



HAL
open science

Comparaisons théorique et expérimentale de machines à aimants permanents pour la traction de véhicules électriques

Fouad Charih

► **To cite this version:**

Fouad Charih. Comparaisons théorique et expérimentale de machines à aimants permanents pour la traction de véhicules électriques. Energie électrique. Université de Franche-Comté, 2016. Français. NNT : 2016BESA2023 . tel-01508634

HAL Id: tel-01508634

<https://theses.hal.science/tel-01508634>

Submitted on 14 Apr 2017

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.

SPIM

Thèse de Doctorat

présentée à

l'UFR Sciences, Techniques et Gestion de l'Industrie de l'Université de Franche-Comté

UFC

école doctorale **sciences pour l'ingénieur et microtechniques**
UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

en vue d'obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

EN

SCIENCES POUR L'INGÉNIEUR

par

FOUAD CHARIH

Comparaisons théorique et expérimentale de machines à
aimants permanents pour la traction de véhicules électriques

Soutenue publiquement le 8 mars 2016 devant la commission d'examen

Membres du jury

Rapporteur : Daniel MATT, Professeur à l'Université de Montpellier.

Rapporteur : Hamid GUALOUS, Professeur à l'Université de Caen.

Examineur : Didier CHAMAGNE, Professeur à l'Université de Franche-Comté.

Examineur : Frédéric DUBAS, Maître de Conférences à l'Université de Franche-Comté.

Membre invité : Christophe ESPANET, Société MMT.

Avant-propos

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire sont le fruit d'une collaboration, d'une expérience scientifique et humaine. Tout d'abord, mes remerciements s'adressent à mon directeur de thèse, Monsieur Didier CHAMAGNE, Professeur à l'Université de Franche-Comté, ainsi qu'à mes co-encadrants, Monsieur Christophe ESPANET, Société MMT, et Frédéric DUBAS, Maître de conférences à l'Université de Franche-Comté.

Je tiens sincèrement à remercier Monsieur Didier CHAMAGNE pour son encadrement et son accompagnement ainsi que toute la confiance qu'il m'a accordé tout au long de ce travail.

Mes remerciements à Monsieur Christophe ESPANET pour m'avoir donné la possibilité de participer au projet TRAX. Je le remercie notamment pour son aide et sa disponibilité. Mes remerciements aussi à Frédéric DUBAS pour ses conseils et orientations.

Mes remerciements à tous les collègues du Département Energie de FEMTO-ST qui ont su favoriser une bonne ambiance au travail.

Mes remerciements à tous les partenaires du projet, en particulier la société PHENIX International et NOVELTE Système pour leur collaboration.

Je tiens à remercier également tous les membres du jury. Mes sincères remerciements adressés à Monsieur Daniel MATT, Professeur à l'Université de Montpellier, et Monsieur Hamid GUALOUS, Professeur à l'Université de Caen, pour avoir accepté d'être rapporteurs et examiné mon travail avec intérêt.

J'exprime toute ma reconnaissance envers ma famille en particulier mes parents qui sont les premiers artisans de cette réussite. Mes remerciements à ma mère ainsi qu'à mes frères et sœur pour leur soutien et leurs encouragements durant toute la période de travail. A mon père, une profonde pensée.

Sommaire

<i>Sommaire</i>	1
<i>Liste des figures</i>	5
<i>Liste des tableaux</i>	8
<i>Introduction générale</i>	9
<i>Chapitre 1. Contexte de la thèse et état de l'art</i>	11
<i>Introduction</i>	12
I. Contexte et objectifs du projet TRAX	13
I.1 Présentation du projet TRAX	13
I.2 Contexte économique et environnemental du projet TRAX	13
I.3 Présentation et position des travaux de thèse dans le projet TRAX	15
I.4 Cahier des charges TRAX	15
I.4.1. Objectifs du véhicule à motoriser	15
I.4.2. Généralités imposées pour la motorisation	16
I.4.3. Caractéristiques d'un véhicule de configuration « quadricycle lourd	16
I.4.4. Caractéristiques Couple/Vitesse	17
I.4.5. La motorisation	17
II. Etat de l'art des brevets récents concernant les moteurs électriques dans le secteur automobile	20
II.1 MSAP à aimants en surface	20
II.1.1. Description des brevets	20
II.1.1.1 Brevet 1	20
II.1.1.2 Brevet 2	21
II.1.1.3 Brevet 3	21
II.1.1.4 Brevet 4	22
II.1.1.5 Brevet 5	23
II.1.1.6 Brevet 6	23
II.1.2. Synthèse des innovations	24
II.2 MSAP à aimants enterrés	25
II.2.1. Description des brevets	25
II.2.1.1. Brevet 1	25
II.2.1.2. Brevet 2.....	26
II.2.1.3. Brevet 3.....	26
II.2.1.4. Brevet 4.....	27
II.2.1.5. Brevet 5.....	28
II.2.1.6. Brevet 6.....	28
II.2.1.7. Brevet 7.....	29
II.2.1.8. Brevet 8.....	30
II.2.1.9. Brevet 9.....	30
II.2.1.10. Brevet 10.....	31

II.2.1.11.	Brevet 11	31
II.2.1.12.	Brevet 12	32
II.2.1.13.	Brevet 13	33
II.2.1.14.	Brevet 14	33
II.2.1.15.	Brevet 15	34
II.2.1.16.	Brevet 16	35
II.2.1.17.	Brevet 17	35
II.2.2.	Synthèse des innovations	37
II.3	MSAP à concentration de flux.....	38
II.3.1	Description des brevets	38
II.3.1.1.	Brevet 1	38
II.3.1.2.	Brevet 2	39
II.3.1.3.	Brevet 3	39
II.3.1.4.	Brevet 4	40
II.3.1.5.	Brevet 5	41
II.3.2	Synthèse des innovations	41
II.4	Moteurs-roues.....	43
II.4.1	Description des brevets	43
II.4.1.1.	Brevet 1	43
II.4.1.2.	Brevet 2	44
II.4.1.3.	Brevet 3	44
II.4.1.4.	Brevet 4	45
II.4.1.5.	Brevet 5	46
II.4.1.6.	Brevet 6	46
II.4.1.7.	Brevet 7	47
II.4.1.8.	Brevet 8	48
II.4.2	Synthèse des innovations	49
Conclusion		50
Chapitre 2. Modélisation et comparaison de machines synchrones à aimants permanents.....		51
Introduction		52
I. Méthodologies de modélisation		53
I.1 Méthode des éléments finis		53
I.1.1	Présentation	53
I.1.2	Conditions aux limites	54
I.1.3	Discrétisation et approximation	54
I.1.4	Prise en compte du mouvement	54
I.2 Méthodes semi-analytiques.....		55
I.3 Méthodes analytiques		55
II. Présentation de la machine de référence		56
II.1 Théorie sur les combinaisons encoches/pôles et bobinage		56
II.2 Machine de référence.....		58
III. Modèle analytique simplifié du champ en 2D		60

III.1	Hypothèses de travail	60
III.2	Modèle électromagnétique	60
III.2.1	Potentiel vecteur et inductions.....	60
III.2.2	Force électromotrice	66
III.2.3	Pertes et puissance électromagnétique	67
III.2.4	Couple	69
III.2.5	Rendement	69
III.2.6	Validation par éléments finis.....	70
IV.	<i>Etude des limites du modèle analytique vs numérique</i>	72
IV.1	Introduction	72
IV.2	Effet de denture	72
IV.3	Conductivité dans les aimants	74
IV.4	Saturation	75
IV.5	Conclusion	77
V.	<i>Modèles numériques par éléments finis</i>	78
V.1	Introduction et présentation structurelle	78
V.2	Modélisation magnétique des 4 structures	79
V.2.1	Description du problème	79
V.2.2	Performances à vide.....	81
V.2.3	Performances en charge	85
V.3	Conclusion	88
VI.	<i>Calcul des inductances d'axes d et q</i>	89
VI.1	Introduction	89
VI.2	Principe de la méthode	89
VI.3	Résultats	91
VI.4	Conclusion	91
	<i>Conclusion</i>	92
	<i>Chapitre 3. Validation expérimentale des modèles théoriques</i>	93
	<i>Introduction</i>	94
I.	<i>Éléments de réalisation des prototypes</i>	95
I.1	Tôles magnétiques	95
I.2	Bobinage	96
I.3	Aimants permanents	96
II.	<i>Présentation du banc d'essais</i>	97
II.1	Composition	97
II.2	Machine asynchrone	98

II.3	Alimentation	99
II.4	Instrumentation	101
III.	Essais expérimentaux	102
III.1	À vide	102
III.1.1	Force électromotrice	103
III.1.2	Couple et puissance mécanique	106
III.1.3	Pertes.....	108
III.2	En court-circuit	110
III.3	En charge	111
III.3.1	Couple électromagnétique	111
III.3.2	Rendement	113
	Conclusion	116
	Conclusion générale et perspectives	117
	Références bibliographiques	119
	Annexe A : Modélisation des sources électromagnétiques	125
	Annexe B : Constantes d'intégration	128
	Annexe C : Modélisation géométrique	131
	Annexe D : Paramètres des machines	133

Liste des figures

Figure 1 : Véhicules électriques disponibles en 2008 en fonction des critères de prix et d'autonomie	14
Figure 2 : Objectifs et démarche envisagée dans le projet TRAX	15
Figure 3 : Caractéristique couple/vitesse pour un moteur de traction	17
Figure 4 : Zone d'implantation de deux moteurs	18
Figure 5 : Rotor avec frette pour une machine à aimants montés en surface [1].....	20
Figure 6 : Machine à aimants montés en surface avec rainures au stator [2].....	21
Figure 7 : Machine à aimants montés en surface à rotor extérieur et à pas fractionnaire [3]	22
Figure 8 : Machine à aimants montés en surface à rotor intérieur et bobinage concentrique [4].....	22
Figure 9 : Machine à flux axial avec rotor à aimants insérés [5]	23
Figure 10 : Machine à aimants insérés avec isolant électrique [6].....	24
Figure 11 : Position optimale des aimants pour machine à aimants enterrés en V [7]	25
Figure 12 : Dispositif de refroidissement pour machine à aimants enterrés en forme de V [8]	26
Figure 13 : Machine à aimants enterrés en forme de V avec bobinage distribué [9].....	27
Figure 14 : Machine à aimants enterrés en forme de V avec bobinage concentrique [10]....	27
Figure 15 : Entrefer variable pour machine à aimants enterrés en forme de V [11].....	28
Figure 16 : Segmentation pour machine à aimants enterrés en forme de V [12].....	29
Figure 17 : Machine à aimants enterrés en forme de U [13].....	29
Figure 18 : Division des aimants pour rotor à aimants enterrés en U [14]	30
Figure 19 : Rapport des dimensions pour machine à aimants enterrés en V [15].....	30
Figure 20 : Machine à aimants enterrés de forme rectangulaire avec fentes [16]	31
Figure 21 : Machine à aimants enterrés de forme rectangulaire avec portions amagnétiques [17].....	32
Figure 22 : Machine à aimants enterrés deux à deux parallèles avec position optimale [18]	32
Figure 23 : Machine à aimants enterrés de forme rectangulaire sans inclinaison des encoches [19].....	33
Figure 24 : Machine à aimants enterrés de forme rectangulaire avec fentes [20]	34
Figure 25 : Segmentation pour machine à aimants enterrés de forme rectangulaire [21]	34
Figure 26 : Machine à aimants enterrés avec répartition azimut [22]	35
Figure 27 : Optimisation du stator pour machine à aimants enterrés [23].....	36
Figure 28 : Portion moulée pour rotor à concentration de flux [24].....	38
Figure 29 : Fabrication d'un rotor d'une MSAP à concentration de flux [25]	39
Figure 30 : MSAP à concentration de flux et à rotor extérieur [26].....	40
Figure 31 : MSAP à concentration de flux à rotor intérieur [27]	40
Figure 32 : Construction d'un rotor pour MSAP à concentration de flux [28]	41
Figure 33 : Assemblage d'un rotor pour un moteur-roue [29].....	43
Figure 34 : Structure en résine d'un rotor pour moteur-roue [30].....	44
Figure 35 : Bobinage polyphasé pour moteur-roue [31].....	45
Figure 36 : Bobinage à plusieurs couches [32].....	45
Figure 37 : Méthode d'assemblage d'un moteur-roue [33]	46
Figure 38 : Liquide pour machine électrique à rotor extérieur [34]	47
Figure 39 : Refroidissement par fluide pour machine à rotor extérieur [35]	47

Figure 40 : Echangeur de chaleur pour machine à rotor extérieur [36]	48
Figure 41 : Front de Pareto des modèles pour la conception des machines électriques [53]	56
Figure 42 : Deux types de bobinage : (a) bobinage distribué (b) bobinage concentrique [54]	57
Figure 43 : Comparaison des deux types de pas de machine [55]	57
Figure 44 : Schéma simplifié du bobinage à double couche pour la phase 1 de la machine de référence	59
Figure 45 : Conditions aux limites pour deux régions différentes	64
Figure 46 : Composante radiale de l'induction pour un fonctionnement à vide : (a) région entrefer, (b) région aimants	70
Figure 47 : Composante tangentielle de l'induction pour un fonctionnement à vide : (a) région entrefer, (b) région aimants	70
Figure 48 : Composante radiale de l'induction pour un fonctionnement en charge: (a) région entrefer, (b) région aimants	71
Figure 49 : Composante tangentielle de l'induction pour un fonctionnement en charge: (a) région entrefer, (b) région aimants	71
Figure 50 : Représentation de l'induction radiale dans l'entrefer analytique vs numérique.	72
Figure 51 : Représentation du couple de denture analytique vs numérique.	73
Figure 52 : Représentation du couple électromagnétique analytique vs numérique.	73
Figure 53 : Pertes dans les aimants analytique vs numérique.	74
Figure 54 : Dégradé d'induction.	75
Figure 55 : Pertes fer numériques au stator pour 3 vitesses de rotation	76
Figure 56 : Pertes fer moyennes au stator analytique vs numérique.	76
Figure 57 : Vue en coupe des différentes topologies	78
Figure 58 : Conditions aux limites sous Flux2D.	79
Figure 59 : Circuit électrique sous Flux 2D	80
Figure 60 : Maillage pour la structure en I sous Flux2D	81
Figure 61 : Lignes de flux : (a) MSAP en surface (b) Structure en I (c) Structure en U (d) Structure à concentration de flux	82
Figure 62 : Tension induite à vide pour les 4 structures	82
Figure 63 : Induction maximale dans l'entrefer pour les 4 structures	83
Figure 64 : Dégradé d'induction pour la structure en I : fuites magnétiques	83
Figure 65 : Couple de détente maximum pour les 4 structures	84
Figure 66 : Pertes dans les aimants pour les 4 structures	84
Figure 67 : Pertes fer stator pour les 4 structures	85
Figure 68 : Couple dynamique pour les 4 structures	85
Figure 69 : Couple moyen pour les 4 structures	86
Figure 70 : Rendement pour les 4 structures	87
Figure 71 : Méthode de calcul des inductances L_d et L_q	90
Figure 72 : Stator des prototypes	95
Figure 73 : Schéma du bobinage dentaire et des connexions électriques	96
Figure 74 : Rotors des prototypes	97
Figure 75 : Banc d'essais	98
Figure 76 : Structure machine asynchrone [80]	99
Figure 77 : Structure de l'électronique de puissance [81]	100
Figure 78 : Armoire d'alimentation électrique	100
Figure 79 : Ensemble accouplement / capteur couple	101
Figure 80 : Couplage des éléments du banc d'essais	101

Figure 81 : Instrumentation.....	102
Figure 82 : Schéma simplifié des mesures à vide	103
Figure 83 : Forces électromotrices expérimentales pour les 4 structures à une vitesse de 1100 tr/min	103
Figure 84 : Courbes des f.é.m. expérimentales en fonction de la vitesse de rotation	105
Figure 85 : FFT des f.é.m. théoriques à vitesse nominale	105
Figure 86 : Couple expérimental en fonction de la vitesse de rotation.....	107
Figure 87 : Pertes magnétiques et mécaniques expérimentales en fonction de la vitesse de rotation	108
Figure 88 : Méthode de séparation des pertes	109
Figure 89 : Schéma simplifié des essais en court-circuit.....	110
Figure 90 : Schéma équivalent d'une phase statorique pour une machine à pôles lisses....	110
Figure 91 : Montage pour la réalisation des essais en charge	112
Figure 92 : Evolution du couple électromagnétique	113
Figure 93 : Synoptique des puissances.....	113
Figure 94 : Evolution du rendement en fonction du couple.....	114
Figure 95 : Evolution du rendement	115
Figure 96 : Evolution de l'aimantation	125
Figure 97 : Répartition spatiale d'une bobine quelconque [59]	126
Figure 98 : Répartition spatiale des bobines d'une phase entière [59]	126
Figure 99 : Densité linéique de courant pour la machine de référence.....	127
Figure 100 : Géométrie de la machine à aimants en surface.....	134
Figure 101 : Géométrie du rotor de la structure en I.....	135
Figure 102 : Géométrie du rotor de la structure en U	135
Figure 103 : Géométrie du rotor de la structure à concentration de flux	136

Liste des tableaux

Tableau 1. Synthèse des brevets des machines à aimants en surface	24
Tableau 2. Synthèse des brevets des machines à aimants enterrés.....	37
Tableau 3. Synthèse des brevets des machines à concentration de flux	41
Tableau 4. Synthèse des brevets des moteurs-roues.....	49
Tableau 5. Paramètres géométriques de la machine de référence	58
Tableau 6. Paramètres physiques de la machine de référence	59
Tableau 7. Taux d'ondulation des 4 structures	86
Tableau 8. Synthèse des résultats	88
Tableau 9. Inductance dans l'axe q en fonction du courant.....	91
Tableau 10. Inductance dans l'axe d en fonction du courant.....	91
Tableau 11. Comparaison des fondamentaux des f.é.m. à vitesse nominale (N=1100 tr/min)	104
Tableau 12. Comparaison des f.é.m. expérimentales à différentes vitesses de rotation.....	104
Tableau 13. Comparaison du couple à vitesse nominale (N=1100 tr/min)	107
Tableau 14. Comparaison des pertes magnétiques à vitesse nominale (N=1100 tr/min)	109
Tableau 15. Comparaison des inductances cycliques.....	111
Tableau 16. Comparaison du couple	112
Tableau 17. Comparaison du rendement	114
Tableau 18. Caractéristiques géométriques de la tôle Fev 250 35 HA	131
Tableau 19. Paramètres géométriques.....	133

Introduction générale

Ces dernières décennies, le besoin de rechercher de nouvelles énergies alternatives est présent à toutes les échelles de la société. L'énergie électrique représente une solution tournée vers l'avenir pour différentes applications, et en particulier les applications de transport. Les récentes avancées dans les matériaux, l'électronique de puissance et la microélectronique ont contribué à obtenir de bonnes performances pour des applications utilisant des machines électriques tournantes. Les caractéristiques clés d'une machine électrique pour une application de traction sont le couple, la plage de vitesse à puissance maximale (défluxage), le rendement, la fiabilité et l'encombrement. Les machines électriques à aimants permanents répondent à ces exigences surtout avec le récent développement des nouveaux aimants à base de terres rares (Nd-Fe-B ou Sm-Co).

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans ce contexte et plus particulièrement dans le cadre du projet TRAX qui consiste au développement de moteurs électriques destinés à la traction des petits véhicules électriques urbains. Le projet TRAX s'est consacré uniquement à la motorisation électrique et non sur la réalisation du véhicule complet. Le leader du projet était PHENIX INTERNATIONAL, petite PME spécialisée dans le bobinage des dispositifs électriques.

Les aspects scientifiques reposent sur la comparaison topologique et l'expérimentation de moteurs synchrones à aimants permanents à flux radial. La démarche consiste, après avoir passé en revue les différentes topologies existantes dans les applications automobiles, à définir plusieurs structures pour ensuite les comparer. La définition et la comparaison des topologies sont réalisées à partir de modèles analytique et numérique puis validées par des prototypes réels.

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à l'état de l'art des moteurs électriques utilisés dans les applications automobiles en commençant par aborder le contexte de la thèse. L'état de l'art est basé sur l'analyse des brevets des machines électriques dans les applications automobiles : l'objectif du travail étant de fournir une description des dernières avancées des moteurs électriques et principalement des structures à aimants permanents. Nous présentons les brevets selon quatre types de structure : aimants en surface, aimants enterrés, concentration de flux et moteurs-roue. Dans chaque partie, nous décrivons et analysons les brevets en mettant l'accent sur les innovations qui permettent d'améliorer les performances des machines.

Le deuxième chapitre concerne la modélisation et la comparaison de plusieurs machines synchrones à aimants permanents. L'objectif est de proposer une étude comparative sur des topologies d'aimants permanents différentes. Dans un premier temps, nous définissons une

première machine à aimants montés en surface (machine de référence) à partir d'un modèle analytique simplifié basé sur la résolution des équations de Maxwell en 2D. Nous confrontons cette méthode avec une méthode numérique afin d'étudier ses limites. Ensuite, nous définissons trois nouvelles structures en modifiant la configuration du rotor de la machine de référence. Les modifications ont porté sur le type de topologie d'aimants permanents. L'étude comparative est réalisée au total sur quatre structures : une machine à aimants montés en surface et trois machines à aimants enterrés (I, U, et concentration de flux). Nous évaluons, dans cette étude, les performances à vide et en charge. Nous calculons les inductances dans l'axe direct et en quadrature par une méthode hybride.

Le troisième chapitre de ce mémoire présente les essais expérimentaux sur les prototypes réalisés. L'objectif de ce chapitre est de comparer et de valider les résultats des modèles numériques du chapitre précédent par des essais expérimentaux. Au préalable, nous décrivons quelques éléments de réalisation des prototypes et de constitution du banc d'essais. Les essais à vide, en court-circuit et en charge sont présentés, et les résultats sont comparés aux modèles numériques.

Chapitre 1. Contexte de la thèse et état de l'art

Introduction

Ce premier chapitre consiste à présenter le contexte des travaux de thèse et un état de l'art des moteurs électriques utilisés dans le secteur automobile.

L'état de l'art, occupant la place principale, sera basé sur l'analyse des brevets dans les machines électriques pour des applications de véhicule électrique. Après une recherche bibliographique dans les différentes bases de données mises à disposition, les brevets ont été classés chronologiquement selon chaque type de topologie puis ensuite analysés suivant les performances. L'objectif de ce travail étant de présenter une description des dernières avancées dans les machines électriques pour des applications de véhicule électrique, depuis ces dix dernières années.

Cette étude s'est penchée essentiellement sur des machines électriques à aimants permanents et présente les différentes topologies existantes et utilisées dans les applications de véhicules électriques. Elle mettra également en évidence, grâce à une analyse comparative des performances, des raisons possibles pour le choix de certaines configurations de machine (principalement de rotor) et donc pourra aboutir à une meilleure connaissance des avancées récentes dans ce type d'applications. Par exemple, différentes méthodes pour augmenter le couple et la gamme de puissance sont présentées.

I. Contexte et objectifs du projet TRAX

I.1 Présentation du projet TRAX

Le projet TRAX visait au développement d'une nouvelle génération de moteurs électriques destinés à la traction des petits véhicules électriques urbains. Plus globalement, il s'agissait du lancement d'une gamme de deux types de moteurs électriques innovants : l'un de puissance inférieure à 30 kW pour les petits véhicules urbains et le second, de puissance supérieure à 30 kW, pour les voitures de tourisme.

En se concentrant sur l'entraînement électrique et non sur la réalisation d'un véhicule complet et en exploitant les complémentarités des partenaires d'un consortium de spécialistes reconnus dans leurs domaines, le projet TRAX a concentré ses efforts sur la proposition d'une réponse de motorisation générique pour plusieurs projets de véhicules urbains.

Le leader du projet était PHENIX INTERNATIONAL qui est une petite PME spécialiste dans le bobinage des dispositifs électriques. Les partenaires industriels étaient R. Bourgeois, Nief Plastic, Schneider Electric, Peugeot Japy. Enfin, les partenaires de recherche étaient FEMTO-ST et l'INSA Lyon.

I.2 Contexte économique et environnemental du projet TRAX

A l'échelle mondiale, on dénombre au 1^{er} janvier 2014 plus de 400000 véhicules électriques en circulation. Si dans les cinq prochaines années, les volumes de ventes attendus resteront modestes, on estime que 25% des voitures neuves vendues dans le monde seront des véhicules électriques en 2020. C'est pourquoi le marché des véhicules électriques présente donc un fort potentiel de croissance.

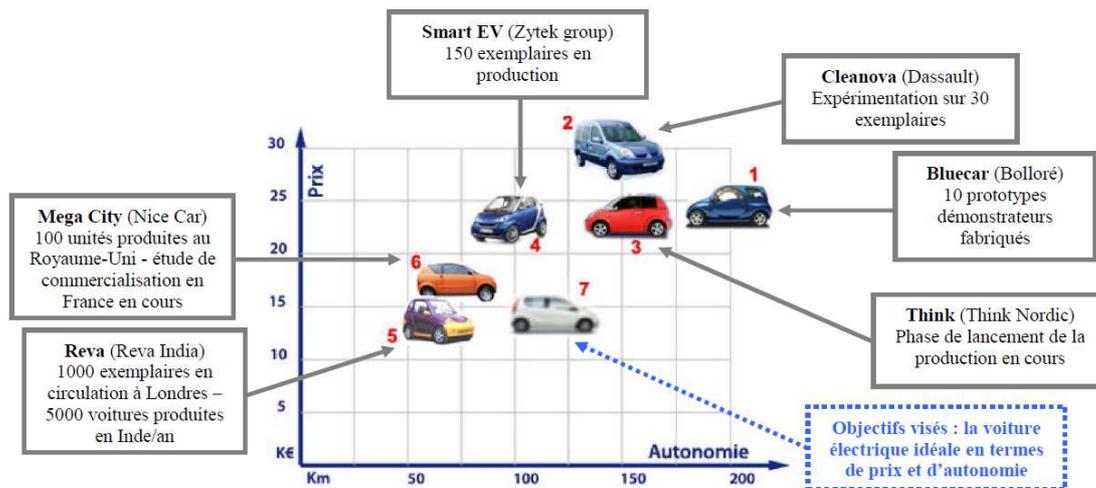


Figure 1 : Véhicules électriques disponibles en 2008 en fonction des critères de prix et d'autonomie

A court terme (horizon 2010-2015), une vingtaine de véhicules électriques, de ville ou non, seront disponibles sur le marché mondial.

Toutefois, parmi l'ensemble de ces modèles, aucun ne se rapproche des attentes en termes d'autonomie et de prix du véhicule électrique idéal. L'état de l'art de ce marché pourtant fortement concurrentiel, laisse apparaître encore des verrous technologiques à lever avant de parvenir à développer un modèle économiquement rentable et donc aisément industrialisable de véhicules électriques répondant à toutes les contraintes en termes de performances techniques et d'exigences économiques. Les véhicules électriques disponibles en 2008 en fonction des critères de prix et d'autonomie sont présentés en figure 1.

Sur le plan environnemental, un consensus international s'est établi sur la nécessité de réduire les émissions de polluants atmosphériques. En effet, les moteurs à combustion interne font peser de lourdes menaces énergétiques et environnementales : épuisement des ressources et concentration excessive de gaz à effet de serre. Le benchmark du bilan énergétique et environnemental des principaux types de moteurs est un encouragement à la généralisation des moteurs électriques. Donc avec ce constat, le développement des véhicules propres s'annonce une alternative prometteuse.

I.3 Présentation et position des travaux de thèse dans le projet TRAX

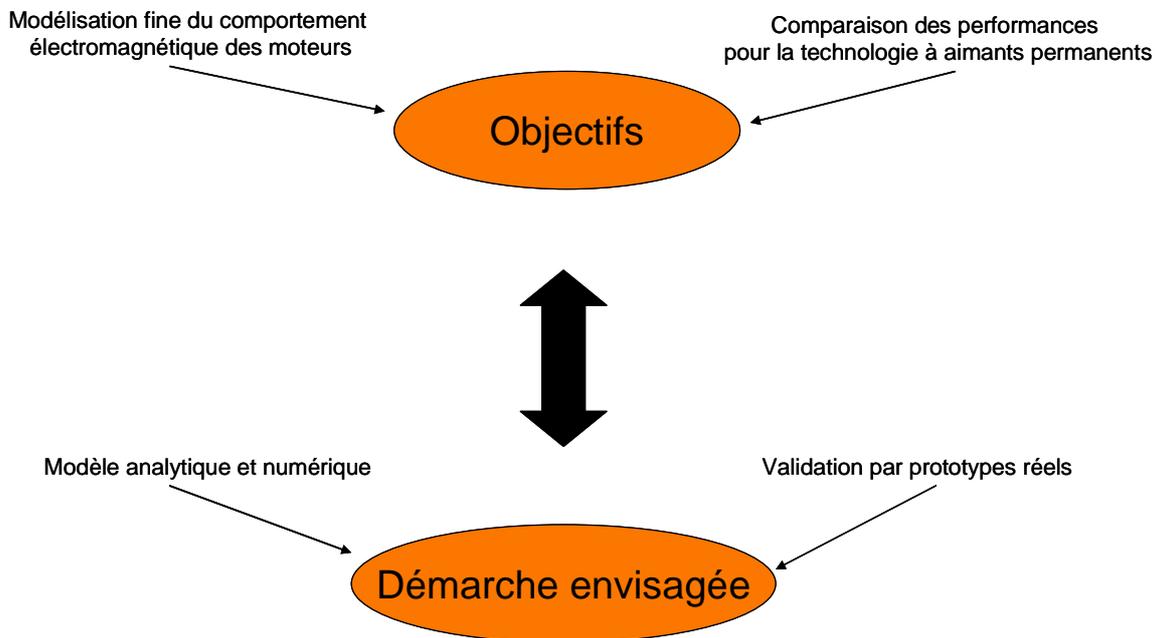


Figure 2 : Objectifs et démarche envisagée dans le projet TRAX

Les travaux de thèse sont consacrés à la comparaison topologique et l'expérimentation de moteurs synchrones à aimants permanents à flux radial. Les objectifs sont d'avoir une modélisation fine du comportement électromagnétique des moteurs et de comparer les performances de plusieurs structures. La démarche consiste, à partir d'une recherche bibliographique, de comparer plusieurs topologies sur la base de modèle analytique et numérique. Ces modèles seront validés par des prototypes réels. Les objectifs et la démarche sont schématisés figure 2.

La technologie à aimants permanents s'avère en effet la plus appropriée pour obtenir des couples et des puissances massiques importants et un rendement moyen supérieur à 90%. Nous nous limitons dans ce mémoire aux moteurs de traction des quadricycles lourds.

I.4 Cahier des charges TRAX

I.4.1. Objectifs du véhicule à motoriser

Le véhicule à motoriser est 100% électrique. Il correspond à la gamme des quadricycles lourds pour particuliers utilisés en milieu urbain.

Selon la directive 2002/24/CE qui régit la fabrication et l'homologation européenne des quadricycles :

- La MMAC ne doit excéder 400 Kg (masse véhicule seul) pour les véhicules destinés au transport de personnes ;
- La vitesse maximale n'est pas limitée ;
- La puissance de traction électrique ne doit excéder 15kW (20CV).

1.4.2. Généralités imposées pour la motorisation

La technologie étudiée dans ce mémoire est celle des moteurs synchrones à aimants permanents à flux radial. En effet ceux-ci sont particulièrement bien adaptés au montage en prise directe sur les roues, du fait de la possibilité de produire un fort couple à basse vitesse. La puissance massique souhaitée est de l'ordre de 1,5kW/kg pour un rendement électrique d'au moins 90%.

Dans la mesure où on utilise deux moteurs pour entrainer les deux roues avant du véhicule, les moteurs devront être pilotés de manière indépendante et le différentiel sera de type électronique.

Le bobinage dentaire est imposé. En effet, cette solution offre l'avantage d'une réalisation et d'un process simples et efficaces tout en limitant les développantes statoriques, donc le volume et le coût de cuivre, ainsi que les pertes Joule associées.

1.4.3. Caractéristiques d'un véhicule de configuration « quadricycle lourd

Nous détaillons ici numériquement les caractéristiques techniques typiques d'un quadricycle lourd.

- Pneumatiques :
 - Pneus av. et arr. associés à des jantes : 14 pouces
 - Largeur de coupe transversale du pneu : 155 mm
 - Rapport hauteur/largeur : 65%

- Ordres de grandeurs principaux du véhicule :
 - Longueur : 3200 mm
 - Largeur : 1500 mm
 - Hauteur : 1400 mm
 - Masse en charge : 750 kg
 - Coefficient de pénétration dans l'air : 0,35
 - Maître-couple : 0,7

I.4.4. Caractéristiques Couple/Vitesse

L'analyse mécanique du véhicule permet de déterminer les caractéristiques de couple, puissance et vitesse, au niveau des roues (cf. figure 3).

- Vitesse des roues (axe moteur) à 50km/h : 476 tr/min
- Vitesse des roues (axe moteur) à 90km/h : 857 tr/min
- Puissance nominale à 90km/h : 15,3 kW
- Couple nominal à 90 km/h : 170,8 Nm
- Puissance maximale à 50km/h : 15,6 kW
- Couple maximal à 50km/h : 313 Nm

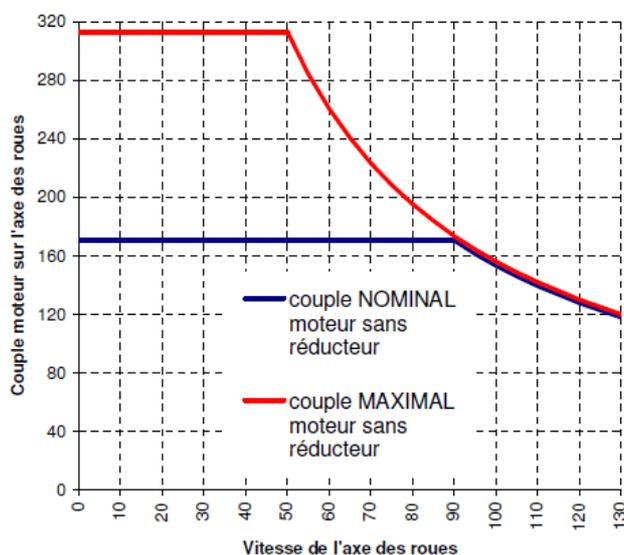


Figure 3 : Caractéristique couple/vitesse pour un moteur de traction

I.4.5. La motorisation

▪ Description générale

La machine synchrone doit fonctionner selon les deux modes suivants :

- Récepteur : convertir l'énergie électrique en énergie mécanique pour la traction du véhicule
- Générateur : convertir l'énergie mécanique en énergie électrique à la source d'alimentation durant les instants de récupération de l'énergie cinétique (descentes et freinages)

- Zone d'implantation

La motorisation est située sur le train avant du véhicule en prise directe sur les roues comme indiqué figure 4.

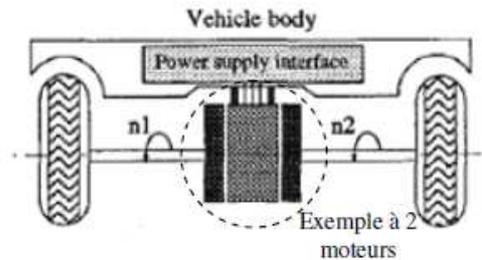


Figure 4 : Zone d'implantation de deux moteurs

- Alimentation et commande de la motorisation

La tension du bus de l'onduleur est liée à la tension d'alimentation de la batterie et est estimée entre 300V et 400V. Le dimensionnement de la machine synchrone doit tenir compte de cette gamme de tension.

La technologie de détection du positionnement n'est pas imposée. Elle dépend de la forme de la force contre électromotrice entre phase et neutre qui sera délivrée par la machine en fonctionnement générateur (codeur, sonde à effet Hall...).

- Environnement et refroidissement thermique de la motorisation

La température ambiante hors fonctionnement ne doit pas excéder 90°C. La température des développantes n'est pas souhaitée supérieure à 160°C. La température des aimants ne doit dépasser 130°C (désaimantation des aimants de type Nd-Fe-B).

Le refroidissement est imposé par convection naturelle. Une option (selon faisabilité à confirmer) pourrait consister en un refroidissement par brassage de l'air interne via le rotor et par dissipation externe grâce à des ailettes statoriques de refroidissement.

- Indice de protection de la motorisation

Le minimum requis est IP 67. Cet indice de protection correspond au degré de protection du moteur contre la pénétration des corps solides (1^{er} chiffre) et des liquides (2^{ème} chiffre).

- Durée de vie de la motorisation

À titre d'information, la motorisation devrait obligatoirement respecter les trois conditions suivantes :

- Minimum d'heures de fonctionnement en condition nominale : 10 000
- Minimum de km de fonctionnement en condition nominale : 240 000
- Minimum d'années de fonctionnement en condition nominale : 10.

Après avoir présenté sommairement le cahier des charges de la motorisation, nous proposons un état de l'art des moteurs de traction à aimants permanents, l'objectif étant de définir la technologie de moteur à aimants qui sera étudiée dans le cadre de ce travail de thèse.

II. Etat de l'art des brevets récents concernant les moteurs électriques dans le secteur automobile

II.1 MSAP à aimants en surface

Cette première partie présente les brevets pour les machines synchrones à aimants en surface. Parmi ces machines, on distingue les machines à aimants montés en surface et celles à aimants insérés. Dans un premier temps, les brevets sont décrits les uns après les autres dans un ordre chronologique. Cette description insiste sur les innovations et présente une analyse des performances. Dans un second temps, une synthèse des innovations est présentée afin de mettre en avant les aspects les plus originaux.

II.1.1. Description des brevets

II.1.1.1 Brevet 1

L'invention figure 5 présente un rotor d'une machine électrique à aimants montés en surface avec son procédé de fabrication. Le rotor (310) inclut un aimant (311) et un tube en matériau amagnétique (312) autour de cet aimant afin d'éviter le décollage de l'aimant et de réduire les pertes par courants de Foucault. Ce tube est composé de titane et divisé en deux portions (312A, 312B).

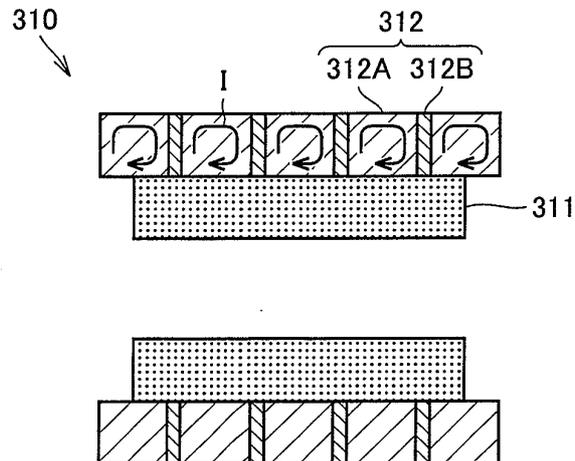


Figure 5 : Rotor avec frette pour une machine à aimants montés en surface [1]

II.1.1.2 Brevet 2

L'invention figure 6 présente un moteur à aimants permanents montés en surface. C'est une machine à rotor intérieur avec des aimants (8) situés le long de la surface extérieure dans une direction radiale. La particularité de ce moteur est qu'il possède au niveau des pièces polaires du stator (3) et en face des aimants permanents des rainures (4) qui permettent de réduire les ondulations de couple et aussi de renforcer ce dernier (effet de réluctance).

