage du flux à vide vu par la machine.

Différents travaux au Laboratoire SATIE se sont intéressés à cette structure et ont montré tout l'intérêt qu'il y a à approfondir son étude. Ainsi, nous nous sommes intéressés aux différents modèles qui permettront de mener à bien cette investigation. Nous avons décidé de mettre en place un premier modèle EF.3D qui permettra d'analyser les différents trajets de flux dans la machine et un second modèle développé avec des circuits réductants en vue d'un pré-dimensionnement optimal par l'algorithme génétique de la MSAPConFDE.

Dans le deuxième chapitre, nous avons commencé par détailler le principe de fonctionnement de la MSAPConFDE et les deux configurations qu'elle peut avoir : homopolaire ou bipolaire. Nous avons ensuite présenté le modèle de la machine développé par la méthode des éléments finis 3D. Les résultats des simulations ont été comparés aux mesures effectuées sur le prototype réalisé au laboratoire SATIE. Les erreurs relatives maximales obtenues n'ont pas dépassé les 4 %.

A partir des différentes études qui ont été menées, différentes conclusions peuvent être tirées :

- Le flux de fuite des aimants permanents par les parties ferromagnétiques massives de la machine (culasse et flasques statoriques et collecteurs rotoriques) influent considérablement sur l'excursion du flux à vide dans la MSAPConFDE. Le dimensionnement de la structure ne peut pas être assuré en séparant les différentes sources du flux d'excitation : les aimants permanents et les bobines de double excitation.
- L'utilisation de circuits ferromagnétiques feuilletés au niveau de la partie active du rotor pénalise l'action de la double excitation. La pénétration du flux de la double excitation dans la direction axiale est très réduite.
- Pour les structures caractérisées par un coefficient de foisonnement $k_f = 97\%$, nous avons montré que le volume le plus adapté pour la MSAPConFDE correspond plus à une forme discoïde "galette" que cylindrique "saucisson".
- Le passage vers un rotor massif permet d'améliorer la pénétration du flux de double excitation dans la direction axiale. Les performances de la double excitation, en termes de contrôle de flux, sont donc augmentées.
- Vu les temps de simulations mis en jeu (un point de calcul : 43 min), le dimensionnement optimal de la structure par la méthode numérique et pour un cahier des charges donné ne peut pas être envisagé. La mise en place d'une stratégie de dimensionnement optimal basée sur des modèles analytiques est donc nécessaire.

Le troisième et dernier chapitre est centré autour d'une modélisation analytique de la machine étudiée en vue d'un pré-dimensionnement optimal. Nous avons commencé par mettre en place des modèles réductants simples de la MSAPConFDE. Ces derniers permettent de déterminer le flux à vide et les perméances dans les axes direct et en quadrature. Après l'exposition du modèle de Park sans pertes de la machine à double excitation, nous avons détaillé la méthodologie de pré-dimensionnement optimale que nous avons établie et les deux problématiques auxquelles nous nous sommes intéressés. La première problématique permet de traiter le dimensionnement de la machine sur trois points de fonctionnement et la seconde traite de l'excursion du flux à vide en fonction du volume dédié à la structure sous contrainte d'atteindre un couple donné.

Les résultats obtenus ont été étudiés et ont permis de valider la méthodologie de pré-dimensionnement mise en place. Puis, nous sommes passés à une amélioration progressive des différents modèles de la machines. Après la modélisation des parties ferromagnétiques de la machine, nous avons intégré le phénomène de saturation magnétique puis les fuites magnétiques. A chaque étape de la modélisation, les résultats obtenus ont été comparés à ceux déterminés par simulations EF.3D. Les modèles les plus complets ont donné des résultats satisfaisants et les erreurs relatives ont été globalement inférieures à 10 %. Ces modèles ont par la suite été exploités dans le processus de dimensionnement déjà mis en place.

La première problématique de pré-dimensionnement optimal a donné des machines solutions qui tendent plus vers des machines à aimants permanents que vers des machines à double excitation. Les structures obtenues sont caractérisées par une perméance normalisée supérieure à l'unité, ceci permet d'atteindre la vitesse maximale imposée par le cahier des charges sans avoir recours au défluxage par les bobines de double excitation. Le logiciel de simulations par la méthode des éléments finis 3D ne permettant pas de calculer des couples, la validation des résultats obtenus par le modèle analytique n'a pas pu être établie. Cependant, il convient de se garder de tirer des conclusions générales sur l'intérêt des machines à double excitation, pour les raisons suivantes :

- Ces modèles ne prennent en compte que des pertes Joule. Ceci favorise l'utilisation des aimants permanents par rapport aux bobines de double excitation.
- L'exploitation du principe de double excitation permet de réduire la taille des aimants permanents, causes de la majorité des pertes fer dans des fonctionnements à faibles couples et grandes vitesses. L'intégration des deux sources de pertes au niveau des modèles permettra de valider, du point de vu des pertes, la pertinence du concept de double excitation.

La seconde problématique de dimensionnement a permis de montrer l'évolution du volume externe occupé par la machine à double excitation en fonction de l'excursion du flux à vide qu'elle peut assurer. La structure permettant le maximum d'excursion du flux d'excitation a par la suite été simulée par le modèle E.F.3D. La bonne concordance obtenue entre les résultats numériques et analytiques a permis de valider la démarche de pré-dimensionnement que nous avons mise en place.

Finalement, nous avons présenté les différents travaux qui permettront de faire évoluer l'outil de pré-dimensionnement que nous avons développé. L'intégration des pertes fer, d'un modèle thermique et la mise en place de problématiques de dimensionnement plus contraignantes que celles que nous avons adoptées, permettraient de mettre en évidence tout l'intérêt de la double excitation.

EXPRESSION DES DIFFÉRENTES RÉLUCTANCES DU FER DU MODÈLE DANS L'AXE DIRECT

Nous donnons dans cet annexe toutes les Les expressions des réluctances du modèle final de l'axe direct de la MSAPConFDE.

