HAL
open science

Conception multi-physique de machines électriques à flux radial et axial pour des applications à entraînement direct

Paul Akiki

To cite this version:

Paul Akiki. Conception multi-physique de machines électriques à flux radial et axial pour des applications à entraînement direct. Autre. Université Paris Saclay (COmUE), 2017. Français. NNT : 2017SACLC055 . tel-01599943

HAL Id: tel-01599943

https://theses.hal.science/tel-01599943v1

Submitted on 2 Oct 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.

NNT : 2017SACLC055

THÈSE DE DOCTORAT
DE
L'UNIVERSITÉ PARIS-SACLAY
PRÉPARÉE À
CENTRALESUPÉLEC

ÉCOLE DOCTORALE N° 575
Physique et ingénierie : Électrons, Photons, Sciences du vivant

Spécialité de doctorat : Génie électrique

Par

M. Paul AKIKI

Conception multi-physique de machines électriques à flux radial et axial pour des applications à entraînement direct

Thèse présentée et soutenue à Gif-sur-Yvette, le 21 Septembre 2017 :

Composition du Jury :

M. Lanfranchi Vincent	Professeur, Université de Technologie de Compiègne	Président du jury
M. Amara Yacine	Professeur, Université du Havre	Rapporteur
M. Hecquet Michel	Professeur, École Centrale de Lille	Rapporteur
M. Roger Daniel	Professeur, Université d'Artois	Examinateur
M. Krebs Guillaume	Maître de conférences, Université Paris-Sud	Examinateur
M. Bensetti Mohamed	Maître de conférences HDR, CentraleSupélec	Directeur de thèse
Mme. Hage-Hassan Maya	Maître de conférences, CentraleSupélec	Examinatrice
M. Vannier Jean-Claude	Professeur, CentraleSupélec	Examinateur
M. McClelland Mike	Directeur Motors and Drives, Moteurs Leroy-Somer	Invité

Remerciements

Je tiens à remercier d'abord M. Michel Hecquet (Professeur à l'École Centrale de Lille) et M. Yacine Amara (Professeur à l'Université du Havre) pour m'avoir fait l'honneur de rapporter sur ma thèse ainsi que pour leurs apports scientifiques et leurs remarques qui ont permis d'enrichir ces travaux. Aux mêmes titres, je remercie M. Vincent Lanfranchi (Professeur à l'UTC) et M. Daniel Roger (Professeur à l'Université d'Artois) pour leurs rôles d'examinateurs et l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux. Je remercie également M. Guillaume Krebs (Maître de conférences à l'Université Paris-Sud et responsable du thème actionnement et capteurs au laboratoire GeePs) pour sa participation au jury en qualité d'examinateur et pour les multiples échanges scientifiques que nous avons pu avoir au fil de ces années.

J'adresse mes sincères remerciements à M. Jean-Claude Vannier, directeur du département Énergie, pour m'avoir mis en contact avec la société Leroy-Somer dans le but de réaliser cette thèse ainsi que pour sa confiance et pour les discussions enrichissantes que nous avons eues durant la thèse. J'exprime ma gratitude à mon directeur de thèse M. Mohamed Bensetti qui a été présent et actif tout au long de la thèse. Son engagement et son soutien face aux difficultés rencontrées m'ont permis de mener mes travaux dans les meilleures conditions. Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à mon encadrante Mme. Maya Hage-Hassan pour son engagement, sa disponibilité au quotidien et son professionnalisme. Sa rigueur et son exigence m'ont poussé à faire de mon mieux durant ces années de thèse. De même, je remercie M. Philippe Dessante pour sa participation à l'encadrement et pour le temps qu'il a pu me consacrer.

Je remercie tous les enseignants-chercheurs du laboratoire GeePs et en particulier le directeur M. Claude Marchand pour leur accueil et les discussions techniques et amicales que nous avons pu avoir. Je n'oublie pas l'équipe technique et administrative, en particulier Mme. Stéphanie Douesnard, pour leur aide au quotidien. Merci à vous tous.

Ma sincère gratitude est adressée à la société Leroy-Somer, en particulier aux personnes qui ont participé au suivi des travaux de thèse. Je remercie M. Cédric Plasse, pour sa confiance et son suivi de cette thèse CIFRE. J'exprime également ma reconnaissance à M. Jacques Saint-Michel, pour avoir partagé toute son expertise technique et scientifique du domaine des machines électriques. Je remercie M. Xavier Jannot, M. Philippe Manfè et M. Mike McClelland pour leur expertise et leurs conseils. Je suis également très reconnaissant à M. Benjamin Dagusé, M. Dany Prieto et M. Alejandro Fernandez pour leur disponibilité et les échanges scientifiques de très grande qualité qui m'ont permis d'avancer durant ces trois années. Je souhaite aussi remercier tous les collègues de Leroy-Somer avec lesquels il a été un vrai plaisir de travailler.

Il est temps maintenant de remercier tous les collègues doctorants et désormais amis. Je pense particulièrement à tous ceux avec qui nous avons partagé des moments inoubliables lors des pauses et des séances de « bang ». Une ligne à part bien méritée pour mon collègue de bureau durant toutes ces années : Teodor Wisniewski. Sa bonne humeur et ses conseils lors des séances de musculation resteront dans ma mémoire. Mes pensées vont également à mes amis ici en France et au Liban. Je les remercie pour leur soutien et leurs encouragements durant cette aventure.

Enfin, je remercie ma famille et mes parents qu'ils trouvent ici toute ma gratitude. Je suis fort reconnaissant de leur confiance, leur soutien, et leurs nombreux encouragements durant toutes ces années.

Table des matières

Liste des figures.....7

Liste des tableaux.....13

Introduction générale..... 15

Chapitre 1 État de l'art des machines électriques à courant alternatif 21

1.1 Introduction..... 23

1.2 Caractéristiques de l'application visée..... 24

1.3 Présentation générale des machines à courant alternatif..... 25

1.4 Étude bibliographique : applications à entraînement direct..... 39

1.5 Conclusion 50

Chapitre 2 Étude comparative par éléments finis de structures à flux radial. 53

2.1 Introduction..... 55

2.2 Calcul des performances électromagnétiques..... 55

2.3 Première comparaison de machines à flux radial : structures de base 58

2.4 Deuxième comparaison de machines à flux radial : structures modifiées 71

2.5 Choix du nombre de dents et du nombre de pôles de la machine en multi-V 73

2.6 Conclusion 90

Chapitre 3 Modélisation analytique multi-physique de la machine 18/16 à flux radial 93

3.1 Introduction..... 96

3.2 Modèle magnétique..... 97

3.3 Modèle électrique..... 125

3.4 Modèle énergétique..... 129

3.5 Modèle thermique..... 134

3.6 Modèle mécanique 149

3.7 Modèle technico-économique..... 154

3.8 Couplage des modèles..... 154

3.9 Conclusion 157

Chapitre 4 Optimisation multi-objectifs et validation expérimentale de la machine à flux radial 159
4.1 Introduction 161
4.2 Principes généraux de l'optimisation 161
4.3 Formulation du problème d'optimisation 164
4.4 Méthode d'optimisation adoptée 167
4.5 Première optimisation: définition du prototype 169
4.6 Validation expérimentale du modèle multi-physique 173
4.7 Optimisations avec diamètre extérieur fixe et variable 185
4.8 Évaluation des gains technico-économiques 188
4.9 Conclusion 189

Chapitre 5 Étude et modélisation de la machine 18/16 à flux axial 191
5.1 Introduction 193
5.2 Étude en éléments finis de la machine à flux axial 194
5.3 Modélisation analytique multi-physique de la machine à flux axial 209
5.4 Optimisation de la machine à flux axial 225
5.5 Comparaison avec la machine à flux radial 231
5.6 Conclusion 233

Conclusion générale 235

Bibliographie 241

Publications 253

Liste des figures

Figure 1.1 : Roue de Barlow, 1822 [Kit17] 23
Figure 1.2 : Moteur asynchrone à cage d'écureuil de Dolivo-Dobrowolski, 1889 [Kit17] 23
Figure 1.3 : Machine synchrone de Haselwander, 1887 [Kit17] 23
Figure 1.4 : Système conventionnel à entraînement indirect 24
Figure 1.5 : Système à entraînement direct 25
Figure 1.6 : Direction du flux radial 26
Figure 1.7 : Classification des principales catégories de machines à flux radial 26
Figure 1.8 : Machine asynchrone à rotor bobiné [Kol10] 27
Figure 1.9 : Machine asynchrone à rotor à cage [Gro06] 27
Figure 1.10 : Machine synchrone à rotor bobiné [Fit03] 27
Figure 1.11 : Topologies des rotors avec aimants permanents [Cha08] 28
Figure 1.12 : Machines synchrones à aimants permanents au stator [Zhu14] 29
Figure 1.13 : Machines à excitation hybride non-conventionnelles [Zhu14] 29
Figure 1.14 : Machine synchrone à excitation hybride au rotor [Luo00, Zhu14] 30
Figure 1.15 : Structure à commutation de flux et excitation hybride. [Zhu14] 30
Figure 1.16 : Rotors de machines synchro-réluctantes [Ram06] 31
Figure 1.17 : Machine à réluctance variable [Mul93] 31
Figure 1.18 : Direction du flux axial 32
Figure 1.19 : Machine à flux axial 1 stator / 1 rotor [Ayd13] 32
Figure 1.20 : Classification des principales catégories de machines à flux axial 33
Figure 1.21 : Machine asynchrone à flux axial double stator et simple rotor [Zha10] 33
Figure 1.22 : Machine asynchrone à flux axial double rotor et simple stator [Kal15] 33
Figure 1.23 : AFIS à stator non encoché et bobinage toroïdal. 34
Figure 1.24 : AFIS à stator encoché et bobinage toroïdal 35
Figure 1.25 : AFIS à stator encoché et bobinage réparti 35
Figure 1.26 : Machine à flux axial avec aimants enterrés et bobinage sur dents [Bom09] 36
Figure 1.27 : Machines AFIS à commutation de flux [Kab15] 36
Figure 1.28 : Machine AFIS à réluctance variable [Mad14] 36
Figure 1.29 : AFIR à stator encoché et bobinage réparti 37
Figure 1.30 : AFIR à stator non encoché et bobinage toroïdal 37
Figure 1.31 : Machine à flux axial « multi-étages » à stator interne [Ayd04] 38
Figure 1.32 : Machine à flux axial « multi-étages » à rotor interne [Düc16] 38
Figure 1.33 : Module élémentaire d'une machine à flux transverse [Kre15] 38
Figure 1.34 : Comparaison des machines asynchrones et synchrones pour la propulsion marine [Lat05] 40
Figure 1.35 : Machines synchrones et asynchrones comparées pour une application de traction électrique [Jia12] 40
Figure 1.36 : Machines synchrones et asynchrones comparées pour une application de véhicule hybride [Dor10] 41
Figure 1.37 : Machine synchro-réluctante assistée d'aimants permanents [Var09] 41
Figure 1.38 : Machines asynchrones et à réluctance variable comparées pour une application de véhicule hybride [Dor10] 42
Figure 1.39 : Machines asynchrones et synchrones à flux axial [Zha10] 42
Figure 1.40 : Pôles symétrique en V [Kim13] 43
Figure 1.41 : Pôles asymétriques en V [Kim14] 43
Figure 1.42 : Machine à rotor et à arbre solidaire avec des aimants intérieurs [Elr14] 43
Figure 1.43 : Machine à 2 stators et 1 rotor et bobinage distribué [Wan11] 44
Figure 1.44 : Machine à 2 rotors et 1 stator et bobinage toroïdal [Qu02] 44
Figure 1.45 : Machine à modulation de flux [Fan14] 44
Figure 1.46 : Machine Vernier à rotor extérieur [Ho11a] 44
Figure 1.47 : Machine à commutation de flux et rotor segmenté [Zul12] 45
Figure 1.48 : Machine à commutation de flux et aimants en V [Zho13] 45
Figure 1.49 : Machine à commutation de flux et double entrefer [Gan14] 45
Figure 1.50 : Machine synchro-réluctante à multi-barrières [Mor14] 46
Figure 1.51 : Machine à 2 stators et 1 rotor segmenté [Chi11] 46
Figure 1.52 : Machine à 2 stators et 1 rotor à aimants insérés [Ara11] 46
Figure 1.53 : Moteur AFIR avec des circuits magnétiques en U [Jun08] 47
Figure 1.54 : Machine à rotor intérieur et 2 stators décalés d'un pas dentaire [Zha13] 47
Figure 1.55 : Machine AFIR à commutation de flux [Lin11] 47
Figure 1.56 : Machine AFIS à commutation de flux [Hao12] 47
Figure 1.57 : Machine AFIR à réluctance variable [Dal07] 48

Figure 1.58 : Machine AFIS à modulation de flux [Ho11b] ... 48
Figure 1.59 : Exemple du tableau de classification des machines suite à la recherche bibliographique ... 49
Figure 1.60 : Exemple d'application du tableau croisé dynamique sous Excel ... 49
Figure 2.1 : Schéma de principe de la machine modélisée en éléments finis 2D ... 55
Figure 2.2 : Repère (d,q) pour la modélisation EF ... 56
Figure 2.3 : Schéma vectoriel dans le repère (d,q) ... 56
Figure 2.4 : Évolution du couple sur une période électrique ... 57
Figure 2.5 : Représentation des points de calculs du couple moyen sur une période du couple ... 57
Figure 2.6 : Structures étudiées lors de la 1ère comparaison de machines à flux radial ... 59
Figure 2.7 : Diagramme du bobinage stator à 12 dents ... 60
Figure 2.8 : Diagramme d'un système triphasé direct ... 60
Figure 2.9 : Diagramme du bobinage d'une machine à commutation de flux avec 12 dents ... 61
Figure 2.10 : Machine à commutation de flux 12/10 ... 61
Figure 2.11 : Machine à commutation de flux 12/14 ... 61
Figure 2.12 : Variation de l'induction B en fonction du champ magnétique H [Cou94] ... 62
Figure 2.13 : Courbe B(H) de la tôle M400P-50 avec un zoom sur la zone linéaire ... 63
Figure 2.14 : Courbes de polarisation et d'induction des aimants permanents de type terres rares [Dum12] 64
Figure 2.15 : Évolution des propriétés des aimants en fonction de la température [Lec07] ... 65
Figure 2.16 : Évolution du prix du néodyme depuis 2002 [Bru15] ... 65
Figure 2.17 : Couple moyen en fonction de l'angle du courant α pour I = 50 A ... 67
Figure 2.18 : Couple moyen en fonction de l'angle du courant α pour I = 150 A ... 67
Figure 2.19 : Couple moyen en fonction du courant avec α_{opt} ... 68
Figure 2.20 : Lignes de champ de la machine à commutation de flux 12/14 avec I = 50 A et α = 0 °elec ... 69
Figure 2.21 : Lignes de champ de la machine à commutation de flux 12/14 avec I = 150 A et α = 0 °elec ... 69
Figure 2.22 : Couple moyen en fonction du facteur de puissance pour la machine à aimants en surface avec I = 50 A ... 70
Figure 2.23 : Couple moyen en fonction du facteur de puissance pour I = 50 A (1ère comparaison) ... 70
Figure 2.24 : Machines à commutation de flux à ouvertures angulaires égales ... 71
Figure 2.25 : Machine à plusieurs barrières de flux ... 71
Figure 2.26 : Sens d'aimantation des aimants pour les machines à plusieurs barrières de flux ... 72
Figure 2.27 : Couple moyen en fonction du facteur de puissance pour I = 50 A (2ème comparaison) ... 73
Figure 2.28 : Paramètres géométrique d'une barrière en V ... 74
Figure 2.29 : Variation du volume de la barrière selon l'inclinaison δ ... 74
Figure 2.30 : Machine 18/16 à aimants en multi-V ... 75
Figure 2.31 : Couple moyen en fonction de l'angle de courant pour la machine de référence 18/16 ... 76
Figure 2.32 : Couple de saillance pour différentes valeurs de δ ... 77
Figure 2.33 : Couple de saillance pour différents nombre de barrières ... 77
Figure 2.34 : Couple moyen pour différentes valeurs de δ à volume d'aimants constant ... 78
Figure 2.35 : Facteur de puissance pour différentes valeurs de δ à volume d'aimants constant ... 78
Figure 2.36 : Couple moyen pour différentes valeurs de δ avec 100 % d'aimants dans les barrières ... 79
Figure 2.37 : Facteur de puissance pour différentes valeurs de δ avec 100 % d'aimants dans les barrières ... 79
Figure 2.38 : Ondulation de couple de la machine de référence 18/16 avec α = 20°elec ... 80
Figure 2.39 : Machine 12/10 à aimants en multi-V ... 80
Figure 2.40 : Couple moyen en fonction de l'angle de courant pour la machine de référence 12/10 ... 81
Figure 2.41 : Facteur de puissance en fonction de l'angle de courant pour la machine de référence 12/10 ... 82
Figure 2.42 : Ondulation de couple de la machine 12/10 de référence ... 82
Figure 2.43 : Décomposition harmonique du couple de la machine 12/10 de référence ... 82
Figure 2.44 : Exemple de vrillage de rotor par pas ... 83
Figure 2.45 : Ondulation de couple sans et avec vrillage du rotor de 15°elec ... 83
Figure 2.46 : Ondulation de couple en fonction de δ à volume d'aimant constant ... 84
Figure 2.47 : Variables utilisées dans le plan d'expériences ... 85
Figure 2.48 : Résultats du plan d'expériences pour le couple moyen ... 85
Figure 2.49 : Résultats du plan d'expériences pour le 1er harmonique ... 86
Figure 2.50 : Résultats du plan d'expériences pour le 2ème harmonique ... 86
Figure 2.51 : Ondulation de couple avec la réduction du 2ème harmonique par pôles asymétriques ... 87
Figure 2.52 : FFT de l'ondulation de couple avec la réduction du 2ème harmonique par pôles asymétriques ... 87
Figure 2.53 : Ondulation de couple avec la 1ère stratégie ... 88
Figure 2.54 : Ondulation de couple avec la 2ème stratégie ... 89
Figure 2.55 : Ondulation de couple avec la 2ème stratégie et δ = 5° ... 89
Figure 3.1 : Synoptique du modèle multi-physique ... 96
Figure 3.2 : Structure de la machine 18/16 modélisée ... 97
Figure 3.3 : Schéma général du moteur à multi-V ... 99
Figure 3.4 : Bobinage de la moitié de la machine 18/16 ... 99
Figure 3.5 : Lignes de champ idéalisées dans une encoche ... 100

Figure 3.6 : Entrefer additionnel sous une encoche stator 101
Figure 3.7 : Grandeurs géométriques de la machine 102
Figure 3.8 : Lignes de champ entrefer-dent statorique 102
Figure 3.9 : Profil de la variation de l'induction dans la dent statorique due uniquement à l'induction de l'entrefer 103
Figure 3.10 : Fuites tangentielles entre les dents 104
Figure 3.11 : Evolution linéaire du courant dans une encoche 105
Figure 3.12 : Modèle de la culasse du stator 107
Figure 3.13 : Grandeurs géométriques d'un demi-pôle rotorique 108
Figure 3.14 : Schéma d'un pôle rotorique 109
Figure 3.15 : Flux au rotor et chemins moyens dans les dents rotoriques 109
Figure 3.16 : Modèle de la pièce polaire 111
Figure 3.17 : Saturation locale entre deux ponts tangentiels 111
Figure 3.18 : Schéma général du moteur à multi-V 112
Figure 3.19 : Modèle du pont tangentiel 114
Figure 3.20 : Illustration de la méthode Newton-Raphson 116
Figure 3.21 : Induction dans l'entrefer avec un rotor passif et un circuit magnétique linéaire ($\mu_r = 10^6$) 118
Figure 3.22 : Induction d'entrefer en MA et en EF (I_{eff} = 28 A, α = 10°elec) 119
Figure 3.23 : Induction d'entrefer en MA et en EF (I_{eff} = 43 A, α = 10°elec) 119
Figure 3.24 : Induction dans les dents du stator en MA et en EF (I_{eff} = 43 A, α = 10°elec) 120
Figure 3.25 : Induction dans la culasse du stator en MA et en EF (I_{eff} = 43 A, α = 10°elec) 120
Figure 3.26 : Induction dans les ponts tangentiel en MA et en EF (I_{eff} = 43 A, α = 10°elec) 121
Figure 3.27 : Induction de la pièce polaire en MA et en EF (I_{eff} = 43 A, α = 10°elec) 121
Figure 3.28 : Induction dans les dents rotoriques en MA et en EF (I_{eff} = 43 A, α = 10°elec) 122
Figure 3.29 : Comparaison du couple moyen en MA et en EF 122
Figure 3.30 : Comparaison du facteur de puissance interne en MA et en EF 123
Figure 3.31 : Comparaison de la tension interne en MA et en EF 124
Figure 3.32 : Maillage de la moitié du moteur 18/16 124
Figure 3.33 : Schéma électrique monophasé du moteur 125
Figure 3.34 : Géométrie des têtes de bobines 126
Figure 3.35 : Modèle 3D d'une dent statorique avec sa bobine 126
Figure 3.36 : Modèle 2D d'une dent statorique avec sa bobine (JMAG®) 127
Figure 3.37 : Modèle 2D d'une dent statorique avec sa bobine (FEMM) 127
Figure 3.38 : Schéma vectoriel en tension 128
Figure 3.39 : Pertes dans la tôle M400P-50 : données constructeur et courbes analytique 130
Figure 3.40 : Évolutions temporelles des inductions dans une dent et dans la culasse du stator 131
Figure 3.41 : Comparaison des pertes fer stator en MA et en EF 132
Figure 3.42 : Évolutions temporelles des inductions dans une dent du rotor et dans une pièce polaire du moteur M_1 132
Figure 3.43 : Pertes fer rotor des moteurs M_1 et M_2 en EF 133
Figure 3.44 : Modèle thermique d'un élément cylindrique 136
Figure 3.45 : Modèle thermique d'un élément parallélépipédique 137
Figure 3.46 : Circuit équivalent des dents statoriques 138
Figure 3.47 : Circuit équivalent du bobinage actif dans les encoches 139
Figure 3.48 : Circuit équivalent de la culasse du stator 139
Figure 3.49 : Circuit équivalent des têtes de bobines 140
Figure 3.50 : Circuit équivalent du rotor 140
Figure 3.51 : Circuit équivalent de la culasse du rotor 141
Figure 3.52 : Circuit équivalent de l'entrefer 142
Figure 3.53 : Circuit équivalent de l'arbre du moteur 143
Figure 3.54 : Carter avec ailettes 144
Figure 3.55 : Circuit thermique du moteur 146
Figure 3.56 : Loi des nœuds – nœud quelconque 147
Figure 3.57 : Loi des nœuds – nœud relié à T_{amb} 147
Figure 3.58 : Convention de signe pour la matrice d'incidence [**A**] 148
Figure 3.59 : Vue 3D du moteur modélisé avec MotorCad® 149
Figure 3.60 : Ponts radiaux et tangentiels au rotor 150
Figure 3.61 : Forces exercées sur un secteur 150
Figure 3.62 : Dimensions géométriques des ponts radial et tangentiel 151
Figure 3.63 : Pont rotorique 152
Figure 3.64 : Modèle mécanique pour un rotor à deux barrières 153
Figure 3.65 : Couplage multi-physique des modèles 155
Figure 3.66 : L'organigramme de résolution de la boucle thermique [Jan10] 156
Figure 4.1 : Illustration du front de Pareto 162

Figure 4.2 : Bilan des puissances 164
Figure 4.3 : Variables géométriques de l'optimisation 165
Figure 4.4 : Synoptique de l'algorithme NSGA-II 168
Figure 4.5 : Procédure du NSGA-II [Deb02] 169
Figure 4.6 : Front de Pareto à l'issue de l'optimisation 170
Figure 4.7 : Évolution des performances le long du front de Pareto 171
Figure 4.8 : Évolution des variables le long du front de Pareto 172
Figure 4.9 : Ondulation de couple du prototype 173
Figure 4.10 : Tôles du prototype : stator et rotor 173
Figure 4.11 : Rotor du prototype 174
Figure 4.12 : Moteur du prototype 174
Figure 4.13 : Emplacement des capteurs de températures 174
Figure 4.14 : Banc expérimental 175
Figure 4.15 : Appareils de mesures 176
Figure 4.16 : Logiciels d'acquisition de données 176
Figure 4.17 : Représentation schématique du banc expérimental 176
Figure 4.18 : Carter réel du prototype 177
Figure 4.19 : (T_{tb}-T_{act}) en fonction du facteur k à 12 A et 17 A 178
Figure 4.20 : Échauffement des têtes de bobines et du bobinage actif en fonction du facteur τ à 12 A et 17 A 179
Figure 4.21 : Validation expérimentale : performances à I_{eff} = 12 A 181
Figure 4.22 : Validation expérimentale : performances à I_{eff} = 17 A 182
Figure 4.23 : Validation expérimentale : performances à I_{eff} = 26 A 183
Figure 4.24 : Validation expérimentale : températures à I_{eff} = 12 A 184
Figure 4.25 : Validation expérimentale : températures à I_{eff} = 17 A 184
Figure 4.26 : Validation expérimentale : températures à I_{eff} = 26 A 184
Figure 4.27 : Fronts de Pareto des optimisations à D_{ext} fixe et variable 186
Figure 4.28 : Géométries des machines aux extrémités des fronts de Pareto 187
Figure 4.29 : Machine existante 48/8 à aimants en NdFeB et bobinage distribué 188
Figure 4.30 : Machine existante 27/24 à aimants en NdFeB et bobinage concentré sur dents 188
Figure 5.1 : Structure de base de la machine 18/16 à flux axial 194
Figure 5.2 : Sens d'aimantation des aimants 195
Figure 5.3 : Trajet du flux dans la machine 195
Figure 5.4 : Schéma des éléments du SMC [Sho07] 196
Figure 5.5 : Courbe B(H) du SMC Somaloy-700-3P 196
Figure 5.6 : Linéarisation de la machine axiale 197
Figure 5.7 : Surface modélisée lors du passage en 2D linéarisé 197
Figure 5.8 : Représentation des dents statoriques et des aimants axiaux avec un angle constant 198
Figure 5.9 : Représentation du bobinage et des aimants radiaux avec un angle constant 198
Figure 5.10 : Représentation du bobinage et des aimants radiaux avec une épaisseur constante (angle non constant) 199
Figure 5.11 : Maillage de la structure en 3D 200
Figure 5.12 : Maillage de la structure linéarisée en 2D 200
Figure 5.13 : Flux de la phase A en 3D et en 2D linéarisé (angles constants) 200
Figure 5.14 : Induction magnétique en 3D 201
Figure 5.15 : Réduction des fuites aux bords de la machine 201
Figure 5.16 : Flux de la phase A avec réduction des fuites aux bords de la machine 202
Figure 5.17 : Machine axiale avec des angles non constants 202
Figure 5.18 : Représentation schématique des 5 couches en 2D linéarisé 202
Figure 5.19 : Flux de la phase A en 3D et en 2D linéarisé (angles non constants) 203
Figure 5.20 : Comparaison du flux 3D avec le flux 2D à différents nombres de couches 203
Figure 5.21 : Aimants de la structure de base 204
Figure 5.22 : Lignes de champ dans la structure de base 204
Figure 5.23 : Aimants entourés par de l'air (ou par une cale amagnétique) 204
Figure 5.24 : Lignes de champ avec des aimants entourés par de l'air 204
Figure 5.25 : Machine avec ponts tangentiels 205
Figure 5.26 : Machine sans ponts tangentiels 205
Figure 5.27 : Comparaison des ondulations de couple à iso-courant 206
Figure 5.28 : Comparaison des ondulations de couple à iso-couple 206
Figure 5.29 : Densité des pertes fer au stator en M400P-50 207
Figure 5.30 : Densité des pertes fer au rotor en SMC 208
Figure 5.31 : Empilement de tôles pour les dents du stator 209
Figure 5.32 : Structure de la machine axiale en 2D linéarisé 209
Figure 5.33 : Dimension géométriques de la machine axiale 210

Figure 5.34 : Schéma général de la machine axiale à multi-barrières 211
Figure 5.35 : Bobinage de la moitié de la machine axiale 18/16 211
Figure 5.36 : Lignes de champ idéalisées dans une encoche de la machine axiale 212
Figure 5.37 : Induction entre l'entrefer et une dent statorique pour la machine à flux axial 213
Figure 5.38 : Fuites tangentielles dans les encoches de la machine axiale 213
Figure 5.39 : Schéma d'un pôle rotorique de la machine à flux axial 214
Figure 5.40 : Flux au rotor et chemins moyens dans les dents rotoriques de la machine axiale 215
Figure 5.41 : Comparaison du couple moyen de la machine à flux axial en MA et en EF 218
Figure 5.42 : Comparaison du facteur de puissance interne de la machine à flux axial en MA et en EF 218
Figure 5.43 : Comparaison de la tension interne de la machine à flux axial en MA et en EF 219
Figure 5.44 : Schéma électrique monophasé du moteur à flux axial 219
Figure 5.45 : Géométrie du bobinage de la machine à flux axial 220
Figure 5.46 : Évolution temporelle de l'induction dans une dent du stator de la machine à flux axial 221
Figure 5.47 : Comparaison des pertes fer stator de la machine à flux axial en MA et en EF 222
Figure 5.48 : Pertes fer au rotor des moteurs à flux axial M_1 et M_2 en EF 222
Figure 5.49 : Perte fer au rotor en fonction de L_{fer} 223
Figure 5.50 : Perte fer au rotor en fonction de h_{rotor} 223
Figure 5.51 : Couplage multi-physique des modèles de la machine axiale 224
Figure 5.52 : Variables géométrique de l'optimisation de la machine axiale 226
Figure 5.53 : Front de Pareto à l'issue de l'optimisation de la machine à flux axial 228
Figure 5.54 : Géométries des machines à flux axial aux extrémités des fronts de Pareto 228
Figure 5.55 : Évolution des performances de la machine axiale le long du front de Pareto 229
Figure 5.56 : Évolution des variables de la machine axiale le long du front de Pareto 230
Figure 5.57 : Comparaison des fronts de Pareto des machines radiale et axiale 231

Liste des tableaux

Tableau 2.1 : Caractéristiques des grandes familles d'aimants à température ambiante [Leb09] 64
Tableau 2.2 : Caractéristiques des machines étudiées (1ère comparaison) 66
Tableau 2.3 : Caractéristiques des machines étudiées (2ème comparaison) 72
Tableau 2.4 : Caractéristiques de la machine de référence 18/16 75
Tableau 2.5 : Caractéristiques de la machine de référence 12/10 81
Tableau 2.6 : Résultats du plan d'expériences 87
Tableau 2.7 : Ondulations de couple obtenues avec la 2ème stratégie et différentes valeurs de δ 89
Tableau 2.8 : Récapitulation de la comparaison des moteurs 18/16 et 12/10 90
Tableau 3.1 : Caractéristiques des moteurs M_1 et M_2 118
Tableau 3.2 : Comparaison du couple moyen entre le MA et les EF à α optimal 123
Tableau 3.3 : Comparaison du facteur de puissance interne entre le MA et les EF à α optimal 123
Tableau 3.4 : Comparaison de la tension interne entre le MA et les EF à α optimal 124
Tableau 3.5 : Résultats du calcul de l'inductance de fuite des têtes de bobine par EF 127
Tableau 3.6 : Coefficients du modèle de calcul des pertes fer - Tôle M400P-50 130
Tableau 3.7 : Propriétés thermiques des matériaux et des zones modélisées 135
Tableau 3.8 : Comparaison modèle thermique et Motorcad® avec 149
Tableau 3.9 : Comparaison modèle thermique et Motorcad® avec 149
Tableau 4.1 : Bornes des variables de l'optimisation 166
Tableau 4.2 : Caractéristiques des machines aux extrémités du front de Pareto 170
Tableau 4.3 : Caractéristiques du prototype 172
Tableau 4.4 : Comparaison expérimentale de la résistance de phase R_{ph} 179
Tableau 4.5 : Comparaison expérimentale de la fem à 500 tr/mn 180
Tableau 4.6 : Performances au couple moyen maximal – I_{eff} = 12 A 181
Tableau 4.7 : Performances au couple moyen maximal – I_{eff} = 17 A 182
Tableau 4.8 : Performances au couple moyen maximal – I_{eff} = 26 A 183
Tableau 4.9 : Bornes des variables des optimisations à D_{ext} fixe et variable 185
Tableau 4.10 : Dimensions géométriques des machines aux extrémités des fronts de Pareto 186
Tableau 4.11 : Performances des machines aux extrémités des fronts de Pareto 187
Tableau 4.12 : Caractéristiques des machines à iso-coût 188
Tableau 4.13 : Comparaison de la machine 18/16 optimale avec des solutions industrielles existantes 188
Tableau 5.1 : Caractéristiques des machines pour la comparaison du flux en 3D et 2D linéarisé 199
Tableau 5.2 : Valeurs du flux maximal en 3D et 2D linéarisé au rayon moyen (angles constants) 200
Tableau 5.3 : Caractéristiques des machines pour l'étude des ponts tangentiels 205
Tableau 5.4 : Résultats de la comparaison des ondulations de couple à iso-courant et à iso-couple 207
Tableau 5.5 : Calcul des pertes fer en 3D et en 2D avec différents matériaux au stator et au rotor 208
Tableau 5.6 : Caractéristiques des moteurs M_1 et M_2 217
Tableau 5.7 : Bornes des variables de l'optimisation 226
Tableau 5.8 : Caractéristiques des machines axiales aux extrémités du front de Pareto 229
Tableau 5.9 : Comparaison des performances de la machine A" en MA et en EF 2D et 3D 231
Tableau 5.10 : Performances des machines A', A" et C" 232
Tableau 5.11 : Couple volumiques des machines A', A" et C" 232

Introduction générale

Contexte industriel

Les moteurs électriques représentent 70% de la consommation d'énergie dans l'industrie en France comme en Europe [Mot06]. À l'heure où la réduction de la facture énergétique et la préservation de l'environnement constituent des enjeux majeurs pour notre planète, l'amélioration des performances énergétiques des moteurs électriques devient une nécessité.

La norme CEI 60034-30-1, sortie en 2014, fixe les exigences en termes de rendement des moteurs allant de 120 W à 1000 kW. La norme définit 4 classes de rendement IE (*International Efficiency*) [Abb14]:

- IE1 : rendement standard (*standard efficiency*) ;
- IE2 : rendement élevé (*high efficiency*) ;
- IE3 : rendement plus élevé (*premium efficiency*) ;
- IE4 : rendement supérieur (*super premium efficiency*).

En Europe, l'utilisation des moteurs IE1 n'est plus autorisée depuis 2011. Les moteurs IE2 deviennent alors obligatoires. Depuis, 2015 le niveau IE3 est applicable pour les moteurs entre 7,5 kW et 375 kW. Depuis janvier 2017, le niveau IE3 est devenu obligatoire pour les moteurs entre 0,75 kW et 375 kW. De ce fait, la recherche de moteurs énergétiquement performants devient indispensable.

Le travail de cette thèse est réalisé en partenariat avec la société Moteurs Leroy-Somer [Ler16], qui est un fabricant de machines électriques pour diverses applications. Leroy-Somer propose une large gamme de moteurs à haut rendement. À titre d'exemple, le moteur asynchrone LSES figure parmi les moteurs à haut rendement IE2 et IE3. Le moteur LSRPM à aimants permanents en terres rares atteint lui le niveau de rendement IE4.

Les entraînements par moteurs électriques figurent parmi les systèmes les plus présents dans l'industrie et donc constituent des vraies pistes d'amélioration énergétique. Ils comportent des applications à vitesses élevées (compresseurs, véhicules électriques, etc.) mais aussi des applications à basses vitesses et qui exigent souvent un fort couple. Ces applications concernent par exemple le levage (grues, ascenseurs), les convoyeurs, les machines-outils ou bien encore la transformation de denrées alimentaires (broyeurs).

Dans cette thèse, nous nous intéressons aux applications à fort couple et basse vitesse. Les solutions conventionnelles utilisent une machine à vitesse élevée (souvent un moteur asynchrone) reliée à un réducteur mécanique afin de réduire la vitesse et d'augmenter le couple. Ces systèmes, dits à entraînement indirect, sont peu fiables à cause des problèmes mécaniques liés au réducteur. Ils présentent d'importants bruits acoustiques liés au système de transmission et sont le siège de pertes mécaniques qui réduisent le rendement du système.

Problématique

Compte tenu des exigences énergétiques définies par les normes mais aussi des divers problèmes que présentent les systèmes traditionnels, les industriels se sont intéressés à la recherche de structures de moteurs électriques à entraînement direct avec une densité de puissance élevée. Les solutions à aimants permanents en terres rares sont souvent proposées. Cependant, ces dernières années, le prix des terres rares a connu des fluctuations importantes et leurs techniques d'extraction et de purification actuellement mises en places sont polluantes pour le sol et l'eau. Elles nécessitent des procédés hydrométallurgiques et des

bains d'acides qui rejettent des métaux lourds, de l'acide sulfurique ainsi que des éléments radioactifs (uranium et thorium) [Hum15].

Pour des raisons tant économiques qu'environnementales, il serait nécessaire de se passer des terres rares et de trouver des solutions alternatives. Ainsi, cette thèse doit répondre à la problématique suivante :

« Concevoir une machine électrique pour des applications à entraînement direct, sans terres rares, énergétiquement efficace et économiquement intéressante ».

Par conséquent, le travail de recherche réalisé dans cette thèse, doit prendre en compte divers aspects physiques et économique du moteur électrique dans le but de maximiser ses performances et de réduire son coût. La contradiction entre ses deux objectifs nous emmène à une procédure de conception par optimisation multi-objectifs.

Objectifs des travaux de thèse

La conception d'un moteur électrique dédié à une application donnée, passe tout d'abord par une identification de la topologie de la machine. L'existence d'une multitude de configurations rend le choix de la structure relativement difficile. Pour cette raison, il est nécessaire de réaliser un travail de recherche bibliographique afin d'identifier les structures intéressantes et innovantes. Dans cette thèse, nous nous intéressons à deux types de machines. On étudiera une machine à flux radial et une machine moins conventionnelle à flux axial.

Une fois la topologie choisie, l'influence des différents aspects magnétiques, électriques, énergétiques, thermiques et mécaniques sur le fonctionnement de la machine, doit être prise en compte. Pour illustrer ce propos, un premier exemple d'interaction peut être donné. Il s'agit de l'influence de la température sur la résistivité du cuivre ou encore sur l'induction rémanente des aimants ce qui peut altérer les performances du moteur. Par conséquent, l'objectif sera de proposer une démarche de conception optimale de la machine, basée sur une modélisation multi-physique.

La problématique initialement posée, nous conduit à adopter un procédé de dimensionnement par optimisation. Ceci nous oblige à prêter une attention particulière au temps de calcul et à la précision des modèles. En effet, la modélisation est souvent une mise en équation mathématique des phénomènes physiques réels. Les modèles numériques (basés souvent sur les éléments finis) peuvent être très précis. En revanche, ils ne sont pas adaptés à des procédures de conception itératives, telle que l'optimisation, en raison de leur temps de calcul élevé. Pour cette raison, nous proposons de développer un modèle analytique multi-physique qui soit capable de fournir des résultats précis avec un temps de calcul réduit.

Les objectifs des travaux de thèse se résument par les points suivants :

- identification et choix de structures de machines électriques à flux radial et axial pour des applications à fort couple et basse vitesse ;
- développement d'un modèle analytique multi-physique précis et rapide pour évaluer les performances des moteurs étudiés ;
- optimisation des moteurs radial et axial pour répondre aux exigences d'un cahier des charges industriel fixé par Leroy-Somer.

Plan du manuscrit

La thèse est organisée en cinq chapitres.

Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art des machines électriques à courant alternatif. Dans un premier temps, les caractéristiques de l'application à fort couple et basse vitesse sont définies. Un état de l'art des différents types de machines est réalisé dans le but d'identifier les technologies existantes selon la direction du flux : radiale, axiale et transverse. Dans un second temps, une étude bibliographique des structures utilisées dans les applications à entraînement direct est faite. Cette étude vient compléter l'état de l'art et conduit à une classification des différentes topologies de machines électriques à fort couple. L'analyse de la classification permet d'identifier les machines les plus prometteuses et les concepts innovants.

Le deuxième chapitre a pour but de comparer des structures de machines à flux radial issues de l'analyse bibliographique. D'abord, des structures de base de machines à flux radial avec des aimants en ferrite sont comparées entre elles. Ensuite, certaines modifications sont apportées aux structures de base ce qui nous conduit à proposer une structure originale à aimants en multi-V et bobinage sur dents. Deux combinaisons du nombre de pôles et du nombre de dents sont étudiées. Le but étant de choisir la configuration qui permet d'avoir les performances souhaitées en termes de couple et d'ondulations de couple.

Le troisième chapitre traite de la modélisation analytique multi-physique de la machine radiale choisie. C'est le moteur 18/16 à aimant en multi-V et bobinage concentré sur dents. Le modèle magnétique s'appuie sur le théorème d'Ampère et sur la loi de conservation du flux pour calculer l'induction au stator et au rotor. À travers ce modèle non-linéaire, nous incluons plusieurs aspects innovants. Nous proposons un modèle pour le bobinage sur dents, nous calculons le flux de fuites tangentielles dans les encoches qui sera inclus dans le calcul du flux capté par les bobines. De plus, nous prenons en compte la saturation locale entre deux ponts tangentiels. Une comparaison entre le modèle magnétique et les éléments finis est particulièrement mise en avant pour évaluer la précision du modèle proposé ainsi que le temps de calcul.

Le modèle magnétique est couplé à un modèle électrique qui permet le calcul du facteur de puissance et de la tension aux bornes du moteur. Un modèle énergétique est développé afin de calculer les pertes mécaniques, les pertes fer et les pertes par effet Joule. Ces pertes sont utilisées comme sources de chaleur dans un modèle thermique nodal. Ce dernier fournit l'échauffement des différentes parties du moteur, en particulier au niveau du bobinage et des aimants. Le développement du modèle mécanique permet d'évaluer les contraintes mécaniques que subit la structure. Les différents modèles sont validés par comparaison avec des résultats numériques obtenus par des logiciels dédiés.

Le quatrième chapitre porte sur la validation expérimentale du modèle analytique et sur l'optimisation de la machine radiale. Une fois l'algorithme présenté, une première optimisation est réalisée pour maximiser le rendement et minimiser le prix de la machine. Les résultats nous conduisent à la définition d'un prototype. Ce dernier est utilisé pour valider expérimentalement le modèle analytique multi-physique. Suites aux essais, certains ajustements sont apportés au modèle thermique. Ce dernier est ensuite utilisé pour optimiser la machine radiale dans des conditions thermiques qui se rapprochent plus de la réalité. À l'issue des optimisations, une machine 18/16 est comparée à des solutions

industrielles existantes. Ceci permettra d'évaluer les gains technico-économiques de la machine proposée.

Le cinquième chapitre est dédié à l'étude d'une structure non conventionnelle à flux axial. Il s'agit de l'équivalent de la machine radiale 18/16. C'est une machine à double rotor et simple stator avec plusieurs barrières de flux par pôle. Cette topologie fait partie des structures axiales innovantes identifiées lors de l'étude bibliographique. La première partie de ce chapitre est consacrée à l'étude de la machine en éléments finis. L'analyse a pour but de réaliser un passage d'un modèle 3D vers un modèle 2D linéarisé qui permet de réduire le temps de calcul. De plus, l'étude de l'influence des ponts tangentiels sur la qualité du couple et l'analyse des pertes fer dans la structure sont réalisées. La deuxième partie concerne la modélisation multi-physique de la machine à flux axial. Les modèles magnétique, électrique, énergétique et technico-économique sont mis en place. Ils se basent sur les équations et les calculs des modèles développés pour la machine radiale. La machine axiale est ensuite optimisée suivant le même cahier des charges défini pour la machine à flux radial. À l'issue de l'optimisation, une comparaison est faite entre la structure axiale et radiale. Elle portera sur le coût et la densité de couple des deux machines.

Finalement, la conclusion générale reprend les principaux résultats de ce travail de recherche et propose certaines perspectives et d'éventuels axes de développement.

Chapitre 1

État de l'art des machines électriques à courant alternatif

Sommaire Chapitre 1

État de l'art des machines électriques à courant alternatif 21

1.1 Introduction 23

1.2 Caractéristiques de l'application visée 24

1.3 Présentation générale des machines à courant alternatif 25

1.3.1 Machines à flux radial 25

1.3.2 Machines à flux axial 31

1.3.3 Machines à flux transverse 38

1.4 Étude bibliographique : applications à entraînement direct 39

1.4.1 Comparaison machines synchrones et asynchrones 39

1.4.2 Classification et détermination des structures synchrones innovantes 43

1.5 Conclusion 50

1.1 Introduction

Un peu d'histoire …

Le phénomène de base de l'attraction électromagnétique trouve ses origines dans les travaux du philosophe grec Thalès de Milet (~600 av. J.C) qui a étudié l'attraction des corps légers par l'ambre jaune frotté (le mot « électron, *ήλεκτρο* » signifie ambre en grec). À cette époque, les grecs connaissaient aussi une sorte de pierre, venant de la ville de Magnésie, en Ionie, qui pouvait attirer les petits morceaux de fer. Cette pierre fut appelée magnes (*mágnês, μάγνης*) qui signifie "de Magnésie". Les phénomènes de l'ambre (électrique) et de la « pierre de Magnésie » (magnétique) ont été souvent confondus à cause de leur capacité, à tous les deux, d'exercer une force d'attraction à distance. Ce pouvoir fut considéré « mystérieux » à une époque où on ne concevait que des forces de contact. Il a fallu attendre jusqu'au XVIIème siècle pour établir une première relation entre les phénomènes électriques et les phénomènes magnétiques dans un ouvrage publié en 1600 et intitulé « *De magnete* ». C'est la naissance de l'électrostatique. Durant cette période des travaux importants sont réalisés sur la foudre et les décharges électrostatiques notamment par Benjamin Franklin. Le XVIIIème siècle a été marqué par l'invention des piles électrochimiques de Volta. Pour la première fois, on était capable de délivrer un courant continu. Cependant, ces piles étaient nocives et très coûteuses. Ainsi, les premières machines électriques furent conçues comme des génératrices destinées à remplacer les générateurs électrochimiques [Mul94].

Le début véritable des moteurs électriques remonte, au XIXème siècle. En 1820, le danois Hans Oersted découvre qu'un courant électrique dévie une aiguille aimantée. Cette expérience, inspire à André-Marie Ampère toutes les lois de l'électromagnétisme moderne et il énonce la « règle du bonhomme d'Ampère ». Le premier moteur électromagnétique est réalisé en 1821 par l'anglais Michael Faraday et en 1822, Peter Barlow lui rajoute une roue dentée ce qui donne lieu à la « roue de Barlow » (Figure 1.1). En 1831, Faraday découvre le phénomène de l'induction : le mouvement d'un aimant dans un circuit fermé génère, dans celui-ci, un courant électrique. Cette découverte ouvre la voie aux applications pratiques de l'électricité. En 1869, le belge Zénobe Gramme invente le collecteur et rend possible la réalisation des génératrices à courant continu [Esp96].

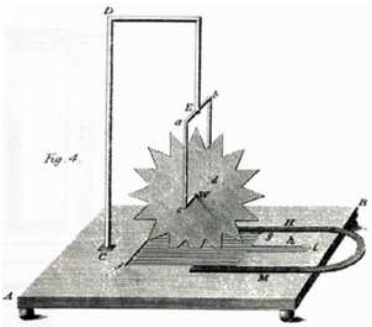


Figure 1.1 : Roue de Barlow, 1822 [Kit17]

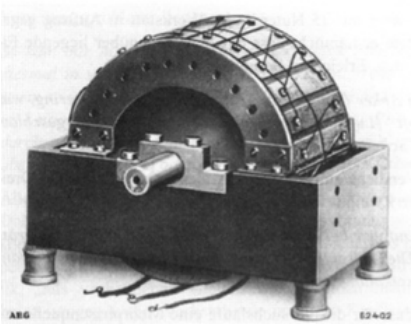


Figure 1.2 : Moteur asynchrone à cage d'écureuil de Dolivo-Dobrowolski, 1889 [Kit17]

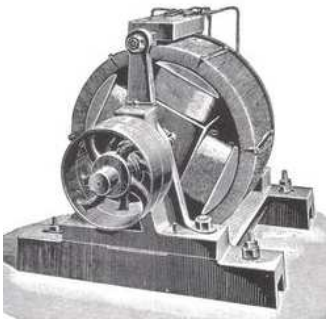


Figure 1.3 : Machine synchrone de Haselwander, 1887 [Kit17]

Ce n'est qu'en 1887 que le serbe Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone et en même temps l'italien Galileo Ferraris établit la théorie du champ tournant et publie une théorie sur la machine asynchrone. Le premier moteur asynchrone triphasé est réalisé par le russo-polonais Michael Dolivo-Dobrowolski en 1889 (Figure 1.2). Entre les années 1887 et 1889 les premiers générateurs triphasés synchrones sont réalisés séparément

par l'américain Charles Bradley et par l'allemand Friedrich Haselwander (Figure 1.3). Peu importe la technologie, synchrone ou asynchrone, le fonctionnement des machines électriques est basé sur une interaction magnétique entre le stator et le rotor.

Dès le début du XXème siècle, les fondements théoriques des machines électriques furent établis. L'émergence de l'électronique de puissance et le besoin de contrôler et de commander les machines poussent les chercheurs à trouver de nouveaux outils mathématiques pour les étudier. En 1929, l'une des transformations les plus utilisées dans le domaine de l'électrotechnique, est présentée par l'américain Robert H. Park [Par29]. Il propose un changement de repère pour passer à un système triphasé « odq » et pour passer de grandeurs alternatives à des grandeurs continues. Ceci a facilité l'étude des machines électriques ainsi que l'implémentation de leur commande.

Aujourd'hui, les avancées dans le domaine de l'électronique de puissance ainsi que les développements réalisés au niveau des matériaux permettent de concevoir une multitude de structures de machines électriques destinées à diverses applications industrielles. L'objectif de ce chapitre est de présenter l'application concernée et d'identifier des structures de machines susceptibles de répondre aux exigences souhaitées.

La première partie définira les caractéristiques de l'application visée par le travail de recherche. Ensuite, on présentera de façon générale, les grandes familles de machines selon la direction du flux magnétique : radiale, axiale et transverse. Finalement, une étude bibliographique sur des structures pour l'entraînement direct sera faite et une classification des machines trouvées dans la bibliographie sera réalisée afin d'identifier les concepts innovants.

1.2 Caractéristiques de l'application visée

Dans le cadre de cette thèse, le travail de recherche porte sur des systèmes à entraînement direct à fort couple et basse vitesse. Les solutions conventionnelles utilisent une machine à vitesse élevée connectée à un réducteur mécanique ce qui permet de réduire la vitesse et d'augmenter le couple (Figure 1.4). Les avancées technologiques en termes de matériaux et de structures ont permis la conception de machines capables de tourner à basse vitesse et de délivrer un couple élevé sans passer par un étage mécanique (Figure 1.5).

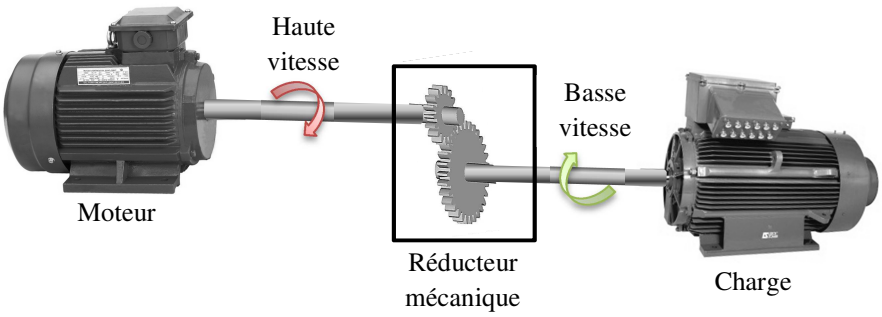


Figure 1.4 : Système conventionnel à entraînement indirect

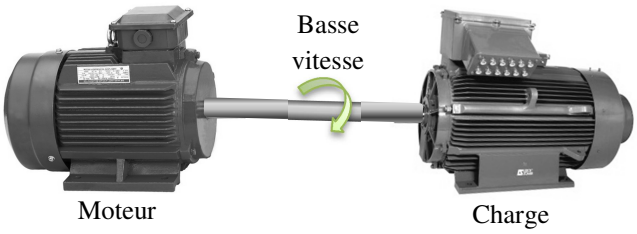


Figure 1.5 : Système à entraînement direct

Les systèmes à entraînement direct présentent plusieurs avantages comparés aux systèmes conventionnels [Har03]. En effet, l'absence de l'étage mécanique qui relie le moteur à la charge permet de :

- rendre le système plus fiable car le réducteur est une source importante de problèmes mécaniques ;
- réduire les bruits causés par le système de transmission ;
- réduire le coût ainsi que le temps de maintenance car les engrenages du réducteur doivent être lubrifiés régulièrement ;
- réduire les pertes mécaniques ce qui peut améliorer le rendement du système.

Il existe plusieurs exemples d'applications à entraînement direct qui relèvent de la vie quotidienne et qui exigent une densité de couple élevée. Parmi ces applications on peut citer :

- la traction électrique [Muk16, Nai13] ;
- les générateurs pour éoliennes [Fer07, Plo16, Pol07] ;
- les ascenseurs [Fic01, Yet13] ;
- les machines-outils [Xia09] ;
- la propulsion marine [Tho13].

Dans le cadre de notre travail de recherche, le type de cahier des charges auquel on s'intéresse est le suivant :

- vitesse de rotation inférieure à 1000 tr/min ;
- couple moyen de l'ordre de 200 Nm ;
- facteur de puissance supérieur à 0,85 ;
- ondulations de couple inférieures à 5%.

Après avoir défini les caractéristiques de l'application visée, le paragraphe suivant sera consacré à la présentation des différents types de machines à courant alternatif. Il s'agit d'un inventaire non exhaustif qui vise à donner les topologies de base et le principe de fonctionnement des machines électriques à flux radial, axial et transverse.

1.3 Présentation générale des machines à courant alternatif

1.3.1 Machines à flux radial

Les machines à flux radial, dites aussi « machines cylindriques » sont les plus connues et répandues. La direction du flux dans l'entrefer est radiale donc perpendiculaire à l'axe de rotation (Figure 1.6).

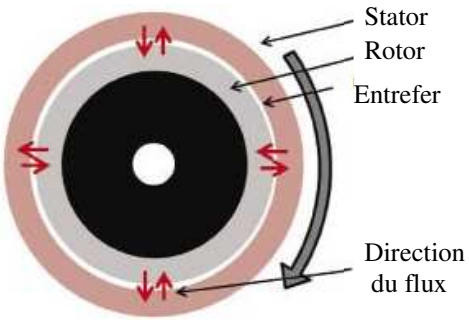


Figure 1.6 : Direction du flux radial

Pour les machines à courant alternatif, les structures à flux radial existent en deux technologies principales : asynchrone et synchrone. Souvent, la différence entre les structures se fait au niveau de l'excitation, ce qui donne lieu à une classification des machines présentée dans le graphique suivant :

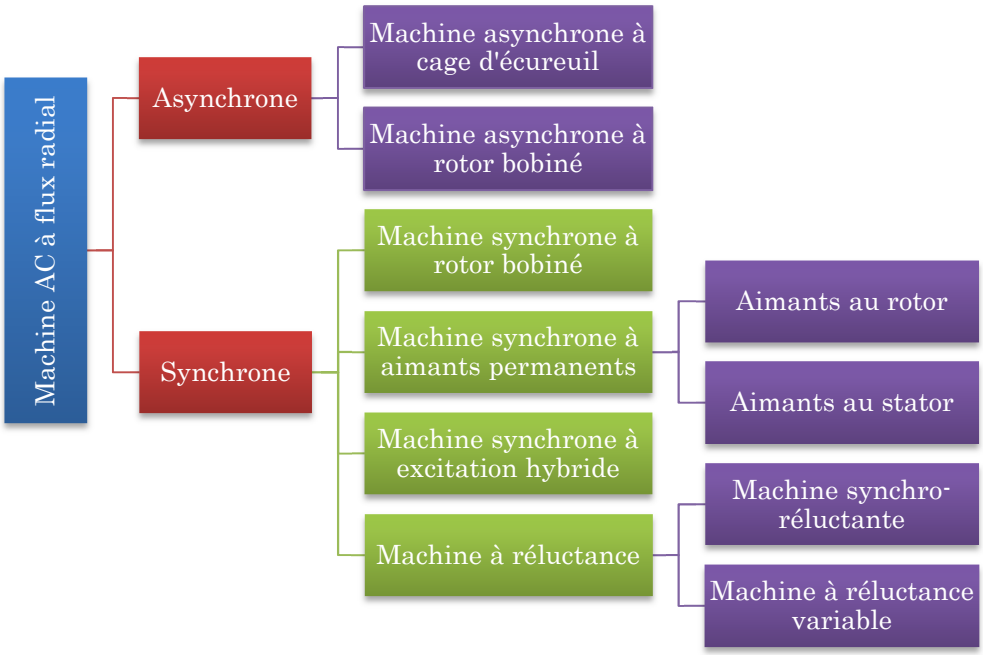


Figure 1.7 : Classification des principales catégories de machines à flux radial

1.3.1.1 Machines asynchrones

Dans une machine asynchrone, la vitesse du champ tournant créé par les courants au stator (vitesse de synchronisme) est différente de la vitesse de rotation du rotor. Le stator comprend un bobinage triphasé parcouru par un courant alternatif. Le rotor existe en deux types : bobiné (Figure 1.8) et à cage d'écureuil (Figure 1.9).

Le rotor bobiné possède un bobinage triphasé identique à celui du stator et est alimenté par des courants alternatifs. Il nécessite la présence de bagues et de balais pour pouvoir alimenter le bobinage. Ce type de rotor augmente le coût de la machine en raison de l'utilisation du cuivre au rotor et engendre également des problèmes de maintenance liés au système bague-balais.

Pour un rotor à cage, l'enroulement est formé de barres introduites dans les encoches et court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux. L'ensemble ressemble à une cage

d'écureuil d'où le nom de rotor à cage d'écureuil. Dans les moteurs de petite et moyenne puissance, les barres et les anneaux sont formés généralement d'un seul bloc d'aluminium coulé. Ce type de rotor reste peu coûteux et plus compact comparé au rotor bobiné.

Figure 1.8 : Machine asynchrone à rotor bobiné [Kol10]

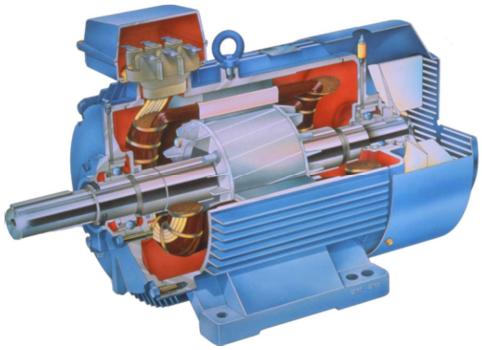


Figure 1.9 : Machine asynchrone à rotor à cage [Gro06]

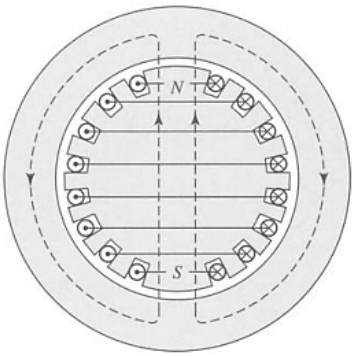
Les avantages majeurs de la machine asynchrone sont sa robustesse et sa maturité. Par contre, le courant d'appel au démarrage est élevé et le rendement reste limité à cause des pertes par effet Joule générées par les courants induits.

1.3.1.2 Machines synchrones

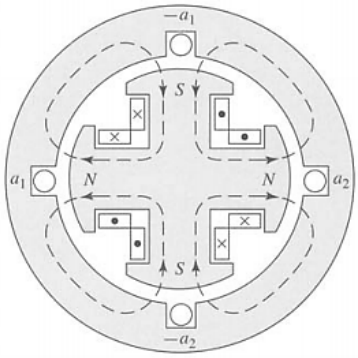
1.3.1.2.1 Machines synchrones à rotor bobiné

Contrairement aux machines asynchrones, le rotor des machines synchrones tourne à la même vitesse que celle du champ tournant au stator. Dans le cas d'une machine synchrone à rotor bobiné, le rotor est alimenté par un courant continu alors que le stator est alimenté par un courant alternatif. Ce type de structure permet de régler le flux d'excitation mais nécessite la présence d'un système de bagues-balais ou bien d'un redresseur tournant pour alimenter le bobinage rotorique.