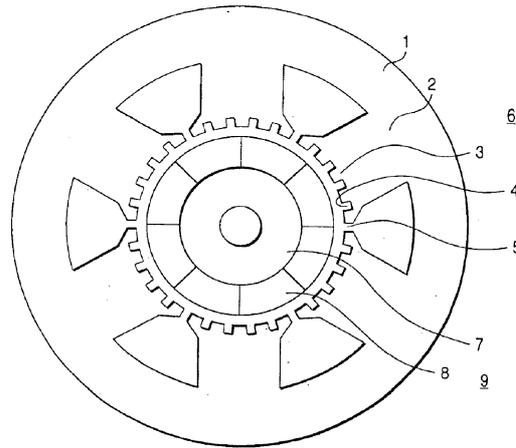


Figure 6 : Machine à aimants montés en surface avec rainures au stator [2]

II.1.1.3 Brevet 3

L'invention figure 7 présente une machine électrique tournante à rotor extérieur avec des aimants permanents (9) montés en surface. Le stator possède un bobinage concentrique, c'est-à-dire avec des bobines montées autour des dents (20). La polarité statorique par rapport à la polarité rotorique indique que cette machine est à pas fractionnaire (effet Vernier). Le nombre de dents est égal au nombre d'aimants plus ou moins deux. Ces choix ont permis de réduire le couple de denture et les ondulations de couple. Toutefois, le contenu harmonique des forces magnétiques normales dans l'entrefer peut être riche avec un risque de vibrations et de bruits d'origine magnétique.

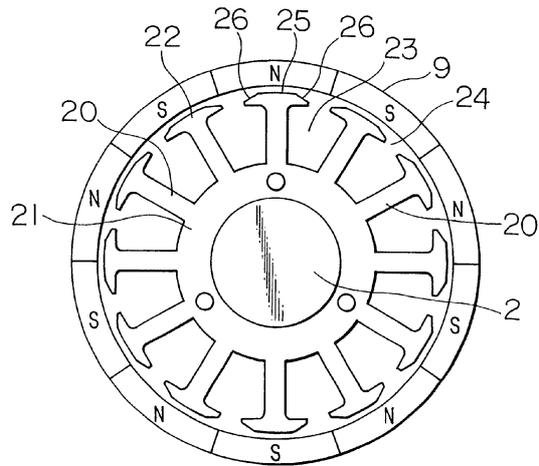


Figure 7 : Machine à aimants montés en surface à rotor extérieur et à pas fractionnaire [3]

II.1.1.4 Brevet 4

L'invention figure 8 présente une machine électrique tournante à rotor intérieur avec des aimants permanents (6) montés en surface. Le stator (1) est constitué d'un bobinage concentrique et est utilisé comme méthode pour éviter la démagnétisation des aimants permanents (6). Dans cette machine le choix de ce bobinage avec une répartition particulière a permis de réduire l'échauffement des aimants permanents (6) donc d'éviter le phénomène de désaimantation. Le but étant d'améliorer la productivité et de réduire les coûts.

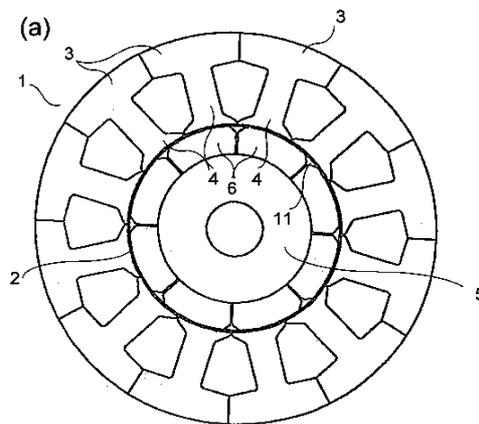


Figure 8 : Machine à aimants montés en surface à rotor intérieur et bobinage concentrique [4]

II.1.1.5 Brevet 5

La figure 9 décrit une machine à flux axial et en particulier un rotor (31) avec des aimants permanents (31a) insérés. Les aimants permanents (31a) sont disposés radialement et la direction de l'aimantation est orthoradiale. Cette structure a permis de diminuer les pertes par courants de Foucault, de créer un couple supplémentaire représenté par le couple de réluctance et de réduire l'effet de démagnétisation des aimants permanents (31a).

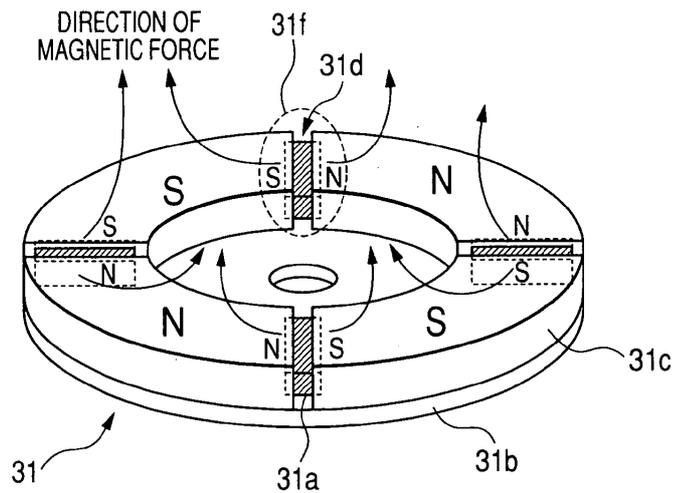


Figure 9 : Machine à flux axial avec rotor à aimants insérés [5]

II.1.1.6 Brevet 6

La figure 10 décrit un rotor pour moteur électrique. Les aimants permanents (18) sont insérés et disposés le long de la circonférence du rotor. L'originalité de cette invention est la présence d'un isolant électrique (55) autour des aimants de façon à s'opposer aux courants induits. Toutefois, l'épaisseur de cet isolant reste faible pour permettre la circulation du flux magnétique. Ainsi, on observe une diminution des pertes dans les aimants.

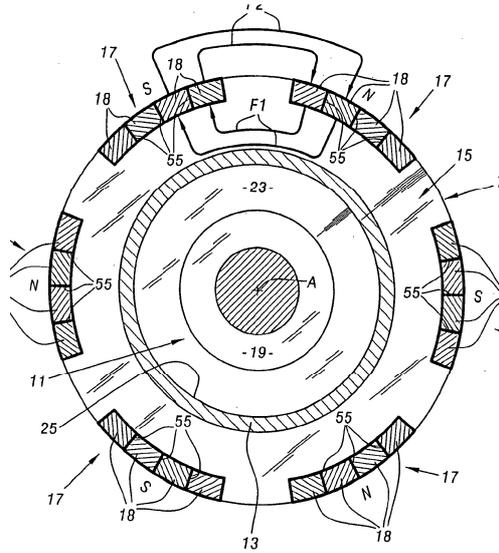


Figure 10 : Machine à aimants insérés avec isolant électrique [6]

II.1.2. Synthèse des innovations

Tableau 1. Synthèse des brevets des machines à aimants en surface

Objectifs	Innovations technologiques
Eviter le décollage des aimants	Tube amagnétique de titane (brevet 1)
Réduire les pertes dans les aimants	-Tube amagnétique de titane (brevet 1) -Structure à flux axial avec aimants insérés (brevet 5) -Isolant électrique autour des aimants insérés (brevet 6)
Réduction du couple de denture, ondulations de couple, vibrations et bruits	Structure à rotor extérieur avec bobinage concentrique à pas fractionnaire (brevet 3)
Eviter la désaimantation des aimants permanents	-Structure à rotor intérieur avec bobinage concentrique (brevet 4) -Structure à flux axial avec aimants insérés (brevet 5)
Diminuer les ondulations de couple et renforcer le couple	Rainures au niveau des pièces polaires stator et en face des aimants permanents (brevet 2)
Création du couple de réductance	Structure à flux axial avec aimants insérés (brevet 5)

Après avoir présenté les innovations pour des machines à aimants en surface (cf. tableau 1), on va s'intéresser à un autre type de machine que sont les machines à aimants enterrés. Ce sont des structures où les aimants sont insérés à l'intérieur du rotor et qui peuvent présenter différentes dispositions. Ce type de machine possède de nombreux avantages notamment au niveau des performances avec une amélioration du couple électromagnétique.

II.2 MSAP à aimants enterrés

Dans cette partie, on présente les brevets concernant les MASP à aimants enterrés. Les structures sont décrites, analysées suivant la topologie des aimants (V, U et rectangulaire) dans un ordre chronologique. L'aspect technologique (performances) et, dans certains cas, l'aspect économique sont présentés et une synthèse de l'ensemble est fournie à la fin de cette partie. L'objectif de ces structures étant d'améliorer les performances principalement en terme de couple mais toutefois ; elles peuvent présenter également des inconvénients, ce que l'on va essayer de mettre en évidence.

II.2.1. Description des brevets

II.2.1.1. Brevet 1

L'invention figure 11 présente une machine électrique tournante à aimants enterrés. Les aimants permanents (31A, 32B) sont disposés en forme de V avec un troisième aimant (33B) au centre. La position et l'ouverture angulaire des aimants ont été choisies de façon à optimiser les performances en particulier la tension induite à vide et le couple de réluctance.

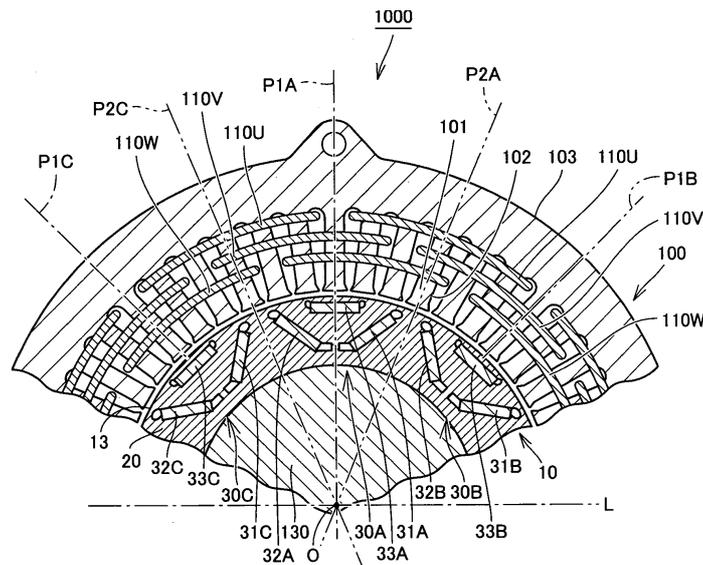


Figure 11 : Position optimale des aimants pour machine à aimants enterrés en V [7]

II.2.1.2. Brevet 2

L'invention figure 12 présente un dispositif de refroidissement pour une machine à aimants enterrés en forme de V. Les aimants permanents (PM) sont insérés dans des encoches avec des espaces (H1, H2) pour limiter les flux de fuites magnétiques. Dans ces espaces (H1, H2), un liquide de refroidissement est amené à circuler afin de refroidir les aimants permanents (PM). Ce dispositif a permis à la machine de présenter de meilleures performances : une densité de couple et de puissance plus élevées.

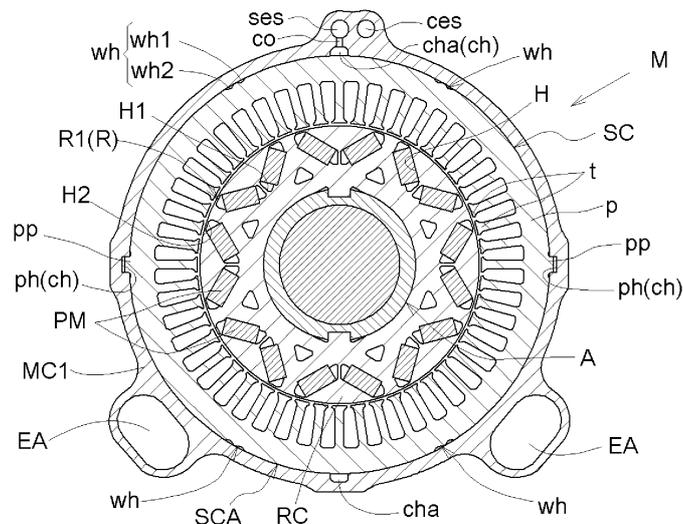


Figure 12 : Dispositif de refroidissement pour machine à aimants enterrés en forme de V [8]

II.2.1.3. Brevet 3

La figure 13 présente une machine à aimants enterrés en V (30) avec un bobinage distribué (110U, 110V, 110W). Dans cette invention, on fait varier l'ouverture angulaire électrique des aimants afin d'optimiser le couple électromagnétique. Cet angle électrique va varier de 12 à 42 degrés.

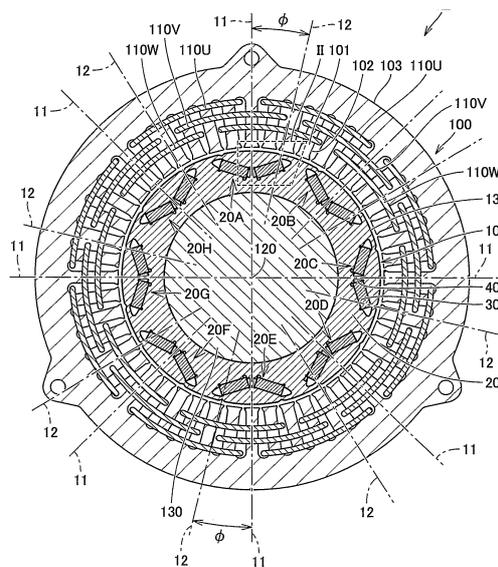


Figure 13 : Machine à aimants enterrés en forme de V avec bobinage distribué [9]

II.2.1.4. Brevet 4

La figure 14 présente une machine à aimants enterrés en forme de V (23a et 23b) avec un bobinage concentrique (12). L'originalité de cette invention repose sur la disposition des aimants permanents (23a et 23b) et, à la périphérie extérieure du rotor, d'une portion (22d) constituée d'un matériau ayant des pertes fer réduites à haute fréquence. L'objectif étant de réduire les pertes fer à haute fréquence dans cette portion du rotor.

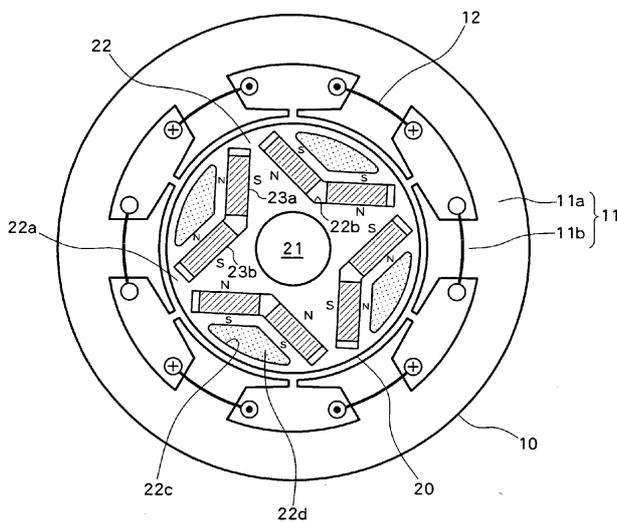


Figure 14 : Machine à aimants enterrés en forme de V avec bobinage concentrique [10]

II.2.1.5. Brevet 5

L'invention figure 15 présente un moteur électrique synchrone à rotor intérieur. Le rotor (14) contient des aimants permanents (16) enterrés en forme de V. Afin d'améliorer les performances de la machine et notamment le couple et la puissance, cette invention s'intéresse aux dimensions de l'entrefer. Pour cela, la forme de la surface externe du rotor va être optimisée et au final le contour de cette surface (12) est représenté partiellement par une fonction cosinus hyperbolique.

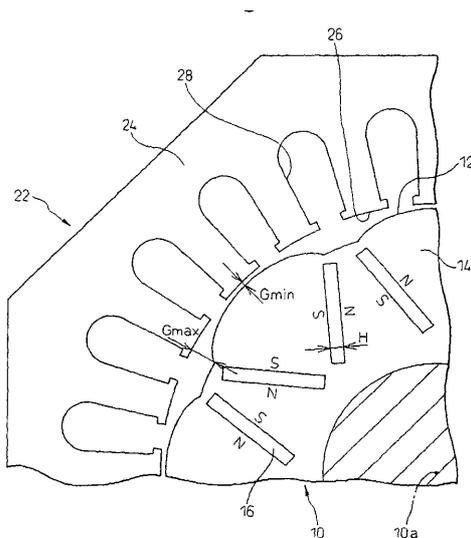


Figure 15 : Entrefer variable pour machine à aimants enterrés en forme de V
[11]

II.2.1.6. Brevet 6

L'invention figure 16 présente un principe afin de réduire les pertes par courants de Foucault dans une machine à aimants enterrés en V et à bobinage concentrique. Ce principe est basé sur la segmentation des aimants (52) et sur l'insertion d'un isolant électrique (58) entre ces aimants. Cette technique a permis de limiter les courants de Foucault et donc de réduire les pertes dans les aimants.

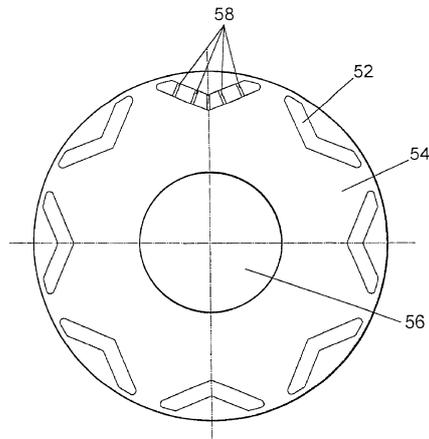


Figure 16 : Segmentation pour machine à aimants enterrés en forme de V [12]

II.2.1.7. Brevet 7

La figure 17 présente un autre type de machine à aimants enterrés : cette fois-ci les aimants permanents sont en forme de U. Cette invention met en avant, au niveau du rotor (46), la formation d'une structure en U à partir de deux aimants (54) orientés radialement et couplés magnétiquement à un troisième aimant (58). On obtient alors un rotor avec des aimants plus faciles à intégrer et les flux de fuites sont réduits.

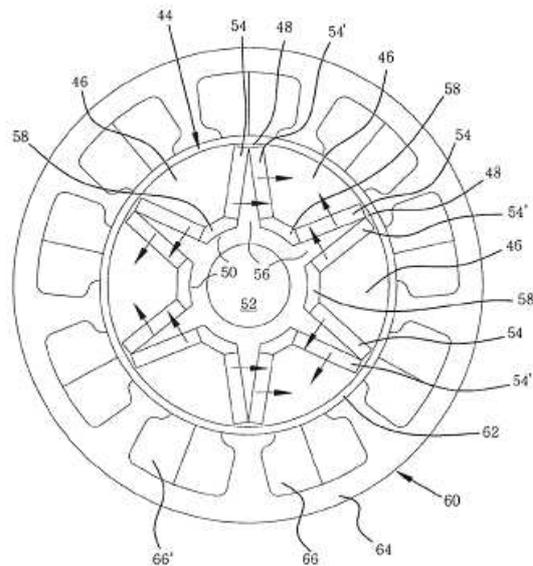


Figure 17 : Machine à aimants enterrés en forme de U [13]

II.2.1.8. Brevet 8

L'invention figure 18 présente un procédé pour pouvoir réduire les flux de fuites dans un rotor avec des aimants enterrés en forme de U. Les aimants permanents (109) vont être divisés en trois parties (111) et la largeur $W1$ va être diminuée afin de diminuer les flux de fuite dans cette région de la périphérie extérieure du rotor. Cette réduction va permettre une augmentation de la densité du flux magnétique donc une amélioration du couple de la machine.

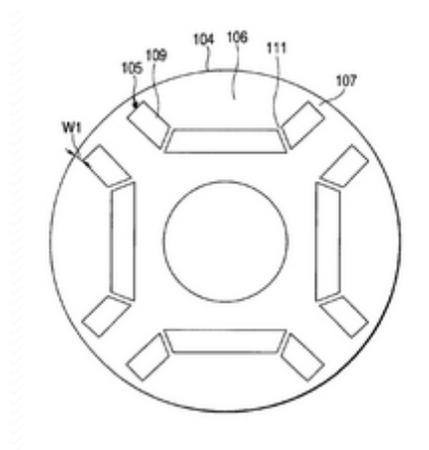


Figure 18 : Division des aimants pour rotor à aimants enterrés en U [14]

II.2.1.9. Brevet 9

L'invention figure 19 présente une machine électrique tournante à aimants enterrés en forme de V et à bobinage concentrique. La particularité de cette machine se situe au niveau du choix du rapport entre l'ouverture des aimants permanents (10) et l'épaisseur de l'entrefer (Xg). Ce choix a permis une amélioration du couple et du rendement.

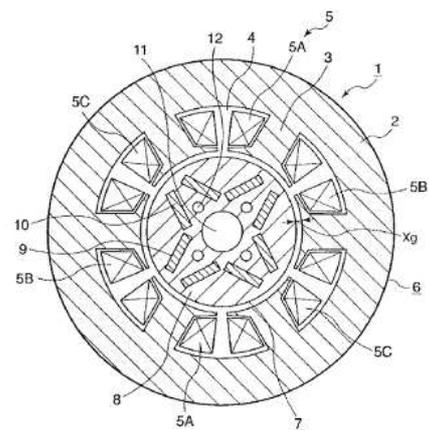


Figure 19 : Rapport des dimensions pour machine à aimants enterrés en V [15]

II.2.1.10. Brevet 10

La figure 20 présente une machine synchrone à aimants permanents enterrés avec une topologie différente. Les aimants permanents (7) sont de forme rectangulaire et disposés de façon symétrique le long de la surface externe du rotor. L'intérêt de cette machine est de pouvoir améliorer la répartition du flux magnétique dans la partie externe du rotor. Pour cela, on a la présence de fentes (6) à proximité des aimants permanents (7) qui permettent de faire circuler plus facilement le flux magnétique des aimants vers l'extérieur du rotor.

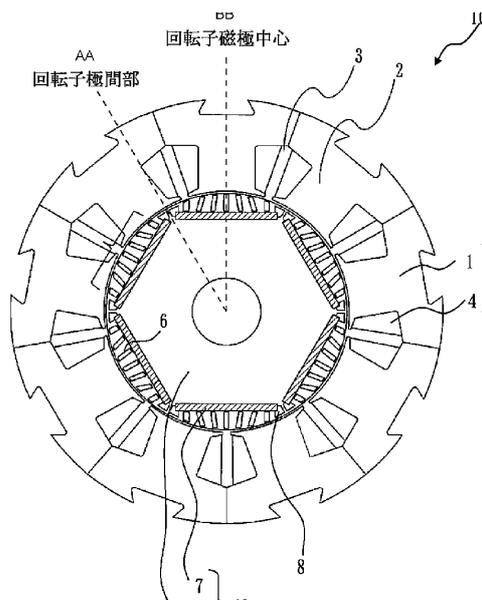


Figure 20 : Machine à aimants enterrés de forme rectangulaire avec fentes [16]

II.2.1.11. Brevet 11

La figure 21 présente une machine électrique à aimants enterrés de forme rectangulaire et à bobinage concentrique. Les aimants permanents (9) sont disposés et espacés de façon régulière le long de la circonférence du rotor. Des régions amagnétiques (14) ont été introduites aux extrémités des aimants permanents (9). Ainsi, on obtient un changement au niveau de la répartition du flux magnétique et le renforcement du couple de réluctance.

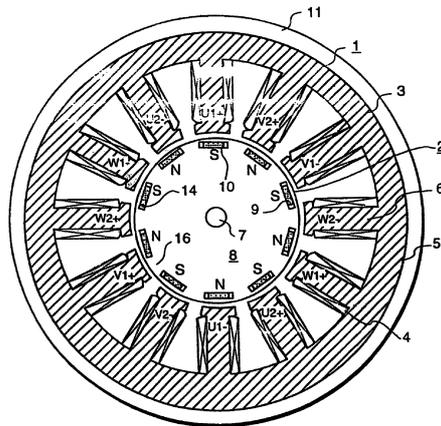


Figure 21 : Machine à aimants enterrés de forme rectangulaire avec portions amagnétiques [17]

II.2.1.12. Brevet 12

L'invention figure 22 concerne un moteur électrique synchrone à aimants permanents. Ce moteur comprend un rotor (20) avec des aimants permanents (29) enterrés de forme rectangulaire. Les aimants permanents (29) sont disposés deux à deux parallèlement sur la périphérie externe du rotor. L'espace entre les aimants (254) et celui au voisinage de l'entrefer (255) ont été choisis de façon à limiter les flux de fuites. L'autre objectif de l'invention est de posséder une machine facile à réaliser afin de réduire ainsi les coûts.

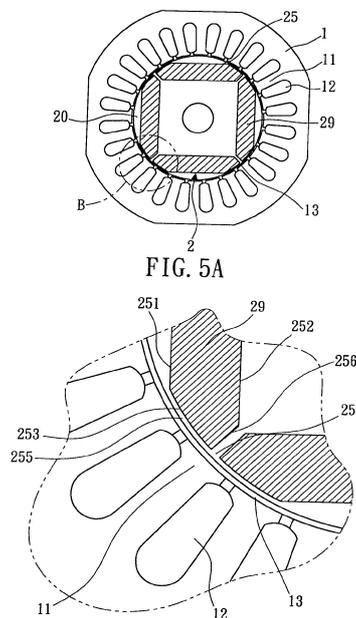


Figure 22 : Machine à aimants enterrés deux à deux parallèles avec position optimale [18]

II.2.1.13. Brevet 13

L'invention figure 23 présente une machine électrique à aimants enterrés. Les aimants permanents (36A, 36B, 36C) sont de forme rectangulaire et disposés de façon régulière et symétrique. De plus, pour chaque pôle il y a la présence de trois encoches (34A, 34B, 34C) où sont insérés les aimants permanents (36A, 36B, 36C). Cette configuration a permis à la machine, sans inclinaison des encoches (34), de réduire les vibrations et les bruits et, dans le même temps, d'éviter la diminution du couple pour des conditions particulières de courant et tension.

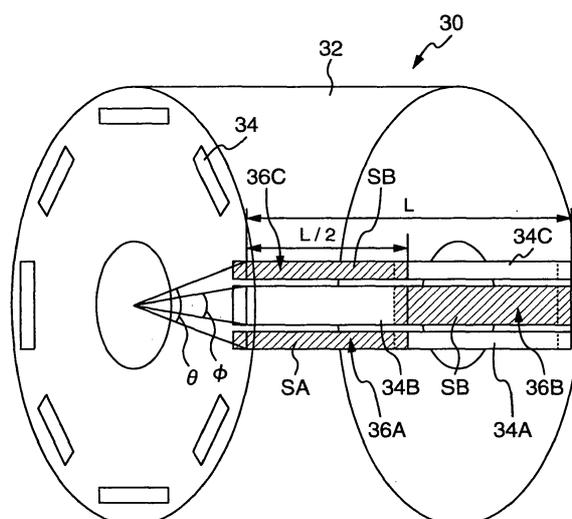


Figure 23 : Machine à aimants enterrés de forme rectangulaire sans inclinaison des encoches [19]

II.2.1.14. Brevet 14

La figure 24 décrit une machine à aimants enterrés et à bobinage concentrique. Les aimants permanents (8) de forme rectangulaire sont insérés dans des encoches (8) et possèdent à leurs extrémités des régions d'air pour limiter les flux de fuites. Enfin, cette machine possède des fentes (9) au voisinage des aimants permanents (8) pour faire circuler plus facilement le flux des aimants vers le stator et créer ainsi un couple plus important.

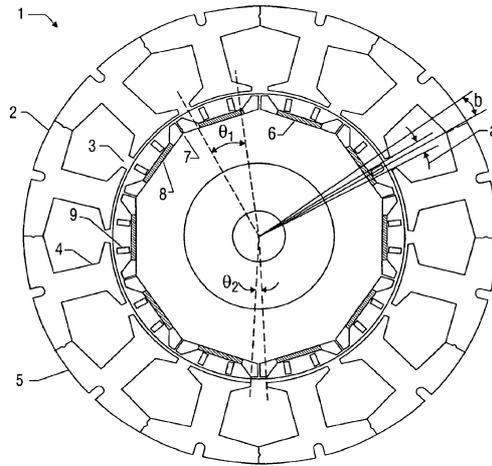


Figure 24 : Machine à aimants enterrés de forme rectangulaire avec fentes [20]

II.2.1.15. Brevet 15

La figure 25 présente un principe afin de réduire les pertes par courants de Foucault dans une machine à aimants enterrés de forme rectangulaire. Le principe consiste en la segmentation de l'aimant en plusieurs portions (14a, 14b, 14c) puis à leurs insertions dans l'encoche (12). Ce principe a permis de limiter les courants de Foucault donc de réduire les pertes dans les aimants. On peut également trouver dans la description le stator (20) avec ses encoches (24).

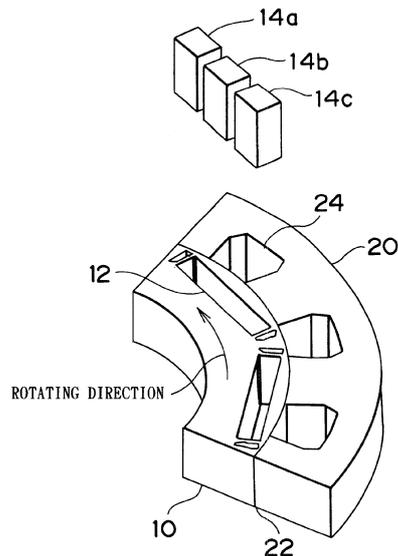


Figure 25 : Segmentation pour machine à aimants enterrés de forme rectangulaire [21]

II.2.1.16. Brevet 16

L'invention figure 26 présente un moteur électrique synchrone à aimants permanents. Les aimants permanents (5) sont enterrés et répartis le long de la circonférence du rotor (4) dans des directions différentes. La direction de l'aimantation est radiale. L'entrefer, quant à lui, a une épaisseur variable. Cette construction a permis au moteur de fonctionner en régime de défluxage, d'éviter le risque de démagnétisation des aimants permanents (5) et enfin d'améliorer le rendement.

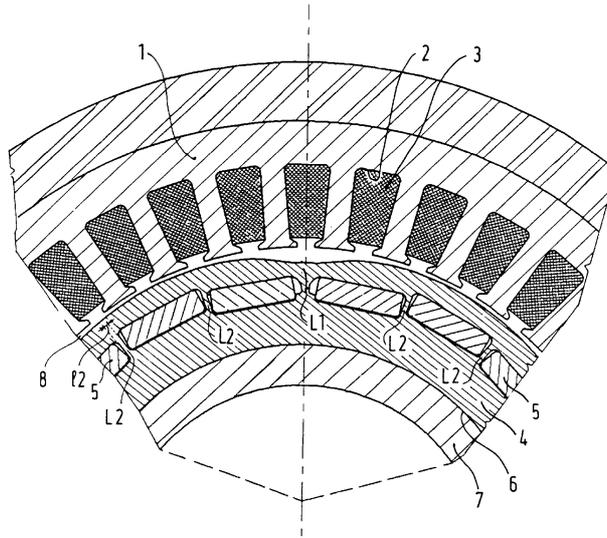


Figure 26 : Machine à aimants enterrés avec répartition azimut [22]

II.2.1.17. Brevet 17

L'invention figure 27 présente une machine électrique à aimants enterrés. Elle inclut un rotor (3) avec des aimants permanents insérés et un stator (2) avec un bobinage concentrique. Les bobines (8) sont insérées dans les encoches (7) et enroulées autour des dents (4). Le but de cette invention est de réduire les bruits et les vibrations de la machine même avec un bobinage concentrique. Pour cela, on propose de modifier la configuration du stator ; plus précisément on va optimiser les dimensions des encoches pour faire baisser les bruits tout en conservant un rendement acceptable.

II.2.2. Synthèse des innovations

Tableau 2. Synthèse des brevets des machines à aimants enterrés

Objectifs	Innovations technologiques
Amélioration des performances ; tension à vide, défluxage, désaimantation, couple, puissance et rendement	<ul style="list-style-type: none"> -Optimisation de la position et de l'ouverture des aimants (brevet 1, brevet 3) -Optimisation des dimensions de l'entrefer (brevet 5) -Optimisation du rapport d'ouverture des aimants avec l'épaisseur de l'entrefer (brevet 9) -Dispositif de refroidissement des aimants permanents (brevet 2) -Répartition des aimants le long de la circonférence du rotor dans des directions différentes (brevet 16)
Réduction des pertes fer rotor	Portion avec matériau ayant des pertes fer réduites à haute fréquence (brevet 4)
Réduction des flux de fuites	<ul style="list-style-type: none"> -Structure avec aimants en U (brevet 7) -Découpage de l'aimant en U en 3 parties (brevet 8) -Optimisation de l'espace entre les aimants et de celui avec l'entrefer (brevet 12) -Région d'air aux extrémités des aimants et fentes à proximité (brevet 14)
Réduction des pertes dans les aimants	<ul style="list-style-type: none"> -Segmentation des aimants en V et isolation électrique entre les aimants (brevet 6) -Segmentation des aimants de forme rectangulaire (brevet 15)
Amélioration de la répartition du flux magnétique	<ul style="list-style-type: none"> -Structure à aimants de forme rectangulaire avec fentes à proximité (brevet 10) -Régions amagnétiques aux extrémités des aimants (brevets 11)
Réduction des bruits et vibrations	Modification des dimensions des encoches (brevet 17)

Cette partie a présenté différentes structures à aimants enterrés suivant la forme et la disposition des aimants et a mis en évidence des innovations qui ont permis l'amélioration de certaines performances (cf. tableau 2) tout en constatant que ce type de machine possède également des inconvénients (ex : saturation, pertes, réalisation, coût). Nous verrons dans la partie suivante un dernier type de structure à aimants enterrés représenté par les MSAP à concentration de flux.

II.3 MSAP à concentration de flux

Les brevets concernant les structures à concentration de flux sont décrits dans cette partie. Il s'agit de machines synchrones avec à l'intérieur du rotor des aimants permanents disposés radialement entre des pièces polaires afin de concentrer le flux magnétique. Ce type de machine possède de bonnes performances en termes de couple et d'induction dans l'entrefer puisque cette induction est proche de l'induction rémanente des aimants. La démarche de présentation et d'analyse de ces brevets est identique aux parties précédentes.

II.3.1 Description des brevets

II.3.1.1. Brevet 1

L'invention figure 28 présente un rotor d'une machine électrique tournante avec son procédé de fabrication. Le rotor (1) est à concentration de flux, il comporte des pièces polaires (4) disposées entre les aimants permanents (5) et maintenues par un moyeu (3). Le moyeu (4) comporte une portion moulée (15) épousant la forme des pièces polaires et comporte un renfort (6) supportant la portion moulée (15). L'intérêt de cette invention est principalement de simplifier la fabrication du rotor.

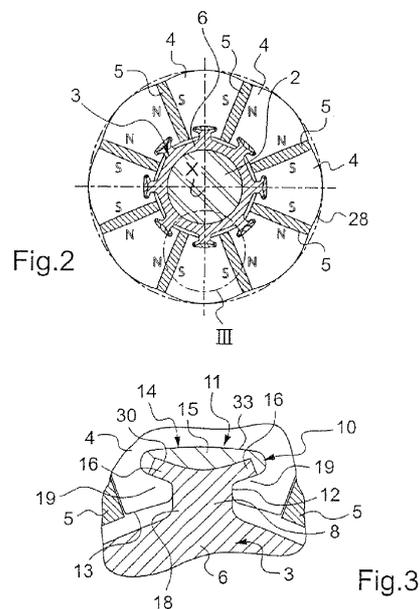


Figure 28 : Portion moulée pour rotor à concentration de flux [24]

II.3.1.2. Brevet 2

L'invention figure 29 présente le rotor d'une machine synchrone à aimants permanents. L'objectif est de pouvoir réaliser d'une façon relativement simple et fiable un rotor capable de supporter une vitesse de rotation élevée. Ce rotor comporte des pièces polaires (4) disposées entre des aimants permanents (5) et autour d'un moyeu (3). Ces pièces polaires concentrent le flux magnétique des aimants (5). Le moyeu (3) comporte des encoches d'assemblage (7) avec les pièces polaires.

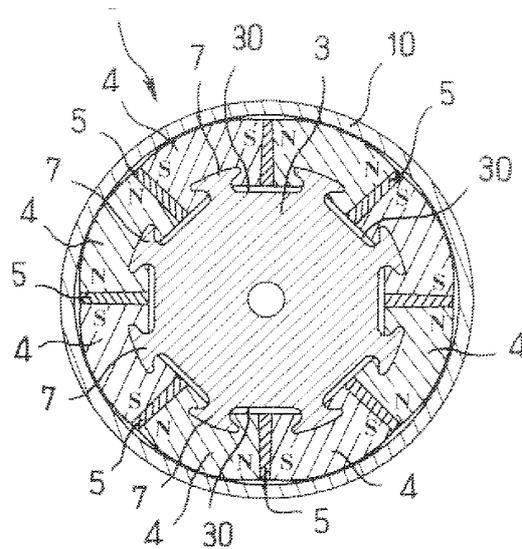


Figure 29 : Fabrication d'un rotor d'une MSAP à concentration de flux [25]

II.3.1.3. Brevet 3

L'invention figure 30 présente une machine électrique synchrone à concentration de flux et à rotor extérieur convenant tout particulièrement à l'entraînement en prise directe. Cette machine comporte un stator intérieur (2) avec des dents (5) autour de chacune desquelles est disposée une bobine individuelle (6). Le rotor (3) contient des aimants permanents (10) disposés entre des pièces polaires (9) à l'intérieur d'une enveloppe amagnétique (8). Dans ce cas, le défluxage est facilité grâce à la disposition des aimants, en comparaison avec d'autres structures à rotors extérieurs.

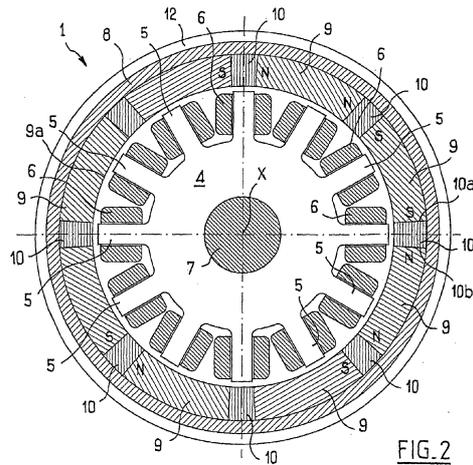


Figure 30 : MSAP à concentration de flux et à rotor extérieur [26]

II.3.1.4. Brevet 4

La figure 31 présente un moteur à concentration de flux à rotor intérieur. Il comprend un stator (10) et un rotor (12) montés sur un arbre (14). Le rotor contient des aimants permanents (20, 22, 24, 26, 28, 30) placés entre des pièces polaires (32, 34, 36, 38, 40, 42) afin de concentrer le flux magnétique. Les aimants permanents sont insérés dans des encoches à l'intérieur du rotor. Les encoches présentent, à leurs extrémités du côté de la surface externe du rotor, des espaces (44, 46, 48, 50, 52, 54) afin d'une part de pouvoir avoir une souplesse au niveau de la largeur d'encoche et d'autre part de permettre de canaliser la répartition du flux des aimants dans le rotor. On obtient alors pour cette machine la capacité de pouvoir contrôler l'induction dans l'entrefer et le couple de denture.