Partie 2D

Réluctance de la culasse statorique selon \vec{r}

$$R_{ss1} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{ss1} L_{active}} \frac{\frac{H_s}{2}}{\frac{\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + \frac{H_s}{2})} \quad (A.1)$$

$$R_{ss2} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{ss2} L_{active}} \frac{\frac{H_s}{2}}{\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + \frac{H_s}{2})} \quad (A.2)$$

Réluctance de la culasse de retour de double excitation selon \vec{r}

$$R_{scy1} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{scy1} L_{active}} \frac{\frac{1}{2}(H_s + H_c)}{\frac{\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + H_s)} \quad (A.3)$$

$$R_{scy2} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{scy2} L_{active}} \frac{\frac{1}{2}(H_s + H_c)}{\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + H_s)} \quad (A.4)$$

Réluctance de la culasse de retour de double excitation selon $\vec{\theta}$

$$R_{cx} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cx}} \frac{\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + H_s + \frac{1}{2}H_c)}{H_c L_{active}} \quad (A.5)$$

Réluctance de la culasse statorique feuilletée selon $\vec{\theta}$

$$R_{sx} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{sx}} \frac{\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + \frac{1}{2}H_s)}{H_s L_{active}} \quad (A.6)$$

Réluctance de la dent statorique

$$R_{dsi} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{dsi}} \frac{H_{ds}}{2L_{ds} L_{active}} \quad \text{avec } i = 1, 2 \quad (A.7)$$

$$R_{dsj} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{dsj}} \frac{H_{ds}}{2L_{ds} L_{active}} \quad \text{avec } j = 12, 21 \quad (A.8)$$

Réductance de la culasse de retour de double excitation selon \vec{z} partie 1

$$X_{cmp} = \frac{\frac{1}{2}L_{active}}{\frac{\pi}{4p}(R_{ext}^2 - (R_{ext} - H_c)^2)} \quad (A.9)$$

$$R_{cij} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cij}} X_{cmp} \text{ avec } i = p, m \text{ et } j = d, g$$

Réductance de la culasse de retour de double excitation selon \vec{z} partie 2

$$X_{czmp} = \frac{(e_0 + e_1 + \frac{1}{2}e_3)^{\frac{1}{3}}}{\frac{\pi}{2p}(R_{ext}^2 - (R_{ext} - H_c)^2)} \quad (A.10)$$

$$R_{czi} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{czij} X_{czmp}} \text{ avec } i = p, m \text{ et } j = 1, 2, 3$$

Réductance de retour du flasque statorique selon \vec{r}

$$X_{cy1} = \frac{1}{\left(\frac{\pi e_3}{pLn \left(\frac{R_{ext} - 0.5 H_c}{R_{ext} - H_c - H_s} \right)} \right)} \quad (A.11)$$

$$R_{cy1i} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cy1i}} X_{cy1} \text{ avec } i = p, m$$

$$X_{cy2} = \frac{1}{\left(\frac{\pi e_3}{pLn \left(\frac{R_{ext} - 0.5 H_c}{R_{ext} - H_c - H_s - 0.5 H_{ds}} \right)} \right)} \quad (A.12)$$

$$R_{cy2i} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cy2i}} X_{cy2} \text{ avec } i = p, m$$

$$X_{cy3} = \frac{1}{\left(\frac{\pi e_3}{pLn \left(\frac{R_{ext} - 0.5 H_c}{R_{ext} - H_c - H_s - H_{ds}} \right)} \right)} \quad (A.13)$$

$$R_{cy3i} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cy3i}} X_{cy3} \text{ avec } i = p, m$$

Réductance de l'entrefer non actif

$$X_{ecrmp} = \frac{p \times \ln \left(\frac{R_{extr} + Entrefer_2}{R_{extr}} \right)}{\pi e_3} \quad (A.14)$$

$$R_{ecj} = \frac{1}{\mu_0} X_{ecrmp} \text{ avec } j = m, p$$

Réductance du retour du collecteur rotorique selon \vec{r}

$$X_{cyb} = \frac{p(\frac{1}{2}H_{cr}) \ln \left(\frac{R_{extr}}{R_{extr} - \frac{1}{2}H_{cr}} \right)}{\pi e_3 H_{cr}} \quad (A.15)$$

$$R_{cy2i} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cy2i}} X_{cy2} \text{ avec } i = p, m$$

Réductance du retour du collecteur rotorique selon \vec{z} (épaisseur $e_2 + e_3$)

$$X_{crz1mp} = \frac{e_2 + \frac{1}{2}e_3}{\frac{\pi}{2p}(R_{extr}^2 - (R_{extr} - H_{cr})^2)} \quad (\text{A.16})$$

$$R_{crz1i} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{crz1i}} X_{crz1mp} \text{ avec } i = p, m$$

Réductance du retour du collecteur rotorique selon \vec{z} (épaisseur e_1)

$$X_{crz2mp} = \frac{e_1}{\frac{\pi}{2p}(R_{extr}^2 - R_{arb}^2)} \quad (\text{A.17})$$

$$R_{crz2i} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{crz2i}} X_{crz2mp} \text{ avec } i = p, m$$

Réductance du retour du collecteur rotorique selon \vec{z} (épaisseur e_0)

$$X_{cr} = \frac{e_0}{\frac{\pi}{4p}(R_{extr}^2 - R_{arb}^2) - (\frac{1}{2}H_{aim}E_{aim}) - (\frac{1}{2}H_{ergot}O_{ergot})} \quad (\text{A.18})$$

$$R_{cri} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cri}} X_{cr} \text{ avec } i = p, m$$

Réductance de la partie amagnétique entre le rotor et le collecteur rotorique (épaisseur e_0)

$$X_{ecr} = \frac{e_0}{\frac{\pi}{4p}(R_{extr}^2 - R_{arb}^2) + (\frac{1}{2}H_{aim}E_{aim}) + (\frac{1}{2}H_{ergot}O_{ergot})} \quad (\text{A.19})$$

$$R_{ecri} = \frac{1}{\mu_0} X_{ecr} \text{ avec } i = p, m$$

Réductance du pôle rotorique selon \vec{z}

$$X_r = \frac{\frac{1}{2}L_{active}}{\frac{\pi}{4p}(R_{extr}^2 - R_{arb}^2) - (\frac{1}{2}H_{aim}E_{aim}) - (\frac{1}{2}H_{ergot}O_{ergot})} \quad (\text{A.20})$$

$$R_{ri} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{ri}} X_r \text{ avec } i = p, m \text{ et } j = d, g$$

EXPRESSION DES DIFFÉRENTES RÉLUCTANCES DU FER DU MODÈLE DANS L'AXE EN QUADRATURE

Les expressions des différentes réluctances du modèle final de l'axe en quadrature sont données ci-dessous.