Le rotor de cette machine existe en deux types : à pôles lisses (Figure 1.10(a)) et à pôles saillants (Figure 1.10(b)). La machine synchrone à rotor bobiné est essentiellement utilisée pour la production d'énergie en mode générateur pour les moyennes et grandes puissances [Bol05].



(a) Pôles lisses



(b) Pôles saillants

Figure 1.10 : Machine synchrone à rotor bobiné [Fit03]

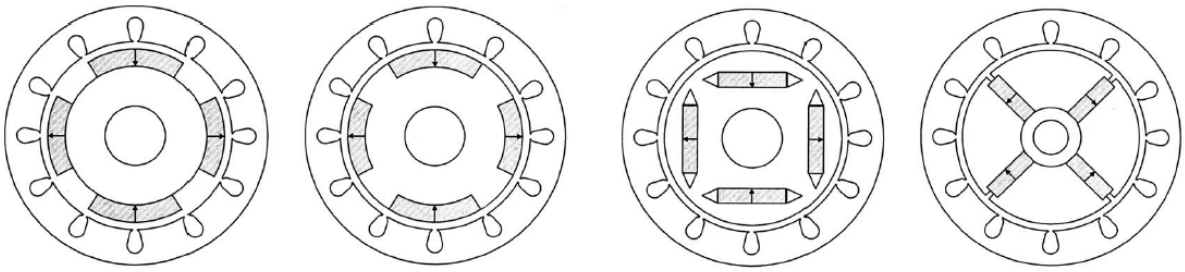
1.3.1.2.2 Machines synchrones à aimants permanents

Les actionneurs synchrones à aimants permanents sont apparus après les machines à rotor bobiné. Le bobinage du rotor est remplacé par des aimants permanents. Cette machine est très appréciée pour ces performances vis-à-vis de son antécédent à bobinage rotorique, notamment en ce qui concerne la densité de couple et le rendement. En effet, le champ crée par les aimants permanents développe une densité de couple élevée et l'absence du bobinage au rotor élimine les pertes par effet Joule et permet d'améliorer le rendement de la machine. L'emplacement des aimants est possible selon différentes configurations que ça soit au stator ou bien au rotor.

1.3.1.2.3 Structures à aimants au rotor

Les structures classiques de machines synchrones présentent des aimants situés à la surface du rotor ou bien enterrés (Figure 1.11). De manière générale, les aimants en surface sont les plus simples à mettre en œuvre, mais à des vitesses de rotation élevées, la force centrifuge peut faire décoller ou arracher les aimants. Une façon de remédier à ce problème est d'adopter un rotor extérieur avec des aimants en surface, dans ce cas la force centrifuge vient plaquer les aimants à la surface. Par contre, ces aimants ne sont pas protégés contre le champ créé par le stator et sont susceptibles d'être partiellement démagnétisés [Gie02].

Les machines à aimants enterrés permettent une meilleure tenue mécanique des aimants et une bonne immunité contre les champs créés par la réaction d'induit et contre les pertes par courants de Foucault [Gie02].



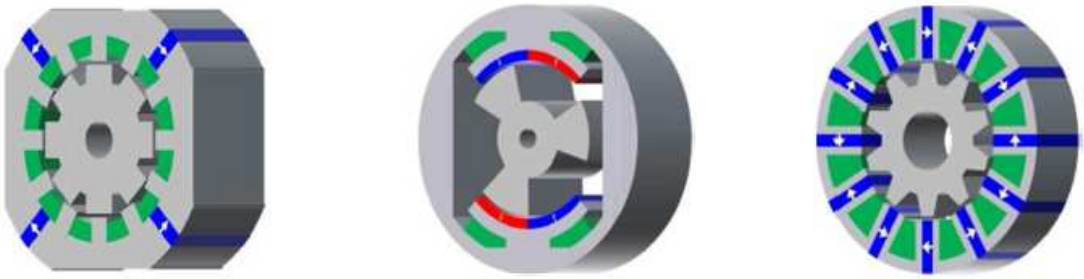
(a) En surface (b) Insérés en surface (c) Enterrés direction radiale (d) Enterrés direction orthoradiale (concentration de flux)

Figure 1.11 : Topologies des rotors avec aimants permanents [Cha08]

Les structures de rotors avec des aimants enterrés, introduisent une saillance qui permet la production d'un couple de réluctance qui vient s'ajouter au couple créé par les aimants. De plus, les aimants intérieurs peuvent être employés en configuration de concentration de flux (Figure 1.11(d)), ce qui permet d'améliorer la densité du couple.

1.3.1.2.4 Structures à aimants au stator

Loin des machines conventionnelles, de nouvelles topologies de machines ont été étudiées et développées. Il s'agit des machines à aimants au stator. Ces machines se divisent en plusieurs catégories selon l'emplacement de l'aimant ce qui modifie leur principe de fonctionnement [Zhu14]. En effet, la machine à aimants permanents situés dans la culasse du stator est dite à double saillance. Les aimants placés à la surface des dents statoriques créent une machine dite à inversion de flux. Une troisième alternative serait de placer les aimants entre les dents du stator, cette machine est appelée à commutation de flux. Les différentes configurations sont illustrées sur la Figure 1.12 :



(a) Machine à double saillance

(b) Machine à inversion de flux

(c) Machine à commutation de flux

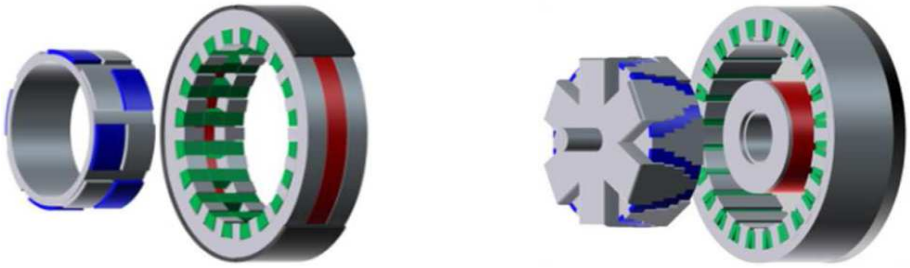
Figure 1.12 : Machines synchrones à aimants permanents au stator [Zhu14]

Dans toutes les structures qui présentent des aimants au stator, le rotor est obligatoirement saillant. Le mécanisme de production du couple s'appuie sur l'interaction entre la saillance du rotor et le champ des aimants permanents [Zhu14].

1.3.1.2.5 Machines synchrones à excitation hybride

Dans les machines à aimants permanents le champ magnétique est fixé par les aimants. Donc, une fois la machine fabriquée, le flux d'excitation dans la structure est non modifiable. Cette limitation en terme de contrôle de flux peut être levée en adoptant des structures de machines synchrones à excitation hybride, appelées également machines à flux variable ou bien machines à double excitation. Ce type de machines présente deux sources de champ : des aimants permanents et des bobines d'excitation. L'emplacement des deux sources au stator ou au rotor donne lieu à différentes combinaisons dont les plus utilisées seront présentées [Gau13].

Les aimants des machines à excitation hybride sont placés au rotor et la bobine d'excitation au stator. Cette configuration ne nécessite pas un système de bagues-balais, car l'excitation bobinée est statique au stator. Dans cette catégorie, on trouve des machines moins conventionnelles, par exemple les machines à pôles conséquents et les machines à griffes. Les machines à pôles conséquents présentent un rotor séparé en deux sections : la première est formée à partir d'aimants en surface et la deuxième à partir de pôles conséquents en fer. Le stator présente un bobinage toroïdal à l'intérieur de sa culasse (Figure 1.13(a)). La structure des machines à pôles conséquents les rend compliquées à fabriquer [Owe09]. Pour les machines à griffes, on trouve aussi un bobinage toroïdal au stator et des aimants au rotor situés sous les griffes (Figure 1.13(b)). Ces deux machines sont dites à excitation parallèle car les flux du bobinage et ceux des aimants ne suivent pas la même trajectoire à cause de leurs emplacements différents au stator et au rotor.



(a) Machine à pôles conséquents

(b) Machines à griffes

Figure 1.13 : Machines à excitation hybride non-conventionnelles [Zhu14]

La deuxième catégorie concerne les machines qui possèdent au rotor à la fois les aimants permanents et le bobinage d'excitation. Un exemple de cette catégorie est développé dans [Luo00] dont le rotor combine 4 pôles à aimants permanents et 2 pôles bobinés (Figure 1.14).

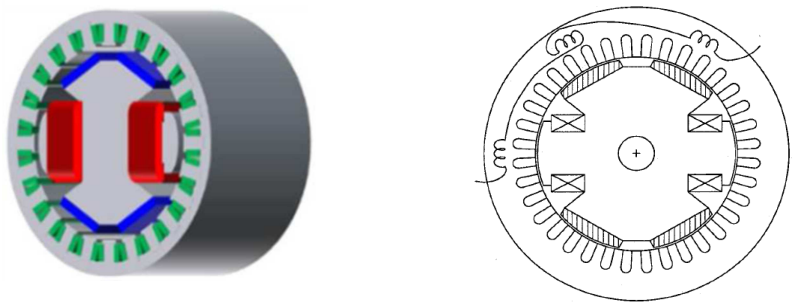


Figure 1.14 : Machine synchrone à excitation hybride au rotor [Luo00, Zhu14]

Ce type de machines ne présente pas de difficultés particulières du point de vue construction, mais il est pénalisé par l'existence du système bagues-balais afin d'alimenter les bobines d'excitation tournantes.

La troisième catégorie regroupe les machines avec aimants permanents et bobines d'excitations au stator. Une des structures les plus intéressantes dans cette configuration, est la machine à commutation de flux à excitation hybride introduite par [Hoa07]. Sa structure présente les bobinages d'excitation à l'arrière de la culasse du stator et les aimants entres les dents (Figure 1.15). Cette machine est à excitation série car le flux des aimants et celui du bobinage d'excitation suivent le même trajet. Elle ne nécessite également pas de système de bagues-balais pour alimenter le bobinage d'excitation.

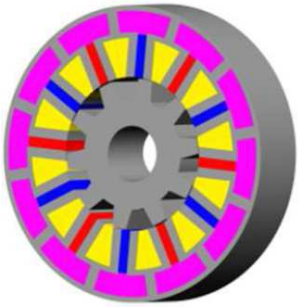


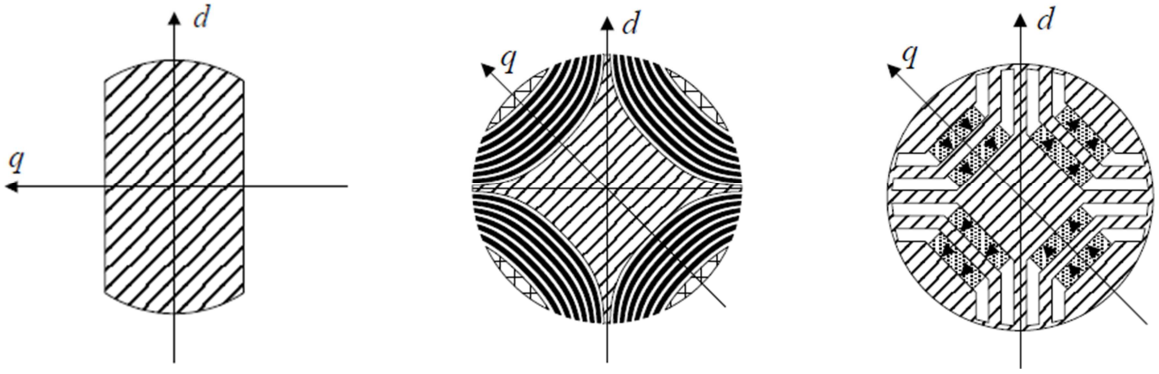
Figure 1.15 : Structure à commutation de flux et excitation hybride. [Zhu14]

1.3.1.2.6 Machines à réluctance

Les machines dites à réluctance se divisent en deux catégories principales : les machines synchro-réluctantes et les machines à réluctance variable (*Switched Reluctance Machine*).

1.3.1.2.6.1 Machines synchro-réluctantes

Les machines synchrones à réluctance ou bien synchro-réluctantes sont des machines dont le stator est bobiné de la même façon que celui des machines synchrones ordinaires. Il s'agit d'un bobinage triphasé à p paires de pôles alimenté par des courants triphasés équilibrés. Son rotor est saillant : il présente une « dissymétrie » entre l'axe direct « d » et l'axe en quadrature « q ». Il existe plusieurs types de rotors pour les machines synchro-réluctantes : rotor massif, rotor axialement laminé et rotor à barrières de flux assisté par des aimants. Ils sont illustrés sur la figure suivante :



(a) Rotor massif (b) Rotor axialement laminé (c) Rotor à barrières de flux assisté par des aimants

Figure 1.16 : Rotors de machines synchro-réluctantes [Ram06]

1.3.1.2.6.2 Machines à réluctance variable

Ces machines sont à double saillance avec un bobinage sur dents. Leur structure est simple et robuste ce qui fait d'elles de très bonnes candidates pour les applications à haute vitesse. Le principe de fonctionnement des machines à réluctance variable (MRV) est basé sur celui de l'électroaimant. Pour entretenir un mouvement continu, il est nécessaire, d'une part, d'avoir plusieurs phases, d'autre part, de commuter les courants d'alimentation de ces phases successivement et en synchronisme avec la position relative du rotor [Mul93].

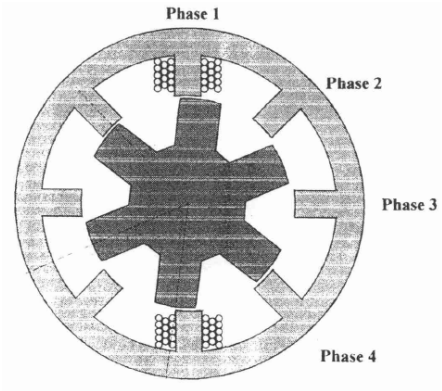


Figure 1.17 : Machine à réluctance variable [Mul93]

1.3.2 Machines à flux axial

Les machines à flux axial, appelées également machines « discoïdes », ont été le sujet de diverses études qui ont débutées il y a presque 30 ans. La direction du flux dans l'entrefer est axiale donc parallèle à l'axe de rotation (Figure 1.18).

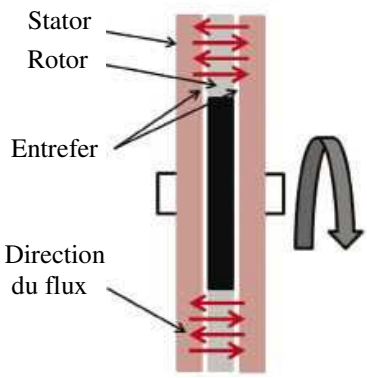


Figure 1.18 : Direction du flux axial

Ces machines, bien qu'elles soient récentes par rapport aux structures radiales, sont utilisées dans diverses applications allant des systèmes de transport tels les véhicules hybrides, aux systèmes d'énergie renouvelable comme les éoliennes. En d'autres termes, ce type de machine est recherché dans toute application qui exige une certaine compacité axiale avec une densité de couple et un rendement élevés [Cap12]. Même si les machines à flux axial à aimants permanents (donc synchrones) sont les plus étudiées et développées, on trouve également des structures de machines asynchrones à flux axial [Zha10].

La configuration de base d'une machine à flux axial est formée d'un stator et d'un rotor (Figure 1.19). Ce concept simple présente de forts problèmes d'attraction entre le stator et le rotor ce qui peut nuire à la tenue mécanique de la structure. Pour compenser l'effet de cette force axiale, les concepteurs ont introduit les machines axiales multi-rotors ou bien multi-stators.

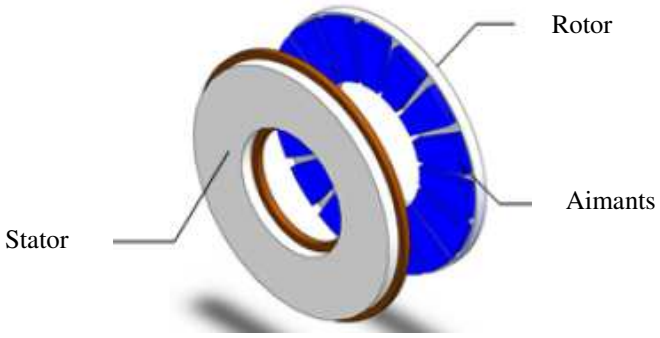


Figure 1.19 : Machine à flux axial 1 stator / 1 rotor [Ayd13]

Les différentes configurations de machines à flux axial sont réalisées par la combinaison des critères suivants : le nombre de stators et de rotors, la disposition du rotor par rapport au stator, le support de bobinage (encoché, non encoché, sur dents), le type de bobinage (réparti, concentré, toroïdal) et la disposition des aimants (en surface, enterrés). Une classification des principales catégories de machines à flux axial trouvées dans la littérature, est présentée dans le graphique suivant :

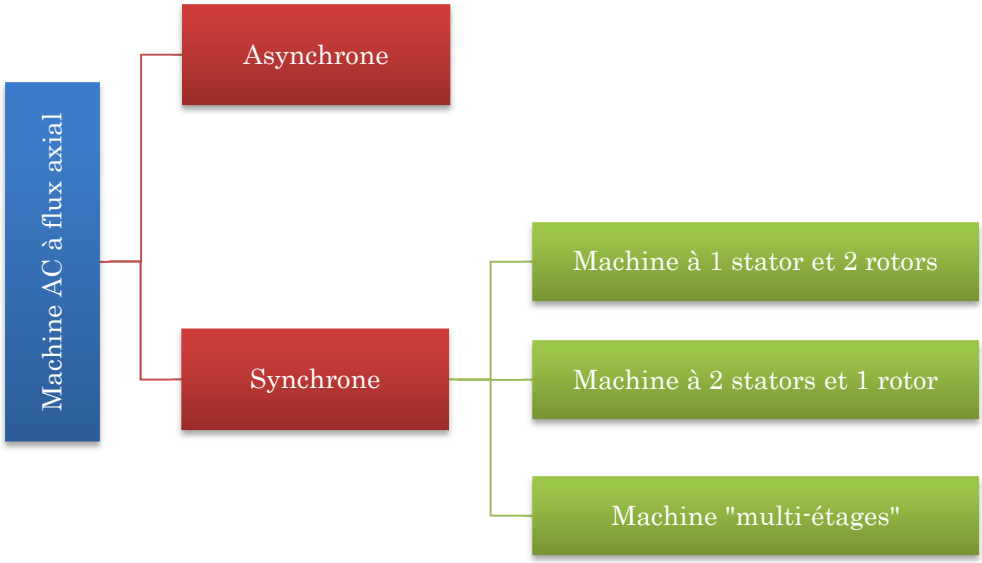
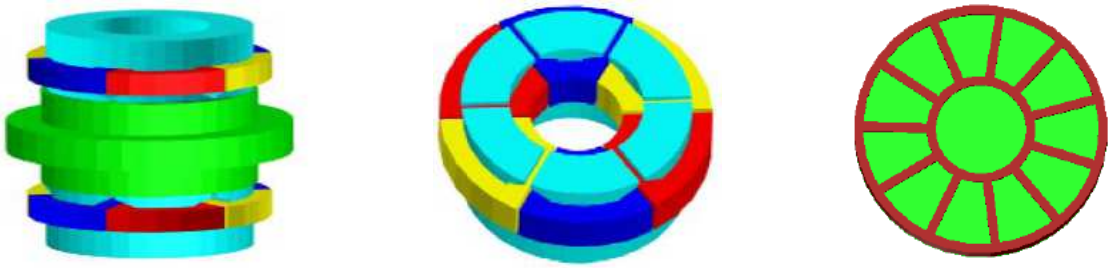


Figure 1.20 : Classification des principales catégories de machines à flux axial

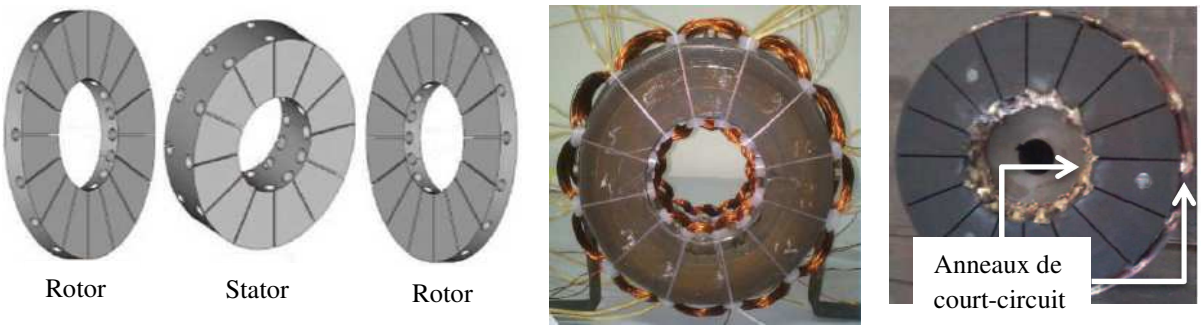
1.3.2.1 Machines asynchrones

La machine asynchrone à flux axial se base sur le même principe de fonctionnement que la machine conventionnelle à flux radial. Dans la littérature, les structures à flux axial et à rotor bobiné sont très peu rencontrées contrairement aux rotors à cage d'écureuil qui sont plus étudiées. Ce type de machine existe en double stator et simple rotor (Figure 1.21) ou bien en double rotor et simple stator (à double face) (Figure 1.22).



(a) Structure (b) Stator (c) Rotor à cage d'écureuil

Figure 1.21 : Machine asynchrone à flux axial double stator et simple rotor [Zha10]



(a) Structure (b) Stator bobiné (c) Rotor à cage d'écureuil

Figure 1.22 : Machine asynchrone à flux axial double rotor et simple stator [Kal15]

Les avantages de la machine asynchrone à flux axial sont la compacité par rapport à la structure radiale et la possibilité de refroidir plus facilement la structure [Kal15]. Par contre, l'utilisation d'un stator double face ou bien de deux stators fait augmenter la quantité de cuivre utilisée.

1.3.2.2 Machine synchrone

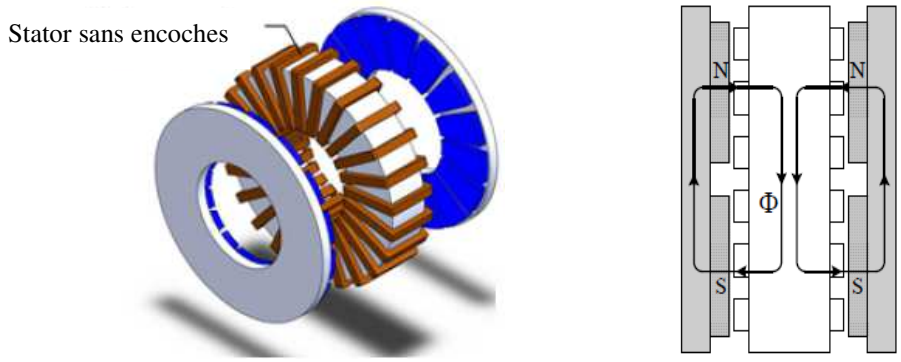
1.3.2.2.1 Machines synchrones à 1 stator et 2 rotors (AFIS)

Ces structures sont formées d'un seul stator compris entre deux rotors (*Axial Flux Internal Stator : AFIS*) et existent sous différentes configurations, avec ou sans aimants permanents. Le fonctionnement des machines à aimants dépend de l'emplacement de ces derniers. La structure est dite de type NN si les aimants placés face à face sont de même polarité, et de type NS si les aimants placés face à face sont de polarités différentes. On distingue deux types de stators : encoché et non encoché.

1.3.2.2.1.1 AFIS à stator non encoché

La structure à stator non encoché est munie d'un bobinage toroïdal qui permet de réduire les têtes de bobines et donc réduire les pertes cuivre (Figure 1.23(a)). L'absence d'encoches au stator réduit les ondulations de couple et diminue la saturation au niveau des dents du stator [Lap10].

Pour la machine à stator non encoché et bobinage toroïdal, elle est de type NN (Figure 1.23(b)). Le flux est conduit du pôle « N » à travers l'entrefer et se reboucle dans la culasse du stator pour rejoindre le pôle « S » du même rotor de départ. Ainsi, ces machines doivent avoir une épaisseur de culasse statorique importante afin d'assurer l'acheminement du flux des deux rotors. Ceci engendre une augmentation des pertes fer [Bom09].

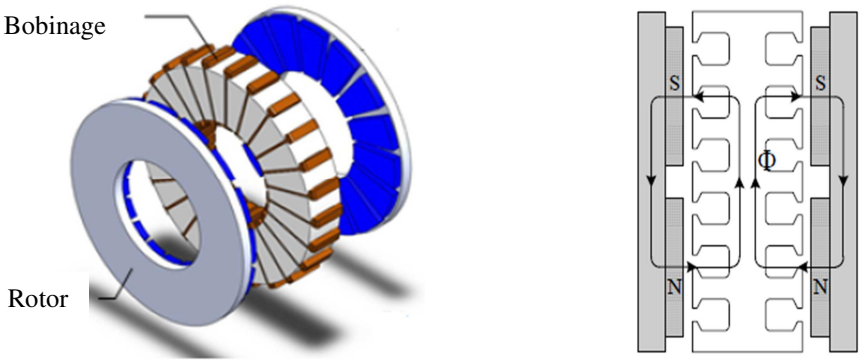


(a) Structure [Ayd13] (b) Circulation du flux [Ayd04]

Figure 1.23 : AFIS à stator non encoché et bobinage toroïdal.

1.3.2.2.1.2 AFIS à stator encoché

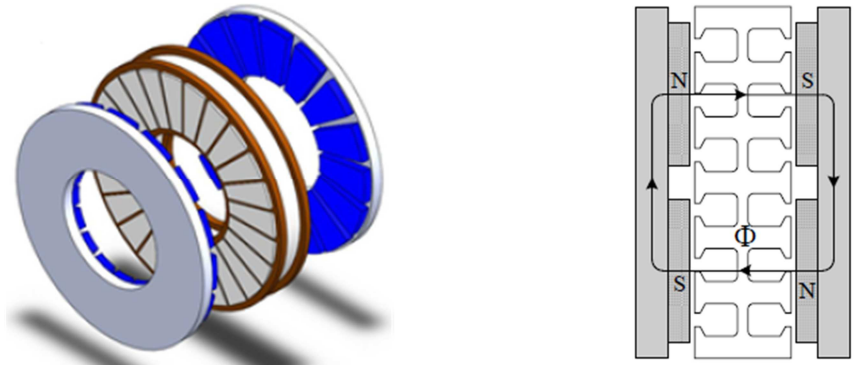
Les machines AFIS à stator encoché sont elles aussi présentées. Le type NN est associé à un bobinage toroïdal similaire à la AFIS non encochée. Le passage de flux est le même qu'avant ce qui implique les mêmes caractéristiques concernant la culasse du stator (Figure 1.24).



(a) Structure [Ayd13] (b) Circulation du flux [Ayd04]

Figure 1.24 : AFIS à stator encoché et bobinage toroïdal

Pour les machines de type NS, la circulation du flux est modifiée. Le flux qui part d'un des deux rotors, traverse le stator axialement pour rejoindre le second rotor. Par suite, la culasse du stator peut être réduite ce qui permet de gagner en termes de pertes fer, et en termes de masse. Il est à noter que le bobinage le plus utilisé dans ce type de machines est réparti. Il possède des têtes de bobines conséquentes ce qui engendre des pertes par effet Joule (Figure 1.25).



(a) Structure [Ayd13] (b) Circulation du flux [Ayd04]

Figure 1.25 : AFIS à stator encoché et bobinage réparti

La culasse statorique de la machine AFIS avec des aimants NS peut être totalement inexistante. Dans ce cas le bobinage est réalisé sur un support amagnétique et non-conducteur [Gie08]. Ceci permet de réduire les pertes dans le circuit magnétique du stator, à savoir les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault.

Un autre type de bobinage existe aussi pour les machines AFIS à stator encoché. Il s'agit du bobinage concentré sur dents. Ce bobinage permet de réduire les têtes de bobines et par conséquent les pertes par effet Joule. De plus, il permet de gagner en encombrement et d'obtenir de meilleurs rendements et de meilleures densités de puissance [Bom09]. La Figure 1.26 montre une machine à double rotor et un stator. Le bobinage est concentré sur dents et réalisé des deux côtés du stator.

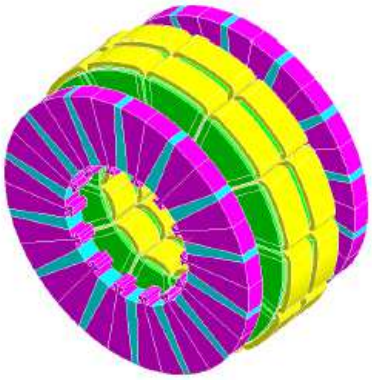
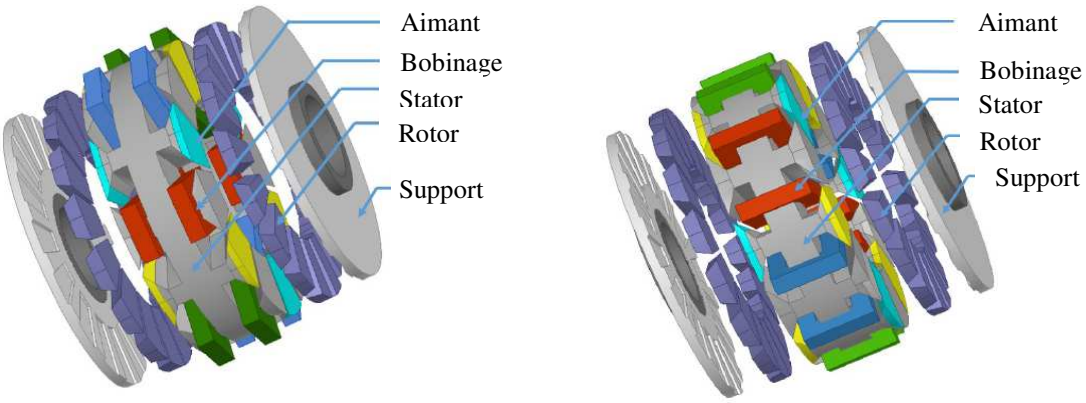


Figure 1.26 : Machine à flux axial avec aimants enterrés et bobinage sur dents [Bom09]

Des structures AFIS plus innovantes ont fait l'objet d'études récentes. C'est le cas des machines axiales à commutation de flux. Elles sont proposées avec un bobinage sur dents (Figure 1.27(a)) ou bien avec un bobinage toroïdal (Figure 1.27(b)). Les rotors sont segmentés et le stator présente des aimants permanents sur la moitié de ses dents. Ces structures à double rotor permettent de réduire le volume des aimants permanents et d'augmenter la densité du flux [Kab15].



(a) Structure à bobinage sur dents (b) Structure à bobinage toroïdal

Figure 1.27 : Machines AFIS à commutation de flux [Kab15]

D'autres machines sans aimants à double rotor et simple stator encoché existent. Il s'agit de machines AFIS à réluctance variable et à bobinage toroïdal (Figure 1.28). L'absence des aimants rend ces machines peu couteuses mais les forces axiales qui agissent sur le stator causent des bruits et des vibrations [Mad14].

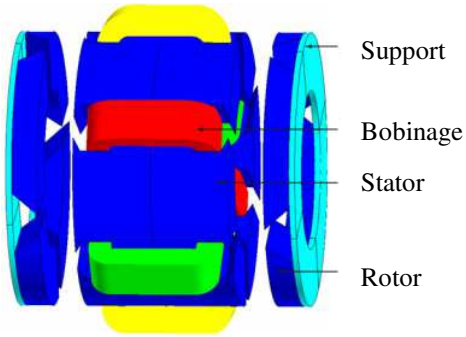
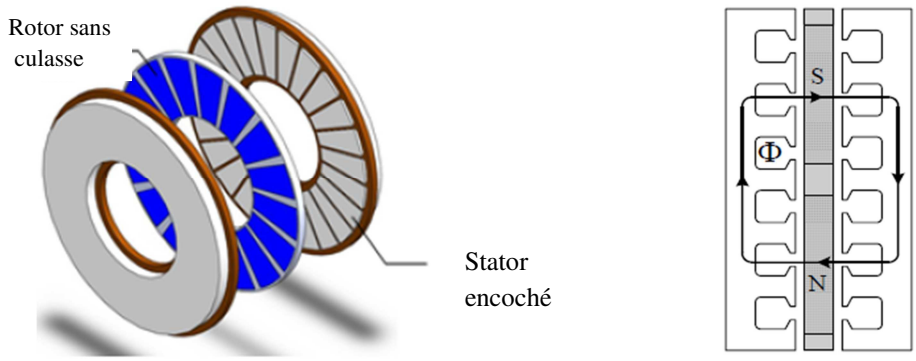


Figure 1.28 : Machine AFIS à réluctance variable [Mad14]

1.3.2.2.2 Machines synchrones à 2 stators et 1 rotor (AFIR)

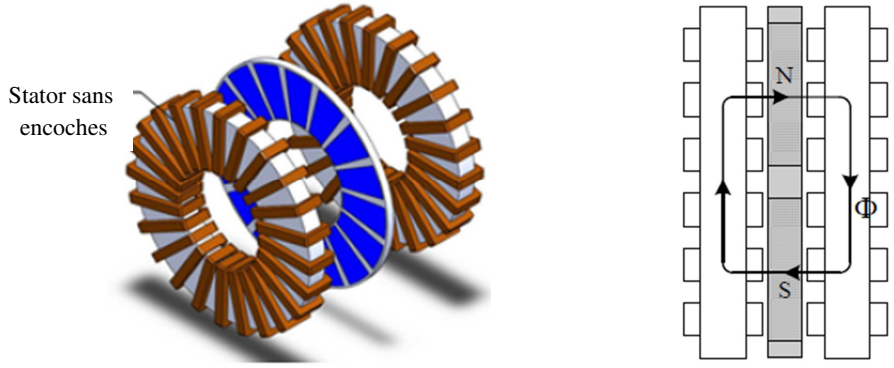
Ces structures de machines discoïdes à stators externes sont également appelées machines axiales à rotor interne (*Axial Flux Internal Rotor : AFIR*). De même, pour ce type de machines, on peut avoir un stator encoché ou bien non encoché. Le bobinage encoché est généralement réparti (Figure 1.29(a)) alors que le bobinage non encoché est souvent toroïdal (Figure 1.30(a)).



(a) Structure [Ayd13] (b) Circulation du flux [Ayd04]

Figure 1.29 : AFIR à stator encoché et bobinage réparti

Le rotor de ce type de machines voit le flux le traverser (Figure 1.29(b), Figure 1.30(b)), donc il est souvent sans culasse. Les aimants du rotor sont généralement sous deux configurations : enterrés ou bien déposés en surface.



(a) Structure [Ayd13] (b) Circulation du flux [Ayd04]

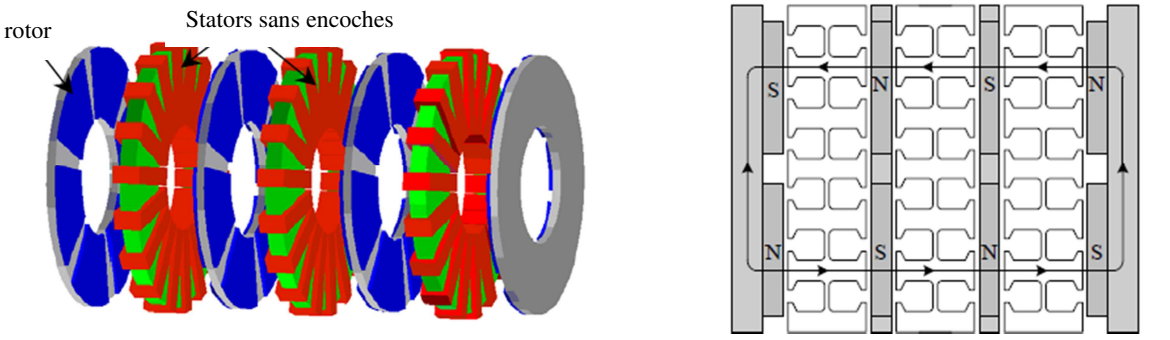
Figure 1.30 : AFIR à stator non encoché et bobinage toroïdal

Dans cette machine la majorité des faces actives (faces polaires et aimants permanents) servent à la conversion électromagnétique. Cette configuration permet d'augmenter la puissance de la machine et par conséquent d'obtenir de très bonnes densités de couple et de puissance [Bom09].

1.3.2.2.3 Machines synchrones « Multi-étages »

La structure élémentaire d'une machine à flux axial peut être répétée plusieurs fois sur le même axe de rotation, afin d'augmenter la puissance ou le couple de la machine. La structure est dite « multi-étages » ou bien « multi-disques » (Figure 1.31(a)). Ces machines peuvent être à stator interne donc formées de N stators et N+1 rotors. Il est donc possible de réduire au minimum la culasse du stator (voire la supprimer) en adoptant une configuration

NS des aimants (Figure 1.31(b)). On trouve aussi des machines « multi-étages » à rotor interne donc formées de N rotors et N+1 stators (Figure 1.32).



(a) Structure (b) Trajet du flux pour des aimants en NS

Figure 1.31 : Machine à flux axial « multi-étages » à stator interne [Ayd04]

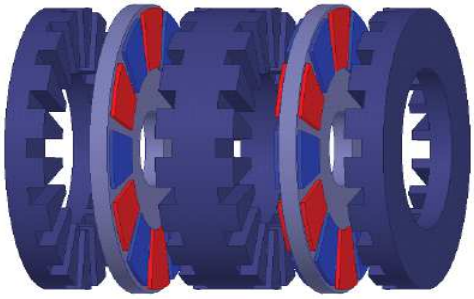


Figure 1.32 : Machine à flux axial « multi-étages » à rotor interne [Düc16]

Le montage « multi-disques » présente deux inconvénients majeurs qui sont la difficulté de bien aligner sur le même axe les différents étages de la machine et la nécessité d'ajouter des renforts mécaniques contre l'attraction stator/rotor [Bom09].

1.3.3 Machines à flux transverse

Les machines à flux transverse font partie de la famille des machines synchrones. La direction du flux est à la fois perpendiculaire et tangentielle à l'axe de rotation.

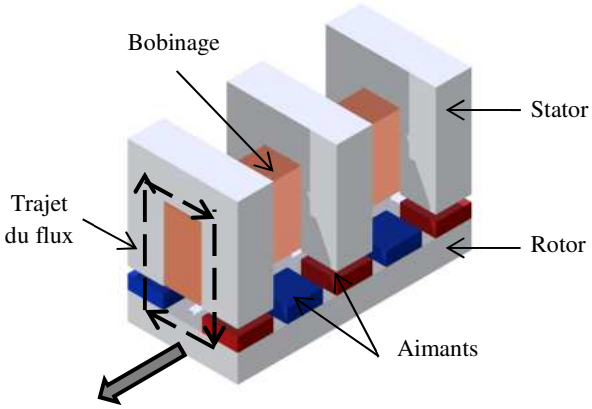


Figure 1.33 : Module élémentaire d'une machine à flux transverse [Kre15]

Un module élémentaire d'une machine à flux transverse est présenté sur la Figure 1.33. Comparées aux moteurs classiques, les bobines d'une même phase sont remplacées par une unique bobine axiale Le circuit magnétique du stator est formé par plusieurs circuits

magnétiques chevauchant la bobine. Le rotor présente des aimants qui s'adaptent à la nouvelle configuration du circuit statorique. Le champ créé par la bobine d'une phase n'est plus dans un plan radial, mais dans un plan transverse à l'axe de rotation du rotor, d'où le nom de machine à flux transverse. Chaque phase est indépendante et est portée le plus souvent par un module unique, il faut donc autant de modules que de phases d'un moteur [Gré03].

Ces machines ont été introduites pour des applications qui nécessitent une densité de couple élevée mais leur structure complexe rend leur industrialisation très difficile. Donc, ce type de machine ne sera pas conservé pour la suite de notre étude.

L'état de l'art présenté dans les paragraphes précédents ne concerne pas un type d'applications précis. Il montre de façon générale, le principe de fonctionnement des grandes catégories de machines à flux axial, radial et transverse. Le paragraphe suivant, présentera une étude bibliographique de structures capables de répondre aux exigences de l'application étudiée.

1.4 Étude bibliographique : applications à entraînement direct

L'objectif de cette partie est de s'appuyer sur l'état de l'art pour trouver des structures de machines asynchrones et synchrones à flux axial et radial qui seront susceptibles de satisfaire les caractéristiques de notre application. Ainsi, ce paragraphe est consacré à la recherche de structures de machines électriques ayant des densités de couple élevées et qui pourraient convenir à des applications de type entraînement direct. Il est à noter que, même si l'application visée dans cette thèse exige des ondulations de couples faibles et un facteur de puissance élevé, ces critères ne seront pas considérés à ce stade de l'étude mais seront détaillés ultérieurement.

D'abord, les technologies des machines asynchrones et synchrones seront comparées. Ensuite, diverses structures de moteurs à flux radial et axial seront recherchées dans la littérature et présentées. Finalement, les différentes structures feront l'objet d'une classification et d'une analyse afin de déterminer les structures innovantes.

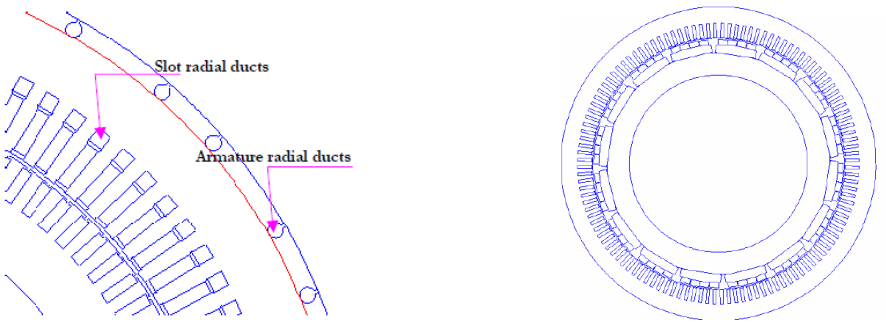
1.4.1 Comparaison machines synchrones et asynchrones

La comparaison des performances des machines asynchrones (MAS) et synchrones (MS) pour des applications à entraînement direct a fait l'objet de plusieurs études trouvées dans la littérature. Dans la suite, on présente les comparaisons réalisées avec différentes structures de machines synchrones à flux radial : à aimants en surface (MSAS), à aimant intérieur (MSAI), synchro-réluctante (MSynR) et à réluctance variable (MRV). L'étude comparative est complétée par une comparaison des structures à flux axial. On s'intéresse aux capacités des machines en termes de couple mais aussi à leurs performances au niveau du rendement.

1.4.1.1 Comparaison MAS/MSAS

Les travaux réalisés dans [Lat05] et [Kar15] portent sur une application de propulsion marine. Les auteurs dans [Lat05] cherchent à minimiser le volume de la machine. Ils optimisent une machine asynchrone et une machine synchrone à aimants permanents placés en surface (Figure 1.34). Les résultats de l'optimisation montrent que la densité de couple la plus élevée, le meilleur facteur de puissance ainsi que le volume le plus faible sont obtenus avec la machine synchrone à aimants permanents. De plus, le courant nominal de la machine

synchrone est inférieur à celui de la machine asynchrone ce qui fait diminuer les pertes par effet Joule.

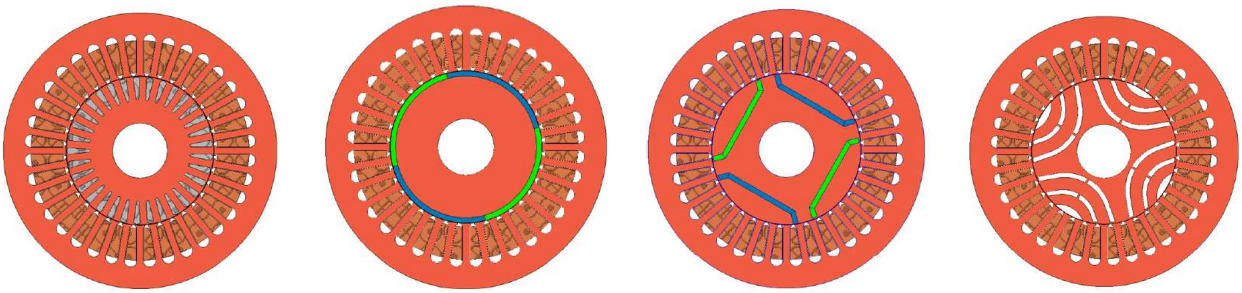


(a) Machine asynchrone (b) Machine synchrone à aimants en surface

Figure 1.34 : Comparaison des machines asynchrones et synchrones pour la propulsion marine [Lat05]

De leur côté, les auteurs dans [Kar15], comparent deux types de moteurs : MAS et MSAS. Les résultats montrent que le moteur à aimants permanents développe une densité de couple et un rendement plus élevés que le moteur asynchrone (42 kNm/m^3 et 97.62% contre 26 kNm/m^3 et 96.37 %) et possède un volume de matière active (fer, cuivre, aimants, etc.) plus petit.

Dans [Jia12] les auteurs confrontent quatre types de moteurs ayant le même stator et le même bobinage avec la même dimension du rotor pour une application de traction électrique (Figure 1.35). La comparaison entre MAS et MSAS (Figure 1.35(a) et (b)) a montré que le couple développé par la machine asynchrone (22.21 Nm) est supérieure à celui de la machine à aimants en surface (18.5 Nm). Par contre, le rendement de la machine à aimant était supérieur à celui de la machine asynchrone (92% contre 88%), à cause des pertes engendrées par les courants induits dans la cage du rotor.



(a) Machine asynchrone (MAS) (b) Machine synchrone à aimants en surface (MSAS) (c) Machine synchrone à aimants intérieurs (MSAI) (d) Enterrés direction orthoradiale (concentration de flux)

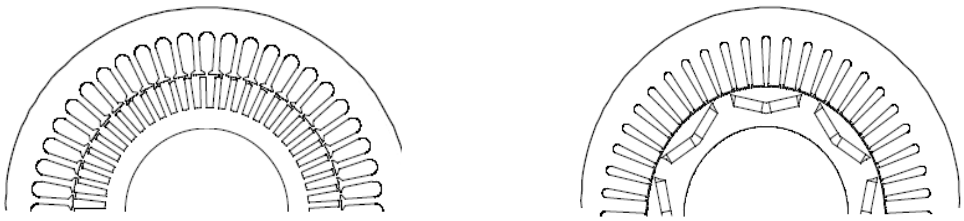
Figure 1.35 : Machines synchrones et asynchrones comparées pour une application de traction électrique [Jia12]

1.4.1.2 Comparaison MAS/MSAI

La comparaison du moteur asynchrone avec le moteur synchrone à aimant intérieur (Figure 1.35(c)) réalisée dans [Jia12] montre que la MSAI est capable de fournir plus de couple que la MAS (25.48Nm contre 22.21 Nm) avec un rendement nettement plus supérieur (94% contre 88%).

La comparaison entre ces deux types de moteurs électriques est aussi évoquée dans [Dor10] pour une application de véhicule hybride. Les auteurs s'intéressent à la densité

volumique de couple tout en gardant le diamètre extérieur du stator, le diamètre intérieur du rotor ainsi que la longueur de fer constants (Figure 1.36). Comme on s'intéresse plutôt aux fonctionnements à des basses vitesses, on relève alors les résultats des simulations à faible vitesse et à couple maximal. Des résultats similaires à ceux de [Jia12] sont constatés. Le couple de la MSAI est légèrement supérieur à celui de la MAS mais présente une nette amélioration au niveau du rendement (91.3% contre 83.1%). Par contre, le coût des matières actives de la machine synchrone à aimants permanents est beaucoup plus élevé que celui de la machine asynchrone, principalement à cause du prix élevé des aimants permanents à base de terres rares.



(a) Machine asynchrone

(b) Machine synchrone à aimants intérieurs

Figure 1.36 : Machines synchrones et asynchrones comparées pour une application de véhicule hybride [Dor10]

1.4.1.3 Comparaison MAS/MSynR

Dans [Jia12] les auteurs comparent également la machine asynchrone à une machine synchro-réluctante (Figure 1.35(d)). Les dimensions du stator et du rotor sont identiques pour les deux machines. Donc, à iso-volume, le couple de la MSrynR (23.07 Nm) est sensiblement supérieur à celui de la MAS (22.21 Nm). Par ailleurs, le rendement de la MSrynR est amélioré de 3% (91% contre 88%).

Dans [Var09], les auteurs comparent la MAS et la machine synchro-réluctante assistée d'aimants permanents (MSynR-AP) (Figure 1.37) pour une application navale. Les deux machines ont le même stator et la même longueur de fer. Ainsi, à volume égal, le moteur synchrone à reluctance assistée par des aimants permanents développe une densité de couple plus élevée que le moteur asynchrone. De plus, le facteur de puissance passe de 0.8 à 0.85 grâce à l'utilisation des aimants.

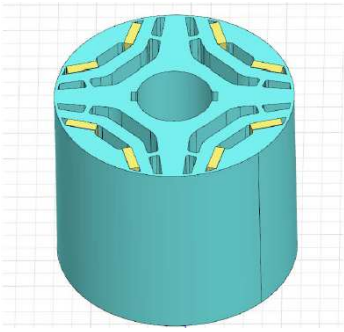
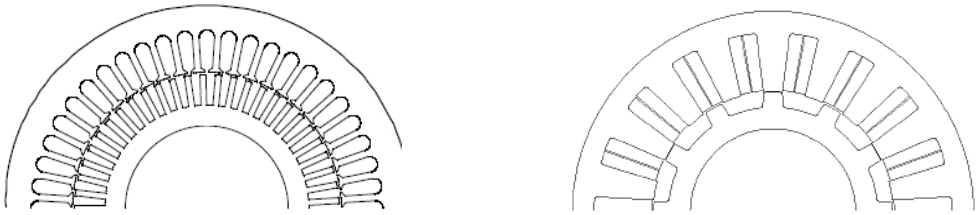


Figure 1.37 : Machine synchro-réluctante assistée d'aimants permanents [Var09]

1.4.1.4 Comparaison MAS/MRV

Les auteurs dans [Dor10] comparent la machine asynchrone à la machine à réluctance variable (MRV). Les structures des deux machines sont données sur la Figure 1.38.



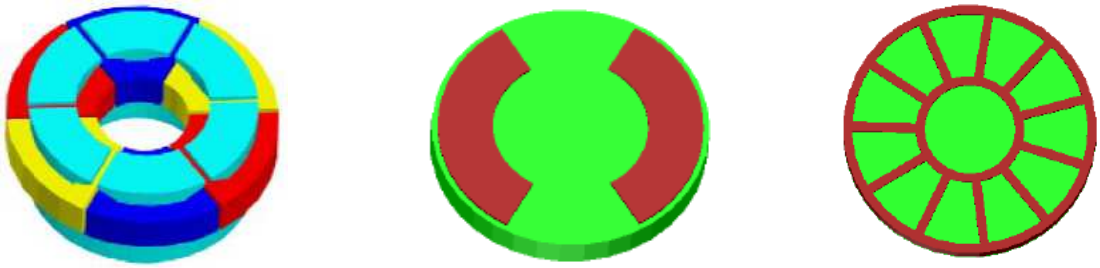
(a) Machine asynchrone (b) Machine à réluctance variable

Figure 1.38 : Machines asynchrones et à réluctance variable comparées pour une application de véhicule hybride [Dor10]

Les deux machines sont comparées à iso-volume. La densité de couple de la MRV est inférieure à celle de la MAS mais son rendement est plus élevé à cause de la réduction des pertes. Le vrai atout de la machine à réluctance variable est son prix qui est très bas comparé à celui de la machine asynchrone et aussi à d'autres types de machines, ceci à cause du rotor passif qui ne présente ni bobinage ni aimants permanents.

1.4.1.5 Comparaison MAS/MSAS à flux axial

Dans [Zha10] une comparaison par simulation éléments finis 3D est réalisée dans l'objectif d'examiner la densité de couple et le rendement de deux machines: une machine asynchrone à flux axial (MAS-FA) et une machine synchrone à aimants surfaciques à flux axial (MSAS-FA). Chacun des deux moteurs est formé d'un rotor double face situé entre deux stators ayant les mêmes dimensions géométriques (Figure 1.39)



(a) Stator (b)Rotor machine synchrone à aimants en surface (c) Rotor machine synchrone à cage d'écureuil

Figure 1.39 : Machines asynchrones et synchrones à flux axial [Zha10]

Les deux moteurs possèdent le même volume. Le couple développé par la machine à aimants est plus élevé que celui de la machine asynchrone. Les pertes fer au rotor de la machine à aimants sont faibles ce qui réduit les pertes fer globales (stator + rotor) de la MSAS-FA. Ainsi, le rendement de la machine à aimant est supérieur à celui de la machine asynchrone.

1.4.1.6 Choix de la technologie

L'analyse bibliographique présentée permet de déduire que pour des applications de type entraînement direct, les machines synchrones, en général, sont plus prometteuses que les machines asynchrones et ceci essentiellement en ce qui concerne la densité de couple et le rendement. Pour cette raison, la suite de l'étude bibliographique portera uniquement sur les machines synchrones qui répondent au mieux aux exigences de notre problématique. Des structures à flux radial et axial seront recherchées et classées afin de déterminer des structures innovantes.

1.4.2 Classification et détermination des structures synchrones innovantes

L'état de l'art réalisé a montré l'existence d'un grand nombre de concepts de machines électriques. Ceci rend difficile le choix d'une structure innovante et performante capable de satisfaire les exigences de l'application à fort couple et basse vitesse. Ainsi, la nécessité de classer les différentes structures trouvées dans la littérature s'est avérée indispensable. Avant de présenter la méthode de classification et les résultats de l'analyse, l'état de l'art sera complété par une étude bibliographique sur les différentes structures de machines radiales et axiales trouvées dans la littérature dans le cadre d'applications à entraînement direct.

1.4.2.1 Structures à flux radial

Pour des applications de traction électrique, on trouve des structures de machines à aimants intérieurs placés au rotor. Les auteurs dans [Kim13] et [Kim14] utilisent des aimants en forme de V au rotor avec un bobinage concentré sur dents au stator. La première structure est à pôles symétriques (Figure 1.40) alors que la deuxième présente des pièces polaires non symétriques formées par deux aimants d'épaisseurs différentes (Figure 1.41). Cette dernière structure améliore les performances de la machine surtout en termes de protection contre la démagnétisation. La disposition des aimants en V permet une meilleure concentration de flux et augmente la saillance du rotor ce qui offre la possibilité d'utiliser des aimants moins puissants que les terres-rares. Le bobinage sur dents réduit les pertes par effet Joule ce qui contribue à l'amélioration du rendement.

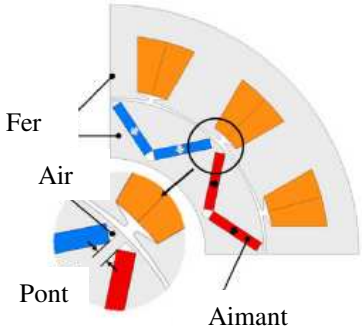


Figure 1.40 : Pôles symétrique en V [Kim13]

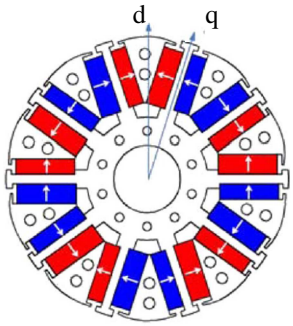


Figure 1.41 : Pôles asymétriques en V [Kim14]

Une autre structure à aimants intérieurs et bobinage sur dents est étudiée dans [Elr14]. Les auteurs proposent une nouvelle structure du rotor dans laquelle la tôle magnétique et l'arbre amagnétique sont solidaires (Figure 1.42). Ils montrent que cette configuration améliore la tenue mécanique sans l'utilisation de ponts magnétiques au rotor.

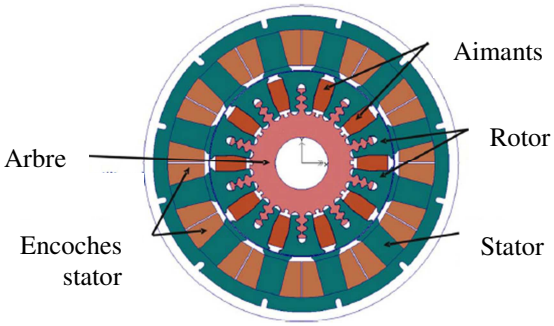


Figure 1.42 : Machine à rotor et à arbre solidaire avec des aimants intérieurs [Elr14]

D'autres structures plus innovantes à double entrefer sont étudiées pour des applications à forte densité de couple. C'est le cas dans [Wan11] où les auteurs proposent un moteur à 2 stators et 1 rotor à aimants en surface et bobinage distribué (Figure 1.43). L'existence d'un double entrefer fait augmenter significativement le couple créé mais les têtes de bobines longues engendrent des pertes par effet Joule qui font réduire le rendement. Dans [Qu02], une machine à 2 rotors et 1 stator utilise un bobinage toroïdal afin de réduire les têtes de bobines et par conséquent les pertes cuivre (Figure 1.44).

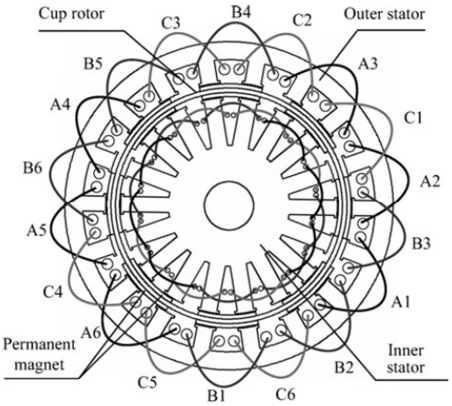


Figure 1.43 : Machine à 2 stators et 1 rotor et bobinage distribué [Wan11]

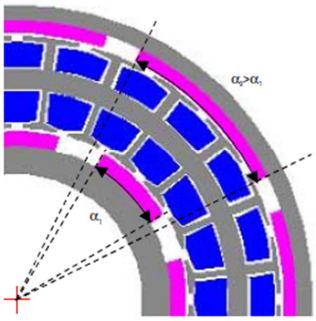


Figure 1.44 : Machine à 2 rotors et 1 stator et bobinage toroïdal [Qu02]

Le concept du flux modulé a aussi intéressé différents auteurs. Le principe est basé sur un « réducteur de flux » qui agit de façon similaire à « un réducteur mécanique ». En effet, le flux est modulé soit en utilisant des pièces stationnaires entre le rotor et le stator (Figure 1.45), soit en divisant les dents du stator ce qui donne lieu à une machine du type Vernier (Figure 1.46). Ces machines sont à rotor extérieur ce qui permet d'augmenter la surface d'entrefer et par conséquent le couple. Ces structures conviennent à des applications à fort couple et basse vitesse mais sont difficiles à industrialiser.

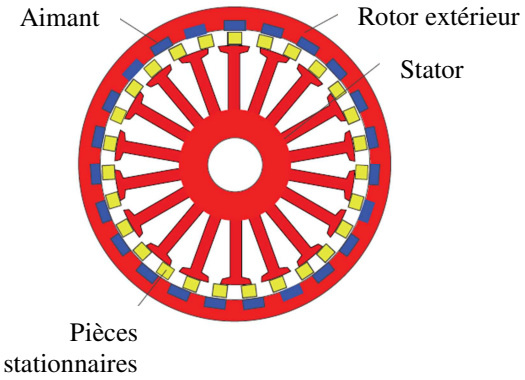


Figure 1.45 : Machine à modulation de flux [Fan14]

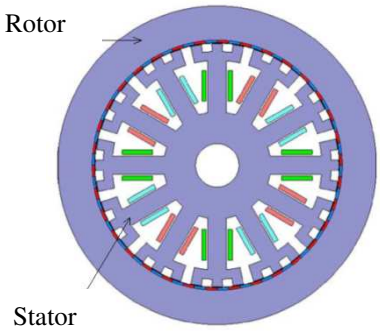


Figure 1.46 : Machine Vernier à rotor extérieur [Ho11a]

On retrouve aussi la technologie de machines à commutation de flux dans plusieurs études qui cherchent une densité de couple élevée. Comme déjà présenté dans l'état de l'art, ces machines possèdent des aimants permanents au stator et peuvent être dotées d'un bobinage auxiliaire pour créer une excitation hybride [Hua09, Sul12]. D'autres topologies moins classiques sont étudiées dans la littérature. Un exemple est donné dans [Zul12] où les auteurs proposent une machine à commutation de flux avec un rotor segmenté (Figure 1.47). Cette structure permet d'augmenter la densité de couple et de diminuer le volume d'aimants comparé à une machine à aimants en surface. Par contre, les ondulations de couple sont

élevées à cause du bobinage sur dents réalisé avec une large ouverture d'encoche. Ce problème est aussi constaté dans [Zho13] pour une machine à commutation de flux et des aimants en V au stator (Figure 1.48). Cette configuration permet de concentrer le flux et d'augmenter la densité de couple de la machine. Cependant, la réduction des ondulations de couple est réalisée en utilisant un vrillage par pas au niveau du rotor.