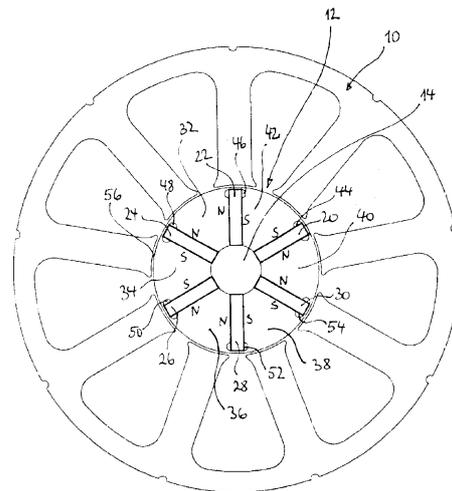


Figure 31 : MSAP à concentration de flux à rotor intérieur [27]

II.3.1.5. Brevet 5

La figure 32 décrit un exemple de construction d'un rotor d'une machine à concentration de flux pour faciliter l'insertion des aimants permanents tout en limitant les forces magnétiques. On a la présence pour chaque pôle de deux aimants permanents (5) séparés par une surface mince (4,9) et maintenus par des cales (8). Chaque pièce polaire est divisée en deux portions (2,3) dans une direction radiale. Ces deux portions concentrent le flux magnétique généré par les aimants permanents.

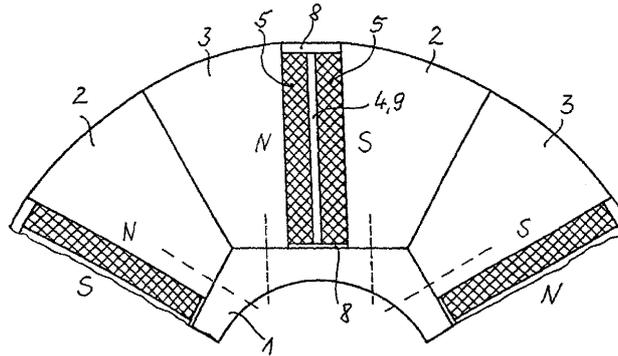


Figure 32 : Construction d'un rotor pour MSAP à concentration de flux [28]

II.3.2 Synthèse des innovations

Tableau 3. Synthèse des brevets des machines à concentration de flux

Objectifs	Innovations technologiques
Simplifier la réalisation du rotor	-Portion moulée (brevet 1) -Encoches d'assemblage (brevet 2) -Deux aimants pour chaque pôle et deux portions pour chaque pièce polaire (brevet 5)
Entrainement en prise directe	-Structure à rotor extérieur (brevet 3)
Contrôle de l'induction dans l'entrefer et du couple de denture	Espaces autour des encoches du rotor du côté entrefer (brevet 4)

Les innovations présentées concernent essentiellement des techniques facilitant la réalisation des rotors à concentration de flux (cf. tableau 3). Toutefois, le brevet 4 nous indique une innovation afin d'améliorer certaines performances. Après avoir vu ce dernier type de structure à aimants enterrés, on va s'intéresser maintenant à des moteurs à entraînement direct.

II.4 Moteurs-roues

Un moteur-roue est, comme son nom l'indique, un moteur électrique intégré à l'intérieur d'une roue pour un entraînement en prise directe (appelé plus communément entraînement direct). L'intérêt principal du moteur-roue est de se passer des systèmes de transmissions et de leurs pertes énergétiques. Cela permet également de libérer du volume dans le véhicule, utilisable pour stocker de l'énergie, et aussi de répartir de façon très fine le couple moteur sur les différentes roues. Dans cette partie, les brevets concernant les moteurs-roues sont présentés de la manière suivante : brevets spécifiques concernant le rotor, le stator, l'ensemble stator/rotor et enfin concernant les dispositifs de refroidissement.

II.4.1 Description des brevets

II.4.1.1. Brevet 1

L'invention figure 33 présente l'assemblage d'un rotor pour une machine électrique à rotor extérieur. Afin d'éviter le décollage des aimants permanents (14) plusieurs éléments sont utilisés, notamment dans les espaces entre les aimants et sur la surface externe du rotor. Ainsi grâce à la présence des barres (22) et du tube métallique (16) les aimants seront maintenus en cas de mouvement.

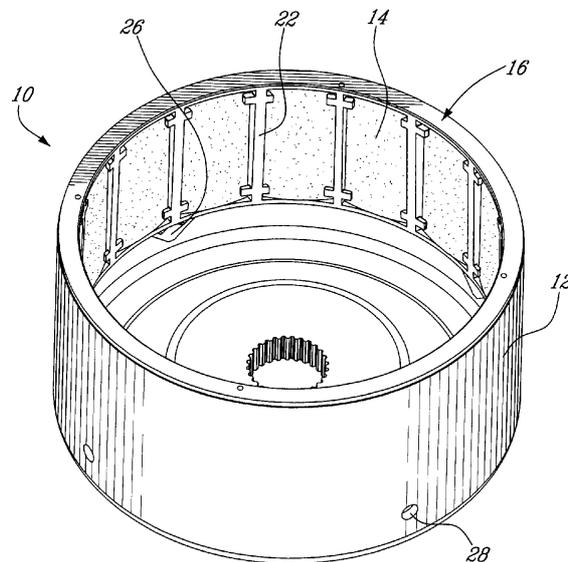


Figure 33 : Assemblage d'un rotor pour un moteur-roue [29]

II.4.1.2. Brevet 2

L'invention figure 34 présente un rotor d'un moteur électrique avec une structure en résine afin de maintenir la culasse sur laquelle les aimants permanents sont disposés. Cette structure (30, 31) est réalisée avec de la résine synthétique injectée. La culasse rotorique (35) est divisée en six portions qui ont toutes la même épaisseur et qui sont espacées (37). Les aimants permanents (38) sont montés sur la surface interne de la culasse rotorique et sont reliés entre eux par des éléments de connexion (29d).

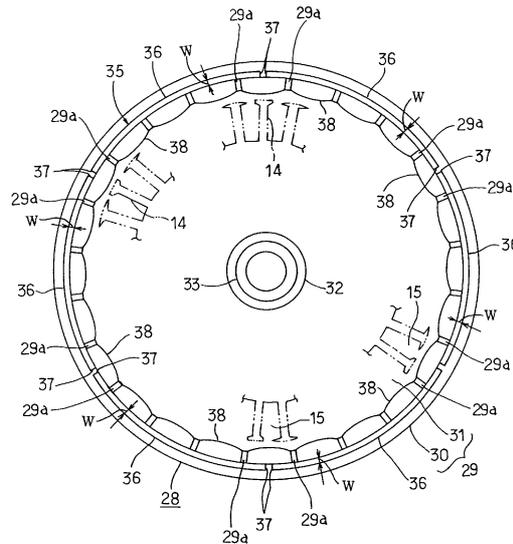


Figure 34 : Structure en résine d'un rotor pour moteur-roue [30]

II.4.1.3. Brevet 3

L'invention figure 35 présente un stator pour un moteur électrique polyphasé à rotor extérieur intégré dans une roue. Ce stator (50) comprend des dents (54) autour desquelles le bobinage est enroulé et est composé de trois parties séparées entre elles par un entrefer (64). Les bobines (68) de chaque partie du stator correspondent à une seule et même phase et ne sont pas présentes autour de toutes les dents mais de façon alternative. Ce moteur dispose également d'un rotor (51) avec sur sa surface interne des aimants permanents (58) et sur sa surface externe un anneau ou tube en acier (56).

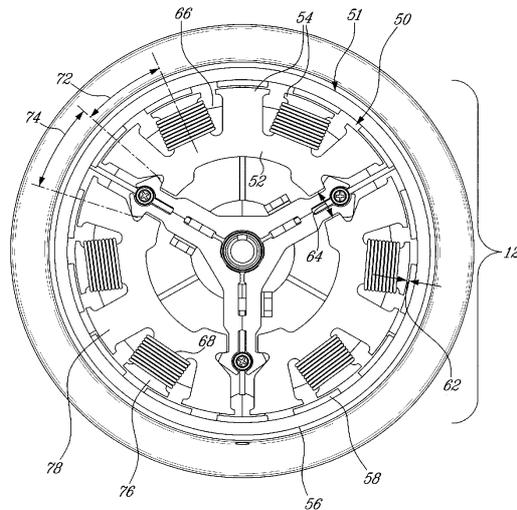


Figure 35 : Bobinage polyphasé pour moteur-roue [31]

II.4.1.4. Brevet 4

La figure 36 présente une technique de bobinage pour un stator d'un moteur électrique. Un bobinage classique est basé sur l'utilisation d'un fil épais qui entraîne des pertes importantes dues à l'effet de peau et pour limiter ce phénomène, dans cette invention, l'utilisation de plusieurs fils fins est fortement conseillée. Le bobinage autour des deux dents (22, 22a) est à plusieurs couches et la première couche (24) de la dent de gauche (22) est reliée à la dernière couche (30a) de la dent de droite (22a). Les connexions entre les couches (26, 28, 30) et les couches (26a, 28a, 30a) se font sur le même principe.

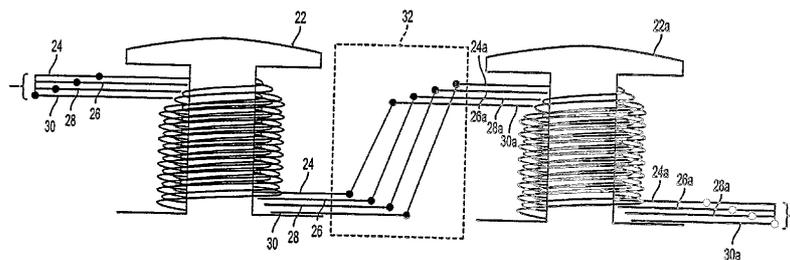


Figure 36 : Bobinage à plusieurs couches [32]

II.4.1.5. Brevet 5

La figure 37 représente une méthode d'assemblage d'une machine électrique pour une application moteur-roue. Cette machine comprend un rotor (10) avec des aimants permanents et un stator (60) avec un bobinage concentrique. Le stator (60) contient un moyeu (110) afin de maintenir la machine et contient un contrôleur (80) pour commander le courant qui alimente le bobinage statorique.

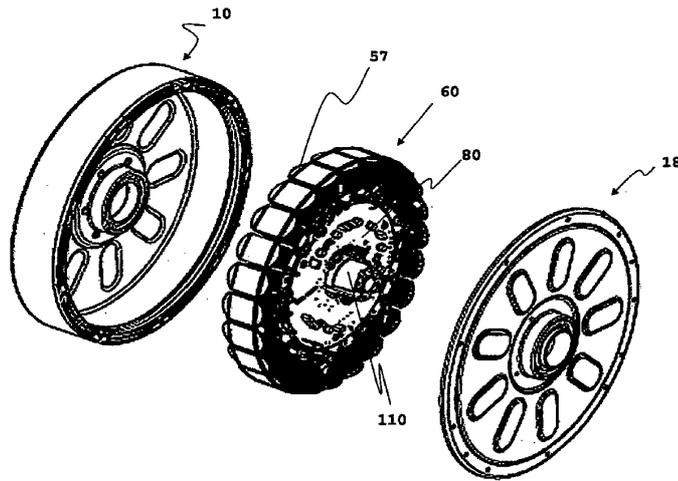


Figure 37 : Méthode d'assemblage d'un moteur-roue [33]

II.4.1.6. Brevet 6

L'invention figure 38 présente un dispositif très original permettant de maintenir la force électromotrice constante à haute vitesse pour une machine électrique à rotor extérieur. La machine comprend un stator (2) avec un bobinage concentrique (6) et un rotor avec des aimants permanents (36). Le dispositif consiste en l'introduction d'un liquide (18) dans un espace (50) au-dessus de la surface des aimants (50). Ce liquide composé de particules magnétiques a pour but de modifier la conduction du flux magnétique. Plus précisément, quand la quantité de liquide est réduite, le flux magnétique créé par les aimants diminue et donc la tension induite diminue également.

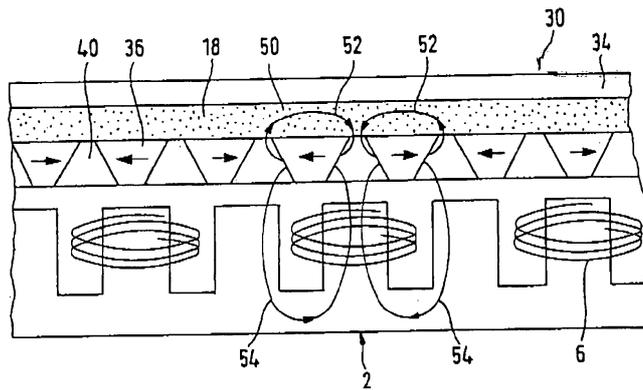


Figure 38 : Liquide pour machine électrique à rotor extérieur [34]

II.4.1.7. Brevet 7

L'invention figure 39 présente un dispositif de refroidissement pour une machine électrique à rotor extérieur. Le principe repose sur le passage d'un fluide à l'intérieur d'un corps cylindrique (30) qui est en contact avec la surface interne du stator (38). Les deux connecteurs (72, 74) permettent la circulation du fluide. Notons que seulement le stator interne (22) et son bobinage (28) sont représentés sur la figure.

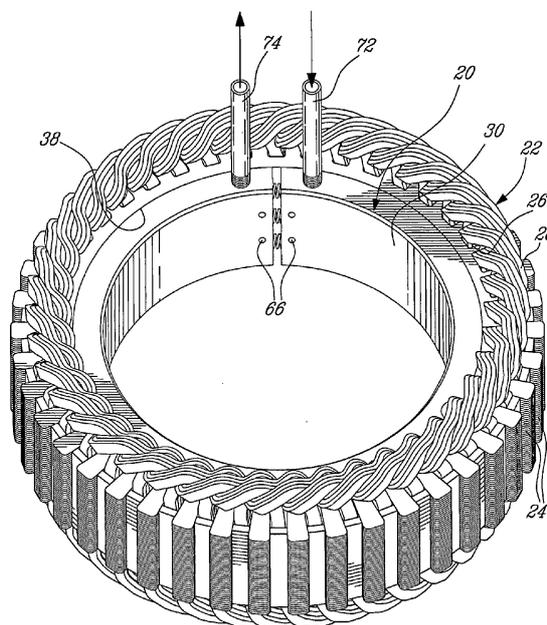


Figure 39 : Refroidissement par fluide pour machine à rotor extérieur [35]

II.4.1.8. Brevet 8

L'invention figure 40 présente également un dispositif de refroidissement pour une machine électrique à rotor extérieur. Cette fois-ci au niveau du stator qui est représenté, on a la mise en place d'un échangeur de chaleur à tube flexible en forme de U (42). L'échangeur est placé en des points chauds (portion 36) et les portions 46 et 44 contiennent des matériaux à haute conductivité thermique. Ainsi la chaleur capturée peut être évacuée et la température du bobinage (34) est maintenue à un niveau acceptable.

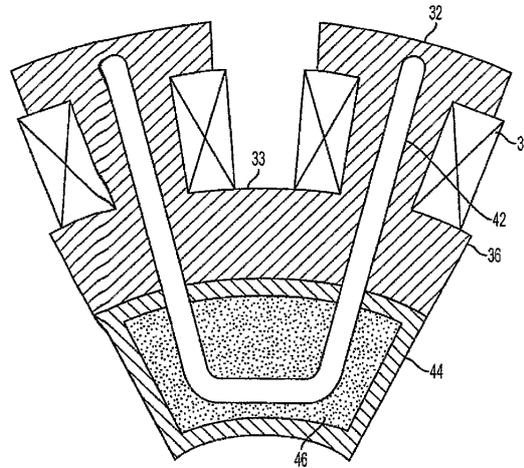


Figure 40 : Echangeur de chaleur pour machine à rotor extérieur [36]

II.4.2 Synthèse des innovations

Dans le tableau 4, les innovations technologiques des moteurs-roues ont pour objectifs d'améliorer les constructions (rotor, stator, ensemble stator/rotor) et l'amélioration de certaines performances comme la limitation des pertes dans le bobinage.

Tableau 4. Synthèse des brevets des moteurs-roues

Objectifs	Innovations technologiques
Maintien des aimants permanents et de culasse rotor	-Barres et tube métallique (brevet 1) -Structure en résine synthétique (brevet 2)
Réalisation d'un bobinage polyphasé	Bobinage concentrique de façon alternative autour des dents (brevet 3)
Limiter l'effet de peau	Utilisation de plusieurs fils fins (brevet4)
Assemblage d'un moteur	Stator avec moyeu et contrôleur (brevet 5)
Maintien de la fem constante à haute vitesse	Liquide composé de particules magnétiques (brevet 6)
Refroidissement du bobinage	-Fluide à l'intérieur d'un corps cylindrique (brevet 7) - Echangeur de chaleur à tube flexible en forme de U (brevet 8)

Conclusion

Ce chapitre I a présenté le contexte du projet dans lequel s'inscrit cette thèse et un état de l'art sur les dernières avancées des moteurs électriques dans le secteur automobile.

Le contexte du projet a permis de préciser le contenu, les objectifs et la position de mes travaux dans le projet TRAX. En parallèle, le cahier des charges du projet TRAX a été présenté avec le choix du véhicule à motoriser qui est un quadricycle 100% électrique et le choix de la technologie de la motorisation qui est une MSAP.

L'état de l'art sur les brevets récents concernant les moteurs électriques dans le secteur automobile a permis de présenter les différentes structures pour la technologie des machines synchrones à aimants permanents. Le travail a consisté principalement à extraire des brevets les innovations qui ont permis d'améliorer les performances des machines. Par exemple, nous avons relevé des techniques pour améliorer le couple, le rendement ou le défluxage et d'autres pour réduire les fuites, les pertes dans le rotor ou les bruits et vibrations. En effet, nous avons constaté que les structures à aimants enterrés avec des dispositions en V, U, I ou rectangulaire présentent de nombreux avantages comme une meilleure concentration du flux dans l'entrefer, plus de résistance face à la désaimantation des aimants, une meilleure tenue mécanique face à l'inertie et une meilleure capacité de défluxage. Même si l'analyse s'est concentrée davantage sur les configurations du rotor, nous avons relevé que le bobinage a également un impact sur les performances. Ainsi, nous décidons de nous orienter vers l'étude des structures à aimants enterrés pour la suite du mémoire.

Après cet état de l'art, nous proposons alors une étude comparative de différentes machines synchrones à aimants permanents sur la base de modèles théoriques.

Chapitre 2. Modélisation et comparaison de machines synchrone à aimants permanents

Introduction

Ce chapitre présente la modélisation et la comparaison de plusieurs machines synchrones à aimants permanents : l'objectif est de proposer une étude comparative sur des topologies d'aimants permanents différentes.

Après la synthèse d'un état de l'art sur les principales méthodes de modélisation, la démarche consiste, dans un premier temps, à définir une première machine à aimants montés en surface (i.e. machine de référence). Le dimensionnement électromagnétique de cette structure par une méthode analytique simplifiée est explicité. Nous étudions les limites de cette méthode en la confrontant à une méthode numérique. En particulier, la précision de l'outil est évaluée.

Ensuite, nous définissons trois nouvelles structures en modifiant la configuration du rotor de la structure de référence. Les modifications sont portées sur le type de topologie d'aimants permanents. L'étude comparative est réalisée au total sur quatre structures différentes : une topologie à aimants en surface et trois à aimants enterrés. Les performances à vide et en charge ainsi que le calcul des inductances dans l'axe direct et en quadrature sont présentées.

I. Méthodologies de modélisation

Les trois grandes familles de méthodes pour la modélisation sont :

- les méthodes numériques (méthode des éléments finis, volumes finis, différences finis)
- les méthodes semi-analytiques ou semi-numériques (réseau de réluctances, méthode en sous-domaines)
- les méthodes analytiques (méthode basée sur la résolution des équations de Maxwell).

Dans cette partie, une attention particulière sera apportée à la méthode des éléments finis puisqu'elle sera utilisée ultérieurement dans notre étude.

I.1 Méthode des éléments finis

I.1.1 Présentation

L'approche numérique contribue à une modélisation fine des phénomènes physiques et pour des configurations complexes comme celle des machines électriques, la méthode des éléments finis est une méthode numérique puissante pour la résolution des problèmes de champ électromagnétique [37, 38, 39, 40, 41]. C'est une des méthodes numériques les plus efficaces et les plus utilisées [37, 42, 43]. Le champ électromagnétique est calculé par la résolution des équations de Maxwell dans l'hypothèse des états quasi-stationnaires. Les éléments finis permettent la prise en compte différents phénomènes physiques et fortement couplés (magnétique, électrique, thermique, mécanique et vibratoire). Néanmoins, c'est une méthode qui peut avoir des temps de calcul relativement long surtout si on souhaite augmenter la précision des résultats.

On peut définir la méthode des éléments finis comme une méthode d'approximation des équations aux dérivées partielles décrivant le comportement physique du système pour des conditions aux limites données. Le principe est de discrétiser le domaine d'étude en plusieurs éléments puis de résoudre localement, dans chacun de ceux-ci, les équations associées.

1.1.2 Conditions aux limites

Les conditions aux limites sont les contraintes s'exerçant sur le système. Elles sont de deux types :

- condition de Dirichlet qui impose la valeur exacte de l'inconnue sur la frontière extérieure du domaine de résolution
- condition de Neumann qui indique la valeur de la dérivée de l'inconnue à la frontière du domaine étudié.

1.1.3 Discrétisation et approximation

Le principe de la méthode des éléments finis est de subdiviser la région à étudier en petites sous régions appelées élément finis constituant le maillage. Les fonctions inconnues sont approximées sur chaque élément fini par une simple fonction appelée fonction de forme qui est continue et définie sur chaque élément seul. La forme des éléments est directement liée à la dimension du problème (2D ou 3D). Pour une géométrie en 2D, on utilise généralement des triangles ou des quadrilatères. La discrétisation est une étape importante dans l'analyse des éléments finis car la précision des résultats dépend de la méthode de discrétisation et de la finesse de cette subdivision en sous-domaines [44].

1.1.4 Prise en compte du mouvement

Le mouvement dans une machine électrique tournante présente des difficultés de géométrie variable. Un remaillage global de la structure à chaque pas de rotation est une tâche assez longue et peut présenter des erreurs du fait de la déformation constante des maillages des parties en mouvement. Différentes techniques de prise compte du mouvement existent afin de résoudre cette problématique dont la technique de la bande de roulement qui est désormais très utilisée dans les machines tournantes [37].

Cette méthode se base sur un remaillage local situé dans la zone de recouvrement au niveau de l'entrefer d'une machine. Le maillage des domaines fixe et mobile reste inchangé. Le mouvement est simulé par la modification relative de la partie mobile par rapport à la partie fixe. La bande de roulement a été développée en 2D avec des triangles et des quadrangles. Cette méthode est simple à appliquer et assure une continuité naturelle des champs entre les deux parties.

I.2 Méthodes semi-analytiques

Les modèles semi-analytiques sont basés sur la représentation de la machine par un circuit magnétique équivalent (analogie au circuit électrique). Pour chaque trajet de flux et suivant la nature du flux, on symbolise une réluctance magnétique équivalente dépendant du matériau ou de l'air [45, 46]. On a alors accès aux valeurs des flux et des inductions pour chaque élément du circuit. Ces modèles représentent un bon compromis entre la rapidité et la finesse des résultats comme le montre la figure 41. L'appellation semi-analytique vient du fait que la formulation des éléments du réseau se fait de façon analytique et que la résolution du système d'équations est numérique. On notera qu'il existe d'autres modèles semi-analytiques basés sur la résolution des équations de Maxwell dans les régions non-concentriques avec ou sans conductivité électrique appelé méthode en sous-domaines [47, 48, 49, 50, 51]

I.3 Méthodes analytiques

Les modèles analytiques servent à décrire la machine par des équations rendant le système explicite c'est-à-dire que les expressions des sorties du système sont directement liées par des équations explicites aux entrées. Parmi les méthodes analytiques on peut citer la méthode de calcul basée sur la résolution des équations de Maxwell qui fera l'objet de notre première modélisation [52]. C'est à partir de ces équations qu'une équation différentielle régie par la grandeur du potentiel vecteur magnétique est établie. La résolution de cette équation et la définition des conditions limites permettent d'avoir l'expression du potentiel vecteur magnétique ainsi que le reste des grandeurs électromagnétiques.

Cette méthode offre de nombreux avantages parmi lesquels une rapidité au niveau des calculs numériques, une facilité pour connaître la sensibilité d'un paramètre grâce aux expressions analytiques, ... Par contre elle présente aussi des inconvénients comme l'utilisation de nombreuses hypothèses simplificatrices, le manque de précision sur les calculs, une méthode non générique (le changement de machine nécessite le développement d'un nouveau modèle analytique).

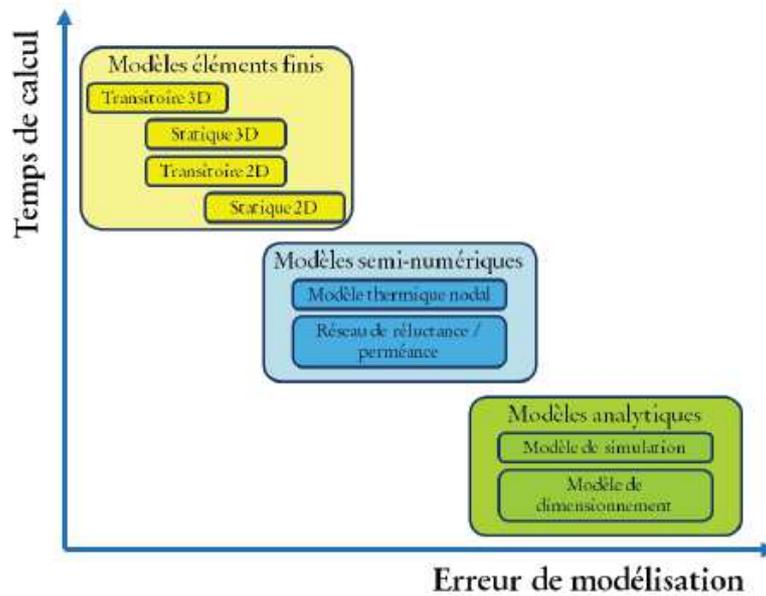


Figure 41 : Front de Pareto des modèles pour la conception des machines électriques [53]

II. Présentation de la machine de référence

II.1 Théorie sur les combinaisons encoches/pôles et bobinage

Il est important de distinguer le bobinage du pas de la machine : le pas dépend de la combinaison encoches/pôles qui peut être entier ou fractionnaire et le bobinage peut être distribué ou concentrique. Autrement dit, on peut avoir une machine à pas entier avec un bobinage distribué ou concentrique. De la même façon, pour une machine à pas fractionnaire on peut avoir un bobinage distribué ou concentrique. Il est vrai que pour une machine à pas fractionnaire, on choisit souvent un bobinage concentrique afin d'optimiser les procédés de fabrication. En réalité, tout dépend des besoins ou du cahier des charges de l'application. Les deux types de bobinage et de pas sont illustrés respectivement aux figures 42 et 43.

D'un point de vue analytique, le pas se définit par :

$$q = \frac{Q_s}{2 * p * m} \quad (2.1)$$

Avec q le nombre d'encoches par pôle et par phase, Q_s le nombre d'encoches, p le nombre de paires de pôles, m le nombre de phases.

Si le nombre d'encoches par pôle et par phase q n'est pas entier alors la machine est à pas fractionnaire.

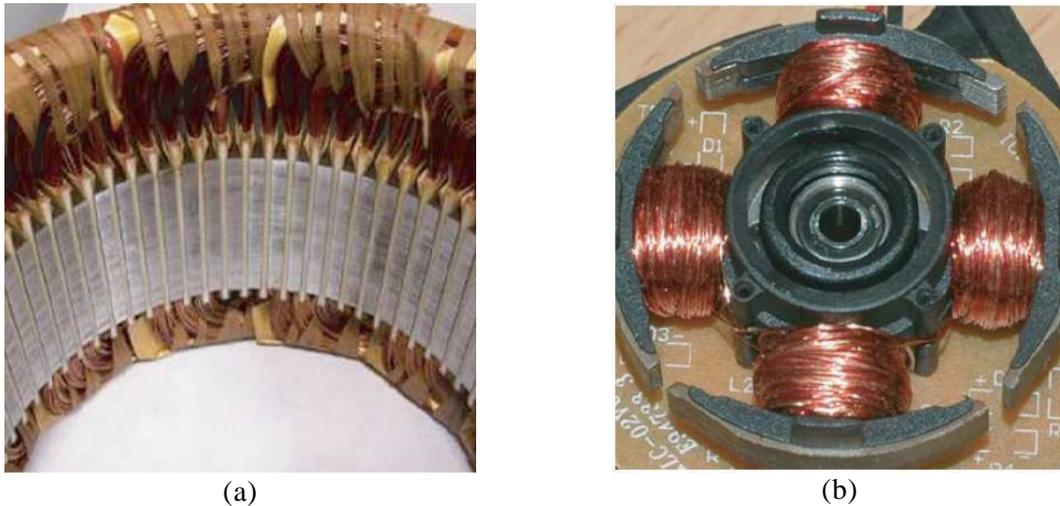


Figure 42 : Deux types de bobinage : (a) bobinage distribué (b) bobinage concentrique [54]

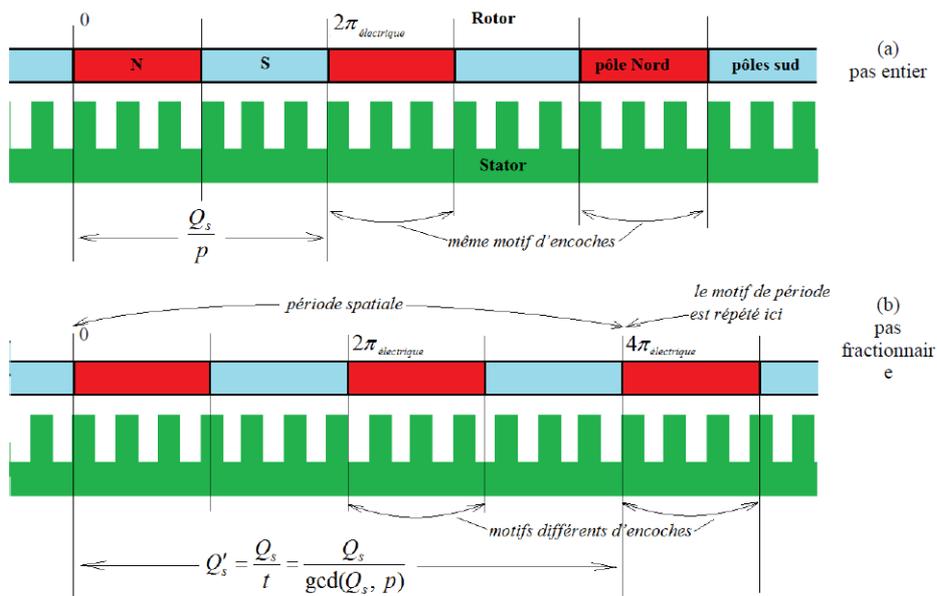


Figure 43 : Comparaison des deux types de pas de machine [55]

Le pas fractionnaire permet à la machine d'améliorer la qualité du couple et de la force électromotrice mais par contre on a une diminution de l'amplitude du facteur de bobinage associé au premier harmonique spatial (fondamental) qui entraîne une réduction du couple moyen comparé au pas entier. Le bobinage autour des dents offre de nombreux avantages parmi lesquels une facilité de réalisation, des meilleurs performances en terme de couple volumique et de rendement [56, 57, 58].

II.2 Machine de référence

La structure de référence est une machine synchrone à aimants permanents montés en surface à bobinage dentaire et à pas fractionnaire. Elle est dimensionnée à partir d'une machine existante et répondant au cahier des charges du projet TRAX. Nous avons conservé le gabarit, modifié le bobinage ainsi que la combinaison encoches/pôles. Les paramètres géométriques et physiques sont présentés respectivement dans le tableau 5 et tableau 6.

Tableau 5. Paramètres géométriques de la machine de référence

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>
Nombre de paires de pôles, p [-]	11
Nombre de phases, N_{ph} [-]	3
Nombre total d'encoches, Q_s [-]	24
Angle mécanique de l'ouverture polaire, Θ_p [rad]	π/p
Angle mécanique dentaire, Θ_t [rad]	$2\pi/Q_s$
Coefficient d'arc polaire de l'ouverture des aimants, $\alpha_p = \Theta_a / \Theta_p$ [%]	76
Coefficient d'arc dentaire de l'ouverture d'encoche $\zeta_{oe} = \Theta_{oe} / \Theta_t$ [%]	18,4
Largeur d'une dent l_d [mm]	11
Hauteur d'une dent h_d [mm]	19
Largeur des isthmes d'une dent l_{is} [mm]	3,2
Hauteur des isthmes d'une dent h_{is} [mm]	2
Rayon intérieur de la machine, R_{int} [mm]	67
Rayon à la surface de la culasse statorique, R_{cs} [mm]	100
Rayon à la surface du stator, R_s [mm]	79
Rayon à la surface des aimants, R_a [mm]	78,2
Rayon à la surface de la culasse rotorique, R_r [mm]	74,2
Rayon extérieur de la machine, R_{ext} [mm]	106
Section d'un conducteur, S_{cond} [mm^2]	2,48
Nombre de spires par bobine [-]	27
Longueur de fer, L_{fer} [mm]	63

Tableau 6. Paramètres physiques de la machine de référence

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>
Aimants permanents : Nd-Fe-B	
Perméabilité magnétique relative μ_{ra} [-]	1,05
Induction rémanente B_{ra} à $T_0 = 20^\circ C$ [T]	1,2
Masse volumique ρ_{va} [kg/m^3]	7500
Cuivre dans les conducteurs :	
Résistivité électrique ρ_c à $T_0 = 20^\circ C$ [$\Omega \cdot m$]	$1,709 \cdot 10^{-8}$
Masse volumique ρ_{vc} [kg/m^3]	8800

Le bobinage de la machine étudiée est un bobinage concentrique à double couche comme schématisé sur la figure 44. Pour chaque phase, on a deux groupes de $N_{bm}/2$ bobines en série décalées de 180° avec N_{bm} le nombre de bobines en série par phase. Les travaux de thèse de M. MAI ont montré que c'était la meilleure configuration par rapport à la force électromotrice (amplitude et forme d'onde) et aux tensions des bobines [59, 60].

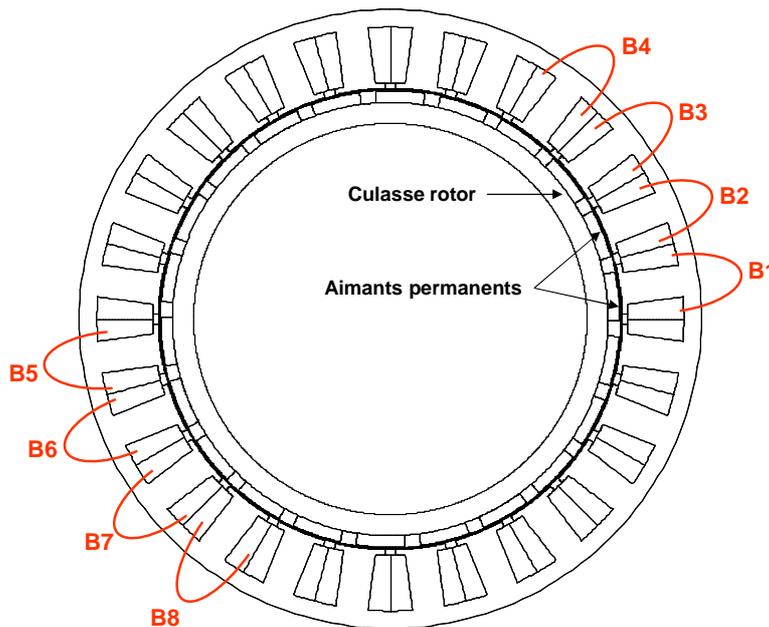


Figure 44 : Schéma simplifié du bobinage à double couche pour la phase 1 de la machine de référence

III. Modèle analytique simplifié du champ en 2D

La machine de référence est modélisée analytiquement par la méthode de calcul basée sur la résolution des équations de Maxwell. Les détails de la méthodologie ont été présentés dans la partie I. La topologie du rotor à aimants surfaciques se prête bien à l'utilisation de cette méthode. Ce modèle analytique permet d'évaluer rapidement les performances de la machine.

III.1 Hypothèses de travail

Des hypothèses simplificatrices sont prises en compte dans le modèle analytique par équations de Maxwell :

- Effet de saturation négligé (i.e perméabilités stator et rotor infinies).
- Aimantation purement radiale.
- Effet de denture négligé (i.e., machine sans encoches et à pôles lisses).
- Modification de l'entrefer réel en le corrigeant par le coefficient de Carter.
- Conductivité électrique des aimants permanents est supposée nulle pour le calcul du potentiel vecteur magnétique dans les aimants.
- Etude 2D (i.e., effets de bords négligés) en coordonnées cylindriques.
- Perméabilité relative homogène dans et entre les aimants permanents.

III.2 Modèle électromagnétique

Les sources électromagnétiques comprennent une source magnétique (i.e. aimants permanents) et une source électrique (i.e. bobinage). La modélisation de ces deux sources sera plus détaillée dans l'annexe A.

III.2.1 Potentiel vecteur et inductions

- **Définition du domaine d'étude**

Le domaine d'étude est composé de quatre régions circulaires [61, 62, 63]:

- 1) Le stator équivalent lisse
- 2) L'entrefer modifié par le coefficient de Carter
- 3) La région des aimants et l'espace entre les aimants

4) Le rotor

D'après nos hypothèses de travail, les matériaux du stator et du rotor ont une perméabilité infinie, nous limitons alors le domaine d'étude à deux régions circulaires :

- La région (I) qui correspond à l'entrefer modifié de rayon intérieur R_a et de rayon extérieur R_{sc} .

- La région (II) qui correspond aux aimants et à l'espace entre les aimants de rayon intérieur R_r et de rayon extérieur R_a .