Partie 2D

Réluctance de la culasse statorique selon \vec{r}

$$R_{ssi} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{ssi}} \frac{\frac{H_s}{2}}{L_{active} \frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + \frac{H_s}{2})} \text{ avec } i = 1, 2, 3 \quad (\text{B.1})$$

Réluctance de la culasse de retour de double excitation selon \vec{r}

$$R_{snyi} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{snyi}} \frac{\frac{1}{2}(H_s + H_c)}{L_{active} \frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + H_s)} \text{ avec } i = 1, 2, 3 \quad (\text{B.2})$$

Réluctance de la culasse de retour de double excitation selon $\vec{\theta}$

$$R_{cx12} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cx12}} \frac{\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + H_s + \frac{1}{2}H_c)}{H_c L_{active}} \quad (\text{B.3})$$

$$R_{cx23} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cx23}} \frac{\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + H_s + \frac{1}{2}H_c)}{H_c L_{active}} \quad (\text{B.4})$$

$$R_{cx3} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cx3}} \frac{\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + H_s + \frac{1}{2}H_c)}{H_c L_{active}} \quad (\text{B.5})$$

$$R_{cx31} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cx31}} \frac{\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + H_s + \frac{1}{2}H_c)}{H_c L_{active}} \quad (\text{B.6})$$

Réluctance de la culasse statorique feuilletée

$$R_{sx12} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{sx12}} \frac{\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + \frac{1}{2}H_s)}{H_s L_{active}} \quad (\text{B.7})$$

$$R_{sx23} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{sx23}} \frac{\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + \frac{1}{2}H_s)}{H_s L_{active}} \quad (\text{B.8})$$

$$R_{sx31} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{sx31}} \frac{\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + \frac{1}{2} H_s)}{H_s L_{active}} \quad (\text{B.9})$$

$$R_{sx13} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{sx13}} \frac{\frac{2\pi}{N_e} (R_{ints} + H_{ds} + \frac{1}{2} H_s)}{H_s L_{active}} \quad (\text{B.10})$$

Réductance de la dent statorique

$$R_{dsi} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{dsi}} \frac{H_{ds}}{2L_{ds} L_{active}} \quad \text{avec } i = 1, 2, 3 \quad (\text{B.11})$$

$$R_{dsj} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{dsj}} \frac{H_{ds}}{2L_{ds} L_{active}} \quad \text{avec } j = 11, 21, 31 \quad (\text{B.12})$$

Partie 3D

Réductance de la culasse de retour de double excitation selon \vec{z} partie 1

$$X_{cmp} = \frac{\frac{1}{2} L_{active}}{\frac{\pi}{N_e} (R_{ext}^2 - (R_{ext} - H_c)^2)} \quad (\text{B.13})$$

$$R_{cij} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cij}} X_{cmp} \quad \text{avec } i = p, m \text{ et } j = d, c, g$$

Réductance de la culasse de retour de double excitation selon \vec{z} partie 2

$$X_{czmp} = \frac{e_0 + e_1 + \frac{1}{2} e_3}{\frac{\pi}{p} (R_{ext}^2 - (R_{ext} - H_c)^2)} \quad (\text{B.14})$$

$$R_{czi} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{czi} X_{czmp}} \quad \text{avec } i = p, m$$

Réductance de retour du flasque statorique selon \vec{r}

$$X_{cy1} = \frac{p(R_{ext} - R_{ints} - \frac{1}{2} H_c) \ln\left(\frac{R_{ext} - \frac{1}{2} H_c}{R_{ints}}\right)}{2\pi e_3 (R_{ext} - R_{ints} - \frac{1}{2} H_c)} \quad (\text{B.15})$$

$$R_{cy1i} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cy1i}} X_{cy1i} \quad \text{avec } i = p, m$$

Réductance de l'entrefer non actif

$$X_{ecrmp} = \frac{p \times \ln\left(\frac{R_{extr} + \text{Entrefer}_2}{R_{extr}}\right)}{2\pi e_3} \quad (\text{B.16})$$

$$R_{ecj} = \frac{1}{\mu_0} X_{ecrmp} \quad \text{avec } j = m, p$$

Réductance du retour du collecteur rotorique selon \vec{r}

$$X_{cy2} = \frac{p(\frac{1}{2} H_{cr}) \ln\left(\frac{R_{extr}}{R_{extr} - \frac{1}{2} H_{cr}}\right)}{\pi e_3 H_{cr}} \quad (\text{B.17})$$

$$R_{cy2i} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cy2i}} X_{cy2} \quad \text{avec } i = p, m$$

Réductance du retour du collecteur rotorique selon \vec{z} (épaisseur $e_2 + e_3$)

$$X_{crz1mp} = \frac{e_2 + \frac{1}{2}e_3}{\frac{\pi}{p}(R_{extr}^2 - (R_{extr} - H_{cr})^2)} \quad (\text{B.18})$$

$$R_{crz1i} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{crz1i}} X_{crz1mp} \text{ avec } i = p, m$$

Réductance du retour du collecteur rotorique selon \vec{z} (épaisseur e_1)

$$X_{crz2mp} = \frac{e_1}{\frac{\pi}{p}(R_{extr}^2 - R_{arb}^2)} \quad (\text{B.19})$$

$$R_{crz2i} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{crz2i}} X_{crz2mp} \text{ avec } i = p, m$$

Réductance du retour du collecteur rotorique selon \vec{z} (épaisseur e_0)

$$X_{cr} = \frac{e_0}{\frac{\pi}{2p}(R_{extr}^2 - R_{arb}^2) - (\frac{1}{2}H_{aim}E_{aim}) - (\frac{1}{2}H_{ergot}O_{ergot})} \quad (\text{B.20})$$

$$R_{cri} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{cri}} X_{cr} \text{ avec } i = p, m$$

Réductance de la partie amagnétique entre le rotor et le collecteur rotorique (épaisseur e_0)

$$X_{ecr} = \frac{e_0}{\frac{\pi}{2p}(R_{extr}^2 - R_{arb}^2) + (\frac{1}{2}H_{aim}E_{aim}) + (\frac{1}{2}H_{ergot}O_{ergot})} \quad (\text{B.21})$$

$$R_{ecri} = \frac{1}{\mu_0} X_{ecr} \text{ avec } i = p, m$$

Réductance du pôle rotorique selon \vec{z}

$$X_r = \frac{\frac{1}{2}L_{active}}{\frac{\pi}{2p}(R_{extr}^2 - R_{arb}^2) - (\frac{1}{2}H_{aim}E_{aim}) - (\frac{1}{2}H_{ergot}O_{ergot})} \quad (\text{B.22})$$

$$R_{ri} = \frac{1}{\mu_0 \mu_{ri}} X_r \text{ avec } i = p, m \text{ et } j = d, g$$