Dans [Zhu08] une machine à commutation de flux avec une division des dents statoriques est proposée afin de réduire le volume des aimants utilisés et en même temps réduire les ondulations de couple. La densité de couple est augmentée à faible courant, par contre le circuit magnétique sature rapidement quand le courant est augmenté ce qui limite la densité de couple à courants élevés. Une machine à commutation de flux à stator intérieur et rotor extérieur est étudiée dans [Ahm13] pour une application de « moteur-roue » destiné à un véhicule électrique.

D'autres structures à commutation de flux et double entrefer ont fait l'objet d'un brevet pour des applications de propulsion navale et d'éolienne [Gan14]. La machine proposée est multi-phasée avec un stator intérieur comportant des aimants et situé entre deux rotors (Figure 1.49).

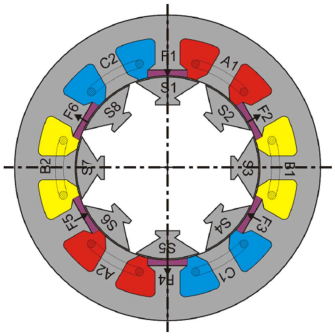


Figure 1.47 : Machine à commutation de flux et rotor segmenté [Zul12]

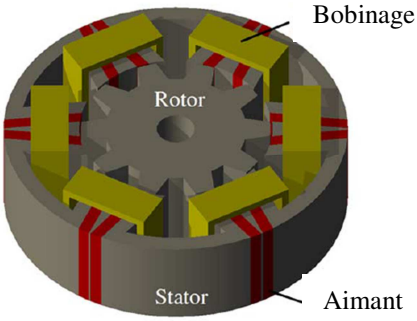


Figure 1.48 : Machine à commutation de flux et aimants en V [Zho13]

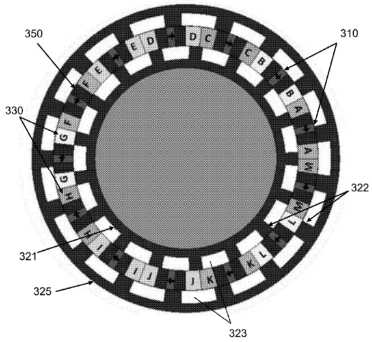


Figure 1.49 : Machine à commutation de flux et double entrefer [Gan14]

La machine synchro-réluctante à plusieurs barrières de flux est proposée dans [Mor14] pour une application de véhicule hybride (Figure 1.50). Les auteurs montrent que ce type de moteurs est capable de fournir le couple demandé tout en utilisant des aimants en ferrite à faible densité énergétique. Ceci est dû à la présence de plusieurs barrières de flux ce qui augmente la saillance du rotor. Par contre, le bobinage utilisé est un bobinage distribué. Ce dernier fait augmenter les pertes par effet Joule à cause de la longueur conséquente des têtes de bobines.

Dans [Tor13] une structure sans aimants permanents est étudiée pour une application à forte densité de couple et qui exige des moteurs à faibles dimensions. Le moteur est à réluctance variable avec un rotor extérieur. L'auteur précise qu'une telle structure pourrait convenir à des applications à entraînement direct dans les roues des véhicules électriques mais la machine présente un niveau de bruit acoustique élevé.

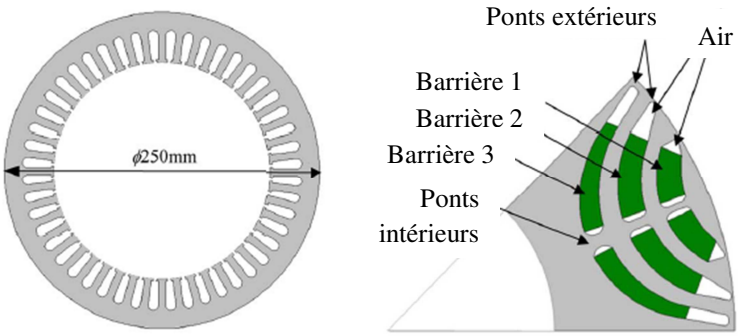


Figure 1.50 : Machine synchro-réluctante à multi-barrières [Mor14]

1.4.2.2 Structures à flux axial

Dans la littérature, la plupart des machines à flux axial et à aimants permanents sont étudiées pour des applications à forte densité de couple. Dans [Chi11], les auteurs proposent une machine à double stator et simple rotor segmenté (Figure 1.51). Des pièces en poudre de fer (*SMC : Soft Magnetic Composite*) sont placées entre les aimants afin de favoriser le flux dans l'axe *q* alors que les aimants ayant une perméabilité faible font diminuer le flux dans l'axe *d*. Cette structure permet d'améliorer la réluctance de la machine. Dans [Ara11], une machine à deux stators et un rotor (AFIR) est aussi proposée avec des aimants insérés entre deux couches de SMC. Des pièces en SMC sont également intercalées entre deux pôles consécutifs dans le but d'améliorer le couple de réluctance (Figure 1.52).

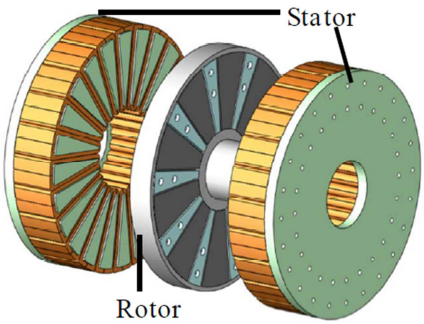


Figure 1.51 : Machine à 2 stators et 1 rotor segmenté [Chi11]

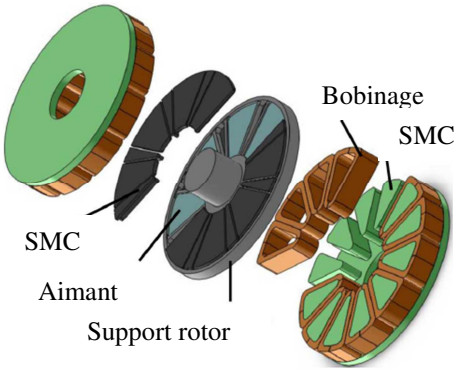
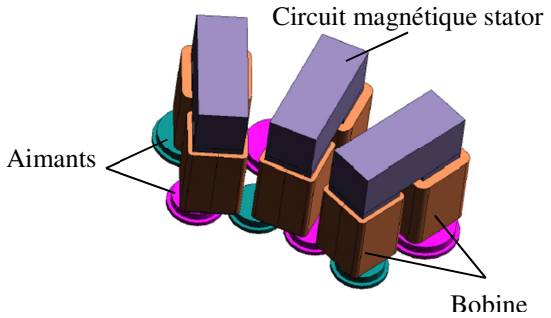


Figure 1.52 : Machine à 2 stators et 1 rotor à aimants insérés [Ara11]

Les auteurs dans [Jun08] utilisent une machine double stator avec des circuits magnétiques en forme de U autour desquels se trouve un bobinage concentrique. Le rotor présente des aimants circulaires déposés en surface (Figure 1.53). La forme du circuit magnétique du stator permet de réduire la longueur de la machine et d'éliminer la partie non nécessaire de la culasse statorique.

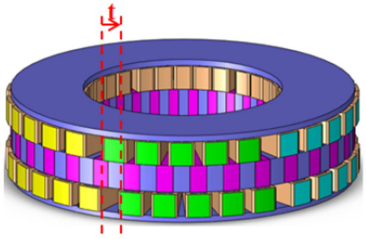
(a) Structure du moteur : rotor et stator



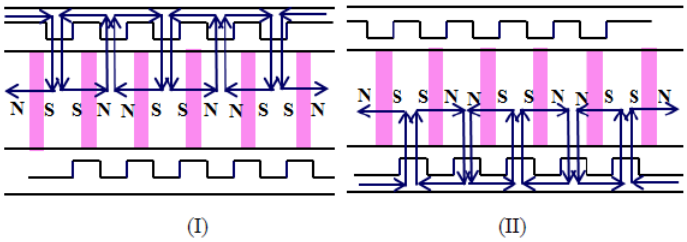
(b) Circuit magnétique du stator avec bobinage et aimants du rotor

Figure 1.53 : Moteur AFIR avec des circuits magnétiques en U [Jun08]

Une autre structure à aimants intérieurs est étudiée dans [Zha13]. La machine est formée d'un seul rotor placé entre deux stators décalés d'un pas dentaire. Le décalage créé entre les deux stators fait que le flux des aimants favorise le chemin le moins réluctant et donc passe quasiment dans un seul des deux entrefers à chaque position (Figure 1.54). Cette machine permet d'augmenter la densité de couple et de réduire significativement les ondulations de couple comparée à la machine classique à stator non décalés.



(a) Structure de la machine avec décalage d'un pas dentaire



(b) Chemin de flux dans deux positions du stator

Figure 1.54 : Machine à rotor intérieur et 2 stators décalés d'un pas dentaire [Zha13]

L'étude bibliographique réalisée, montre aussi l'existence de machines à commutation de flux en configuration axiale utilisées pour des applications à fort couple. Une machine AFIR est étudiée dans [Lin11] avec un bobinage concentré sur dents (Figure 1.55). Les auteurs dans [Hao12] proposent une structure AFIS à stator intérieur (Figure 1.56). Pour cette machine, il faudra prêter une attention particulière à la forme du circuit magnétique du stator afin de rendre la force électromotrice plus sinusoïdale et de réduire les ondulations de couple.

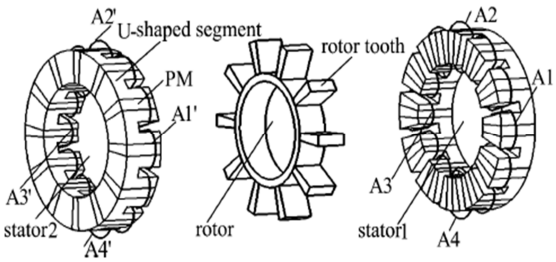


Figure 1.55 : Machine AFIR à commutation de flux [Lin11]

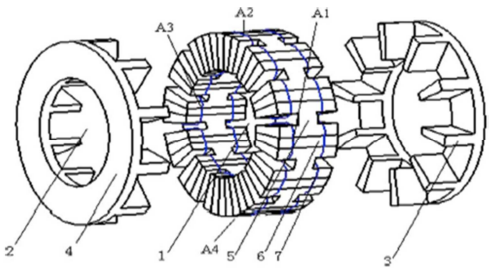


Figure 1.56 : Machine AFIS à commutation de flux [Hao12]

Dans [Dal07], une machine à réluctance variable à 2 stators et 1 rotor est présentée. Les stators sont à bobinage concentré sur dents alors que le rotor présente des pôles magnétiques et de l'aluminium coulé dans les fentes entre les pôles (Figure 1.57). Les pôles rotoriques étant lisses, il n'existe pas un effet de « pales » ou de « lames », ce qui atténue le bruit acoustique.

Le principe du « flux modulé » existe aussi pour les machines à flux axial [Ho11b]. La machine est de type AFIS à bobinage toroïdal et aimants en surface. Des pièces en SMC sont déposées entre le stator et les rotors de chaque côté (Figure 1.58) afin de moduler le champ magnétique. Cette machine est plus simple à fabriquer par rapport à la machine radiale à modulation de flux. Elle est étudiée pour une application à fort couple et basse vitesse de type entraînement direct pour un véhicule hybride.

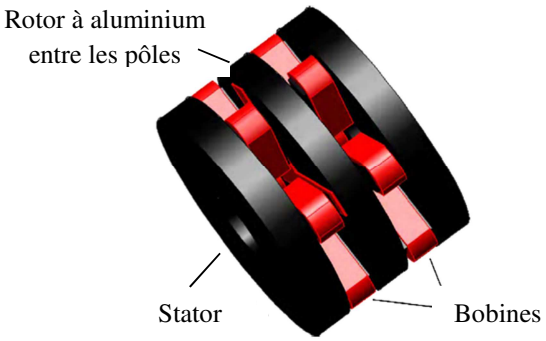


Figure 1.57 : Machine AFIR à réluctance variable [Dal07]

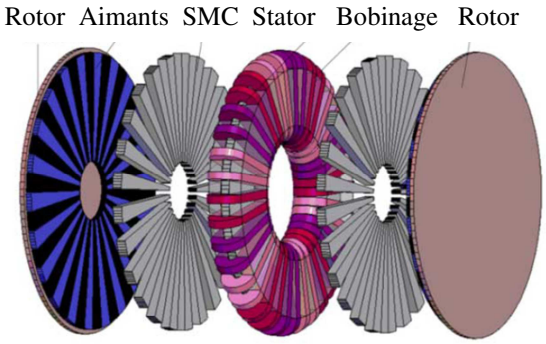


Figure 1.58 : Machine AFIS à modulation de flux [Ho11b]

1.4.2.3 Méthode de classification

Les différentes structures de machines électriques répertoriées tout au long de la recherche bibliographique sont classées dans un tableau (Excel) selon les critères suivants :

- la direction du flux : radial, axial ;
- le type de bobinage : réparti, concentré, toroïdal ;
- le support du bobinage : encoché, sur dents ;
- type d'excitation : bobine d'excitation, aimants permanents, excitation hybride, sans excitation ;
- emplacement de l'excitation : stator, rotor, sans excitation ;
- nombre de stators et de rotors : 1 stator / 1 rotor (extérieur ou intérieur) ; 1 stator / 2 rotors, 2 stators / 1 rotor ;
- principe de fonctionnement : classique, commutation de flux, réluctance variable, modulation de flux, synchro-réluctante assisté d'aimants permanents, etc. ;
- disposition des aimants : en surface, intérieur, sans aimants.

Un exemple du tableau de classification est donné sur la figure suivante :

	A	B	C	D	E	F	G	H
1	**Direction du flux**	**Type du bobinage**	**Support du bobinage**	**Type d'excitation**	**Emplacement de l'excitation**	**Nb. Stator/rotor**	**Principe de fonctionnment**	**Disposition des aimants**
2	Radial	Concentré	Encoché	Hybride (Aimant permanent + bobine d'excitation)	Stator	1 stator/1 rotor intérieur	Commutation de flux	Intérieur
3	Radial	Réparti	Encoché	Aimant permanent	Rotor	1 stator/1 rotor extérieur	Modulation de flux	Intérieur
4	Radial	Concentré	Sur dents	Sans excitation	Sans excitation	1 stator/1 rotor extérieur	Réluctance variable	Sans aimants
5	Radial	Concentré	Encoché	Hybride (Aimant permanent + bobine d'excitation)	Stator	1 stator/1 rotor intérieur	Commutation de flux	Intérieur
6	Radial	Réparti	Encoché	Aimant permanent	Rotor	2 stators/1 rotor	Classique	En surface
7	Radial	Concentré	Encoché	Aimant permanent	Stator	1 stator/1 rotor intérieur	Commutation de flux	Intérieur

Figure 1.59 : Exemple du tableau de classification des machines suite à la recherche bibliographique

Le tableau croisé dynamique sous Excel offre la possibilité d'exploiter la classification réalisée. Cette méthode permet de trier les différentes structures selon un critère donné tout en offrant un environnement évolutif, simple, lisible et adapté pour définir les concepts innovants. Voici un exemple d'application du tableau croisé dynamique :

	A	B	C	D	E	F	G	H
1	Direction du flux	Radial						
2	Principe de fonctionnment	Commutation de flux						
3								
4	**Nombre d'applications**				Type de bobinage			
5	Type d'excitation	Nb. Stator/rotor	Emplacement de l'excitation	Disposition des aimants	Concentré	Réparti	Toroidal	Total général
6	Aimant permanent	1 stator/1 rotor intérieur	Stator	En surface				
7				Intérieur	1			1
8				Intérieur (concentration de flux)				
9				Intérieur (en V)	1			1
10				Sans aimants				
11		1 stator/2 rotors	Stator	En surface				
12				Intérieur	2			2
13				Intérieur (concentration de flux)				
14				Intérieur (en V)				
15				Sans aimants				
16	Hybride (Aimant permanent + bobine d'excitation)	1 stator/1 rotor extérieur	Stator	En surface				
17				Intérieur	1			1
18				Intérieur (concentration de flux)				
19				Intérieur (en V)				
20				Sans aimants				
21		1 stator/1 rotor intérieur	Stator	En surface				
22				Intérieur	2			2
23				Intérieur (concentration de flux)				
24				Intérieur (en V)				
25				Sans aimants				
26	**Total général**				**7**			**7**

Figure 1.60 : Exemple d'application du tableau croisé dynamique sous Excel

1.4.2.4 Concepts innovants

L'utilisation du tableau dynamique croisé a permis d'identifier les structures de machines trouvées dans les articles référencés. La présence récurrente des machines à commutation de flux et des structures à aimants permanents intérieurs montre que ces configurations sont capables d'améliorer la densité de couple. De plus, les combinaisons de certains critères (disposition des aimants, types de bobinage, etc.) non trouvées dans l'étude bibliographique sont détectées ainsi que certains principes de fonctionnement surtout en flux axial sont identifiés.

Malgré le fait que la machine synchrone à flux radial soit une technologie étudiée et développée depuis longtemps, on trouve encore certains concepts non étudiés. Voici certaines configurations intéressantes qui en font parties :

- machine à commutation de flux à rotor extérieur avec aimants en V et bobinage réparti ou concentré sur dents ;
- machine synchro-réluctante à multi-barrières en V et bobinage concentré sur dents ;
- machine à rotor extérieur et aimants en V avec un bobinage concentré sur dents ;
- machine à 2 rotors et 1 stator avec bobinage sur dents et aimants en V sur les 2 rotors ou en surface sur l'un et en V sur l'autre.

Pour les machines à flux axial, considérées plus récentes que celles à flux radial et donc moins développées, certains principes de fonctionnement non pas été retrouvés dans l'étude bibliographique. Il s'agit des machines synchro-réluctantes assistées par des aimants et du concept de la division des dents statoriques. En ce qui concerne les configurations des machines axiales non répertoriées, on trouve, par exemple, les suivantes :

- machine AFIR ou AFIS à aimants en V aux rotors ;
- machine AFIR ou AFIS à commutation de flux avec aimants intérieurs en V ;
- machine AFIR ou AFIS à modulation de flux et aimants intérieurs ;
- machine AFIR ou AFIS à excitation hybride et aimants en V.

À l'issue de cette étude bibliographique et de la classification des machines, une tendance claire se dégage. Il s'agit des machines synchrones à aimants permanents pour les applications de type entraînement direct à fort couple et basse vitesse. De plus, l'expertise industrielle de Leroy-Somer privilégie les structures radiales à rotor intérieur. Ainsi, les machines à réluctance variable et les machines radiales à rotor extérieur sont écartées pour la suite des travaux.

Les analyses et les résultats des articles de la littérature montrent que le bobinage distribué avec des têtes de bobines conséquentes, rend la structure encombrante et augmente les pertes. Donc, dans un souci de compacité et de réduction des pertes par effet Joule, le bobinage concentré sur dents sera adopté.

La première partie de la suite du travail de recherche concerne les machines à flux radial. Le choix de la structure de machine sera fait suite à une étude comparative en éléments finis des structures identifiées comme intéressantes et prometteuses. Cette comparaison comprend les machines à concentration de flux, les machines à aimants en V, les machines à multi-barrières et les machines à commutation de flux.

1.5 Conclusion

Ce premier chapitre a permis d'établir un état de l'art des machines électriques à courant alternatif. Dans un premier temps, nous avons défini les caractéristiques de l'application visée. Il s'agit d'une application à entraînement direct à fort couple et basse vitesse. Dans un deuxième temps, un état de l'art des différentes technologies de machines existantes a été réalisé. Nous avons présenté les topologies selon la direction du flux.

Par la suite, l'état de l'art a été complété par une étude bibliographique sur les structures de machines radiales et axiales destinées à des applications à forte densité de couple. Une comparaison entre les machines asynchrones et synchrones, basée sur la littérature, nous a conduits à privilégier la technologie synchrone.

La multitude de possibilités technologiques des machines synchrones ont fait l'objet d'une classification basée essentiellement sur la direction du flux, le type du bobinage, le type d'excitation et le nombre d'entrefer. L'analyse de la classification à l'aide des tableaux dynamiques croisés sous Excel nous a permis de dégager certaines configurations et certains principes de fonctionnement non retrouvés dans la littérature. Ainsi, des concepts innovants ont été proposés.

Enfin, l'expertise de l'industriel ainsi que l'analyse de la littérature nous ont conduits à identifier, dans un premier temps, des machines radiales intéressantes et prometteuses avec un bobinage concentré sur dents. Il s'agit des machines à concentration de flux, les machines à aimants en V, les machines à multi-barrières et les machines à commutation de flux.

Dans le chapitre suivant, une comparaison par éléments finis des structures identifiées sera effectuée. La comparaison sera basée essentiellement sur les performances en couple et en facteur de puissance. L'objectif sera de choisir une structure de machine qui va être modélisée analytiquement et optimisée dans les chapitres ultérieurs.

Chapitre 2

Étude comparative par éléments finis de structures à flux radial

Sommaire Chapitre 2

Étude comparative par éléments finis de structures à flux radial 53

2.1 Introduction..... 55

2.2 Calcul des performances électromagnétiques..... 55

2.3 Première comparaison de machines à flux radial : structures de base 58

2.3.1 Structures des machines étudiées..... 58

2.3.2 Réalisation du bobinage concentré sur dents..... 59

2.3.3 Matériaux utilisés 62

2.3.4 Hypothèses et bases de comparaison 66

2.3.5 Résultats des simulations..... 66

2.4 Deuxième comparaison de machines à flux radial : structures modifiées 71

2.4.1 Structures des machines étudiées..... 71

2.4.2 Hypothèses et bases de comparaison 72

2.4.3 Résultats des simulations..... 72

2.5 Choix du nombre de dents et du nombre de pôles de la machine en multi-V 73

2.5.1 Coefficient de bobinage fondamental 73

2.5.2 Paramètres géométriques d'une barrière en V 74

2.5.3 Analyse de la machine à 18 dents et 16 pôles 75

2.5.4 Analyse de la machine à 12 dents et 10 pôles 80

2.5.5 Comparaison des structures 18/16 et 12/10..... 90

2.6 Conclusion 90

2.1 Introduction

Comme nous l'avons montré dans le chapitre 1, les structures radiales les plus prometteuses sont celles à aimants permanents à concentration de flux, à aimants en V et à commutation de flux. À ces structures on rajoute la structure conventionnelle à aimants en surface qui sert de base pour la comparaison. Le type de bobinage choisi est le bobinage sur dents qui permet de réduire les têtes de bobines et ainsi les pertes par effet Joule. Ce chapitre aura pour but d'exposer la démarche qui nous a permis de choisir la topologie de la machine radiale retenue pour la suite des travaux de la thèse.

Dans un premier temps, on définira les performances électromagnétiques telles que le couple et le facteur de puissance, qui seront utilisées pour comparer les différentes structures. Ensuite, une première comparaison par éléments finis des quatre structures sera effectuée. En se basant sur les résultats des simulations, les structures les plus prometteuses seront retenues. Afin de choisir la machine la plus adaptée au cahier des charges, certaines modifications seront apportées aux géométries et une deuxième comparaison sera réalisée.

Enfin, le choix du nombre de dents et du nombre de pôles de la machine retenue sera fait suite à une étude de deux combinaisons 12/10 et 18/16. Cette étude montrera les avantages et les inconvénients de ces deux topologies ainsi que les moyens qu'on pourra envisager pour les améliorer.

2.2 Calcul des performances électromagnétiques

Comme décrit dans le chapitre 1, le flux dans une machine radiale est perpendiculaire à l'axe de rotation. Ainsi, la machine peut être modélisée en 2D dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation. Par conséquent, le logiciel FEMM est utilisé pour réaliser une modélisation par éléments finis (EF) 2D des structures étudiées [Fem14].

Il est à noter que l'utilisation d'une approche en 2D, rend la résistance et l'inductance des têtes de bobines inaccessibles. Donc, les grandeurs issues des calculs par EF sont baptisées comme grandeurs « internes » et le couple délivré est le couple électromagnétique C_{em}, d'où le schéma de principe de la machine par EF 2D donné sur la Figure 2.1. Les effets 3D seront pris en compte dans le chapitre suivant, lors de la modélisation multi-physique.

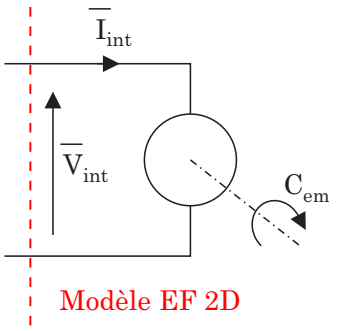


Figure 2.1 : Schéma de principe de la machine modélisée en éléments finis 2D

Lors de la modélisation par éléments finis, certain repères sont définis afin de calculer les grandeurs électromagnétiques. D'abord, le bobinage étant triphasé (phases A, B et C), l'axe du courant est choisi comme étant confondu avec l'axe de la phase A. En ce qui concerne le rotor, l'axe d est celui du pôle magnétique créé par les aimants et l'axe q se trouve à 90

degrés électriques (°elec) de l'axe *d*. La Figure 2.2 illustre le choix des repères pour une machine à aimants en surface à 12 dents et 8 pôles.

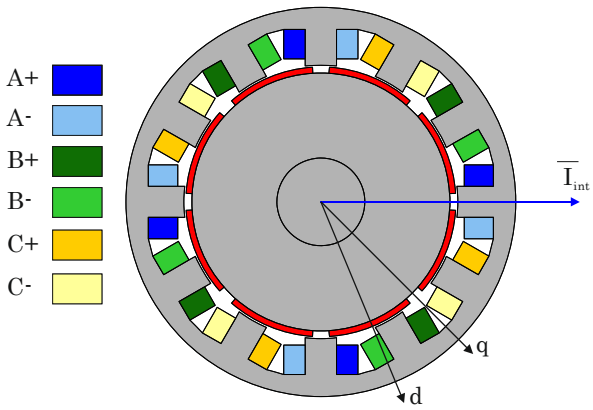


Figure 2.2 : Repère (*d*,*q*) pour la modélisation EF

Le schéma vectoriel dans le repère (*d*,*q*) est représenté sur la Figure 2.3 :

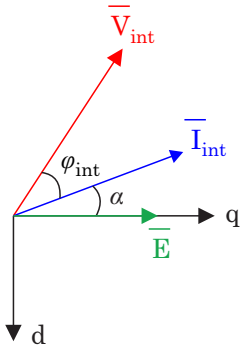


Figure 2.3 : Schéma vectoriel dans le repère (*d*,*q*)

On note que la force électromotrice (fem) $\bar{E}$ est portée par l'axe *q*. L'angle φ_{int} entre le courant et la tension correspond au facteur de puissance interne FP_{int}. L'angle entre le courant et l'axe *q* (donc entre le courant et la fem) est appelé angle du courant ou encore « angle de calage » et est noté α. Ainsi les courants seront définis par :

$$\begin{aligned} I_A &= I_{eff}\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \alpha\frac{\pi}{180}\right) \\ I_B &= I_{eff}\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \alpha\frac{\pi}{180}\right) \\ I_C &= I_{eff}\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \alpha\frac{\pi}{180}\right) \end{aligned} \tag{2.1}$$

Où I_{eff} est la valeur efficace du courant, ω est la pulsation électrique en rad/s et α l'angle du courant en °elec.

Après avoir défini les repères utilisés, on s'intéresse maintenant à l'évolution du couple, au calcul de sa valeur moyenne et au calcul du facteur de puissance. Les calculs par éléments finis se font en régime permanent. La rotation du rotor est prise en compte à l'aide de calculs magnétostatiques à chaque position du rotor. Le logiciel se base sur la méthode du tenseur de Maxwell pour calculer le couple [Pyr08]. L'évolution du couple sur une période électrique (en °elec) est représentée sur la Figure 2.4 pour la machine à aimants en surface donnée sur la Figure 2.2.

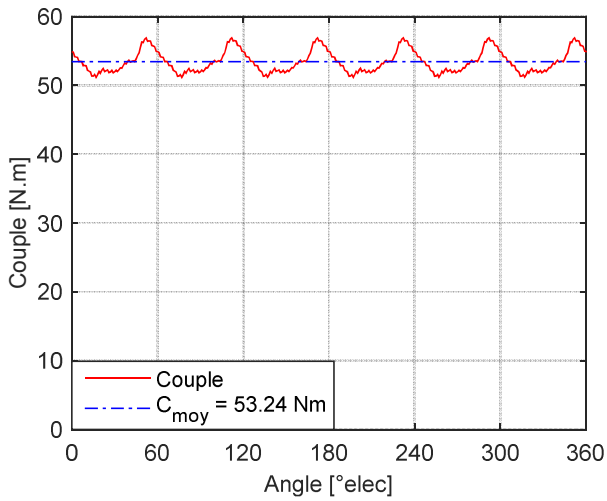


Figure 2.4 : Évolution du couple sur une période électrique

Pour calculer le couple moyen, une première approche consiste à discrétiser finement la période électrique pour garantir une valeur correcte de la moyenne. Par conséquent, le temps de calcul augmente.

Afin de réduire le temps de calcul du couple moyen, une méthode basée sur quatre calculs magnétostatiques est décrite dans la littérature [Bia10]. Cette méthode se base sur le calcul du flux dans le repère d et q en 4 positions définies par :

$$\theta = \left\{0;\ \frac{\pi}{12};\ \frac{\pi}{6};\ \frac{\pi}{4}\right\} \quad (rad\ elec)$$

Donc (2.2)

$$\theta = \{0;\ 15;\ 30;\ 45\} \quad (°elec)$$

La Figure 2.5 montre la position des 4 points de calculs sur une période du couple :

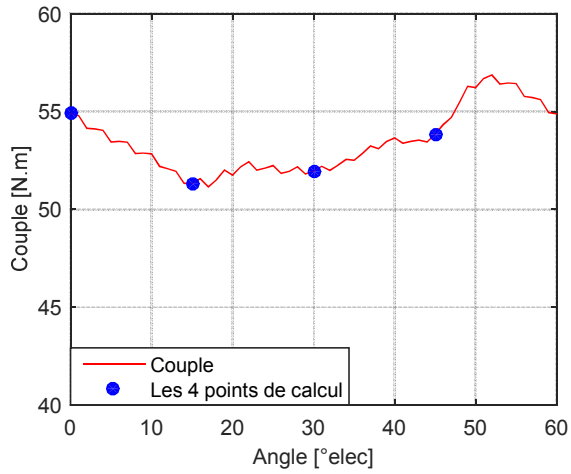


Figure 2.5 : Représentation des points de calculs du couple moyen sur une période du couple

Les valeurs fondamentales des flux dans les axes d et q (ϕ_d et ϕ_q) sont alors obtenues en faisant la moyenne des quatre calculs et sont données par :

$$\phi_{d,q} = \frac{\phi_{d,q}(0°elec) + \phi_{d,q}(15°elec) + \phi_{d,q}(30°elec) + \phi_{d,q}(45°elec)}{4} \tag{2.3}$$

Alors, la valeur moyenne du couple et le facteur de puissance interne sont donnés par les équations (2.4) et (2.5) respectivement :

$$C_{moy} = \frac{3p}{2}\left(\phi_d\, i_{q_{int}} - \phi_q\, i_{d_{int}}\right) \tag{2.4}$$

$$FP_{int} = cos\left(tan^{-1}\left(\frac{\phi_q}{\phi_d}\right) - \alpha\right) \tag{2.5}$$

La valeur moyenne du couple calculée sur une période électrique complète est de 53,24 Nm (Figure 2.4) alors qu'avec la méthode des 4 points le couple moyen est de 52,76 Nm. Donc, la différence est inférieure à 1% alors que le temps de calcul est considérablement réduit.

Cette méthode de calcul est capable de fournir la valeur moyenne du couple et le facteur de puissance. Par contre, elle ne permet pas d'évaluer le taux d'ondulation de couple. Une évaluation du couple à l'aide d'une discrétisation plus précise sur une période est alors indispensable pour obtenir le taux d'ondulation de couple calculé par :

$$\tau_{ond} = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{moy}} \times 100 = \frac{C_{cc}}{C_{moy}} \times 100 \tag{2.6}$$

Où C_{max}, C_{min}, C_{cc} et C_{moy} sont la valeur maximale, minimale, crête-a-crête et moyenne du couple respectivement.

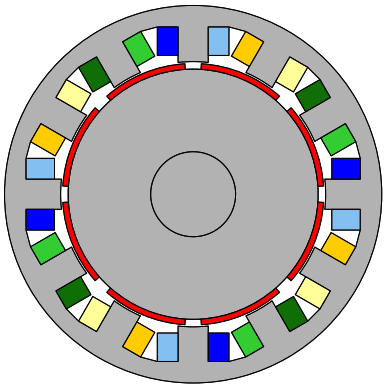
2.3 Première comparaison de machines à flux radial : structures de base

2.3.1 Structures des machines étudiées

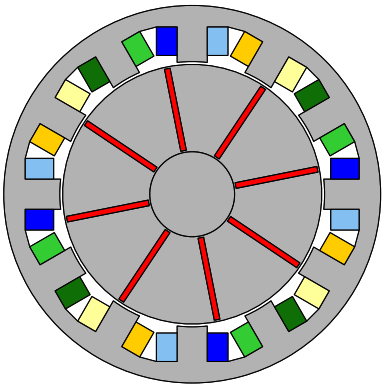
À l'issu de l'étude bibliographique, nous avons identifié des structures de machines synchrones à aimants permanents susceptibles de répondre aux exigences de notre application. Dans ce paragraphe, une première comparaison est réalisée entre les topologies suivantes :

- machine à aimants en surface (Figure 2.6(a)) ;
- machine à concentration de flux (Figure 2.6(b)) ;
- machine à aimants en V (Figure 2.6(c)) ;
- machine à commutation de flux (Figure 2.6(d,e)).

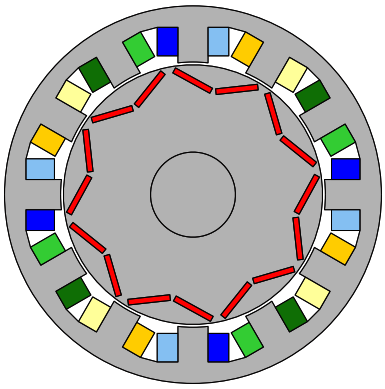
Nous avons fixé le nombre de dents au stator à 12 pour toutes les machines avec un bobinage triphasé concentré sur dents afin de réduire les têtes de bobines. Les structures à aimants au rotor sont choisies à 8 pôles. Pour la machine à commutation de flux dont les aimants sont placés au stator, on modélise deux structures : la première à 10 pôles rotoriques et la deuxième à 14 pôles rotoriques. Le choix du nombre de dents au rotor pour les machines à commutation de flux à 12 dents s'appuie sur la littérature [Che10, Hua06]. Pour cette première comparaison, on a choisi de garder la même épaisseur des aimants pour toutes les machines.



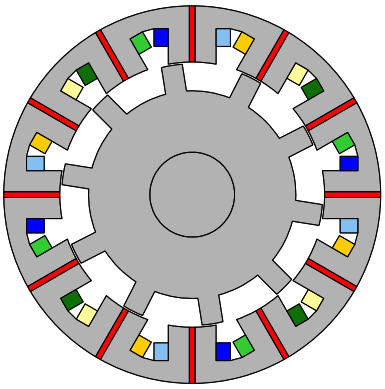
(a) Machine à aimants en surface 12/8



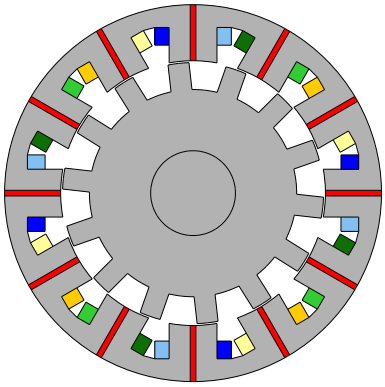
(b) Machine à concentration de flux 12/8



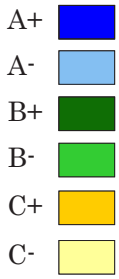
(c) Machine à aimants en V 12/8



(d) Machine à commutation de flux 12/10



(e) Machine à commutation de flux 12/14



(f) Code couleur du bobinage

Figure 2.6 : Structures étudiées lors de la 1ère comparaison de machines à flux radial

2.3.2 Réalisation du bobinage concentré sur dents

Les structures modélisées ont un stator à 12 dents avec un bobinage double couche qui traduit le fait d'avoir une bobine sur chacune des dents. Ainsi, l'angle mécanique entre deux bobines consécutives est de 30°, ce qui donne lieu au diagramme du bobinage statorique représenté sur la Figure 2.7. Afin de déterminer la phase affectée à chaque bobine, les angles mécaniques (θ_{meca}) sont convertis en angles électriques (θ_{elec}).

Pour les machines à aimants au rotor, cette conversion est réalisée en utilisant l'équation suivante :

$$\theta_{elec} = p\,\theta_{meca} \tag{2.7}$$

Où p est le nombre de paires de pôles au rotor. Donc, $p = 4$ pour les machines modélisées.

Ensuite, l'angle électrique de chaque dent est associé à l'angle qui lui correspond dans le diagramme triphasé direct donné sur la Figure 2.8.

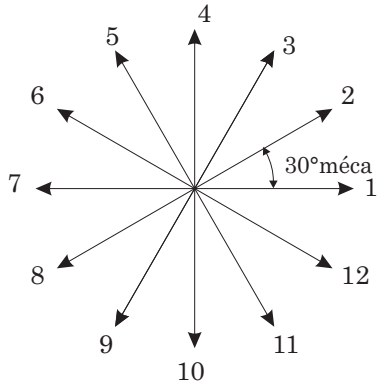


Figure 2.7 : Diagramme du bobinage stator à 12 dents

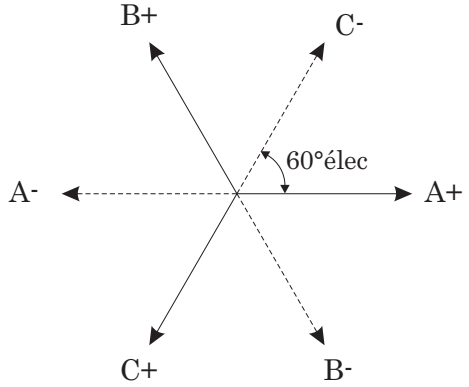


Figure 2.8 : Diagramme d'un système triphasé direct

La première bobine est aléatoirement reliée à la phase A+, la deuxième bobine est à 120°elec donc elle sera reliée à la phase B+. Cette procédure est appliquée à toutes les bobines du stator, ce qui conduit, pour les moteurs 12/8, à la séquence A+ B+ C+ répétée quatre fois.

Pour les machines à commutation de flux, le bobinage du stator est réalisé suivant la méthode décrite dans [Che10]. La conversion entre les angles mécaniques et électriques se fait suivant l'équation :

$$\theta_{elec} = N_r \, \theta_{meca} \tag{2.8}$$

Où N_r est le nombre de pôles au rotor. Donc, $N_r = 10$ ou 14 pour les machines modélisées.

Les aimants de deux dents consécutives sont de polarités opposées. Ainsi, on rajoute une apostrophe au diagramme du bobinage pour différencier la polarité des dents (Figure 2.9). Ensuite, les vecteurs d'une même phase sont déterminés en traçant deux secteurs opposés qui couvrent chacun 180/m degrés électriques, avec $m = 3$ (nombre de phases). Les secteurs de la phase A sont donnés en pointillés sur la Figure 2.10(a) pour la machine 12/10 et sur la Figure 2.11(a) pour la machine 12/14. Pour les autres phases, les vecteurs sont déterminés en effectuant une rotation des secteurs d'un angle de 360 x n/m *avec* n = (1, 2, …, m-1). Pour chaque phase, les vecteurs du secteur opposé sont ramenés dans l'autre secteur tout en modifiant la polarité ce qui donne lieu au diagramme de bobinage donné sur la Figure 2.10(b) et la Figure 2.11(b) pour les machines 12/10 et 12/14 respectivement. Alors, pour la machine à commutation de flux 12/10 le bobinage du stator suit la séquence A+ B+ C+ répétée quatre fois. Pour la machine 12/14 il suffit d'intervertir les phases B et C ce qui donne lieu à la séquence A+ C+ B+ répétée quatre fois.

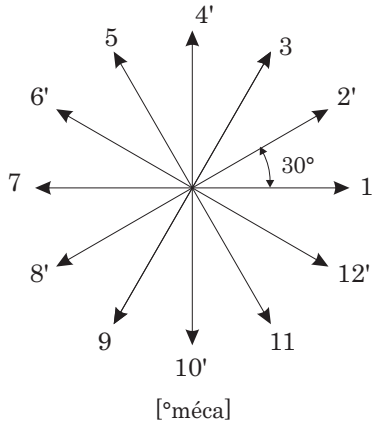
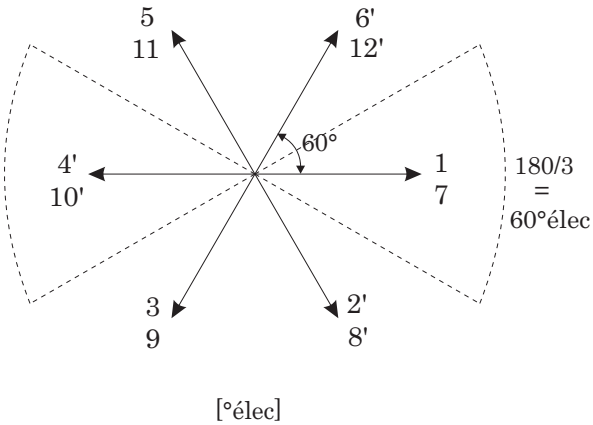
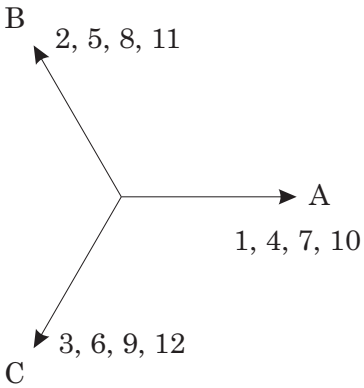


Figure 2.9 : Diagramme du bobinage d'une machine à commutation de flux avec 12 dents

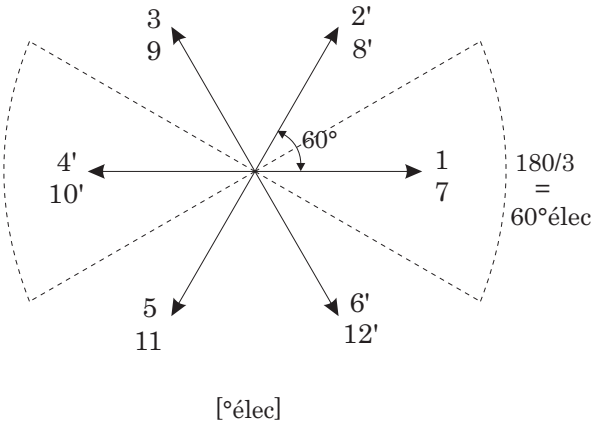


(a) Secteurs pour la détermination du bobinage de la phase A

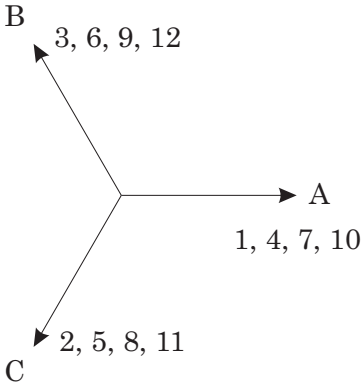


(b) Distribution du bobinage

Figure 2.10 : Machine à commutation de flux 12/10



(a) Secteurs pour la détermination du bobinage de la phase A



(b) Distribution du bobinage

Figure 2.11 : Machine à commutation de flux 12/14

2.3.3 Matériaux utilisés

Dans une démarche de conception des machines électriques, on s'intéresse essentiellement aux matériaux actifs : le cuivre, le circuit magnétique et les aimants. Dans ce paragraphe, on présentera le matériau ferromagnétique utilisé au stator et au rotor ainsi que le type des aimants.

Les matériaux magnétiques sont caractérisés par la courbe de l'induction (B) en fonction du champ magnétique (H). Lorsqu'on soumet un matériau magnétique désaimanté à un champ d'excitation, son aimantation croît suivant une courbe de première aimantation (courbe I, Figure 2.12). Cette courbe devient progressivement asymptote à une valeur limite appelée aimantation à la saturation B_m. En partant d'une certaine valeur de l'induction, si on diminue le champ d'excitation, ce dernier ne revient pas sur le même chemin mais garde une valeur pour $H = 0$. Cette valeur correspond à l'induction rémanente B_r. Un champ doit être appliqué dans le sens inverse pour annuler l'induction rémanente. Il s'agit du champ coercitif H_c. Quand le champ d'excitation varie entre deux valeurs maximale et minimale ($\pm H_m$), la courbe $B = f(H)$ est une courbe fermée appelée le cycle d'hystérésis (courbe II, Figure 2.12) [Cou94].

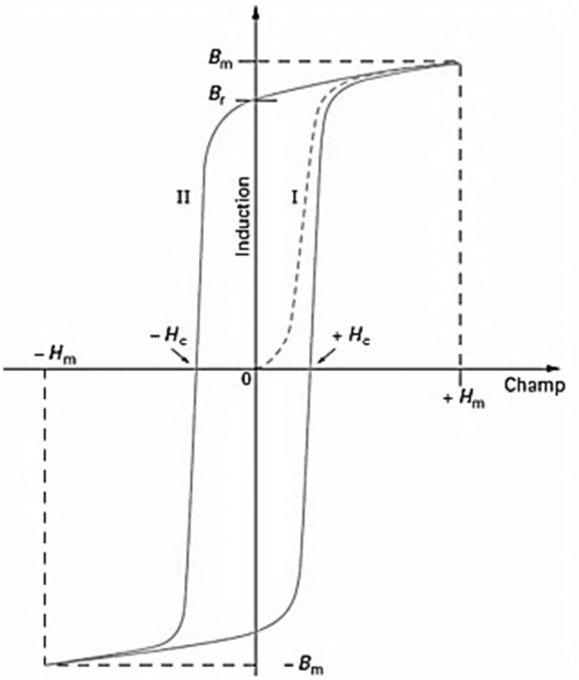


Figure 2.12 : Variation de l'induction B en fonction du champ magnétique H [Cou94]

2.3.3.1 Tôles ferromagnétiques

Pour les machines cylindriques à flux radial, le circuit magnétique du stator et du rotor est feuilleté dans la direction axiale afin de limiter les pertes engendrées par les courants de Foucault. Par conséquent, le circuit magnétique est formé par un empilement de tôles en matériaux ferromagnétiques doux. La perméabilité de ces matériaux est élevée (entre 100 et 10000) et leur champ coercitif est faible (< 1000 A/m) ce qui rend leur cycle d'hystérésis très étroit.

Pour la suite des travaux, la tôle choisie est un matériau conventionnel en fer-silicium désignée par « M400P-50 ». L'épaisseur de la tôle est de 0.5 mm et la caractéristique $B = f(H)$

est donnée sur la Figure 2.13. La courbe est divisée en une zone linéaire, un coude à 1.75 T et une zone saturée à partir de 2 T.

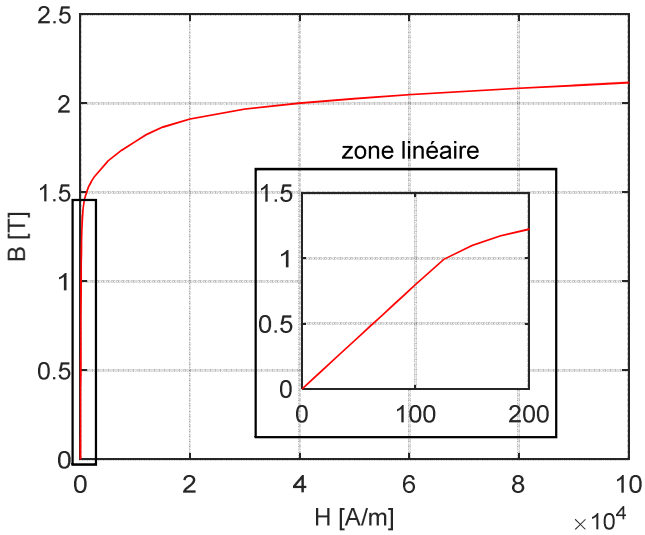


Figure 2.13 : Courbe B(H) de la tôle M400P-50 avec un zoom sur la zone linéaire

La relation entre B et H n'est donc pas linéaire sur la totalité de la courbe. Elle s'exprime par :

$$B = \mu(H)\, H \quad \text{avec} \quad \mu(H) = \mu_0\, \mu_r(H) \tag{2.9}$$

Où μ est la perméabilité du matériau, μ_0 la perméabilité du vide égale à $4\pi.10^{-7}$ H/m et μ_r la perméabilité relative du matériau.

2.3.3.2 Aimants permanents

Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques durs caractérisés par un champ coercitif et une induction rémanente élevés ce qui donne lieu à un cycle d'hystérésis large. Les aimants fonctionnent principalement dans le 2ème quadrant de la courbe $B(H)$ (H<0 et B>0) appelé « zone de démagnétisation » montré sur la Figure 2.14. On distingue la courbe de polarisation (en noir) et la courbe de l'induction (en tirets bleus). L'induction des aimants est considérée comme linéaire dans la zone de fonctionnement et est exprimée par l'équation suivante [Dum12]:

$$B = B_r + \mu_0 \mu_a H \tag{2.10}$$

Où μ_a est la perméabilité relative de l'aimant et B_r son l'induction rémanente.

La Figure 2.14 met en avant l'existence de deux points particuliers :

- le champ coercitif noté H_{cB} qui annule l'induction ;
- le champ coercitif intrinsèque noté H_{cJ} qui annule la polarisation.

Ainsi, l'induction rémanente est un indicateur de la qualité des aimants permanents en termes de flux magnétique alors que le champ coercitif intrinsèque traduit l'immunité des aimants contre la démagnétisation. Plus la valeur absolue de H_{cJ} est élevée, plus les aimants permanents peuvent supporter un champ démagnétisant important.

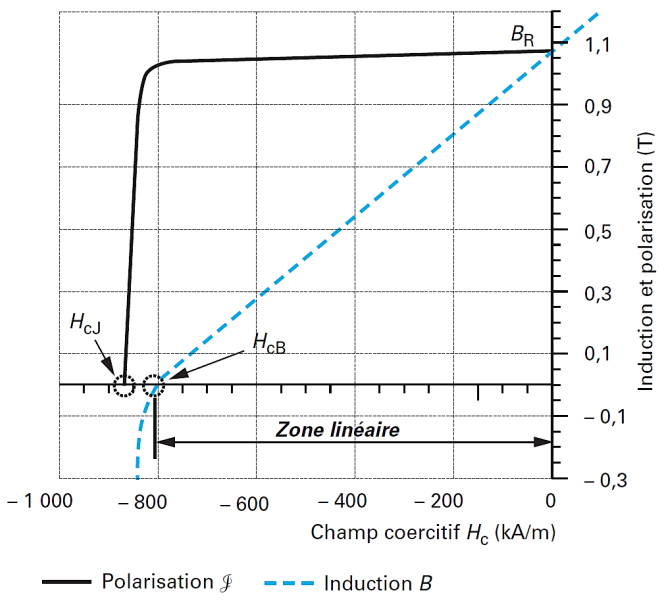


Figure 2.14 : Courbes de polarisation et d'induction des aimants permanents de type terres rares [Dum12]

D'autres caractéristiques peuvent être définies pour les aimants :

- le produit énergétique maximal $(BH)_{max}$;
- le coefficient de température de H_{cJ} noté α_{cJ} ;
- le coefficient de température de B_r noté α_{Br} ;
- la température maximale d'utilisation T_{max} : à partir de cette température, l'aimant perd une partie de sa magnétisation (démagnétisation partielle) ;
- la température de Curie T_{Curie} : à partir de cette température l'aimant perd toute son aimantation permanente (démagnétisation totale).

Il existe plusieurs types d'aimants tels que les Alnico, les SmCo, les NdFeB et les ferrites. Leurs principales caractéristiques sont données dans le Tableau 2.1.

Tableau 2.1 : Caractéristiques des grandes familles d'aimants à température ambiante [Leb09]

Famille	Température de Curie (°C)	Température maximale d'utilisation (°C)	$(BH)_{max}$ (kJ/m³)	H_{cJ} (kA/m)	B_r (T)	Coefficient de température de H_{cJ} (%/K)	Coefficient de température de B_r (%/K)
Alnico	740 à 860	450 à 540	35,8 à 43,8	64 à 103	1,1 à 1,3	+ 0,03 à – 0,07	– 0,02
Ferrites (Sr)	450 à 460	250 à 300	25,5 à 40,6	200 à 400	0,38 à 0,46	+ 0,3 à + 0,5	– 0,18 à – 0,20
Sm-Co 1-5	700 à 750	250	135,3 à 151,2	960 à 1 600	0,82 à 0,87	– 0,15 à – 0,30	– 0,045 à – 0,050
Sm-Co 2-17	800 à 850	450 à 550	159,1 à 254,6	490 à 790	0,92 à 1,16	– 0,15 à – 0,30	– 0,030 à – 0,035
NdFeB	310 à 330	80 à 180	199,0 à 310,3	880 à 1 990	1,0 à 1,3	– 0,55 à – 0,65	– 0,11 à – 0,13

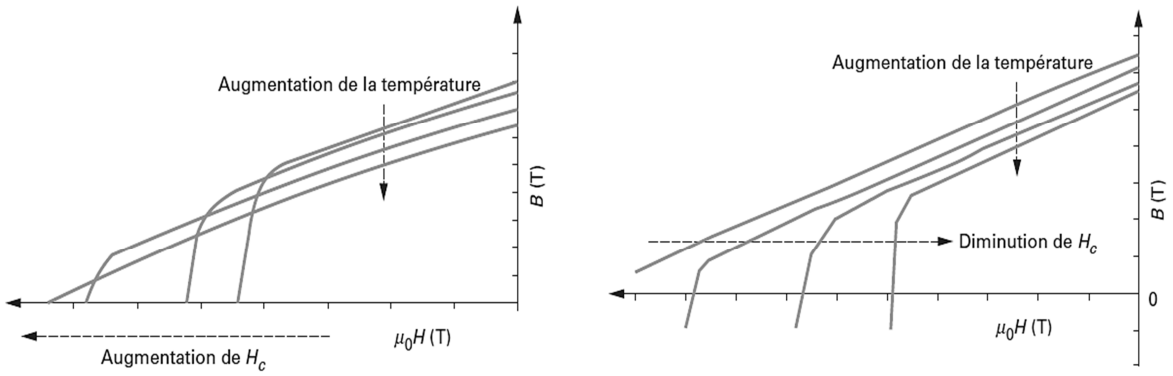
Une description rapide, basée sur les travaux de [Dum12], est donnée pour chacune des catégories des aimants.

Les Alnico : formés en aluminium, nickel et cobalt (d'où leur nom), sont la plus ancienne famille d'aimants encore fabriqués (1930). Ils possèdent une induction rémanente élevée. Par contre, leur champ coercitif et leur produit énergétique maximal sont faibles. La présence du cobalt rend ces aimants chers.

Les ferrites : ce type d'aimants est très utilisé grâce à son faible coût de production. Son champ coercitif est important et augmente avec la température (Figure 2.15(a)). Cependant, il représente la famille d'aimants avec la plus faible induction rémanente.

Les SmCo : formés en samarium et cobalt, ce sont des aimants de la famille des terres rares, avec une induction rémanente élevée. Ils se caractérisent par une forte résistance à la démagnétisation en raison de leur champ coercitif élevé. Chers à cause du cobalt, mais stables en température, ces aimants sont principalement utilisés dans des applications à forte densité d'énergie et haute température.

Les NdFeB : en néodyme fer bore, ces aimants, apparus en 1984, possèdent l'induction rémanente et le champ coercitif les plus élevés. Cependant, leur température de Curie et leur température maximale d'utilisation sont faibles. De plus, à haute température, leurs performances sont réduites (Figure 2.15(b)). Pendant longtemps, ils étaient considérés comme les aimants avec le meilleur compromis performance/coût. Mais, à partir de 2010, le coût du néodyme a connu une hausse spectaculaire à cause du monopole de production en Chine (Figure 2.16). Malgré une baisse des prix en 2013, le coût des aimants en terres rares reste très élevé ce qui pose un réel problème pour les industriels.



(a) Aimants de type ferrites (b) Aimants de type terres rares

Figure 2.15 : Évolution des propriétés des aimants en fonction de la température [Lec07]

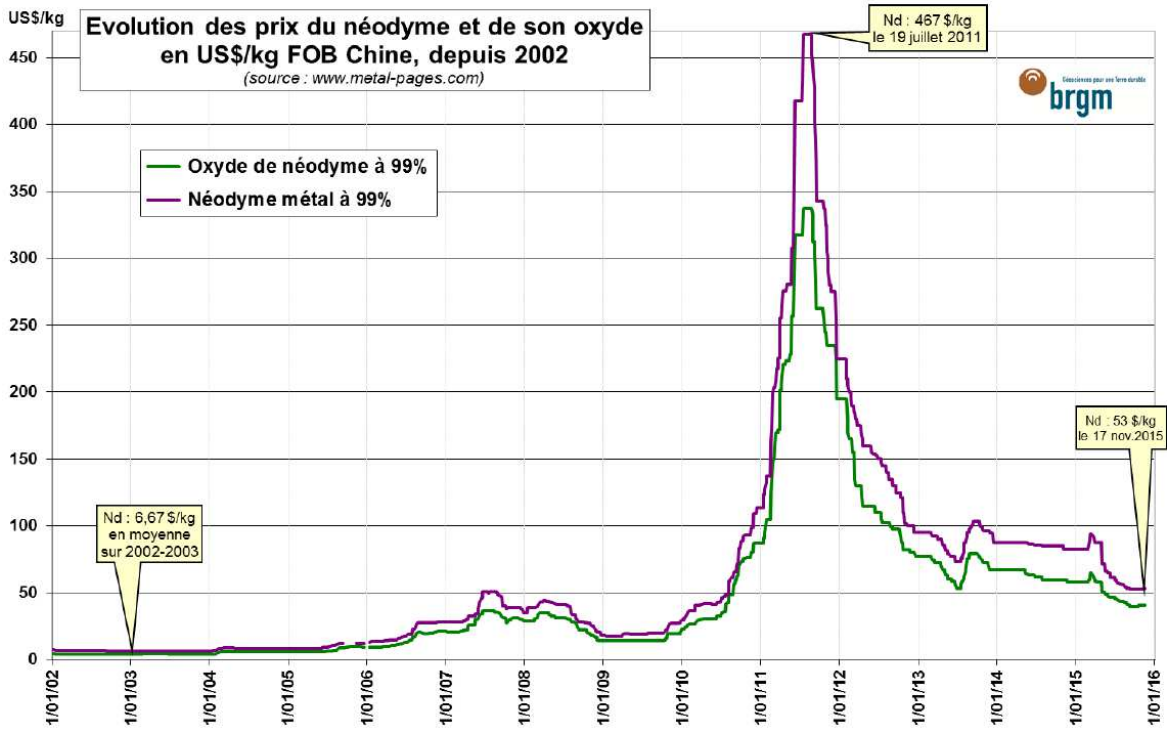


Figure 2.16 : Évolution du prix du néodyme depuis 2002 [Bru15]

En résumé, les Alnico présentent des propriétés magnétiques très modestes avec un coût élevé. Les aimants en terres rares (SmCo et NdFeB) présentent des propriétés magnétiques très intéressantes mais leur prix rend leur utilisation par les industriels problématique. Enfin, les aimants en ferrite présentent le rapport prix/énergie volumique le plus faible. Ainsi, afin de réduire le coût du moteur, les aimants qui seront utilisés dans la suite du travail sont les aimants en ferrite.

Ayant défini les structures des machines comparées ainsi que les matériaux utilisés au stator et au rotor, nous nous intéressons par la suite à la définition des conditions de simulation et des bases de comparaison.