• Equations de Maxwell et équations aux matériaux

1) Equations de Maxwell-Ampère :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\vec{H}) = \vec{J} \quad (2.2)$$

2) Equation de Maxwell associée à la conservation du flux magnétique :

$$\text{div}(\vec{B}) = 0 \quad (2.3)$$

3) Equations aux matériaux :

Région (I) :

$$\vec{B}_I = \mu_0 \cdot \vec{H}_I \quad (2.4)$$

Région (II) :

$$\vec{B}_{II} = \mu_0 \cdot (\vec{H}_{II} + \vec{M}) \quad (2.5)$$

4) D'après l'équation (2.3), il existe un potentiel vecteur \vec{A} tel que :

$$\vec{B} = \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{A}) \quad (2.6)$$

- **Equations générales dans les différentes régions**

- 1) Equations générales dans les régions pour un fonctionnement à vide (i.e., avec les aimants seuls et sans les courants)

$$\Delta A_{zIa} = 0 \text{ (Equation de Laplace dans la région de l'entrefer)} \quad (2.7)$$

$$\Delta A_{zIIa} = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial M_r}{\partial \Theta_r} \text{ (Equation de Poisson dans la région des aimants)} \quad (2.8)$$

- 2) Equations générales dans les régions pour un fonctionnement en charge (i.e., avec les courants seuls et sans les aimants)

$$\Delta A_{zIc} = 0 \text{ (Equation de Laplace dans la région de l'entrefer)} \quad (2.9)$$

$$\Delta A_{zIIc} = 0 \text{ (Equation de Laplace dans la région des aimants)} \quad (2.10)$$

- **Solution générale dans les différentes régions**

- 1) Potentiel vecteur pour un fonctionnement à vide

$$A_{zIa}(r, \Theta_r) = B_{ra} \cdot \sum_{n_{\text{impair}}} R_a \cdot F_{kIIa_n} \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{n.p} \cdot \left(\frac{r}{R_{sc}} \right)^{n.p} + \left(\frac{R_a}{r} \right)^{n.p} \right] \cdot \sin(p.n.\Theta_r) \quad (2.11)$$

$$A_{zIIa}(r, \Theta_r) = B_{ra} \cdot \sum_{n_{\text{impair}}} \left\{ \begin{array}{l} R_a \cdot E_{kIIa_n} \left[\left(\frac{r}{R_a} \right)^{n.p} \cdot \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{n.p} + \left(\frac{R_r}{r} \right)^{n.p} \right] \\ \dots - \frac{4 \cdot \sin\left(\frac{\alpha_p}{2} \cdot n \cdot \pi\right) \cdot R_r}{n \cdot \pi \cdot [1 - (n.p)^2]} - \frac{4 \cdot p \cdot \sin\left(\frac{\alpha_p}{2} \cdot n \cdot \pi\right) \cdot r}{\pi \cdot [1 - (n.p)^2]} \end{array} \right\} \cdot \sin(p.n.\Theta_r) \quad (2.12)$$

2) Potentiel vecteur pour un fonctionnement en charge

$$A_{zIc}(r, \Theta_s, t) = \mu_0 \cdot \sum_{g=0}^{N_{ph}-1} \sum_{n_{impair}} \frac{i_g(t, g)}{\Theta_{oe}} \left\{ \begin{array}{l} D_{sws_n} \left[E_{kIc_n} \left(\frac{r}{R_{sc}} \right)^n + F_{kcl} \left(\frac{r}{R_a} \right)^{-n} \right] \cdot \sin \left[n \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_{ph}} \right) \right] \\ \dots + D_{swc_n} \left[G_{kIc_n} \left(\frac{r}{R_{sc}} \right)^n + H_{kcl} \left(\frac{r}{R_a} \right)^{-n} \right] \cdot \cos \left[n \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_{ph}} \right) \right] \end{array} \right\} \quad (2.13)$$

$$A_{zIIc}(r, \Theta_s, t) = \mu_0 \cdot \sum_{g=0}^{N_{ph}-1} \sum_{n_{impair}} \frac{i_g(t, g)}{\Theta_{oe}} \left\{ \begin{array}{l} D_{sws_n} \cdot E_{kIIc_n} \left[\left(\frac{r}{R_a} \right)^n + \left(\frac{r}{R_r} \right)^{-n} \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{-n} \right] \cdot \sin \left[n \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_{ph}} \right) \right] \\ \dots + D_{swc_n} \cdot G_{kIIc_n} \left[\left(\frac{r}{R_a} \right)^n + \left(\frac{r}{R_r} \right)^{-n} \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{-n} \right] \cdot \cos \left[n \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_{ph}} \right) \right] \end{array} \right\} \quad (2.14)$$

• Conditions aux limites et constantes d'intégration

Les conditions limites sont définies à partir de la continuité de la composante normale de l'induction magnétique et la composante tangentielle du champ magnétique (cf. figure 45). Étant donné les relations constitutives des matériaux dans les deux régions d'étude, les conditions limites sur les frontières de la région I et de la région II sont définies par :

$$H_{\theta}(R_{sc}, \Theta) = j_e(\Theta), \forall \Theta \quad (2.15)$$

$$H_{\theta I}(R_r, \Theta) = 0, \forall \Theta \quad (2.16)$$

$$B_{rI}(R_a, \Theta) = B_{rII}(R_a, \Theta), \forall \Theta \quad (2.17)$$

$$H_{\theta}(R_a, \Theta) = H_{\theta II}(R_a, \Theta), \forall \Theta \quad (2.18)$$

On rappelle que les conditions limites permettent de déterminer l'ensemble des constantes d'intégration qui interviennent dans la plupart des grandeurs électromagnétiques. Ces constantes seront détaillées un peu plus loin dans les annexes B.

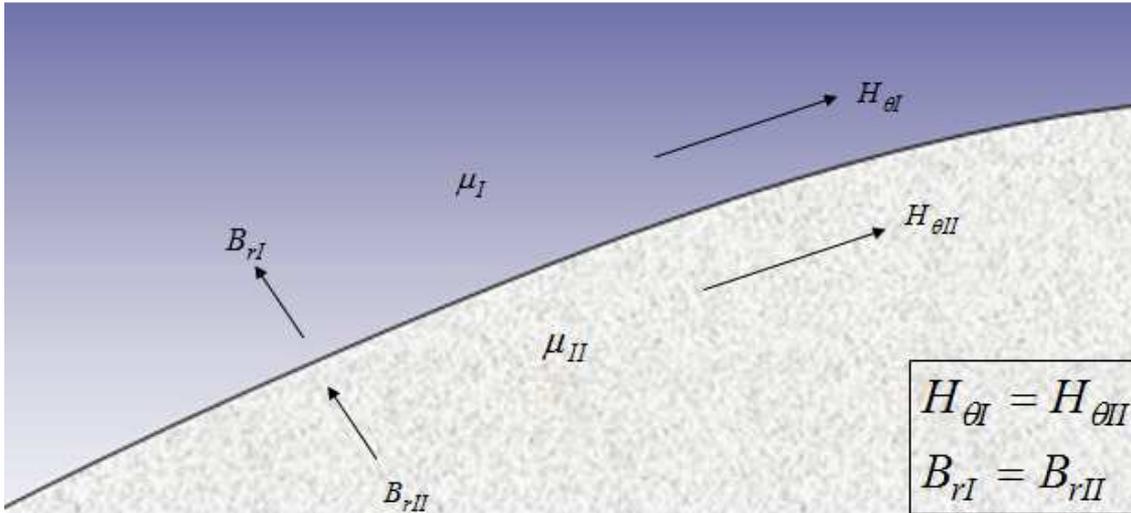


Figure 45 : Conditions aux limites pour deux régions différentes

- **Inductions**

Les inductions en coordonnées cylindriques se déduisent à partir des deux relations suivantes :

$$B_r = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial \Theta_s} \quad (2.19)$$

$$B_\theta = -\frac{\partial A_z}{\partial r} \quad (2.20)$$

- 1) Expressions analytiques des 2 composantes de l'induction dans chaque région pour un fonctionnement à vide

Région I

$$B_{rIa}(r, \Theta_r) = B_{ra} \cdot \sum_{n_{\text{impair}}} n.p.F_{kla_n} \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{n.p+1} \cdot \left(\frac{r}{R_{sc}} \right)^{n.p-1} + \left(\frac{R_a}{r} \right)^{n.p+1} \right] \cdot \cos(n.p.\Theta_r) \quad (2.21)$$

$$B_{\theta Ia}(r, \Theta_r) = -B_{ra} \cdot \sum_{n_{\text{impair}}} n.p.F_{kla_n} \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{n.p+1} \cdot \left(\frac{r}{R_{sc}} \right)^{n.p-1} - \left(\frac{R_a}{r} \right)^{n.p+1} \right] \cdot \sin(n.p.\Theta_r) \quad (2.22)$$

Région II

$$B_{rIIa}(r, \Theta_r) = B_{ra} \cdot \sum_{n_{\text{impair}}} \left\{ \begin{array}{l} n.p.E_{kIIa_n} \left[\left(\frac{r}{R_a} \right)^{n.p-1} + \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{n.p-1} \left(\frac{R_r}{r} \right)^{n.p+1} \right] \\ 4. \sin \left(\frac{\alpha_p}{2} . n.\pi \right) \\ \dots - \frac{4.p. \sin \left(\frac{\alpha_p}{2} . n.\pi \right)}{n.\pi.[1-(n.p)^2]} \cdot \left(\frac{R_r}{r} \right)^{n.p+1} - \frac{4.p. \sin \left(\frac{\alpha_p}{2} . n.\pi \right)}{\pi.[1-(n.p)^2]} \end{array} \right\} \cdot \cos(p.n.\Theta_r) \quad (2.23)$$

$$B_{\theta IIa}(r, \Theta_r) = -B_{ra} \cdot \sum_{n_{\text{impair}}} \left\{ \begin{array}{l} n.p.E_{kIIa_n} \left[\left(\frac{r}{R_a} \right)^{n.p-1} - \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{n.p-1} \left(\frac{R_r}{r} \right)^{n.p+1} \right] \\ 4. \sin \left(\frac{\alpha_p}{2} . n.\pi \right) \\ \dots + \frac{4.p. \sin \left(\frac{\alpha_p}{2} . n.\pi \right)}{n.\pi.[1-(n.p)^2]} \cdot \left(\frac{R_r}{r} \right)^{n.p+1} - \frac{4.p. \sin \left(\frac{\alpha_p}{2} . n.\pi \right)}{\pi.[1-(n.p)^2]} \end{array} \right\} \cdot \sin(p.n.\Theta_r) \quad (2.24)$$

- 2) Expressions analytiques des 2 composantes de l'induction dans chaque région pour un fonctionnement en charge

Région I

$$B_{rIc}(r, \Theta_s, t) = \mu_0 \cdot \sum_{g=0}^{N_{ph}-1} \sum_{n_{\text{impair}}} \frac{i_g(t, g)}{\Theta_{oe}} \cdot \frac{1}{r} . n. \left\{ \begin{array}{l} D_{sws_n} \left[E_{kIc_n} \left(\frac{r}{R_{sc}} \right)^n + F_{kIc_n} \left(\frac{r}{R_a} \right)^{-n} \right] \cdot \cos \left[n \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2.\pi}{N_{ph}} \right) \right] \\ \dots - D_{swc_n} \left[G_{kIc_n} \left(\frac{r}{R_{sc}} \right)^n + H_{kIc_n} \left(\frac{r}{R_a} \right)^{-n} \right] \cdot \sin \left[n \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2.\pi}{N_{ph}} \right) \right] \end{array} \right\} \quad (2.25)$$

$$B_{\theta Ic}(r, \Theta_s, t) = -\mu_0 \cdot \sum_{g=0}^{N_{ph}-1} \sum_{n_{\text{impair}}} \frac{i_g(t, g)}{\Theta_{oe}} \cdot \frac{1}{r} . n. \left\{ \begin{array}{l} D_{sws_n} \left[E_{kIc_n} \left(\frac{r}{R_{sc}} \right)^n - F_{kIc_n} \left(\frac{r}{R_a} \right)^{-n} \right] \cdot \sin \left[n \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2.\pi}{N_{ph}} \right) \right] \\ \dots + D_{swc_n} \left[G_{kIc_n} \left(\frac{r}{R_{sc}} \right)^n - H_{kIc_n} \left(\frac{r}{R_a} \right)^{-n} \right] \cdot \cos \left[n \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2.\pi}{N_{ph}} \right) \right] \end{array} \right\} \quad (2.26)$$

Région II

$$B_{rlc}(r, \Theta_s, t) = \mu_0 \cdot \sum_{g=0}^{N_{ph}-1} \sum_{n_{impair}} \frac{i_g(t, g)}{\Theta_{oe}} \cdot \frac{1}{r} \cdot n \cdot \left\{ \begin{array}{l} D_{sws_n} \cdot E_{klc_n} \left[\left(\frac{r}{R_a} \right)^n + \left(\frac{r}{R_r} \right)^{-n} \cdot \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^n \right] \cdot \cos \left[n \cdot \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_{ph}} \right) \right] \\ \dots - D_{swc_n} \cdot G_{klc_n} \left[\left(\frac{r}{R_a} \right)^n + \left(\frac{r}{R_r} \right)^{-n} \cdot \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^n \right] \cdot \sin \left[n \cdot \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_{ph}} \right) \right] \end{array} \right\} \quad (2.27)$$

$$B_{dlc}(r, \Theta_s, t) = -\mu_0 \cdot \sum_{g=0}^{N_{ph}-1} \sum_{n_{impair}} \frac{i_g(t, g)}{\Theta_{oe}} \cdot \frac{1}{r} \cdot n \cdot \left\{ \begin{array}{l} D_{sws_n} \cdot E_{klc_n} \left[\left(\frac{r}{R_a} \right)^n - \left(\frac{r}{R_r} \right)^{-n} \cdot \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^n \right] \cdot \sin \left[n \cdot \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_{ph}} \right) \right] \\ \dots + D_{swc_n} \cdot G_{klc_n} \left[\left(\frac{r}{R_a} \right)^n + \left(\frac{r}{R_r} \right)^{-n} \cdot \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^n \right] \cdot \cos \left[n \cdot \left(\Theta_s - g \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_{ph}} \right) \right] \end{array} \right\} \quad (2.28)$$

III.2.2 Force électromotrice

- **Définition de la force électromotrice à partir du flux magnétique**

$$E_g(g, t) = -\Omega_0 \cdot \frac{d\psi_{sg}(g, t)}{d\Theta_{rs}(t)} \quad (2.29)$$

Avec $\psi_{sg}(g, \Theta_s, t)$ le flux principal à vide pour une phase donnée et dans le cas du bobinage dentaire qui est défini par :

$$\psi_{sg}(g, \Theta_s, t) = \frac{L_{fer}}{\Theta_{oe}} \cdot \int_0^{2\pi} D_{sw}(\Theta_s, g) \cdot A_{ent}(R_{sc}, \Theta_s, t) d\Theta_s \quad (2.30)$$

Avec A_{ent} le potentiel vecteur créé par les aimants seuls dans l'entrefer et D_{sw} l'expression de la distribution spatiale du bobinage.

- **Calcul de la force électromotrice pour une phase donnée**

L'expression finale de la force électromotrice est définie par :

$$E_g(g, t) = K_e(g, t) \cdot \Omega_0 \quad (2.31)$$

Avec $K_e(g, t)$ le coefficient de f.é.m. défini par :

$$K_e(g, t) = -B_{ra} \cdot S_{cyl} \cdot \sum_{n_{impair}} A_{ent_n} \cdot n \cdot p \cdot \left\{ \begin{array}{l} D_{sws_n} \cdot \sin \left[n \cdot p \cdot \left(-\Theta_{rs}(t) + g \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_{ph}} \right) \right] \\ \dots - D_{swc_n} \cdot \cos \left[n \cdot p \cdot \left(-\Theta_{rs}(t) + g \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_{ph}} \right) \right] \end{array} \right\}, \quad (2.32)$$

$$A_{ent_n} = \frac{1}{\frac{\Theta_{oe}}{2}} \cdot F_{kla_n} \cdot \left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{n \cdot p + 1} \quad (2.33)$$

Où S_{cyl} est défini par :

$$S_{cyl} = 2 \cdot \pi \cdot R_{sc} \cdot L_{fer} \quad (2.34)$$

III.2.3 Pertes et puissance électromagnétique

- **Pertes électromagnétiques**

Parmi les pertes, on distingue les pertes Joule dans l'induit (bobinage statorique), les pertes dans les aimants, les pertes fer et les pertes mécaniques. Seules les pertes Joule et les pertes fer sont développées dans ce paragraphe ; les pertes dans les aimants seront développées numériquement ultérieurement et les pertes mécaniques sont négligées.

Les pertes Joule sont le résultat du passage du courant d'alimentation dans l'induit provoquant ainsi un échauffement (effet Joule). Les pertes fer dans les tôles sont dues aux variations des inductions magnétiques à l'intérieur des matériaux. On distingue principalement deux types de pertes fer : les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault. Les premières pertes correspondent à l'énergie nécessaire à la magnétisation du matériau et les secondes correspondent à l'échauffement du matériau [64]. Pour le calcul des pertes fer, on suppose que l'induction dans le stator est purement sinusoïdale et donc les harmoniques sont négligées. A partir de là, seule la valeur maximale de l'induction dans les dents et dans la culasse statorique est prise en compte dans le calcul.

1) Pertes Joule

$$P_J = N_{ph} \cdot R_p \cdot I^2 \quad (2.35)$$

Avec N_{ph} le nombre de phases, R_p la résistance statorique d'une phase et I la valeur du courant d'alimentation.

2) Pertes fer

Les pertes fer se décomposent en deux parties : les pertes fer par Hystérésis P_{hyst_i} et les pertes fer par courants de Foucault P_{Fouc_i} . Pour le calcul des pertes fer totales P_{fer_totale} , on a considéré les pertes fer dans les dents et les pertes fer dans la culasse statorique [65]:

$$P_{hyst_i} = k_{hyst} \cdot f_0 \cdot B_i^2 \cdot m_i \quad (2.36)$$

$$P_{Fouc_i} = k_{Fouc} \cdot f_0^2 \cdot B_i^2 \cdot m_i \quad (2.37)$$

$$P_{fer_totale} = \sum_i P_{hyst_i} + P_{Fouc_i} \quad (2.38)$$

Avec k_{hyst} et k_{Fouc} qui sont respectivement les coefficients des pertes par hystérésis et des pertes par courants de Foucault. Ces différentes constantes dépendent des propriétés des matériaux ferromagnétiques et du niveau de magnétisation [66]. Les valeurs numériques des coefficients k_{hyst} et k_{Fouc} pour la tôle statorique ainsi que le calcul des différentes masses m_i seront détaillées dans l'annexe C.

- **Puissance électromagnétique**

La puissance électromagnétique moyenne $P_{em_{moy}}$ s'exprime en fonction du couple électromagnétique moyen $C_{em_{moy}}$ et de la pulsation mécanique de synchronisme Ω_0 :

$$P_{em_{moy}} = C_{em_{moy}} \cdot \Omega_0 \quad (2.39)$$

On notera que la valeur de la puissance électromagnétique est égale à la valeur de la puissance mécanique P_{mec} si on néglige les pertes mécaniques.

La puissance électromagnétique peut également s'exprimer en fonction de la valeur efficace de la force électromotrice dans une phase (notée E) :

$$P_{em} = N_{ph} \cdot E \cdot I_s \quad (2.40)$$

III.2.4 Couple

Le couple électromagnétique peut se calculer par la méthode du tenseur de Maxwell [67]. Il se définit alors à partir de l'expression de la densité linéique de courant J_l et de l'induction radiale $B_{rla}(R_{sc}, \Theta_s, t)$ créée par les aimants seuls dans la région de l'entrefer :

$$C_{em}(t) = -R_{sc}^2 \cdot L_{fer} \cdot \int_0^{2\pi} J_l \cdot B_{rla}(R_{sc}, \Theta_s, t) d\Theta_s \quad (2.41)$$

Après calcul, on obtient :

$$C_{em}(t) = B_{ra} \cdot S_{cyl} \cdot \sum_{g=0}^{N_{ph}} \sum_{n_{impair}} i_g(t, g) \cdot B_{ent_n} \cdot \left\{ \begin{array}{l} -D_{sws_n} \cdot \sin \left[n.p. \left(-\Theta_{rs}(t) + g \cdot \frac{2\pi}{N_{ph}} \right) \right] \\ \dots + D_{swc_n} \cdot \cos \left[n.p. \left(-\Theta_{rs}(t) + g \cdot \frac{2\pi}{N_{ph}} \right) \right] \end{array} \right\}, \quad (2.42)$$

$$B_{ent_n} = n.p.F_{kla_n} \cdot \frac{1}{\frac{\Theta_{oe}}{2}} \cdot \left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{n.p+1} \quad (2.43)$$

III.2.5 Rendement

Le bilan de puissances fait intervenir la puissance absorbée par la machine électrique provenant de l'onduleur, P_J les pertes Joule dans le bobinage statorique, P_{fer} les pertes fer totale dans les matériaux ferromagnétiques, P_{mec} les pertes mécaniques, P_a les pertes par courants de Foucault dans les aimants permanents et P_{em} la puissance électromagnétique.

Compte tenu de nos hypothèses sur les pertes (cf. § III.2.3), on définit le rendement total η de notre machine par :

$$\eta = \frac{P_{em}}{P_{abs}} = \frac{P_{em}}{P_{em} + P_{fer} + P_J} \quad (2.44)$$

III.2.6 Validation par éléments finis

Dans ce paragraphe, on a comparé les composantes de l'induction de chaque région avec un modèle numérique par éléments finis (logiciel Flux2D). La comparaison a été réalisée dans les conditions identiques au modèle analytique.

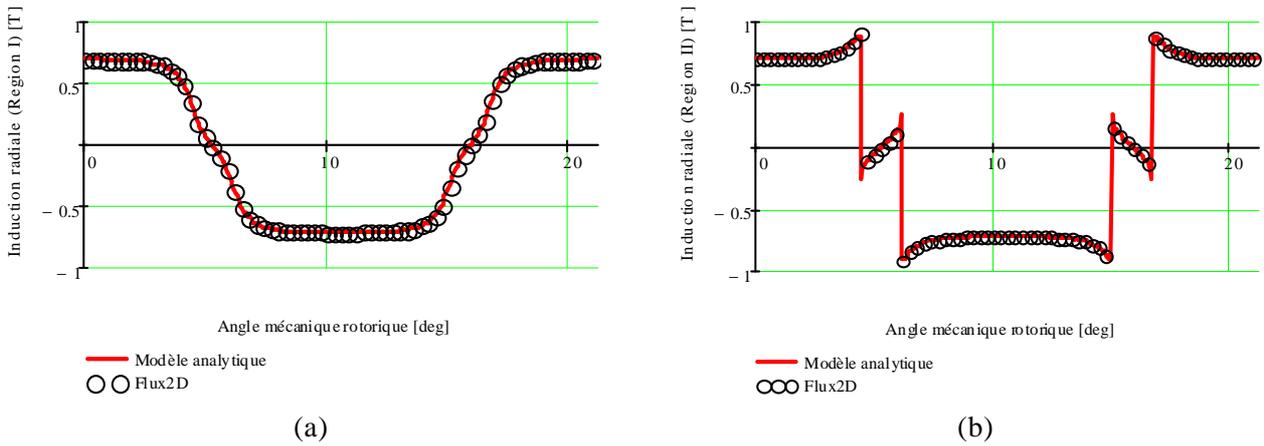


Figure 46 : Composante radiale de l'induction pour un fonctionnement à vide : (a) région entrefer, (b) région aimants

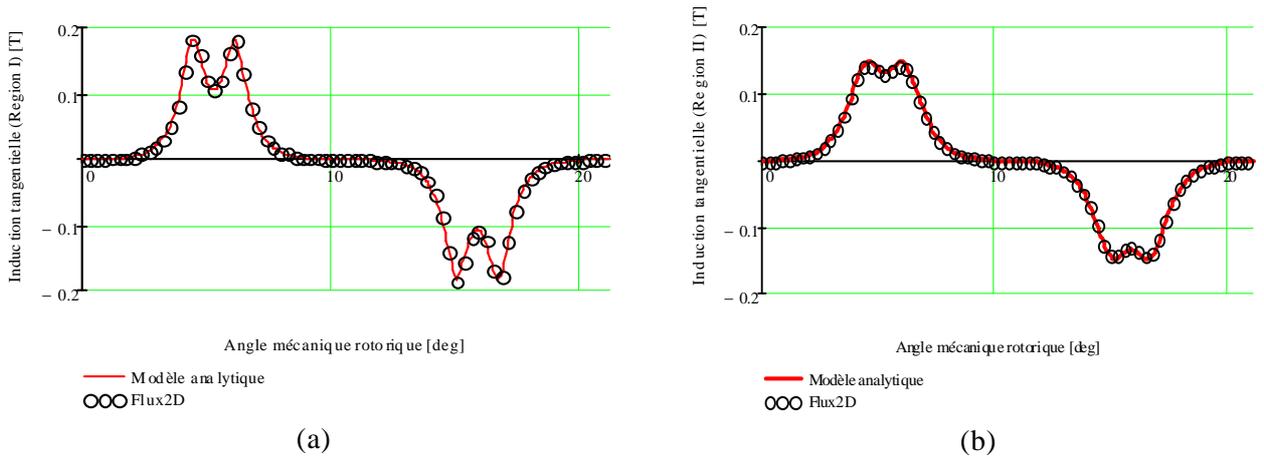
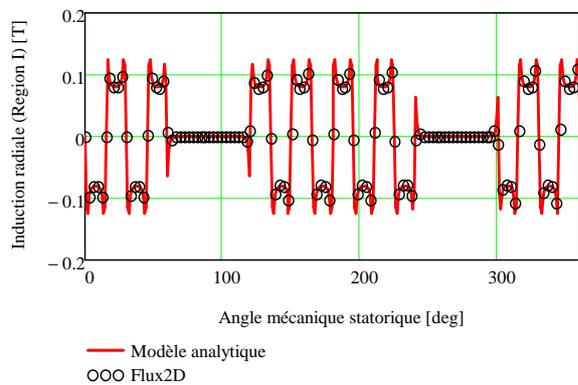
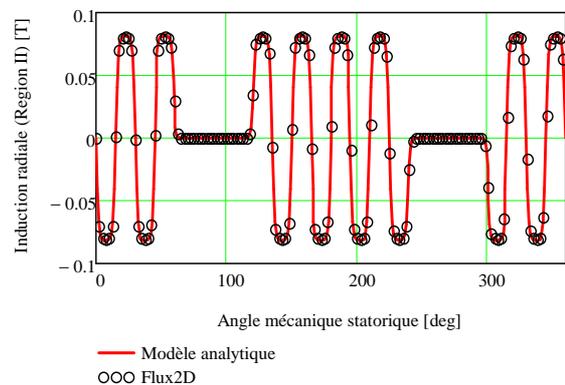


Figure 47 : Composante tangentielle de l'induction pour un fonctionnement à vide : (a) région entrefer, (b) région aimants

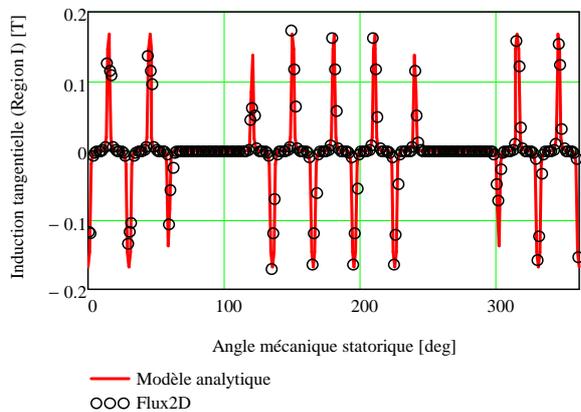


(a)

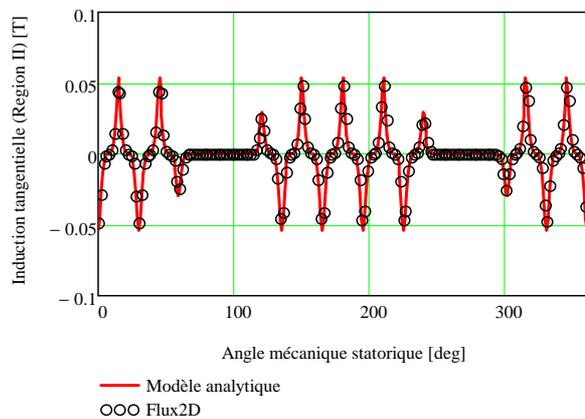


(b)

Figure 48 : Composante radiale de l'induction pour un fonctionnement en charge: (a) région entrefer, (b) région aimants



(a)



(b)

Figure 49 : Composante tangentielle de l'induction pour un fonctionnement en charge: (a) région entrefer, (b) région aimants

Les figures 46 et 47 présentent la comparaison des inductions entre le modèle analytique et le modèle numérique pour un fonctionnement à vide (i.e. aimants seuls) ; les figures 48 et 49 pour un fonctionnement en charge (i.e. courants seuls). Les résultats montrent que l'ensemble des courbes analytiques et numériques se superposent bien ce qui implique la validation du modèle pour ces grandeurs.

IV. Etude des limites du modèle analytique vs numérique

IV.1 Introduction

Après avoir réalisé un modèle analytique sur la machine de référence, il s'est avéré intéressant et utile d'en étudier ses limites : l'objectif étant en le confrontant à un modèle numérique de montrer que les hypothèses simplificatrices sont fortes et qu'elles peuvent avoir des incidences sur la précision du modèle. Les hypothèses étudiées sont l'effet de denture, la conductivité dans les aimants et la saturation. Le logiciel d'éléments finis Flux2D est utilisé pour cette étude.

IV.2 Effet de denture

L'effet de denture ou l'effet d'encoche est un phénomène qui se traduit par des harmoniques de denture. Ces harmoniques sont dus à la présence d'encoches qui créent des perturbations locales du champ magnétique et de la force magnétomotrice. Ces perturbations induisent de nombreux inconvénients comme des ondulations de couple, du bruit magnétique et des pertes supplémentaires.

Dans notre cas, l'effet de denture est étudié pour les composantes de l'induction dans l'entrefer, le couple de denture et le couple électromagnétique. Le couple de denture ou détente correspond à l'interaction entre les aimants du rotor et les dents statoriques et le couple électromagnétique à l'interaction entre le champ stator et le champ rotor [68].

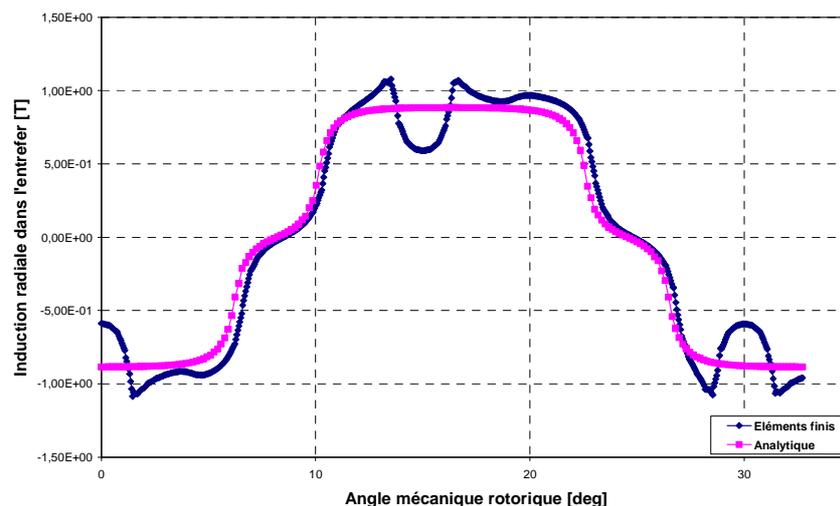


Figure 50 : Représentation de l'induction radiale dans l'entrefer analytique vs numérique.

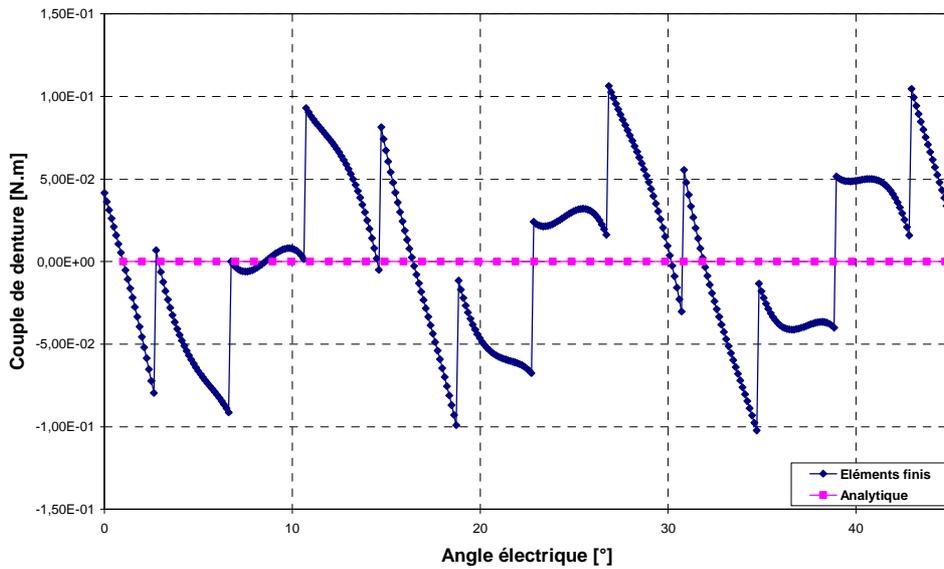


Figure 51 : Représentation du couple de denture analytique vs numérique.

Le modèle numérique présente au niveau des trois grandeurs des différences par rapport au modèle analytique : des perturbations locales de l'induction dans l'entrefer (cf. figure 50), des ondulations pour le couple de denture et le couple électromagnétique (cf. figures 51 et 52). Le modèle analytique a un couple de denture nul et un couple électromagnétique avec de faibles ondulations car l'effet de denture est négligé.

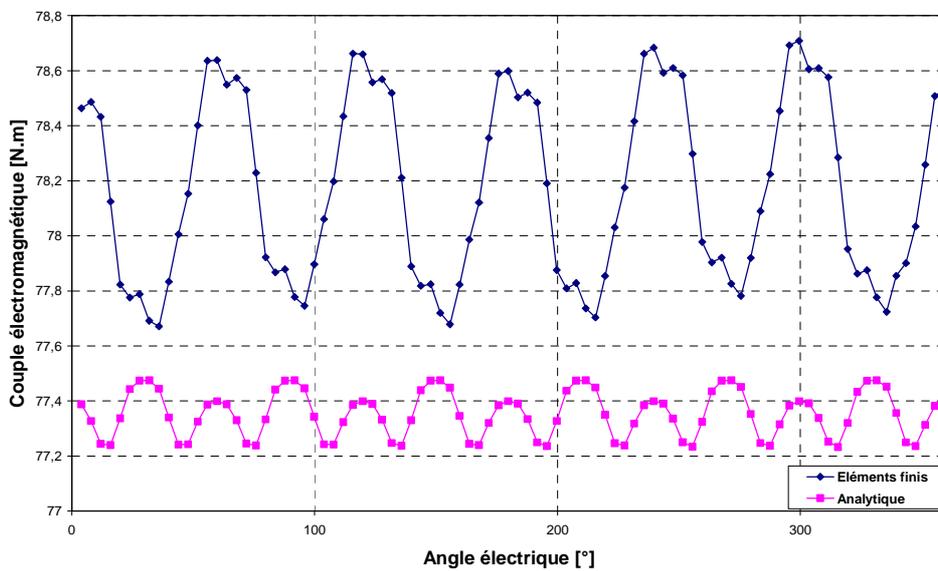


Figure 52 : Représentation du couple électromagnétique analytique vs numérique.

IV.3 Conductivité dans les aimants

La conductivité électrique dans les aimants est la capacité de pouvoir canaliser le courant électrique. Pour rappel, cette hypothèse est négligée dans le modèle analytique mais bien prise en compte dans le modèle numérique. La conductivité électrique est un paramètre dont dépendent les pertes dans les aimants. Ces pertes, correspondant à l'échauffement des aimants, sont dues aux variations du champ magnétique qui créent des courants induits [69]. De plus, ces pertes évoluent en fonction de la vitesse de rotation de la machine. Dans ce paragraphe, nous comparons les pertes dans les aimants entre les deux modèles et pour différentes vitesses de rotation. Ces vitesses sont réparties sur la plage de fonctionnement répondant au cahier des charges de la machine de référence.

Sans conductivité électrique, les pertes sont donc nulles pour le modèle analytique alors que pour le modèle numérique les pertes sont d'autant plus importantes que la vitesse augmente (cf. figure 53). Ainsi l'augmentation des performances, en particulier l'augmentation de la vitesse entraîne des différences de pertes importantes.

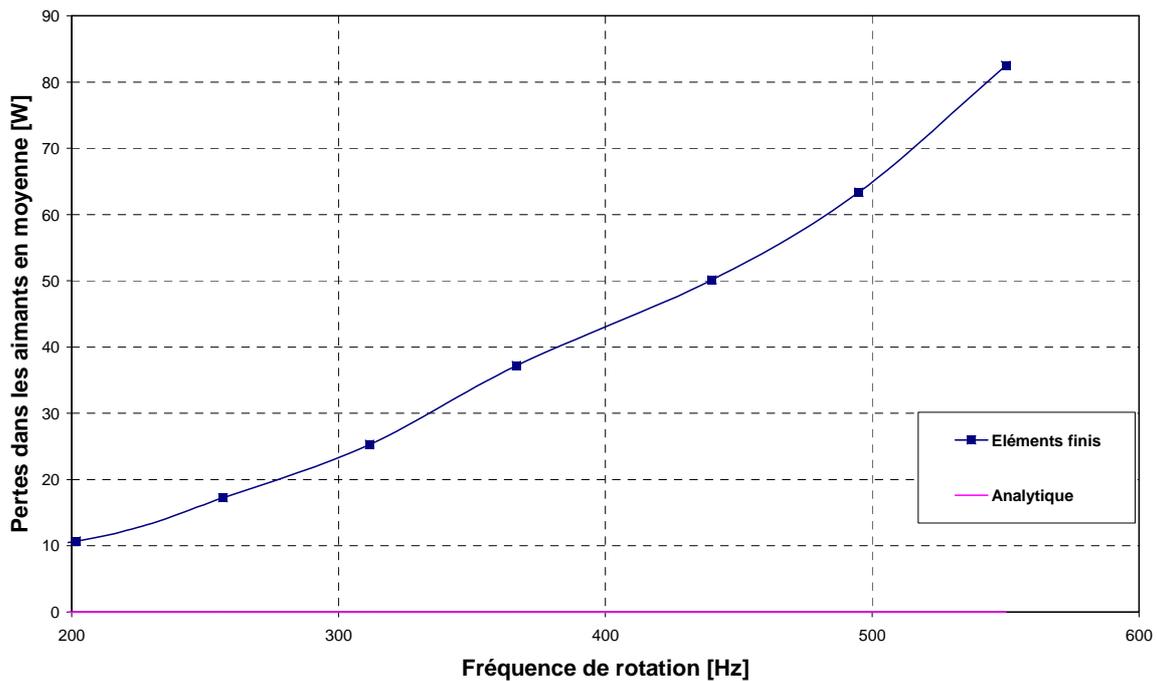


Figure 53 : Pertes dans les aimants analytique vs numérique.