Bibliographie

- [1] A. TAKORABET. *Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure innovante pour une application alternateur automobile. Comparaison à des structures classiques.* Thèse de Doctorat, ENS Cachan, 2008.
- [2] J. Lucidarme, A. Ahmed, M. Gabsi, B. Multon, E. Santander, et E. Hoang. Rotating electrical machine with excitation coils, by magnets or with double excitation, Septembre 14 1999. US Patent 5,952,758.
- [3] E. Hoang, M. Lécivain, et M. Gabsi. Machine électrique à commutation de flux et à double excitation. Déposant : CNRS, mars 2006. Brevet n° de dépôt FR0602058.
- [4] D. Akemakou. Dual excitation electrical machine, and especially motor vehicle alternator, Mars 14 2000. US Patent 6,037,691.
- [5] T. Lipo, Y. Liao, et F. Liang. Field weakening for a doubly salient motor with stator permanent magnets, Octobre 3 1995. US Patent 5,455,473.
- [6] Z. Zhang, Y. Yan, S. Yang, et Z. Bo. Principle of Operation and Feature Investigation of a New Topology of Hybrid Excitation Synchronous Machine. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 44(9) :2174–2180, 2008.
- [7] K. Baoquan, L. Chunyan, et C. Shukang. A new flux weakening method of permanent magnet synchronous machine. *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*, 1 :500–503 Vol. 1, Sept. 2005.
- [8] L. Ma, M. Sanada, S. Morimoto, Y. Takeda, et N. Matsui. High efficiency adjustable speed control of IPMSM with variable permanent magnet flux linkage. *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, 2, 1999.
- [9] M. Masuzawa, N. Hirao, T. Sasaki, M. Mita, et al. Brushless motor having permanent magnets, Octobre 13 1998. US Patent 5,821,710.
- [10] Y. Amara. *Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation Application au véhicule hybride.* Thèse de Doctorat, LESIR UMR 8029 ENS CACHAN, 12 2001.
- [11] V. Lionel. *Etude d'actionneurs électriques à double excitation destinées au transport. Dimensionnement de structures synchrones.* Thèse de Doctorat, ENS CACHAN, 2004.
- [12] W. Soong et T. Miller. Field-weakening performance of brushless synchronous AC motordrives. *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, 141(6) :331–340, 1994.
- [13] A. EL-Refaie et T. Jahns. Comparison of synchronous PM machine types for wide constant-power speed range operation. *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, 2, 2005.

- [14] R. Shafranek. SELF-EXCITED BRUSHLESS ALTERNATOR, 1967. US Patent 3,346,749.
- [15] L. Vido, Y. Amara, M. Gabsi, A. B. Ahmed, E. Hoang, et M. Lecrivain. Utilisation des machines à double excitation dans la génération de puissance Électrique à bord de véhicules hybrides. *E.F. 2003*, 2003.
- [16] A. Shakal, Y. Liao, et T. Lipo. A permanent magnet AC machine structure with true field weakening capability. *Industrial Electronics, 1993. Conference Proceedings, ISIE'93-Budapest., IEEE International Symposium on*, pages 19–24, 1993.
- [17] Y. Li et T. Lipo. A doubly salient permanent magnet motor capable of field weakening. *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC'95 Record., 26th Annual IEEE*, 1, 1995.
- [18] L. Ma, M. Sanada, S. Morimoto, et Y. Takeda. Advantages of IPMSM with adjustable PM armature flux linkage inefficiency improvement and operating range extension. *Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings of the*, 1, 2002.
- [19] K. Joong, K. Tahara, K. Ajima, K. Ueta, T. Innami, N. Hino, T. Miyazaki, T. Hanyu, K. Ohno, et al. Hybrid car and dynamo-electric machine, oct 2002. US Patent 6,462,430.
- [20] U. S. Kim, Houg Joong. Wind power generation system, April 2003. US Patent 6,541,877.
- [21] K. Tahara, T. Innami, K. Ajima, K. Joong, K. Ueta, N. Hino, T. Hanyu, K. Ohno, T. Miyazaki, et al. Hybrid car and dynamo-electric machine, Juin 10 2003. US Patent 6,577,022.
- [22] M. Aydin, S. Huang, et T. Lipo. A new axial flux surface mounted permanent magnet machine capable of field control. *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2, 2002.
- [23] G. Barakat, T. El-meslouhi, et B. Dakyo. Analysis of the cogging torque behavior of a two-phase axial flux permanent magnet synchronous machine. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 37(4) :2803–2805, Jul 2001.
- [24] M. Aydin, S. Huang, et T. Lipo. Performance evaluation of an axial flux consequent pole PM motor using finite element analysis. *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, 3, 2003.
- [25] M. Aydin. *Axial flux surface mounted PM machines for smooth torque traction drive applications*. Thèse de Doctorat, University of Wisconsin-Madison, 2004.
- [26] N. Brown et L. Haydock. New brushless synchronous alternator. *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, 150(6) :629–635, 2003.
- [27] F. Liang et J. Miller. Permanent magnet electric machine with flux control, apr 2002. US Patent 6,373,162.
- [28] J. Hsu. Direct control of air-gap flux in permanent-magnet machines. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 15(4) :361–365, 2000.
- [29] F. Profumou, A. Tenconiu, Z. ZhangU, et A. Cavagnino. Novel Axial Flux Interior PM Synchronous Motor Realized with Powdered Soft Magnetic Materials. *Conference Record of the 1998 IEEE Industry Applications Conference.*, 1998.
- [30] G. Henneberger, J. Hadji-Minaglou, et R. Ciorba. Design and test of permanent magnet synchronous motor with auxiliary excitation winding for electric vehicle application. *European Power Electronics Chapter Symposium, Lausanne*, pages 645–649, 1994.