2.3.4 Hypothèses et bases de comparaison

La comparaison de différentes structures de machines électriques est loin d'être une tâche simple à cause de la différence au niveau des structures (position et forme des aimants) et même au niveau du principe de fonctionnement (classique et en commutation de flux). Il s'est avéré donc indispensable de fixer des hypothèses et des bases communes pour toutes les machines afin de rendre la comparaison significative. Les conditions de simulations sont alors les suivantes :

- même diamètre extérieur du stator ;
- même diamètre d'alésage ;
- même longueur de fer ;
- même entrefer ;
- même volume d'aimants en ferrite ;
- même vitesse de rotation ;
- même nombre de spires.

Les principales caractéristiques des machines sont données dans le tableau suivant :

Tableau 2.2 : Caractéristiques des machines étudiées (1ère comparaison)

Caractéristique	Valeur
Diamètre extérieur du stator : D_{ext}	200 mm
Diamètre d'alésage : D_{ales}	140,5 mm
Longueur de fer : L	200 mm
Entrefer : e	1 mm
Vitesse de rotation : N	750 tr/min
Nombre de spires : N_s	20 spires
Induction rémanente : B_r	0,4 T

2.3.5 Résultats des simulations

La Figure 2.17 et la Figure 2.18 montrent la variation du couple moyen en fonction de l'angle du courant (α) pour un courant efficace I = 50 A et I = 150 A respectivement.

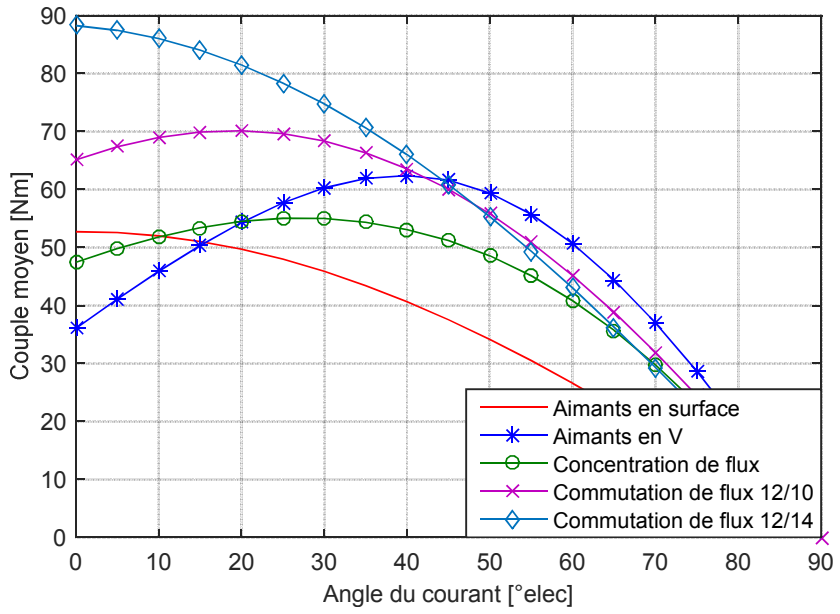


Figure 2.17 : Couple moyen en fonction de l'angle du courant α pour $I = 50$ A

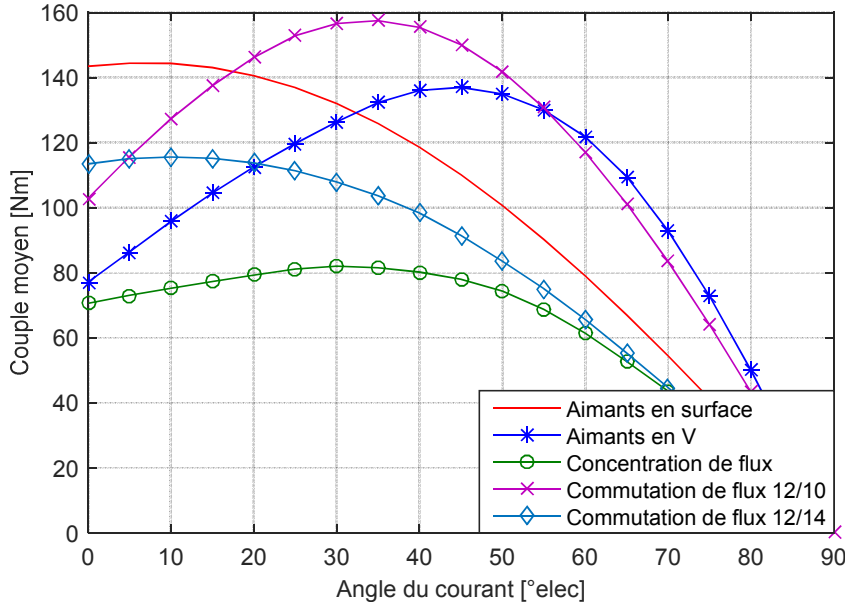


Figure 2.18 : Couple moyen en fonction de l'angle du courant α pour $I = 150$ A

Pour $I = 50$ A, les machines à commutation de flux sont capables de délivrer un couple supérieur aux autres machines comme le montre la Figure 2.17. Cependant, quand la valeur du courant est de 150 A, la machine à commutation de flux 12/14 devient moins performante que la machine à aimant en surface ou bien à aimants en V (Figure 2.18). Afin d'analyser plus ces résultats, nous avons tracé sur la Figure 2.19 la variation du couple moyen en fonction du courant avec un angle de courant fixé à la valeur optimale obtenue pour chaque machine à $I = 50$ A (Figure 2.17) :

- machine à aimants en surface : $\alpha_{opt} = 0$;
- machine à aimants en V : $\alpha_{opt} = 40$ °elec ;

- machine à aimants à concentration de flux : α_{opt} = 25 °elec ;
- machine à commutation de flux 12/10 : α_{opt} = 20 °elec ;
- machine à commutation de flux 12/14 : α_{opt} = 0.

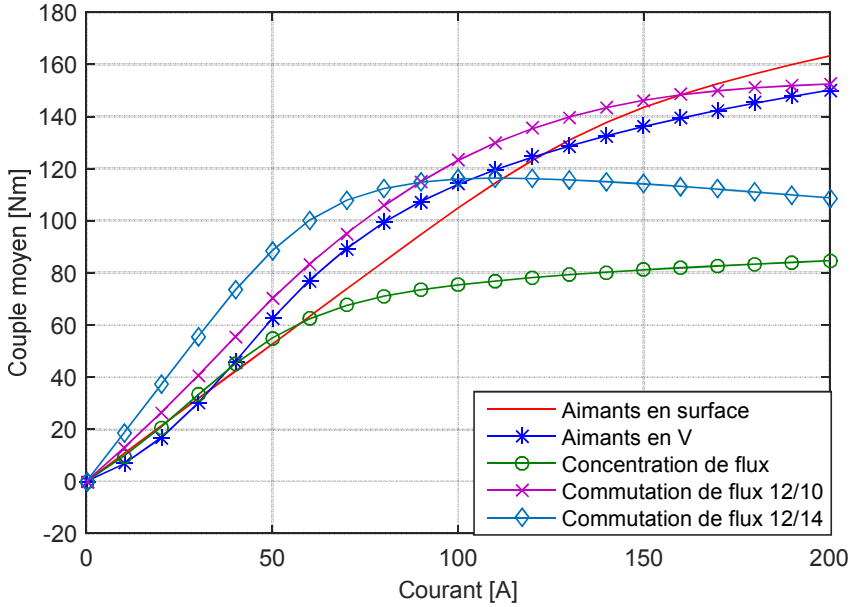


Figure 2.19 : Couple moyen en fonction du courant avec α_{opt}

Quand on augmente le courant, le couple augmente jusqu'à atteindre une valeur de saturation. Selon la structure, cette saturation est atteinte à des valeurs de courants différents. Par exemple, pour la machine à concentration de flux, le couple varie très peu à partir de 100 A.

Cependant, la courbe de la machine à commutation de flux 12/14, montre qu'à partir de 100 A, le couple baisse. Pour comprendre l'origine de ce phénomène, on trace la cartographie du champ magnétique dans la machine pour I = 50 A (Figure 2.20) et I = 150 A (Figure 2.21) avec α = 0 et on regarde de plus près le champ d'un des aimants marqué par un rectangle noir. La direction du champ magnétique dans l'aimant est inversée en passant de 50 A à 150 A et l'induction normale de cet aimant passe de +0,12 T à -0,04 T. Le même résultat est obtenu à 150 A avec α = 10 °elec ce qui correspond au couple maximale (Figure 2.18).

Ces résultats de la machine à commutation de flux montrent que, pour des valeurs de courants élevés, le flux des bobines s'oppose au flux des aimants et augmente le risque de démagnétisation. Ainsi, pour la suite de la comparaison, nous fixons la valeur du courant à 50 A pour rester dans la zone de fonctionnement normal.

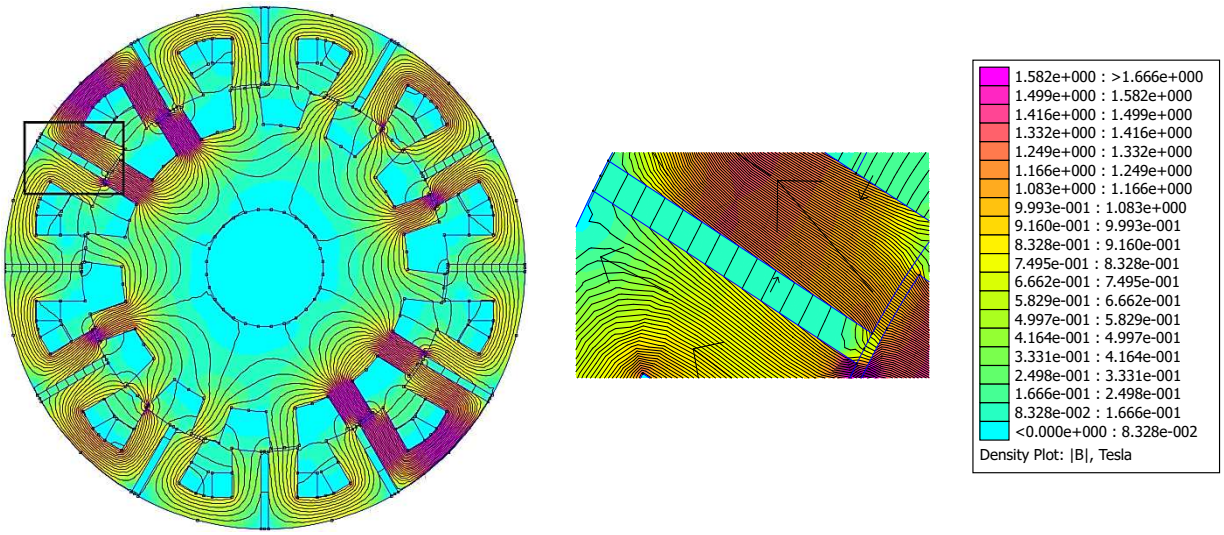


Figure 2.20 : Lignes de champ de la machine à commutation de flux 12/14 avec I = 50 A et α = 0 °elec

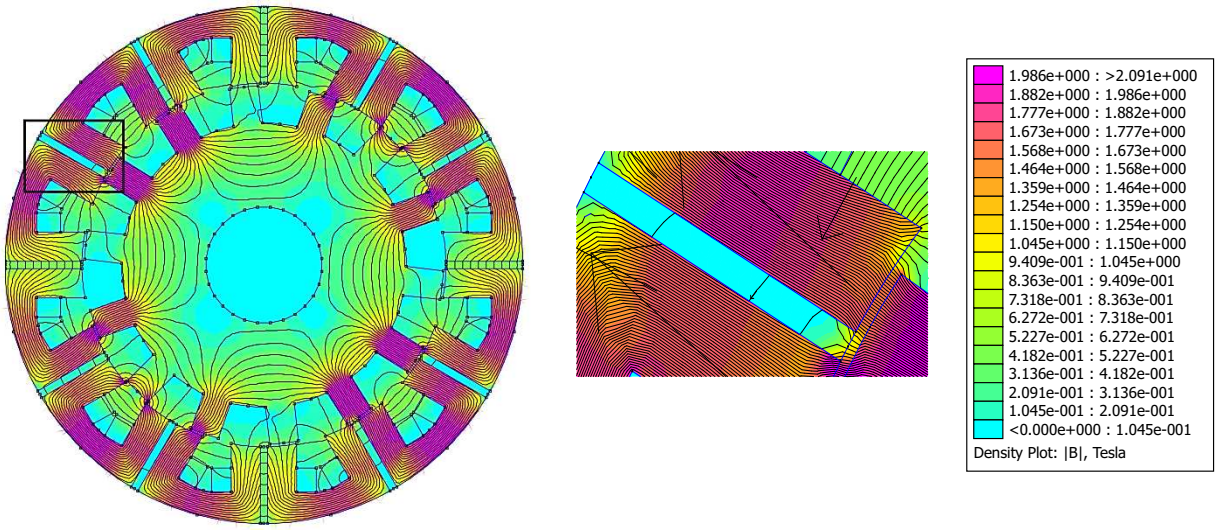


Figure 2.21 : Lignes de champ de la machine à commutation de flux 12/14 avec I = 150 A et α = 0 °elec

Dans le but de comparer les performances des différentes machines, on trace sur la même figure la variation du couple moyen en fonction du facteur de puissance pour un courant 50 A. Ces courbes sont paramétrées en fonction de l'angle du courant α. Pour illustrer ce type de tracés, on traite l'exemple de la machine à aimants en surface sur la Figure 2.22. Le premier point correspond à α = 0 alors que le dernier point correspond à α = 90 °elec.

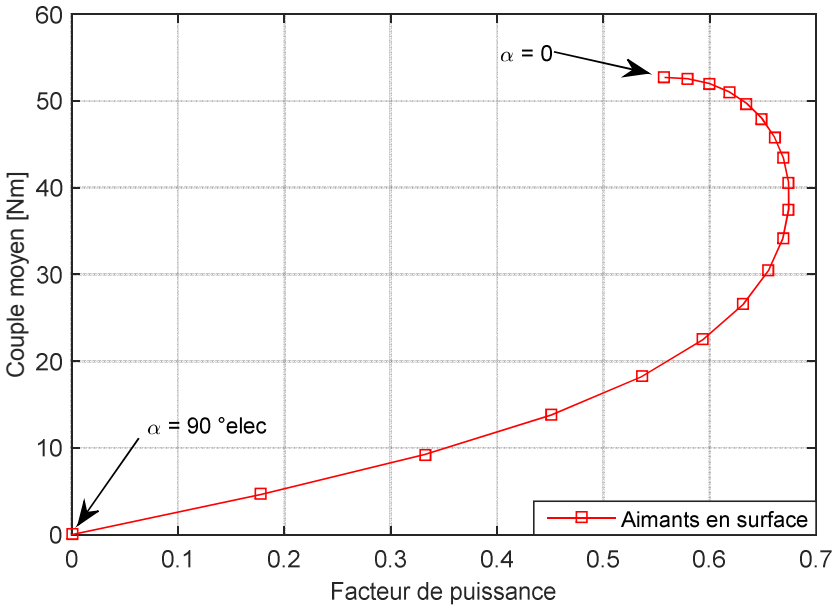


Figure 2.22 : Couple moyen en fonction du facteur de puissance pour la machine à aimants en surface avec $I = 50$ A

Les résultats des différentes simulations sont donnés sur la figure suivante :

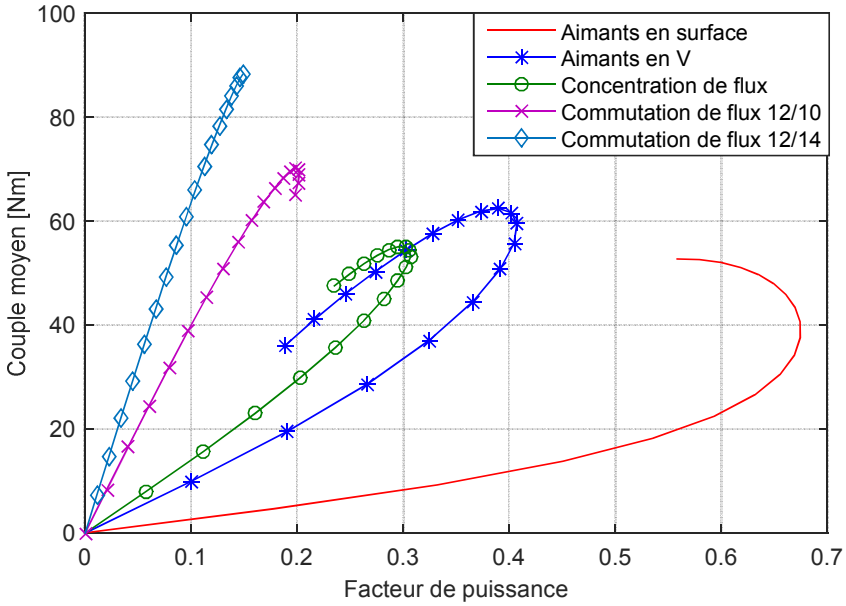


Figure 2.23 : Couple moyen en fonction du facteur de puissance pour $I = 50$ A (1ère comparaison)

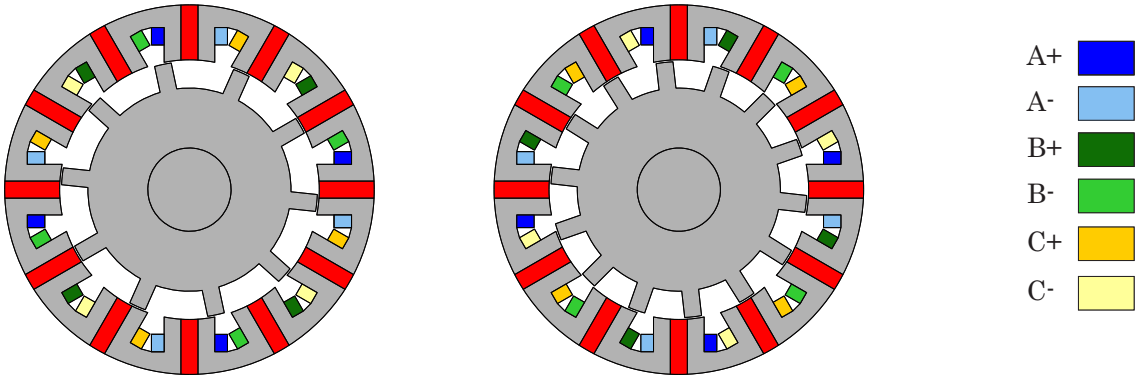
La Figure 2.23 montre que les machines à commutation de flux sont capables de fournir des couples plus élevés que les autres machines. Par contre, leurs facteurs de puissance sont très faibles. La machine à aimants en surface délivre un couple maximal comparable à celui de la machine à concentration de flux, mais son facteur de puissance est nettement meilleur. La machine à aimant en V délivre le couple le plus élevé comparé aux deux autres machines à aimants au rotor. Son facteur de puissance reste à améliorer.

Cette première comparaison, à isovolume d'aimants, de structures de machines à flux radial permet de déduire que les machines à commutation de flux et la machine à aimants en V sont les plus prometteuses au niveau du couple maximal. Cependant, leur facteur de puissance reste à améliorer.

2.4 Deuxième comparaison de machines à flux radial : structures modifiées

2.4.1 Structures des machines étudiées

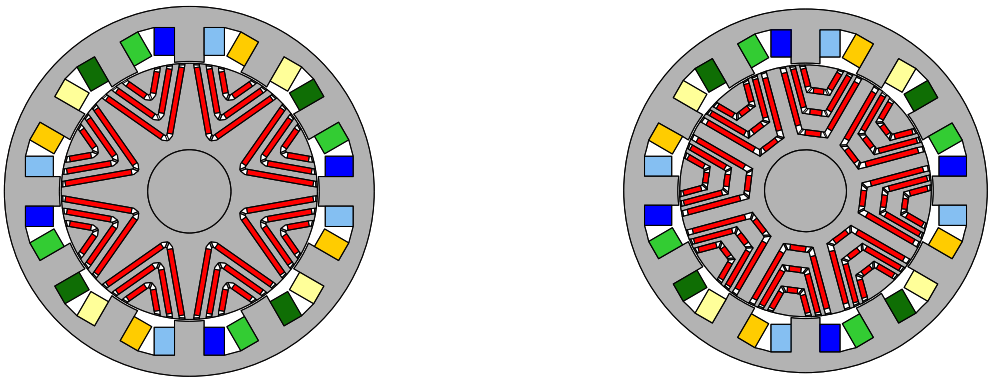
Dans la littérature, on retrouve des pratiques communes lors de la modélisation des machines à commutation de flux. En général, l'angle d'ouverture des aimants est choisi égal à l'angle d'ouverture des encoches et des dents statoriques ainsi que les pôles rotoriques [Cao12, Hua08]. Dans ce paragraphe, les structures des machines à commutation de flux 12/10 et 12/14 sont modifiées pour respecter l'égalité des angles d'ouverture (Figure 2.24(a) et Figure 2.24(b)).



(a) Machine à commutation de flux 12/10 (b) Machine à commutation de flux 12/14 (c) Code couleur du bobinage

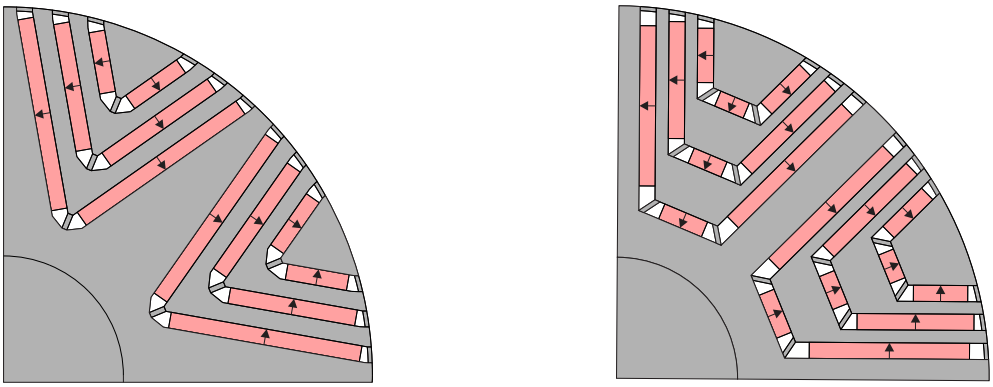
Figure 2.24 : Machines à commutation de flux à ouvertures angulaires égales

En ce qui concerne les machines à aimants en V, l'étude bibliographique réalisée au chapitre précédent, nous amène vers les structures à plusieurs barrières de flux. Deux formes sont comparées : les barrières en V et en U. Dans un premier temps, on fixe le nombre de barrières à 3 et on garde le nombre de dents à 12 à bobinage concentrique et le nombre de pôles à 8. Les machines modélisées sont données sur la Figure 2.25. Le sens d'aimantation des aimants est alterné entre deux pôles. La Figure 2.26(a) et Figure 2.26(b) montrent l'orientation des aimants pour les pôles en V et en U respectivement.



(a) Machine à aimants en multi-V (b) Machine à aimants en multi-U

Figure 2.25 : Machine à plusieurs barrières de flux



(a) Aimants en multi-V (b) Aimants en multi-U

Figure 2.26 : Sens d'aimantation des aimants pour les machines à plusieurs barrières de flux

2.4.2 Hypothèses et bases de comparaison

Les quatre machines simulées gardent les mêmes dimensions géométriques que celles de la première comparaison. Elles sont comparées à isovolume d'aimants avec un courant efficace de 50 A. Un rappel des caractéristiques et des conditions de simulation sont données dans le tableau suivant :

Tableau 2.3 : Caractéristiques des machines étudiées (2ème comparaison)

Caractéristique	Valeur
Diamètre extérieur du stator : D_{ext}	200 mm
Diamètre d'alésage : D_{ales}	140,5 mm
Longueur de fer : L	200 mm
Entrefer : e	1 mm
Vitesse de rotation : N	750 tr/min
Nombre de spires : N_s	20 spires
Induction rémanente : B_r	0,4 T
Courant efficace : I	50 A

2.4.3 Résultats des simulations

La comparaison des quatre structures simulées est réalisée, comme précédemment, à partir des courbes du couple moyen en fonction du facteur de puissance. Les résultats des simulations sont donnés sur la figure suivante :

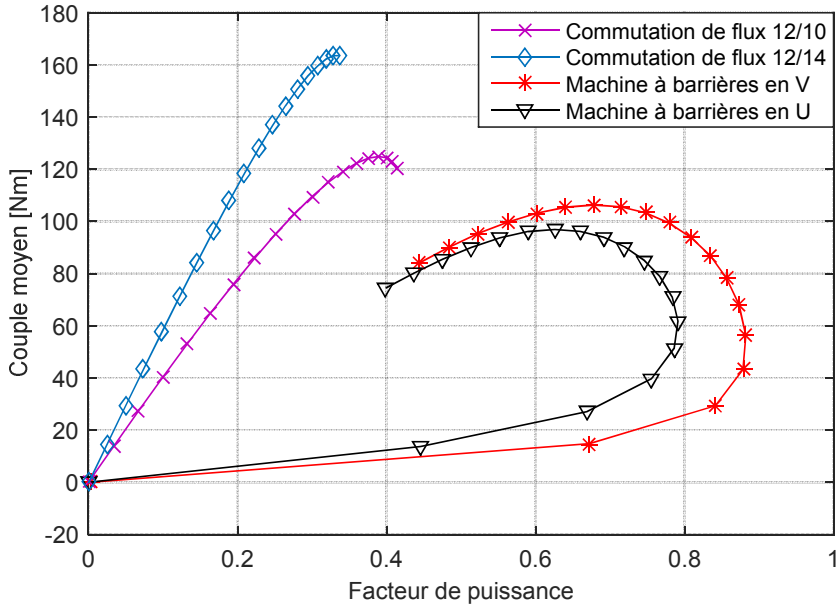


Figure 2.27 : Couple moyen en fonction du facteur de puissance pour I = 50 A (2ème comparaison)

La Figure 2.27 montre que les machines à commutation de flux à ouvertures angulaires égales, sont capables de fournir un couple élevé. Cependant, avec des aimants en ferrite, leurs facteurs de puissance restent faibles. Les machines à multi-V ou multi-U délivrent un couple élevé avec un facteur de puissance qui reste correct. À ce stade de l'étude, la comparaison des différentes machines à isovolume d'aimants montre que la machine à aimants en multi-V est celle qui fournit le couple moyen maximal au meilleur facteur de puissance. Ainsi, c'est la machine à aimants en ferrite en multi-V avec bobinage sur dent qui sera retenue pour la suite du travail.

Ayant choisi la structure de la machine, nous nous intéressons dans le paragraphe suivant au choix du nombre de dents et du nombre de pôles afin d'améliorer les performances de la machine surtout en termes de couple.

2.5 Choix du nombre de dents et du nombre de pôles de la machine en multi-V

2.5.1 Coefficient de bobinage fondamental

Le choix du nombre de dents et du nombre de pôles est un critère essentiel dans la conception d'une machine électrique. Il affecte plusieurs aspects : le couple moyen, les ondulations de couple, etc. L'objectif étant de maximiser le couple fourni par la machine, la combinaison du nombre de dents et du nombre de pôles est choisie par rapport au coefficient de bobinage fondamental. En effet, le facteur de bobinage fondamental traduit la capacité de la machine à capter le flux et donc à fournir du couple. Il peut être calculé en utilisant le diagramme vectoriel de la force électromotrice [Bia06, Mag03, Mei08] mais aussi en utilisant l'équation suivante [Hen10]:

$$k_{w1} = k_{d1} \times k_{p1} \tag{2.11}$$

Où k_{d1} est le coefficient de distribution (*distribution factor*) et k_{p1} est le coefficient de raccourcissement (*pitch factor*). Pour les machines triphasées à bobinage concentré sur dents, ces facteurs sont donnés par les expressions suivantes [Ska06]:

$$k_{d1} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{m}\right)}{z \times \sin\left(\frac{\pi}{m\,z}\right)} \text{ avec } z = \frac{N_b}{\text{PGCD}(Nb\,,\ m \times 2p\,)} \tag{2.12}$$

Avec $m = 3$ (nombre de phases), N_b nombre de bobines qui est égal au nombre de dents (N_d) si le bobinage est à double couche (toutes les dents sont bobinées) et p est le nombre de paires de pôles.

$$k_{p1} = cos\left(\frac{\epsilon}{2}\right) \text{ avec } \epsilon = \pi - 2\pi\left(\frac{p}{N_d}\right) \tag{2.13}$$

Deux configurations de machines ayant des facteurs de bobinage élevés sont étudiées :

- La machine à 18 dents et 16 pôles : $k_{w1} = 0{,}945$;
- La machine à 12 dents et 10 pôles : $k_{w1} = 0{,}933$.

Les deux structures sont modélisées en éléments finis 2D. On s'intéresse au couple moyen, au facteur de puissance ainsi qu'aux ondulations de couple. De plus des analyses basées sur certains paramètres géométriques sont réalisées dans le but d'améliorer les inconvénients de chaque topologie. Enfin, une comparaison des deux machines nous permettra de choisir la structure la plus adaptée pour la suite du travail.

2.5.2 Paramètres géométriques d'une barrière en V

La géométrie d'une barrière de flux en forme de V est définie essentiellement par deux paramètres géométriques : δ l'angle d'inclinaison de la barrière et $k = \theta / \beta$ avec θ l'angle d'ouverture de la barrière et β l'angle d'un demi-pôle (Figure 2.28). L'aimant à l'intérieur de la barrière est entouré par de l'air. De plus, afin d'assurer la tenue mécanique du rotor, il est nécessaire de garder des ponts tangentiels et des ponts radiaux entre la barrière et la tôle ferromagnétique. L'épaisseur du pont radial (e_{pr}) et celle du pont tangentiel (e_{pt}) sont fixées à 0.7 mm. Ainsi, le volume de la barrière augmente quand on diminue l'angle d'inclinaison δ et vice versa (Figure 2.29).

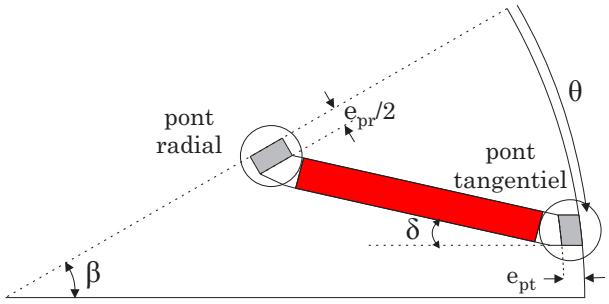
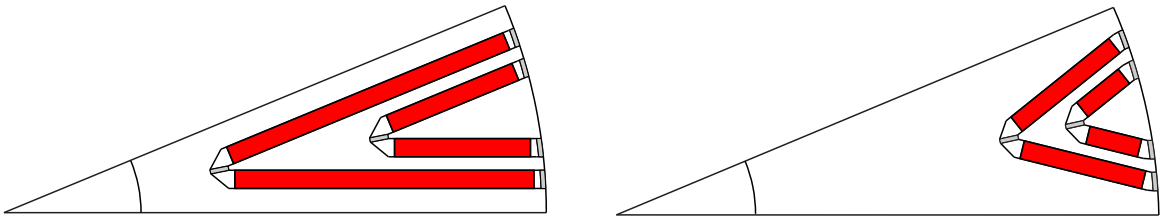


Figure 2.28 : Paramètres géométrique d'une barrière en V



(a) $\delta = 0°$ (b) $\delta = 15°$

Figure 2.29 : Variation du volume de la barrière selon l'inclinaison δ

2.5.3 Analyse de la machine à 18 dents et 16 pôles

2.5.3.1 Structure de référence

Le bobinage de la machine à 18 dents et 16 pôles est réalisé en utilisant la méthode des diagrammes de phases décrite au paragraphe 2.3.2 avec $p = 8$ paires de pôles. Ceci conduit à la séquence de bobinage suivante : A+ A- A+, B+ B- B+, C+ C- C+. Cette séquence est répétée deux fois pour couvrir la deuxième moitié du stator.

Une structure de référence arbitraire est définie avec deux barrières de flux en forme de V (Figure 2.30). Comme présenté précédemment, chacune des barrières est caractérisée par l'angle δ et le rapport k auquel on rajoute l'indice « i » qui correspond au numéro de la barrière 1 ou 2. Tous les pôles sont symétriques, donc possèdent les mêmes valeurs de δ et k_i. Les caractéristiques de la machine de référence sont données dans le Tableau 2.4. Les performances recherchées sont :

- un couple moyen supérieur à 190 Nm ;
- des ondulations de couple inférieures à 5 %.

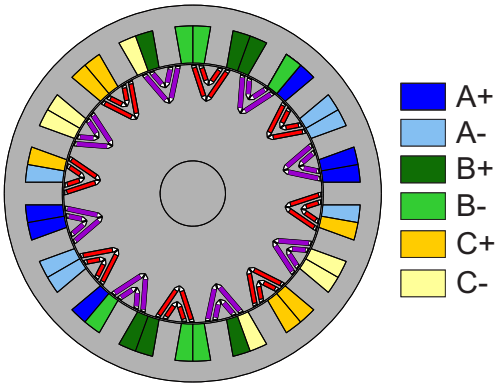


Figure 2.30 : Machine 18/16 à aimants en multi-V

Tableau 2.4 : Caractéristiques de la machine de référence 18/16

Caractéristique	Valeur
Diamètre extérieur du stator : D_{ext}	260 mm
Longueur de fer : L	200 mm
Inclinaison des barrières : δ	5°
Ouverture de la barrière 1 : k_1	0,6
Ouverture de la barrière 2 : k_2	0,3
Vitesse de rotation : N	500 tr/min
Courant efficace : I	40 A

Le couple moyen en fonction de l'angle du courant α est donné sur la figure suivante :

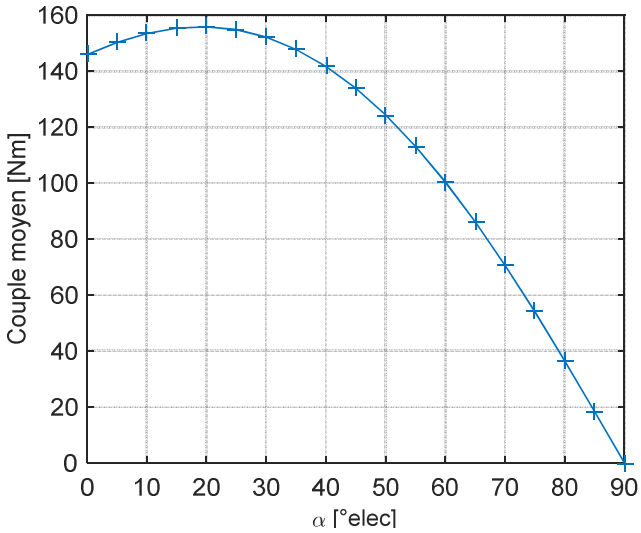


Figure 2.31 : Couple moyen en fonction de l'angle de courant pour la machine de référence 18/16

Le couple moyen maximal est obtenu pour α = 20 °elec ce qui implique que la composante du courant dans l'axe « d » (I_d) est faible devant la composante d'axe « q » (I_q). En effet, le couple moyen est donné par :

$$T = \frac{3p}{2}\left[\underbrace{\psi_{AP} I_q}_{Couple\ des\ aimants} + \underbrace{(L_q - L_d) I_d I_q}_{Couple\ de\ saillance}\right] \tag{2.14}$$

Où ψ_{AP} est le flux des aimants permanents, L_d et L_q sont les inductances d'axes « d » et « q » respectivement. Ainsi, si le couple maximal est obtenu avec $I_d << I_q$ alors (L_q-L_d) est faible ce qui signifie que cette machine présente un faible rapport de saillance (L_q/L_d). À partir de cette analyse, nous pouvons dire que la valeur de l'angle de courant à couple maximal (α_{opt}) représente la saillance de la structure : une valeur élevée de α_{opt} reflète un rapport de saillance élevé et vice versa. Comme le couple de saillance ne dépend pas des aimants, il est important de maximiser cette composante du couple afin de réduire le volume d'aimants nécessaire pour obtenir un couple moyen donné et ainsi réduire le coût de la machine.

2.5.3.2 Étude du couple de saillance

Dans le but de mieux analyser la composante du couple saillant, nous avons omis les aimants permanents. Dans ce cas, la machine devient une structure synchro-réluctante. Le couple est produit par la différence entre les inductances L_d et L_q. La Figure 2.32 montre le couple de saillance en fonction de l'angle du courant pour la structure de référence à 2 barrières avec différentes valeurs de l'angle d'inclinaison δ allant de 0 jusqu'à 15°. Le couple maximal est obtenu pour α_{opt} = 45 °elec et sa valeur croît avec l'angle δ. Le couple de saillance maximal est égal à 32 Nm pour δ = 15°.

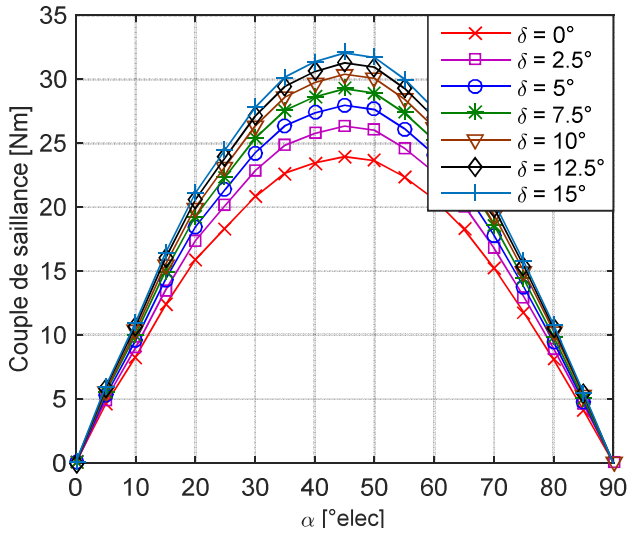


Figure 2.32 : Couple de saillance pour différentes valeurs de δ

Une autre étude du couple de saillance en fonction du nombre de barrières est effectuée avec δ fixé à 15°. Les résultats sont donnés sur la Figure 2.33. Le couple de saillance maximal est nettement amélioré en passant d'une barrière à deux barrières, du fait que les lignes de champ rencontrent moins de réluctance dans l'axe « q » que dans l'axe « d » ce qui fait augmenter la différence entre L_d et L_q. Par contre, avec trois barrières de flux, l'amélioration du couple de saillance n'est pas significative. Ceci est dû à l'espace géométrique réduit à cause du nombre de pôles élevé (16 pôles). Donc, la structure à 2 barrières est retenue pour la suite.

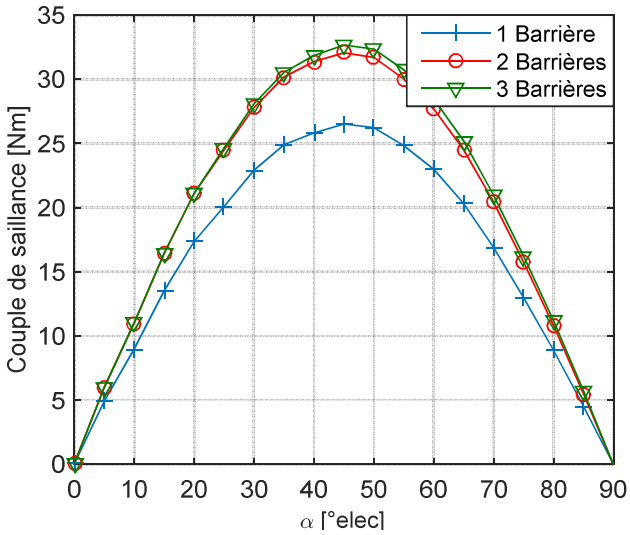


Figure 2.33 : Couple de saillance pour différents nombre de barrières

2.5.3.3 Étude du couple total et du facteur de puissance

Pour étudier l'effet des aimants permanents sur le couple moyen et le facteur de puissance, deux études paramétriques sont réalisées sur la machine de référence définie dans le Tableau 2.4. Dans la première étude, on fait varier l'angle d'inclinaison des barrières δ entre 0 et 15° et on garde le volume des aimants constant (égal au volume des aimants pour δ = 15°). Donc, pour δ faible, les aimants ne remplissent pas entièrement les barrières et sont entourés par de l'air. Les résultats des simulations sont donnés sur la Figure 2.34 pour le couple moyen et sur la Figure 2.35 pour le facteur de puissance. Le couple maximal

augmente lorsque la valeur de δ est plus élevée, avec un angle de courant optimal pratiquement constant α_{opt} = 30 °elec. En ce qui concerne le facteur de puissance, il est plus élevé lorsque δ est augmenté. Par conséquent, le facteur de puissance est amélioré lorsque le rapport du volume des aimants et du volume des barrières total est élevé.

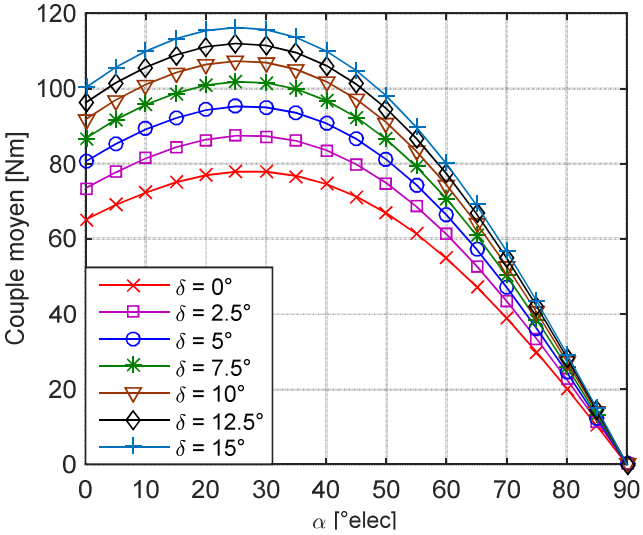


Figure 2.34 : Couple moyen pour différentes valeurs de δ à volume d'aimants constant

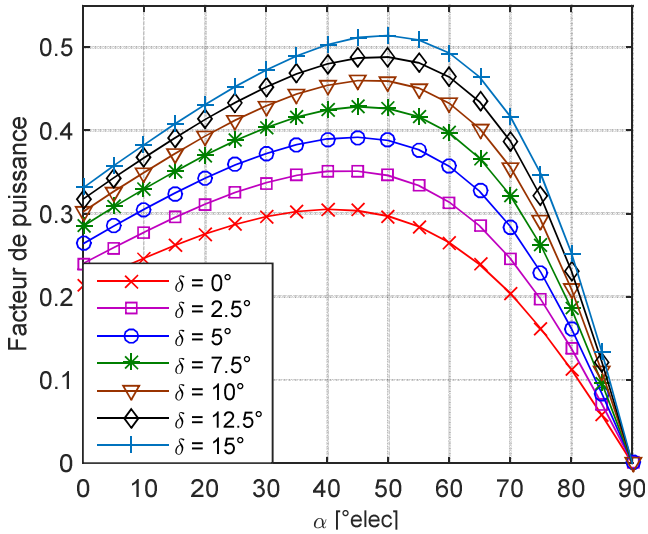


Figure 2.35 : Facteur de puissance pour différentes valeurs de δ à volume d'aimants constant

Dans la deuxième étude, on fait varier l'angle d'inclinaison des barrières δ mais le volume des aimants n'est pas maintenu constant. Dans cette étude, les aimants remplissent entièrement les barrières pour chaque valeur de δ. La Figure 2.36 et la Figure 2.37 montrent que le couple moyen maximal et le facteur de puissance peuvent atteindre des valeurs élevées quand δ est réduit (idem quand le volume des aimants est augmenté). Cependant, α_{opt} est réduit quand δ diminue car le couple de saillance devient très faible comparé au couple créé par les aimants permanents.

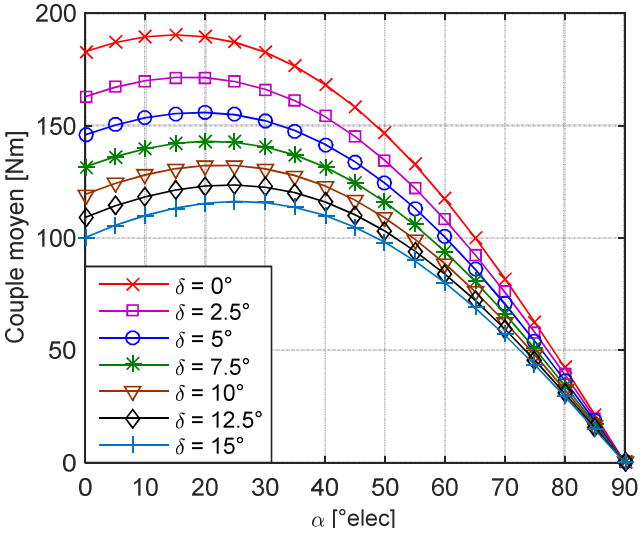


Figure 2.36 : Couple moyen pour différentes valeurs de δ avec 100 % d'aimants dans les barrières

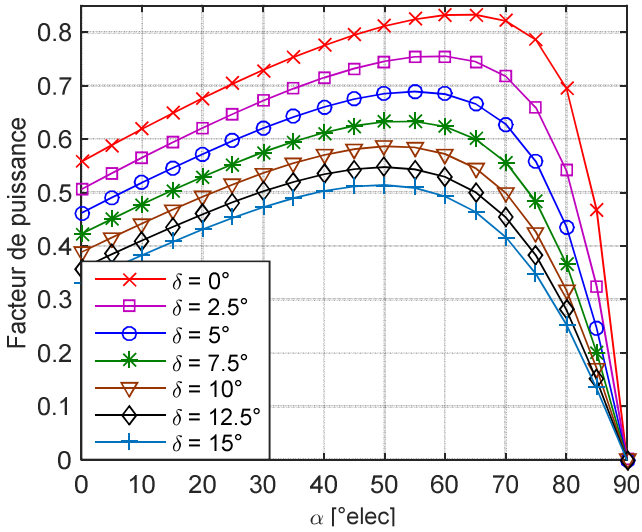


Figure 2.37 : Facteur de puissance pour différentes valeurs de δ avec 100 % d'aimants dans les barrières

2.5.3.4 Étude des ondulations de couple

La Figure 2.38 montre l'évolution du couple de la machine de référence (Tableau 2.4) sur une période électrique complète. Pour obtenir le couple moyen maximal α_{opt} est fixé à 20 °elec (Figure 2.36 avec δ = 5°). Les ondulations de couple (τ_{ond}) sont égales à 3.21 %. Ceci montre que la structure 18/16 développe un couple lisse à faible ondulations de couple.

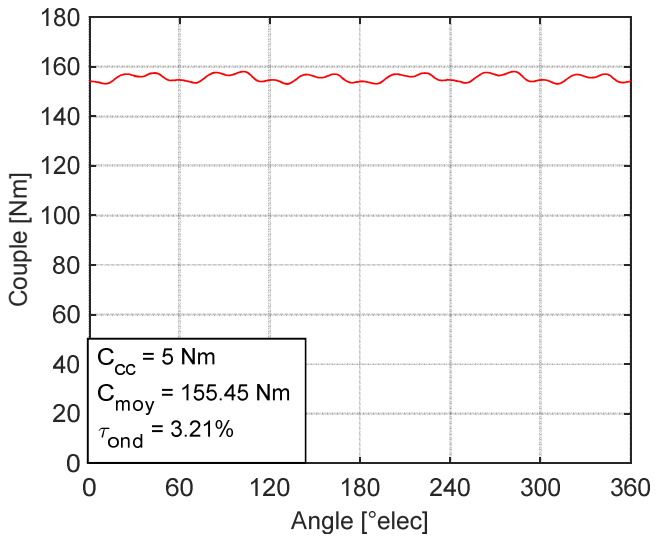


Figure 2.38 : Ondulation de couple de la machine de référence 18/16 avec α = 20°elec

En conclusion, l'étude de la structure 18/16 a montré que cette machine est capable de fournir un couple élevé avec un facteur de puissance supérieur à 0,7 et des ondulations de couple inférieures à 5%. Cependant, un compromis doit être trouvé entre augmenter le couple de saillance et diminuer le volume des aimants. En effet, l'augmentation de l'angle d'inclinaison de la barrière δ améliore le couple de saillance mais réduit le couple moyen et le facteur de puissance. Étant donné qu'on utilise des aimants en ferrite, on peut choisir de maximiser le volume des aimants et donc d'augmenter le couple moyen en choisissant des valeurs faibles pour δ.

2.5.4 Analyse de la machine à 12 dents et 10 pôles

2.5.4.1 Structure de référence

La méthode des diagrammes de phases présentée au paragraphe 2.3.2 est utilisée pour réaliser le bobinage de la machine à 12 dents et 10 pôles (p = 5). La séquence obtenue est la suivante : A+ A- , B- B+ , C+ C- , A- A+, B+ B- , C- C+. Il est important de noter que le bobinage de la deuxième moitié du stator est anticyclique par rapport à la première moitié, car elle présente un nombre impair de paires de pôles (p = 5).

Une machine de référence à deux barrières en V (Figure 2.39) est définie par un angle d'inclinaison des barrières δ = 3°, et des rapports k_1 = 0,6 et k_2 = 0,3. Les caractéristiques de cette machine sont données dans le Tableau 2.5.

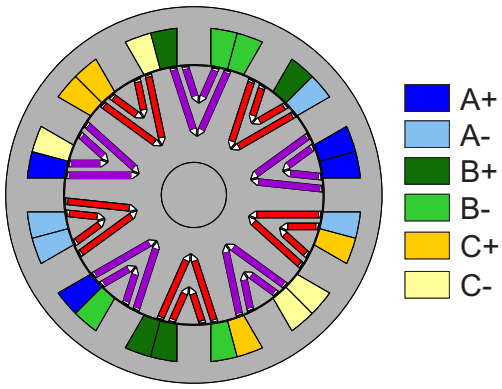


Figure 2.39 : Machine 12/10 à aimants en multi-V

Tableau 2.5 : Caractéristiques de la machine de référence 12/10

Caractéristique	Valeur
Diamètre extérieur du stator : D_{ext}	260 mm
Longueur de fer : L	200 mm
Inclinaison des barrières : δ	3°
Ouverture de la barrière 1 : k_1	0,6
Ouverture de la barrière 2 : k_2	0,3
Vitesse de rotation : N	500 tr/min
Courant efficace : I	40 A

Les résultats des simulations par éléments finis (EF) du couple moyen en fonction de l'angle du courant α sont donnés sur la Figure 2.40. Le couple maximal est égal à 200 Nm avec un angle optimal α_{opt} = 30°elec. Le facteur de puissance est présenté sur la Figure 2.41, il est égal à 0,66 pour α = 30°elec.

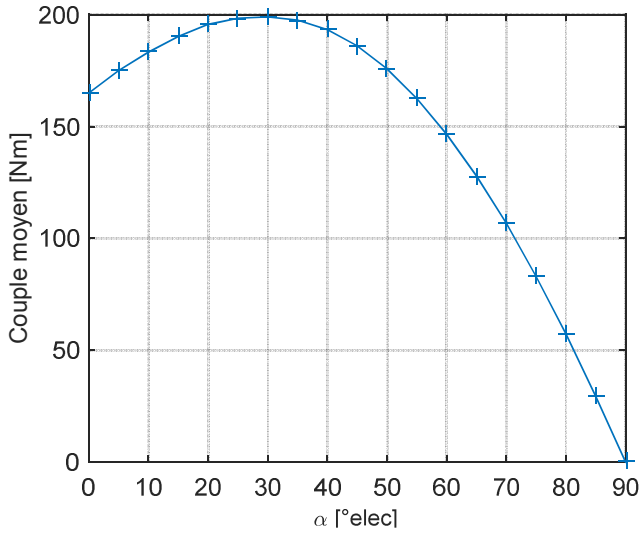


Figure 2.40 : Couple moyen en fonction de l'angle de courant pour la machine de référence 12/10

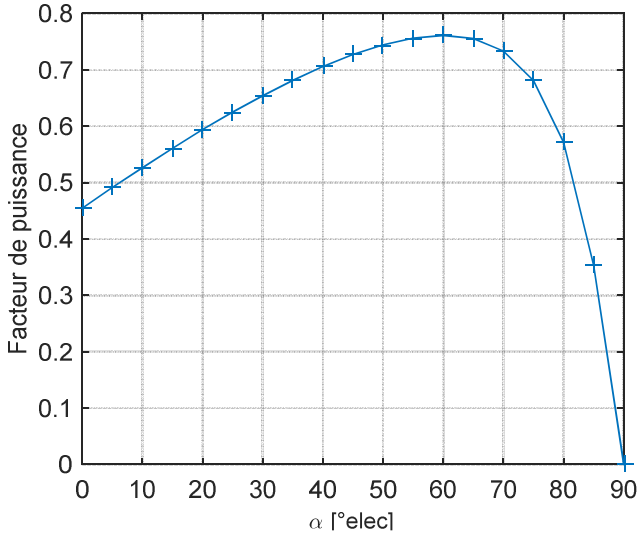


Figure 2.41 : Facteur de puissance en fonction de l'angle de courant pour la machine de référence 12/10

Pour la machine à 12 dents et 10 pôles, le couple est périodique avec une période égale à 60°elec soit le sixième de la période électrique (Figure 2.42). L'ondulation de couple à courant efficace de 40 A avec α = 30°elec est égale à 33%. Ainsi, cette machine est capable de fournir un fort couple à basse vitesse mais l'ondulation de couple reste élevée. La décomposition harmonique du couple (Figure 2.43) montre que l'harmonique 2 est le plus élevé, suivi de l'harmonique 1. L'objectif des paragraphes qui suivent est de minimiser l'ondulation de couple.

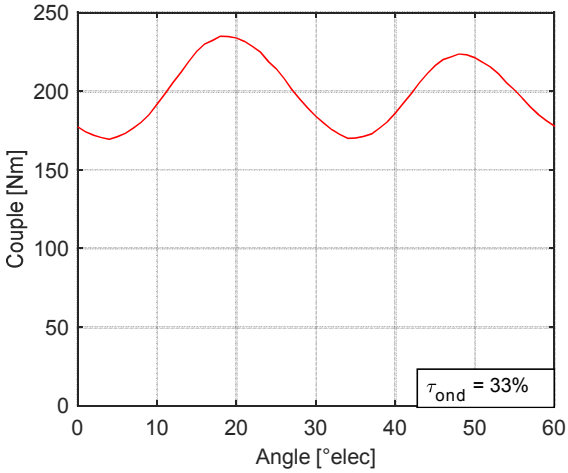


Figure 2.42 : Ondulation de couple de la machine 12/10 de référence

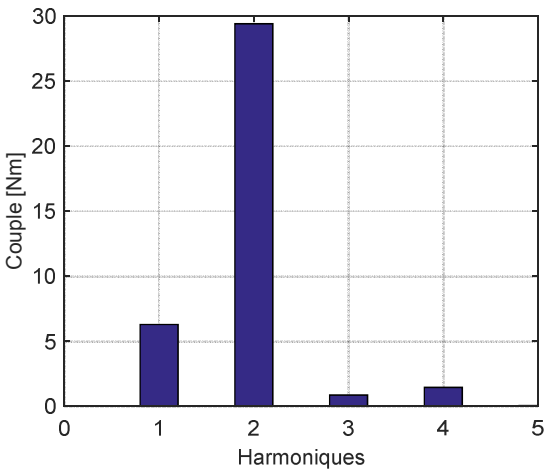


Figure 2.43 : Décomposition harmonique du couple de la machine 12/10 de référence

Dans une démarche de conception de machines électriques, les méthodes de réduction des ondulations de couple peuvent concerner le stator [Bel14], mais les deux techniques principales restent le vrillage du rotor et la géométrie du circuit magnétique du rotor. La technique du vrillage a été étudiée il y a plusieurs années [Deo96] et continue à faire l'objet de recherches plus récentes pour différents types de moteurs [Chu13, Li15, Ric14]. Les auteurs dans [Lan14, Pin15, San04] proposent la conception du circuit magnétique du rotor avec des pôles asymétriques.

Dans un premier temps, nous analysons les deux techniques de réduction des ondulations de couple puis une méthodologie de combinaison est proposée pour atteindre une valeur des ondulations de couple inférieure à 5%.

2.5.4.2 Vrillage du rotor par pas

Le vrillage du rotor par pas, consiste à diviser le rotor en blocs et de les décaler d'un certain angle appelé angle de vrillage $\psi_{vrillage}$. Un exemple est donné sur la Figure 2.44.

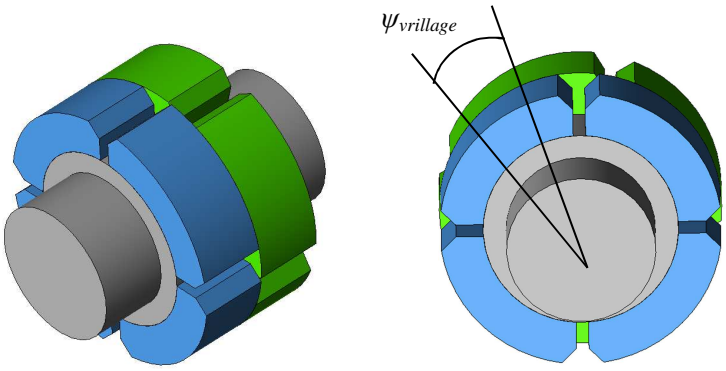


Figure 2.44 : Exemple de vrillage de rotor par pas

L'harmonique 2 étant le plus élevé (Figure 2.43), l'angle de vrillage sera calculé dans le but de le supprimer en le déphasant de 180°elec. Comme l'harmonique 2 a une période de 30°elec, l'angle de vrillage sera donné par l'équation suivante :

$$\psi_{vrillage} = 30\frac{180}{360} = 15°elec \tag{2.15}$$

L'angle de vrillage de 15 °elec correspond à 3°méca (Équation (2.7)). La Figure 2.45 montre le couple sans vrillage et avec vrillage. Le couple total obtenu en additionnant les deux courbes met en évidence la réduction de l'ondulation de couple qui passe de 33% à 5%.

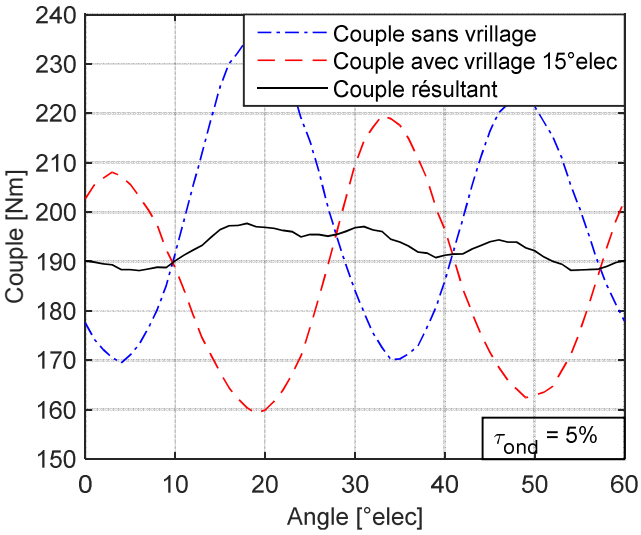


Figure 2.45 : Ondulation de couple sans et avec vrillage du rotor de 15°elec

2.5.4.3 Pôles asymétriques

Lors de la conception d'un moteur électrique, l'ondulation de couple peut être réduite en adoptant des pôles rotoriques asymétriques. Nous rappelons que les paramètres essentiels d'un pôle sont l'angle d'inclinaison des barrières δ et le rapport de l'angle d'ouverture k (Figure 2.28). On étudie l'influence de chacun des deux paramètres sur les ondulations de couple.

2.5.4.3.1 Influence du paramètre δ

Plusieurs simulations EF sont effectuées avec différentes valeurs de δ en maintenant la valeur des rapports k_1 et k_2 ainsi que le volume des aimants constants. L'angle du courant est fixé à 30°elec. Les résultats donnés sur la Figure 2.46 montrent que le fait de varier δ entre 0 et 15° fait varier τ_{ond} entre 35% et 38,5 %, donc l'ondulation de couple reste pratiquement inchangée. Ceci permet dans un premier temps de déduire que l'influence de δ sur les ondulations de couple peut être négligée. Ainsi, ce paramètre est fixé à 15°.