IV.4 Saturation

L'étude de la saturation concerne la prise en compte du caractère non linéaire des matériaux dans les tôles magnétiques. Il s'agit de comparer le modèle analytique qui considère des perméabilités infinies dans les tôles et un modèle numérique qui tient compte de la saturation. Les pertes fer sont dues aux variations des inductions magnétiques à l'intérieur des matériaux et dans ce paragraphe nous étudions l'effet de la saturation sur les pertes fer statoriques. Cette étude est réalisée pour différentes vitesses de rotation identiques à celles du paragraphe IV.3. Nous commençons par comparer numériquement les pertes fer dynamiques pour trois vitesses de rotation. Ensuite, nous comparons les résultats des pertes fer moyennes entre les deux modèles pour l'ensemble des points de fonctionnement. Le détail du calcul analytique des pertes fer est donné au paragraphe III.2.3.

D'une part, le dégradé d'induction figure 54 montre bien la prise en compte de la saturation dans les tôles magnétiques pour le modèle numérique. D'autre part, la comparaison des pertes fer numériques au stator figure 55 indique que les pertes augmentent bien avec la vitesse de rotation.

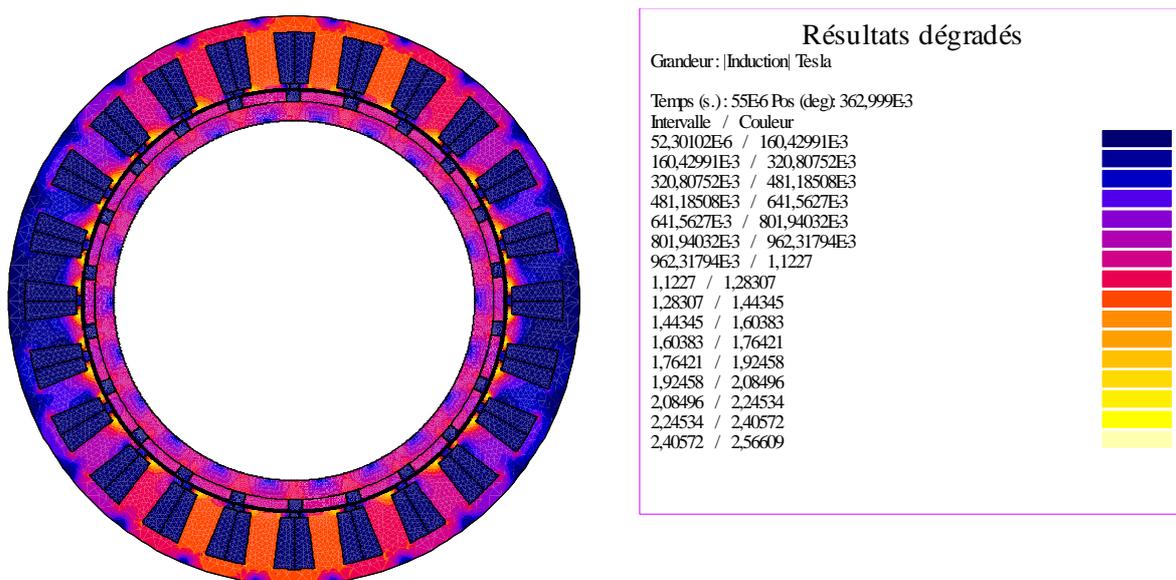


Figure 54 : Dégradé d'induction.

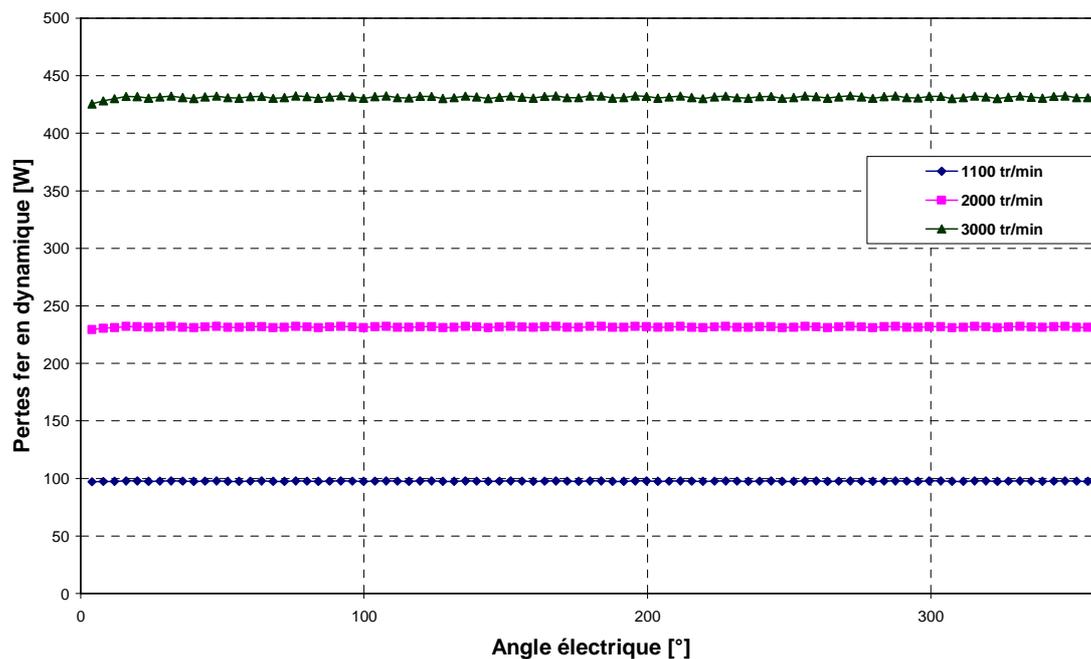


Figure 55 : Pertes fer numériques au stator pour 3 vitesses de rotation

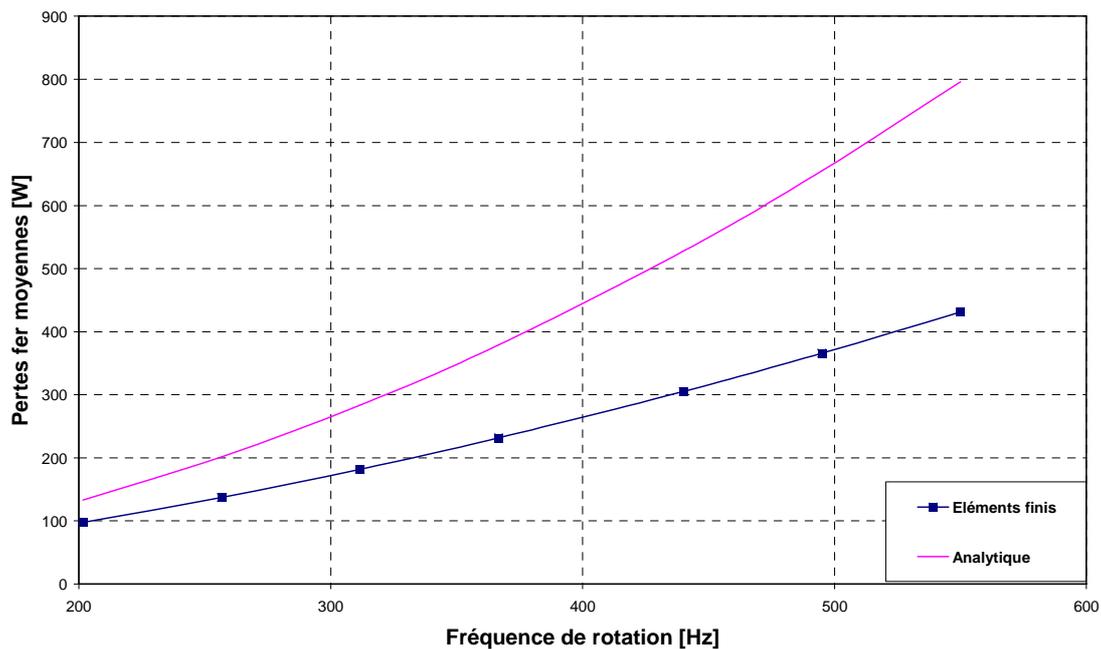


Figure 56 : Pertes fer moyennes au stator analytique vs numérique.

La figure 56 montre tout d'abord que les pertes évoluent bien en fonction de la fréquence de rotation pour les deux modèles. Ensuite, on observe que les différences de pertes entre les deux modèles sont acceptables à basses vitesses mais par contre cette différence est de plus en plus importante pour des vitesses plus élevées. Donc la prise en compte de la saturation est fondamentale pour un fonctionnement à haute vitesse notamment en régime de défluxage.

IV.5 Conclusion

L'étude des limites du modèle analytique en le confrontant à un modèle numérique a permis de montrer que certaines hypothèses simplificatrices sont fortes et ont des conséquences sur la précision du modèle. En général, les méthodes analytiques sont intéressantes pour une évaluation rapide des performances d'une machine mais ne sont pas d'une grande précision. De plus, c'est une méthode qui n'est pas générique (i.e. on développe un nouveau modèle dès que la géométrie change). L'importance de disposer d'un outil comparatif de plusieurs structures qui soit à la fois précis et performant ne nous permet pas alors d'utiliser cette méthode analytique mais il sera plutôt adéquat d'utiliser des modèles numériques pour la suite de l'étude.

V. Modèles numériques par éléments finis

V.1 Introduction et présentation structurelle

Dans cette partie, des modèles numériques par éléments finis de plusieurs machines synchrones à aimants permanents sont présentés et décrits. Les étapes de réalisation sont les suivantes : 1) choix des structures 2) dimensionnement des structures 3) comparaison des performances.

Le choix des types de structures a été établi d'après l'état de l'art sur les brevets et nous avons comparé quatre machines synchrones à aimants permanents avec des dispositions d'aimants différentes : une topologie à aimants surfaciques (machine de référence) et trois topologies à aimants enterrés [70]. Le dimensionnement des trois machines à aimants enterrés a été réalisé à partir de la machine de référence : 1) conservation du stator et du volume d'aimant 2) modification du rotor suivant la topologie des aimants. La présentation structurelle des différentes topologies est donnée figure 57. Les paramètres géométriques des quatre structures sont donnés dans l'annexe D. Les performances à vide et en charge sont abordées dans cette partie.

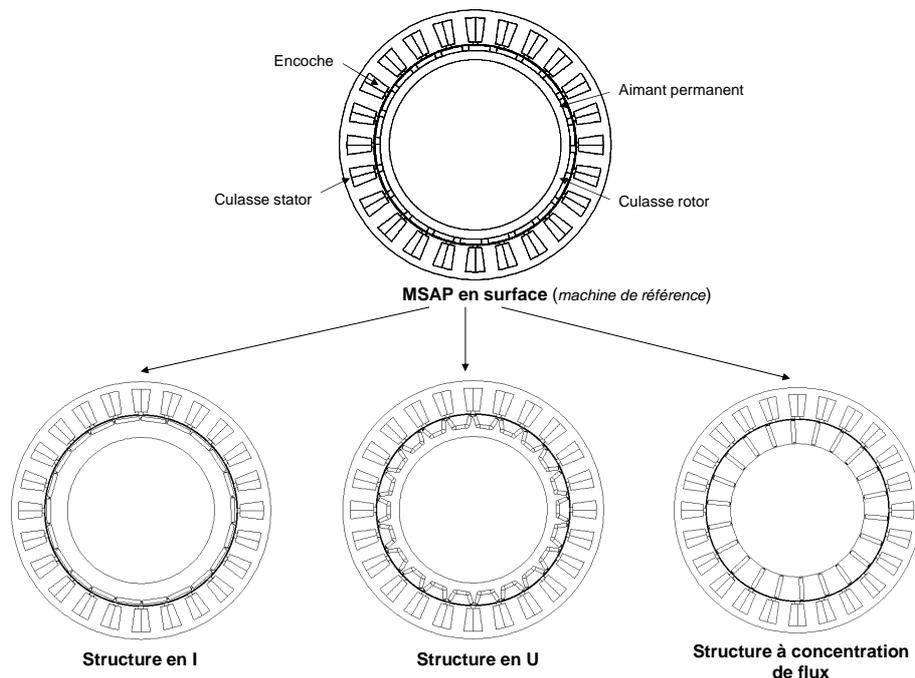


Figure 57 : Vue en coupe des différentes topologies

V.2 Modélisation magnétique des 4 structures

L'ensemble des modèles numériques est réalisé avec les éléments finis (logiciel Flux2D) [71]. Les principales étapes de modélisation sont :

- 1) Création du modèle avec la définition des paramètres géométriques et physiques
- 2) Résolution du problème
- 3) Exploitation et résultats

V.2.1 Description du problème

- **Conditions aux limites**

L'étude est réalisée sur la machine complète et on applique les conditions de Dirichlet en imposant un flux nul ($A=0$) sur le contour extérieur. La figure 58 présente les conditions limites pour la MSAP en surface.

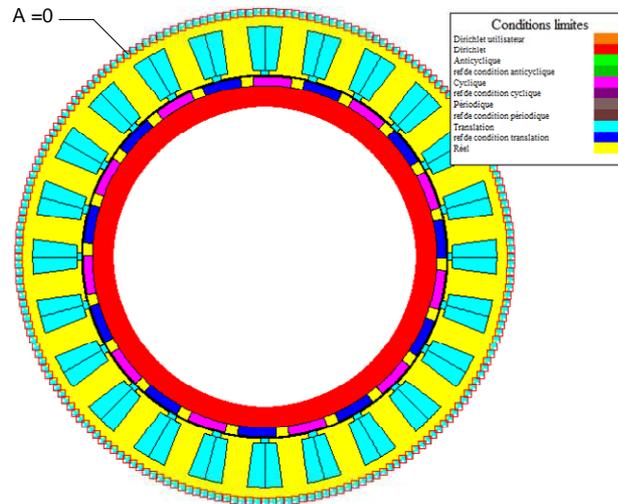


Figure 58 : Conditions aux limites sous Flux2D

- **Circuit électrique équivalent**

Le circuit électrique équivalent introduit dans Flux2D est donné figure 59. Il comprend les sources d'alimentation, le bobinage et les régions des aimants permanents. On dispose d'un stator à 24 dents avec un bobinage dentaire et pour cette raison on a 8 bobines par phase dans le circuit. Les détails du bobinage ont été donnés dans la partie II. Les machines sont alimentées avec des sources de courants sinusoïdaux. Les aimants permanents sont représentés par des conducteurs massifs qui sont reliés à des résistances de valeur infinie afin de maintenir les courants de Foucault dans ces conducteurs.

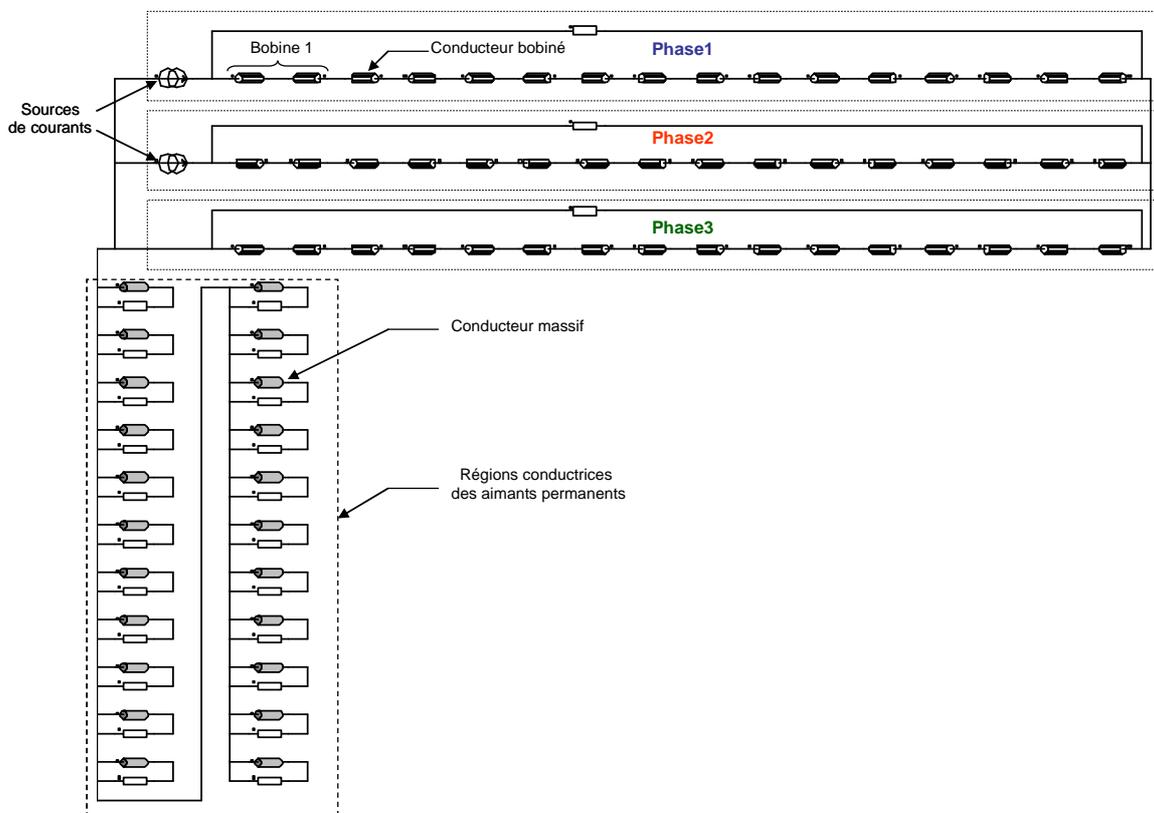


Figure 59 : Circuit électrique sous Flux 2D

- **Maillage**

Le maillage a été réalisé finement de façon à ce que le modèle converge numériquement. La figure 60 montre un zoom du maillage optimisé pour un aimant de la structure en I. Cela permettra d'avoir une meilleure précision pour les calculs numériques.

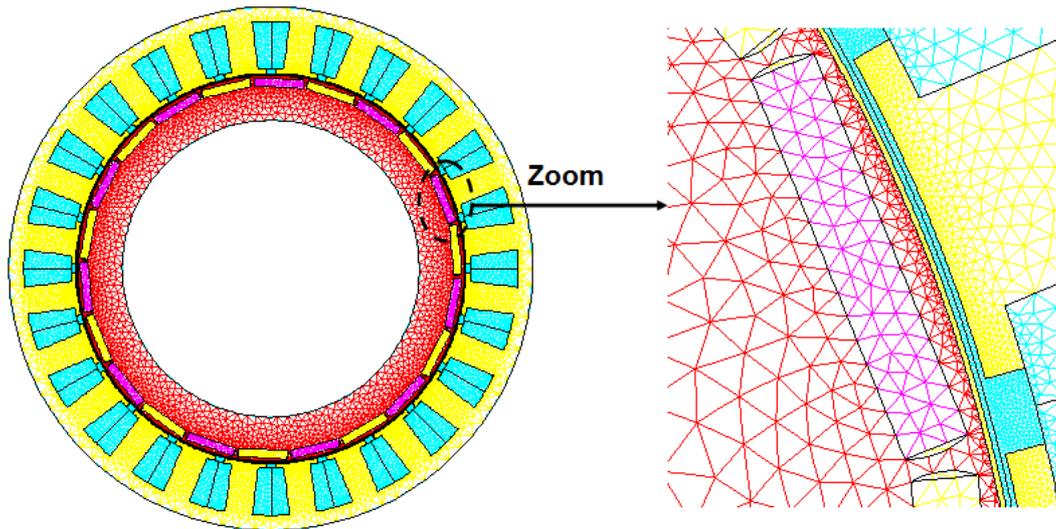


Figure 60 : Maillage pour la structure en I sous Flux2D

V.2.2 Performances à vide

Des essais à vide (i.e. pas d'alimentation électrique) à vitesse nominale ($N=1100$ tr/min) sont réalisés et les grandeurs étudiées sont l'induction dans l'entrefer, la tension induite à vide, le couple de denture et les pertes. La figure 61 représente la distribution du flux magnétique pour chaque structure.

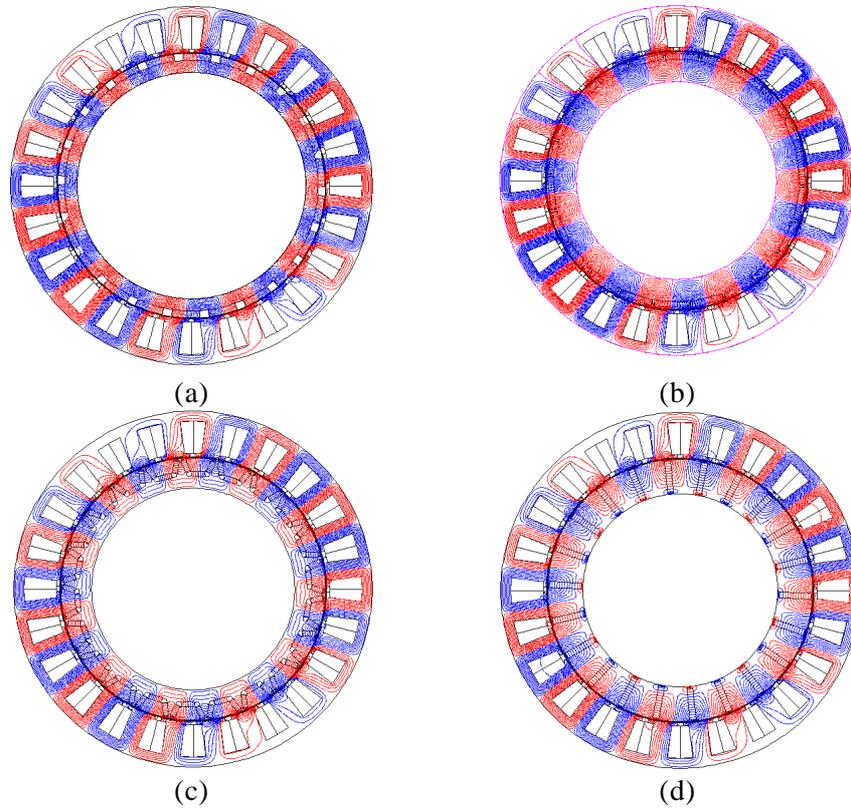


Figure 61 : Lignes de flux : (a) MSAP en surface (b) Structure en I (c) Structure en U (d) Structure à concentration de flux

- **Tension induite à vide (f.é.m.) et induction dans l'entrefer**

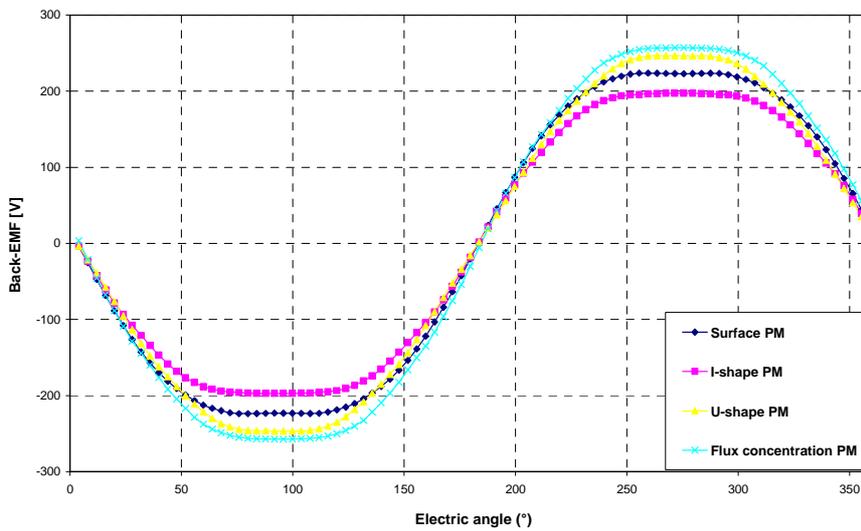


Figure 62 : Tension induite à vide pour les 4 structures

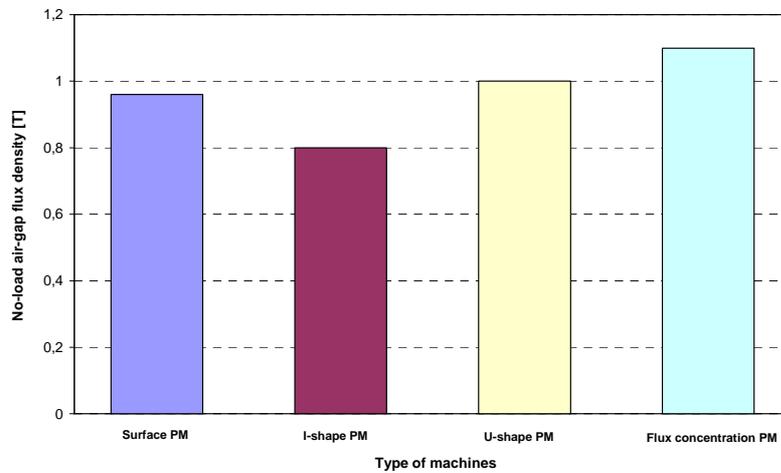


Figure 63 : Induction maximale dans l'entrefer pour les 4 structures

Les figures 62 et 63 indiquent que la structure en U et à concentration de flux ont les meilleurs résultats : une induction maximale dans l'entrefer proche de l'induction rémanente ($B_r=1.2T$). Les tensions induites à vide sont en concordance avec les inductions dans l'entrefer. Elles ont une forme sinusoïdale cela se justifie par le choix du bobinage qui est pour rappel un bobinage dentaire. Les faibles résultats pour la structure en I s'expliquent par une importance des flux de fuites (cf. figure 64). Notons toutefois que la structure à aimants surfaciques a des résultats intéressants et qui sont proches de la structure à aimants enterrés en U.

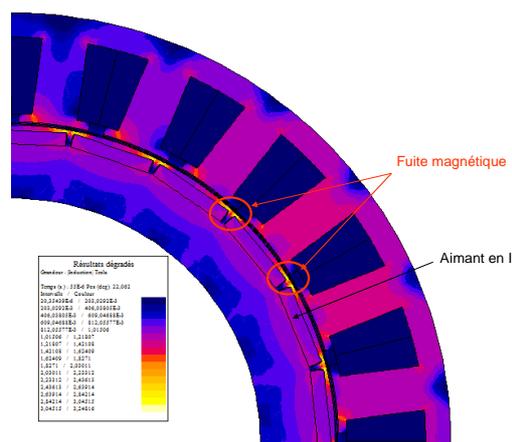


Figure 64 : Dégradé d'induction pour la structure en I : fuites magnétiques

- **Couple de détente (ou denture)**

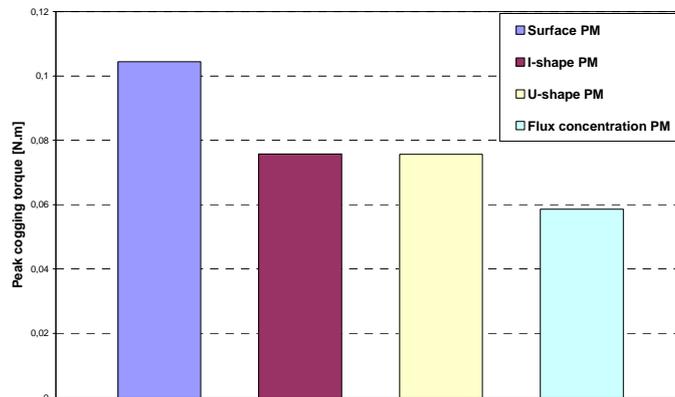


Figure 65 : Couple de détente maximum pour les 4 structures

La figure 65 représente la valeur maximale du couple de détente pour chaque machine sachant que cette grandeur est périodique et symétrique par rapport à l'axe des abscisses. Les structures à aimants enterrés ont les plus faibles valeurs car cela s'explique par l'effet de denture ou d'encoche qui est moins important.

- **Pertes**

Les structures à aimants enterrés ont de faibles pertes dans les aimants (cf. figure 66) car la variation des inductions est moins importante que pour la structure à aimants surfaciques. Concernant les pertes fer dans le stator (Cf. figure 67), la structure en I a la plus faible des valeurs car son induction dans l'entrefer est la moins importante.

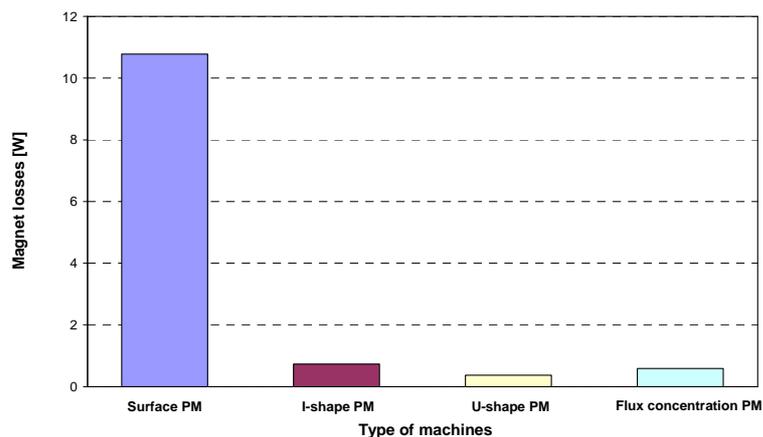


Figure 66 : Pertes dans les aimants pour les 4 structures

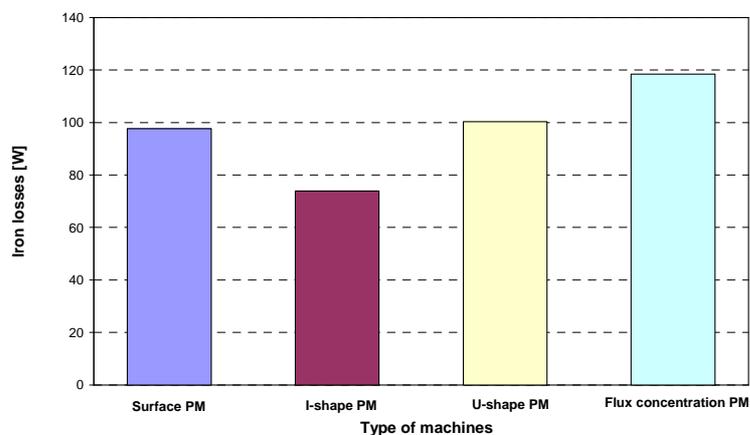


Figure 67 : Pertes fer stator pour les 4 structures

V.2.3 Performances en charge

Des essais en charge à vitesse nominale ($N=1100$ tr/min) avec une alimentation sinusoïdale en courant ($I_n=18A$) ont été réalisés et les grandeurs étudiées sont le couple électromagnétique et le rendement.

- **Couple électromagnétique**

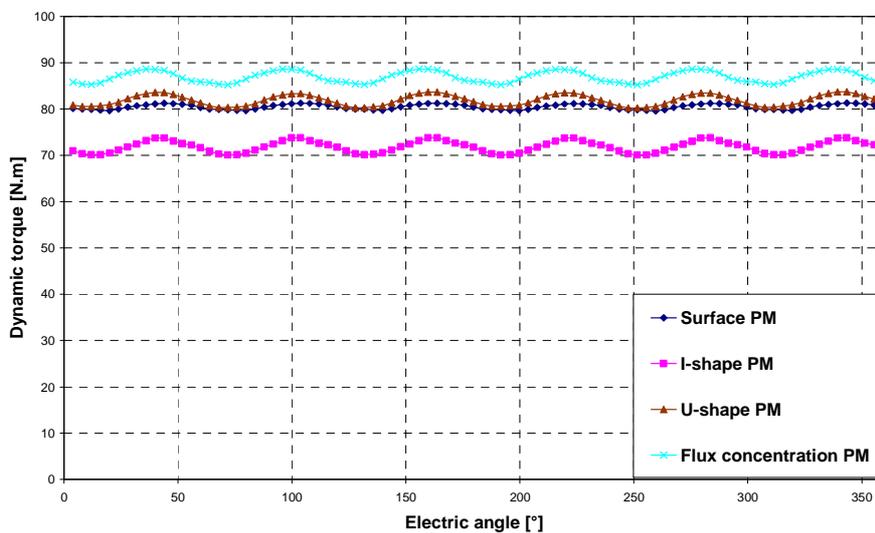


Figure 68 : Couple dynamique pour les 4 structures

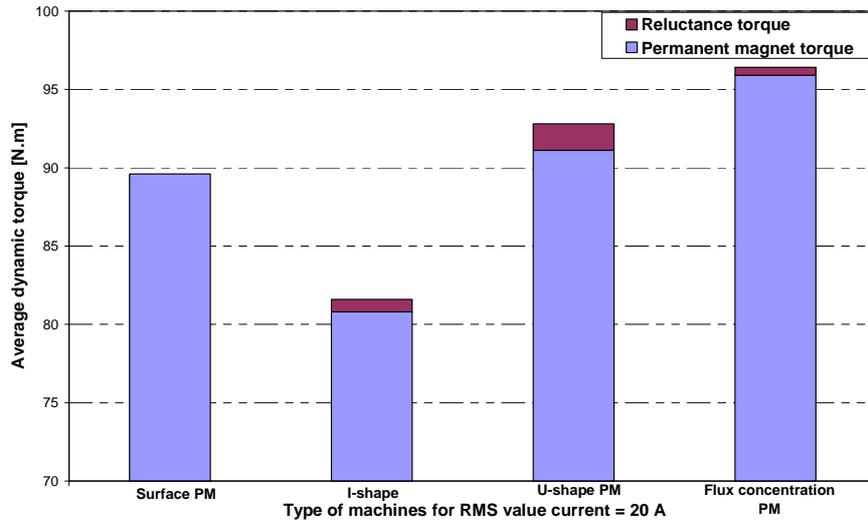


Figure 69 : Couple moyen pour les 4 structures

Tableau 7. Taux d'ondulation des 4 structures

Topologies	MSAP en surface	Structure en I	Structure en U	Structure à concentration de flux
Taux d'ondulation [%]	2,13	5,2	4,3	3,96

La structure en U et à concentration de flux ont les meilleures performances en charge (cf. figure 68) et la structure en I a les moins bons résultats. Pour les structures à aimants enterrés, on considère un couple supplémentaire dû à la saillance magnétique (i.e. $L_d \neq L_q$) nommé couple de réluctance et on constate d'après la figure 69 que ce couple est de faible proportion. En effet, dans la littérature pour ce type de machine à pas fractionnaire et bobinage dentaire le couple de réluctance est généralement faible [72].

Concernant le taux d'ondulation (cf. tableau 7), on constate que la MSAP en surface a la plus faible valeur et les structures à aimants enterrés ont des valeurs relativement proches.

L'expression du taux d'ondulation T_{ond} est définie par :

$$T_{ond} = \frac{(C_{max} - C_{min})}{C_{moy}} \quad (2.45)$$

- **Rendement**

L'étude se termine par le calcul du rendement qui fait intervenir la puissance absorbée par la machine électrique, la puissance électromagnétique, les pertes dans les aimants, les pertes fer dans le stator et les pertes Joule :

$$\eta = \frac{P_{em}}{P_{abs}} = \frac{P_{em}}{P_{em} + P_{fer} + P_J + P_a} \quad (2.46)$$

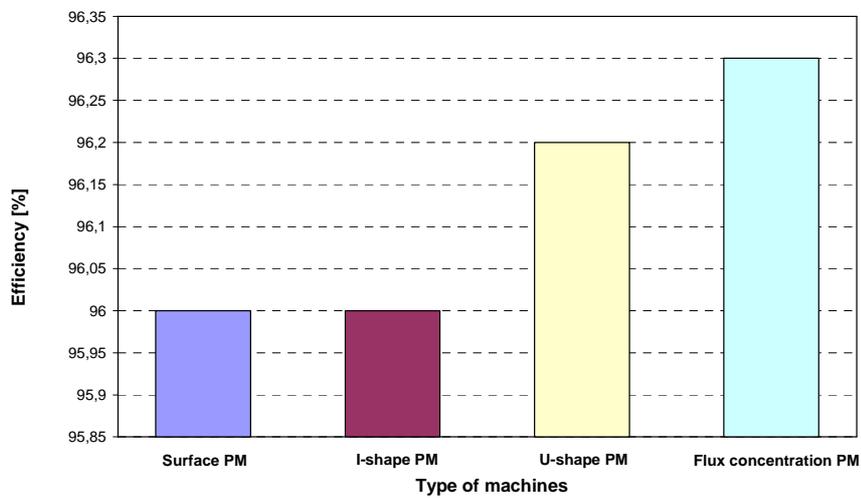


Figure 70 : Rendement pour les 4 structures

Les résultats du rendement (cf. figure 70) montrent que les structures en U et à concentration de flux ont légèrement de meilleures performances.

V.3 Conclusion

La synthèse et la comparaison des résultats sont présentées dans le tableau 8 (+ : valeur haute, -: valeur basse) :

Tableau 8. Synthèse des résultats

Topologies Grandeurs	Structure à aimants en surface	Structures à aimants enterrés		
		Structure en I	Structure en U	Structure à concentration de flux
Force électromotrice	+	-	++	++
Couple de détente	+	-	-	-
Pertes dans les aimants	+	--	--	--
Pertes fer dans le stator	+	-	+	++
Couple moyen	+	-	++	++
Ondulation de couple	-	-	-	-
Rendement	++	++	++	++

VI. Calcul des inductances d'axes d et q

VI.1 Introduction

Nous proposons ici le calcul des inductances dans les axes direct et en quadrature pour les quatre machines. Les inductances dans les axes direct et en quadrature ont une grande influence sur le comportement des machines synchrones à aimants permanents [73, 74]. Elles sont importantes dans l'évaluation des performances tels que la capacité de défluxage et le couple mais aussi dans l'élaboration des lois de contrôle afin d'optimiser le rendement et le facteur de puissance [75, 76].

VI.2 Principe de la méthode

A partir de chaque modèle numérique, la démarche a consisté à effectuer deux simulations en charge sans aimantation.

Les expressions des trois courants d'alimentation utilisés sont :

$$I_1 = I\sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.47)$$

$$I_2 = I\sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi - 2\pi/3) \quad (2.48)$$

$$I_3 = I\sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi - 4\pi/3) \quad (2.49)$$

Avec φ l'angle de déphasage, I la valeur efficace du courant et ω la pulsation des courants

Et, dans ce cas, les expressions des courants dans les axes d et q sont :

$$I_d = -\sqrt{3}I \sin \varphi, \quad (2.50)$$

$$I_q = \sqrt{3}I \cos \varphi, \quad (2.51)$$

Les deux simulations en charge ont été effectuées pour les valeurs de I_d et I_q suivantes:

1. $I_d = 0$ et $I_q = I\sqrt{3}$ (i.e. $\varphi = 0$)
2. $I_d = -I\sqrt{3}$ et $I_q = 0$ (i.e. $\varphi = \pi/2$).