- [31] D. Fodorean. *Conception et réalisation d'une machine synchrone à double excitation : Application à l'entraînement direct*. Thèse de Doctorat, Université Technologique de Belfort Montbéliard (UTBM), Juillet 2005.
- [32] W. Curtiss et C. Syverson. Hybrid alternator with voltage regulator, Mai 20 1997. US Patent 5,631,544.
- [33] X. Luo et T. Lipo. A synchronous/permanent magnet hybrid AC machine. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 15(2) :203–210, 2000.
- [34] P. Evans et R. Schultz. Rotating electrical machine with electromagnetic and permanent magnet excitation, Septembre 2 1997. US Patent 5,663,605.
- [35] T. Mizuno. Hybrid excitation type permanent magnet synchronous motor, oct 1997. US Patent 5,682,073.
- [36] J. Tapia, F. Leonardi, et T. Lipo. Consequent-pole permanent-magnet machine with extended field-weakening capability. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 39(6) :1704–1709, 2003.
- [37] M. Gabsi. Conception et alimentation de machines spéciales. réduction du bruit d'origine magnétique. Rapport de HDR, Université de Paris XI, Centre universitaire d'Orsay, 1999.
- [38] E. Hoang, M. Lecrivain, et M. Gabsi. A new structure of a switching flux synchronous polyphased machine with hybrid excitation. *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pages 1–8, Sept. 2007.
- [39] F. M. Sargos et A. Rezzoug. Calcul analytique du champ engendré par des aimants dans l'entrefer d'une machine à rotor denté. *Journal de Physique III*, 1(1) :103–110, jan 1991.
- [40] Z. Zhu, D. Howe, E. Bolte, et B. Ackermann. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanentmagnet DC motors. I. Open-circuit field. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 29(1) :124–135, 1993.
- [41] V. Ostović. *Dynamics of Saturated Electric Machines*. Springer Verlag, 1989.
- [42] L. Albert. *Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes. Application au domaine automobile*. Thèse de Doctorat, 2004.
- [43] Z. Zhu, Y. Pang, D. Howe, S. Iwasaki, R. Deodhar, et A. Pride. Analysis of electromagnetic performance of flux-switching permanent-magnet Machines by nonlinear adaptive lumped parameter magnetic circuit model. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 41(11) :4277–4287, 2005.
- [44] M. Hecquet et P. Brochet. Modélisation d'un alternateur automobile par un réseau de perméances couplé à des circuits électriques. *J. Phys. III France*, 6 :1099–1116, 1996.
- [45] M. Rakotovo. *Un modèle opérationnel complet pour l'alternateur à griffes dans le domaine automobile*. Thèse de Doctorat, Cachan, 1996.
- [46] E. Lovelace. *Optimization of a magnetically saturable interior permanent-magnet synchronous machine drive*. Thèse de Doctorat, 2000.
- [47] J. Shewchuk. An introduction to the conjugate gradient method without the agonizing pain. <http://www.adt.unipd.it/corsi/CalcoloNumerico/painless-conjugate-gradient.pdf>, 1994.
- [48] G. Dantzig et P. Wolfe. *The Decomposition Algorithm for Linear Programs*, volume 29. JSTOR, 1961.
- [49] N. Karmarkar. A new polynomial-time algorithm for linear programming. pages 302–311, 1984.
- [50] J. Nocedal et S. Wright. *Numerical Optimization*. Springer, 1999.

- [51] V. Klee et G. Minty. HOW GOOD IS THE SIMPLEX ALGORITHM. 1970.
- [52] J. Kennedy et R. Eberhart. Particle swarm optimization. *Neural Networks, 1995. Proceedings., IEEE International Conference on*, 4, 1995.
- [53] A. Dutot, D. Olivier, et L. du Havre. Optimisation par essaim de particules Application au problème des n-Reines.
- [54] A. Colorni, M. Dorigo, V. Maniezzo, et al. Distributed optimization by ant colonies. *Proceedings of the First European Conference on Artificial Life*, 142, 1991.
- [55] M. Dorigo. *Optimization, Learning and Natural Algorithms*. Thèse de Doctorat, 1992.
- [56] J. Deneubourg, S. Aron, S. Gosss, et J. Pasteels. The self-organizing exploratory pattern of the Argentine ant. *Journal of insect behavior*, 3(2) :159–168, 1990.
- [57] Site wikipedia, algorithme de colonies de fourmis.
- [58] M. Dorigo, V. Maniezzo, et A. Colorni. Ant system : optimization by a colony of cooperating agents. *Systems, Man and Cybernetics, Part B, IEEE Transactions on*, 26(1) :29–41, 1996.
- [59] J. Dréo et P. Siarry. Diverses techniques d’optimisation inspirées de la théorie de l’auto-organisation dans les systèmes biologiques. *Journée optimisation par essaim particulière (OEP’2003)*, 2, 2003.
- [60] D. Goldberg. *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*. Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc. Boston, MA, USA, 1989.
- [61] T. Back. Self-adaptation in genetic algorithms. *Toward a Practice of Autonomous Systems : Proceedings of the First European Conference on Artificial Life*, pages 263–271, 1992.
- [62] W. Spears, K. De Jong, et N. R. L. W. DC. An Analysis of Multi-Point Crossover. 1990.
- [63] V. Pareto. *Cours d’économie politique, vol. 1 et 2, F.* 1896.
- [64] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, et T. Meyarivan. A fast and elitist multiobjective genetic algorithm : NSGA-II. *Evolutionary Computation, IEEE Transactions on*, 6(2) :182–197, 2002.
- [65] H. Ahmed, P. Cavarec, L. Prévond, et B. Multon. Conception et étude d’un actionneur linéaire synchrone à aimants permanents et multi-plaques. *Electrotechnique du Futur*, pages 14–15, 2001.
- [66] O. de la Barrière. Pré-dimensionnement d’un actionneur à flux axial pour la traction hybride. Rapport de Master, ENS de Cachan, 2007.
- [67] J. H. L. Lucidarme, M. Gabsi, M. Lécrivain, et A. Ben Ahmed. Machine électrique tournante à double excitation perfectionnée, 12 1998.
- [68] F. CHABOT, M. GABSI, M. LECRIVAIN, et L. VIDO. Rotor pour machine électrique tournante a double excitation équipé de dents radiales, et machine électrique tournante a double excitation equipée de ce rotor, 10 2002. Brevet FR 02 13552.
- [69] D. Kaluvagunta et B. Fahimi. Three-Dimensional Magnetic Effects in Permanent-Magnet Magnet Synchronous Machines. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 41(8) :2398–2405, 2005.
- [70] Site ansys, <http://www.ansys.com/products/emag.asp>.
- [71] M. Hecquet et P. Brochet. Modeling of a claw-pole alternator using permeance network coupled with electric circuits. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 31(3) :2131–2134, 1995.