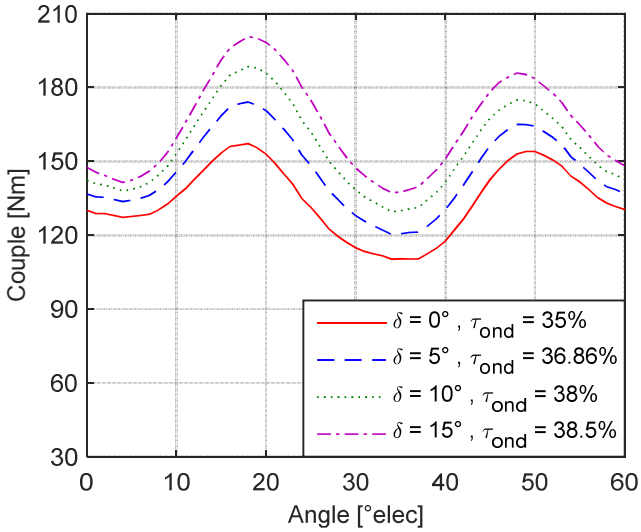


Figure 2.46 : Ondulation de couple en fonction de δ à volume d'aimant constant

2.5.4.3.2 Influence du paramètre k

Dans le but d'étudier l'effet de l'angle d'ouverture de la barrière, on a choisi de mettre en place un plan d'expériences qui permet d'analyser l'effet des variables (facteurs) sur les sorties (réponses). Il existe plusieurs types de plans d'expériences parmi lesquels on a choisi les plans factoriels complets [Gou06]. Ces plans sont simples à mettre en place et permettent de calculer les effets et les interactions entre les variables.

Les plans factoriels complets sont obtenus par combinaison de tous les niveaux des variables (facteurs) considérés. Ainsi, pour m facteurs à n niveaux chacun, le nombre d'expériences est :

$$N_{exp} = n^m \tag{2.16}$$

Le domaine de variation d'un facteur est limité entre une borne inférieure et une borne supérieure. Les plages de variations des facteurs sont différents, il est donc nécessaire de les normaliser en utilisant les valeurs centrées réduites. Ainsi, les intervalles de variations seront compris entre -1 (niveau bas) et +1 (niveau haut).

On définit 4 variables : k_{ij} avec $i = \{1, 2\}$ et $j = \{1, 2\}$. L'indice « i » correspond au pôle magnétique (Nord ou Sud) et l'indice « j » correspond au numéro de la barrière (Figure 2.47).

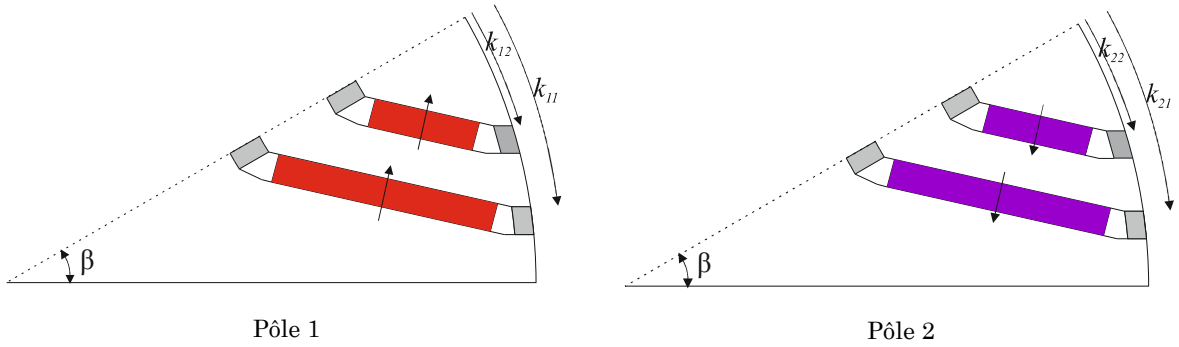


Figure 2.47 : Variables utilisées dans le plan d'expériences

Les entrées du plan d'expériences sont les 4 variables : k_{11}, k_{12}, k_{21}, k_{22}. Les sorties sont le couple moyen et les amplitudes du 1er et du 2ème harmonique.

Les intervalles de variation ont été choisis de façon à garantir le non-chevauchement des deux barrières qui constituent chaque pôle. Ils sont les suivants :

- k_{12} et k_{22} ∈ [0,1 , 0,3] ;
- k_{11} et k_{21} ∈ [0,5 , 0,7].

Chacune des variables est définie sur 4 niveaux situés dans un intervalle centré réduit donné par : {-1 ; -0,5 ; 0,5 ; 1}. Par conséquent, les variable k_{12} et k_{22} prendront les valeurs : 0,1 ; 0,15 ; 0,25 et 0,3. Les variables k_{11} et k_{21} prendront les valeurs : 0,5 ; 0,55 ; 0,65 et 0,7.

Les simulations éléments finis sont réalisées avec un courant efficace de 40 A et un angle de courant α_{opt} = 30°elec. Les résultats des interactions du premier ordre entre les entrées et les sorties sont donnés sur la Figure 2.48, la Figure 2.49 et la Figure 2.50 pour le couple moyen, le 1er et le 2nd harmonique respectivement.

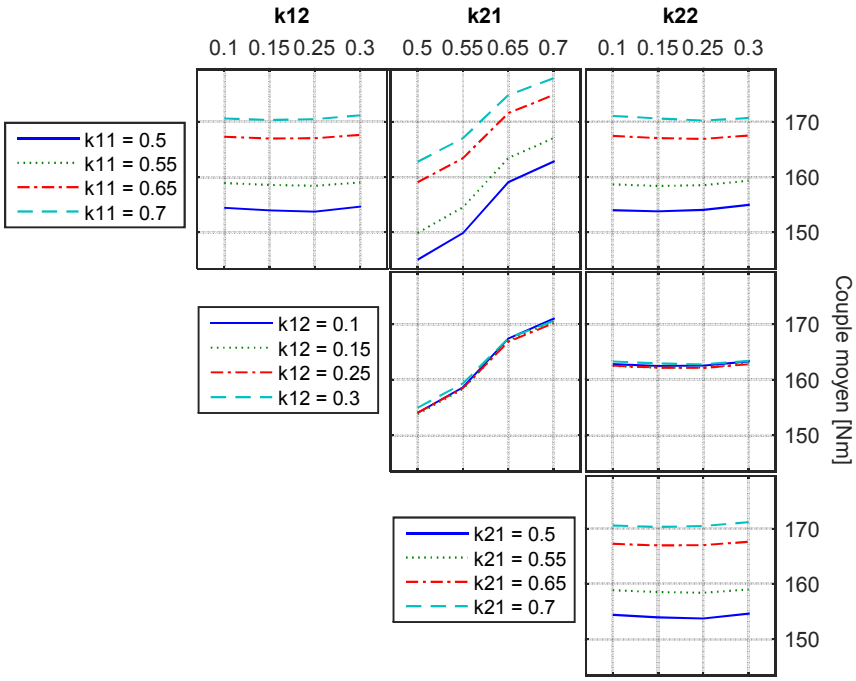


Figure 2.48 : Résultats du plan d'expériences pour le couple moyen

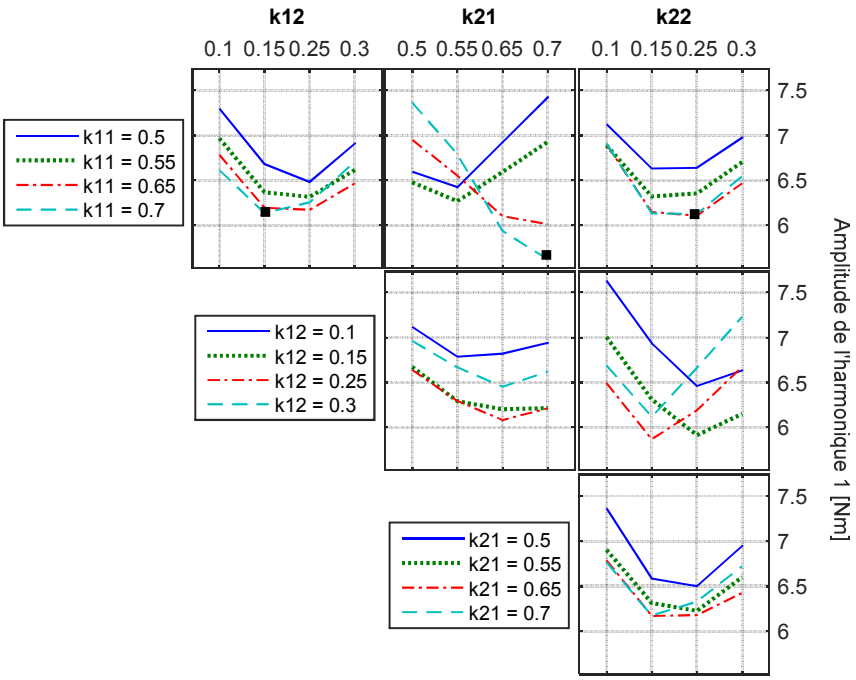


Figure 2.49 : Résultats du plan d'expériences pour le 1er harmonique

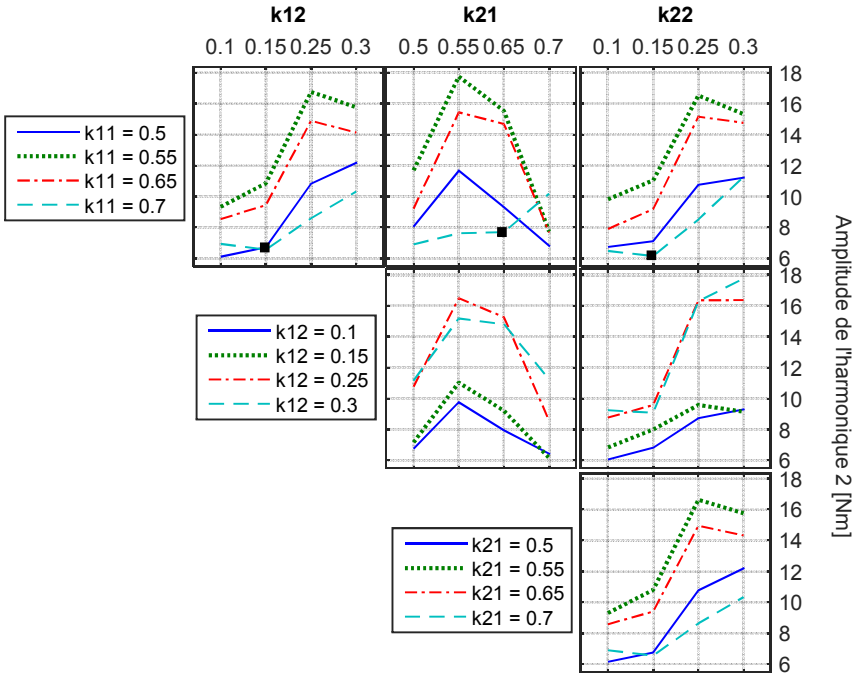


Figure 2.50 : Résultats du plan d'expériences pour le 2ème harmonique

D'après la Figure 2.48, le couple maximal est obtenu pour k_{11} = 0,7 (ligne en tirets bleus) et k_{21} = 0,7. Par contre, les variables k_{12} et k_{22} n'ont pas d'effet sur le couple moyen.

Pour k_{11} = 0.7, la première ligne de la Figure 2.49 montre que la valeur minimale de l'harmonique 1 est obtenue pour k_{12} = 0,15 ; k_{21} = 0,7 et k_{22} = 0,25. La deuxième ligne suggère une valeur minimale de l'harmonique 1 pour k_{12} = 0,25 (ligne rouge) ce qui contredit l'analyse faite pour la 1ère ligne et fait augmenter l'amplitude du 1er harmonique. Ainsi, les résultats de la 1ère ligne marqués par des carrés en noir sont retenus.

Pour l'harmonique 2, la Figure 2.50 montre que pour k_{11} fixé à 0,7, l'amplitude minimale est obtenue pour k_{12} = 0,15 ; k_{22} = 0,15 et k_{21} =0,5. Par contre, la valeur k_{21} = 0,5 fait décroître le couple moyen d'après la Figure 2.48. Un compromis est fait entre maximiser le couple moyen et minimiser l'amplitude du 2ème harmonique. Ainsi, la variable k_{21} serait égale à 0,65. Des carrés en noir sont utilisés pour indiquer les valeurs choisies sur la Figure 2.50.

Un récapitulatif des résultats du plan d'expériences est donné dans le Tableau 2.6. Les configurations qui minimisent le 1er ou bien le 2ème harmonique conduisent à des structures à pôles asymétriques.

Tableau 2.6 : Résultats du plan d'expériences

Objectif	k_{11}	k_{12}	k_{21}	k_{22}	δ
Valeur maximale du couple moyen	0,7	Pas d'influence	0,7	Pas d'influence	15°
Valeur minimale de l'harmonique 1	0,7	0,15	0,7	0,25	15°
Valeur minimale de l'harmonique 2	0,7	0,15	0,65	0,15	15°

2.5.4.3.3 Réduction du 2ème harmonique

L'harmonique 2 est le plus dominant comme le montre la Figure 2.43. La configuration qui réduit son amplitude est simulée avec k_{11} = 0,7 ; k_{21} = 0,65 et k_{12} = k_{22} = 0,15. L'ondulation de couple et sa décomposition harmonique sont données sur la Figure 2.51 et la Figure 2.52 respectivement. τ_{ond} décroît de 33% à 8.2%.

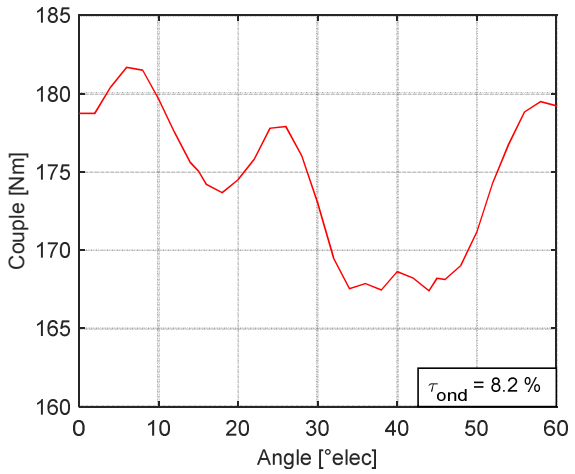


Figure 2.51 : Ondulation de couple avec la réduction du 2ème harmonique par pôles asymétriques

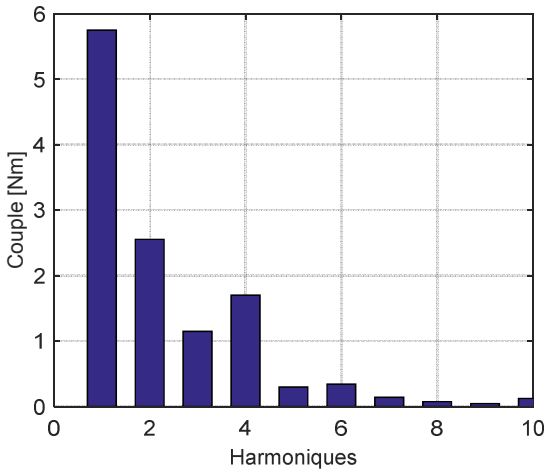


Figure 2.52 : FFT de l'ondulation de couple avec la réduction du 2ème harmonique par pôles asymétriques

Le 2ème harmonique est diminué de façon significative. Par contre, le 1er harmonique devient responsable de la valeur de l'ondulation de couple qui reste supérieure à 5%. Différentes stratégies de combinaison du vrillage et des pôles asymétriques vont maintenant être étudiées afin de réduire davantage l'ondulation de couple.

2.5.4.4 Combinaison du vrillage par pas et de l'asymétrie des pôles

2.5.4.4.1 1ère stratégie : Réduction de l'harmonique 2 par l'asymétrie des pôles et de l'harmonique 1 par le vrillage du rotor

La réduction de l'amplitude du 2ème harmonique par pôles asymétriques a conduit à une ondulation de couple de 8,2% comme déjà montré au paragraphe précédent. Le reste de l'ondulation de couple est essentiellement causé par l'harmonique 1 (Figure 2.52). Ainsi, le vrillage du rotor est utilisé pour supprimer le 1er harmonique dont la période est de 60°elec. Un déphasage de 180°elec est alors obtenu avec l'angle de vrillage donné par l'équation (2.17) :

$$\psi_{vrillage} = 60\frac{180}{360} = 30°elec = 6°meca \tag{2.17}$$

τ_{ond} est réduite de 8,2% à 6% (Figure 2.53). L'ondulation de couple ne diminue pas significativement à cause de l'angle de vrillage élevé. En effet, le vrillage du rotor est équivalent à une augmentation de l'angle du courant.

L'ajout de 30°elec à α_{opt} = 30°elec conduit à un angle de 60°elec ce qui fait diminuer le couple moyen (C_{moy}) qui passe de 200 Nm à 145 Nm (Figure 2.40). Ainsi, le ratio donné par l'équation (2.6) n'est pas amélioré.

Figure 2.53 : Ondulation de couple avec la 1ère stratégie

2.5.4.4.2 2ème stratégie : Réduction de l'harmonique 1 par l'asymétrie des pôles et de l'harmonique 2 par le vrillage du rotor

Les analyses précédentes permettent de proposer une autre stratégie. L'amplitude du 1er harmonique est réduite en utilisant les pôles asymétriques : k_{11} = k_{21} = 0,7 ; k_{12} = 0,15 et k_{22} = 0,25 (Tableau 2.6). Le rotor de cette structure est ensuite vrillé avec un angle de 15°elec soit 3°meca pour supprimer l'harmonique 2 (équation (2.15)).

Le résultat donné sur la Figure 2.54 montre que τ_{ond} passe à 4,62%. En effet, l'angle du courant se décale de 15°elec ce qui diminue moins le couple moyen (C_{moy}) qui passe de 200 Nm à 187 Nm (Figure 2.40) et permet de réduire plus les ondulations de couple.

Figure 2.54 : Ondulation de couple avec la 2ème stratégie

2.5.4.5 Méthodologie proposée

Suite aux résultats du paragraphe précédent, la seconde stratégie est retenue. Par ailleurs, d'après l'équation (2.6) une augmentation de C_{moy} conduirait à une diminution de τ_{ond} si le couple crête-à-crête C_{cc} = (C_{max} – C_{min}) reste invariable. Ceci peut être atteint en diminuant l'inclinaison des barrières δ ce qui permet d'augmenter le volume des aimants. Le résultat de la 2ème stratégie avec δ = 5° est montré sur la Figure 2.55 avec τ_{ond} = 3,44%. Le Tableau 2.7 résume les résultats obtenus pour différentes valeurs de δ.

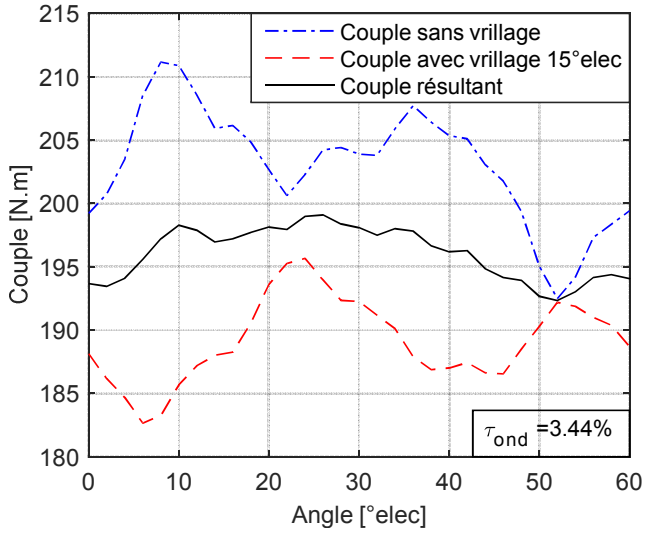


Figure 2.55 : Ondulation de couple avec la 2ème stratégie et δ = 5°

Tableau 2.7 : Ondulations de couple obtenues avec la 2ème stratégie et différentes valeurs de δ

δ (°)	C_{cc} (Nm)	C_{moy} (Nm)	τ_{ond} (%)
15	8	174	4,6
10	7,1	183	3,8
7,5	6,92	189,6	3,65
5	6,7	196	3,44

La variation de δ affecte peu la valeur du couple crête-à-crête mais augmente le couple moyen ce qui fait diminuer davantage l'ondulation de couple.

En conclusion, différentes combinaisons de méthodes pour la réduction des ondulations de couple pour les moteurs 12/10 ont été étudiées. De plus, une méthodologie a été proposée. Elle consiste à réduire l'harmonique d'ordre faible par l'asymétrie des pôles et celui d'ordre supérieur par le vrillage du rotor. La diminution de l'angle d'inclinaison des barrières, permet d'augmenter le volume des aimants ce qui conduit à une amélioration de cette stratégie proposée et réduit l'ondulation de couple à 3,44% sans compromettre la valeur du couple moyen.

2.5.5 Comparaison des structures 18/16 et 12/10

En termes de couple moyen et de facteur de puissance, les deux structures sont capables de fournir un couple élevé à vitesse faible avec un facteur de puissance autour de 0,7. L'angle de courant optimal des deux moteurs est faible ce qui correspond à une faible saillance. Le moteur 12/10 produit le couple moyen maximal à α_{opt} = 30°elec (Figure 2.40). En ce qui concerne le moteur 18/16, il produit son couple maximal à α_{opt} = 20°elec et n'est pas capable d'atteindre un angle de courant optimal de 30° elec sans réduire le couple moyen (Figure 2.36).

Le dernier critère de comparaison est la qualité du couple. Le moteur 18/16 ne nécessite pas de modifications supplémentaires dans la structure pour obtenir une faible ondulation de couple (< 5%). Cependant, le moteur 12/10 développe lui une ondulation de couple élevée. Elle peut être réduite, mais cela rend la structure plus complexe. Le tableau suivant résume les principaux points de comparaison des deux moteurs :

Tableau 2.8 : Récapitulation de la comparaison des moteurs 18/16 et 12/10

	Moteur 18/16	Moteur 12/10
Couple moyen	+ +	+ +
Facteur de puissance	+	+
Saillance de la machine	– –	–
Ondulation de couple	+ +	– –

Le choix de la structure qui convient le mieux à une application à fort couple et basse vitesse dépend de l'objectif souhaité. On peut privilégier la conception d'un moteur relativement facile à fabriquer, avec des performances satisfaisantes ou bien privilégier la réduction du volume des aimants utilisés en réduisant le nombre de pôles malgré les modifications qui seront nécessaires à la structure afin d'obtenir les performances exigées.

Étant donné que le coût des aimants en ferrite est faible, on peut privilégier la structure la moins complexe. Ainsi, le moteur à 18 dents et 16 pôles à aimants en multi-V et bobinage sur dents serait un choix approprié pour la suite du travail.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé une étude comparative par éléments finis de plusieurs structures de machines à flux radial. À l'issue de l'étude bibliographique, nous avons identifié des structures prometteuses pour des applications à entraînement direct.

Dans un premier temps, les structures de base des machines à aimants en surface, à concentration de flux, à aimants en V et à commutation de flux avec un bobinage concentré sur dents sont comparées à isovolume d'aimants. Les matériaux utilisés au stator et au rotor ont été définis : le circuit magnétique en tôles M400P-50 et les aimants en ferrite. Les courbes du couple moyen en fonction du facteur de puissance ont révélé le potentiel des machines à aimants en V et des machines à commutation de flux à développer un couple élevé mais le facteur de puissance restait faible.

Dans un deuxième temps, nous avons modifié la structure des machines à commutation de flux pour respecter l'égalité d'ouverture des angles des dents statoriques, des encoches, des aimants et des pôles rotoriques. Les machines à commutation de flux 12/10 et 12/14 ainsi que des machines à plusieurs barrières de flux en forme de V et de U ont été simulées. La comparaison des performances a montré que les machines à plusieurs barrières en V développaient le couple moyen maximal au meilleur facteur de puissance.

Par la suite, la machine multi-V a été étudiée avec deux combinaisons du nombre de dents et du nombre de pôles. Il s'agit des machines 18/16 et 12/10. Ces deux configurations ont été choisies à cause de leurs coefficients de bobinage élevés ce qui permet d'augmenter le couple créé. L'étude des deux moteurs a montré qu'ils sont capables d'avoir un couple élevé à basse vitesse avec un bon facteur de puissance. D'une part, le moteur 18/16 développe un couple quasiment lisse et ne nécessite pas de mettre en œuvre une technique de réduction des ondulations de couple. D'autre part, le couple de la structure 12/10 présentait des ondulations élevées qu'on pouvait réduire en modifiant la structure du rotor. Une étude par plan d'expériences a été réalisée et a conduit à des configurations de pôles asymétriques pouvant réduire certains harmoniques du couple. En outre, une méthodologie de combinaison des pôles asymétriques et du vrillage du rotor par pas a été proposée et a permis la réduction des ondulations de couple jusqu'à 3,44 % sans compromettre la valeur du couple moyen.

Enfin, le choix du nombre de dents et du nombre de pôles a été effectué en comparant les performances des deux machines mais aussi en tenant compte de la complexité de fabrication des structures. Le prix faible des aimants en ferrite et la simplicité de la structure nous ont permis de choisir la machine 18/16 pour la suite du travail.

Ainsi, le chapitre suivant sera consacré à la modélisation analytique multi-physique de la machine à 18 dents et 16 pôles à aimants en multi-V et bobinage concentré sur dents. Le but étant de développer des modèles rapides et précis qui seront utilisés pour optimiser la machine selon un certain cahier des charges.

Chapitre 3

Modélisation analytique multi-physique de la machine 18/16 à flux radial

Sommaire Chapitre 3

Modélisation analytique multi-physique de la machine 18/16 à flux radial 93

3.1 Introduction 96

3.2 Modèle magnétique 97

3.2.1 Structure et hypothèses de modélisation 97

3.2.2 Force magnétomotrice 99

3.2.3 Modélisation de la saillance du stator 100

3.2.4 Modèle du stator 101

3.2.5 Modèle du rotor 108

3.2.6 Équations du système global 112

3.2.7 Modèle du pont tangentiel 114

3.2.8 Méthode de résolution du modèle analytique 115

3.2.9 Calcul des performances magnétiques 116

3.2.10 Comparaison avec les modèles en éléments finis 117

3.3 Modèle électrique 125

3.3.1 Résistance du bobinage 125

3.3.2 Inductance de fuite 125

3.3.3 Résistance des pertes fer 127

3.3.4 Grandeurs aux bornes du moteur 128

3.4 Modèle énergétique 129

3.4.1 Pertes par effet Joule 129

3.4.2 Pertes fer 129

3.4.3 Pertes mécaniques 134

3.5 Modèle thermique 134

3.5.1 Hypothèses de modélisation 134

3.5.2 Coefficients thermiques 135

3.5.3 Résistances thermiques 136

3.5.4 Modèle thermique du stator 138

3.5.5 Modèle thermique du rotor 140

3.5.6 Modèle thermique de l'entrefer 141

3.5.7 Modèle thermique de l'arbre 143

3.5.8 Refroidissement 144

3.5.9 Formulation matricielle du circuit thermique 145

3.5.10 Comparaison avec le logiciel MotorCad® 148

3.6 Modèle mécanique 149

3.6.1 Hypothèses de modélisation 150
3.6.2 Contraintes nominales 150
3.6.3 Contraintes en fatigue 152
3.6.4 Facteurs de sécurité 153
3.6.5 Calculs pour une structure tournant à basse vitesse 153
3.7 Modèle technico-économique 154
3.8 Couplage des modèles 154
3.9 Conclusion 157

3.1 Introduction

Il existe plusieurs approches pour modéliser les machines électriques. Elles peuvent être principalement différenciées par le temps de calcul et la précision des résultats. D'une part, les modèles numériques, en particulier les éléments finis, sont souvent considérés comme très précis. Ils permettent d'obtenir des résultats qui se rapprochent beaucoup de la réalité. Par contre, leurs résolutions nécessitent un temps de calcul élevé. Ceci peut devenir une réelle contrainte surtout lorsqu'ils sont utilisés dans des processus itératifs telle que l'optimisation. D'autre part, les modèles analytiques basés sur des équations simples permettent de gagner en temps de calcul mais au détriment en général d'une précision moindre [Bri07].

Notre objectif étant d'optimiser la structure de la machine 18/16 à aimants en multi-V, il s'avère indispensable de créer des modèles rapides et précis. Ainsi, dans ce chapitre nous proposons une démarche de conception de la machine 18/16 à bobinage sur dents en utilisant un modèle analytique qui prend en compte les différents aspects physiques qui régissent le fonctionnement du moteur. Il s'agit des aspects magnétiques, électriques, énergétiques, thermiques, mécaniques et économiques. Ce modèle multi-physique sera résolu à l'aide d'une méthode numérique. Il doit à la fois être capable de réduire le temps de calcul et de minimiser l'erreur de modélisation.

Le synoptique du modèle multi-physique est donné sur la Figure 3.1. Les entrées du modèle sont les paramètres géométriques. Les sorties sont le couple moyen électromagnétique, la tension, le facteur de puissance, le rendement de machine, les facteurs de sécurité mécanique et le coût.

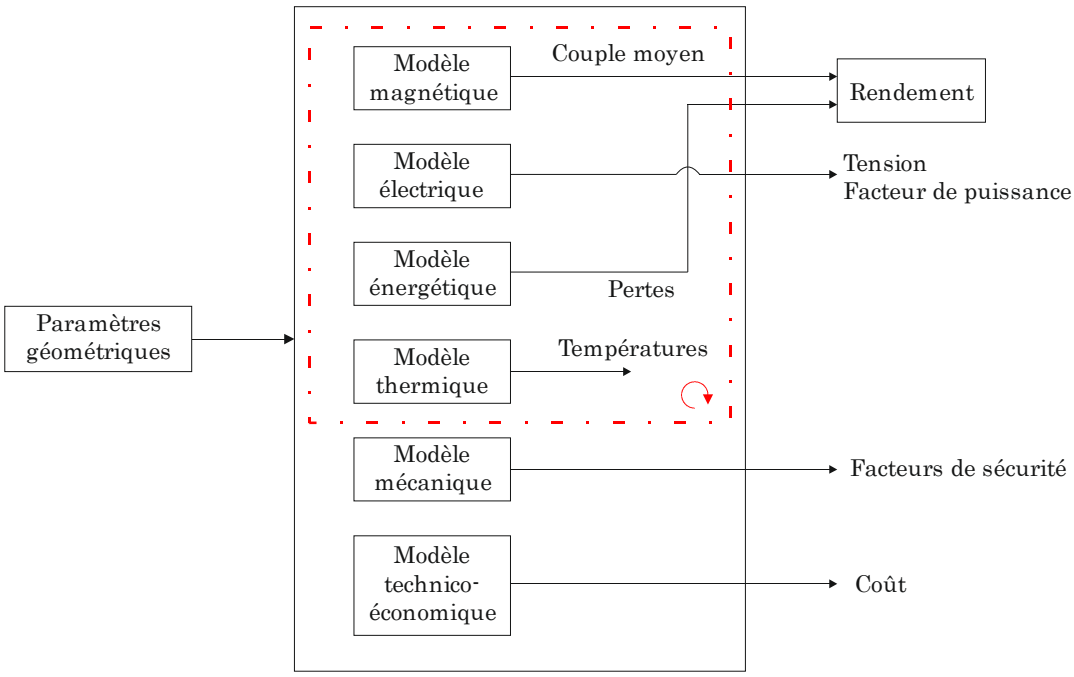


Figure 3.1 : Synoptique du modèle multi-physique

Le couple moyen est calculé à partir des flux captés par les bobines. Ces derniers sont obtenus à l'aide de l'induction radiale dans l'entrefer. Par suite, un modèle analytique magnétique 2D sera développé. Il s'appuiera sur les lois fondamentales de

l'électromagnétisme et prendra en compte la saturation du circuit magnétique au stator et au rotor.

Afin de calculer la tension et le facteur de puissance aux bornes du moteur, un modèle électrique sera mis en place. Il permettra, également, de calculer les résistances et les inductances de fuite des têtes de bobines. Le calcul du rendement nécessite l'évaluation des pertes dans la machine. Un modèle énergétique sera présenté dans le but de nous donner les pertes mécaniques, les pertes par effet Joule dans les bobines ainsi que les pertes fer au stator et au rotor.

Les pertes étant des sources de chaleur, elles affectent la température du moteur. Ainsi, un modèle thermique nodal 3D sera développé et évaluera la température dans les différentes régions du moteur et particulièrement au niveau des aimants et du bobinage. La tenue mécanique de la structure en rotation est vérifiée à l'aide d'un modèle mécanique qui permettra le calcul des facteurs de sécurité pour l'éclatement et la fatigue. À la fin, les coûts des matières actives : le cuivre, le fer et les aimants seront évalués à partir du modèle technico-économique.

Au fil de ces étapes de modélisation, nous comparerons les résultats analytiques à ceux des logiciels dédiés (éléments finis, MotorCad®) afin de quantifier la précision des modèles. Finalement, nous présenterons le couplage multi-physique qui sera réalisé à partir des entrées et des sorties des différents modèles.

3.2 Modèle magnétique

3.2.1 Structure et hypothèses de modélisation

Des travaux antérieurs ont été réalisés pour modéliser analytiquement les machines à aimants intérieurs avec un bobinage distribué [Dag13, Pri15]. Dans notre travail, la structure modélisée est une machine à 18 dents et 16 pôles avec un bobinage concentré sur dents et des aimants en multi-V (Figure 3.2). C'est une structure à double saillance. Le stator est à encoches ouvertes pour faciliter l'insertion du bobinage lors de la fabrication. Ainsi, nous proposons un modèle du bobinage sur dents dans lequel nous prenons en compte l'entrefer additionnel sous les encoches. De plus, les ponts tangentiels sont généralement très saturés ce qui affecte la consommation des ampères-tours à proximité d'eux. Donc, nous proposons d'inclure la saturation locale dans les zones du rotor proches des ponts tangentiels.

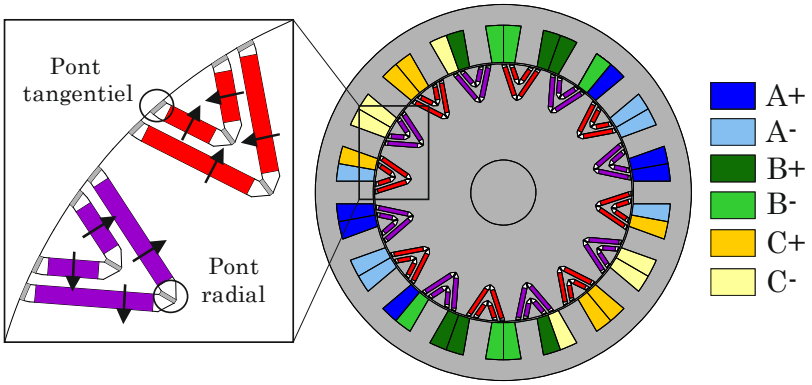


Figure 3.2 : Structure de la machine 18/16 modélisée

La machine présente une symétrie magnétique qui permet de limiter la modélisation à la moitié de la structure. Ceci correspond à 180 degrés mécaniques (°meca). Afin de garantir

une bonne précision dans le calcul de la composante radiale de l'induction d'entrefer, la position angulaire θ à l'intérieur de l'entrefer sera discrétisée en 361 valeurs. Ceci revient à discrétiser les 180 °meca avec un pas de 0.5 °meca. Ainsi, nous pouvons faire les correspondances suivantes :

$$\begin{aligned} \theta = 0 &\rightarrow 0°\text{meca} \\ \theta = 1 &\rightarrow 0.5°\text{meca} \\ \theta = 2 &\rightarrow 1\ °\text{meca} \\ &\vdots \\ \theta = 360 &\rightarrow 180°\text{meca} \end{aligned}$$

Pour éviter toute ambiguïté, nous introduisons le « degré électrique géométrique » (°elec$_{geom}$) défini par :

$$\theta_{elec_{geom}} = 2\,\theta_{meca} \tag{3.1}$$

Ainsi, pour la suite de la modélisation nous considérons que la position angulaire dans l'entrefer θ varie entre 0 et 360 °elec$_{geom}$ avec une discrétisation de 1 °elec$_{geom}$. On note que la moitié de la machine contient 4 paires de pôles donc 8 pôles avec un sens de magnétisation alterné.

Le modèle analytique magnétique proposé se base sur les lois fondamentales de l'électromagnétisme : le théorème d'Ampère et la loi de conservation du flux. Il est paramétré en fonction du nombre de dents, de pôles, et de barrières de flux.

L'objectif est de calculer la composante radiale de l'induction dans l'entrefer, à partir de laquelle les flux captés par les bobines sont calculés et utilisés pour évaluer les performances de la machine en termes de couple moyen, de facteur de puissance interne et de tension interne (cf. chapitre 2).

La Figure 3.3 montre un schéma général du moteur. Un système d'équations est mis en place en appliquant le théorème d'Ampère sur 5 contours notés C_1 à C_5 (Figure 3.3). Les contours C_1 et C_2 sont choisis pour relier le rotor et le stator. Les contours C_3, C_4 et C_5 sont choisis pour relier les aimants, les ponts radiaux et l'air des deux côtés des aimants.

Le système non linéaire sera formé de n équations à n inconnues. Nous définissons le vecteur des inconnues X comme suit :

$$\underbrace{X}_{n\ variables} = \left[\underbrace{[B_e]}_{q\ variables} \quad \underbrace{[B_{ap}]}_{r\ variables} \quad \underbrace{[B_{air1}]}_{s\ variables} \quad \underbrace{[B_{air2}]}_{t\ variables} \quad \underbrace{[B_{pt}]}_{u\ variables} \right] \tag{3.2}$$

$$\text{avec} \quad n = q + r + s + t + u$$

Avec B_e, B_{ap}, B_{pt}, B_{air1}, et B_{air2} les inductions dans l'entrefer, dans les aimants permanents, dans les ponts tangentiels et dans l'air des deux côtés des aimants respectivement.

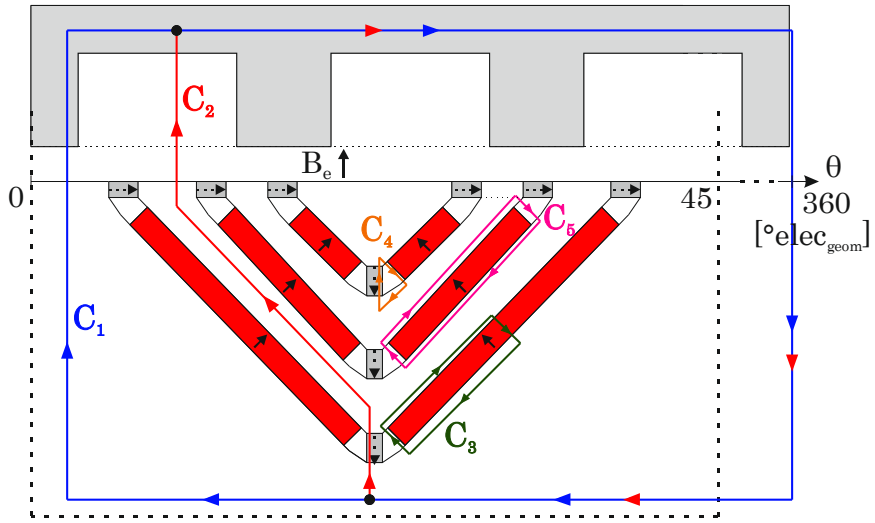


Figure 3.3 : Schéma général du moteur à multi-V

Le calcul de la force magnétomotrice et celui de l'induction dans le stator et dans le rotor seront développés dans les paragraphes suivants. Ensuite, nous détaillerons les équations du système global et le calcul des performances magnétiques.

3.2.2 Force magnétomotrice

La machine est un moteur triphasé à bobinage concentré sur dents. Le bobinage du stator a été déterminé au chapitre précédent. Il est formé de la séquence suivante : A+ A- A+, B+ B- B+, C+ C- C+. Cette séquence est répétée deux fois pour couvrir la totalité de la machine. Les bobines sont alimentées par des courants triphasés équilibrés donnés par l'équation suivante :

$$\begin{cases} I_A = \sqrt{2}\, I_{eff} \cos(\omega t + \alpha) \\ I_B = \sqrt{2}\, I_{eff} \cos(\omega t - \dfrac{2\pi}{3} + \alpha) \\ I_C = \sqrt{2}\, I_{eff} \cos(\omega t - \dfrac{4\pi}{3} + \alpha) \end{cases} \tag{3.3}$$

Où I_{eff} est la valeur efficace du courant, α l'angle du courant et ω la pulsation électrique.

La force magnétomotrice (*fmm*) est déterminée par rapport à la configuration de bobinage présentée sur la Figure 3.4 qui couvre la moitié du stator. À chaque dent, on attribue un niveau de la *fmm* égal au courant total qui entoure cette dent (équation (3.4)). Dans les encoches, on considère une variation linéaire de la force magnétomotrice.

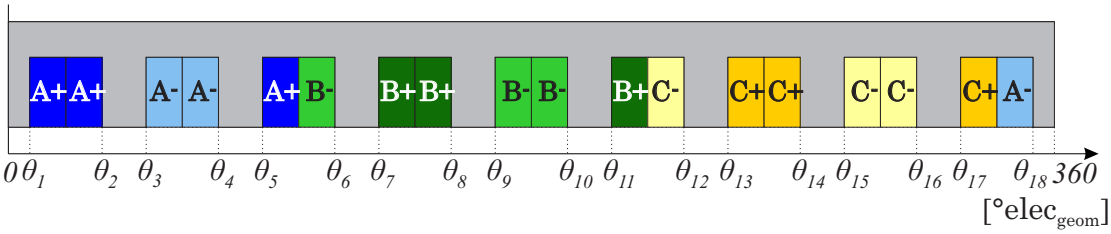


Figure 3.4 : Bobinage de la moitié de la machine 18/16

$$fmm(\theta) = \begin{cases} +I_{A_{total}} & \forall\theta \in [0\,,\theta_1] \\ -I_{A_{total}} & \forall\theta \in [\theta_2\,,\theta_3] \\ +I_{A_{total}} & \forall\theta \in [\theta_4\,,\theta_5] \\ +I_{B_{total}} & \forall\theta \in [\theta_6\,,\theta_7] \\ -I_{B_{total}} & \forall\theta \in [\theta_8\,,\theta_9] \\ +I_{B_{total}} & \forall\theta \in [\theta_{10}\,,\theta_{11}] \\ +I_{C_{total}} & \forall\theta \in [\theta_{12}\,,\theta_{13}] \\ -I_{C_{total}} & \forall\theta \in [\theta_{14}\,,\theta_{15}] \\ +I_{C_{total}} & \forall\theta \in [\theta_{16}\,,\theta_{17}] \\ +I_{A_{total}} & \forall\theta \in [\theta_{18}\,,360] \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} I_{A_{total}} = I_A\,N_s \\ I_{B_{total}} = I_B\,N_s \\ I_{C_{total}} = I_C\,N_s \end{cases} \tag{3.4}$$

Où N_s est le nombre de spires dans chaque bobine.

3.2.3 Modélisation de la saillance du stator

La présence des encoches au stator modifie l'induction dans l'entrefer. En effet, l'encochage augmente la réluctance du chemin de flux et donc cause une diminution de l'induction dans l'entrefer sous les encoches. Pour les machines à bobinage réparti, l'effet des encoches est souvent pris en compte par l'utilisation du coefficient de Carter. Ce coefficient permet de considérer le stator comme étant lisse mais suppose que l'ouverture de l'encoche est très faible par rapport à sa hauteur [Daj10].

Dans le cas du bobinage sur dents étudié, l'application du coefficient de Carter n'est pas possible du fait que l'ouverture d'encoche est grande. Afin de modéliser l'effet des encoches sur la variation de l'induction d'entrefer, on utilise une approche par ligne de champ moyenne sous l'encoche [Gau12]. Cette approche consiste à calculer un entrefer supplémentaire en dessous des encoches.

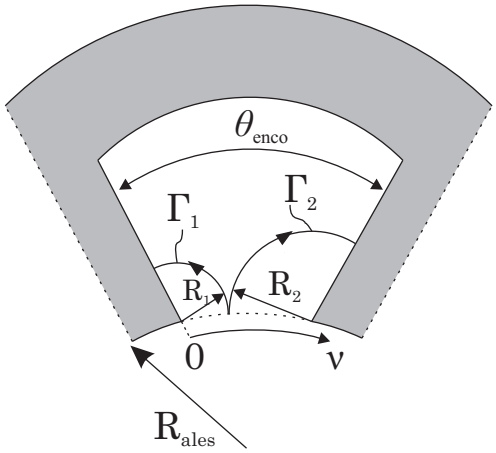


Figure 3.5 : Lignes de champ idéalisées dans une encoche

Les lignes de champ dans l'encoche sont assimilées à des quarts de cercles de rayons R_1 et R_2 (Figure 3.5). Les longueurs des arcs Γ_1 et Γ_2 sont données par :

$$\begin{aligned} \Gamma_1(\nu) &= \frac{\pi}{2} R_{ales}\ \sin(\nu) \\ \Gamma_2(\nu) &= \frac{\pi}{2}\ R_{ales}\ sin(\theta_{enco} - \nu) \end{aligned} \tag{3.5}$$

Avec R_{ales} le rayon d'alésage, θ_{enco} l'angle d'ouverture de l'encoche et ν l'angle sous l'encoche. L'entrefer additionnel sous l'encoche $e_s(\nu)$ est calculé par la longueur du trajet moyen. Elle est donnée par la réluctance équivalente obtenue suite à la mise en parallèle des deux chemins de flux. D'où l'expression complète :

$$e_s(\nu) = \frac{\Gamma_1(\nu)\,\Gamma_2(\nu)}{\Gamma_1(\nu) + \Gamma_2(\nu)} = \frac{\pi}{2} R_{ales} \frac{sin(\nu)\,sin(\theta_{enco} - \nu)}{2\,sin\left(\frac{\theta_{enco}}{2}\right) cos\left(\frac{\theta_{enco}}{2} - \nu\right)} \tag{3.6}$$

Les angles sous l'encoche sont souvent faibles. Un développement limité au premier ordre donne l'expression simplifiée suivante :

$$e_s(\nu) = \frac{\pi}{2\theta_{enco}} R_{ales} \nu\,(\theta_{enco} - \nu) \tag{3.7}$$

Les courbes de l'entrefer additionnel obtenues à partir des deux expressions complète (équation (3.6)) et simplifiée (équation (3.7)), sont tracées sur la Figure 3.6 pour une encoche statorique.

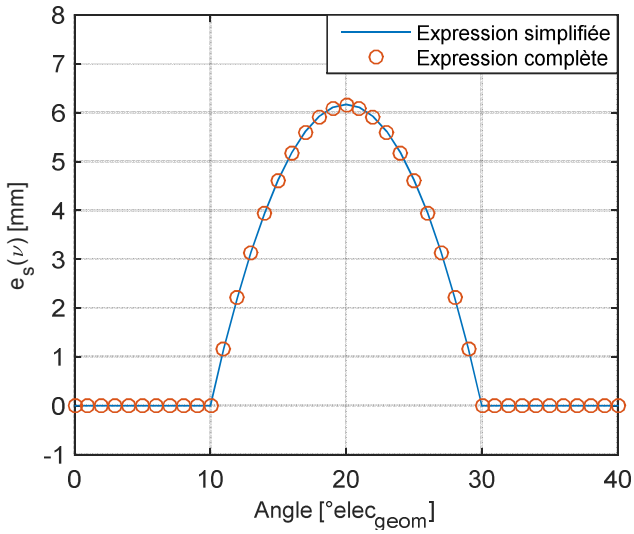


Figure 3.6 : Entrefer additionnel sous une encoche stator

Le résultat obtenu est le même pour les deux expressions donc nous utilisons l'équation simplifiée pour la suite de la modélisation. Alors l'entrefer additionnel est exprimé par :

$$e_s(\nu) = \begin{cases} \frac{\pi}{2\theta_{enco}} R_{ales} \nu\,(\theta_{enco} - \nu) & \text{, sous l'encoche} \\ 0 & \text{, sous la dent} \end{cases} \tag{3.8}$$

La longueur d'entrefer totale est donnée par :

$$e_{tot}(\nu) = e + e_s(\nu) \tag{3.9}$$

e est l'épaisseur de l'entrefer de la machine entre le stator et le rotor.

3.2.4 Modèle du stator

La Figure 3.7 montre certaines grandeurs géométriques du stator de la machine :

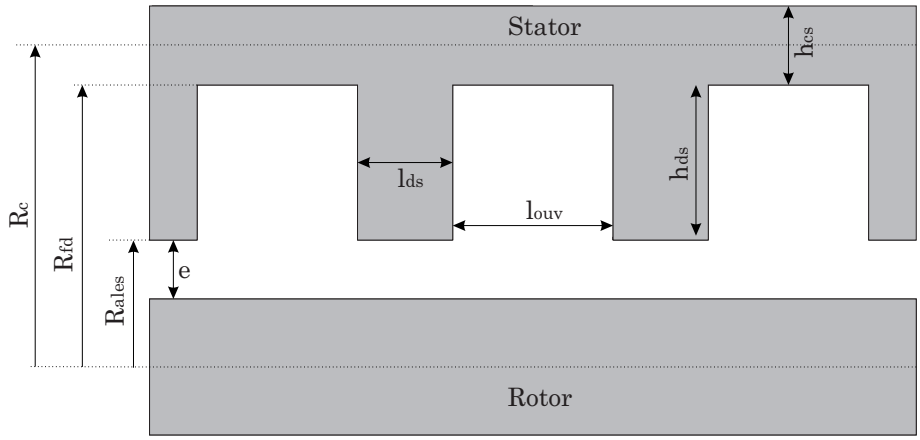


Figure 3.7 : Grandeurs géométriques de la machine

- R_c : rayon du milieu de la culasse ;
- R_{fd} : rayon du fond de l'encoche ;
- R_{ales} : rayon d'alésage ;
- e : épaisseur de l'entrefer ;
- h_{ds} : hauteur de la dent statorique ;
- h_{cs} : hauteur de la culasse statorique ;
- l_{ds} : largeur de la dent statorique ;
- l_{ouv} : largeur de l'ouverture de l'encoche ;

3.2.4.1 Modèle des dents statoriques

Le calcul de l'induction totale dans les dents du stator nécessite la modélisation de l'induction dans les dents statoriques due au flux de l'entrefer ainsi que la modélisation des fuites tangentielles dans les encoches.

3.2.4.1.1 Induction des dents statoriques

La loi de conservation de flux est appliquée premièrement sous la dent (trajets rouges sur la Figure 3.8) et deuxièmement sur la moitié de l'encoche des deux côtés de la dent (trajets en vert sur la Figure 3.8)

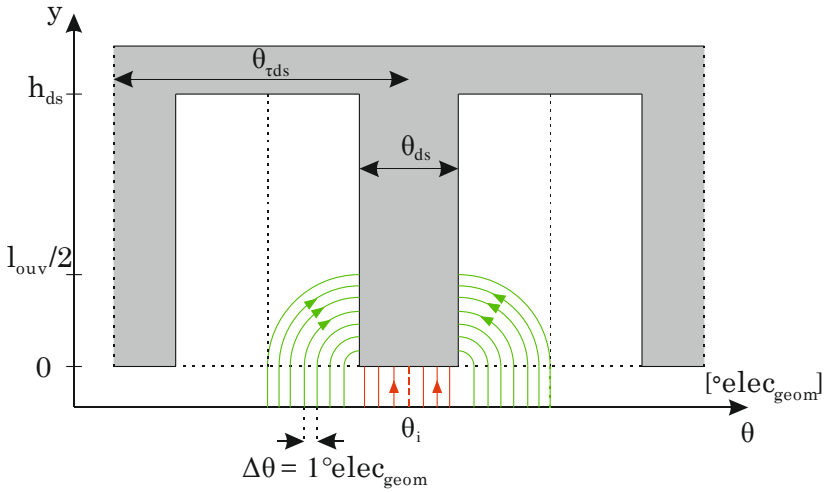


Figure 3.8 : Lignes de champ entrefer-dent statorique

L'induction sous la dent est donnée par :

$$B_{ds_e}{}_0^{\,i} = \frac{R_{ales}}{l_{ds}} \int_{\theta_i - \frac{\theta_{ds}}{2}}^{\theta_i + \frac{\theta_{ds}}{2}} B_e(\theta) d\theta \tag{3.10}$$

La moitié de l'encoche est discrétisée avec un pas de 1°elec$_{geom}$ reporté sur la hauteur de la dent suivant l'axe y. Le nombre d'intervalles est noté k_{max}. L'équation (3.11) exprime l'induction de la dent stator numéro « i » $B_{ds_e}{}^{i}$ due à l'induction dans l'entrefer B_e :

$$\forall\, i \in \{1\,,9\} \quad ; \quad \forall\, k \in \{1\,,k_{max}\} \quad ; \quad \forall\, n \in \left\{\frac{\theta_{ds}}{2}\,,\frac{\theta_{\tau ds}}{2}\right\}$$

$$B_{ds_e}{}_k^{\,i} = B_{ds_e}{}_{k-1}^{\,i} + \frac{R_{ales}}{l_{ds}} \left(\int_{\theta_i + n}^{\theta_i + (n+1)} B_e(\theta) d\theta + \int_{\theta_i - (n+1)}^{\theta_i - n} B_e(\theta) d\theta \right) \tag{3.11}$$

Où θ_{ds} est l'ouverture angulaire d'une dent statorique, $\theta_{\tau ds}$ est l'angle entre deux dents statoriques et θ_i est la position angulaire du centre de la dent numéro « i ». On note que les intégrales sont calculées avec des angles en radians mécaniques (équation (3.1)).

Par suite, on obtient $B_{ds_e}{}^{i}(y)$ qui n'est autre que l'induction pour chaque dent statorique suivant l'axe y donné sur la Figure 3.8, avec $0 \leq y \leq l_{ouv}/2$. À partir de $l_{ouv}/2$, l'induction dans la dent due uniquement à l'induction de l'entrefer devient constante, d'où le profil suivant :

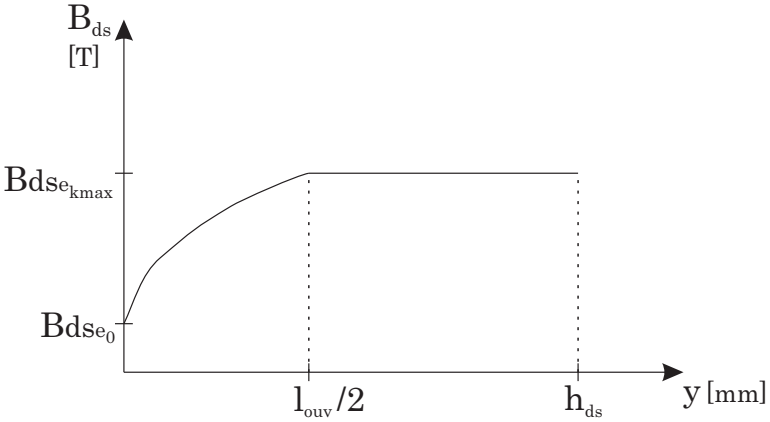


Figure 3.9 : Profil de la variation de l'induction dans la dent statorique due uniquement à l'induction de l'entrefer

3.2.4.1.2 Fuites tangentielles dans les encoches

L'induction dans les dents ne provient pas uniquement du flux qui traverse l'entrefer et rejoint le stator mais il y a des lignes de champ créées par le bobinage du stator qui n'atteignent pas le rotor mais se rebouclent par les dents du stator. Ces lignes de champ sont les fuites entre les dents. On suppose que l'encoche est rectangulaire et les trajets de flux sont tangentiels entre les dents [Dag13]. La Figure 3.10 illustre les fuites tangentielles dans une encoche :

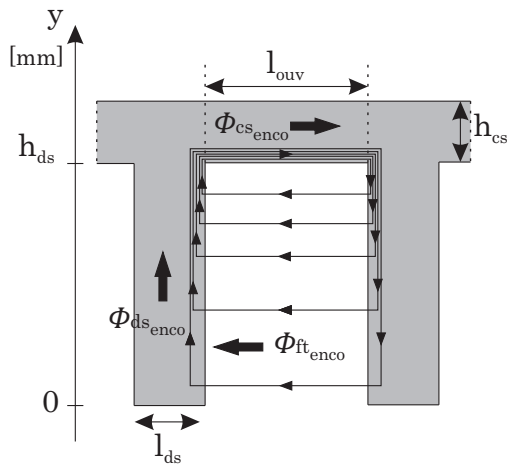


Figure 3.10 : Fuites tangentielles entre les dents

On applique la loi de conservation de flux entre le flux de fuite dans l'encoche en y ($\phi_{ft_{enco}}(y)$) et le flux entrant dans la dent à la position y ($\phi_{ds_{enco}}(y)$) :

$$\phi_{ft_{enco}}(y) = \phi_{ds_{enco}}(y)$$

$$L\int_0^y B_{ft_{enco}}(y)dy = B_{ds_{enco}}(y)\, l_{ds}\, L \tag{3.12}$$

$$B_{ds_{enco}}(y) = \frac{1}{l_{ds}}\int_0^y B_{ft_{enco}}(y)dy$$

Avec L la longueur de fer de la machine. Pour la culasse on peut exprimer aussi la conservation de flux entre le flux de fuite total dans l'encoche ($\phi_{ft_{enco}}(h_{ds})$) et le flux entrant dans la culasse ($\phi_{cs_{enco}}$) qui ne dépend pas de y :

$$\phi_{ft_{enco}}(h_{ds}) = \phi_{cs_{enco}}$$

$$L\int_0^{h_{ds}} B_{ft_{enco}}(y)dy = B_{cs_{enco}}\, h_{cs}\, L \tag{3.13}$$

$$B_{cs_{enco}} = \frac{1}{h_{cs}}\int_0^{h_{ds}} B_{ft_{enco}}(y)dy$$

On suppose que l'induction dans l'encoche et dans la culasse sont constantes sur la largeur de l'encoche. De plus, on considère une distribution linéaire des courants dans une encoche [Fog99]. La répartition du courant est présentée sur la Figure 3.11.

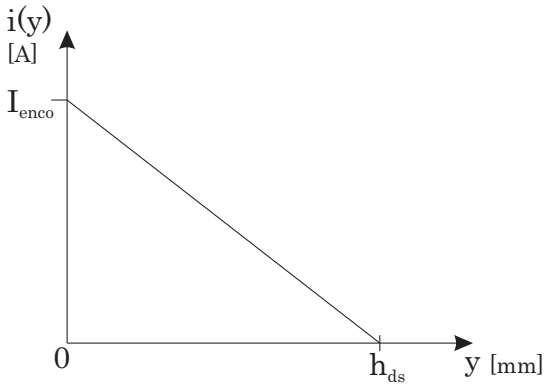


Figure 3.11 : Evolution linéaire du courant dans une encoche

On a par suite :

$$i(y) = -\frac{I_{enco}}{h_{ds}}\, y + I_{enco} \text{ avec } I_{enco} = N_s \times I_{total\ dans\ l'encoche} \tag{3.14}$$

Les relations constitutives des milieux dans les encoches, les dents et la culasse sont les suivantes :

- encoches : $B_{ft_{enco}}(y) = \mu_0 H_{enco}(y)$ avec $\mu_0 = 4\pi.10^{-7} H/m$;
- dents: $B_{ds_{enco}}(y) = \mu_{ds} H_{ds_{enco}}(y)$;
- culasse: $B_{cs_{enco}}(y) = \mu_{cs} H_{cs_{enco}}(y)$.

Les perméabilités des dents (μ_{ds}) et de la culasse (μ_{cs}) sont obtenues à partir de la courbe B(H) de la tôle M400P-50 présentée au chapitre 2. On note que les dents qui entourent une encoche peuvent ne pas avoir la même perméabilité, ainsi on distingue la perméabilité de la dent à droite de l'encoche (μ_{ds_d}) et celle à gauche (μ_{ds_g}).

Les perméabilités $\mu_{ds\,d}$ *et* $\mu_{ds\,g}$ sont calculées en utilisant les niveaux de $B_{ds_{e_{kmax}}}(y)$ obtenus avec l'induction entrefer-dent (avant l'ajout des fuites tangentielles). Cette induction qui correspond au flux d'entrefer sur un pas dentaire permet d'avoir un ordre de grandeur des niveaux d'inductions dans les dents.