Pour chaque simulation, nous avons déterminé le flux magnétique de chaque phase statique et ensuite nous avons calculé analytiquement les flux dans les axes d et q par les transformées de Concordia et Park. La démarche est représentée sur la figure 71. Nous en déduisons alors les valeurs des inductances dans les axes d et q dont les expressions sont données par [77, 78] :

$$L_d = \frac{\Phi_d}{I_d}, I_q = 0 \quad (2.52)$$

$$L_q = \frac{\Phi_q}{I_q}, I_d = 0 \quad (2.53)$$

Avec Φ_d le flux enlacé par la bobine dans l'axe d, Φ_q le flux enlacé par la bobine dans l'axe q.

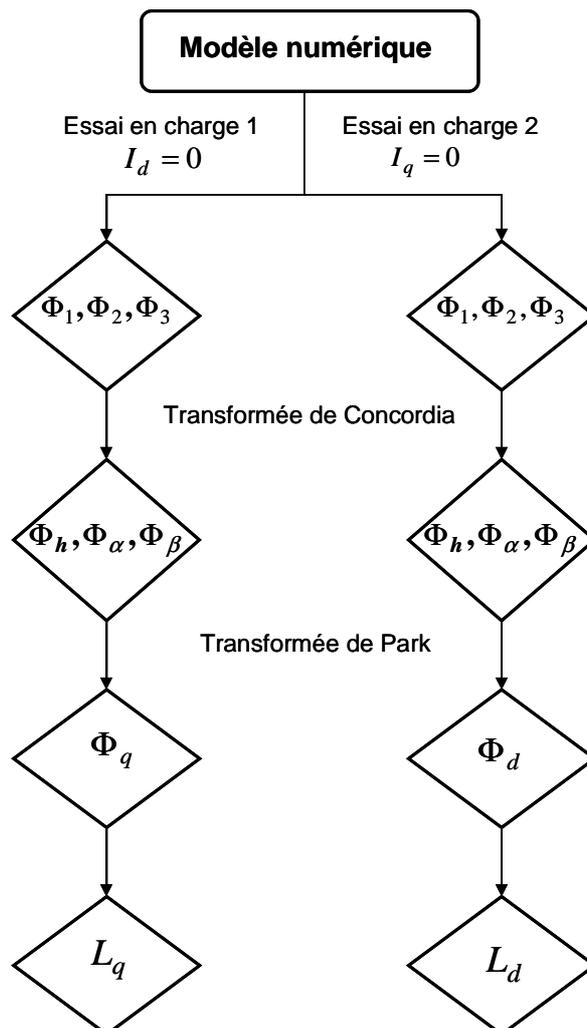


Figure 71 : Méthode de calcul des inductances Ld et Lq

VI.3 Résultats

Tableau 9. Inductance dans l'axe q en fonction du courant

Courant d'axe q (A)	Inductance d'axe q (mH)			
	Aimants en surface	Aimants en I	Aimants en U	Aimants à concentration de flux
10	4,55	12	12,1	12,3
40	4,55	7,34	8,24	8,65

Tableau 10. Inductance dans l'axe d en fonction du courant

Courant d'axe d (A)	Inductance d'axe d (mH)			
	Aimants en surface	Aimants en I	Aimants en U	Aimants à concentration de flux
-40	4,55	6,97	7,52	8,43
-10	4,55	10,7	10,3	11,8

Nous constatons, d'après les tableaux 9 et 10, que pour les trois structures à aimants enterrés L_q est toujours supérieur à L_d pour un courant de 10A ou 40A. Cependant les inductances diminuent fortement avec l'augmentation du courant ceci s'expliquant par le phénomène de saturation. Concernant la structure à aimants en surface L_q est égale à L_d car il s'agit d'une machine à pôles lisses. Notons enfin que le facteur de saillance est relativement faible, et ce quel que soit la topologie rotorique. En fait, cela démontre que l'effet de saillance n'est pas seulement lié à la géométrie rotorique mais également au type de bobinage statorique. En effet, les effets de saillance se compensent entre les différentes bobines d'une même phase.

VI.4 Conclusion

Nous avons relevé que les trois structures à aimants enterrés ont toujours un rapport de saillance supérieur à 1 (i.e. $L_q > L_d$). Toutefois les valeurs des inductances L_d et L_q sont fortement impactées par la saturation. La structure à aimants en surface a bien un rapport de saillance égale à 1 (i.e. $L_d = L_q$).

Conclusion

Ce chapitre concernait la modélisation et la comparaison de machines synchrones à aimants permanents.

Après avoir présenté les principales méthodes de modélisation, nous avons défini une première machine à aimants montés en surface (machine de référence). Le dimensionnement, à partir d'une méthode analytique simplifiée, a permis de définir ses principaux paramètres électromagnétiques : champs et inductions, force électromotrice, couple, puissance et pertes. Ce modèle a été validé par les éléments finis. Toutefois, cet outil a présenté des limites et la méthode numérique a été choisie pour l'étude comparative.

Nous avons comparé quatre machines synchrones à aimants permanents avec des dispositions d'aimants différentes : une topologie à aimants en surface (machine de référence) et trois topologies à aimants enterrés (I, U et concentration de flux). La comparaison des performances a montré que la structure en U et à concentration de flux ont les meilleurs résultats. Toutefois, nous avons relevé plusieurs points sur cette étude :

- les structures à aimants enterrés ont un faible couple de réluctance car les machines sont à bobinage dentaire et pas fractionnaire
- le couple de denture est moins important pour les structures à aimants enterrés
- les pertes à vide dans les aimants pour les structures à aimants enterrés sont nettement plus faibles que celles de la machine à aimants en surface
- les pertes fer à vide dans le stator sont relativement importantes pour toutes les structures sauf pour la structure en I
- les structures en U et à concentration de flux ont des rendements légèrement meilleurs.

Les résultats ont indiqué que les trois structures à aimants enterrés ont un rapport de saillance supérieur à 1. Ce rapport est égal à 1 pour la structure à aimants en surface. Nous avons constaté que l'effet de saturation avait une grande influence sur les valeurs des inductances pour les machines à aimants enterrés.

Afin de valider ces résultats théoriques, des prototypes ont été réalisés : quatre rotors différents avec la possibilité de les assembler chacun avec un même stator. La validation expérimentale sera présentée dans le dernier chapitre de ce mémoire.

Chapitre 3. Validation expérimentale des modèles théoriques

Introduction

Dans ce dernier chapitre, nous présentons et décrivons les essais expérimentaux menés sur les prototypes réalisés, l'objectif étant de comparer et de valider les résultats des modèles théoriques du chapitre précédent grâce à des résultats expérimentaux.

Concernant la réalisation des prototypes, nous disposons de quatre rotors différents que l'on assemble avec le même stator : cela revient à faire des essais pour quatre machines différentes. Un banc d'essais particulier est utilisé pour la réalisation des essais expérimentaux. Les prototypes et le banc d'essai ont été réalisés par la société Novelté Système (Belfort) partenaire du projet TRAX.

Dans ce chapitre, les éléments de construction des prototypes sont décrits en premier lieu : tôles magnétiques, bobinage et aimants permanents. Ensuite, nous apportons des informations concernant les différents éléments du banc d'essais : les machines, les alimentations et l'instrumentation. Dans une dernière partie, les essais expérimentaux sont présentés et comparés aux résultats théoriques : les performances à vide, en court-circuit et en charge sont successivement abordées.

I. Éléments de réalisation des prototypes

I.1 Tôles magnétiques

Les fonctions principales d'un circuit magnétique sont la canalisation des lignes d'induction magnétique, le maintien des conducteurs et la conduction thermique des conducteurs vers les zones de refroidissement [79]. Toutefois, ce sont les caractéristiques magnétiques qui vont être les plus déterminantes dans le choix des matériaux.

Dans notre cas, le stator est feuilleté et constitué de tôles de grade M330-35A. Ce sont des tôles d'épaisseur 0.35 mm et de pertes spécifiques 3.3W/kg pour une induction sinusoïdale à 50Hz et de 1.5T. Les tôles découpées et isolées sont empilées et des opérations de pressage sont effectuées pour la constitution du circuit magnétique. La culasse rotorique est réalisée avec un acier doux de grade ID35CD4. La figure 72 représente le stator complet des prototypes.

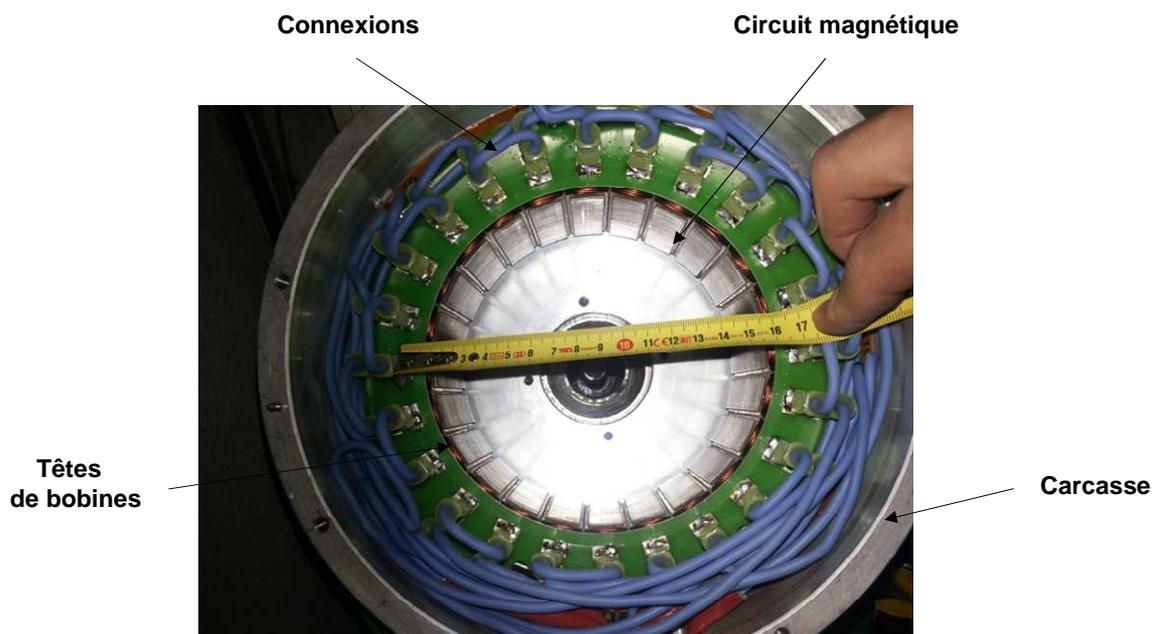


Figure 72 : Stator des prototypes

I.2 Bobinage

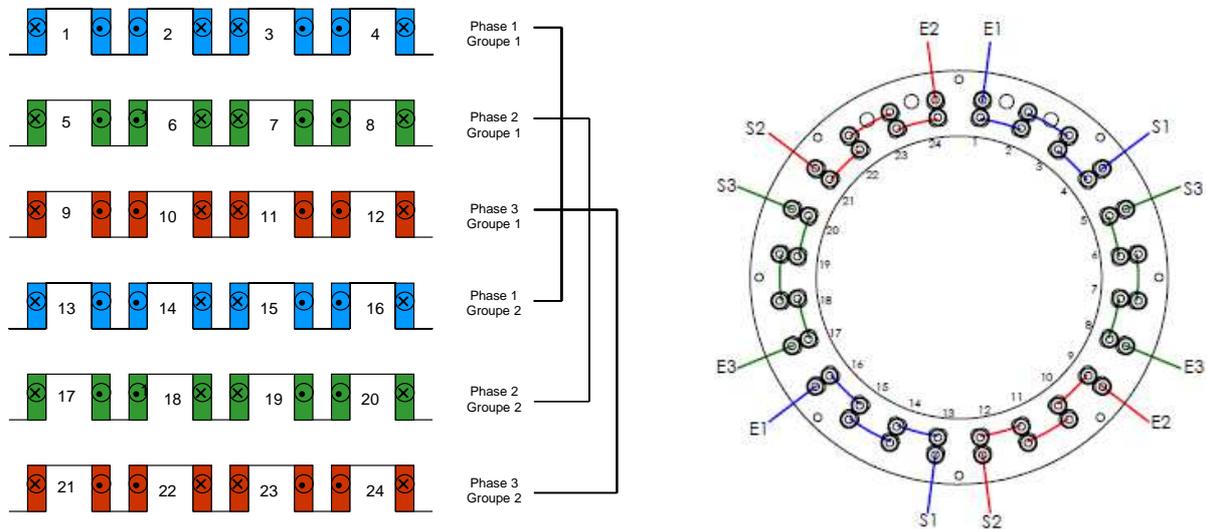


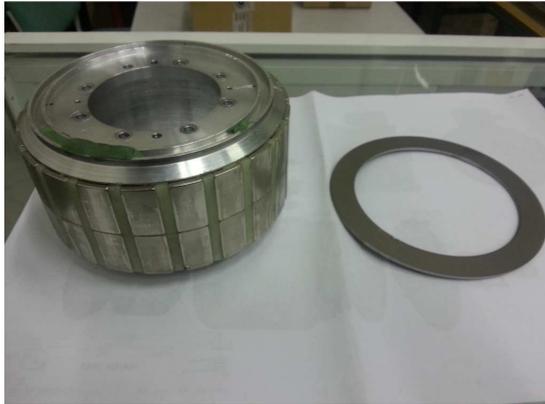
Figure 73 : Schéma du bobinage dentaire et des connexions électriques

Le bobinage comprend 24 bobines identiques insérées autour des dents du stator. Chaque dent possède ainsi une bobine élémentaire constituée de 54 spires et la section d'une spire vaut 0.98 mm^2 réalisée avec un conducteur de diamètre 1.12 mm. Le type de fil de cuivre utilisé est de classe 200°C . Concernant la répartition du bobinage, deux groupements de quatre bobines sont décalés de 180° degrés mécaniques pour chaque phase. La répartition du bobinage ainsi que les connexions électriques sont présentées figure 73.

I.3 Aimants permanents

Les aimants permanents utilisés sont à base de néodyme fer bore. Il s'agit d'un alliage de ces trois matériaux qui permet d'avoir une grande densité d'énergie. L'induction rémanente de ces aimants est de l'ordre de 1.2 T à la température ambiante.

Les rotors des prototypes sont construits selon quatre dispositions différentes des aimants permanents comme indiqué sur la figure 74.



Aimants en surface



Aimants enterrés en I



Aimants enterrés en U



Aimants à concentration de flux

Figure 74 : Rotors des prototypes

II. Présentation du banc d'essais

II.1 Composition

Le banc d'essais a été conçu spécifiquement par la société Novelté Système pour tester ces prototypes. Il permet plus particulièrement, de facilement changer les rotors de façon à tester les 4 moteurs.

Il est composé principalement des éléments suivants :

- Prototype à tester ;
- Machine asynchrone servant de moteur d'entraînement ou de génératrice de charge ;
- Accouplement ;
- Armoire d'alimentation électrique contenant les alimentations de la machine à tester et de la machine asynchrone ;

- Un codeur pour chaque machine électrique, de façon à mesurer les positions des rotors des deux machines.

La machine asynchrone et l'armoire d'alimentation ont été réalisées par la société Leroy-Somer. Ce banc d'essais est présenté en figure 75.



Figure 75 : Banc d'essais

II.2 Machine asynchrone

Le rôle de la machine asynchrone dans le banc d'essais est d'entraîner le prototype ou de servir de charge pour ce dernier. Elle est composée de plusieurs éléments dont une cage d'écureuil et un petit moteur de ventilation qui permet un refroidissement forcé. Le ventilateur assure un bon refroidissement quel que soit la vitesse de rotation du moteur et ce tant que les conditions d'air et d'humidité sont respectées. La figure 76 détaille la description de cette machine.

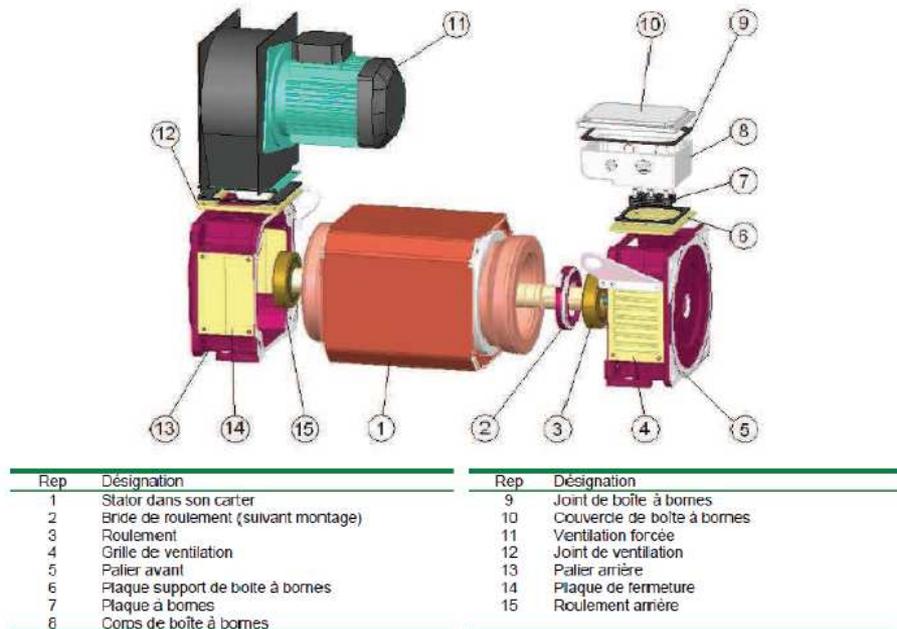


Figure 76 : Structure machine asynchrone [80]

II.3 Alimentation

L'armoire d'alimentation du banc d'essais est composée principalement de deux variateurs de vitesse identiques et des composants électriques de protection tels que les fusibles, disjoncteurs, relais, contacteurs, filtres... Ces composants permettent essentiellement la protection de l'ensemble, le filtrage du réseau d'alimentation et la communication avec les variateurs.

L'armoire électrique est alimentée au primaire par un réseau triphasé alternatif de 400 V. Les tensions de sortie de la source d'alimentation alternative triphasée 400 V sont converties en tension continue par des redresseurs intégrés aux deux convertisseurs. Puis les tensions continues en sortie des redresseurs sont utilisées pour alimenter les deux onduleurs de tension. Cette structure est détaillée en figure 77.

Chaque machine électrique est alimentée par un variateur : les courants de phases sont ainsi contrôlés en fonction des consignes de couple et des données de position fournies par le codeur ; une boucle de vitesse permet également de réguler la vitesse de rotation du moteur considéré. Chaque variateur est donc composé de deux éléments : un onduleur de tension régulé en courant et une commande électronique. L'ensemble de l'armoire d'alimentation est présentée en figure 78.

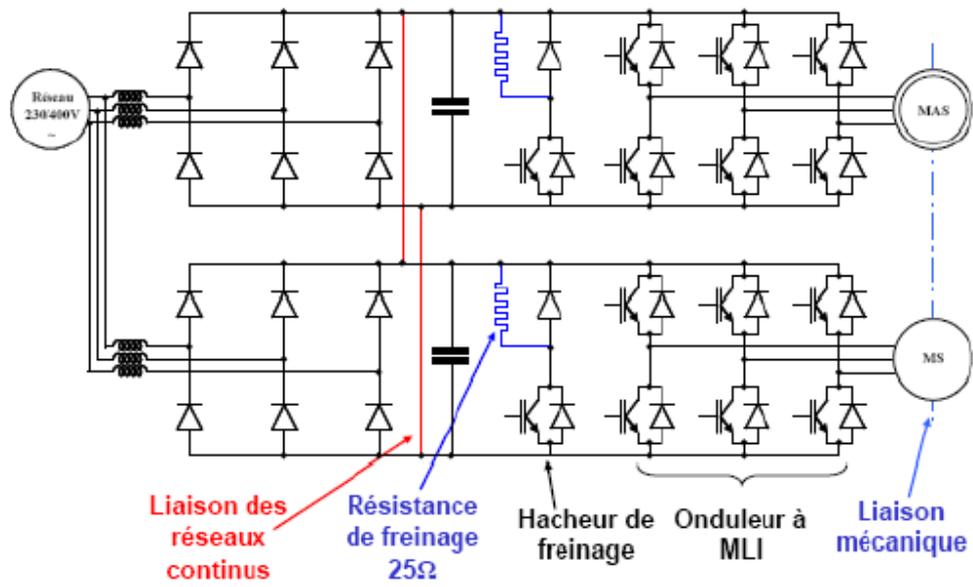


Figure 77 : Structure de l'électronique de puissance [81]

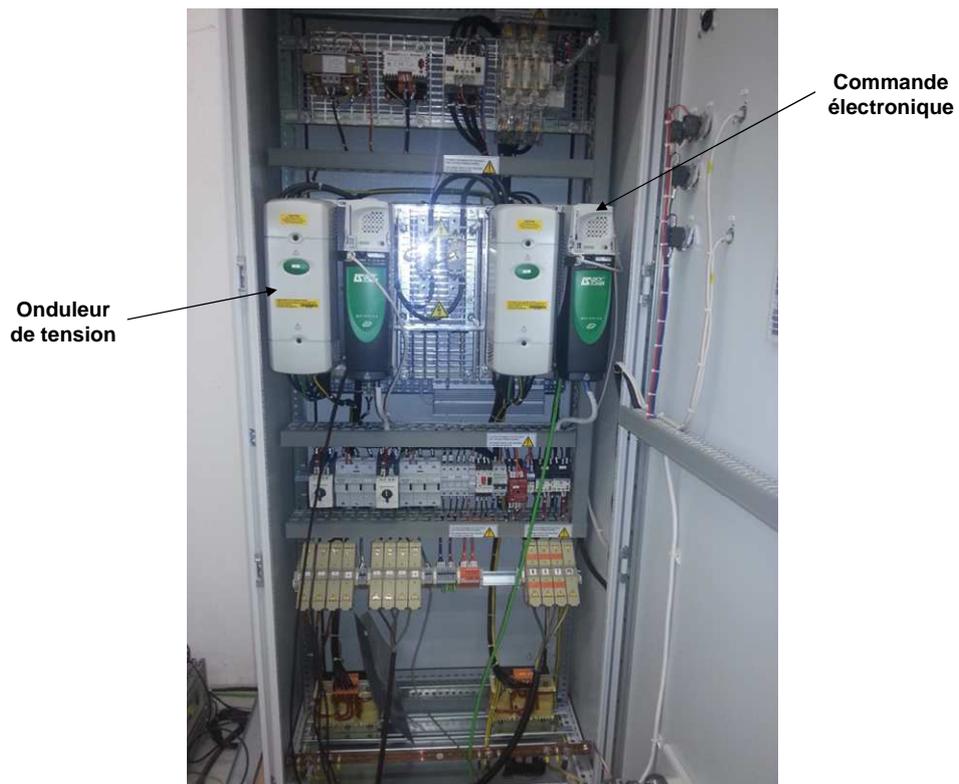


Figure 78 : Armoire d'alimentation électrique

II.4 Instrumentation

Le couplage mécanique entre le prototype et la machine asynchrone est réalisé par un accouplement en fonte (cf. figure 79), lui-même relié à un capteur de couple (couplemètre DATAFLEX) afin de mesurer le couple mécanique à l'interface des deux machines. Un autre capteur de couple (couplemètre ZFA) est placé au niveau du prototype (moteur synchrone à aimants) : le stator est monté en balance et appuie sur un capteur de force qui permet la mesure du couple produit par le rotor de la machine. La figure 80 montre la localisation de ces deux capteurs.

Afin de mesurer la position relative du rotor par rapport au stator du prototype et de la machine asynchrone, on dispose de deux codeurs incrémentaux qui transmettent ces données sous forme de signaux aux variateurs.

Des thermocouples ont été intégrés dans le bobinage du stator afin de contrôler les échauffements de la machine pour certains points de fonctionnement. L'ensemble de l'instrumentation est présenté en figure 81.



Figure 79 : Ensemble accouplement / capteur couple

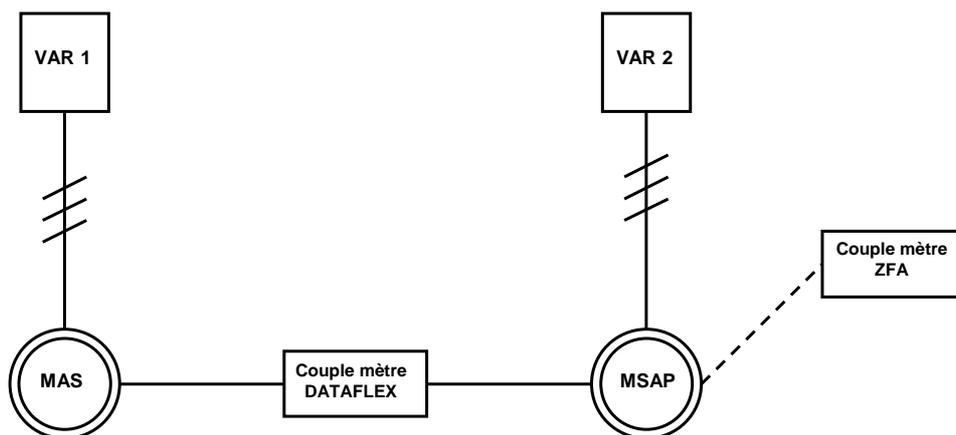


Figure 80 : Couplage des éléments du banc d'essais

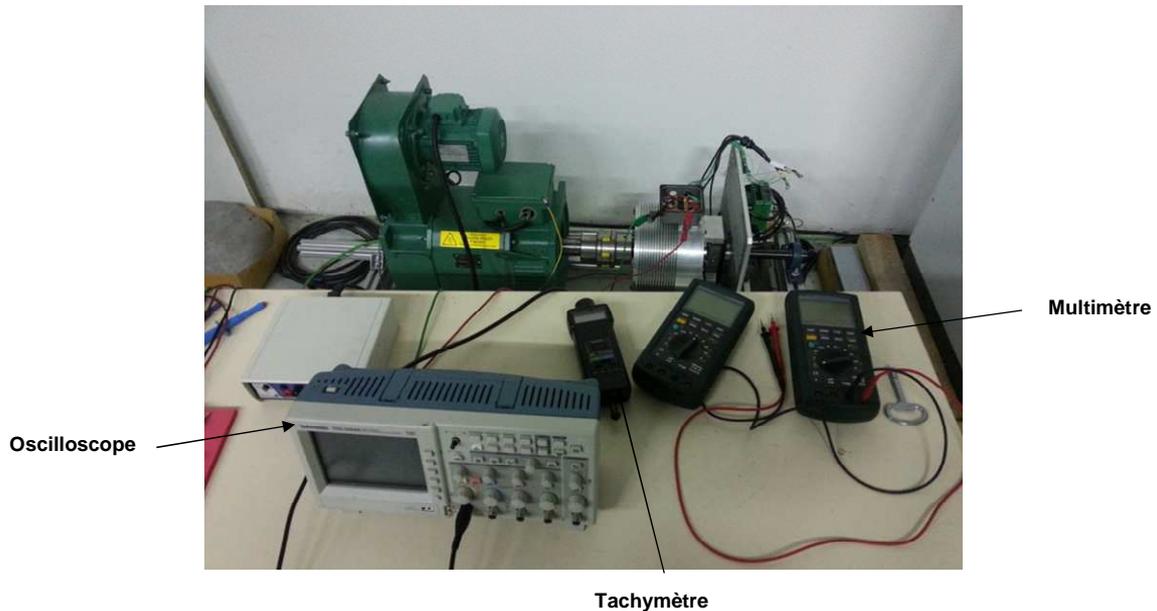


Figure 81 : Instrumentation

III. Essais expérimentaux

Après avoir présenté les prototypes et le banc d'essais, nous nous intéressons maintenant aux essais expérimentaux en vue de comparer les résultats pratiques avec ceux issus des modèles théoriques. Les essais à vide, en court-circuit et en charge sont présentés dans cette partie.

De façon préliminaire, il convient de noter que le prototype et la machine d'entraînement sont alimentés par des courants sinusoïdaux grâce à une commande MLI des deux onduleurs tandis que dans les modèles théoriques l'alimentation est purement sinusoïdale.

III.1 À vide

Dans le cas des essais à vide, le prototype est entraîné par la machine asynchrone et n'est pas alimenté. Les mesures de la force électromotrice, du couple, de la puissance et des pertes sont effectuées alors en fonctionnement génératrice. Les essais sont réalisés pour les quatre prototypes et pour différentes vitesses de rotation. La comparaison avec les résultats théoriques est effectuée au point de fonctionnement nominal ($N=1100\text{tr/min}$). La figure 82 donne le schéma simplifié du montage réalisé pour effectuer les essais à vide.

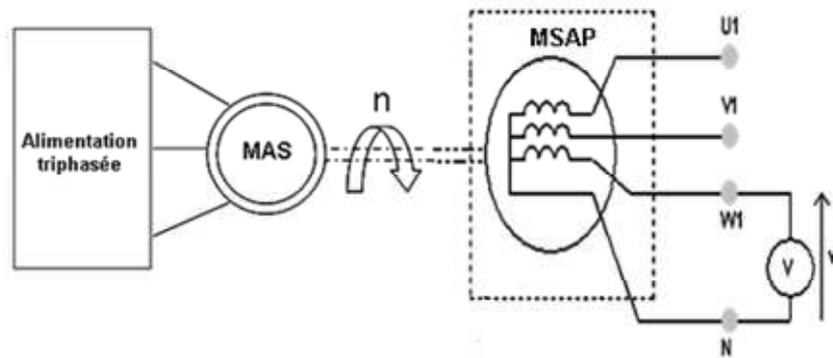


Figure 82 : Schéma simplifié des mesures à vide

III.1.1 Force électromotrice

La force électromotrice représente la mesure de la tension induite à vide aux bornes d'une phase et à une vitesse de rotation donnée. Les f.é.m. mesurées des trois phases à vitesse nominale pour les quatre machines sont de même amplitude et décalées de 120 degrés électriques ce qui signifie que les machines sont bien équilibrées.

Les courbes des f.é.m. expérimentales à vitesse nominale sont tracées en figure 83. La comparaison des valeurs expérimentales et numériques du fondamental de la f.é.m. à vitesse nominale est présentée dans le tableau 11. Les valeurs expérimentales du fondamental de la f.é.m. en fonction de la vitesse de rotation sont indiquées dans le tableau 12.

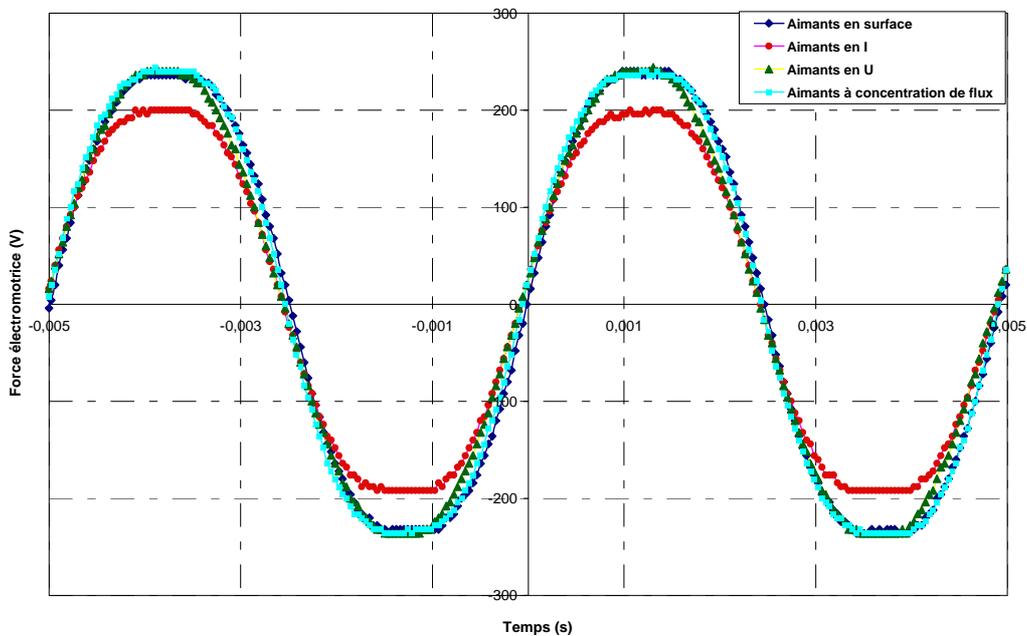


Figure 83 : Forces électromotrices expérimentales pour les 4 structures à une vitesse de 1100 tr/min

Tableau 11. Comparaison des fondamentaux des f.é.m. à vitesse nominale (N=1100 tr/min)

Grandeurs	Fondamental de la f.é.m. expérimentale (V)	Fondamental de la f.é.m. numérique (V)	Ecart relatif (%)
Topologies			
Aimants en surface	183.4	176.4	-3.8
Aimants en I	151.5	155	2.3
Aimants en U	177.3	184.5	4
Aimants à concentration de flux	184.4	198.2	7.5

Nous constatons qu'il y a une bonne corrélation entre les f.é.m. expérimentales et numériques pour l'ensemble des quatre structures. La figure 84 nous confirme bien la linéarité de la force électromotrice expérimentale avec la vitesse de rotation et ceci pour les quatre machines. La structure à concentration de flux a la f.é.m la plus grande car son induction dans l'entrefer est la plus élevée alors qu'à l'opposé la structure en I présentant une induction dans l'entrefer plus faible (fuites magnétiques importantes) a la f.é.m la plus petite. L'analyse fréquentielle des f.é.m. théoriques (figure 85) fait apparaître majoritairement l'harmonique 1 qui est le fondamental d'où un signal proche d'une sinusoïde.

Tableau 12. Comparaison des f.é.m. expérimentales à différentes vitesses de rotation

Vitesse de rotation (tr/min)	Fondamental de la force électromotrice expérimentale (V)			
	Aimants en surface	Aimants en I	Aimants en U	Aimants à concentration de flux
0	0	0	0	0
250	41.2	34.2	40.2	42
500	82.8	67.9	79.9	84.6
750	124.5	101.5	121	126.1
1000	166.2	137.2	161.1	167.3
1100	183.4	151.3	177.3	184.4

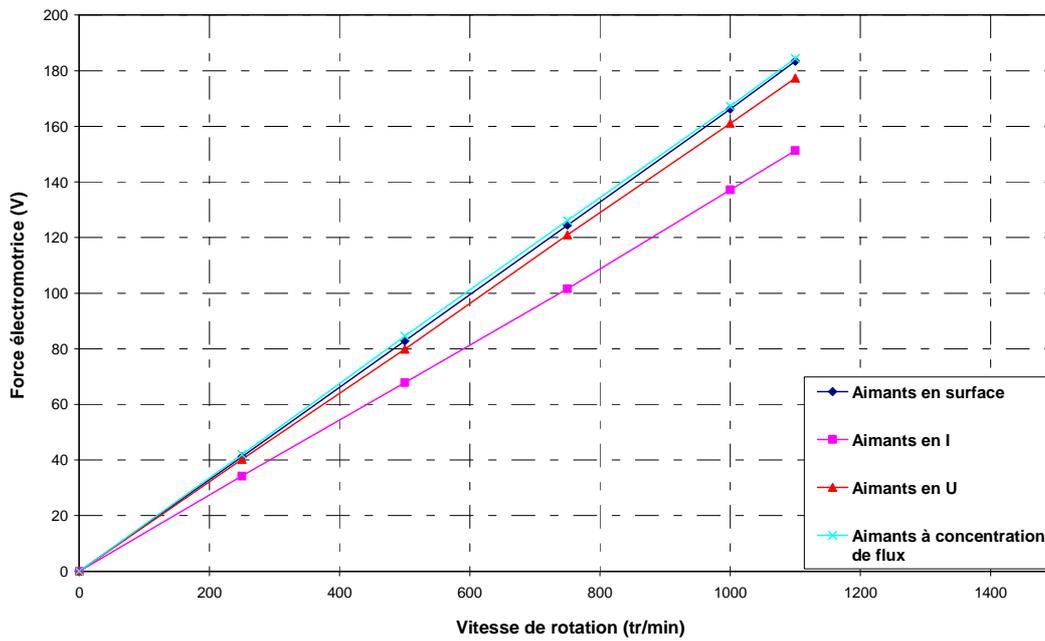


Figure 84 : Courbes des f.é.m. expérimentales en fonction de la vitesse de rotation

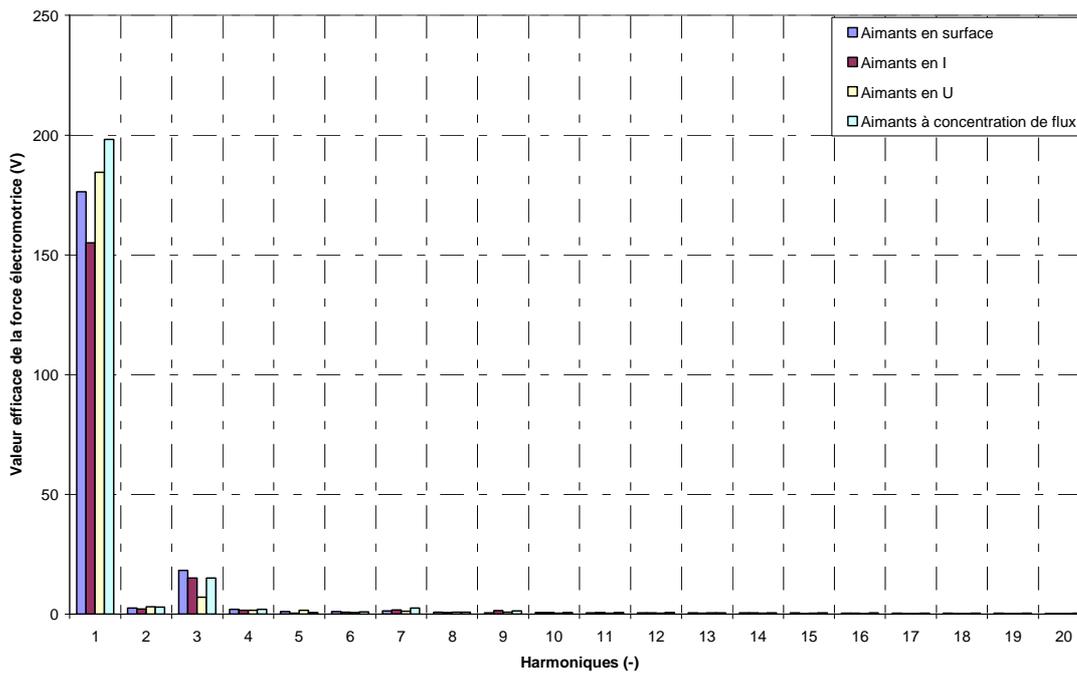


Figure 85 : FFT des f.é.m. théoriques à vitesse nominale

III.1.2 Couple et puissance mécanique

La mesure du couple est effectuée grâce au capteur de couple ZFA et la puissance mécanique est le produit du couple et de la vitesse. Le couple et la puissance mécanique ont été mesurés à différentes vitesses de rotation.