- [72] C. Hwang et Y. Cho. Effects of leakage flux on magnetic fields of interior permanentmagnet synchronous motors. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 37(4) :3021–3024, 2001.
- [73] J. Farooq, S. Srairi, A. Djerdir, et A. Miraoui. Use of permeance network method in the demagnetization phenomenon modeling in a permanent magnet motor. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 42(4) :1295–1298, April 2006.
- [74] Y. Kano, T. Kosaka, et N. Matsui. Simple nonlinear magnetic analysis for permanent magnet motors. 1, 2003.
- [75] A. Mahyob, M. Elmoctar, P. Reghem, et G. Barakat. Induction machine modelling using Permeance Network Method for dynamic simulation of air-gap eccentricity. pages 1–9, 2007.
- [76] C. Delforge et B. Lemaire-Semail. Induction machine modeling using finite element and permeance network methods. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 31(3) :2092–2095, 1995.
- [77] A. Parviainen, M. Niemela, et J. Pyrhonen. Modeling of axial flux PM machines. 3, 2003.
- [78] P. Kurronen. *TORQUE VIBRATION MODEL OF AXIAL-FLUX SURFACE-MOUNTED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE*. Thèse de Doctorat, Acta Universitatis Lappeenrantaensis, 2003.
- [79] D. Fodorean, A. Djerdir, I.-A. Viorel, et A. Miraoui. A double excited synchronous machine for direct drive application-design and prototype tests. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, 22, Issue 3 :Page(s) : 656 –665, Sept. 2007.
- [80] P. Mathieu. *Contribution à l'étude et la conception de machines à aimants permanents destinées à la réalisation de servomoteurs à commutation électronique de puissance massive élevée*. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1983.
- [81] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Tekada, et T. Hirasu. Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives. *IEEE Trans ; Ind. Electronics.*, Vol. 41 :pp. 511–517, Oct. 1994.
- [82] K. Deb et R. Agrawal. Simulated binary crossover for countinuous search space. *Complex Systems*, Vol. 9, no. 2 :pp. 115 – 148, 1995.
- [83] K. Deb, R. Agrawal, A. Pratab, et T. Meyarivan. A fast elitist non-dominated sorting genetic algoeithm for mmulti-objective optimization :nsga-ii. *Proceedings of the Parallel Problem Solving fron Nature VI Conference*, pages pp. 849–858, 2000.
- [84] C. Bekhaled, S. Hlioui, L. Vido, M. Gabsi, M. Lécrivain, et Y. Amara. 3d magnetic equivalent circuit model for homopolar hybrid excitation synchronous machines. *ACEMP - Electromotion*, (ISBN 978-975-93410-2-2) :pp. 507 – 512, 10 au 12 september 2007 Bodrum Turquie.
- [85] A. Delale, L. Albert, L. Gerbaud, et F. Wurtz. Automatic generation of sizing models for the optimization of electromagnetic devices using reluctance networks. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 40(2 Part 2) :830–833, 2004.
- [86] C. Delforge-Delmotte et B. Lemaire-Semail. Modélisation d'une machine asynchrone par réseaux de perméances en vue de sa commande. *J. Phys. III France*, 6 :1785–1809, 1996.
- [87] N. Bernard, H. Ben Ahmed, et B. Multon. Semi-analytical inductance calculation on an axial-field synchronous machine for a flywheel storage system using surfacic permeances. *Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International*, pages 382–390, 2001.
- [88] M. Graczyk. Modélisation d'un frein à courants de foucault à réluctance at à bobinage global. Rapport de Master, L.E.S.I.R ENS Cachan 61, Av. du président Wilson 94235 Cachan Cedex, 1997.

- [89] C. Bernez. *Conception et modélisation d'actionneurs électriques à très forte accélération : application aux soupapes électromagnétiques*. Thèse de Doctorat, SATIE ENS Cachan, 61, Av. du président Wilson 94235 Cachan Cedex (France), 2006.
- [90] A. Foggia. Méthodes de calcul des inductances de fuites. *Techniques de l'ingénieur. Génie électrique*, (D 3440) :3440–3440, 1999.
- [91] A. Fonseca, C. Chillet, J. Yonnet, et P. Langry. Modélisation de la machine synchrone à partir d'un couplage de modèles de park et d'éléments finis. *Electrotechnique du Futur EF'99*, pages pp 140–143, Mars 1999.
- [92] L. Chedot et G. Friedrich. A cross saturation model for interior permanent magnet synchronous machine. application to a starter-generator. *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, 1 :–70, Oct. 2004.

Table des figures

1	Schéma de principe d'une machine à griffes - fonctionnement alternateur	9
2	Schéma de principe d'une machine à aimants permanents - fonctionnement alternateur	9
3	Schéma de principe d'une machine à double excitation - fonctionnement alternateur débitant sur un pont de diode	10
4	Points déterminants du plan couple-vitesse	10
5	Schéma de principe d'une machine à double excitation - fonctionnement moteur	11
1.1	Machines à aimants permanents	13
1.2	Diagramme vectoriel de la commande de la machine	14
1.3	Caractéristique Puissance-Vitesse	14
1.4	Commande de l'angle d'auto-pilotage	15
1.5	Schéma de principe d'une machine à double excitation	15
1.6	Évolution du flux à vide	16
1.7	schéma réductant développé par L. Vido modélisant le flux à vide dans la MSAPConF	17
1.8	Schéma décrivant le principe de dimensionnement selon la thèse de Lionel Vido	17
1.9	Modèle réductant du flux à vide dans la MSAPConFDE	18
1.10	Coupe radiale de la machine à simple excitation	19
1.11	Action mécanique sur les aimants permanents	20
1.12	Détournement des trajets de flux des aimants permanents par des parties ferromagné- tiques externes à la machine	20
1.13	Court-circuit du flux des aimants permanents par une couronne externe	21
1.14	Structure à défluxage mécanique "à ressort magnétique"	21
1.15	Structure à défluxage mécanique "à ressort magnétique"	22
1.16	Structure à défluxage mécanique "à ressort magnétique"	22
1.17	Structure de défluxage mécanique proposée par Ma et al.	22
1.18	Structure de défluxage mécanique proposée par Ma et al. 2	23
1.19	Structure proposée par Masuzawa et al.	23
1.20	Rotor de la Structure proposée par Masuzawa et al.	24
1.21	Coupe axiale d'une machine à flux axiale	24
1.22	Caractéristique Couple-Vitesse pour différents entrefers	24
1.23	Structure Henneberger et al	25
1.24	Principe de fonctionnement d'une MSDE série - cas d'une soustraction de flux	25
1.25	Machine à griffe avec aimants inter-plots	26
1.26	Principe de fonctionnement de la machine à griffes avec aimants inter-plots	26
1.27	Structure proposée par Akemakou et al.	27
1.28	Structure proposée par Lipo et al.	27
1.29	Structure proposée par Evans et al.	28
1.30	Coupe axiale de la machine à pôles conséquents	28
1.31	Rotor de la structure 4	29
1.32	Photos d'un prototype d'une machine à pôles conséquents [36]	29
1.33	Photo du rotor [36]	29