On applique le théorème d'Ampère sur les contours tracés sur la Figure 3.10 :

$$H_{ft_{enco}}(y)\int_0^{l_{ouv}} dl + \int_y^{h_{ds}} H_{ds_{enco_g}}(y)dy + H_{cs_{enco}}(y)\int_0^{l_{ouv}} dl + \int_{hds}^{y} -H_{ds_{enco_d}}(y)dy = \Sigma NI_{\substack{entourés\ par\ les \\ lignes\ de\ champs\ à\ y}} \tag{3.15}$$

On a alors :

$$H_{ft_{enco}}(y)l_{ouv} + \int_y^{h_{ds}} H_{ds_{enco_g}}(y)dy + \int_y^{h_{ds}} H_{ds_{enco_d}}(y)dy + H_{cs_{enco}}\, l_{ouv} = -\frac{I_{enco}}{h_{ds}}\, y + I_{enco} \tag{3.16}$$

En utilisant les relations constitutives des milieux on peut écrire :

$$\frac{B_{ft_{enco}}(y)}{\mu_0} l_{ouv} + \int_y^{h_{ds}} \frac{B_{ds_{enco_g}}(y)}{\mu_{ds\,g}} dy + \int_y^{h_{ds}} \frac{B_{ds_{enco_d}}(y)}{\mu_{ds\,d}} dy + \frac{B_{cs_{enco}}}{\mu_{cs}} l_{ouv} = -\frac{I_{enco}}{h_{ds}} y + I_{enco} \tag{3.17}$$

En remplaçant les équations (3.12) et (3.13) dans l'équation (3.17) on obtient :

$$\frac{B_{ft_{enco}}(y)}{\mu_0} l_{ouv} + \frac{1}{\mu_{ds\,g}} \frac{1}{l_{ds}} \int_y^{h_{ds}} \left(\int_0^y B_{ft_{enco}}(y) dy \right) dy + \frac{1}{\mu_{ds\,d}} \frac{1}{l_{ds}} \int_y^{h_{ds}} \left(\int_0^y B_{ft_{enco}}(y) dy \right) dy + \frac{l_{ouv}}{\mu_{cs}\, h_{cs}} \int_0^{h_{ds}} B_{ft_{enco}}(y) dy = -\frac{I_{enco}}{h_{ds}} y + I_{enco} \tag{3.18}$$

En passant à la dérivée d'ordre 2 par rapport à y on peut écrire l'équation suivante :

$$\frac{d^2 B_{ft_{enco}}}{dy^2} - \frac{\mu_0}{l_{ouv}\, l_{ds}} \left(\frac{1}{\mu_{ds\,g}} + \frac{1}{\mu_{ds\,d}} \right) B_{ft_{enco}}(y) = 0 \tag{3.19}$$

C'est une équation différentielle du second ordre homogène. La solution générale peut s'écrire sous la forme :

$$B_{ft_{enco}}(y) = C_1\, e^{Ay} + C_2\, e^{-Ay}$$

avec

$$A = \sqrt{\frac{\mu_0}{l_{ouv}\, l_{ds}} \left(\frac{1}{\mu_{ds\,g}} + \frac{1}{\mu_{ds\,d}} \right)} \tag{3.20}$$

Les constantes C_1 et C_2 sont calculées en utilisant les conditions aux limites suivantes :

$$\begin{cases} \text{Pour } y = h_{ds}\ ;\ B_{ft_{enco}}(h_{ds}) = 0 \\ \text{Pour } y = 0\ ;\ B_{ft_{enco}}(0) = B_{ft_{enco_0}} \end{cases} \tag{3.21}$$

La constante $B_{ft_{enco_0}}$ est calculée en exprimant le théorème d'Ampère sur un contour qui englobe toute l'encoche en négligeant, comme première approximation, les ampères-tours consommés dans les dents et la culasse on obtient :

$$\frac{B_{ft_{enco}}(0)}{\mu_0} l_{ouv} - \frac{B_{ft_{enco}}(h_{ds})}{\mu_0} l_{ouv} = I_{enco} \tag{3.22}$$

Or $B_{ft_{enco}}(h_{ds}) = 0$, donc :

$$B_{ft_{enco}}(0) = \frac{\mu_0\, I_{enco}}{l_{ouv}} = B_{ft_{enco_0}} \tag{3.23}$$

Ainsi on obtient l'expression de l'induction des fuites tangentielles dans une encoche :

$$B_{ft_{enco}}(y) = \frac{B_{ft_{enco_0}}}{C}(e^{Ay} - e^{2Ah_{ds}}\, e^{-Ay}) \tag{3.24}$$

Avec les constantes :

$$A = \sqrt{\frac{\mu_0}{l_{ouv}\, l_{ds}}\left(\frac{1}{\mu_{ds\,g}} + \frac{1}{\mu_{ds\,d}}\right)} \;\; ; \;\; C = 1 - e^{2Ah_{ds}} \;\; et \;\; B_{ft_{enco_0}} = \frac{\mu_0\, I_{enco}}{l_{ouv}} \tag{3.25}$$

La procédure qu'on vient de décrire concerne une seule encoche. Elle est appliquée à toutes les encoches en utilisant les perméabilités des dents correspondantes ainsi que le courant total de chaque encoche.

À partir l'équation (3.12), on peut calculer l'induction dans chaque dent causée par les fuites tangentielles dans l'encoche correspondante :

$$\begin{aligned} B_{ds_{enco}}(y) &= \frac{1}{l_{ds}}\int_0^y B_{ft_{enco}}(y)dy \\ B_{ds_{enco}}(y) &= \frac{B_{ft_{enco_0}}}{l_{ds}\, A\, C}\,[e^{Ay} + e^{2Ah_{ds}}(e^{-Ay} - 1) - 1] \end{aligned} \tag{3.26}$$

Une dent « i», est située entre deux encoches. Avec les conventions de signes de la Figure 3.10, l'induction de fuites tangentielles de cette dent sera exprimée par :

$$B_{ds_{ft}}{}^{i}(y) = B_{ds_{enco}}{}_{d}^{\,i}(y) - B_{ds_{enco}}{}_{g}^{\,i}(y) \quad ; \quad \forall\, i \in \{1\,,9\} \tag{3.27}$$

Finalement, l'induction totale de chaque dent suivant l'axe y sera :

$$B_{ds}{}^{i}(y) = B_{ds_e}{}^{i}(y) + B_{ds_{ft}}{}^{i}(y) \quad ; \quad \forall\, i \in \{1\,,9\} \tag{3.28}$$

L'induction de la dent est supposée constante sur sa largeur. Ainsi, l'induction des dents statoriques suivant l'axe θ est donnée par :

$$B_{ds}(\theta, y) = \begin{cases} B_{ds}{}^{i}(y) & \text{pour } \theta_i - \frac{\theta_{ds}}{2} \le \theta \le \theta_i + \frac{\theta_{ds}}{2} \\ 0 & \text{Ailleurs} \end{cases} \quad ; \quad \forall\, i \in \{1\,,9\} \tag{3.29}$$

3.2.4.2 Modèle de la culasse statorique

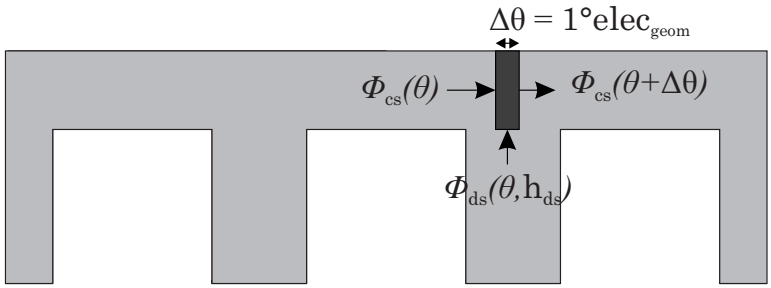


Figure 3.12 : Modèle de la culasse du stator

L'induction est supposée tangentielle dans la culasse du stator. Cette dernière est discrétisée avec un pas de 1°elec$_{geom}$ suivant l'axe θ. En appliquant la loi de conservation de flux entre deux positions successives dans la culasse (Figure 3.12), on obtient pour $0 \leq \theta \leq 360$ °elec$_{geom}$:

$$\begin{aligned} \phi_{cs}(\theta + \Delta\theta) &= \phi_{cs}(\theta) + \phi_{ds}(\theta, h_{ds}) \\ B_{cs}(\theta + \Delta\theta)h_{cs} &= B_{cs}(\theta)h_{cs} + B_{ds}(\theta, h_{ds})\, R_{fd}\, \Delta\theta \end{aligned} \tag{3.30}$$

3.2.5 Modèle du rotor

La Figure 3.13 montre certaines grandeurs géométriques d'un demi-pôle rotorique :

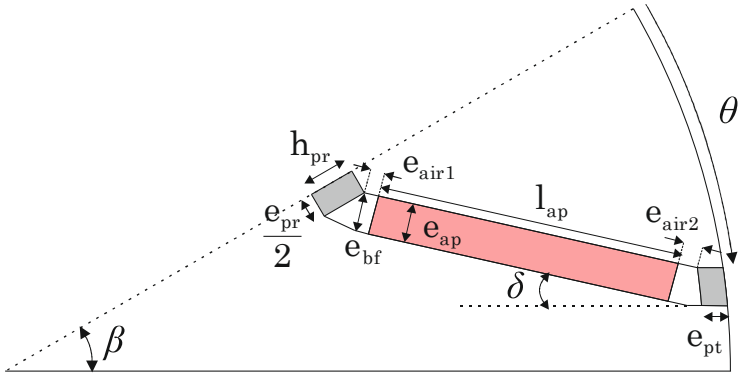


Figure 3.13 : Grandeurs géométriques d'un demi-pôle rotorique

- e_{ap} : épaisseur de l'aimant permanent ;
- e_{bf} : épaisseur de la barrière de flux ;
- e_{pr} : épaisseur du pont radial ;
- e_{air1} : épaisseur d'air 1 ;
- e_{air2} : épaisseur d'air 2 ;
- h_{pr} : hauteur du pont radial ;
- l_{ap} : longueur de l'aimant permanent ;
- e_{pt} : épaisseur du pont tangentiel ;
- δ : inclinaison de la barrière de flux ;
- θ : angle d'ouverture de la barrière de flux ;
- β : angle d'un demi-pôle.

On rappelle la définition du paramètre *k tel que :*

$$k = \frac{\theta}{\beta} \text{ avec } \beta = \frac{\pi}{2p} \quad (p \text{ le nombre de paires de pôles}) \tag{3.31}$$

3.2.5.1 Induction dans les dents du rotor

L'induction au rotor doit être calculée pour 8 pôles car on modélise la moitié de la machine. La Figure 3.14 montre un pôle rotorique avec des barrières en forme de V remplies d'aimants. Les parties du rotor en matériau ferromagnétique situées entre deux barrières de flux sont appelées « guides de flux » ou encore « dents rotoriques ». Ce sont les parties en vert sur la Figure 3.14.

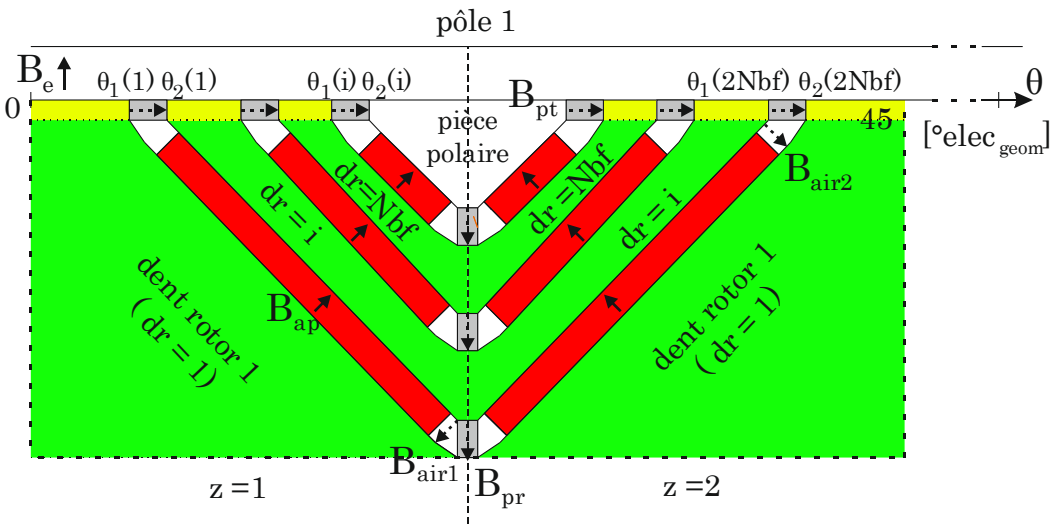
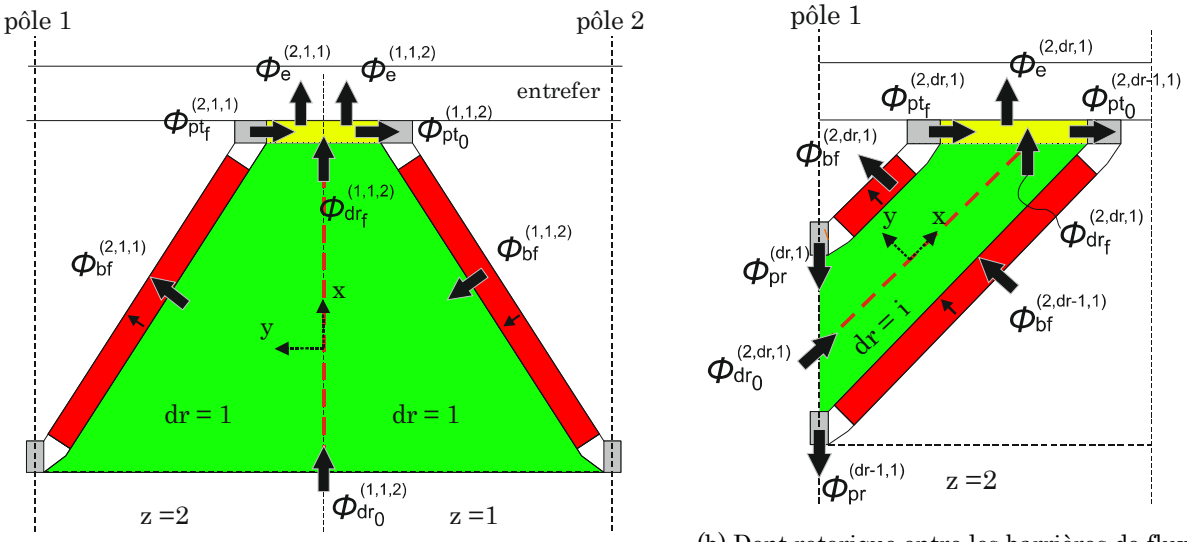


Figure 3.14 : Schéma d'un pôle rotorique

Chaque pôle est divisé en deux zones : z = 1 ou z = 2. Pour toutes les dents rotoriques, l'induction est modélisée par le chemin moyen de la dent (Figure 3.15). À la frontière de la dent rotorique le flux magnétique est supposé aligné dans la même direction que le chemin moyen de la dent.

Nous définissons un axe « x » parallèle au chemin moyen de la dent et un axe « y » qui lui est perpendiculaire (Figure 3.15). Les inductions sont calculées suivant les deux axes afin d'obtenir une induction totale qui nous permettra de déduire une perméabilité totale utilisée pour le calcul du champ magnétique dans la dent rotorique.



(a) Dent rotorique entre deux pôles (dr =1)

(b) Dent rotorique entre les barrières de flux ($dr \in \{2, Nbf\}$)

Figure 3.15 : Flux au rotor et chemins moyens dans les dents rotoriques

Nous appliquons la loi de conservation de flux dans chaque zone (z) afin de calculer les flux aux frontières de chaque dent rotorique. Nbf est le nombre de barrières de flux. Le flux est défini de façon générale par : $\phi^{(z,dr,pol)}$ où dr est le numéro de la dent rotorique et pol le numéro du pôle avec $dr \in \{1, Nbf\}$ et $pol \in \{1,8\}$.

Pour les dents rotoriques entre deux pôles (dr =1, Figure 3.15(a)) on peut écrire :

$$\phi_{dr_f}^{(1,1,pol)} = \phi_{dr_f}^{(2,1,pol-1)} = \phi_e^{(1,1,pol)} + \phi_e^{(2,1,pol-1)} + \phi_{pt_0}^{(1,1,pol)} - \phi_{pt_f}^{(2,1,pol-1)} \tag{3.32}$$

$$\phi_{dr_0}^{(1,1,pol)} = \phi_{dr_0}^{(2,1,pol-1)} = (-1)^{pol}\phi_{bf}^{(1,1,pol)} - (-1)^{pol}\phi_{bf}^{(2,1,pol-1)} + \phi_{dr_f}^{(1,1,pol)} \tag{3.33}$$

Avec *pol-1* = 8 si *pol* = 1.

Pour les dents rotoriques entre les barrières de flux ($dr \in \{2, Nbf\}$, Figure 3.15(b)) les équations suivantes peuvent être écrites avec $z \in \{1,2\}$:

$$\begin{aligned} \phi_{dr_f}^{(z,dr,pol)} &= \phi_e^{(z,dr,pol)} - (2-z)\phi_{pt_f}^{(z,dr-1,pol)} \\ &+(2-z)\,\phi_{pt_0}^{(z,dr,pol)} + (z-1)\,\phi_{pt_0}^{(z,dr-1,pol)} - (z-1)\phi_{pt_f}^{(z,dr,pol)} \end{aligned} \tag{3.34}$$

$$\phi_{dr_0}^{(z,dr,pol)} = \phi_{pr}^{(dr-1,pol)} - \phi_{pr}^{(dr,pol)} - (-1)^{pol}\phi_{bf}^{(z,dr,pol)} + (-1)^{pol}\phi_{bf}^{(z,dr-1,pol)} + \phi_{dr_f}^{(z,dr,pol)} \tag{3.35}$$

Où ϕ_{dr_0} et ϕ_{dr_f} sont les flux aux limites des dents rotoriques, ϕ_{pt_0} et ϕ_{pt_f} sont les flux aux limites des ponts tangentiels, ϕ_e est le flux de l'entrefer, ϕ_{pr} est le flux du pont radial et ϕ_{bf} est le flux des barrières (aimants et air). Il est à noter que les inductions des ponts tangentiels et radiaux ainsi que l'induction des aimants et de l'air qui les entoure seront calculées dans les paragraphes suivants.

Les équations précédentes donnent les flux aux limites des dents rotoriques. Par suite on peut en déduire les inductions aux limites par :

$$B_{dr_f}^{(1,1,pol)} = \frac{\phi_{dr_f}^{(1,1,pol)}}{2\, l_{dr_f}(1)} = B_{dr_f}^{(2,1,pol-1)} \tag{3.36}$$

$$B_{dr_0}^{(1,1,pol)} = \frac{\phi_{dr_0}^{(1,1,pol)}}{2\, l_{dr_0}(1)} = B_{dr_0}^{(2,1,pol-1)} \tag{3.37}$$

$$B_{dr_f}^{(z,dr,pol)} = \frac{\phi_{dr_f}^{(z,dr,pol)}}{l_{dr_f}(dr)} \tag{3.38}$$

$$B_{dr_0}^{(z,dr,pol)} = \frac{\phi_{dr_0}^{(z,dr,pol)}}{l_{dr_0}(dr)} \tag{3.39}$$

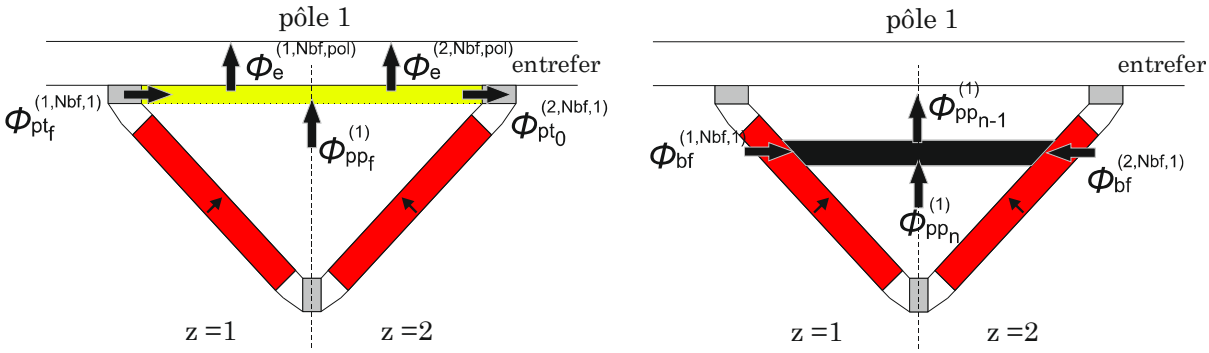
Où $l_{dr_0}(dr)$ et $l_{dr_f}(dr)$ sont les largeurs aux limites des dents rotoriques numéro *dr*.

Ayant les inductions aux limites des dents du rotor, une interpolation linéaire est alors effectuée pour modéliser la variation de l'induction le long du chemin moyen.

3.2.5.2 Induction dans la pièce polaire

La pièce polaire est la partie du rotor limitée par l'entrefer et la dernière barrière en V (Figure 3.14). On applique la conservation de flux pour calculer l'induction à la limite de la pièce polaire du côté de l'entrefer (Figure 3.16(a)) pour $pol \in \{1,8\}$:

$$\phi_{pp_f}^{(pol)} = \phi_{pp_1}^{(pol)} = \phi_e^{(1,Nbf,pol)} + \phi_e^{(2,Nbf,pol)} + \phi_{pt_0}^{(2,Nbf,pol)} - \phi_{pt_f}^{(1,Nbf,pol)} \tag{3.40}$$



(a) Induction à la limite de la pièce polaire (b) Discrétisation de la pièce polaire

Figure 3.16 : Modèle de la pièce polaire

On discrétise ensuite la pièce polaire en N_{pp} pas et on applique successivement la conservation de flux (Figure 3.16(b)). On obtient l'équation suivante :

$$\phi_{pp_n}^{(pol)} = \phi_{pp_{n-1}}^{(pol)} + \frac{\phi_{bf}^{(1,Nbf,pol)}}{N_{pp}-1} + \frac{\phi_{bf}^{(2,Nbf,pol)}}{N_{pp}-1} \quad pour\ n = 2,3,\dots,N_{pp} \tag{3.41}$$

Alors, on peut en déduire l'induction dans la pièce polaire :

$$B_{pp_n}^{(pol)} = \frac{\phi_{pp_n}^{(pol)}}{l_{pp_n}} \quad avec\ l_{pp_1} = l_{pp_f}\ et\ l_{pp_{N_{pp}}} = e_{pr} \tag{3.42}$$

Où l_{pp_n} est la largeur de la pièce polaire à la $n^{ième}$ discrétisation, l_{pp_f} est la largeur à la limite de la pièce polaire du côté de l'entrefer et e_{pr} est l'épaisseur du pont radial.

3.2.5.3 Saturation locale

Les ponts tangentiels sont généralement saturés ce qui augmente la chute de la force magnétomotrice (*fmm*) dans leurs alentours. Afin de prendre en considération ce phénomène de saturation locale, on modélise séparément les parties ferromagnétiques entre deux ponts tangentiels (zones en jaune sur la Figure 3.14). On considère une variation linéaire de l'induction magnétique suivant l'axe θ ($B_x^{(z,dr,pol)}(\theta)$).

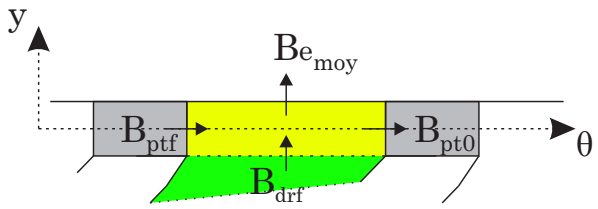


Figure 3.17 : Saturation locale entre deux ponts tangentiels

On utilise l'induction à la limite de la dent rotorique $B_{dr_f}{}^{(z,dr,pol)}$ et l'induction moyenne du côté de l'entrefer $B_{e_{moy}}{}^{(z,dr,pol)}$ pour calculer une valeur moyenne de l'induction dans l'axe y défini sur la Figure 3.17:

$$B_y^{(z,dr,pol)} = \frac{B_{dr_f}{}^{(z,dr,pol)} + B_{e_{moy}}{}^{(z,dr,pol)}}{2} \tag{3.43}$$

Ainsi on définit l'induction de la saturation locale totale entre deux ponts tangentiels :

$$B_{sat\,locale}\,(\theta) = \sqrt{\left(B_x^{(z,dr,pol)}(\theta)\right)^2 + \left(B_y^{(z,dr,pol)}\right)^2} \tag{3.44}$$

pour les angles θ entre les ponts tangentiels

3.2.6 Équations du système global

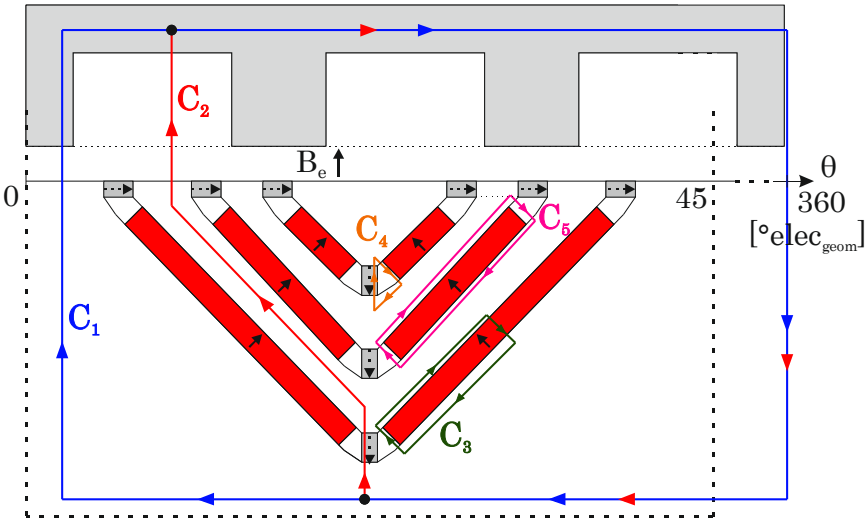


Figure 3.18 : Schéma général du moteur à multi-V

Le système global regroupe à la fois le trajet du flux au rotor et au stator. Le schéma général du moteur est donné sur la Figure 3.18. On rappelle que la position angulaire dans l'entrefer θ varie entre 0 et 360 °elec$_{geom}$ avec une discrétisation de 1 °elec$_{geom}$. On applique le théorème d'Ampère sur 5 contours notés C_1 à C_5 (Figure 3.18) ce qui donne respectivement :

C_1 :

$$H_e^{(\theta)}\, e_{tot}^{(\theta)} - H_e^{(360)}\, e_{tot}^{(360)} + At_s^{(\theta)} - At_s^{(360)} + At_r^{(\theta)} - At_r^{(360)} + fmm^{(\theta)} - fmm^{(360)} = 0 \tag{3.45}$$

C_2 :

$$H_e^{(\theta)}\, e_{tot}^{(\theta)} - H_e^{(360)}\, e_{tot}^{(360)} - \sum_{m=1}^{nb-1}\left(H_{pr}^{(m,pol)}\, h_{pr}^{(m)}\right) + At_s^{(\theta)} - At_s^{(360)} + At_r^{(\theta)} - At_r^{(360)} + mmf^{(\theta)} - mmf^{(360)} = 0 \tag{3.46}$$

C3 : $$-H_{air1}^{(z,nb,pol)}\, e_{bf}^{(nb)} + (-1)^{pol}\, H_{ap}^{(z,nb,pol)}\, e_{ap}^{(nb)} + At_r^{(z,nb+1,pol)} - At_r^{(z,nb,pol)} = 0 \tag{3.47}$$

C4 : $$-H_{pr}^{(nb,pol)}\, h_{pr}^{(nb)} + H_{air1}^{(z,nb,pol)}\, e_{bf}^{(nb)} = 0 \tag{3.48}$$

C5 : $$H_{air2}^{(z,nb,pol)}\, e_{bf}^{(nb)} - H_{air1}^{(z,nb,pol)} e_{bf}^{(nb)} + At_r^{(z,nb+1,pol)} - At_r^{(z,nb,pol)} = 0 \tag{3.49}$$

Où *nb* est le numéro de la barrière de flux qui varie entre 1 et *Nbf*, *H* est le champ magnétique, les indices *ap*, *e*, *pr*, air_1 et air_2 correspondent à l'aimant permanent, à l'entrefer, au pont radial et à l'air des deux côtés des aimants respectivement. e_{bf} et e_{ap} sont les épaisseurs des barrières de flux et des aimants respectivement. h_{pr} est la hauteur du pont radial. At_s et At_r sont les consommations d'ampères-tours calculées par application du théorème d'Ampère au stator (sur la hauteur des dents et sur la culasse) et au rotor (sur les chemins moyen des dents rotoriques) respectivement.

Les équations précédentes sont complétées par l'équation (3.50) qui exprime la conservation du flux dans l'entrefer :

$$< B_e > = 0 \tag{3.50}$$

Les équations (3.45) et (3.46) ne sont pas valables pour les angles au-dessus des ponts tangentiels. Leur modèle sera présenté au paragraphe suivant.

En ce qui concerne le flux des ponts radiaux $\phi_{pr}^{(dr,pol)}$, on le calcule par application de la loi de conservation de flux sur la pièce polaire et sur les dents entre les barrières de flux (Figure 3.14) pour $pol \in \{1,8\}$.

Pièce polaire :

$$\sum_{z=1}^{2}\left\{(-1)^{pol}\phi_{ap}^{(z,Nbf,pol)} + \phi_{air1}^{(z,Nbf,pol)} + \phi_{air2}^{(z,Nbf,pol)}\right\} + \phi_{pp_f}^{(pol)} + \phi_{pr}^{(Nbf,pol)} = 0 \tag{3.51}$$

Entre les barrières de flux $dr \in \{2,Nbf\}$:

$$\sum_{z=1}^{2}\left\{\begin{matrix}(-1)^{pol}\phi_{ap}^{(z,dr-1,pol)} + \phi_{air1}^{(z,dr-1,pol)} + \phi_{air2}^{(z,dr-1,pol)} + \phi_{e}^{(z,dr,pol)} \\ -(-1)^{pol}\phi_{ap}^{(z,dr,pol)} - \phi_{air1}^{(z,dr,pol)} - \phi_{air2}^{(z,dr,pol)}\end{matrix}\right\} \tag{3.52}$$

$$+\phi_{pt_0}^{(1,dr,pol)} + \phi_{pt_0}^{(2,dr-1,pol)} - \phi_{pt_f}^{(1,dr-1,pol)} - \phi_{pt_f}^{(2,dr,pol)} - \phi_{pr}^{(dr,pol)} + \phi_{pr}^{(dr-1,pol)} = 0$$

Ce système est un système triangulaire, qui permet de calculer directement le flux des ponts radiaux et donc permet de déduire l'induction en divisant le flux par l'épaisseur des ponts radiaux.

On note que les équations du modèle analytique tiennent compte du changement du sens d'aimantation des aimants entre deux pôles consécutifs.

3.2.7 Modèle du pont tangentiel

Pour compléter les équations du système global, on doit calculer l'induction dans l'entrefer au-dessus des ponts tangentiels. On désigne par n le nombre de discrétisations à 1°elec$_{geom}$ au-dessus du pont tangentiel. Donc, l'angle du pont tangentiel varie sur (n+2) °elec$_{geom}$ entre θ_1 et θ_{n+2} (Figure 3.19). Les inductions d'entrefer aux deux extrémités du pont sont supposées connues et on les note : Be_0 et Be_f.

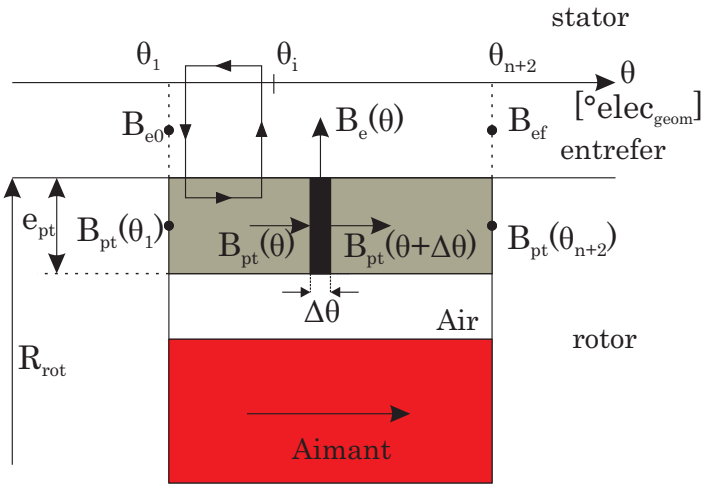


Figure 3.19 : Modèle du pont tangentiel

La loi de conservation de flux écrite sur un élément à l'intérieur du pont tangentiel s'exprime par :

$$B_{pt}^{(\theta)} e_{pt} = B_e^{(\theta)} R_{rot}\, \Delta\theta + B_{pt}^{(\theta+\Delta\theta)} e_{pt} \tag{3.53}$$

Ce qui conduit à la relation suivante :

$$B_e^{(\theta_i)} = \frac{e_{pt}}{R_{rot}\, \Delta\theta}\left(B_{pt}^{(\theta_i)} - B_{pt}^{(\theta_{i+1})}\right) \tag{3.54}$$

Avec R_{rot} le rayon du rotor et $\Delta\theta$ = 1°elec$_{geom}$ exprimé en radians mécaniques.

On applique le théorème d'Ampère entre θ_1 et θ_i pour 2 ≤ i ≤ n+1 en incluant la consommation d'ampères-tours au stator en face du pont tangentiel considéré. On obtient :

$$R_{rot} \int_{\theta_1}^{\theta_i} H_{pt}^{(\theta)}\, d\theta + \frac{B_e^{(\theta_i)}}{\mu_0}\, e_{tot}^{(\theta_i)} - \frac{B_e^{(\theta_1)}}{\mu_0}\, e_{tot}^{(\theta_1)} + At_s^{(\theta_i)} - At_s^{(\theta_1)} + mmf^{(\theta_i)} - mmf^{(\theta_1)} = 0 \tag{3.55}$$

Les relations constitutives des milieux dans l'entrefer et dans les ponts sont les suivantes :

- entrefer : $B_e(\theta) = \mu_0\, H_e(\theta)$;
- dents: $B_{pt}(\theta) = \mu_{pt}\, H_{pt}(\theta)$;

La perméabilité du pont (μ_{pt}) est obtenue à partir de la courbe $B(H)$. On rajoute les équations aux limites du pont tangentiel avec Be_0 et Be_f. Ainsi on peut écrire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} R_{rot}\int_{\theta_1}^{\theta_i}\frac{B_{pt}^{(\theta)}}{\mu_{pt}}\,d\theta+\frac{e_{pt}}{\mu_0\,R_{rot}\,\Delta\theta}\left(B_{pt}^{(\theta_i)}-B_{pt}^{(\theta_{i+1})}\right)e_{tot}^{(\theta_i)}-\frac{B_{e0}}{\mu_0}\,e_{tot}^{(\theta_1)} \\ +At_s^{(\theta_i)}-At_s^{(\theta_1)}+mmf^{(\theta_i)}-mmf^{(\theta_1)}=0 \qquad pour\ 2\ \leq\ i\ \leq\ n+1 \\ B_{e0}+\frac{e_{pt}}{R_{rot}\,\Delta\theta}\left(B_{pt}^{(\theta_2)}-B_{pt}^{(\theta_1)}\right)=0 \\ B_{ef}+\frac{e_{pt}}{R_{rot}\,\Delta\theta}\left(B_{pt}^{(\theta_{n+2})}-B_{pt}^{(\theta_{n+1})}\right)=0 \end{cases} \tag{3.56}$$

C'est un système de (n+2) équations à (n+2) inconnues qui permet de déterminer B_{pt} à partir duquel on peut déterminer B_e au-dessus du pont à l'aide de l'équation (3.54) pour $2 \leq i \leq n+1$.

3.2.8 Méthode de résolution du modèle analytique

Le modèle analytique magnétique est un système non linéaire formé de n équations à n inconnues. Le vecteur des inconnues X est donné par l'équation (3.2).

Nous définissons la fonction non linéaire F formée par l'ensemble des équations présentées aux paragraphes précédents :

$$F:\ \mathbb{R}^n \longrightarrow\ \mathbb{R}^n \tag{3.57}$$

Ainsi le modèle analytique s'exprime par le problème non linéaire suivant :

$$\text{Trouver } X \quad \text{tel que} \quad F(X)=0 \tag{3.58}$$

La résolution d'un tel problème est généralement possible en utilisant la méthode itérative de Newton-Raphson.

Pour une fonction à une variable réelle $f(x)$, la méthode de Newton-Raphson repose sur un processus itératif qui permet de trouver une approximation d'un zéro de la fonction (Figure 3.20). Elle est basée sur le développement de Taylor au premier ordre. Ainsi, on part d'un point x_0 appartenant à l'ensemble de définition de la fonction et on construit la suite récurrente suivante :

$$x_{k+1}=x_k-\frac{f(x_k)}{f'(x_k)} \tag{3.59}$$

x_{k+1} est le point d'intersection de la tangente à la courbe en x_k avec l'axe des abscisses. C'est la solution de l'équation :

$$f(x_k)+f'^{(x_k)}(x-x_k)=0 \tag{3.60}$$

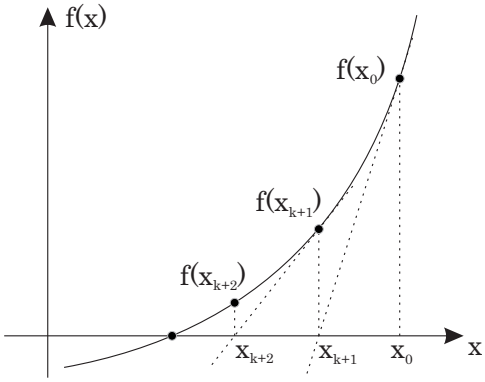


Figure 3.20 : Illustration de la méthode Newton-Raphson

Il est important de préciser que le point initial x_0 doit être choisi proche du zéro à trouver sinon la solution peut diverger. Cette méthode peut s'étendre à une fonction à plusieurs variables F comme c'est le cas de notre modèle analytique. Ainsi la division par la dérivée sera remplacée par l'inverse de la matrice Jacobienne J :

$$X_{k+1} = X_k - J(X_k)^{-1}\, F(X_k) \tag{3.61}$$

La fonction F peut ne pas avoir une expression analytique simple ou bien sa matrice Jacobienne peut être difficile à calculer analytiquement. Dans ce cas, la matrice Jacobienne est approximée au moyen des différences finies. Cependant, la dimension n de notre système est grande et le calcul de la matrice Jacobienne à chaque itération devient très coûteux en temps de calcul. Ainsi, on utilise une méthode de quasi-Newton dite méthode de Broyden [Bro65]. Cette méthode consiste à calculer la matrice Jacobienne et son inverse uniquement à la première itération. Ensuite, l'inverse de J sera mise à jour en utilisant l'équation suivante :

$$J_k^{-1} = J_{k-1}^{-1} + (\Delta X_k^T\ J_{k-1}^{-1}) \frac{\Delta X_k - J_{k-1}^{-1}\, \Delta F_k}{\Delta X_k^T\ J_{k-1}^{-1}\, \Delta F_k}$$

avec

$$J_k^{-1} = J(X_k)^{-1} \tag{3.62}$$

$$\Delta X_k = X_k - X_{k-1} = -J_{k-1}^{-1}\ F(X_{k-1})$$

$$\Delta F_k = F(X_k) - F(X_{k-1})$$

On limite le nombre d'itérations à un nombre maximal N_{max} et on définit un critère d'arrêt pour la convergence du type :

$$\left| \frac{F(X_{k+1}) - F(X_k)}{F(X_k)} \right| < \epsilon \tag{3.63}$$

3.2.9 Calcul des performances magnétiques

L'induction radiale dans l'entrefer est utilisée pour calculer les flux captés par les trois phases du stator. On rajoute, également, les flux dus aux fuites tangentielles dans les

encoches. L'équation suivante donne l'expression du flux capté par la phase A. Pour les autres phases, il suffit de remplacer l'indice A par B et C.

$$\phi_A = \frac{N_{cs}}{N_{cp}} N_s \left(\sum_{k=1}^{n} R_{ales} L_{fer} \int_{\theta_{A-k}}^{\theta_{A+k}} B_e(\theta) d\theta + \left(\phi_{ds_{enco}}(h_{ds}) \right)_{phase\ A} \right) \tag{3.64}$$

Où N_{cs} et N_{cp} sont les nombres de circuits en série et en parallèle respectivement, n est le nombre de dents par phase dans la moitié du stator, L_{fer} est la longueur de fer de la machine, θ_{A+} et θ_{A-} sont les positions angulaires des centres des bobines A+ et A- (Figure 3.4).

Les flux d-q sont calculés en utilisant la transformation de Park :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \end{bmatrix} \tag{3.65}$$

Avec :

$$P = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \tag{3.66}$$

On rappelle que le modèle analytique 2D permet de calculer les performances internes de la machine. Le couple moyen C_{moy}, le facteur de puissance interne FP_{int} et la tension interne V_{int} sont calculés en utilisant la méthode des 4 points présentée au chapitre 2. Ils sont exprimés par les équations suivantes :

$$C_{moy} = \frac{3p}{2} (\phi_d\, i_{q_{int}} - \phi_q i_{d_{int}}) \tag{3.67}$$

$$FP_{int} = cos\left(tan^{-1}\left(-\frac{\phi_d}{\phi_q} \right) - tan^{-1}\left(\frac{i_{q_{int}}}{i_{d_{int}}} \right) \right) \tag{3.68}$$

$$V_{int} = \omega \sqrt{{\phi_d}^2 + {\phi_q}^2} \tag{3.69}$$

3.2.10 Comparaison avec les modèles en éléments finis

Dans le but de valider le modèle analytique, on modélise deux géométries de moteurs M_1 et M_2 sous FEMM et on compare les résultats analytiques avec ceux issus des éléments finis (EF). Les caractéristiques des moteurs M_1 et M_2 sont données dans le Tableau 3.1. Ce sont des moteurs à 2 barrières de flux et tournant à 500 tr/min.

D'abord, on vérifiera la force magnétomotrice (*fmm*) et l'induction radiale dans l'entrefer. Ensuite, on présentera l'induction des dents stator, des dents rotor, de la pièce polaire et des ponts tangentiels. Finalement, la comparaison du couple moyen, du facteur de puissance interne et de la tension interne sera réalisée pour les deux géométries de moteurs.

Tableau 3.1 : Caractéristiques des moteurs M_1 et M_2

	Moteur M_1	Moteur M_2
Rayon extérieur : R_{ext} (mm)	130	130
Longueur de fer : L_{fer} (mm)	200	200
Largeur des dents au stator : l_{ds} (mm)	15,7	11,62
Épaisseur barrière 1 : e_{bf1} (mm)	3	3
Épaisseur barrière 2 : e_{bf2} (mm)	3	4
Inclinaison barrière 1 : δ_1 (°)	5	0
Inclinaison barrière 2 : δ_2 (°)	5	5
Ouverture barrière 1 : k_1	0,6	0,7
Ouverture barrière 2 : k_2	0,2	0,4
Vitesse de rotation : N(tr/min)	500	500

3.2.10.1 Force magnétomotrice

Afin de valider le modèle de la force magnétomotrice présenté au paragraphe 3.2.2 et le modèle de la saillance du stator détaillé au paragraphe 3.2.3, on résout le système formé par les équations (3.45) et (3.50) dans des conditions de circuit magnétique linéaire ($\mu_r = 10^6$) avec un rotor en disque complètement passif. Ainsi, les termes At_s et At_r n'existent pas. Dans ces conditions particulières, l'induction dans l'entrefer est l'image de la *fmm* car il n'y a pas de consommation d'ampères-tours dans le circuit ferromagnétique. La Figure 3.21 montre l'induction dans l'entrefer pour un courant efficace de 43 A avec un angle de courant $\alpha = 0$.

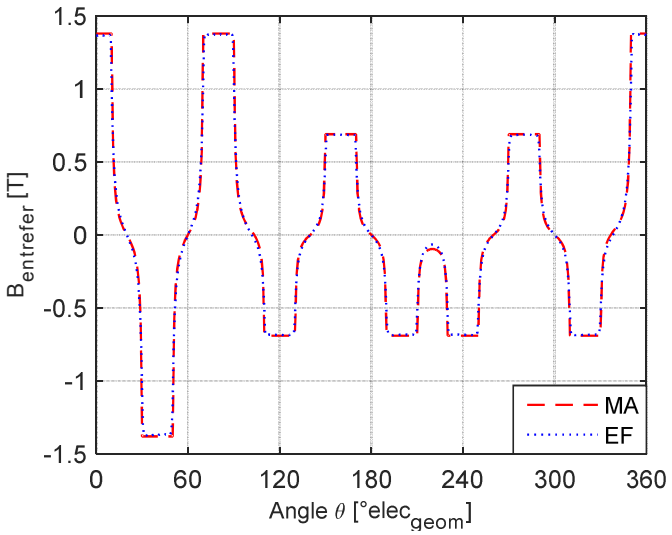


Figure 3.21 : Induction dans l'entrefer avec un rotor passif et un circuit magnétique linéaire ($\mu_r = 10^6$)

Le modèle analytique (MA) reproduit quasiment la même forme de l'induction radiale donnée par le modèle en éléments finis (EF). Ceci valide les modèles de la force magnétomotrice et de la saillance du stator pour un bobinage concentré sur dents.

3.2.10.2 Induction dans l'entrefer

L'induction dans l'entrefer est obtenue par la résolution du système d'équations (3.45) à (3.50). Les résultats obtenus par le MA et par le modèle EF sont comparés pour le moteur M_1. L'induction radiale dans l'entrefer est donnée pour deux valeurs du courant : 28 A (Figure 3.22) et 43 A (Figure 3.23) avec α = 10°elec. Le modèle analytique donne des résultats très cohérents avec les éléments finis et reste précis pour les deux niveaux de saturation (à 28 A et à 43 A).

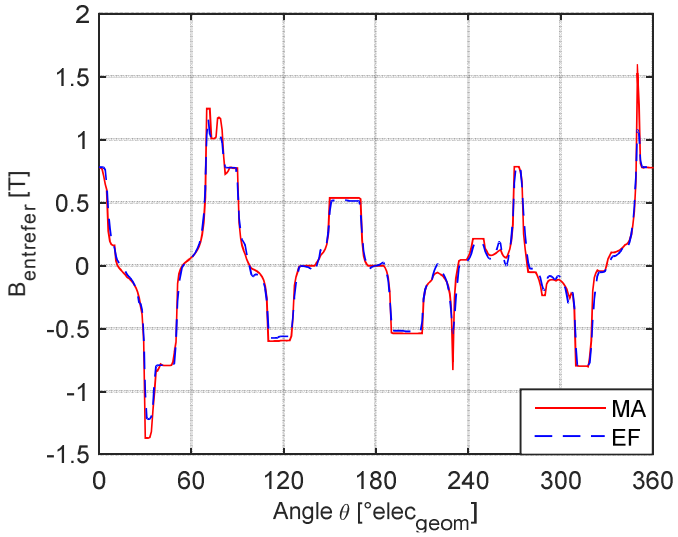


Figure 3.22 : Induction d'entrefer en MA et en EF (I_{eff} = 28 A, α = 10°elec)

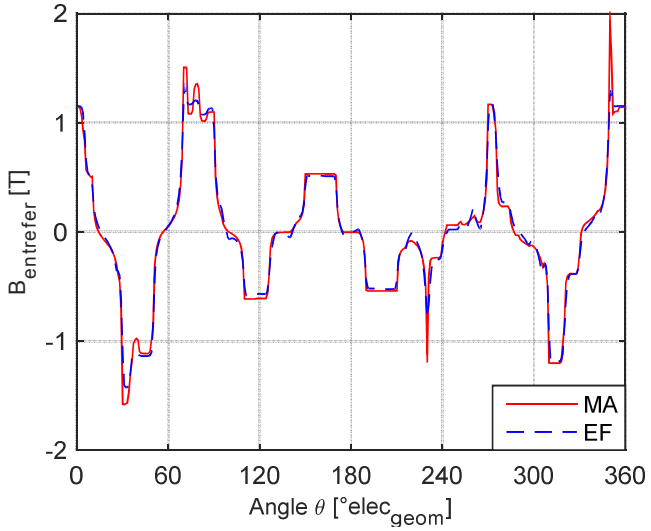


Figure 3.23 : Induction d'entrefer en MA et en EF (I_{eff} = 43 A, α = 10°elec)

3.2.10.3 Induction dans le stator

Le modèle développé pour les dents du stator prend en considération le flux issu de l'induction dans l'entrefer ainsi que le flux de fuite tangentiel dans les encoches. Les inductions sont calculées suivant la hauteur des dents (axe y défini au paragraphe 3.2.4.1) et comparées aux résultats des EF. La comparaison est réalisée pour le moteur M_1 à 43 A et avec un angle de courant de 10°elec. La Figure 3.24 montre les résultats pour les 9 dents statoriques.

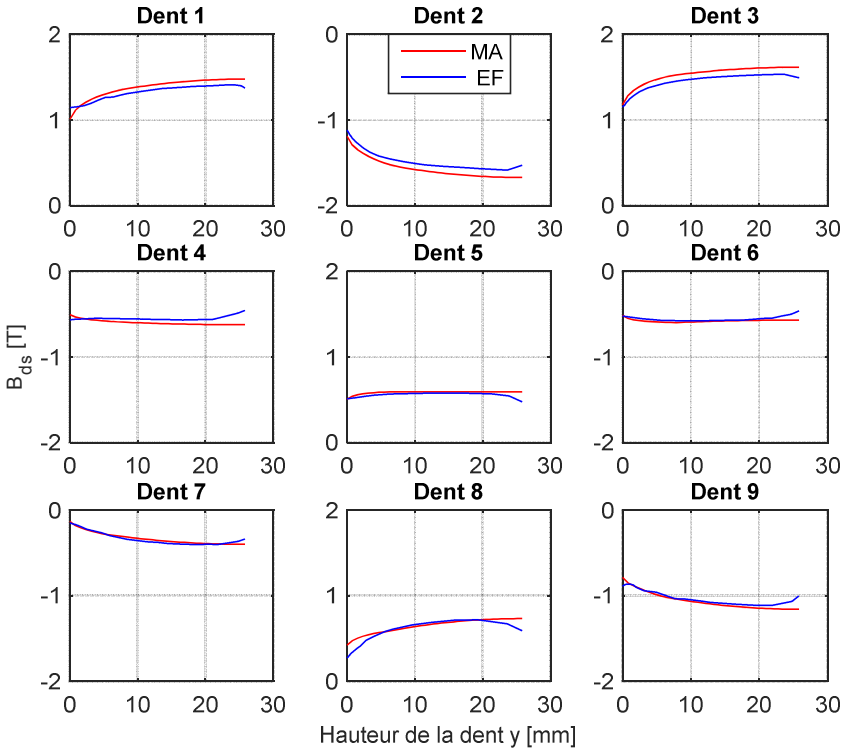


Figure 3.24 : Induction dans les dents du stator en MA et en EF (I_{eff} = 43 A, α = 10°elec)

Les différences entre les deux modèles ne dépassent pas les 0,1 T. Ainsi, les résultats analytiques sont considérés conformes aux résultats des éléments finis.

L'induction dans la culasse statorique est calculée en utilisant l'induction dans les dents (paragraphe 3.2.4.2). La Figure 3.25 compare l'induction de la culasse entre le MA et les EF. Les résultats analytiques ont la même allure que ceux des éléments finis avec quelques différences de l'ordre de 0,1 T issus des inductions dans les dents statoriques. Ces résultats montrent la validité du modèle analytique par rapport au modèle éléments finis.

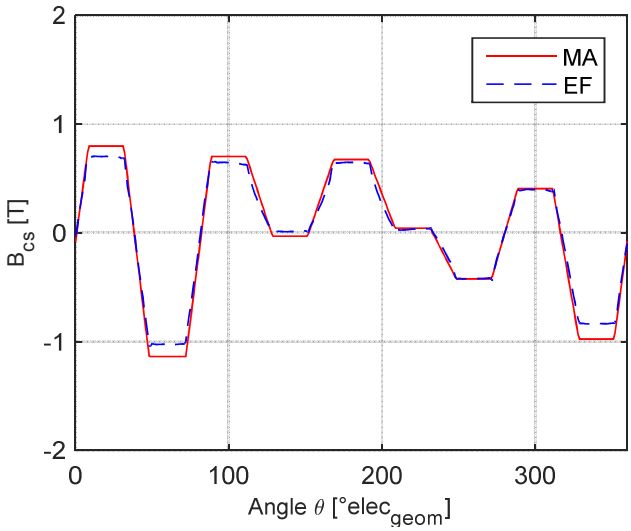


Figure 3.25 : Induction dans la culasse du stator en MA et en EF (I_{eff} = 43 A, α = 10°elec)

3.2.10.4 Induction dans les ponts tangentiels

L'induction dans les ponts tangentiels est obtenue à partir du système d'équations (3.56). Pour le moteur M_1, la comparaison de l'induction des ponts tangentiels entre le modèle analytique et les éléments finis est donnée sur la Figure 3.26 pour un courant efficace de 43 A et un angle α = 10°elec. Le MA suit les mêmes tendances que les EF et un bon accord est constaté entre les deux modèles. Les ponts tangentiels peuvent être très saturés ce qui implique des pics d'inductions observés en analytique.

L'induction dans l'entrefer reflète l'état de saturation globale de la machine. Malgré les pics locaux, la courbe $B_{entrefer}$ issue du MA correspond bien à celle des éléments finis (Figure 3.23).

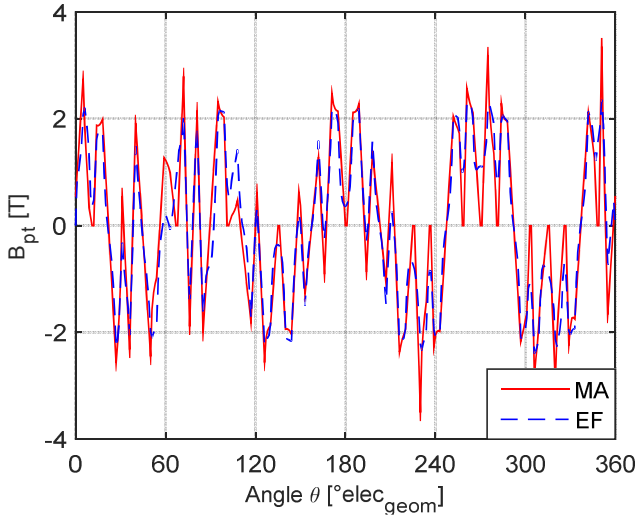


Figure 3.26 : Induction dans les ponts tangentiel en MA et en EF (I_{eff} = 43 A, α = 10°elec)

3.2.10.5 Induction dans le rotor

Le moteur M_1 est à deux barrières de flux donc possède une pièce polaire et 2 dents rotoriques par pôle. La Figure 3.27, la Figure 3.28(a) et la Figure 3.28(b) montrent l'induction dans la pièce polaire, dans la 1ère et la 2ème dent rotorique du 1er pôle respectivement. Ces inductions sont obtenues avec un courant efficace de 43 A et α = 10°elec. L'axe des abscisses correspond à la longueur du chemin moyen.

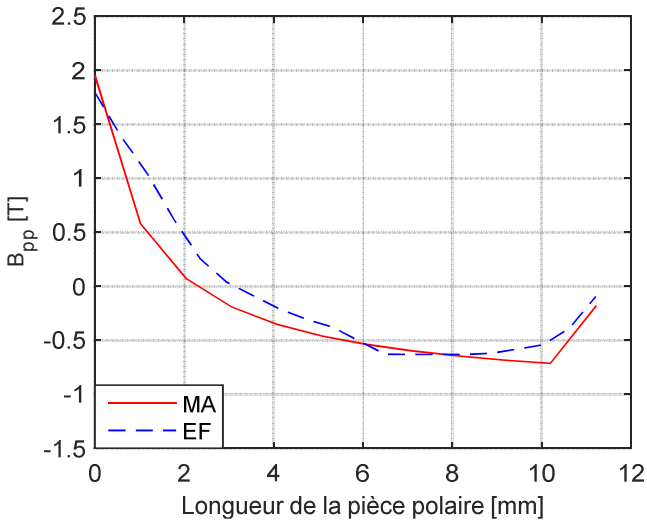
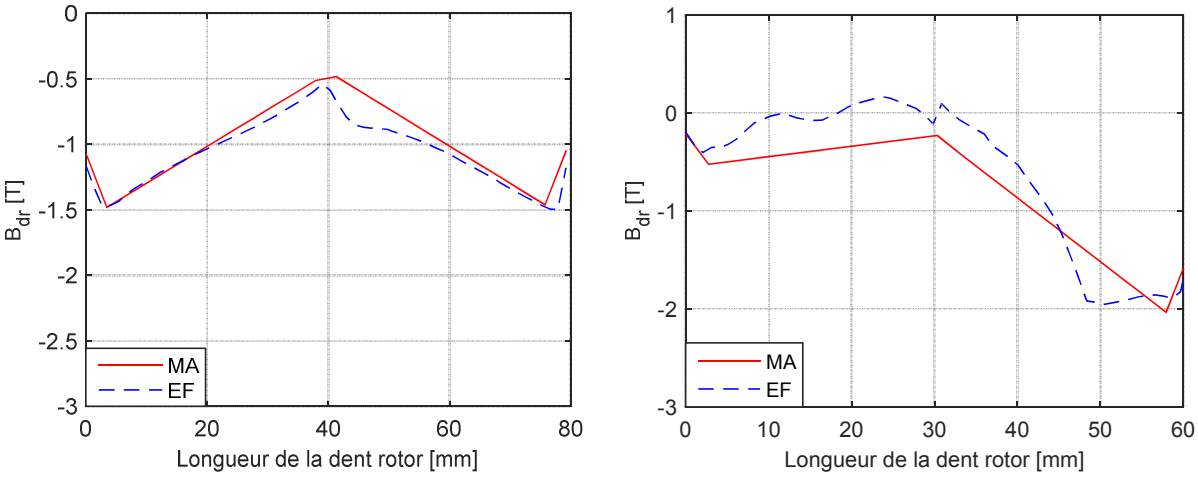


Figure 3.27 : Induction de la pièce polaire en MA et en EF (I_{eff} = 43 A, α = 10°elec)



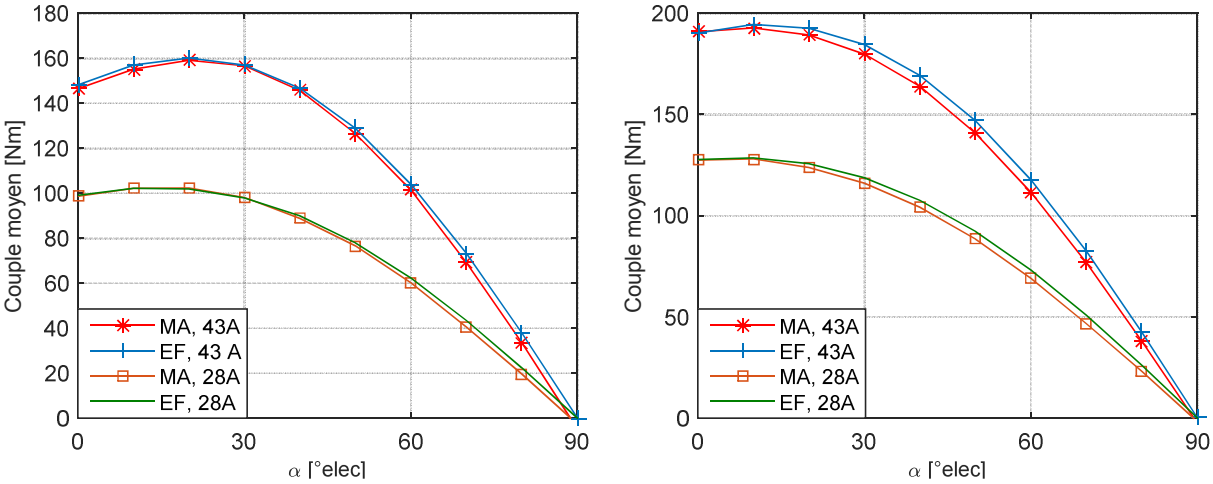
(a) 1ère dents rotorique (b) 2ème dent rotorique

Figure 3.28 : Induction dans les dents rotoriques en MA et en EF (I_{eff} = 43 A, α = 10°elec)

Pour la pièce polaire, l'allure de l'induction analytique est la même que celle calculée par le modèle EF. Pour les dents rotoriques, les variations locales de l'induction en EF sont proches de l'approximation linéaire utilisée dans le calcul analytique. Ainsi, le modèle analytique calcule correctement l'induction dans le fer du rotor.

3.2.10.6 Couple moyen

Le couple moyen est calculé pour les deux moteurs M_1 et M_2 à deux niveaux de courant : 28 A et 43 A. La Figure 3.29 montre les courbes du couple moyen en fonction de l'angle du courant α en analytique et en éléments finis. On constate que les courbes du MA et des EF sont très proches pour les deux structures et avec les deux valeurs du courant. L'écart entre les deux modèles, au niveau du couple maximal, est donné dans le Tableau 3.2. Cet écart est de l'ordre de 1% ce qui confirme la précision du modèle analytique.