Rappelons ici quelques formules pour le calcul des puissances pour un fonctionnement en génératrice à vide :

- Puissance mécanique absorbée P_a :

$$P_a = C_m \cdot \Omega_s \quad (3.1)$$

Avec C_m le couple mécanique et Ω_s la vitesse de rotation.

- Conservation des puissances :

$$P_a = P_u + Pertes \quad (3.2)$$

Avec P_u la puissance électrique utile.

A vide, l'équation devient donc $P_u = 0$

$$P_{a0} = Pertes \quad (3.3)$$

$$Pertes = P_m + P_{fer} + P_{aim} \quad (3.4)$$

Avec P_m les pertes mécaniques, P_{fer} les pertes fer dans le stator et P_{aim} les pertes dans les aimants.

Nous observons figure 86 une linéarité du couple avec la vitesse sachant que le couple à vide correspond au rapport des pertes totales avec la vitesse (cf. équations 3.3 et 3.4). L'expression classique des pertes fer (cf. équations 2.36, 2.37 et 2.38) comprend les pertes par hystérésis qui évoluent avec la vitesse et les pertes par courant de Foucault qui évoluent avec le carré de la vitesse. Les pertes dans les aimants évoluent avec le carré de la vitesse et les pertes mécaniques sont proportionnelles à la vitesse. Donc les pertes totales évoluent avec le carré de la vitesse d'où le couple à vide qui est proportionnel à la vitesse.

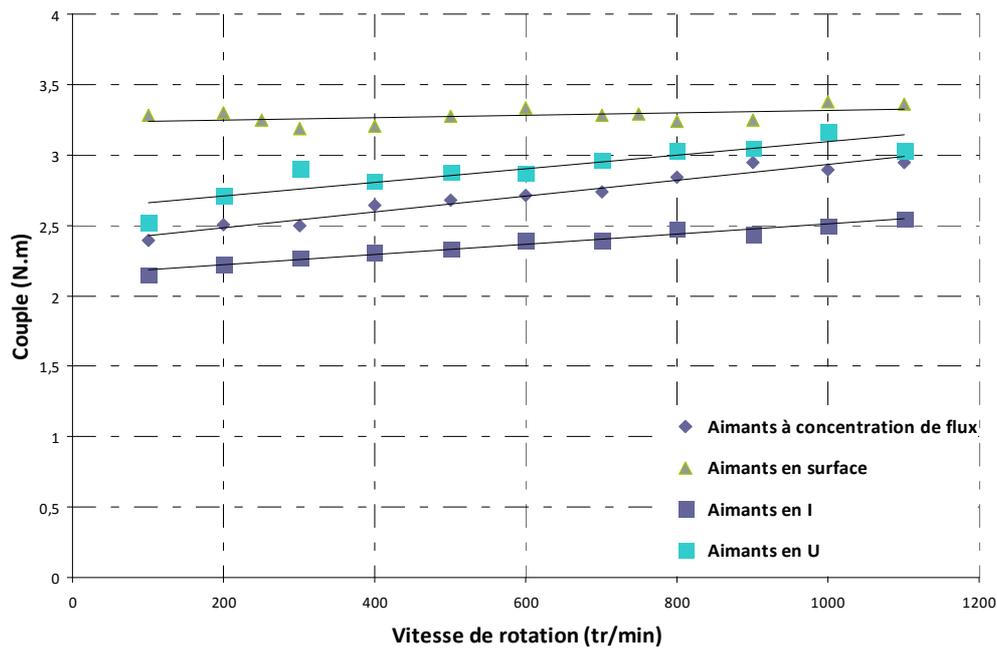


Figure 86 : Couple expérimental en fonction de la vitesse de rotation

Tableau 13. Comparaison du couple à vitesse nominale (N=1100 tr/min)

Grandeurs / Topologies	Couple expérimental (N.m)	Couple théorique issu d'un calcul numérique corrigé(N.m)	Ecart relatif (%)
Aimants en surface	3.4	2.8	-17.7
Aimants en I	2.6	2.5	-4
Aimants en U	3	2.8	-6.7
Aimants à concentration de flux	3	2.9	-3.3

Le tableau 13 présente la comparaison du couple à vide expérimental avec le couple théorique issu d'un calcul numérique en intégrant les pertes mécaniques expérimentales puisque qu'elles sont négligées dans les modèles. Nous constatons alors dans l'ensemble que les écarts sont acceptables et que les résultats sont bien concordants.

III.1.3 Pertes

En fonctionnement en génératrice à vide, les pertes correspondent à la puissance mécanique absorbée (cf. équation 3.3). Elles comprennent les pertes mécaniques et les pertes magnétiques. Pour pouvoir séparer et isoler les pertes mécaniques des pertes magnétiques nous avons réalisé un essai sans les parties actives du rotor (possibilité originale offerte par l'assemblage du moteur. Ainsi les pertes magnétiques sont supprimées et les pertes mécaniques sont égales à la puissance mécanique fournie par la machine asynchrone. Sur la figure 87, on retrouve les mesures des pertes magnétiques et mécaniques en fonction de la vitesse de rotation.

Ensuite, en exploitant les essais à vide et « sans rotor », nous en déduisons les pertes magnétiques. La figure 88 précise la méthode de séparation des pertes. Les valeurs des pertes magnétiques expérimentales à vitesse nominale pour les quatre structures sont données dans le tableau 14 ainsi qu'une comparaison avec les résultats théoriques.

Dans ce paragraphe, seules les pertes magnétiques expérimentales sont comparées aux résultats théoriques étant donné que, dans nos modèles théoriques, les pertes mécaniques sont négligées.

Les tracés nous indiquent que les pertes magnétiques évoluent bien avec le carré de la vitesse et que les pertes mécaniques (courbe en pointillé noir) sont proportionnelles à la vitesse (i.e. pertes dans les roulements).

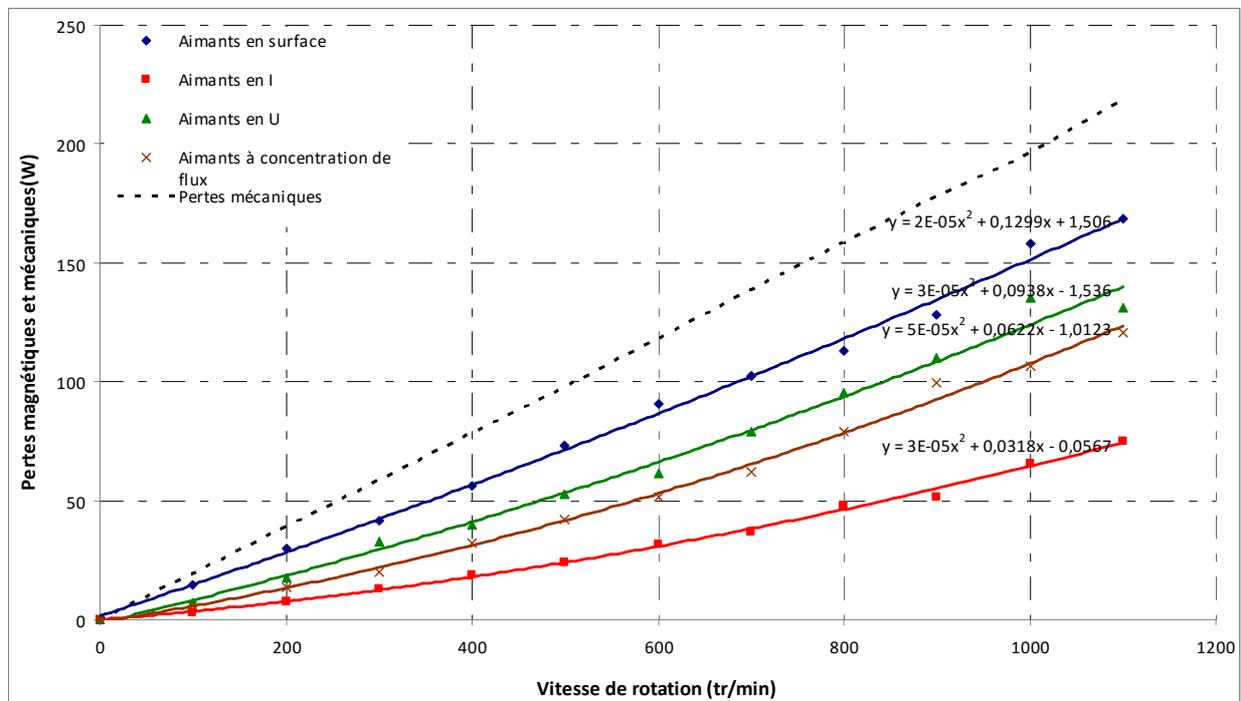


Figure 87 : Pertes magnétiques et mécaniques expérimentales en fonction de la vitesse de rotation

Tableau 14. Comparaison des pertes magnétiques à vitesse nominale (N=1100 tr/min)

Grandeurs Topologies	Pertes magnétiques expérimentales (W)	Pertes magnétiques numériques (W)	Ecart relatif (%)
Aimants en surface	168.7	108.4	-35.67
Aimants en I	75.1	74.6	-0.7
Aimants en U	130.9	100.4	-23.4
Aimants à concentration de flux	120.8	119	-1.5

Nous avons une bonne concordance des résultats pour les structures à aimants en I et à concentration de flux mais par contre les écarts sont nettement plus importants pour les structures à aimants en surface et à aimants en U.

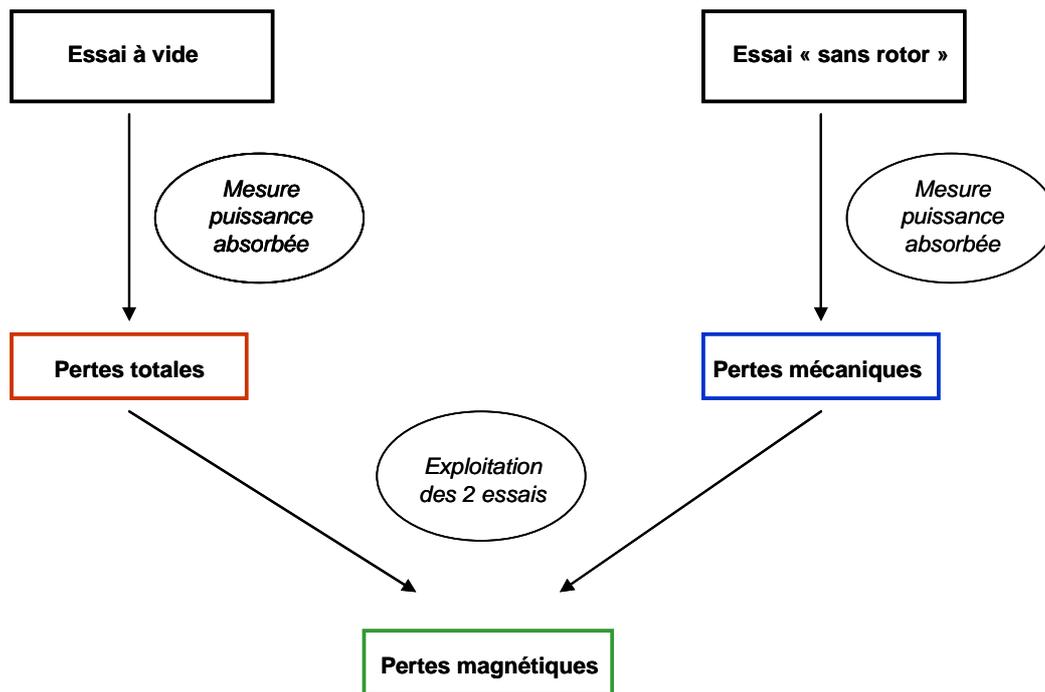


Figure 88 : Méthode de séparation des pertes

III.2 En court-circuit

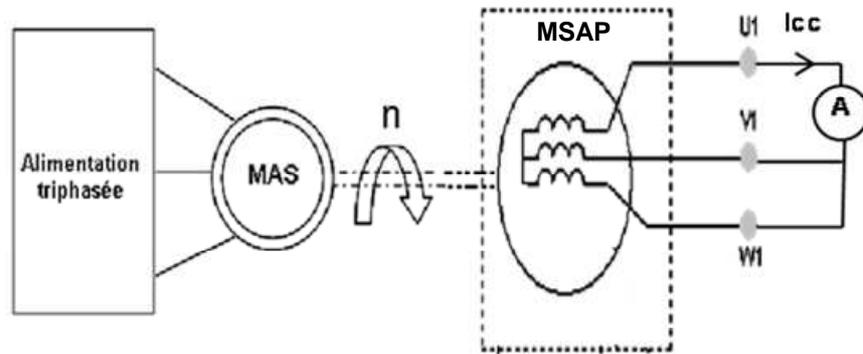


Figure 89 : Schéma simplifié des essais en court-circuit

Nous présentons ici les essais en court-circuit de la machine à aimants montés en surface. Lors de ces essais, le prototype est toujours entraîné par la machine asynchrone. En revanche, cette fois-ci, les trois phases des enroulements statoriques sont court-circuitées de manière équilibrée. La figure 89 représente le câblage effectué pour réaliser les essais en court-circuit. Ces essais ont permis de déterminer l'inductance cyclique à partir du schéma équivalent d'une phase statorique pour une structure à pôles lisses (cf. figure 90). Les résultats et la comparaison avec les calculs théoriques sont donnés dans le tableau 15. Notons que nous nous sommes limités à une vitesse d'environ 50 tr/min afin de ne pas endommager la machine dans la mesure où la valeur nominale du courant était atteinte pour cette vitesse.

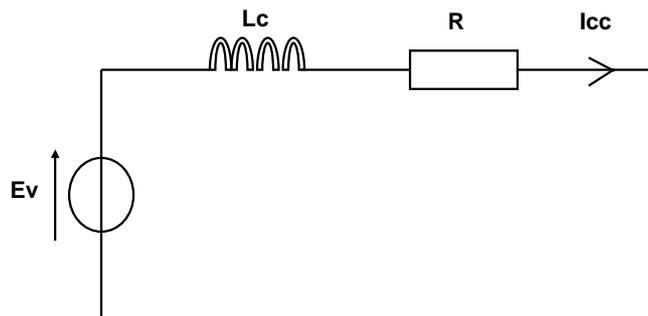


Figure 90 : Schéma équivalent d'une phase statorique pour une machine à pôles lisses

Tableau 15. Comparaison des inductances cycliques

N (tr/min)	I_{cc} (A)		F.é.m. (V)		L_c (mH)		
	Expé- rimental	Numé- rique	Expé- rimental	Numé- rique	Expé- rimental	Numé- rique	Ecart relatif (%)
21.5	10.2	12.3	3.5	3.4	3.9	4	2.6
53	20	23.4	8.7	8.5	4.6	4.1	-10.9

Nous relevons ici que les écarts entre les mesures et le modèle théorique concernant l'inductance cyclique sont acceptables. Nous constatons que cet écart est plus important pour une vitesse plus élevée. En effet, l'inductance varie avec la fréquence des courants de Foucault donc avec la fréquence de rotation.

III.3 En charge

Nous présentons ici les essais en charge de la machine à aimants montés en surface. Les essais concernant les structures à aimants enterrés n'ont pas pu être réalisés car nous n'avons pas pu intégrer un deuxième capteur de position dans le banc d'essais. Les essais sont effectués en mode autopiloté, en fonctionnement moteur et génératrice. Un analyseur de puissance a permis de réaliser les mesures à différents de points de fonctionnement : nous avons relevé les puissances, les courants et les tensions de phase. Le couple est toujours mesuré grâce à un capteur de couple. La figure 91 représente le montage et l'instrumentation. Dans le cadre de notre étude, le couple électromagnétique et le rendement sont comparés aux modèles théoriques.

III.3.1 Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique moyen a été mesuré et comparé aux modèles théoriques en fonctionnement moteur et en fonction des courants d'alimentation statoriques. Nous avons fait varier la valeur efficace du courant jusqu'à sa valeur nominale.

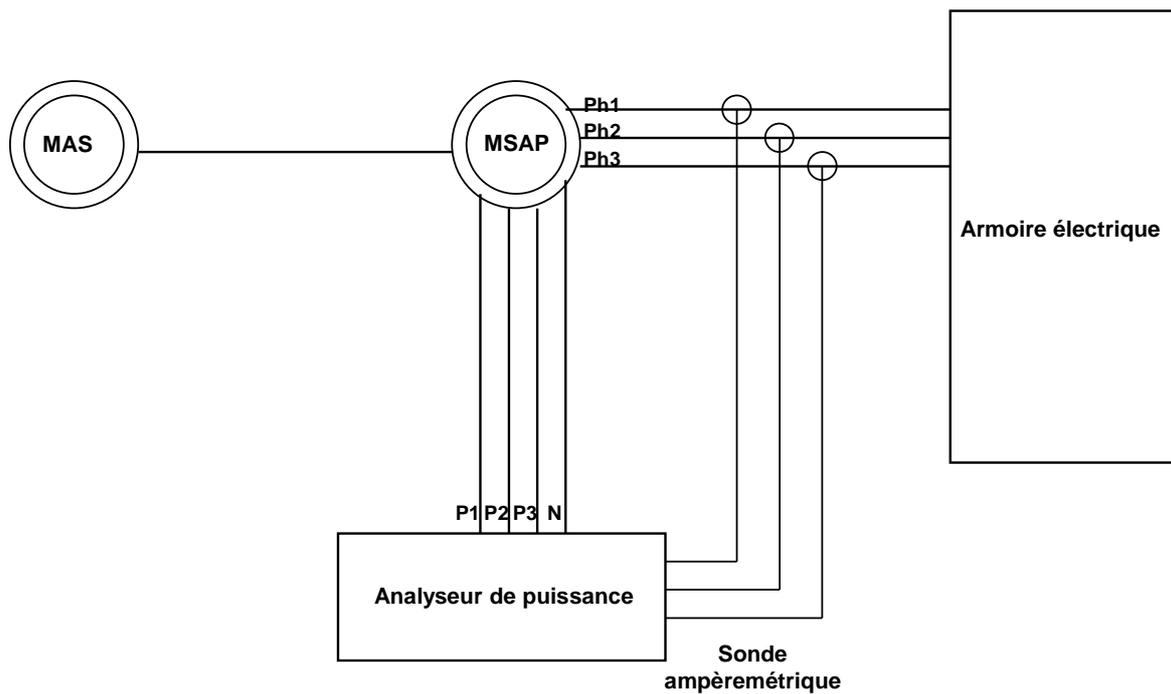


Figure 91 : Montage pour la réalisation des essais en charge

Tableau 16. Comparaison du couple

Courant efficace de phase (A)	Couple expérimental (N.m)	Couple théorique issu d'un calcul numérique corrigé (N.m)	Ecart relatif (%)
3.1	17.9	12.1	-32.5
6.2	28.2	26.2	-7
9.2	41.7	39.7	-4.7
12	54.6	54.4	-0.2
15	67.4	65.4	-2.9

Le tableau 16 nous montre qu'il existe une bonne corrélation des résultats pour l'ensemble des valeurs du couple. Toutefois, l'écart est plus important pour de petites valeurs du couple qui peut s'expliquer par la précision de la mesure qui diminue. La figure 92 présente l'évolution du couple électromagnétique en fonction du courant efficace d'alimentation.

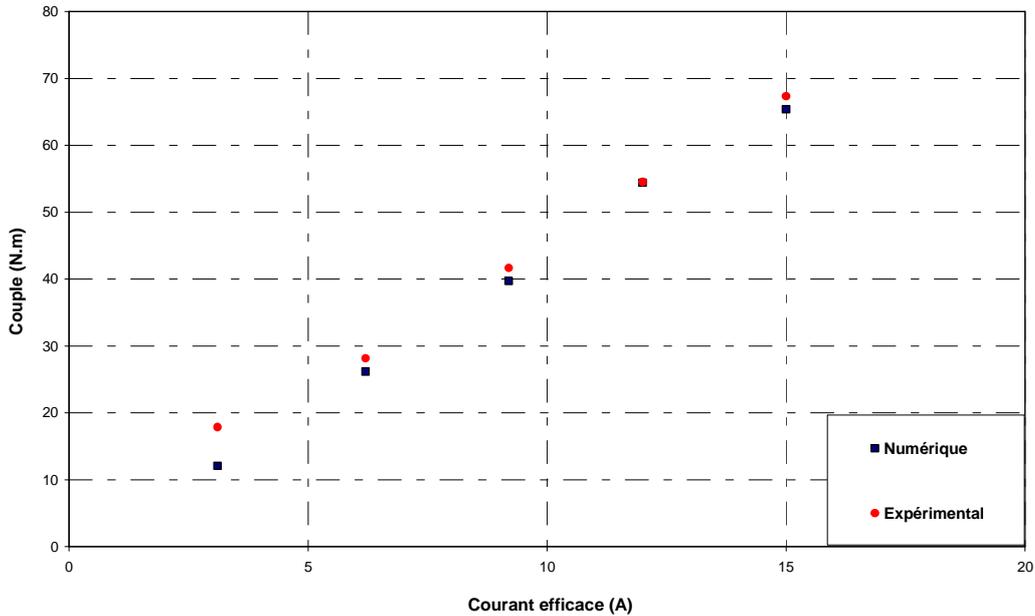


Figure 92 : Evolution du couple électromagnétique

III.3.2 Rendement

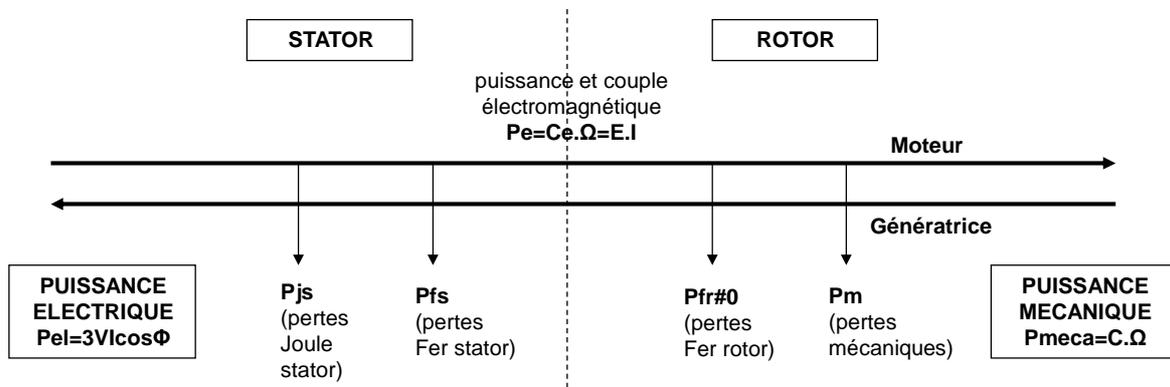


Figure 93 : Synoptique des puissances

Le calcul du rendement expérimental a été effectué en fonction du couple et à différentes vitesses de rotation. Nous avons choisi de présenter les résultats ainsi que la comparaison avec les modèles théoriques en fonctionnement moteur. Le détail du bilan des puissances est présenté en figure 93.

Sur la figure 94, nous observons dans un premier temps que le rendement croit rapidement avec l'augmentation du couple puis ensuite il tend à se stabiliser jusqu'à atteindre une valeur maximale. Cette évolution est identique aux deux vitesses de rotation considérées.

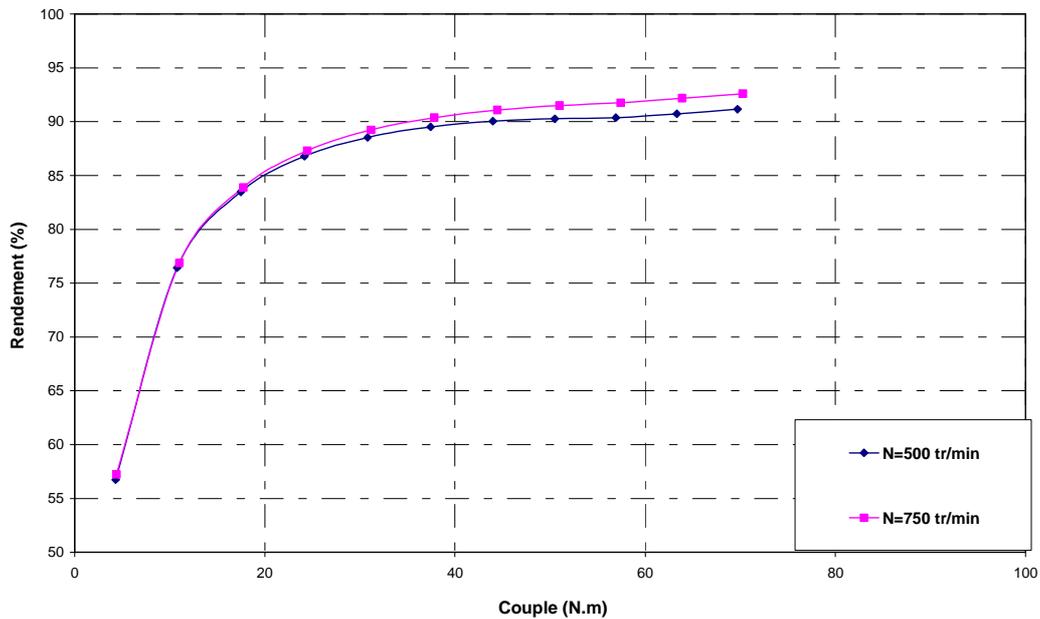


Figure 94 : Evolution du rendement en fonction du couple

Tableau 17. Comparaison du rendement

Courant efficace de phase (A)	Rendement expérimental (%)	Rendement théorique issu d'un calcul numérique corrigé (%)
3.1	84	81
6.2	89	89
9.2	92	92
12	93	93
15	93	94

Le calcul du rendement est réalisé à vitesse nominale ($N=1100$ tr/min) et prend en compte les pertes magnétiques, les pertes Joule et les pertes mécaniques. Les résultats du tableau 17 et les évolutions de la figure 95 nous indiquent que les rendements théorique et expérimental sont assez proches après correction du rendement théorique par intégration des pertes mécaniques.

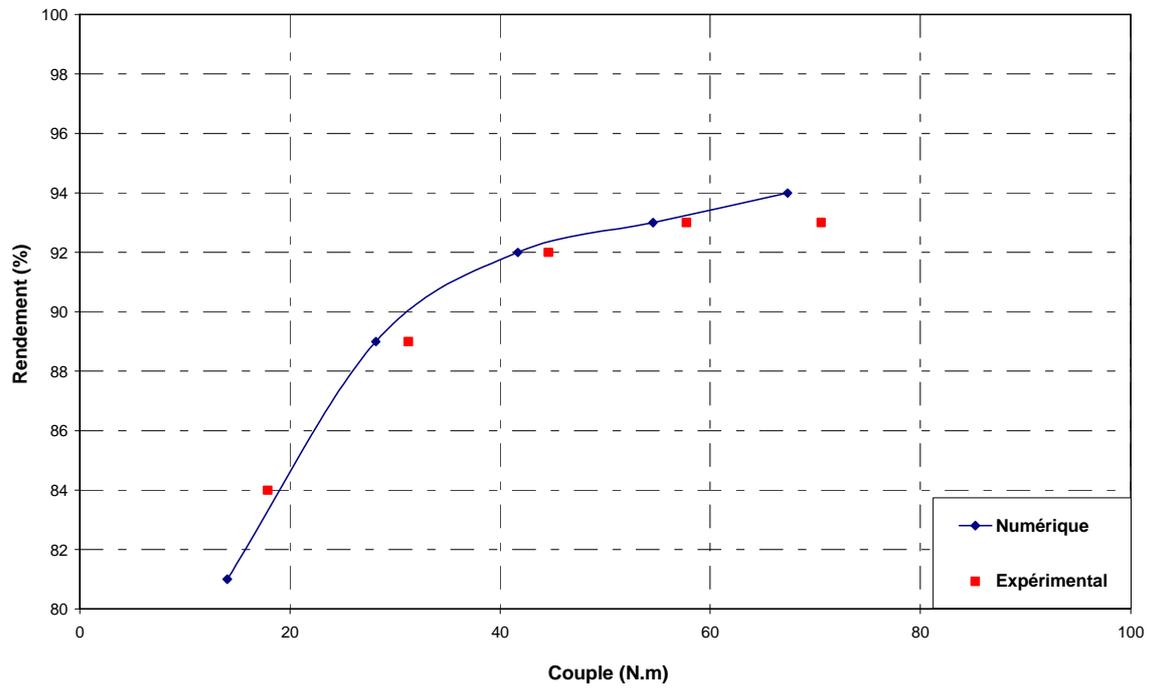


Figure 95 : Evolution du rendement

Conclusion

Ce chapitre a présenté les essais expérimentaux sur des prototypes en vue de comparer et valider les résultats de modèles théoriques.

Après avoir décrit les éléments de réalisation des prototypes ainsi que le banc d'essais, nous avons présenté et comparé les résultats expérimentaux aux modèles théoriques. Cela a été structuré suivant le type d'essai : 1) essai à vide 2) essai en court-circuit 3) essai en charge.

Pour les essais à vide, nous avons une bonne corrélation des résultats pour les quatre machines : force électromotrice et couple. Par contre, des différences concernant les pertes magnétiques ont été relevées pour les structures à aimants en surface et à aimants en U.

Pour les essais en court-circuit, les résultats sont proches au niveau de l'inductance cyclique pour la machine à aimants montés en surface.

Enfin, en ce qui concerne les essais en charge, nous avons une bonne concordance des résultats pour le couple électromagnétique ainsi que pour le rendement après correction du rendement théorique.

Conclusion générale et perspectives

Le travail de ce mémoire a consisté en la comparaison topologique et l'expérimentation de moteurs synchrones à aimants permanents à flux radial. Pour cela, les travaux ont été effectués en trois temps :

- 1) étude des topologies existantes dans le secteur automobile lors de cette dernière décennie
- 2) définition et comparaison de plusieurs topologies à aimants permanents sur la base de modèles analytique et numérique
- 3) comparaison des résultats théoriques avec ceux des essais expérimentaux.

Les travaux ont été réalisés dans le cadre du projet TRAX qui consistait au développement d'une nouvelle génération de moteurs électriques pour la traction des petits véhicules urbains. Le cahier des charges a défini un véhicule 100% électrique à motoriser, la technologie des machines synchrones à aimants permanents comme type de motorisation et le bobinage dentaire comme type d'enroulement au stator.

Un état de l'art sur les brevets concernant les moteurs électriques dans le secteur automobile a permis de présenter les différentes structures pour la technologie des machines synchrones à aimants permanents. Pour chaque type de structure, le travail a consisté principalement à extraire des brevets les innovations qui ont permis d'améliorer les performances des machines. Par exemple, nous avons relevé des techniques pour améliorer le couple, le rendement ou le défluxage et d'autres pour réduire les fuites, les pertes dans le rotor ou les bruits et vibrations. Même si l'étude s'est concentrée davantage sur la partie rotor des machines, nous avons relevé également l'impact du bobinage sur les performances. Par conséquent, nous avons retenu que les structures à aimants enterrés présentent de nombreux avantages et décidé d'étudier ce type de structure dans ce mémoire.

Après avoir présenté les principales méthodes de modélisation, nous avons modélisé par une méthode analytique simplifiée une première machine à aimants montés en surface (machine de référence). Ainsi, nous avons obtenu ses principaux paramètres électromagnétiques : champs et inductions, force électromotrice, couples, puissance et pertes. Ce modèle a été validé par les éléments finis. Toutefois, cet outil a présenté des limites et la méthode numérique a été choisie pour l'étude comparative. Nous avons comparé quatre machines synchrones à aimants permanents avec des dispositions d'aimants différentes : une topologie à aimants en surface (machine de référence) et trois topologies à aimants enterrés (I, U et concentration de flux). La comparaison des performances a montré que la structure en U et à concentration de flux ont les meilleurs résultats. Néanmoins, nous pouvons souligner plusieurs points sur cette étude :

- les structures à aimants enterrés ont un faible couple de réluctance car les machines sont à bobinage dentaire et pas fractionnaire
- le couple de denture est moins important pour les structures à aimants enterrés
- les pertes à vide dans les aimants pour les structures à aimants enterrés sont nettement plus faibles que celles de la machine à aimants en surface
- les pertes fer à vide dans le stator sont relativement importantes pour toutes les structures sauf pour la structure en I
- les structures en U et à concentration de flux ont légèrement les meilleurs rendements.

Le calcul des inductances dans les axes direct et en quadrature a montré que la saturation a un effet sur les variations des inductances pour les structures à aimants enterrés.

Dans un troisième temps, les essais expérimentaux sur les prototypes ont été présentés afin de comparer les performances mesurées avec les résultats théoriques. Après avoir décrit quelques éléments de réalisation des prototypes et du banc d'essai, nous avons présenté une comparaison des performances à vide, en charge et en court-circuit. Les essais à vide ont montré une bonne corrélation des résultats concernant la force électromotrice et le couple mécanique. Les essais en court-circuit ont montré une bonne corrélation des résultats concernant l'inductance cyclique pour la structure à aimants en surface. Nous avons obtenu également une bonne corrélation des résultats du couple électromagnétique pour la machine à aimants en surface et les rendements sont relativement proches en corrigeant le calcul théorique avec la prise en compte des pertes mécaniques.

Au niveau des perspectives, l'achat d'un deuxième capteur de position permettrait de réaliser les essais en charge pour les structures à aimants enterrés ; cela permettrait, en particulier, de déterminer le bilan énergétique. La mesure des inductances dans les axes direct et en quadrature serait également à faire afin de valider les résultats théoriques.

On pourrait mettre en place une méthodologie afin de séparer les pertes totales à vide. Ainsi, on pourrait comparer les valeurs des pertes fer statoriques et des pertes dans les aimants avec celles issues des modèles. Il serait intéressant de comprendre les écarts observés au niveau des pertes magnétiques pour les structures à aimants en surface et à aimants en U.

Dans les modèles, on pourrait étudier le fonctionnement des machines en faisant varier certains paramètres. Par exemple, on pourrait relever les variations du couple électromagnétique ainsi que celles des pertes magnétiques en fonction du courant. On pourrait également rechercher le rendement optimal tout en respectant les contraintes thermique et en tension.

Références bibliographiques

- [1] T. Maeda, "*Surface permanent magnet type rotating electric machine and manufacturing method thereof*", Brevet EP 1811631 B2, 25 July 2007.
- [2] M. Nakano, T. Tominaga, H. Megata, M. Okaziki, "*Permanent magnet motor*", Brevet US 6876116 B2, 5 April 2005.
- [3] T. Abukawa, K. Ohnishi, Y. Takagai, S. Hatori, K. Inoshita, "*Electric rotary machine having concentrated winding stator*", Brevet US 6313558 B1, 6 November 2001.
- [4] Murakami, Hiroshi, Suita-shi, "*Permanent magnet synchronous motor*", Brevet EP 1624553 A2, 8 November 2006.
- [5] Kawasaki-shi, "*Axial air-gap type electric motor*", Brevet EP 1734645 A2, 20 December 2006.
- [6] R. Andry, "*Rotor for an electric motor including the same*", Brevet EP 164626 B1, 31 December 2008.
- [7] H. Yoshiyuki, "*Rotating electric machine*", Brevet WO 2008150035 A1, 11 December 2008.
- [8] T. Masayuki, S. Hiroaki, M. Tomohiko, I. Ryuta, "*Structure and method for cooling rotating electric machine*", Brevet WO 2009011171 A1, 22 January 2009.
- [9] M. Tetsuya, H. Yoshiyuki, "*Motor*", Brevet WO 2008108478 A1, 12 September 2008.
- [10] K. Tatematsu, R. Mizutani, Y. Endo, "*Interior permanent magnet rotor and interior permanent magnet motor*", Brevet US 20070057589 A1, 15 Mars 2007.
- [11] H. Uchida, T. Yamamoto, T. Maeda, H. Kougami, "*Synchronous electric motor*", Brevet US 7321177 B2, 22 January 2008.
- [12] N. Nishiyama, T. Nakamura, Y. Ikkal, M. Ogushi, Y. Kondo, "*Motor having a rotor with interior split-permanent magnet*", Brevet US 6741002 B2, 25 May 2004.
- [13] H. Hans, "*Rotor for electric motor*", Brevet US 7196446 B2, 27 Mars 2007.
- [14] M. Hattori, N. Makino, "*Permanent magnet motor*", Brevet US 6906444 B2, 14 June 2005.
- [15] H. Koharagi, M. Senoh, K. Noma, K. Ishii, "*Permanent magnet rotating electric machine*", Brevet US 6525442 B2, 25 February 2003.

- [16] H. Yoshino, Y. Takita, *"Permanent magnet synchronous motor and enclosed compressor"*, Brevet WO 2008102439 A1, 28 August 2008.
- [17] F. Tajima, Y. Matsunobu, S. Kawaamata, S. Shibukawa, *"Permanent magnet electric rotating machine and electromotive vehicle using permanent magnet electric rotating machine"*, Brevet US 7119470 B2, 10 October 2006.
- [18] Y. Chang, C. Lai, C. Tseng, *"Motor of rotor with built-in permanent magnet"*, Brevet US 6987341 B, 17 January 2006.
- [19] Matsunobu, Yunaka, *"Electric machine with permanent magnets arrangement for reducing torque pulsation"*, Brevet EP 2037556 A2, 18 Mars 2009.
- [20] H. E. Gary, R. E. Hartsfield, Mark E. Carrier, *"Permanent magnet machine"*, Brevet US 6946766 B2, 20 September 2005.
- [21] T. Miura, M. Hirako, S. Nagamatsu, Y. Kawabata, *"Permanent magnet motor"*, Brevet US 6359359 B1, 19 Mars 2002.
- [22] A. Cuenot, A. Petitboulanger, *"Synchronous motor with permanent magnets included in a rotor"*, Brevet US 5838086, 17 November 1998.
- [23] R. Takahata, S. Wakui, H. Koharagi, S. Kikuchi, *"Permanent magnet type rotating electric machine"*, Brevet US 6838798 B2, 4 January 2005.
- [24] R. Rignault, S. Porcher, *"Rotor de machine tournante et procédé de fabrication"*, Brevet EP 1879278 A1, 16 Janvier 2008.
- [25] E. Coupart, F. Peltier, *"Procédé de fabrication d'un rotor de machine tournante électrique"*, Brevet EP 1796248 A1, 13 Juin 2007.
- [26] V. V. Popov, *"Rotor assembly for a permanent magnet electrical machine comprising such a rotor assembly"*, Brevet US 6897590 B2, 24 May 2005.
- [27] I. Schuering, *"Multiple permanent magnet rotor for a rotating electrical machine and a method for producing same"*, Brevet US 6969937B1, 29 November 2005.
- [28] E. Coupart, P. Gauthier, C. Gilles, A. Abou Akar, *"Electric machine having an outer rotor"*, Brevet US 20020171305 A1, 21 November 2002.
- [29] S. Poulin, G. Martin, S. Bigras, M. Guertin, *"Permanent magnet rotor assembly"*, Brevet WO 2008070984 A1, 19 June 2008.
- [30] T. Shiga, K. Hayashi, M. Endou, *"Rotor for electric motor"*, Brevet US 6093984, 25 July 2000.