1.34	Photo du stator [36]	29
1.35	Image de principe de la machine	30
1.36	Partie du rotor à aimants permanents	30
1.37	Partie du rotor à bobinage d'excitation	30
1.38	Image de principe de la machine	30
1.39	Image de principe de la machine	31
1.40	Évolution du flux à vide en fonction du courant de la double excitation	31
1.41	Lignes de champs lorsque $I_{ex} = 0A$	32
1.42	Principe de fonctionnement de la machine à commutation de flux à double excitation	32
1.43	Photo du stator avec bobinage	32
1.44	Photo du stator sans bobinage	32
1.45	Trajet du flux principal des aimants permanents pour une machine synchrone à concentration de flux (MSAPConF)	33
1.46	Idée de base de la MSAPConFDE	33
1.47	Coupe partielle de la MSAPConFDE	34
1.48	Principe de création du flux secondaire et de son acheminement jusqu'à la section S_1 (Vue 3D)	35
1.49	Principe de création du flux secondaire et de son acheminement jusqu'à l'entrefer rotor - stator (Vu 2D)	35
1.50	Photos de la MSAPConFDE	35
1.51	Tube de flux	37
1.52	Évolution d'une fonction objectif à plusieurs optimums	39
1.53	Exemple d'évolution de la méthode du simplexe	41
1.54	Principe de l'algorithme des colonies de fourmis	42
1.55	Algorigramme d'un algorithme génétique	44
1.56	Exemple de dominance	45
1.57	Principe du NSGA-II [64]	46
2.1	Trajet principal du flux généré par les aimants permanents	50
2.2	Bobinages de la structure	50
2.3	Stator de la structure	51
2.4	Rotor de la structure	51
2.5	Rotor de la configuration homopolaire	52
2.6	Trajets de flux de la D.E. de la structure homopolaire	52
2.7	Schéma de principe de la configuration homopolaire de la MSAPConFDE	53
2.8	Illustration de la variation du flux dans la structure homopolaire	53
2.9	Variation du flux dans la structure homopolaire sous l'action des bobinages de double excitation	53
2.10	Trajet homopolaire créé par les aimants permanents dans la structure homopolaire	54
2.11	Trajet homopolaire du flux créé par les aimants permanents.	54
2.12	Rotor de la configuration bipolaire	54
2.13	Trajet de flux de la D.E. de la structure bipolaire	55
2.14	Principe de modulation de flux de la structure bipolaire	55
2.15	Schéma de principe de la configuration bipolaire	55
2.16	Premier trajet homopolaire créé par les aimants permanents	56
2.17	Second trajet homopolaire créé par les aimants permanents	56
2.18	Flux d'excitation par spire calculé par éléments finis 3D en fonction du courant de double excitation	56
2.19	Trajet de fuite du flux des aimants permanents par les parties ferromagnétiques de la double excitation	57
2.20	Position mécanique $\theta_{mécanique}$ (cas $\theta_{mécanique} = 15^\circ$)	57
2.21	Position du rotor qui correspond au flux minimal au niveau de la dent centrale ($\theta_{mécanique} = 15^\circ$)	58

2.22	Position du rotor qui correspond au flux maximal au niveau de la dent centrale ($\theta_{m\acute{e}c\acute{a}n\acute{u}q\acute{u}e = 45^\circ$)	58
2.23	Flux d'excitation par spire en fonction du courant de double excitation pour les deux positions $\theta_{m\acute{e}c\acute{a}n\acute{u}q\acute{u}e = 15^\circ$ et 45°	58
2.24	Flux d'excitation par spire en fonction du courant de double excitation pour le MSAP-ConFDE à bobinages répartis	59
2.25	Principe de résolution du modèle éléments finis 3D	59
2.26	Modèle complet de la machine et les différentes conditions de périodicités	61
2.27	Couplage des noeuds au niveau de l'entrefer	61
2.28	Modèle éléments finis 3D	62
2.29	Détail 1 (Entrefer)	62
2.30	Schéma détaillé de la résolution	63
2.31	Loi de comportement magnétique des parties ferromagnétiques de la MSAPConFDE	64
2.32	Évolution de la perméabilité relative en fonction de k_f	64
2.33	Agrandissement au niveau de l'intervalle $k_f \in [96\%, 99.5\%]$	65
2.34	Dimensions de la machine	65
2.35	Niveau d'induction au niveau de la MSAPConFDE	66
2.36	Niveau d'induction au niveau de la partie centrale de la MSAPConFDE	67
2.37	Cartographie de l'induction radiale à mi-hauteur de la dent statorique pour un courant de double excitation nul	67
2.38	Trajet de fuite du flux des aimants permanents par les parties ferromagnétiques de la double excitation	68
2.39	Cartographie de l'induction radiale à mi-hauteur de la dent statorique pour un courant de double excitation positif	68
2.40	Cartographie de l'induction radiale à mi-hauteur de la dent statorique pour un courant de double excitation négatif	68
2.41	Flux par spire en fonction du courant de double excitation	69
2.42	Rotor de la MSAPConFDE (prototype)	69
2.43	Stator de la MSAPConFDE (prototype)	69
2.44	Forme d'onde du flux pour différents courants de double excitation	70
2.45	Décomposition harmonique du flux à vide	70
2.46	Flux par spire en fonction du courant de double excitation	70
2.47	Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différentes valeurs de l'entrefer	71
2.48	Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différentes valeurs des entrefers actif et non actif.	72
2.49	Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différents B_r	73
2.50	Caractéristique $B = f(H)$ du SMC SAMANOY 500 et du FEV- 330	73
2.51	Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différents $\mu_{r\acute{z}eq}$	74
2.52	Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différentes hauteurs de culasse H_c	75
2.53	Évolution du flux minimal en fonction du poids de la structure	75
2.54	Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différentes épaisseurs e_3	76
2.55	Cas où l'on ajoute du flux	76
2.56	Cas où l'on défluxe	77
2.57	Flux par spire en fonction du courant de double excitation pour différentes épaisseurs e_1	77
2.58	Dimensions de la partie active du rotor	79
2.59	Dimensions de la partie active du stator	79
2.60	Bobine de l'induit et taille de la tête de bobine	80
2.61	Bobine de l'induit et taille de la tête de bobine	81
2.62	Principe de génération des dimensions des études de sensibilité	81
2.63	cotes des parties de la double excitation	82