(a) Moteur M_1 (b) Moteur M_2

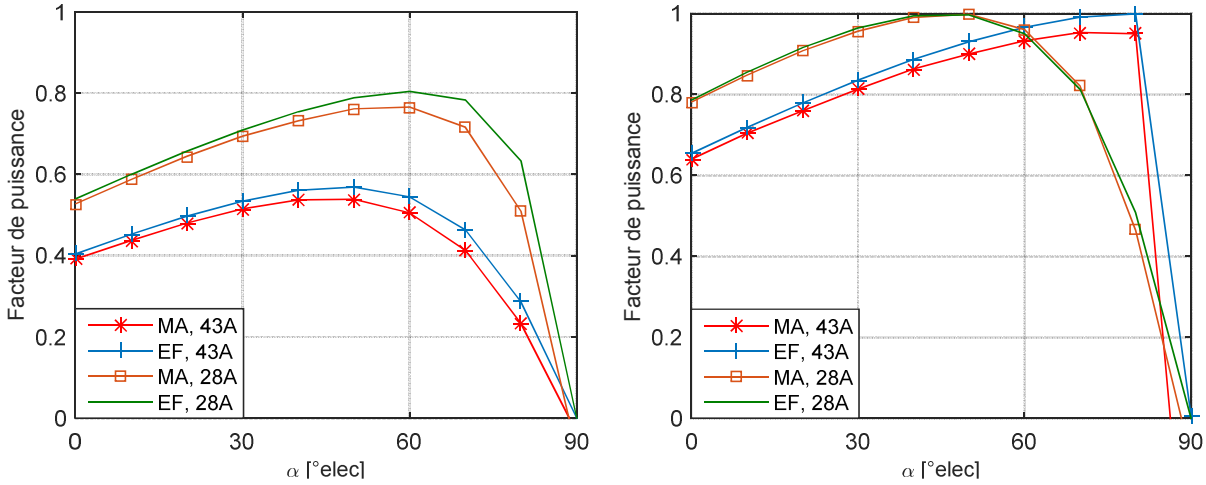
Figure 3.29 : Comparaison du couple moyen en MA et en EF

Tableau 3.2 : Comparaison du couple moyen entre le MA et les EF à α optimal

	Moteur M_1		Moteur M_2	
Courant (A)	28	43	28	43
MA : C_{moy} (Nm)	102,5	159,2	128	192,8
EF : C_{moy} (Nm)	102,1	160,2	128,6	194,5
Écart (%)	0,4	0,6	0,4	0,9

3.2.10.7 Facteur de puissance

Le facteur de puissance interne (FP_{int}) est calculé pour les deux structures avec les deux niveaux de courant. Les courbes du FP_{int} en fonction de α sont données sur la Figure 3.30. Les courbes analytiques se rapprochent de celles obtenues par le calcul en EF. Le Tableau 3.3 résume les valeurs du FP_{int} obtenues pour α optimal correspondant au couple maximal. Les écarts restent faibles et sont de l'ordre de 2%.



(a) Moteur M_1 (b) Moteur M_2

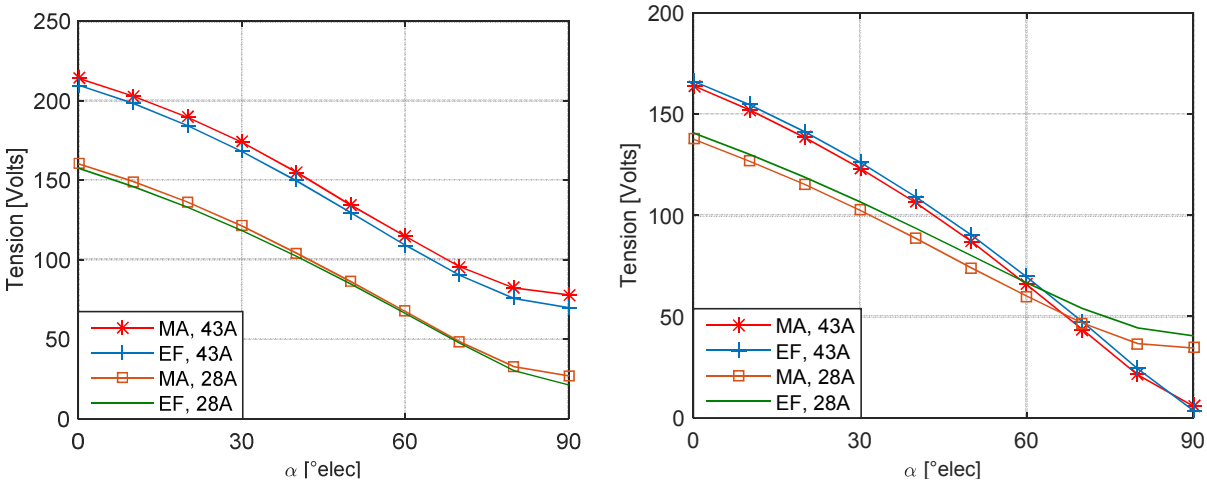
Figure 3.30 : Comparaison du facteur de puissance interne en MA et en EF

Tableau 3.3 : Comparaison du facteur de puissance interne entre le MA et les EF à α optimal

	Moteur M_1		Moteur M_2	
Courant (A)	28	43	28	43
MA : FP_{int}	0,59	0,48	0,847	0,703
EF : FP_{int}	0,6	0,49	0,855	0,718
Écart (%)	1,67	2	0,94	2,1

3.2.10.8 Tension

Les deux moteurs modélisés, tournent à 500 tr/min. La Figure 3.31 présente les résultats de la tension interne en fonction de l'angle du courant du modèle analytique et du modèle en éléments finis. Les courbes sont très proches et l'écart entre le MA et les EF pour α optimal est donné dans le Tableau 3.4. On trouve une différence de l'ordre du 3% ce qui confirme la validité du modèle analytique magnétique.



(a) Moteur M_1 (b) Moteur M_2

Figure 3.31 : Comparaison de la tension interne en MA et en EF

Tableau 3.4 : Comparaison de la tension interne entre le MA et les EF à α optimal

	Moteur M_1		Moteur M_2	
Courant (A)	28	43	28	43
MA : V_{int} (Volts)	149,3	189,6	126,8	152,2
EF : V_{int} (Volts)	146,1	184,4	130,2	154,7
Écart (%)	2,2	2,8	2,6	1,6

3.2.10.9 Temps de calcul

Le couple moyen, le facteur de puissance interne et la tension interne sont obtenus par 4 simulations magnétostatiques en MA et en EF (cf. chapitre 2). On réalise les calculs sur un ordinateur avec un processeur *Intel® Core™ i7-4600U CPU @2.10 GHz 2.70GHz* avec *16Go RAM*. Le modèle en éléments finis comporte environ 20000 nœuds et 40000 éléments. Le maillage est présenté sur la Figure 3.32. Le temps moyen nécessaire pour réaliser 1 calcul est de 3,1s en modèle analytique et 17s en éléments finis. Ceci montre que le modèle analytique est environ 5 fois plus rapide que le modèle en éléments finis.

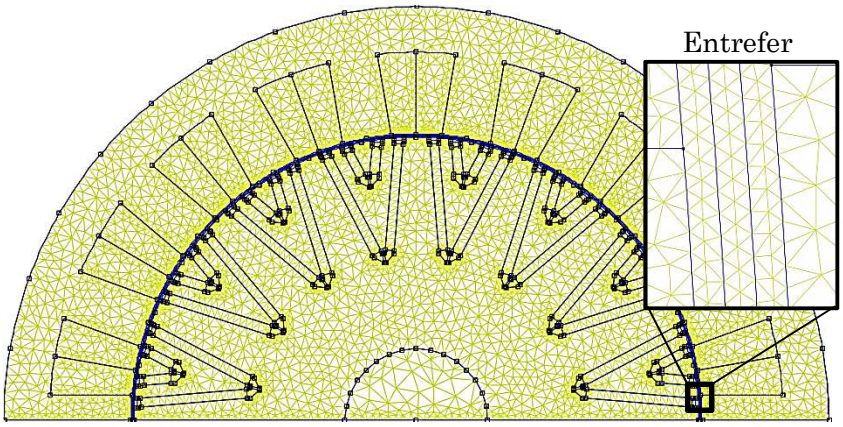


Figure 3.32 : Maillage de la moitié du moteur 18/16

3.3 Modèle électrique

Le modèle magnétique est un modèle 2D qui permet de déterminer le facteur de puissance interne (FP_{int}) et la tension interne (V_{int}) du moteur. Dans ce paragraphe, nous prenons en compte l'effet 3D du bobinage afin de calculer la tension et le facteur de puissance aux bornes du moteur. Nous considérons le schéma électrique d'une phase du moteur dans lequel nous rajoutons la résistance du bobinage par phase R_{ph}, l'inductance de fuite des têtes de bobines par phase Ltb_{ph} ainsi qu'une résistance équivalente aux pertes fer R_{fer}. On note que le bobinage est couplé en étoile. Le schéma électrique est donné sur la Figure 3.33.

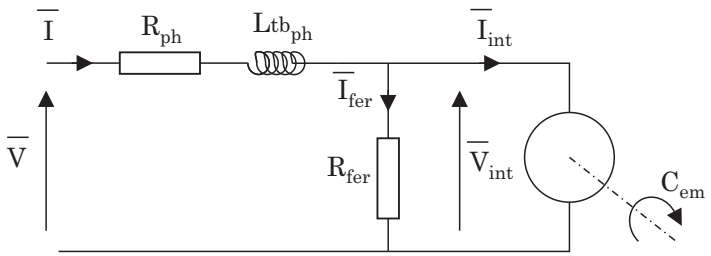


Figure 3.33 : Schéma électrique monophasé du moteur

3.3.1 Résistance du bobinage

La résistance du bobinage par phase est divisée en deux parties : la résistance des têtes de bobines R_{tb} et la résistance de la partie active R_{act}. Les expressions de ces résistances sont les suivantes :

$$R_{tb} = \rho_{Cu} \frac{N_s^2\, l_{tb}}{K_{rempl}\, S_{bob}} \frac{N_{bob_c}\, N_{cs}}{N_{cp}} \quad \text{avec} \quad S_{bob} = e_{bob} \times h_{bob} \tag{3.70}$$

$$R_{act} = \rho_{Cu} \frac{N_s^2\, l_{act}}{K_{rempl}\, S_{bob}} \frac{N_{bob_c}\, N_{cs}}{N_{cp}} \tag{3.71}$$

Où ρ_{Cu}, K_{rempl}, N_s, S_{bob}, e_{bob}, h_{bob}, N_{bob_c}, N_{cs} et N_{cp} sont la résistivité du cuivre, le coefficient de remplissage, le nombre de spires d'une bobine, la section d'une bobine, l'épaisseur d'une bobine, la hauteur d'une bobine, le nombre de bobines par circuit, le nombre de circuits en série et le nombre de circuit en parallèle respectivement. l_{tb} et l_{act} sont les longueurs moyennes des têtes de bobines et de la partie active d'une bobine respectivement. La résistance totale du bobinage par phase est donnée par :

$$R_{ph} = R_{tb} + R_{act} \tag{3.72}$$

3.3.2 Inductance de fuite

Dans le modèle magnétique, nous avons calculé les flux de fuites tangentielles dans les encoches du stator et on les a prises en compte lors du calcul du flux capté par les bobines. Ainsi, dans le modèle électrique nous rajoutons uniquement l'inductance de fuite des têtes de bobines. Ces dernières sont basées sur la géométrie donnée sur la Figure 3.34.

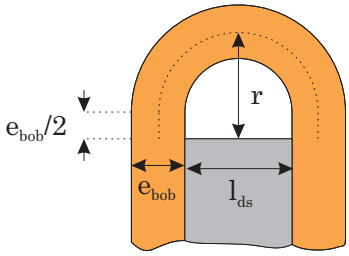


Figure 3.34 : Géométrie des têtes de bobines

L'expression de l'inductance de fuite par phase des têtes de bobines est la suivante [Han03]:

$$L_{tb_{ph}} = \frac{\mu_0 l_{tb} N_s^2}{2\pi} \ln\left(\frac{r}{R_c}\right) \frac{N_{bob_c} N_{cs}}{N_{cp}}$$

avec (3.73)

$$r = R_c + \frac{e_{bob}}{2} + \frac{l_{ds}}{2} \qquad et \qquad \pi R_c^2 = S_{bob}$$

Afin de valider l'expression précédente, on réalise un calcul par éléments finis en utilisant le logiciel JMAG®. On modélise, en 3D, une dent statorique avec sa bobine (Figure 3.35) alimentée par un courant efficace I, ce qui permet de calculer l'inductance de la bobine totale L_{tot} à partir de l'énergie magnétique W_{magn}:

$$W_{magn} = \frac{1}{2} L I^2 \tag{3.74}$$

Ensuite, on modélise la dent et sa bobine en 2D ce qui permet de calculer l'inductance de la partie active de la bobine L_{act} en utilisant l'équation (3.74). On note que le calcul en 2D a été réalisé sous JMAG® (Figure 3.36) et sous FEMM (Figure 3.37) par souci de validation. L'inductance des têtes de bobine pour une phase est déduite par :

$$L_{tb_{ph}} = (L_{tot} - L_{act}) \frac{N_{bob_c} N_{cs}}{N_{cp}} \tag{3.75}$$

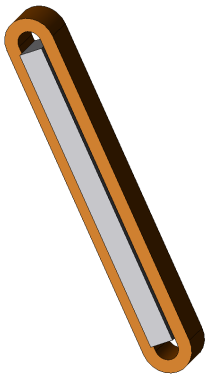


Figure 3.35 : Modèle 3D d'une dent statorique avec sa bobine

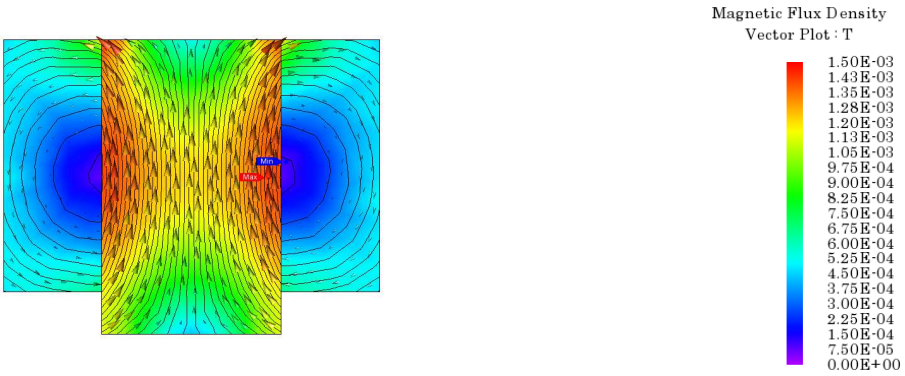


Figure 3.36 : Modèle 2D d'une dent statorique avec sa bobine (JMAG®)

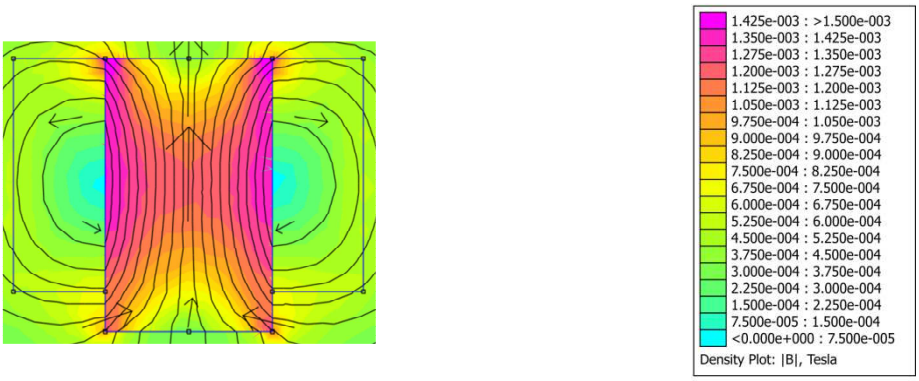


Figure 3.37 : Modèle 2D d'une dent statorique avec sa bobine (FEMM)

Les résultats des simulations sont donnés dans le tableau suivant :

Tableau 3.5 : Résultats du calcul de l'inductance de fuite des têtes de bobine par EF

	EF				MA
	L_{tot} (3D)	L_{act} (2D JMAG®)	L_{act} (2D FEMM®)	$(L_{tot} - L_{act})\frac{N_{bob_c} N_{cs}}{N_{cp}}$	Expression analytique
$L_{tb_{ph}}$ (μH)	66,17	60	59,93	37	34,3

Le calcul de l'inductance de fuite des têtes de bobines par l'équation analytique (3.73) donne une valeur de 34,3 μH et le calcul par EF conduit à une valeur de 37 μH ce qui valide l'expression utilisée.

3.3.3 Résistance des pertes fer

Les pertes dans le circuit magnétique appelées pertes fer P_{fer} seront calculées au paragraphe suivant. Par contre, dans le modèle électrique nous prenons en compte l'effet de ces pertes sur le courant total du moteur. Ainsi, on rajoute une résistance équivalente aux pertes fer R_{fer}, en parallèle avec le moteur (Figure 3.33). Cette résistance est parcourue par un courant I_{fer} qui ne crée pas de couple mais fait augmenter le courant total circulant dans la machine. Cette résistance est calculée comme suit :

$$R_{fer} = 3\frac{{V_{int}}_{eff}^{2}}{P_{fer}} \tag{3.76}$$

3.3.4 Grandeurs aux bornes du moteur

Les grandeurs aux bornes du moteur sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff (loi des nœuds et loi des mailles) au circuit de la Figure 3.33. On exprime les équations dans le repère d-q. On a :

$$\begin{gathered} \bar{I} = i_d + j i_q \\ \bar{I}_{int} = i_{d_{int}} + j i_{q_{int}} \\ \bar{V} = v_d + j v_q \\ \bar{V}_{int} = v_{d_{int}} + j\, v_{q_{int}} = -\omega\phi_q + j\,\omega\phi_d \end{gathered} \tag{3.77}$$

On peut écrire :

$$\begin{gathered} \bar{I} = \bar{I}_{int} + \bar{I}_{fer} = \bar{I}_{int} + \frac{\bar{V}_{int}}{R_{fer}} \\ \bar{V} = \bar{V}_{int} + R_{ph}\bar{I} + jL_{tb_{ph}}\,\omega\bar{I} \end{gathered} \tag{3.78}$$

La relation de la tension se traduit par le schéma vectoriel suivant :

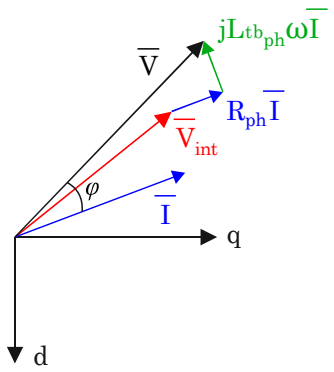


Figure 3.38 : Schéma vectoriel en tension

On obtient alors :

$$\begin{cases} i_d = i_{d_{int}} - \dfrac{\omega\phi_q}{R_{fer}} \\ i_q = i_{q_{int}} + \dfrac{\omega\phi_d}{R_{fer}} \end{cases} \tag{3.79}$$

$$\begin{cases} v_d = -\omega\phi_q + R_{ph} i_d - L_{tb_{ph}}\omega i_q \\ v_q = \omega\phi_d + R_{ph} i_q + L_{tb_{ph}}\omega i_d \end{cases} \tag{3.80}$$

À partir des équations précédentes, on peut calculer le facteur de puissance et la tension aux bornes de la machine:

$$FP = cos\left(tan^{-1}\left(\frac{v_q}{v_d}\right) - tan^{-1}\left(\frac{i_q}{i_d}\right)\right) \tag{3.81}$$

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{3}{2}}\sqrt{(v_d^2 + v_q^2)} \tag{3.82}$$

3.4 Modèle énergétique

La puissance électrique consommée par le moteur n'est pas totalement transformée en puissance utile ce qui affecte le rendement. En réalité, il existe plusieurs sources de pertes qu'on propose d'aborder dans le modèle énergétique. Ainsi, on modélise les pertes par effet Joule dans le bobinage, les pertes fer dans le circuit magnétique et les pertes mécaniques dans les roulements. On note que, généralement, les aimants eux aussi, sont le siège de pertes magnétiques. Cependant, les aimants en ferrite possèdent une résistivité très élevée ce qui rend leurs pertes négligeables [Pet13].

3.4.1 Pertes par effet Joule

La résistance du bobinage par phase R_{ph} donnée par l'équation (3.72) et la valeur efficace du courant I_{eff} sont utilisées pour calculer les pertes par effet Joule dans le cuivre :

$$P_{Cu} = 3R_{ph}I_{eff}^2 \tag{3.83}$$

3.4.2 Pertes fer

3.4.2.1 Pertes fer au stator

Le calcul des pertes fer dans le circuit magnétique du stator repose sur le principe de séparation des pertes présenté par G.Bertotti dans [Ber88]. Ce modèle inclut les pertes par hystérésis, les pertes par courants de Foucault et les pertes par excès. Dans [Bog03], l'auteur modifie le terme correspondant aux pertes par courants de Foucault pour prendre en compte les effets des éventuelles hautes fréquences. Pour une induction sinusoïdale, les pertes fer par unité de masse s'écrivent :

$$P_{fer}(B,f) = k_H f B^{\alpha_{ir}} + k_{EC} f^{\frac{3}{2}} B^2 \frac{sinh(\gamma\sqrt{f}) - sin(\gamma\sqrt{f})}{cosh(\gamma\sqrt{f}) - cos(\gamma\sqrt{f})} + k_{EXC} f^{\frac{3}{2}} B^{\frac{3}{2}} \qquad [W/kg] \tag{3.84}$$

Où f et B sont respectivement la fréquence et l'amplitude de l'induction. Les cinq paramètres notés k_H, α_{ir}, k_{EC}, γ et k_{EXC} sont propres à la tôle magnétique. L'identification de ces 5 paramètres se fait en utilisant les données fournies par le constructeur. Celles-ci donnent les pertes pour plusieurs fréquences (50 à 700 Hz) et plusieurs niveaux d'induction (0.1 à 1.8 T). On minimise la norme de l'erreur absolue entre les valeurs calculées par l'équation (3.84) notées P_{fer} et celles données par le constructeur notées P_{fer}^{cons} :

$$\min_{(k_H,\alpha_{ir},k_{EC},\gamma,k_{EXC})} \|\epsilon_{abs}\|_2 \quad \text{avec} \quad \epsilon_{abs} = \left|P_{fer} - P_{fer}^{cons}\right| \tag{3.85}$$

Les valeurs des coefficients pour la tôle M400P-50 utilisée dans notre étude, sont données dans le tableau suivant :

Tableau 3.6 : Coefficients du modèle de calcul des pertes fer - Tôle M400P-50

Coefficient	k_H	α_{ir}	k_{EC}	γ	k_{EXC}
Valeur	0,0248	1,7297	0,0040	0,1556	0

Le coefficient des pertes par excès est nul ($k_{EXC} = 0$). Ceci traduit que ces pertes sont très faibles et que leur contribution est prise en compte globalement dans le coefficient des pertes par courants de Foucault. Ce résultat est similaire à celui trouvé dans [Bog03]. La Figure 3.39 montre les courbes de pertes fournies par le constructeur ainsi que les courbes tracées à partir de l'équation (3.84). Les courbes analytiques présentent une bonne concordance avec les données du constructeur, surtout pour la plage des basses fréquences. Le point de fonctionnement de notre machine à 16 pôles est à 500 tr/mn ce qui correspond à une basse fréquence de 66,67 Hz.

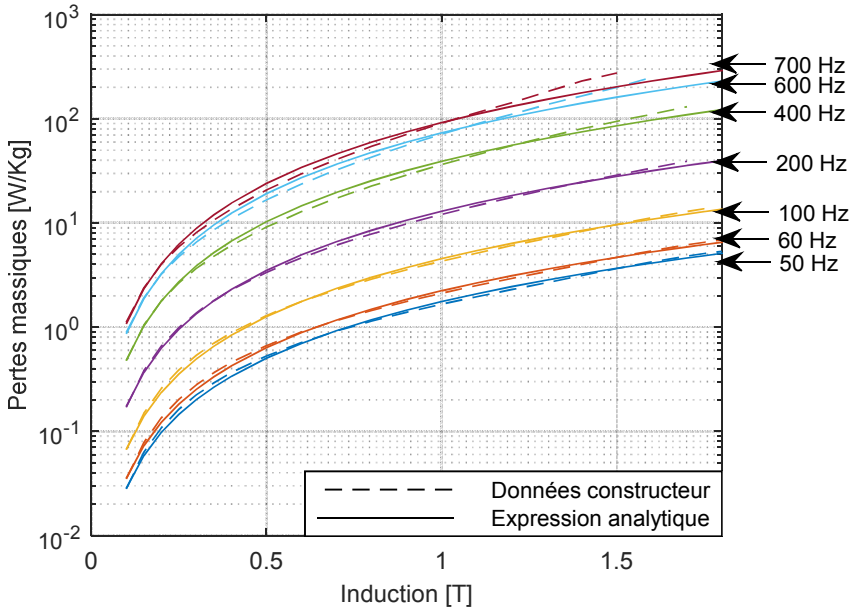


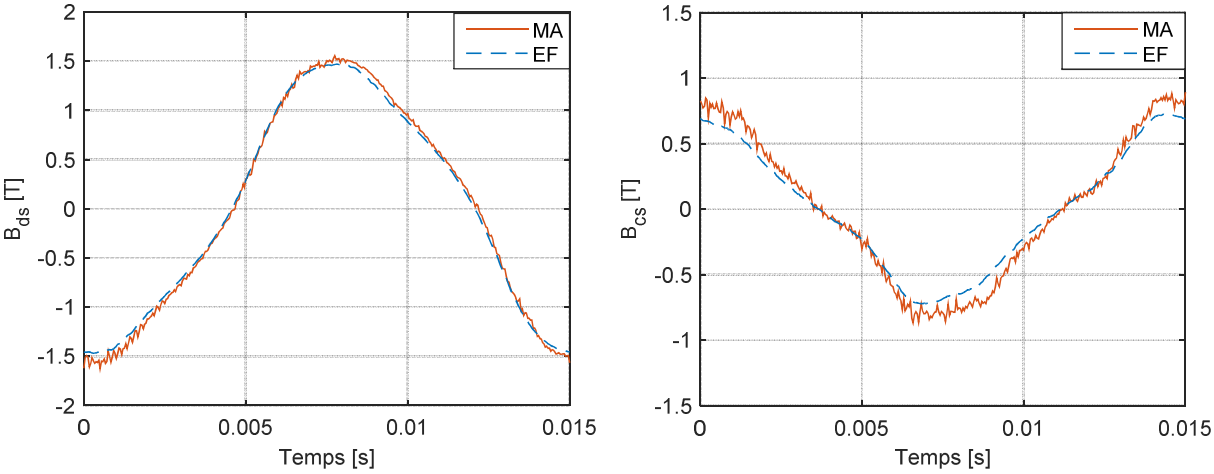
Figure 3.39 : Pertes dans la tôle M400P-50 : données constructeur et courbes analytique

Le modèle présenté est valable pour les inductions sinusoïdales. Par contre, l'induction au stator des moteurs à aimants permanents est souvent non-sinusoïdale. Ainsi, en faisant l'hypothèse que les courants de Foucault de différentes fréquences se superposent et que les pertes par hystérésis dépendent de l'amplitude de l'induction, on peut étendre le modèle des pertes fer aux inductions non-sinusoïdales. La décomposition en série de Fourier de l'induction permet de donner l'expression des pertes massiques [Jan10]:

$$P_{fer}(B,f) = k_H f \hat{B}^{\alpha_{ir}} + k_{EC} \sum_{k=1}^{\infty} (kf)^{\frac{3}{2}} B_k^2 \frac{sinh(\gamma\sqrt{kf}) - sin(\gamma\sqrt{kf})}{cosh(\gamma\sqrt{kf}) - cos(\gamma\sqrt{kf})} \quad [W/kg] \tag{3.86}$$

Où $\hat{B}$ est l'amplitude de l'induction et B_k est l'amplitude de l'harmonique d'ordre k de l'induction.

La mise en œuvre du calcul des pertes fer par l'équation (3.86) nécessite d'avoir les évolutions temporelles des inductions dans les différentes parties magnétiques du stator (dents et culasse). Le modèle magnétique présenté au paragraphe 3.2, permet de calculer l'évolution temporelle de l'induction radiale dans les dents et de l'induction tangentielle dans la culasse. La Figure 3.40(a) et la Figure 3.40(b) montrent l'évolution temporelle de l'induction dans une dent statorique et dans la culasse respectivement. Ces formes d'ondes sont calculées analytiquement et par éléments finis.



(a) Dents stator (b) Culasse stator

Figure 3.40 : Évolutions temporelles des inductions dans une dent et dans la culasse du stator

L'obtention des inductions en fonction du temps, nécessite l'évaluation du modèle analytique sur une période T avec un pas temporelle réduit ce qui augmente le temps de calcul. Par contre, à partir de la Figure 3.40(a) et de la Figure 3.40(b) on peut faire l'hypothèse que les inductions au stator sont antisymétriques par rapport à la moitié de la période. Ainsi, on réduit le nombre d'évaluations du modèle analytique pour calculer uniquement l'évolution des inductions sur la moitié de la période et on déduit l'autre moitié par l'équation suivante :

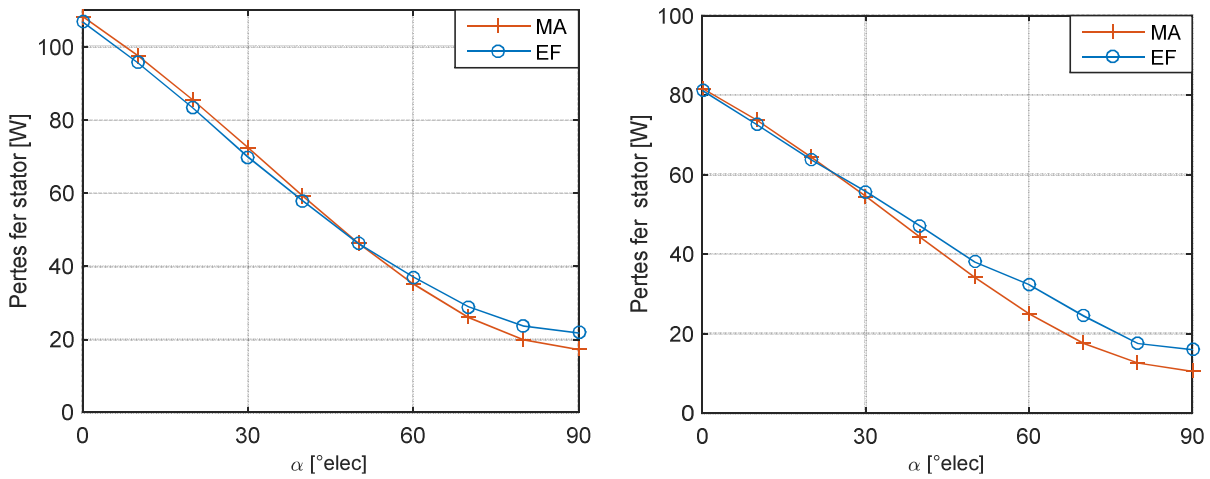
$$B\left(\frac{T}{2}+t\right) = -B(t) \quad \text{pour} \quad 0 < t < \frac{T}{2} \tag{3.87}$$

L'équation (3.86) est utilisée pour évaluer les pertes fer massiques dans les dents du stator $P_{fer}\,(B_{ds}(t),f)$ et dans la culasse du stator $P_{fer}\,(B_{cs}(t),f)$. Les pertes totales au stator sont ensuite calculées par :

$$P_{fer_{stator}} = P_{fer}(B_{ds}(t),f) \times m_{ds} + P_{fer}(B_{cs}(t),f) \times m_{cs} \tag{3.88}$$

Avec m_{ds} et m_{cs} sont les masses des dents et de la culasse respectivement. Le modèle analytique est comparé aux éléments finis en utilisant le logiciel JMAG® qui inclut un module de calcul de pertes fer.

La Figure 3.41 montre les pertes fer au stator des moteurs M_1 et M_2 définis dans le Tableau 3.1 en fonction de l'angle du courant α pour un courant efficace de 43 A. L'écart entre le modèle analytique et le modèle éléments finis est de l'ordre de 4% sur la plage de fonctionnement à couple moyen maximal ($0 < \alpha < 40$°elec). Les résultats obtenus permettent de valider l'approche analytique pour le calcul des pertes fer dans le stator.



(a) Moteur M_1 (b) Moteur M_2

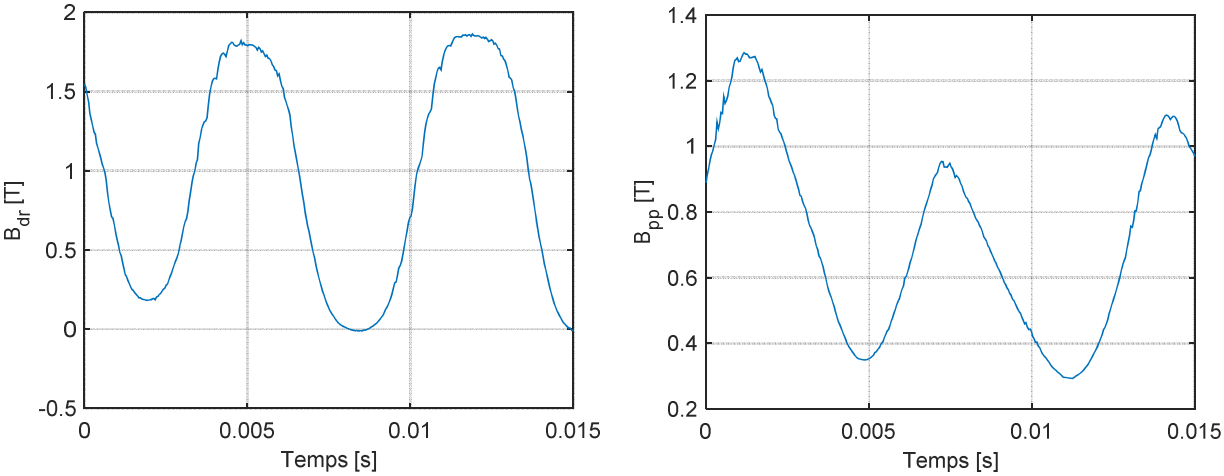
Figure 3.41 : Comparaison des pertes fer stator en MA et en EF

3.4.2.2 Pertes fer au rotor

Contrairement aux machines à bobinage distribué, les pertes fer au rotor ne sont pas faibles pour les machines à bobinage sur dents. En effet, la présence des encoches ouvertes ainsi que la présence des harmoniques d'espace élevés dans la force magnétomotrice du bobinage concentré sur dents engendre essentiellement des pertes par courants de Foucault au rotor [Cav11, Pet13]. Le calcul analytique des pertes fer au rotor nécessite la connaissance de l'évolution temporelle de l'induction magnétique dans les différentes parties du rotor. La Figure 3.42(a) et la Figure 3.42(b) montrent l'induction radiale en fonction du temps dans une dent du rotor et dans une pièce polaire du moteur M_1 respectivement. On note que les inductions au rotor ne présentent aucune symétrie ou bien antisymétrie. De plus, la fréquence de ces grandeurs au rotor est différente de la fréquence de rotation. Elle se rapproche de la fréquence d'encoches calculée par :

$$f_{encoches} = N \times \frac{N_{enco}}{60} = 500 \times \frac{18}{60} = 150\ Hz \tag{3.89}$$

Où N_{enco} est le nombre d'encoches et N la vitesse de rotation en tr/min.



(a) Dent rotor (b) Pièce polaire

Figure 3.42 : Évolutions temporelles des inductions dans une dent du rotor et dans une pièce polaire du moteur M_1

La complexité géométrique du rotor ainsi que la présence de l'induction permanente des aimants rendent le calcul analytique des pertes fer très difficile. Dans le but de prendre en compte ces pertes dans notre modèle énergétique, nous procédons à une analyse en éléments finis. On modélise avec JMAG® les deux moteurs M_1 et M_2 définis dans le Tableau 3.1 et on calcule par la suite les pertes fer dans le rotor en fonction de l'angle du courant α à 43 A. Les résultats sont donnés sur la Figure 3.43.

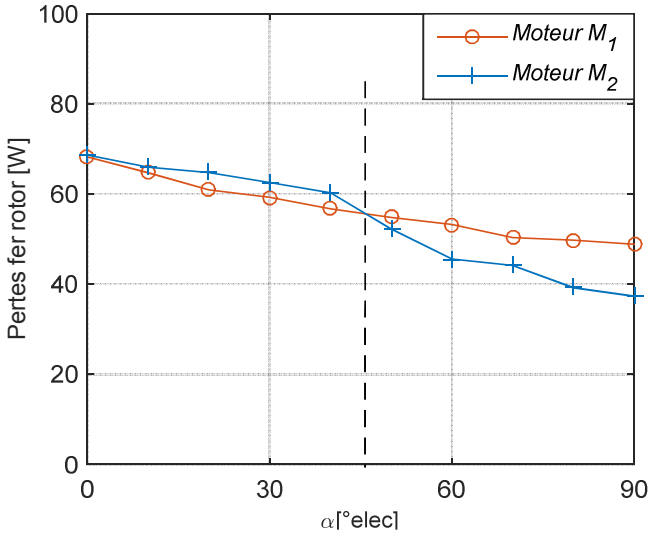


Figure 3.43 : Pertes fer rotor des moteurs M_1 et M_2 en EF

Les pertes fer au rotor sont pratiquement égales pour les deux moteurs dans la zone de fonctionnement à couple maximal, bien que les pertes fer au stator soient différentes entre les deux structures. En fait, pour α entre 0 et 40°elec, les pertes fer au rotor varient entre 50 W et 70 W pour les deux moteurs (Figure 3.43) alors que les pertes fer au stator varient entre 55 W et 110 W pour M_1 et entre 45 W et 80 W pour le moteur M_2 (Figure 3.41). Ainsi, dans un premier temps, on peut dire que les pertes fer au rotor sont indépendantes de celles au stator.

Comme les performances du moteur M_2 se rapprochent de celle recherchées (couple ~200 Nm et facteur de puissance ~0,8), alors on choisit ce moteur comme référence et on fixe une valeur moyenne des pertes fer au rotor à 60 W. Cette valeur de référence correspond à une longueur de fer de référence $L_{fer_{ref}}$. Étant donné que les pertes fer au rotor sont proportionnelles à la longueur de fer L_{fer}, on peut estimer les pertes fer au rotor par l'équation suivante :

$$P_{fer_{rotor}} = \frac{P_{fer_{ref}}}{L_{fer_{ref}}} L_{fer} \tag{3.90}$$

Où $P_{fer_{ref}}$ est la valeur des pertes fer au rotor du moteur de référence.

Les pertes fer totales dans le moteur sont la somme des pertes fer au stator et au rotor :

$$P_{fer} = P_{fer_{stator}} + P_{fer_{rotor}} \tag{3.91}$$

3.4.3 Pertes mécaniques

Les pertes mécaniques concernent généralement les pertes par frottement dans les roulements et les pertes aérauliques liées au ventilateur. Dans le cas de notre application, le moteur tourne à basse vitesse et sera refroidi par ventilation forcée. Le système de ventilation étant indépendant du moteur, les pertes aérauliques ne sont pas considérées. Ainsi, seules les pertes dans les roulements sont calculées. Pour un seul roulement, une estimation du couple de frottement peut être calculée par l'équation suivante [Skf16]:

$$C_{frott} = 0.5\,\mu\,F_r\,d \tag{3.92}$$

Où μ est un coefficient de frottement lié au type du roulement, d est le diamètre intérieur du roulement et F_r la force radiale équivalente appliquée au roulement. On note que pour les roulements à billes utilisés dans notre application, on a μ = 0,0015 [Skf16]. La force radiale est calculée à partir du couple moyen développé et du rayon de la poulie reliée au moteur. Elle s'exprime par :

$$F_r = \frac{C_{moy}}{R_{poulie}} \tag{3.93}$$

Ainsi, les pertes mécaniques par frottement dans les deux roulements (à l'avant et à l'arrière du moteur) sont données par :

$$P_{meca} = 2\,C_{frott} \times N\frac{2\pi}{60} \tag{3.94}$$

Où N est la vitesse de rotation en tr/min.

3.5 Modèle thermique

Les aspects thermiques dans les moteurs à aimants permanents sont d'une grande importance puisqu'ils affectent les propriétés magnétiques et électriques des matériaux. Les pertes, présentées au paragraphe précédent, agissent comme des sources de chaleur qui augmentent la température du moteur. Cette élévation de température doit être évaluée et prise en compte dès la phase de conception surtout pour certains points critiques comme les aimants et le bobinage. En effet, à des températures de fonctionnement critiques, l'isolant du bobinage peut être détérioré et l'induction rémanente des aimants est réduite ce qui altère les performances du moteur. Par conséquent, l'objectif du modèle thermique est de calculer le la température dans la différentes parties de la machine.

3.5.1 Hypothèses de modélisation

À l'image de l'approche adoptée pour le modèle magnétique, le modèle thermique doit répondre à des exigences en termes de temps calcul et de précision. Ainsi, nous avons adopté la modélisation thermique 3D par approche nodale qui prend en compte le flux thermique dans le sens radial et axial [Mel91, Wro10]. Ce type de modélisation consiste à établir un circuit thermique issu de l'analogie avec les circuits électriques :

- les sources de flux thermique (les pertes) correspondent à des sources de courant ;
- les températures aux nœuds du réseau sont équivalentes à des tensions.

Le développement du modèle thermique est réalisé en faisant les hypothèses suivantes :

- la machine est en régime permanent ;
- les flux thermiques dans le sens radial et axial sont indépendants ;
- les modes de transferts modélisés sont la conduction et la convection. On néglige les transferts par rayonnement ;
- la machine est axialement symétrique par rapport au milieu de sa longueur. Ceci permet de modéliser la moitié de la machine.

Comme la machine est modélisée en régime permanent, seuls des éléments résistifs seront considérés dans le circuit thermique. Par conséquent, le principe de l'approche nodale est de discrétiser l'espace en géométries élémentaires et de les modéliser par des résistances thermiques correspondant aux transferts thermiques au sein de ces géométries.

3.5.2 Coefficients thermiques

Le calcul des résistances thermiques des différentes parties du moteur se base sur la connaissance des propriétés thermiques des différents matériaux. Les conductivités thermiques utilisées dans le modèle thermique sont données dans le Tableau 3.7. On rajoute également un coefficient thermique de contact entre la culasse du stator et le carter de refroidissement noté h_{cont}.

Tableau 3.7 : Propriétés thermiques des matériaux et des zones modélisées

Matériau / zone de la machine	Coefficient	Valeur (W/m/K)
Fer (radial)	λ_{fer_r}	33
Fer (axial)	λ_{fer_a}	5
Cuivre	λ_{Cu}	400
Aimant	λ_{aimant}	8,5
Carter	λ_{carter}	165
Isolant	$\lambda_{isolant}$	0,27
Résine	λ_{resine}	0,25
Arbre	λ_{arbre}	50
Air	λ_{air}	$2{,}64 \times 10^{-2}$
Contact culasse-carter	$h_{contact}$	1500 W/m²/K

Les différentes parties du moteur sont souvent formées d'un matériau auquel correspond un coefficient thermique bien déterminé. Par contre, l'encoche est considérée comme une zone non homogène. Elle est formée par du cuivre, de l'émail des fils de bobinage, de la résine et de poches d'air piégées. La détermination d'un coefficient thermique de conduction dans le sens radial est complexe. Des méthodes d'homogénéisation existent. Elles permettent de calculer une conductivité équivalente qui dépend du coefficient de remplissage et des coefficients thermiques du cuivre et de la résine [Ido11]. La conductivité thermique radiale homogène est ainsi donnée par :

$$\lambda_{bob_r} = \lambda_{resine} \frac{(1+K_{rempl})\lambda_{Cu} + (1-K_{rempl})\lambda_{resine}}{(1-K_{rempl})\lambda_{Cu} + (1+K_{rempl})\lambda_{resine}} \tag{3.95}$$

Dans le sens axial nous considérons la conduction à travers le cuivre :

$$\lambda_{bob_a} = \lambda_{Cu} \times K_{rempl} \tag{3.96}$$

3.5.3 Résistances thermiques

Le calcul des résistances qui constituent le circuit thermique du moteur dépendent essentiellement de la géométrie considérée ainsi que du type d'échange thermique : par convection ou par conduction. Les résistances thermiques s'expriment en Kelvin par Watt (K/W).

3.5.3.1 Résistance thermique de convection

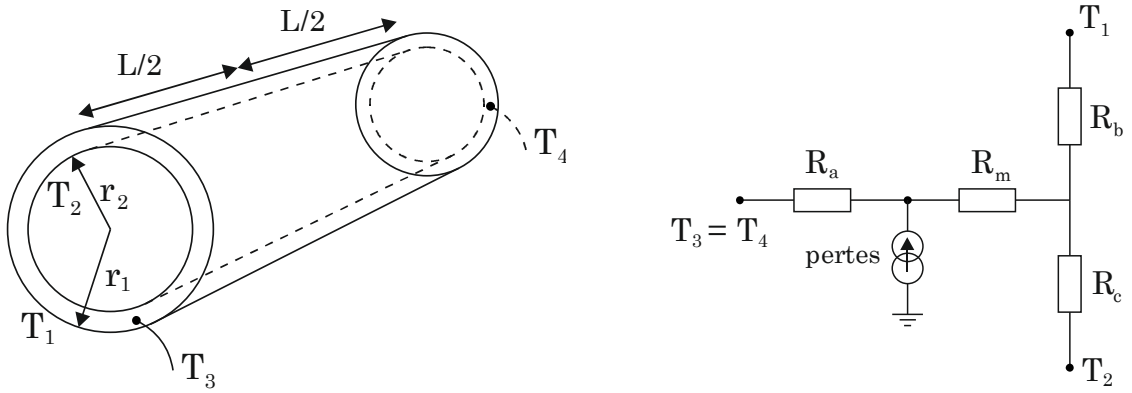
L'échange thermique convectif est caractérisé par un coefficient de convection h_{conv}. Pour une surface S, la résistance de convection est calculée par :

$$R_{conv} = \frac{1}{h_{conv}\, S} \tag{3.97}$$

3.5.3.2 Résistance thermique de conduction

Le calcul des résistances thermiques de conduction, dépend de la géométrie modélisée. Dans le cas des moteurs électriques, les géométries des composants nous conduit à choisir deux éléments de base : les éléments cylindriques (carter, arbre, etc.) et les éléments parallélépipédiques (dents statoriques, bobines, etc.) [Mel91, Wro10].

Pour les éléments cylindriques, la géométrie adoptée est celle représentée sur la Figure 3.44(a). Le cylindre est de longueur L et de rayon extérieur r_1 et intérieur r_2. La température sur la face radiale externe est notée T_1 et sur la face radiale interne est notée T_2. Sur les deux faces axiales, les températures sont T_3 et T_4. Comme on fait l'hypothèse d'une symétrie axiale du moteur par rapport à la moitié de sa longueur, alors T_3 et T_4 sont égales. Le circuit thermique équivalent d'un élément cylindrique est présenté sur la Figure 3.44(b).



(a) Géométrie du cylindre (b) Circuit thermique d'un cylindre

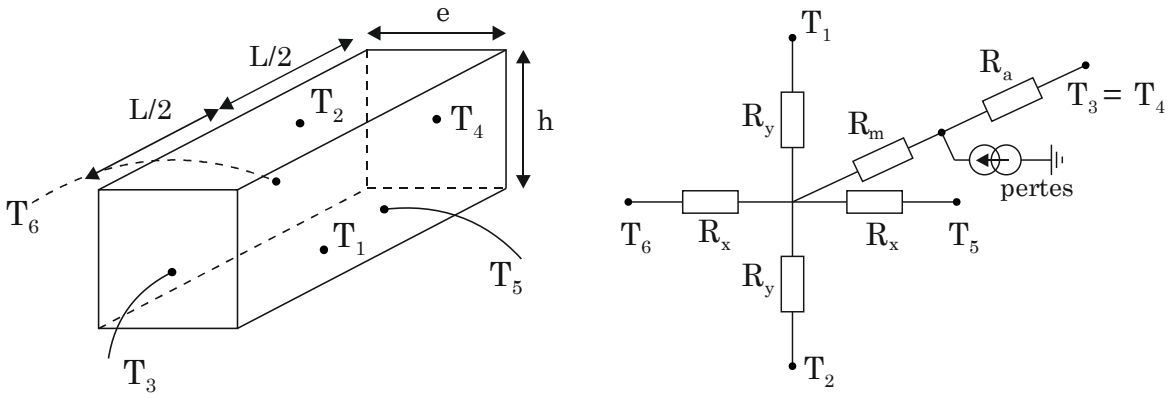
Figure 3.44 : Modèle thermique d'un élément cylindrique

Les résistances du circuit thermique d'un cylindre sont données par :

$$\begin{cases} R_a = \dfrac{L}{6\pi\lambda_a(r_1^2 - r_2^2)} \\ R_b = \dfrac{1}{2\pi\lambda_r L}\left[1 - \dfrac{2r_2^2 ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{r_1^2 - r_2^2}\right] \\ R_c = \dfrac{1}{2\pi\lambda_r L}\left[\dfrac{2r_1^2 ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{r_1^2 - r_2^2} - 1\right] \\ R_m = \dfrac{-1}{4\pi(r_1^2 - r_2^2)\lambda_r L}\left[r_1^2 + r_2^2 - \dfrac{4r_1^2 r_2^2 ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{r_1^2 - r_2^2}\right] \end{cases} \tag{3.98}$$

Où, λ_r et λ_a sont respectivement les conductivités thermiques radiale et axiale du matériau. Les parties radiale et axiale sont connectées au point de température T_m qui représente la température moyenne du cylindre. Les pertes sont injectées en ce point.

Pour les éléments parallélépipédiques, la géométrie est donnée sur la Figure 3.45(a). On définit la hauteur du parallélépipède et son épaisseur par *h* et *e* respectivement. La symétrie axiale impose encore une fois l'égalité entre les températures des faces axiales T_3 et T_4. Le circuit thermique équivalent d'un élément parallélépipédique est donné sur la Figure 3.45(b).



(a) Géométrie du parallélépipède

(b) Circuit thermique d'un parallélépipède

Figure 3.45 : Modèle thermique d'un élément parallélépipédique

Les résistances du circuit thermique d'un parallélépipède sont données par :

$$\begin{cases} R_x = \dfrac{e/2}{\lambda_r\, h\, L/2} \\ R_y = \dfrac{h/2}{\lambda_r\, e\, L/2} \\ R_m = \dfrac{-h\, e}{3\, \lambda_r\, L\, (e^2 + h^2)} \\ R_a = \dfrac{L}{6\, \lambda_a\, h\, e} \end{cases} \tag{3.99}$$

Ayant défini l'expression des principales résistances utilisées dans le circuit thermique, nous présenterons par la suite le modèle du stator, du rotor, de l'entrefer, de l'arbre ainsi que le modèle du refroidissement.

3.5.4 Modèle thermique du stator

La géométrie rectangulaire des dents statoriques nous conduit à les modéliser à l'aide des éléments parallélépipédiques. Les pertes injectées sont les pertes fer dans les dents du stator. La Figure 3.46 montre le circuit équivalent des dents statoriques. On suppose que toutes les dents sont traversées par le même flux thermique, ceci revient à mettre les dents en parallèle. Ainsi, les expressions des résistances thermiques R_{xd}, R_{yd}, R_{md} et R_{ad} sont celles de l'équation (3.99) multipliées par ($1/N_d$) où N_d est le nombre de dents au stator. On note que L représente la longueur de fer de la machine (L_{fer}), h la hauteur des dents (h_{ds}) et e la largeur des dents (l_{ds}).

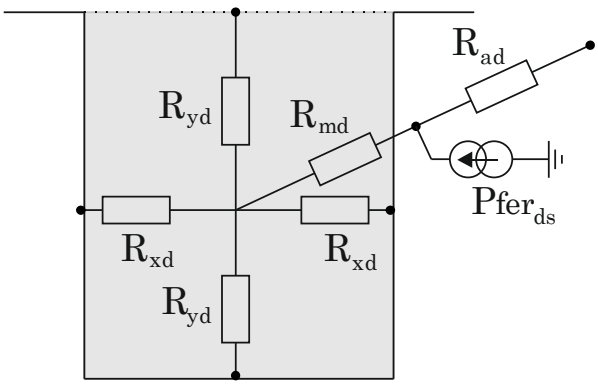


Figure 3.46 : Circuit équivalent des dents statoriques

Le modèle équivalent des dents statoriques est entouré de chaque côté par le modèle équivalent des bobines actives dans les encoches. Elles sont modélisées par des éléments parallélépipédiques (Figure 3.47). Étant donné que chaque encoche contient deux bobines actives (bobinage double couche), le modèle équivalent de chaque côté prendra en compte la mise en parallèle de N_d bobines. Donc, les résistances R_{xbob}, R_{ybob}, R_{mbob} et R_{abob} sont calculées par l'équation (3.99) en remplaçant h par h_{bob} et e par e_{bob} et en multipliant par ($1/N_d$). Les pertes injectées sont les pertes par effet Joule dans le bobinage actif. L'isolant entre les bobines et le fer du stator est aussi pris en compte par l'intermédiaire de deux résistances de conduction : R_{id} entre l'isolant et la dent statorique et R_{ic} entre l'isolant et la culasse statorique. Elles sont exprimées par :

$$\begin{cases} R_{id} = \dfrac{e_{isolant}}{\lambda_{isolant}\left(\dfrac{L_{fer}}{2}\right) h_{bob}} \dfrac{1}{N_{enco}} \\ R_{ic} = \dfrac{e_{isolant}}{\lambda_{isolant}\left(\dfrac{L_{fer}}{2}\right) e_{bob}} \dfrac{1}{N_{enco}} \end{cases} \tag{3.100}$$

Où $e_{isolant}$ est l'épaisseur de l'isolant et N_{enco} est le nombre d'encoches (égale au nombre de dents).

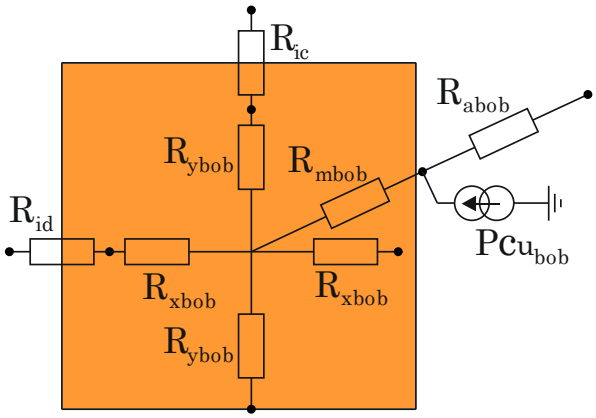


Figure 3.47 : Circuit équivalent du bobinage actif dans les encoches

La culasse du stator est modélisée par un élément cylindrique délimité par le rayon du fond d'encoche R_{fd} et le rayon extérieur R_{ext}. Le circuit équivalent de la culasse est donné sur la Figure 3.48. Les résistances R_{bc}, R_{cc}, R_{mc} et R_{ac} sont calculées par l'équation (3.98). Les pertes injectées sont les pertes fer dans la culasse du stator. Une résistance de contact entre la culasse et le carter de refroidissement est rajoutée au niveau du rayon extérieur. Cette résistance dépend de la pression entre les deux pièces et des matériaux utilisés. D'après [Ber99], une conductance thermique $h_{contact}$ = 1500 W/m²/K est une valeur raisonnable pour modéliser ce contact. Donc la résistance de contact est donnée par :

$$R_{contact} = \frac{1}{2\pi R_{ext}\, h_{contact}\left(\dfrac{L_{fer}}{2}\right)} \tag{3.101}$$

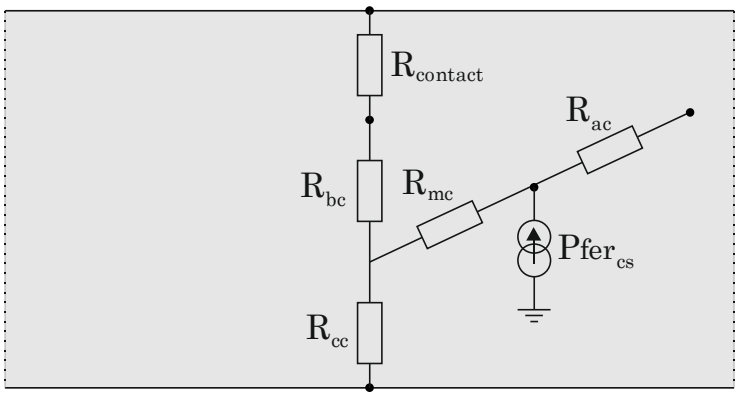


Figure 3.48 : Circuit équivalent de la culasse du stator

La modélisation thermique du stator concerne aussi les têtes de bobines dont la géométrie est celle de la Figure 3.34. Elles sont modélisées à l'aide de trois résistances (Figure 3.49) : R_{tb1} modélise le transfert de chaleur axial, R_{tb2} et R_{tb3} modélisent le transfert de chaleur radial. Les pertes injectées sont les pertes par effet Joule dans les têtes de bobines.

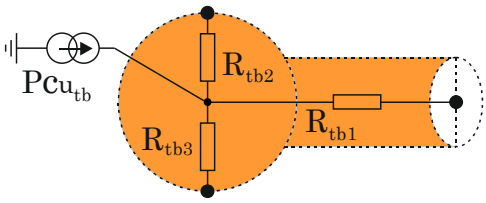


Figure 3.49 : Circuit équivalent des têtes de bobines

Dans le cas du bobinage distribué, les auteurs dans [Mel91] ont modélisé les têtes de bobines par une structure toroïdale. Toutefois, comme notre bobinage est un bobinage concentré sur dents, on propose de les modéliser par des structures cylindriques ayant une longueur égale à l_{tb}. Les résistances sont alors données par :

$$\begin{cases} R_{tb1} = k \dfrac{l_{tb}}{\lambda_{bob_a} S_{bob}} \dfrac{1}{N_d} \\ R_{tb2} = R_{tb2} = k \dfrac{1}{\lambda_{bob_r} \pi \, l_{tb}} \dfrac{1}{N_d} \end{cases} \tag{3.102}$$

Où k est un facteur qui permet de considérer la température du point chaud des têtes de bobines par rapport à la température moyenne du bobinage actif dans les encoches. Dans [Mel91], l'auteur fixe ce facteur à 3/2 pour le bobinage distribué. Dans un premier temps, nous prenons aussi cette valeur pour notre bobinage.

3.5.5 Modèle thermique du rotor

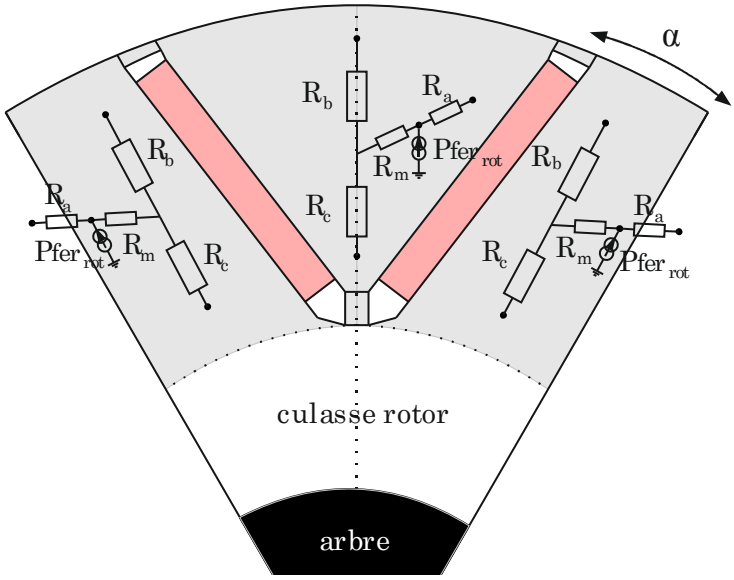


Figure 3.50 : Circuit équivalent du rotor

Les résistances des pôles rotoriques sont en parallèle. On choisit de modéliser un seul pôle et on multiplie les valeurs des résistances par (1/2p) avec p le nombre de paires de pôles. Le pôle rotorique est radialement divisé en deux parties symétriques. Les dents rotoriques

sont modélisées par des fractions de cylindres ayant un angle d'ouverture noté α_{ouv} (Figure 3.50). Les pertes injectées sont les pertes fer au rotor. Les équations des résistances sont données par l'équation (3.98) en remplaçant 2π par α_{ouv} et en multipliant par $(1/2p)$.