- [31] J. Cros, D. Matte, P. Viarouge, *"Multi-phase electrical motor for use in a wheel"*, Brevet WO 2007051280 A1, 10 May 2006.
- [32] Z. Rahman, *"Motor stator having transposed winding layers"*, Brevet WO 2006020101 A1, 23 February 2006.
- [33] F. Habibi, R. Dhawan, A. D'Andrea, *"Electric machine and method of manufacture"*, Brevet WO 2006102609 A2, 28 September 2006.
- [34] P. Ehrhart, *"Permanent magnetically excited electrical motor"*, Brevet US20050121983 A1, 9 June 2005.
- [35] L. P. Bibeau, J. Roundell, J. F. Lavigne, *"Cooling assembly for electric machine"*, Brevet US 20060273668 A1, 7 December 2006.
- [36] K. Matin, Z. Soghomonian, *"Dynamoelectric machine having heat pipes embedded in stator core"*, Brevet WO 2006033729 A1, 30 Mars 2006.
- [37] M. Ounnadi, *"Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents"*, Mémoire de Magister, 7 Avril 2011.
- [38] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, M. B. B. Sharifian, *"Time stepping finite element analysis of broken bars fault in a three- phase squirrel-cage induction motor"*, Progress In Electromagnetics Research, PIER 68, pp. 53-70, 2007.
- [39] S. L. Ho, W. N. Fu, H. L. Li, H. C Wrong, H. Tan, *"Performance analysis of brushless DC motors including features of the control loop in finite element modelling"*, IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 37, NO. 5, pp. 3370-3374, September 2001.
- [40] S. Williamson, RE. Knight, I.W. White, *"Implementation of finite-element analysis in a cage induction motor electrical design program"*, Electrical Machines and Drives, Conference Publication IEEE No. 41.20, pp.57-61, 1995.
- [41] R. Lin, A. Haavisto, A. Arkkio, *"Validation of a time harmonic numerical model for solving magnetic field in end region of a radial-flux machine"*, IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 45, No. 12, December 2009.
- [42] G. Dhatt, G. Touzot, E. Lefrançois, *"Méthode des éléments finis"*, Editions Germes, Lavoisier, Paris, 2005.
- [43] L. Mokrani, *"Contribution à la CAO optimisé des machines électriques, application au moteur linéaire à induction"*, Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2005.

- [44] Y. Boutora, *"Elaboration de nouvelles méthodes de renumérotation des maillages en vue d'une modélisation électromagnétique des machines synchrones à aimants permanents avec la méthode des éléments finis"*, Thèse de Doctorat, ENP, Alger, 2007.
- [45] H. Dogan, *"Méthodologie de conception des machines à aimants permanents-Application au véhicule électrique avec chargeur rapide embarqué"*, Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 11 Juillet 2013.
- [46] H. C. Roters, *"Electromagnetic Devices"*, Editions John Wiley & Sons, 1^{ère} édition, 1941.
- [47] F. Dubas, C. Espanet, *"Analytical solution of the magnetic field in permanent magnet motors taking into account slotting effect : no-load vector potential and flux density calculation"*, IEEE Transactions On Magnetics, Vol.45, No. 5, pp. 2097-2109, May 2009.
- [48] F. Dubas, A. Rahidek, *"Two-dimensional analytical permanent magnet eddy-current loss calculation in slotless PMSM equipped with surface-inset magnets"*, IEEE Transactions On Magnetics, Vol.50, No. 3, 6300320, Mars 2014.
- [49] K. Bouhrara, M. Takorabet, R. Ibtinouen, O. Toukani, F. Dubas, *"Analytical analysis of cage rotor induction motors in healthy, defective and broken bars conditions"*, IEEE Transactions On Magnetics, In Press.
- [50] K. Bouhrara, F. Dubas, R. Ibtinouen, *"2-D Analytical prediction of eddy-currents, circuit model parameters and steady states performances in solid rotor induction motors"*, IEEE Transactions On Magnetics, In Press.
- [51] A. Rahidek, H. Moayed-Jahromi, M. Mardonek, F. Dubas, T. Korakianitis, *"Torques, back-EMF, inductances and unbalanced magnetic forces calculations for slotted brushless machines with surface-inset magnets: an analytical approach"*, IEEE Transactions On Magnetics, In Press.
- [52] J. C. Sabonnadière, J. L. Coulomb, *"Calcul du champ électromagnétique"*, Techniques de l'Ingénieur, Vol. D3020, pp. 1-17.
- [53] S. Brisset, *"Démarches et outils pour la conception optimale des machines électriques"*, Habilitation à diriger des recherches (HDR), Université de Lille, Décembre 2007.
- [54] F. Fodorean, A. Miraoui, *"Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)"*, Techniques de l'Ingénieur, Vol. D3554.
- [55] B. Aslan, *"Conception de machines polyphasées à aimants et bobinage concentré à pas fractionnaire avec large plage de vitesse"*, Thèse de Doctorat, Ecole nationale supérieur d'arts et métiers, Octobre 2013.

- [56] J. Cross, P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM machines with concentrated winding", IEEE Trans. Energy Conv., Vol. 17, No. 2, pp. 248-253, June 2002.
- [57] D. Ishak, Z. Q. Zhu, D. Howe, "Comparison of PM brushless motors, with either all or alternative wound teeth", IEEE Trans. Energy Conv., Vol. 21, No. 1, pp. 95-103, Mars 2006.
- [58] D. Ishak, Z. Q. Zhu, D. Howe, "Permanent magnet brushless machines with unequal tooth widths and similar slot", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 41, No. 2, pp. 584-590, Mars/ April 2005.
- [59] H. C. M. Mai, "Conception optimale d'une motorisation électrique pour application à un véhicule hybride léger", Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, Octobre 2011.
- [60] H. C. M. Mai, F. Charih, F. Dubas, D. Chamagne, C. Espanet, "Comparaison de deux types de bobinages pour MSAP-Application à la propulsion d'un véhicule hybride urbain", Electrotechnique du Futur, Compiègne, 24-24 décembre 2009.
- [61] C. Espanet, "Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée application au moteur-roue", Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, 1999.
- [62] N. Boules, "Prediction of no-load flux density distribution in permanent magnet machine", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 4, pp. 633-643, May/June 1985.
- [63] Z. Q. Zhu, D. Howe, "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors, Part III : Effect of stator slotting", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, No. 1, pp. 143-158, January 1993.
- [64] C. François, "Génie électrique", Edition Ellipses, Paris, 2004.
- [65] M. Liwshitz, "Calcul des machines électriques", Bibliothèque de l'ingénieur, Edition SPES, Lausanne, 1983.
- [66] J. Pouget, "Conception robuste des machines asynchrones pour la traction ferroviaire : contribution aux méthodologies et outils de conception des actionneurs électriques tournants", Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, Juin 2009.
- [67] F. Dubas, "Conception d'un moteur rapide à aimants permanents pour l'entraînement de compresseurs de piles à combustible", Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, Décembre 2006.
- [68] B. Laporte, "Machines électriques tournantes", Edition Ellipses, Paris, 2007.
- [69] C. Besson, P. Nikkola, M. Jaccard, "Pertes rotoriques et échauffements dans les moteurs synchrones à aimants permanents", Technologie Moteurs Synchrones, Bulletin 6, 2011.

- [70] F. Charih, F. Dubas, C. Espanet, D. Chamagne, "Performance comparison of PM machines with different rotor topologies and similar slot and pole numbers", IEEE SPEEDAM, 2012.
- [71] Flux 2D, "Manuel d'utilisation", Version 10.4, CEDRAT, web : <http://www.cedrat.com>.
- [72] Z. Q. Zhu, "Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles", Proceeding of the IEEE, Vol. 95, No. 4, April 2007.
- [73] A. Soualmi, "Modélisation analytique et semi-analytique de machines synchrones à aimants permanents dédiées à la traction ferroviaire-Application aux machines à aimants en surface et à aimants enterrés", Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, 2013.
- [74] B. J. Chalmers, S. A. Hamed, G. D. Baines, "Parameters and performance of a high-field permanent synchronous motor for variable frequency operation", Proc. Inst. Elec. Eng-B, vol. 132, pp. 117-124, 1985.
- [75] Y. S. Chen, Z. Q. Zhu, D. Howe, "Calculation of d-and q-axis inductances of PM brushless AC machines accounting for skew", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 41, No. 10, October 2005.
- [76] A. Soualmi, F. Dubas, D. Depernet, A. Randria, C. Espanet, "Inductances estimation in the d-q axis for an interior permanent magnet synchronous machines with distributed winding", ICEM, Marseille, France, September 2012.
- [77] A. Wang, Y. Jia, W. L. Soong, "Comparison of five topologies for an interior permanent-magnet machine for a hybrid electric vehicle", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 47, No. 10, October 2011.
- [78] A. M. Wang, T. M. Jahns, "Accuracy investigation of closed-form predictions for the operating envelope performance characteristics of interior PM synchronous machines", Proc. IEEE-IEMDC, Seoul, Korea, pp. 486-489, 2007.
- [79] P. Brutsaert, D. Laloy, P. Robert, D. Verbeke, "Construction des machines tournantes. Eléments constitutifs", Techniques de l'Ingénieur, Vol. D3571.
- [80] Z. Wu, "Conception optimale d'un entraînement électrique pour la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique", Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, 21 Mars 2012.
- [81] S. Duganyigit, "Moteur synchrone à aimants innovants", Mémoire d'Ingénieur CNAM, Novembre 2014.

Annexe A : Modélisation des sources électromagnétiques

Cette annexe présente la modélisation des sources électromagnétiques dans le cadre du modèle analytique par équations de Maxwell de la machine de référence (cf. chap.2 III.2.1).

Dans un premier temps, nous allons nous intéresser à la modélisation de la source magnétique c'est-à-dire les aimants permanents.

Nous rappelons ici l'expression de l'aimantation \vec{M} modélisant les aimants permanents [67] :

$$\vec{M} = M_r \cdot \vec{u}_r + M_\theta \cdot \vec{u}_\theta \tag{A.1}$$

Avec M_r la composante radiale et M_θ la composante tangentielle.

Nous faisons l'hypothèse que l'aimantation est purement radiale : le terme M_θ est nul.

Le résultat du calcul analytique par développement en série de Fourier est donné par :

$$\vec{M} = M_r = \sum_{k_{\text{impair}}} \frac{4}{k \cdot \pi} \cdot \sin(k \cdot \pi \cdot \frac{\alpha_p}{2}) \cdot \frac{B_{ra}}{\mu_0} \cdot \cos(k \cdot p \cdot \Theta_r) \tag{A.2}$$

Avec α_p le coefficient d'arc polaire de l'ouverture des aimants.

La figure 96 représente les variations de l'aimantation sous un pôle.

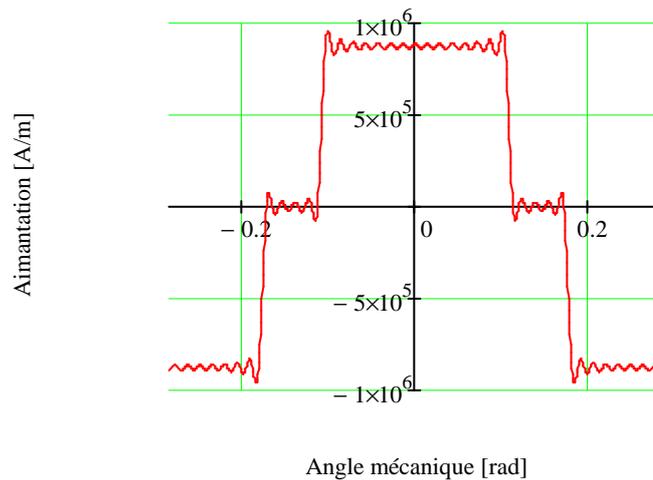


Figure 96 : Evolution de l'aimantation

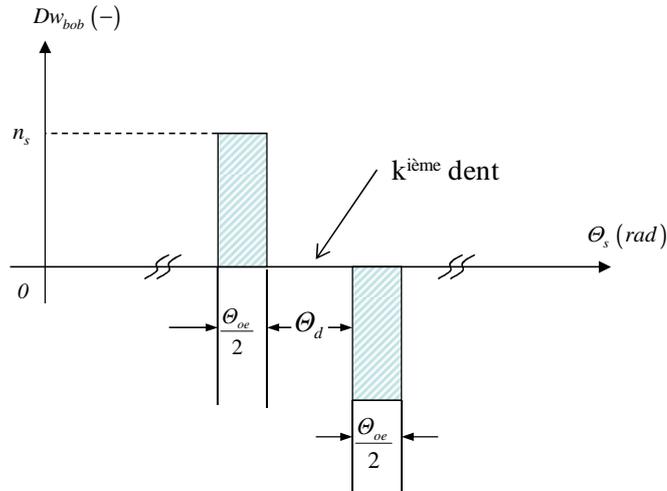


Figure 97 : Répartition spatiale d'une bobine quelconque [59]

Maintenant, nous présentons la modélisation de la source électrique. Il s'agit de déterminer l'expression de la densité linéique de courants produite par les courants d'alimentation sinusoïdaux triphasés. Pour cela, on modélise analytiquement la répartition spatiale du bobinage dentaire à double couches. La méthode consiste à modéliser, tout d'abord, la répartition spatiale d'une bobine quelconque (cf. figure 97) puis ensuite d'en déduire la répartition des bobines d'une phase entière (cf. figure 98). Il faut noter qu'ici, il ne s'agit pas de fournir les résultats de la modélisation complète de ce type de bobinage puisque qu'elle est déjà présente dans les travaux de thèse de M. Mai [59]. Nous nous limiterons ici à fournir les résultats les plus significatifs.

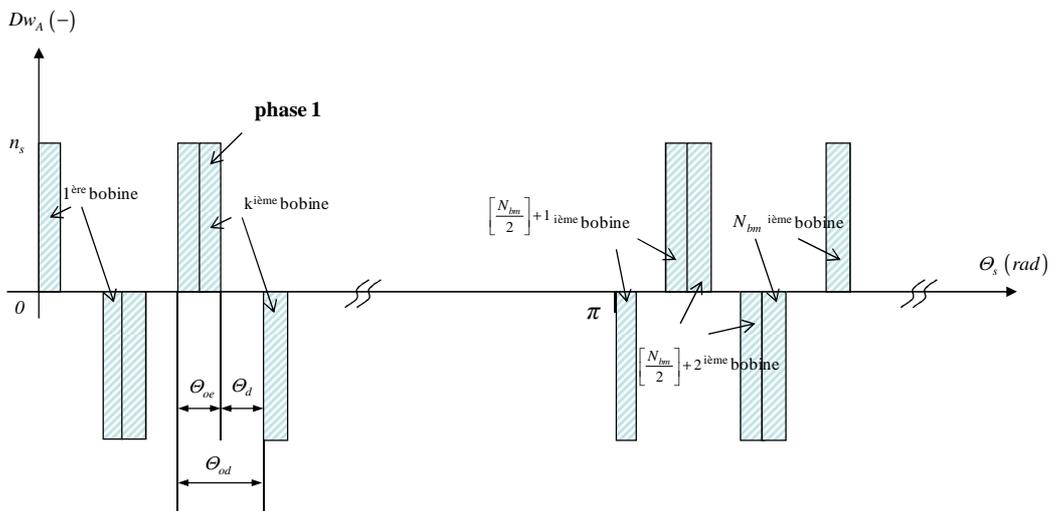


Figure 98 : Répartition spatiale des bobines d'une phase entière [59]

Les expressions de la distribution spatiale du bobinage D_{sw} et de la densité linéique J_l sont données par :

$$D_{sw}(\Theta_s, g) = \sum_{n_{impair}} \left\{ \begin{array}{l} D_{sws}(n, \zeta_{oe}, \Theta_t) \cdot \sin \left[n \cdot (\Theta_s - g \cdot \frac{2\pi}{N_{ph}}) \right] \\ \dots + D_{swc}(n, \zeta_{oe}, \Theta_t) \cdot \cos \left[n \cdot (\Theta_s - g \cdot \frac{2\pi}{N_{ph}}) \right] \end{array} \right\}, \quad (A.3)$$

$$J_l(\Theta_s, g) = \sum_{g=0}^{N_{ph}-1} \sum_{n_{impair}} \frac{i_g(0s, g)}{\Theta_{oe} \cdot R_{sc}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} D_{sws}(n, \zeta_{oe}, \Theta_t) \cdot \sin \left[n \cdot (\Theta_s - g \cdot \frac{2\pi}{N_{ph}}) \right] \\ \dots + D_{swc}(n, \zeta_{oe}, \Theta_t) \cdot \cos \left[n \cdot (\Theta_s - g \cdot \frac{2\pi}{N_{ph}}) \right] \end{array} \right\} \quad (A.4)$$

Avec ζ_{oe} le coefficient d'arc dentaire de l'ouverture d'encoche.

Les résultats de la modélisation de la source électrique pour la machine de référence sont indiqués par la représentation de la densité linéique de courant (cf. figure 99). Les pics indiquent la densité linéique de courant pour chaque bobine et dans notre cas seules les phases 1 et 2 du bobinage sont modélisées donc 16 bobines sur les 24 au total car nous nous sommes placés à l'instant $t=0$.

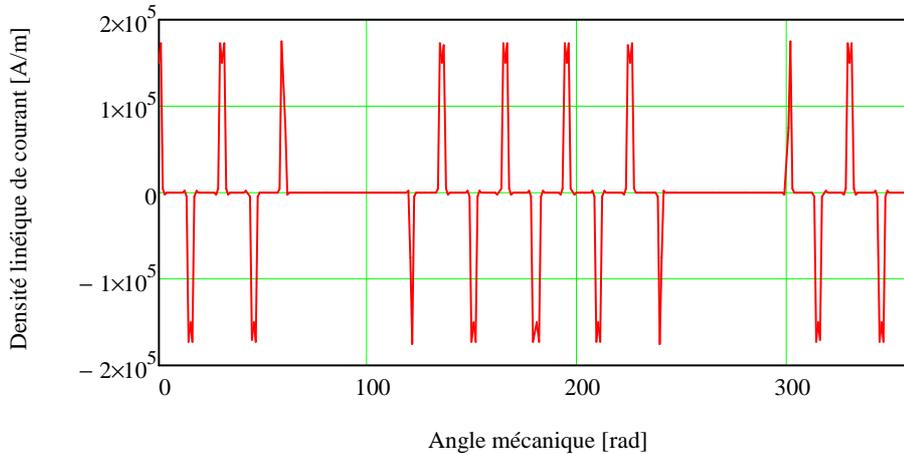


Figure 99 : Densité linéique de courant pour la machine de référence

Annexe B : Constantes d'intégration

Dans cette annexe, nous allons donner les expressions des constantes d'intégration des grandeurs électromagnétiques du modèle analytique par équation de Maxwell (cf. chap.2 III.2.1).

- **Constantes d'intégration pour un fonctionnement à vide**

$$F_{kIa_n} = \frac{4 \cdot \sin\left(n \cdot p \cdot \alpha_p \cdot \frac{\Theta_p}{2}\right)}{n \cdot \pi \cdot [1 - (n \cdot p)^2]} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \left[1 + \left(\frac{R_r}{R_a}\right)^{2 \cdot n \cdot p} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_r}{R_a}\right)^{n \cdot p + 1} - 1 \right] + n \cdot p \cdot \left[1 + \frac{1}{n \cdot p} \cdot \left(\frac{R_r}{R_a}\right)^{n \cdot p + 1} \right] \\ \mu_{ra} \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}}\right)^{2 \cdot n \cdot p} - 1 \right] \\ \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_a}\right)^{2 \cdot n \cdot p} \right] \\ \left[1 + \left(\frac{R_r}{R_a}\right)^{2 \cdot n \cdot p} \right] - \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_a}\right)^{2 \cdot n \cdot p} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}}\right)^{2 \cdot n \cdot p} + 1 \right] \end{array} \right\} \quad (\text{B.1})$$

$$E_{kIIa_n} = \frac{4 \cdot \sin\left(n \cdot p \cdot \alpha_p \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{n \cdot \pi \cdot [1 - (n \cdot p)^2]} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \mu_{ra} \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}}\right)^{2 \cdot n \cdot p} - 1 \right] \cdot \left[n \cdot p + \left(\frac{R_r}{R_a}\right)^{n \cdot p + 1} \right] + \left[1 + \left(\frac{R_a}{R_{sc}}\right)^{2 \cdot n \cdot p} \right] \\ \mu_{ra} \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}}\right)^{2 \cdot n \cdot p} - 1 \right] \\ \left[\left(\frac{R_r}{R_a}\right)^{n \cdot p + 1} - 1 \right] \\ \left[1 + \left(\frac{R_r}{R_a}\right)^{2 \cdot n \cdot p} \right] - \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_a}\right)^{2 \cdot n \cdot p} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}}\right)^{2 \cdot n \cdot p} + 1 \right] \end{array} \right\} \quad (\text{B.2})$$

- Constantes d'intégration pour un fonctionnement en charge sans aimant

$$E_{klc_n} = \left\{ \frac{\left[1 - \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right] + \mu_{ra} \cdot \left[1 + \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right]}{n \cdot \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{2.n} + 1 \right] - n \cdot \mu_{ra} \cdot \left[1 + \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{2.n} - 1 \right]} \right\} \quad (\text{B.3})$$

$$F_{klc_n} = \left\{ \frac{\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^n \cdot \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right] - \mu_{ra} \cdot \left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^n \cdot \left[1 + \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right]}{n \cdot \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{2.n} + 1 \right] - n \cdot \mu_{ra} \cdot \left[1 + \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{2.n} - 1 \right]} \right\} \quad (\text{B.4})$$

$$G_{klc_n} = \left\{ \frac{\left[1 - \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right] + \mu_{ra} \cdot \left[1 + \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right]}{n \cdot \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{2.n} + 1 \right] - n \cdot \mu_{ra} \cdot \left[1 + \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{2.n} - 1 \right]} \right\} \quad (\text{B.5})$$

$$H_{klc_n} = \left\{ \frac{\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^n \cdot \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right] - \mu_{ra} \cdot \left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^n \cdot \left[1 + \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right]}{n \cdot \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{2.n} + 1 \right] - n \cdot \mu_{ra} \cdot \left[1 + \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2.n} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{2.n} - 1 \right]} \right\} \quad (\text{B.6})$$

$$E_{kIIc_n} = \left\{ \frac{2 \cdot \mu_{ra} \cdot \left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^n}{n \cdot \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2n} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{2n} + 1 \right] - n \cdot \mu_{ra} \cdot \left[1 + \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2n} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{2n} - 1 \right]} \right\} \quad (\text{B.7})$$

$$G_{kIIc_n} = \left\{ \frac{2 \cdot \mu_{ra} \cdot \left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^n}{n \cdot \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2n} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{2n} + 1 \right] - n \cdot \mu_{ra} \cdot \left[1 + \left(\frac{R_r}{R_a} \right)^{2n} \right] \cdot \left[\left(\frac{R_a}{R_{sc}} \right)^{2n} - 1 \right]} \right\} \quad (\text{B.8})$$

Annexe C : Modélisation géométrique

Nous allons présenter ici les caractéristiques statoriques du modèle analytique en particulier ceux nécessaires au calcul des pertes fer (cf. chap.2 III.2.3). Le tableau 1 présente les caractéristiques de la tôle statorique utilisée dans la modélisation.

Tableau 18. Caractéristiques géométriques de la tôle Fev 250 35 HA

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>
Masse volumique mv_{stat} [kg / m^3]	7600
Epaisseur de la tôle e_{tole} [mm]	0,35
Coefficient de foisonnement k_f [-]	0,97
Nombre de tôles N_{tole} [-]	180
Coefficient d'hystérésis k_{hyst} [$W \cdot sec / T^2 \cdot kg$]	$1,221 \cdot 10^{-6}$
Coefficient des courants de Foucault k_{Fouc} [$W \cdot sec^2 / T^2 \cdot kg$]	$2,941 \cdot 10^{-3}$

- **Masse de la culasse statorique**

La masse de la culasse statorique m_{cs} est définie par :

$$m_{cs} = k_f \cdot L_{fer} \cdot S_{cs} \cdot mv_{stat} \quad (C.1)$$

Avec S_{cs} la surface de la culasse statorique qui est définie par :

$$S_{cs} = \pi \cdot (R_{ext}^2 - R_{cs}^2). \quad (C.2)$$

Avec R_{ext} le rayon extérieur du stator et R_{cs} le rayon à la surface de la culasse statorique.

- **Masse des dents**

Dans le stator, les dents de la MSAP avec un bobinage dentaire à double couches sont supposées droites. Elles se décomposent en deux parties : celle sans les becs et celle des becs. La masse de la partie des dents sans becs m_{sb} et la masse de la partie des becs de dents m_b sont définies respectivement par :

$$m_{sb} = k_f \cdot L_{fer} \cdot N_d \cdot S_{sb} \cdot mv_{stat} \quad (C.3)$$

$$m_b = k_f \cdot L_{fer} \cdot N_d \cdot S_b \cdot mv_{stat} \quad (C.4)$$

Avec N_d le nombre de dents statoriques ; S_{sb} et S_b respectivement la surface de la dent sans les becs et celle des becs qui sont définies par :

$$S_{sb} = h_d \cdot l_d \quad (C.5)$$

$$S_b = h_{is} \cdot (l_d + 2 \cdot l_{is}) \quad (C.6)$$

où l_d représente la largeur d'une dent, l_{is} la largeur des isthmes d'une dent, h_d la hauteur d'une dent et h_{is} la hauteur des isthmes d'une dent.

Par conséquent, la masse totale des dents est alors exprimée par :

$$m_d = m_{sb} + m_b \quad (C.7)$$

Annexe D : Paramètres des machines

Les paramètres géométriques des quatre machines sont présentés dans cette annexe :

Tableau 19. Paramètres géométriques

Paramètres	Valeurs			
	Aimants Surface	Aimants I	Aimants U	Concentration de flux
Nombre de paires de pôles, p [-]	11	11	11	11
Nombre de phases, N_{ph} [-]	3	3	3	3
Nombre total d'encoches, Q_s [-]	24	24	24	24
Angle mécanique de l'ouverture polaire, Θ_p [rad.]	π/p	π/p	π/p	π/p
Angle mécanique dentaire, Θ_t [rad]	$2\pi/Q_s$	$2\pi/Q_s$	$2\pi/Q_s$	$2\pi/Q_s$
Coefficient d'arc polaire de l'ouverture des aimants, $\alpha_p = \Theta_a / \Theta_p$ [%]	76			
Coefficient d'arc dentaire de l'ouverture d'encoche $\zeta_{oe} = \Theta_{oe} / \Theta_t$ [%]	18,4	18,4	18,4	18,4
Largeur d'une dent l_d [mm]	11	11	11	11
Hauteur d'une dent h_d [mm]	19	19	19	19
Largeur des isthmes d'une dent l_{is} [mm]	3,2	3,2	3,2	3,2
Hauteur des isthmes d'une dent h_{is} [mm]	2	2	2	2
Largeur des aimants l_a [mm]		3,3	3	$3,4(l_{a1})$ $3,7(l_{a2})$
Longueur des aimants L_a [mm]		20	7,5	19
Rayon intérieur de la machine, R_{int} [mm]	67	60,1	60,1	57,5
Rayon à la surface de la culasse statorique, R_{cs} [mm]	100	100	100	100
Rayon à la surface du stator, R_s [mm]	79	79	79	79
Rayon à la surface des aimants, R_a [mm]	78,2			
Rayon à la surface de la culasse rotorique, R_r [mm]	74,2	78,2	78,2	78,2
Rayon extérieur de la machine, R_{ext} [mm]	106	106	106	106
Section d'un conducteur, S_{cond} [mm^2]	2,48	2,48	2,48	2,48
Nombre de spires par bobine [-]	27	27	27	27
Longueur de fer, L_{fer} [mm]	63	63	63	63

Les paramètres géométriques de la machine de référence (structure à aimants en surface) sont indiqués sur la figure 100 et ceux du rotor des 3 structures à aimants enterrés sur les figures 101, 102 et 103.

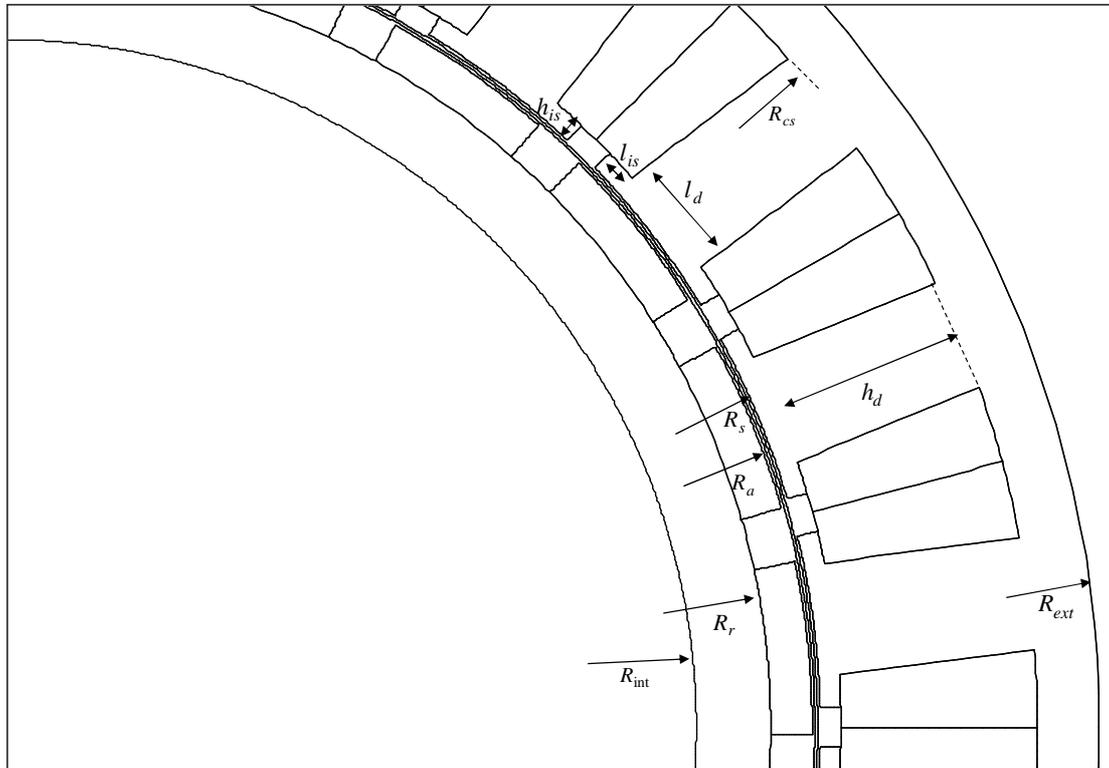


Figure 100 : Géométrie de la machine à aimants en surface

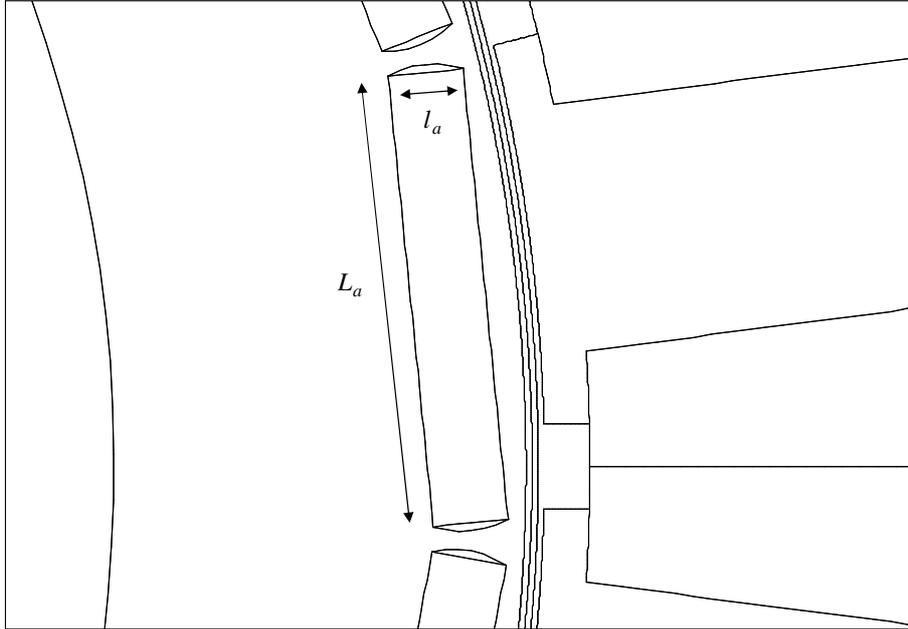


Figure 101 : Géométrie du rotor de la structure en I

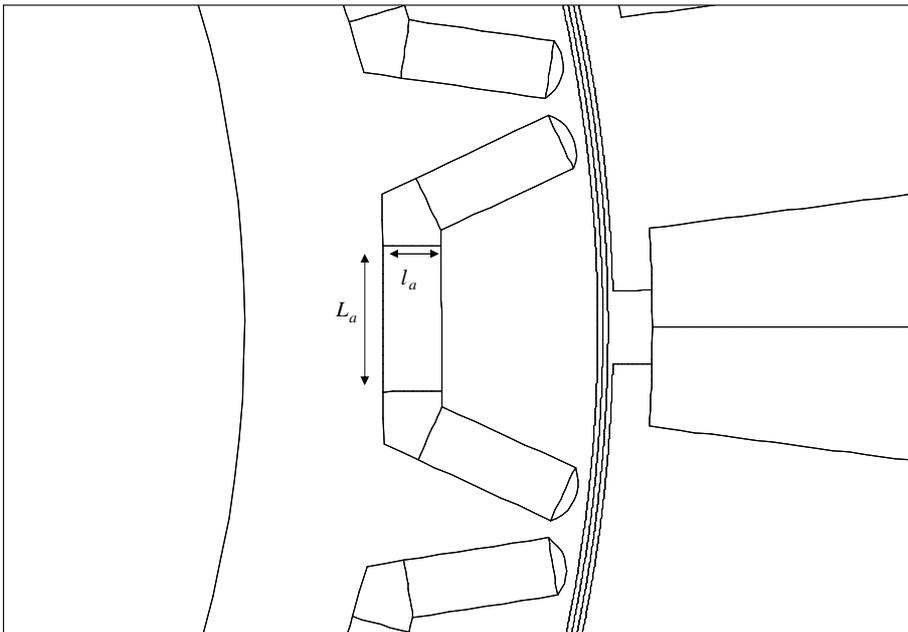


Figure 102 : Géométrie du rotor de la structure en U

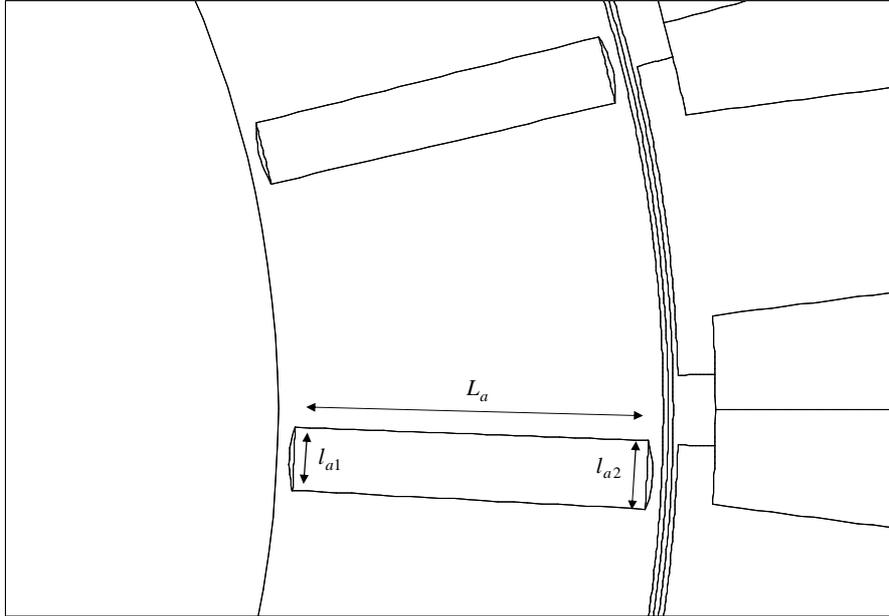


Figure 103 : Géométrie du rotor de la structure à concentration de flux

Comparaisons théorique et expérimentale de machines à aimants permanents pour la traction de véhicules électriques

Résumé: Le travail de thèse s'inscrit dans le cadre du projet TRAX. Il s'agit là du développement de moteurs électriques destinés à la traction des petits véhicules électriques urbains. Les caractéristiques clés d'une machine électrique pour une application de traction sont le couple, le rendement, la fiabilité, l'encombrement et la plage de vitesse à puissance maximale (défluxage). Les machines électriques à aimants permanents répondent à ces exigences. C'est pourquoi ce travail de thèse s'est intéressé à l'étude des performances de machines à aimants permanents en proposant une étude comparative. Un état de l'art basé sur l'étude des brevets des machines électriques dans les applications automobiles est réalisé. Une description des dernières avancées des moteurs électriques principalement des structures à aimants permanents est fournie. Nous avons modélisé une première machine avec une méthode analytique simplifiée basée sur la résolution des équations de Maxwell en 2D. Cette méthode est confrontée à une méthode numérique. Trois nouvelles machines sont définies à partir de la première en modifiant la configuration du rotor. La comparaison de quatre structures à aimants permanents est réalisée par des modèles numériques. Les performances à vide et en charge ainsi que le calcul des inductances dans l'axe direct et en quadrature sont évaluées. Les résultats théoriques sont comparés aux essais expérimentaux.

Mots-clés: Machines à aimants permanents, brevet, comparaison, configuration, équations de Maxwell, modèle numérique, performances, essais expérimentaux.

Theoretical and experimental comparison of permanent magnet machines for the electric vehicles traction

Abstract: The thesis is part of the TRAX project. It deals with development of electric motors used for traction of small urban electric vehicles. The key characteristics of an electric machine for traction application are the torque, efficiency, reliability, size and flux-weakening. The permanent magnets electric machines meet these requirements. That's why this thesis takes interest in the performances of permanent magnets machines by proposing a comparative study. A study of patents for electrical machines in automotive applications is realized. A description of the latest advances in electrical motors, mainly in permanent magnet structures, is provided. We started to model a first machine with a simplified analytical method based on the resolution of Maxwell's equations in 2D. This method is compared with a numerical method. Three new machines are defined from the first one by changing the configuration of the rotor. The comparison of four structures with permanent magnets is realized by numerical models. No load and load performances, as well as the calculation of inductances in the direct and quadrature axis, are evaluated. The theoretical results are compared with experimental tests.

Keywords: Permanent magnets machines, patent, comparison, configuration, Maxwell's equations, numerical model, performances, experimental tests.

The logo for SPIM (École doctorale SPIM) features a stylized white 'S' on a yellow horizontal bar, followed by the letters 'P', 'I', and 'M' in a large, white, sans-serif font.