2.64	$R_{ext} = C^{st}$ et L_a variable	82
2.65	Trajets de flux de la double excitation suite à une forte saturation de la zone feuilletée connectée au collecteur rotorique	83
2.66	Cartographie du champ d'induction radial pour la dent centrale pour un courant de double excitation négatif	84
2.67	L_a Cst et R_{ext} variable	84
2.68	L_a Cst et R_{ext} variable	85
2.69	évolution de $\frac{L_a}{L_{ext}}$ en fonction de R_{ext}	85
2.70	Section S_1 et section de la culasse statorique à égaliser	85
2.71	Évolution du flux à vide en fonction des ampères tours	86
2.72	Comparaison de quelques dimensions des deux machines obtenues par les deux méthodes de dimensionnement des parties de double excitation	87
2.73	L_{ext} Cst et R_{ext} variable	87
2.74	Évolution de l'efficacité en fonction du facteur de forme	88
2.75	Évolution de l'efficacité en fonction du facteur de forme	88
2.76	Évolution du flux à vide en fonction de NI_{DEx} pour la même machine pour un rotor massif et feuilleté	89
3.1	Principe de la démarche de pré-dimensionnement	92
3.2	Dimensions de la machine "test"	93
3.3	Partie active de la MSAPConFDE	94
3.4	Coupe 3D de la MSAPConFDE	94
3.5	Trajet de flux principal des aimants permanents (axe d)	94
3.6	Trajet de flux principal des bobines de double excitation (position axe d)	94
3.7	Modèle linéaire sans fuites du flux à vide (axe d)	95
3.8	Comparaison des résultats obtenus par le modèle analytique et les simulation E.F. 3D	96
3.9	Trajet de flux principal des bobines d'induit (axe d)	97
3.10	Trajet de flux par les parties ferromagnétiques de la double excitation (axe d)	97
3.11	Modèle linéaire sans fuites et sans fer de la perméance dans l'axe direct \mathcal{P}_d (axe q)	97
3.12	Trajet de flux 2D dans l'axe en quadrature (Axe q)	98
3.13	Trajet de flux traversant par les parties ferromagnétiques de la double excitation (axe q)	98
3.14	Modèle linéaire sans fuites et sans fer dans l'axe en quadrature (axe q)	99
3.15	Agrandissement du trajet du flux au niveau de la dent centrale et forme du tube de flux de la réductance R_{e2}	99
3.16	Tracé des lignes de champ pour la partie centrale de la MSAPConFDE	100
3.17	Schéma équivalent de Park dans l'axe d, sans pertes	101
3.18	Schéma équivalent de Park dans l'axe q, sans pertes	101
3.19	Diagramme vectoriel	102
3.20	Modèles Réductants	103
3.21	Modèle de Park	104
3.22	Principe du dimensionnement dans le sens direct	105
3.23	Différents paramètres nécessaires à la détermination de l'épaisseur maximale de l'aimant permanent	107
3.24	Le point à optimiser et les deux points à assurer dans le plan couple - vitesse	109
3.25	Contrainte géométrique sur l'axe d	111
3.26	Stratégie de dimensionnement pour la première problématique	113
3.27	Stratégie de dimensionnement pour la seconde problématique	114
3.28	Résultats de l'optimisation - Problématique 1	115
3.29	Machine A - Première problématique	116
3.30	Résultats de l'optimisation - Problématique 2	117
3.31	Machine A - Seconde problématique	118
3.32	Machine B - Seconde problématique	118
3.33	Machine C - Seconde problématique	118

3.34	Évolution du flux à vide en fonction des ampères-tours de la double excitation pour les trois machines	119
3.35	Géométrie du pôle rotorique et quelques trajets de flux	120
3.36	Géométrie de la culasse statorique feuilletée et trajet de flux principal	121
3.37	Modèle du flux dans l'axe direct sans fuites avec fer dans l'axe direct (axe d)	122
3.38	Trajet détaillé du flux dans l'axe q	123
3.39	Modèle linéaire sans fuites et avec fer dans l'axe direct (axe d)	124
3.40	Différentes mailles au niveau de la partie 2D du schéma réductant de l'axe q	125
3.41	Caractéristique $B = f(H)$ - Comparaison des mesures expérimentales et des expressions analytiques	127
3.42	Caractéristique $B = f(H)$ - Comparaison des mesures expérimentales et de l'expression analytique en double exponentiel	128
3.43	Évolution du flux dans l'axe direct pour $NI_{Dex} = 0$	128
3.44	Évolution du flux à vide en fonction des ampères-tours de double excitation	129
3.45	Perméance dans l'axe q (P_q)	129
3.46	Évolution du flux dans l'axe q en fonction des NI_{induit} de l'axe q	129
3.47	Lignes de champs pour $NI_d = 0$ (axe d)	130
3.48	Agrandissement au niveau de l'entrefer	130
3.49	Lignes de champs lorsque les bobines statoriques sont alimentées	131
3.50	Circuit réductant de la partie 2D de la machine en tenant compte des fuites	131
3.51	Trajet de fuite du flux des aimants permanents par les collecteurs rotoriques	132
3.52	Trajet de fuite du flux de la double excitation par les collecteurs rotoriques	132
3.53	Trajets de fuites au niveau de la bobine de double excitation	133
3.54	Modèle non linéaire avec fuites de l'axe direct (axe d)	134
3.55	Évolution du flux à vide en fonction des ampères-tours des bobinages de double excitation	135
3.56	Erreur relative pour le flux à vide en fonction du courant de double excitation	135
3.57	Évolution de la perméance dans l'axe direct pour différents NI_{induit}	135
3.58	Évolution de l'erreur sur la perméance dans l'axe direct en fonction de l'induction au niveau de la dent centrale	135
3.59	Trajets de fuites dans l'axe q	136
3.60	Modèle non linéaire avec fuites dans l'axe en quadrature (axe q)	137
3.61	Perméance dans l'axe q (P_q)	138
3.62	Erreur relative pour la perméance dans l'axe q en fonction du courant de l'induit	138
3.63	Résultats de l'optimisation - Problématique 1	139
3.64	Machine A - Solution de la première problématique	140
3.65	Machine B - Solution de la première problématique	140
3.66	Résultats de l'optimisation - Problématique 2	141
3.67	Machine A - Solution de la seconde problématique	142
3.68	Machine B - Solution de la seconde problématique	142
3.69	Digramme de vérification automatisée des résultats obtenus suite à l'optimisation	143
3.70	Évolution du flux à vide en fonction du courant de double excitation (E.F. 3D et analytique)	144
3.71	Schéma équivalent de Park dans l'axe d avec pertes Joule et pertes fer	146
3.72	Schéma équivalent de Park dans l'axe q avec pertes Joule et pertes fer	146
3.73	Principe de l'optimisation de la commande suite à l'intégration du couple réductant	147

Liste des tableaux

2.1	Comparaison entre la formulation en potentiel scalaire et la formulation en potentiel vecteur formulation aux arrêtes	60
2.2	Dimensions de la machine étalon	66
2.3	Comparaison de quelques paramètres de la structure de la thèse de Y. Amara et la MSAPConFDE à grosses dents	78
2.4	Coefficients et dimensions de la partie 2D de la MSAPConFDE	79
2.5	Excursion de flux en fonction des différentes longueurs actives de la machine	83
3.1	Dimensions de la machine “test “	93
3.2	Perméance dans l’axe direct - Comparaison entre résultat analytique et simulation E.F. 3D	98
3.3	Perméance dans l’axe en quadrature - Comparaison entre les résultats analytiques et de simulations E.F. 3D	100
3.4	Cahier des charges de la première problématique de pré-dimensionnement optimal . . .	109
3.5	Cahier des charges pour la seconde problématique	110
3.6	Les différents paramètres accessibles par les premiers modèles réductants	112
3.7	Quelques paramètres de la machine A	116
3.8	Quelques paramètres des trois machines de comparaison	117
3.9	Quelques paramètres des trois machines de comparaison	140
3.10	Quelques paramètres des deux machines de comparaison	142