La culasse du rotor (zone entre l'arbre et la 1ère barrière) est modélisée par un élément cylindrique sans pertes (Figure 3.51). Ainsi, la résistance R_m n'existe pas ([Mel91]). Les résistances R_b et R_c gardent les mêmes expressions alors que la résistance axiale R_a est modifiée. On aura alors :

$$\begin{cases} R_{acr} = \dfrac{L}{2\pi\lambda_a(r_1^2 - r_2^2)} \\ R_{bcr} = \dfrac{1}{2\pi\lambda_r L}\left[1 - \dfrac{2r_2^2 ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{r_1^2 - r_2^2}\right] \\ R_{ccr} = \dfrac{1}{2\pi\lambda_r L}\left[\dfrac{2r_1^2 ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)}{r_1^2 - r_2^2} - 1\right] \end{cases} \tag{3.103}$$

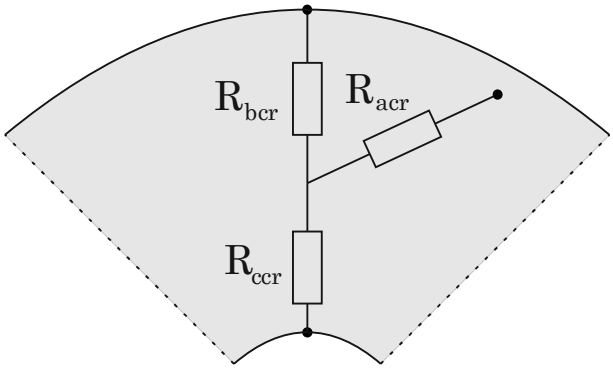


Figure 3.51 : Circuit équivalent de la culasse du rotor

En ce qui concerne les aimants, ils sont modélisés par des éléments parallélépipédiques. Par contre, on suppose que le flux thermique traverse les aimants dans le sens radial donc les résistances R_x n'existent pas. De plus, on a négligé les pertes dans les aimants en ferrites donc la résistance R_m est nulle. On obtient alors :

$$\begin{cases} R_{yaim} = \dfrac{l_{ap}}{\lambda_{aimant}\, e_{ap}\, L_{fer}}\,\dfrac{1}{2p} \\ R_{aaim} = \dfrac{L_{fer}}{2\,\lambda_{aimant}\, l_{ap}\, e_{ap}}\,\dfrac{1}{2p} \end{cases} \tag{3.104}$$

3.5.6 Modèle thermique de l'entrefer

Le transfert de chaleur dans l'entrefer est purement convectif et le calcul du coefficient thermique est très délicat dans cette zone à cause de l'écoulement d'air. En toute rigueur, la détermination du coefficient convectif doit faire appel à la mécanique des fluides ce qui rend les calculs complexes et remet en question la réduction du temps de calcul visée par

l'approche nodale. Ainsi, on se base sur les travaux de [Ber99] et [Ses11] pour modéliser l'entrefer. Le calcul du coefficient d'échange convectif se base sur le calcul du nombre de Taylor *Ta* et le nombre de Nusselt Nu_e.

Notre application tourne à basse vitesse de rotation ce qui rend le nombre de Taylor indépendant de la température du fluide [Ses11]. Il est donné par :

$$T_a = \frac{\omega^2 r_m e^3}{\nu^2 f_g} \tag{3.105}$$

Où e est l'épaisseur de l'entrefer en m, ω est la vitesse angulaire en rad/s, f_g est un facteur géométrique proche de 1 pour un entrefer étroit comme dans notre cas, ν est la viscosité cinématique en m²/s et r_m est le rayon logarithmique moyen donné par :

$$r_m = \frac{e}{ln\left(\frac{R_{ales}}{R_{rot}}\right)} \tag{3.106}$$

Le nombre de Nusselt pour l'entrefer est calculé par :

$$\begin{cases} Ta < 1700 \rightarrow Nu_e = 2 \\ 1700 < Ta < 12000 \rightarrow Nu_e = 0.128 \times Ta^{0.367} \\ Ta > 12000 \rightarrow Nu_e = 0.409 \times Ta^{0.241} \end{cases} \tag{3.107}$$

Le coefficient d'échange thermique par convection est le suivant :

$$h_{conv_e} = \frac{Nu_e \lambda_{air}}{2\, e} \tag{3.108}$$

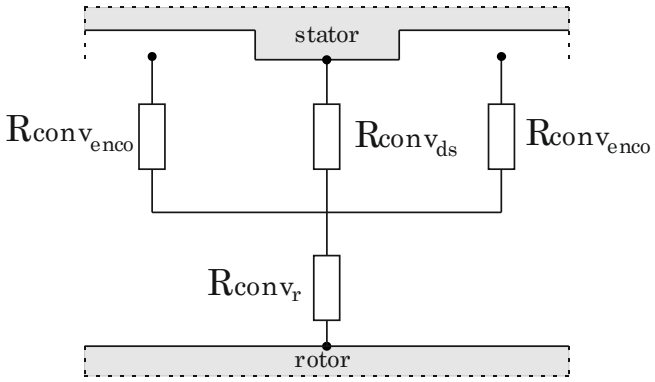


Figure 3.52 : Circuit équivalent de l'entrefer

L'entrefer est alors modélisé par des résistances qui traduisent l'échange entre l'entrefer et le rotor et entre l'entrefer et le stator (dents et encoches) (Figure 3.52). Leurs expressions sont les suivantes :

$$\begin{cases} R_{conv_r} = \dfrac{1}{h_{conv_e}\, 2\pi R_{rot}\, (L_{fer}/2)} \\ R_{conv_{ds}} = \dfrac{1}{h_{conv_e}\, l_{ds}\, (L_{fer}/2)} \dfrac{1}{N_d} \\ R_{conv_{enco}} = \dfrac{1}{h_{conv_e}\, e_{bob}(L_{fer}/2)} \dfrac{1}{N_d} \end{cases} \tag{3.109}$$

3.5.7 Modèle thermique de l'arbre

L'arbre est modélisé par un cylindre plein sans pertes. Ainsi, les résistances sont calculées par l'équation (3.98) avec $r_2 = 0$ et sans R_m. Une partie de l'arbre se trouve sur la longueur active de la machine et autre partie se trouve dans l'air entre le paquet de tôles et le flasque du moteur. Cette zone est appelée « *endspace* ». La Figure 3.53 montre le circuit thermique de l'arbre.

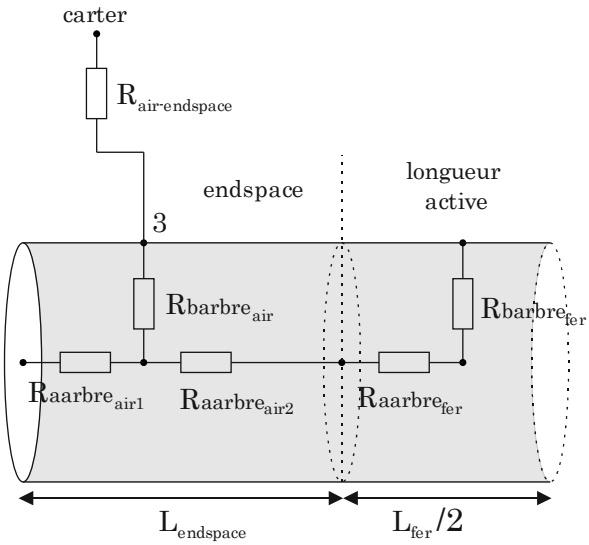


Figure 3.53 : Circuit équivalent de l'arbre du moteur

Les résistances sont données par :

$$\begin{cases} R_{barbre_{fer}} = \dfrac{1}{2\pi\lambda_{arbre} L_{fer}} \\ R_{aarbre_{fer}} = \dfrac{L_{fer}}{2\pi\lambda_{arbre} R_{arbre}^2} \\ R_{barbre_{air}} = \dfrac{1}{2\pi\lambda_{arbre}(2\, L_{endspace})} \\ R_{aarbre_{air1}} = R_{aarbre_{air2}} = \dfrac{2\, L_{endspace}}{2\, \pi\lambda_{arbre} R_{arbre}^2} \end{cases} \tag{3.110}$$

Où R_{arbre} et $L_{endspace}$ sont respectivement le rayon de l'arbre et la longueur de l'arbre dans la zone du « *endspace*». La résistance radiale de l'arbre dans le « *endspace* » est reliée à toutes

les résistances axiales du modèle thermique. Ce nœud, noté « 3 », est relié au carter via une résistance qui traduit la convection dans le « *endspace* » (Figure 3.53) :

$$R_{air-endspace} = \frac{1}{h_{conv-nat}\, 2\pi R_{ext} L_{endspace}} \tag{3.111}$$

Avec $h_{conv-nat}$ est le coefficient de convection naturelle égal à 10 W/m²/K.

3.5.8 Refroidissement

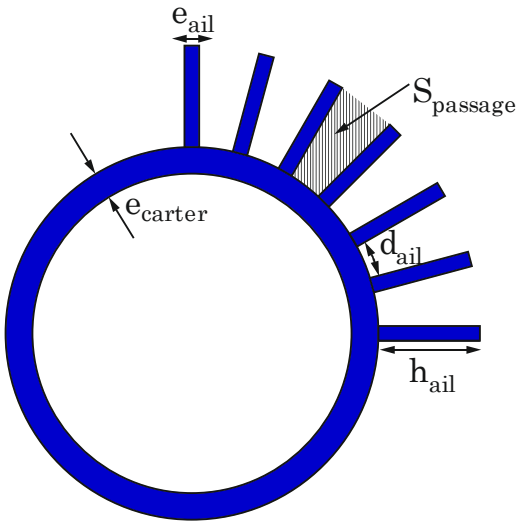


Figure 3.54 : Carter avec ailettes

Le moteur est refroidi à l'aide d'un ventilateur découplé de l'arbre du moteur et qui tourne à vitesse fixe. Il s'agit d'une ventilation forcée avec un débit d'air noté D_{air}. Ce ventilateur souffle l'air sur le carter cylindrique muni d'ailettes (Figure 3.54). Par conséquent on a un échange conductif entre la culasse du stator et le carter et un échange convectif entre le carter et l'air ambiant ayant une température T_{amb}.

Pour l'échange par conduction, on néglige la composante axiale et on suppose que le carter est un cylindre sans pertes. La résistance est donnée par :

$$R_{cond_{carter}} = R_{b_{carter}} + R_{c_{carter}} \tag{3.112}$$

Où $R_{bcarter}$ et $R_{ccarter}$ sont obtenues à partir de l'équation (3.98).

Pour l'échange par convection, on calcule le coefficient d'échange thermique h_{conv} en s'appuyant sur la méthode présentée par [Ber99].

On définit le périmètre hydraulique D_h du canal par :

$$D_h = \frac{4S_{passage}}{P} = \frac{4d_{ail}h_{ail}}{d_{ail} + 2h_{ail}} \tag{3.113}$$

Avec P le périmètre mouillé et $S_{passage}$ la section du canal que traverse l'air. d_{ail} est la distance entre deux ailettes et h_{ail} est la hauteur des ailettes.

On calcule le nombre de Prandtl Pr qui ne dépend que des propriétés du fluide. Pour l'air, il est pratiquement indépendant de la température. Il est donné par :

$$Pr = \frac{\mu C_p}{\lambda} = \frac{\nu}{a} \tag{3.114}$$

Avec μ la viscosité dynamique (Kg/m/s), C_p la capacité massique à pression constante (J/kg/K), λ la conductivité thermique (W/m/K), a la diffusivité thermique (m²/s) et ν la viscosité cinématique (m²/s).

Le nombre de Reynolds est calculé par :

$$Re = V\frac{\rho\, D_h}{\mu} = \frac{D_{air}}{S_{passage}}\frac{\rho\, D_h}{\mu} \tag{3.115}$$

Avec V la vitesse moyenne du fluide dans le canal (m/s) et ρ la masse volumique (Kg/m³). Dans notre cas, le fluide est en régime turbulent (Re > 2000), donc le nombre de Nusselt est calculé par les expressions proposées par [Ber99] où L_{ail} est la longueur des ailettes :

$$\begin{cases} Nu = 0.023\, Re^{0.8}\, Pr^{0.4} & \text{pour } \dfrac{L_{ail}}{D_h} \geq 60 \\ \\ Nu = 0.036\, Re^{0.8}\, Pr^{0.4} \left(\dfrac{D_h}{L_{ail}}\right)^{\frac{1}{18}} & \text{pour } \dfrac{L_{ail}}{D_h} < 60 \end{cases} \tag{3.116}$$

Ayant calculé le nombre de Nusselt, le coefficient d'échange thermique par convection est donné par :

$$h_{conv} = \frac{\lambda_{air}\, Nu}{D_h} \tag{3.117}$$

D'où la résistance par convection pour un refroidissement par air [Ber99] :

$$R_{conv_{air}} = \frac{1}{n_{ail}} \frac{1}{m_{ail}\, \lambda_{carter}\, S_{ail}\, tanh(m_{ail}\, h_{ail})}$$

avec

$$m_{ail} = \sqrt{\left(\frac{2h_{conv}}{e_{ail}\lambda_{carter}}\right)} \qquad \text{et} \qquad S_{ail} = e_{ail}\frac{L_{ail}}{2} \tag{3.118}$$

Où n_{ail}, e_{ail} et S_{ail} sont le nombre, l'épaisseur et la section des ailettes respectivement.

3.5.9 Formulation matricielle du circuit thermique

Le circuit thermique complet du moteur est donné sur la Figure 3.55. Il est formé de N_{noeuds} nœuds et $N_{branches}$ branches.

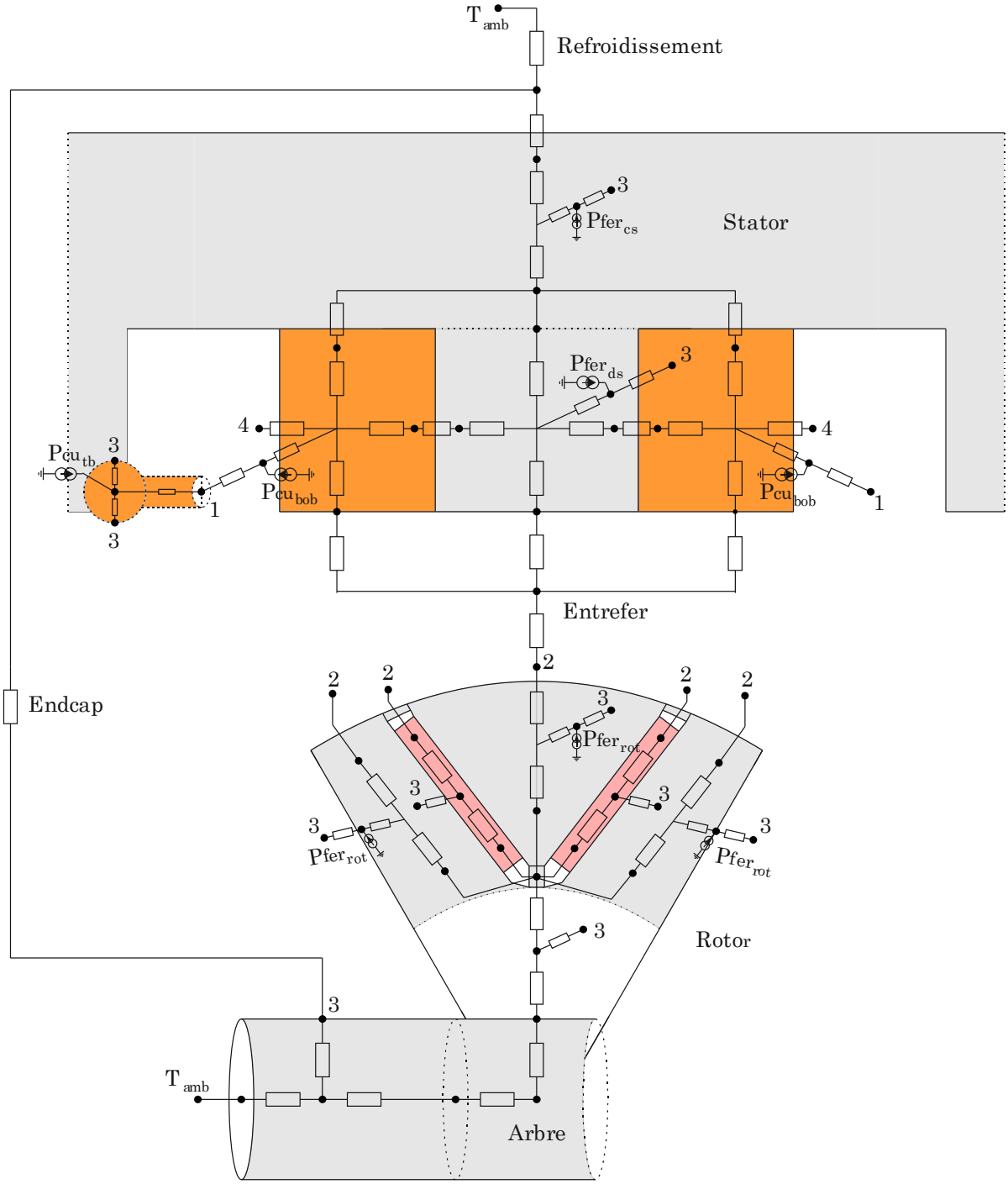


Figure 3.55 : Circuit thermique du moteur

L'analogie avec les circuits électriques permet de mettre en équation le modèle thermique en utilisant la loi des nœuds. On illustre les équations pour deux cas : le cas général pour un nœud quelconque et le cas pour un nœud relié à T_{amb}.

A) Cas général

La Figure 3.56 montre le cas d'un nœud quelconque ayant la température T_i relié à trois branches avec des températures notées T_1, T_2 et T_3. Les résistances des branches sont notées R_1, R_2 et R_3 et on injecte les pertes P au nœud considéré.

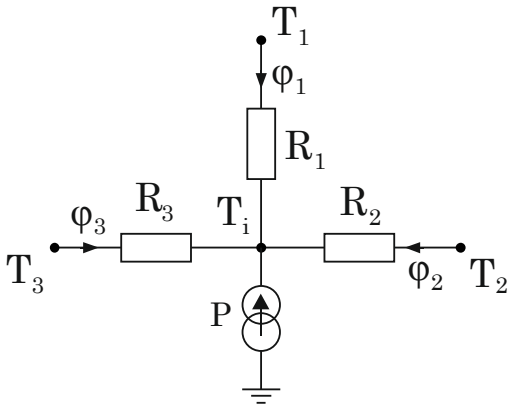


Figure 3.56 : Loi des nœuds – nœud quelconque

La loi des nœuds permet d'écrire :

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + P = 0$$

$$\frac{T_1 - T_i}{R_1} + \frac{T_2 - T_i}{R_2} + \frac{T_3 - T_i}{R_3} = -P \tag{3.119}$$

$$(G_1 + G_2 + G_3)T_i - G_1T_1 - G_2T_2 - G_3T_3 = P$$

Où φ est le flux thermique et G est la conductance (l'inverse de la résistance) de chaque branche.

B) Nœud relié à T_{amb}

La Figure 3.57 montre le cas d'un nœud relié à la température ambiante T_{amb} via une résistance R_{amb}.

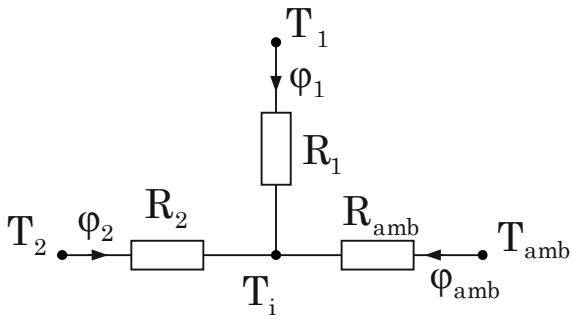


Figure 3.57 : Loi des nœuds – nœud relié à T_{amb}

La loi des nœuds conduit aux équations suivantes :

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_{amb} = 0$$

$$(G_1 + G_2 + G_{amb})T_i - G_1T_1 - G_2T_2 - G_{amb}T_{amb} = 0 \tag{3.120}$$

$$(G_1 + G_2 + G_{amb})T_i - G_1T_1 - G_2T_2 = G_{amb}T_{amb}$$

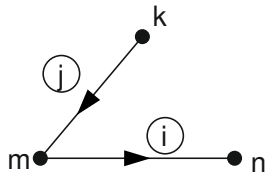
Donc, le nœud relié à la température ambiante sera considéré comme un nœud quelconque auquel on injecte une puissance égale à $G_{amb}T_{amb}$. De plus, on rajoute la conductance G_{amb} aux conductances des autres branches reliées au nœud considéré.

Lorsqu'on applique la loi de nœuds au circuit, les équations (3.119) et (3.120) permettent d'écrire un système linéaire donné par :

$$[\boldsymbol{A}]^T[\boldsymbol{G}][\boldsymbol{A}]\ [\boldsymbol{T}] = [\boldsymbol{P}] \tag{3.121}$$

Où [A] est la matrice d'incidence qui décrit le sens du flux thermique dans une branche (idem entre deux nœuds), [G] est une matrice diagonale qui contient les conductances de chaque branche en rajoutant les conductances des branche reliés à T_{amb}, [P] est un vecteur qui contient les pertes injectées à chaque nœud y compris les termes $G_{amb}T_{amb}$ pour les nœuds reliés à T_{amb}, [T] est le vecteur des inconnues qui représentent la température de chaque nœud.

La matrice d'incidence [A] est créée en respectant la convention de signe de la Figure 3.58.



$$\text{branches}\quad \begin{array}{c} \\ \\ i \\ j \\ \\ \\ \end{array} \underbrace{\begin{array}{c} \text{nœuds} \\ \begin{array}{ccccccc} & & m & n & k & & \\ \end{array} \\ \begin{bmatrix} & \cdots & & & & \cdots & \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & +1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \cdots & -1 & 0 & +1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ & \cdots & & & & \cdots & \end{bmatrix} \end{array}}_{A}$$

Figure 3.58 : Convention de signe pour la matrice d'incidence [A]

Les dimensions des différents vecteurs et matrices sont les suivantes :

$$\begin{aligned} [\boldsymbol{A}]&: (N_{branches} \times N_{noeuds}) \\ [\boldsymbol{G}]&: (N_{branches} \times N_{branches}) \\ [\boldsymbol{T}]&: (N_{noeuds} \times 1) \\ [\boldsymbol{P}]&: (N_{noeuds} \times 1) \end{aligned} \tag{3.122}$$

La résolution du système linéaire donné par l'équation (3.121), conduit aux températures des nœuds parmi lesquelles les températures du cuivre et de l'aimant sont celles qui nous intéressent le plus.

3.5.10 Comparaison avec le logiciel MotorCad®

Dans le but de valider le modèle thermique développé, on compare les échauffements obtenus par le circuit thermique avec ceux obtenus par le logiciel MotorCad®. En effet, ce logiciel est dédié à l'analyse thermique des moteurs électriques en utilisant des circuits thermiques équivalents. Le moteur modélisé est le moteur M_2 dont les caractéristiques sont données dans le Tableau 3.1. Une vue en 3D du moteur est donné sur la Figure 3.59. Le modèle thermique est comparé à MotorCad® pour deux jeux de pertes :

- cas1 : P_{fer_rotor} = 50 W, P_{fer_stator} = 350 W, P_{Cu} = 800 W ;
- cas2 : P_{fer_rotor} = 60 W, P_{fer_stator} = 130 W, P_{Cu} = 800 W.

Les résultats des simulations sont donnés dans le Tableau 3.8 et le Tableau 3.9.

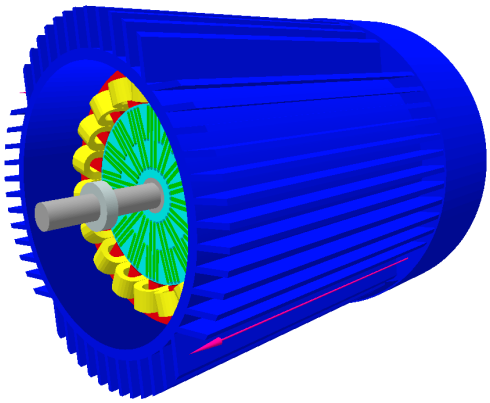


Figure 3.59 : Vue 3D du moteur modélisé avec MotorCad®

Tableau 3.8 : Comparaison modèle thermique et Motorcad® avec P_{fer_rotor} = 50 W, P_{fer_stator} = 350 W, P_{Cu} = 800 W

	Modèle thermique (°C)	MotorCad® (°C)	Écart (%)
Têtes de bobines	86,12	83,52	3,11
Bobinage actif	79,79	76,97	3,66
Aimants	74,54	72,4	2,96

Tableau 3.9 : Comparaison modèle thermique et Motorcad® avec P_{fer_rotor} = 60 W, P_{fer_stator} = 130 W, P_{Cu} = 800 W

	Modèle thermique (°C)	MotorCad® (°C)	Écart (%)
Têtes de bobines	80,77	77,57	4,12
Bobinage actif	74,05	71,07	4,19
Aimants	71,33	69	3,38

L'écart entre le modèle thermique et le modèle de MotorCad® est inférieur à 5%. Ce résultat permet de valider le modèle thermique et montre qu'il est capable de prédire la température du moteur avec une bonne précision.

3.6 Modèle mécanique

Le moteur à aimants intérieurs présente des ponts radiaux et tangentiels au rotor (Figure 3.60). Généralement, les ponts sont les points les plus critiques de la structure ferromagnétique et subissent les principales contraintes mécaniques. Par suite, un modèle mécanique est mis en place afin d'évaluer les facteurs de sécurité pour deux contraintes principales: l'éclatement et la fatigue.

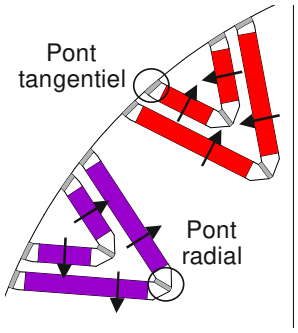


Figure 3.60 : Ponts radiaux et tangentiels au rotor

3.6.1 Hypothèses de modélisation

Le modèle mécanique se base sur des calculs analytiques décrits dans [Koe12] et s'appuie sur les hypothèses suivantes :

- les ponts sont modélisés par des raideurs (ressorts) ;
- la structure portée par les ponts est supposée rigide donc non déformable (zone verte sur la Figure 3.61) ;
- les ponts transmettent uniquement les efforts de traction. Leur flexion est donc négligée ;
- on considère la force centrifuge $\overrightarrow{F_G}$ appliquée au centre de gravité du secteur modélisé.

Dans la suite on traite le cas d'un secteur délimité par un pont radial et deux ponts tangentiels montrés sur la Figure 3.61.

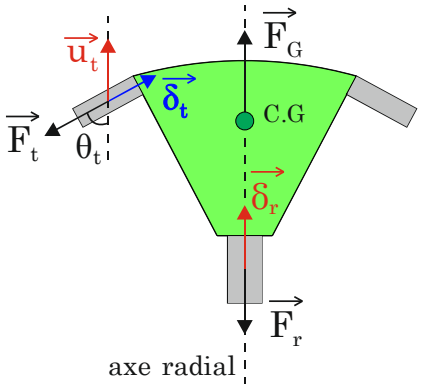


Figure 3.61 : Forces exercées sur un secteur

On note $\overrightarrow{F_t}$ et $\overrightarrow{F_r}$ les forces appliquées sur les ponts tangentiel et radial respectivement. L'angle θ_t est l'angle entre le vecteur $\overrightarrow{F_t}$ et l'axe radial. δ_t et δ_r sont les déplacements des ressorts pour les ponts tangentiel et radial respectivement suivant l'axe des forces. u_t est le déplacement du pont tangentiel suivant l'axe radial.

3.6.2 Contraintes nominales

La structure supportée par les ponts est supposée rigide. Ainsi, les déplacements dans le sens de la force centrifuge appliquée suivant l'axe radial, sont égaux :

$$\delta_r = u_t \tag{3.123}$$

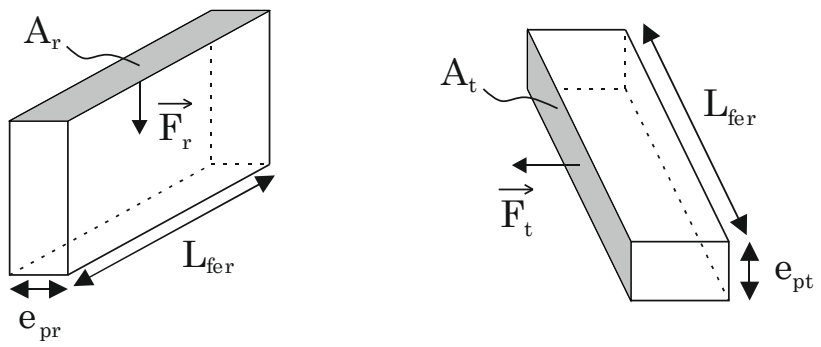
La projection de u_t suivant l'axe du pont tangentiel permet d'écrire :

$$\delta_r = \frac{\delta_t}{cos(\theta_t)} \tag{3.124}$$

Les ponts étant assimilés à des ressorts, la loi de Hooke donne :

$$\begin{cases} F_t = k_t\,\delta_t & \text{avec} \quad k_t = E_{fer}\dfrac{e_{pt}\,L_{fer}}{l_{pt}} \\ F_r = k_r\delta_r & \text{avec} \quad k_r = E_{fer}\dfrac{e_{pr}\,L_{fer}}{l_{pr}} \end{cases} \tag{3.125}$$

Avec E_{fer} le module d'élasticité du matériau ferromagnétique et L_{fer} la longueur de fer de la machine. k_t et k_r sont respectivement les raideurs des ressorts équivalents aux ponts tangentiel et radial. e_{pt}, l_{pt}, e_{pr} et l_{pr} sont les épaisseurs et les longueurs des ponts tangentiel et radial respectivement (Figure 3.62).



(a) Pont radial (b) Pont tangentiel

Figure 3.62 : Dimensions géométriques des ponts radial et tangentiel

L'équation d'équilibre des forces suivant l'axe radial est donnée par :

$$-F_r - 2F_t\,cos(\theta_t) + F_G = 0 \tag{3.126}$$

La force centrifuge est calculée par :

$$F_G = m_{structure}\,R_G\,\omega^2 \tag{3.127}$$

Où $m_{structure}$ et R_G sont respectivement la masse totale et le rayon du centre de gravité de la structure portée par les ponts considérés. ω est la vitesse de rotation en rad/s.

En remplaçant les équations (3.124) et (3.125) dans l'équation (3.126) on obtient les expressions des forces tangentielle et radiale :

$$\begin{cases} F_t = F_G\dfrac{\cos(\theta_t)}{2\cos^2(\theta_t) + \left(\dfrac{k_r}{k_t}\right)} \\ F_r = F_G\dfrac{1}{1 + 2\left(\dfrac{k_t}{k_r}\right)\cos^2(\theta_t)} \end{cases} \tag{3.128}$$

Les contraintes nominales de traction sont alors définies par :

$$\begin{cases} \sigma_{nom_t} = \dfrac{F_t}{A_t} = \dfrac{F_G}{e_{pt}\, L_{fer}} \dfrac{\cos(\theta_t)}{2\cos^2(\theta_t) + \left(\dfrac{k_r}{k_t}\right)} \\ \sigma_{nom_r} = \dfrac{F_r}{A_r} = \dfrac{F_G}{e_{pr}\, L_{fer}} \dfrac{1}{1 + 2\left(\dfrac{k_t}{k_r}\right)\cos^2(\theta_t)} \end{cases} \tag{3.129}$$

Avec A_t et A_r les surfaces sur lesquelles sont appliquées les forces $\overrightarrow{F_t}$ et $\overrightarrow{F_r}$ respectivement. On note que les contraintes nominales ne dépendent pas des valeurs des raideurs des ponts mais de leur rapport.

3.6.3 Contraintes en fatigue

Afin d'évaluer la résistance de la structure dans le cas de sollicitations en fatigue, on ne se contente pas de la contrainte nominale. En effet, certaines zones géométriques présentent des pics de contraintes locales qui peuvent conduire à la rupture du matériau. Dans les moteurs, c'est typiquement le cas au raccordement des ponts (Figure 3.63).

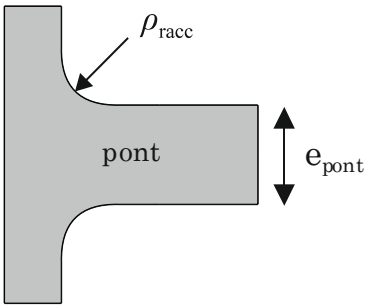


Figure 3.63 : Pont rotorique

Pour évaluer les contraintes en fatigue, on multiplie les contraintes nominales par un coefficient de concentration de contraintes k_t. Ce coefficient peut être calculé par l'équation (3.130) dans le cas des ponts rotoriques [Koe12].

$$k_t = 1 + \frac{1}{\sqrt{B\left[\dfrac{1 + \dfrac{e_{pont}}{2\,\rho_{racc}}}{\left(\dfrac{e_{pont}}{2\,\rho_{racc}}\right)^{\frac{3}{2}}}\right]^m}} \qquad \text{avec} \quad B = 1.1 \; et \; m = 2.2 \tag{3.130}$$

Ainsi, les contraintes maximales en fatigue sont calculées à partir des contraintes nominales :

$$\begin{cases} \sigma_{max_t} = \sigma_{nom_t} \times k_t \\ \sigma_{max_r} = \sigma_{nom_r} \times k_t \end{cases} \tag{3.131}$$

3.6.4 Facteurs de sécurité

On compare les contraintes nominales de traction et les contraintes en fatigue avec les limites admissibles par le matériau. Les facteurs de sécurité pour l'éclatement et la fatigue sont respectivement donnés par les rapports S_E et S_F.

$$\begin{cases} S_E = \dfrac{R_e}{\sigma_{nom}} \\ S_F = \dfrac{\sigma_D}{\sigma_{max}} \end{cases} \tag{3.132}$$

Où R_e est la limite élastique du matériau et σ_D est la contrainte admissible en fatigue. Elles sont données par le constructeur de tôles magnétiques et exprimées en MPa. Ces facteurs de sécurité sont calculés pour les ponts tangentiels et radiaux.

Le choix d'un facteur de sécurité est généralement difficile à faire, car on doit prendre en compte les imperfections du modèle et l'incertitude sur les sollicitations réelles. La pratique courante en ingénierie mécanique permet de considérer une valeur supérieure à 1,5 [Koe13].

$$\begin{cases} S_{E_i} > 1.5 \\ S_{F_i} > 1.5 \end{cases} \tag{3.133}$$

3.6.5 Calculs pour une structure tournant à basse vitesse

La structure modélisée est à multi-barrières. Le modèle de base présenté aux paragraphes précédents est appliqué à chacun des secteurs délimités par une barrière. Dans le cas de deux barrières on a deux secteurs : secteur 1 et secteur 2 (Figure 3.64 : Modèle mécanique pour un rotor à deux barrières).

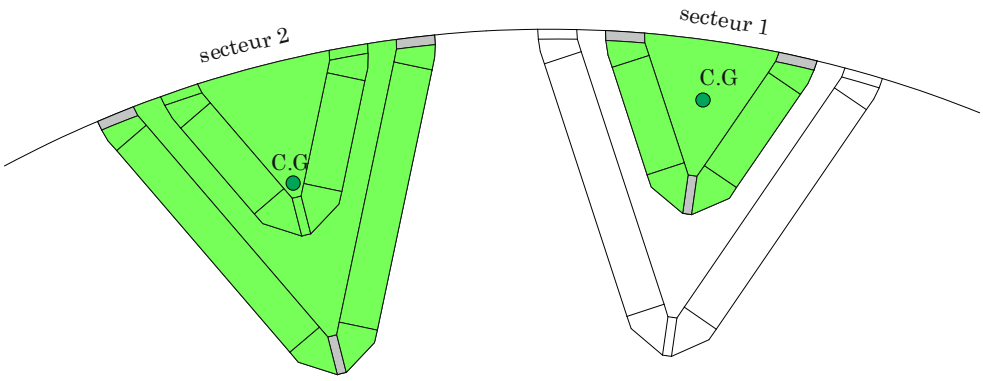


Figure 3.64 : Modèle mécanique pour un rotor à deux barrières

L'application visée tourne à basse vitesse (500 rpm). On applique le modèle mécanique sur le moteur de référence M_2 (Tableau 3.1) pour évaluer les efforts subis par la structure. Les calculs conduisent à des facteurs de sécurité très élevés et supérieurs à 150. Ceci montre que la structure tournant à basse vitesse ne subit pas des contraintes mécaniques importantes. Donc, elle ne risque aucune rupture mécanique liée à la traction ou à la fatigue.

Suite à ces résultats, nous avons décidé de ne pas inclure le calcul des facteurs de sécurité dans le couplage du modèle multi-physique.

3.7 Modèle technico-économique

Le modèle technico-économique vise à calculer le coût des matières premières de la machine étudiée. Il s'agit du cuivre, du fer et des aimants permanents.

La tôle de laquelle est découpé le stator est de forme carrée. Ainsi, on considère que la surface utilisée est un carré circonscrit au cercle de diamètre extérieur du stator. Le coût du fer est calculé par :

$$coût_{fer} = prix_{fer} \times m_{fer} = prix_{fer} \times (D_{ext}^2\, L_{fer}\,) \times Mv_{fer} \tag{3.134}$$

Avec $prix_{fer}$ est le prix massique de la tôle et Mv_{fer} est la masse volumique de la tôle.

Le cuivre concerne le bobinage. Son prix est donné par :

$$coût_{Cu} = prix_{Cu} \times m_{Cu} = prix_{Cu} \times \left(K_{rempl}\, S_{bob}\, (l_{tb} + l_{act})N_d\right) \times Mv_{Cu} \tag{3.135}$$

Avec $prix_{Cu}$ est le prix massique du cuivre et Mv_{Cu} est la masse volumique du cuivre.

Le coût des aimants en ferrite est calculé par :

$$coût_{aimants} = prix_{aimants} \times m_{aimants} = prix_{aimants} \times \left(\sum \left(e_{ap}\, l_{ap}\right)\, L_{fer}\right) \times Mv_{aimants} \tag{3.136}$$

Avec $prix_{aimants}$ est le prix massique des aimants et $Mv_{aimants}$ est la masse volumique des aimants.

Finalement, le coût total de la machine en termes de matières premières se calcule par :

$$coût_{total} = coût_{fer} + coût_{Cu} + coût_{aimants} \tag{3.137}$$

3.8 Couplage des modèles

Dans les paragraphes précédents on a présenté les différents modèles analytiques qui concernent les aspects magnétiques, électriques, énergétiques, thermiques, mécaniques et économiques de la machine. On s'intéresse maintenant au couplage multi-physique réalisé selon le schéma de la Figure 3.65.

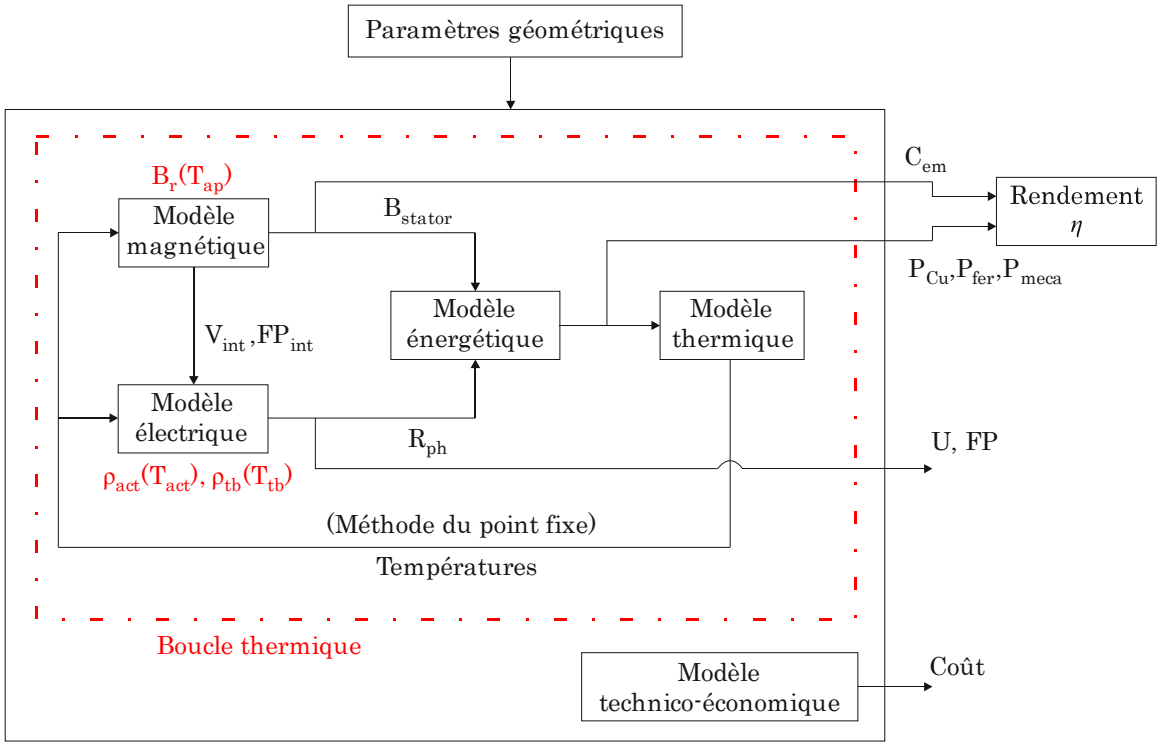


Figure 3.65 : Couplage multi-physique des modèles

Les différents modèles analytiques sont couplés via leurs entrées et leurs sorties. Les dimensions géométriques sont les principales entrées du modèle couplé. Le modèle magnétique délivre le couple moyen électromagnétique (C_{em}) et fournit au modèle électrique le facteur de puissance et la tension internes. Le modèle électrique calcule le facteur de puissance et la tension aux bornes du moteur ainsi que la résistance du bobinage. Le modèle énergétique utilise l'induction dans le stator donnée par le modèle magnétique et la résistance de phase pour calculer les pertes fer et les pertes par effet Joule du moteur. Les pertes sont utilisées comme entrées du modèle thermique qui donne la température à travers la structure.

Les températures des aimants (T_{ap}) et du bobinage (T_{act}, T_{tb}) sont des paramètres importants qui affectent les performances du moteur. En effet, l'induction rémanente varie en fonction de la température selon l'équation suivante :

$$B_r(T_{ap}) = B_r(T_{ref})(1 + \alpha_{B_r}(T_{ap} - T_{ref})) \tag{3.138}$$

Où T_{ref} est une température de référence et α_{B_r} est le coefficient de température pour l'induction rémanente.

La résistivité du cuivre varie également en fonction de la température. On distingue la résistivité du bobinage actif (ρ_{act}) de celle des têtes de bobines (ρ_{tb}) :

$$\rho_{act}(T_{act}) = \rho_{Cu}(T_{ref})(1 + \alpha_{Cu}(T_{act} - T_{ref})) \tag{3.139}$$

$$\rho_{tb}(T_{tb}) = \rho_{Cu}(T_{ref})(1 + \alpha_{Cu}(T_{tb} - T_{ref})) \tag{3.140}$$

Où α_{Cu} est le coefficient de température du cuivre.

Les températures calculées par le modèle thermique sont utilisées pour mettre à jour les propriétés des matériaux. Ainsi, elles sont utilisées comme entrées des modèles magnétique et électrique. Ceci donne lieu à une boucle thermique représentée par un rectangle rouge sur la Figure 3.65.

La stabilité thermique est obtenue en utilisant la méthode du point fixe [Jan10]. L'organigramme de résolution de la boucle thermique est donné sur la Figure 3.66.

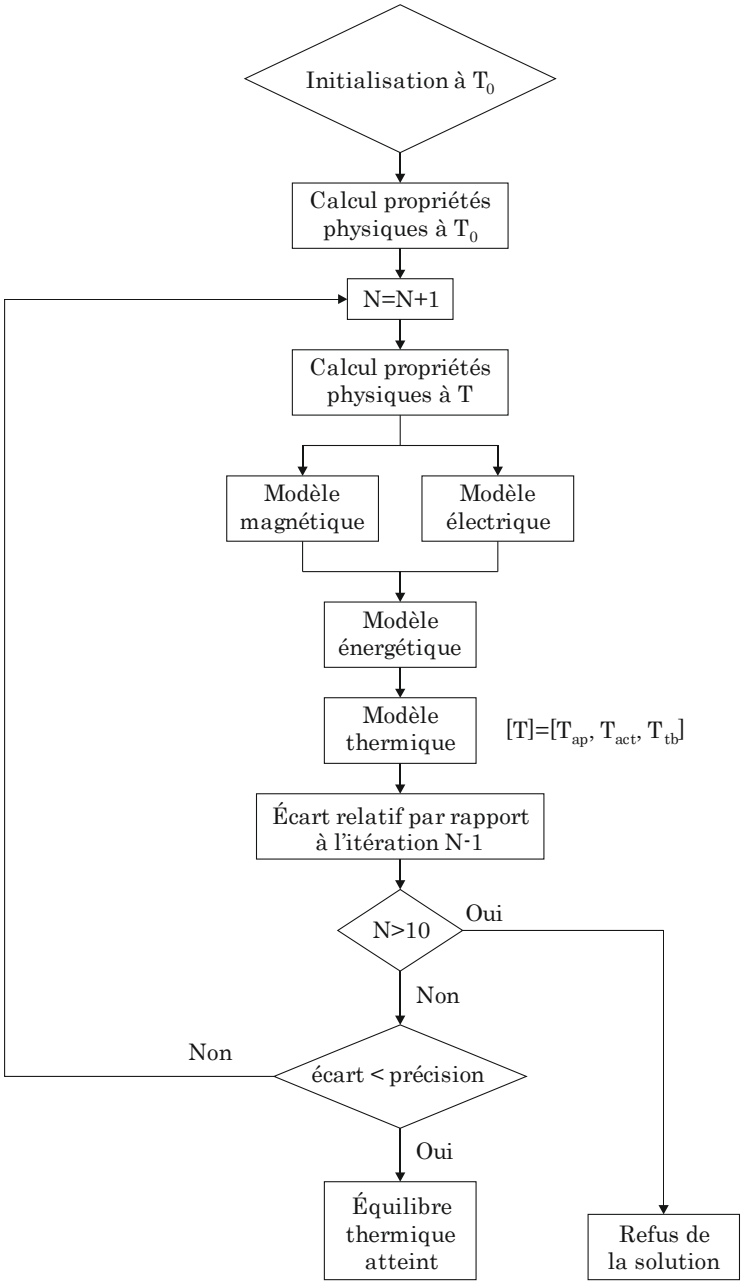


Figure 3.66 : L'organigramme de résolution de la boucle thermique [Jan10]

Une fois la stabilité thermique obtenue, le modèle fournit les sorties suivantes : le couple moyen électromagnétique (C_{em}), les pertes fer (P_{fer}), les pertes par effet Joule (P_{Cu}), les pertes mécaniques (P_{meca}), la tension (U), le facteur de puissance (FP), le coût ($Côut$) et le rendement de la machine (η).

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé et détaillé la modélisation analytique multi-physique de la machine radiale 18/16 à bobinage concentré sur dents et aimants en multi-V.

Le modèle magnétique a permis de calculer l'induction à travers les différentes parties du moteur. Nous avons proposé un modèle pour le bobinage concentré sur dents et nous avons inclus le flux de fuites tangentielles dans le calcul du flux capté par les bobines. De plus, la saturation locale dans les zones proches des ponts tangentiels est modélisée avec la prise en compte de la saturation des pièces polaires. Ce modèle fournit le couple moyen électromagnétique, la tension interne, le facteur de puissance interne ainsi que la variation de l'induction dans les dents et dans la culasse du stator.

Dans le modèle électrique, nous avons proposé un circuit équivalent dans lequel les pertes fer ont été prises en compte par une résistance en parallèle. Ce circuit permet de calculer les grandeurs aux bornes du moteur. Les pertes mécaniques, les pertes par effet Joule et les pertes fer ont été évaluées à l'aide du modèle énergétique. Nous avons utilisé les formes d'onde de l'induction pour calculer les pertes fer statoriques. Les pertes fer au rotor ont été prises en compte à l'aide des simulations par éléments finis. De plus, nous avons développé un circuit thermique nodal pour le calcul de la température à travers toute la structure. Des résistances thermiques pour la modélisation des têtes de bobines ont été proposées. Les sorties du modèle énergétique ont été utilisées comme sources de chaleur dans le modèle thermique. La tenue mécanique de la structure a été vérifiée par le modèle mécanique proposé. Dans ce dernier, nous avons calculé les facteurs de sécurité pour les contraintes d'éclatement et de fatigue. Finalement, un modèle technico-économique a été mis en place pour évaluer le coût de la machine en termes de matières premières.

L'approche analytique multi-physique nous a permis d'apprécier l'influence mutuelle des différents aspects de la physique d'un moteur électrique. En particulier, la température nous a permis de coupler les différents modèles en influant à la fois sur les propriétés magnétiques des aimants et sur la résistivité du cuivre. Ainsi, une boucle thermique a été identifiée et résolue dans le but d'atteindre la stabilité thermique de la machine. Les modèles développés ont été validés par comparaison avec les simulations numériques. Ils ont montré la capacité de prédire les performances du moteur avec une très bonne précision tout en réduisant le temps de calcul. En effet, le modèle magnétique est 5 fois plus rapide que les simulations par éléments finis. On note que la résolution des autres modèles est quasi immédiate. La boucle thermique nécessite en moyenne 5 itérations dans lesquelles le modèle magnétique est appelé plusieurs fois. Le temps de calcul du modèle multi-physique pour une géométrie est d'environ 1 minute avec le modèle analytique au lieu de 5 minutes avec les éléments finis.

La modélisation analytique multi-physique a été réalisée dans le but de concevoir une machine répondant à un certain cahier des charges industriel. La précision et la rapidité du modèle développé rendent son utilisation adéquate pour une approche de conception par optimisation. Ainsi, la mise en place d'une optimisation multi-physique et la validation expérimentale feront l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 4

Optimisation multi-objectifs et validation expérimentale de la machine à flux radial

Sommaire Chapitre 4

Optimisation multi-objectifs et validation expérimentale de la machine à flux radial 159

4.1 Introduction 161

4.2 Principes généraux de l'optimisation 161

4.2.1 Notions de base de l'optimisation 161

4.2.2 Algorithmes d'optimisation 163

4.3 Formulation du problème d'optimisation 164

4.3.1 Fonctions objectifs 164

4.3.2 Variables d'optimisation 165

4.3.3 Contraintes 166

4.4 Méthode d'optimisation adoptée 167

4.4.1 Principe général de l'algorithme NSGA-II 167

4.4.2 Processus itératif 168

4.4.3 Gestion des contraintes 169

4.5 Première optimisation: définition du prototype 169

4.5.1 Analyse des résultats 169

4.5.2 Définition du prototype 172

4.6 Validation expérimentale du modèle multi-physique 173

4.6.1 Description du prototype 173

4.6.2 Description du banc expérimental 175

4.6.3 Résultats des essais expérimentaux 177

4.7 Optimisations avec diamètre extérieur fixe et variable 185

4.8 Évaluation des gains technico-économiques 188

4.9 Conclusion 189

4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'optimisation de la machine 18/16 à flux radial dans le but de satisfaire des performances fixées par le cahier des charges industriel. Ainsi, l'approche utilisée s'inscrit dans une démarche de conception par optimisation basée sur la modélisation analytique multi-physique développée au chapitre précédent.

Dans un premier temps nous présenterons les notions de base d'un problème d'optimisation et les deux familles d'algorithmes : déterministes et stochastiques. Dans un second temps, nous détaillerons la formulation de notre problème d'optimisation. Il s'agit d'un problème à deux fonctions objectifs contradictoires avec des contraintes liées à notre application. Ensuite, la méthode d'optimisation utilisée dans le cadre de notre travail sera décrite. Le choix de l'algorithme employé sera justifié par la nature multi-objectifs du problème et la nécessité de représenter les solutions suivant un front de Pareto.

Après avoir exposé la méthode de résolution, nous effectuerons une première optimisation de la machine. Les résultats seront analysés et un prototype sera défini. Des essais expérimentaux seront conduits pour valider le modèle analytique multi-physique. La validation expérimentale concernera le couple moyen, la tension, le facteur de puissance, la température du bobinage, les résistances et la forces électromotrice.

Une fois le modèle multi-physique validé, on mettra en place deux optimisations : la première à diamètre extérieur fixe et la deuxième à diamètre extérieur variable. Ces optimisations prendront en compte les ajustements du modèle analytique suite aux essais. Certains coefficients du modèle thermique seront modifiés afin de prendre en compte la surface réduite des ailettes et le débit d'air effectif qui refroidit le carter. Les résultats des deux optimisations seront analysés et commentés.

Enfin, la machine optimisée sera comparée à deux machines industrielles existantes afin d'évaluer les gains technico-économiques liés à la structure de la machine 18/16.

4.2 Principes généraux de l'optimisation

4.2.1 Notions de base de l'optimisation

Par définition, une optimisation consiste en une minimisation ou une maximisation d'une ou de plusieurs fonctions objectifs avec ou sans contraintes. D'un point de vue mathématique, un problème d'optimisation se formule de la façon suivante :

$$\begin{aligned} &\underbrace{min}_{X \in \mathbb{R}^n} F(X) \quad \text{Problème sans contraintes} \\ &\qquad\qquad \text{ou bien} \\ &\underbrace{min}_{X \in C} F(X) \quad \text{Problème avec contraintes} \end{aligned} \tag{4.1}$$

F est une fonction composée de p objectifs et définie par :

$$\begin{gathered} F: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n \\ F(X) = [f_1(X) \dots f_p(X)] \end{gathered} \tag{4.2}$$

Le vecteur $X = [x_k]$ $(k = 1, \dots, n)$ de dimension n représente les variables d'optimisation. Chaque variable x_k est bornée entre deux valeurs x_k^{min} et x_k^{max}qui viennent limiter l'espace alloué à la recherche de l'optimum.

C est l'ensemble des contraintes qui limitent les résultats à un certain espace de recherche. Ces contraintes peuvent être de type inégalités ou égalités :

$$C = \{X \in \mathbb{R}^n \text{ tels que : } \forall j \in \{1, 2, \dots, J\}, \varphi_j(X) \leq 0\} \qquad \text{contraintes d'inégalités}$$

et/où

$$C = \{X \in \mathbb{R}^n \text{ tels que : } \forall j \in \{1, 2, \dots, J\}, \varphi_j(X) = 0\} \qquad \text{contraintes d'égalités} \tag{4.3}$$

avec

$$\varphi: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n \text{ (fonction formée de } J \text{ contraintes)}$$

On note que maximiser F est équivalent à minimiser $-F$. Donc, tout problème d'optimisation peut être traduit en un problème de minimisation.

Une optimisation est dite mono-objectif si elle consiste en une minimisation d'une fonction objectif unique ($p = 1$). Pour une optimisation multi-objectifs ($p \neq 1$), il s'agit d'optimiser simultanément plusieurs objectifs. Généralement, lors de conception de machines électriques, il est courant de définir une optimisation dans le but de maximiser les performances et de minimiser le coût, le volume ou la masse. Ces objectifs étant contradictoires, les solutions sont souvent exprimées sur un front appelé front de Pareto.

Le principe de l'optimum de Pareto se base sur la notion de dominance. On dit qu'une solution X domine une autre solution Y si pour tout objectif i, on a $f_i(X) \leq f_i(Y)$ avec au moins une inégalité stricte. L'ensemble des solutions optimales sont représentées sur un front qui correspond aux vecteurs non dominés.

La Figure 4.1 illustre un exemple qui consiste à minimiser les fonctions f_1 et f_2. La solution A ne domine pas B, la solution B ne domine pas A mais les deux solutions A et B dominent C. Ainsi, une solution appartient au front de Pareto si l'amélioration d'un des objectifs entraîne la dégradation d'au moins un seul des autres objectifs.

Les résultats du front de Pareto ne donnent pas une solution unique pour le problème d'optimisation. Le choix final reste à la charge du concepteur.

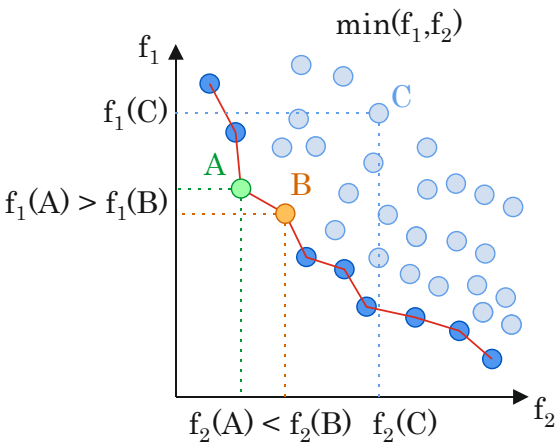


Figure 4.1 : Illustration du front de Pareto

4.2.2 Algorithmes d'optimisation

Une fois le problème d'optimisation écrit sous forme mathématique, on s'intéresse aux méthodes de résolution. Ces méthodes se classent en deux catégories principales : Les algorithmes déterministes et les algorithmes stochastiques [Dag13, Lap10, Pri15].

4.2.2.1 Algorithmes déterministes

Les algorithmes déterministes, comme leur nom l'indique, parcourent d'une façon bien déterminée l'espace des solutions. Ainsi, pour un même problème et même point de départ, ils convergent toujours vers le même optimum. Cette famille d'algorithmes peut être divisée en plusieurs sous-familles.

A) Les méthodes heuristiques

Ces méthodes, dites directes, se basent uniquement sur les valeurs de la fonction objectif sans la nécessité de calculer des dérivées partielles. Elles consistent à explorer l'espace des solutions par essais successifs en recherchant dans les directions les plus favorables [Mak06]. Parmi les stratégies les plus connues on peut citer les méthodes de Hooke and Jeeves [Hoo61], le simplexe de Nelder et Mead [Nel65], la stratégie de Rosenbrock [Ros60]. Ces méthodes peuvent devenir moins robustes lorsque le nombre de paramètres est mportant [Haj03].

B) Les méthodes mathématiques

À l'inverse des méthodes heuristiques, les méthodes mathématiques sont dites indirectes. Pour déterminer l'optimum, ces méthodes se basent sur la connaissance d'une direction de recherche donnée par les dérivées partielles de la fonction objectif. Ces méthodes sont aussi connues sous le nom de méthodes du gradient. Elles comportent la méthode de la plus grande pente, la méthode de Newton, la méthode du gradient conjugué, les méthodes quasi-Newton etc. [Bro65, Fle87, Pow64]. L'inconvénient majeur de ces méthodes indirectes reste la nécessité de calculer les dérivées partielles. Cette opération n'est toujours pas évidente surtout si la fonction objectif ne présente pas d'expression analytique simple. Dans ce cas, les dérivées sont approximées par les différences finies mais peuvent devenir fortement coûteuses en temps de calcul.

Les méthodes déterministes convergent rapidement mais sont fortement sensibles aux conditions initiales. En effet, le choix d'un point de départ éloigné de la solution globale peut conduire à une convergence vers un optimum local.

4.2.2.2 Algorithmes stochastiques

Les méthodes stochastiques sont connues aussi sous le nom de méthodes métaheuristiques dont le principe est basé sur des mécanismes de transition probabilistes et aléatoires. Ainsi, pour un même problème et une même configuration de départ, plusieurs exécutions successives de ces méthodes peuvent conduire à des résultats intermédiaires différents avant la convergence. Ces algorithmes ont tendance à explorer tout l'espace des solutions et donc de ne pas se laisser piéger par un optimum local. Contrairement à la plupart des algorithmes déterministes, ils ne nécessitent ni le choix d'un point de départ, ni la connaissance de la dérivée de la fonction objectif. Cependant, la convergence de ce type d'algorithmes est généralement lente. Ces méthodes nécessitent un grand nombre d'évaluations pour atteindre la solution optimale [Cai15].

Les méthodes stochastiques peuvent être classées en deux catégories. On peut distinguer celles qui travaillent avec une population de solutions et celles qui travaillent avec une trajectoire.

A) Méthodes de trajectoire

Elles construisent une trajectoire dans l'espace des solutions en tentant de se diriger vers des solutions optimales. Les exemples les plus connus de ces méthodes sont : la recherche taboue et le recuit simulé. Ce dernier est basé sur une technique utilisée dans la métallurgie qui, pour obtenir un alliage sans défaut, alterne les cycles de réchauffage (recuit) et de refroidissement lent des métaux. Par analogie avec le phénomène thermodynamique, la fonction à minimiser deviendra l'énergie interne du matériau. Cette approche a été proposée par [Aar89].

B) Méthodes avec une population

Parmi les exemples les plus connus des méthodes qui se basent sur l'évaluation d'une population, on cite les algorithmes génétiques, l'optimisation par essaim de particules et les algorithmes de colonies de fourmis. L'algorithme génétique est l'un des algorithmes évolutionnaires les plus rencontrés en optimisation de systèmes électromagnétiques. Il repose sur l'analogie avec la théorie de l'évolution naturelle de Darwin selon laquelle, les individus les mieux adaptés à leur environnement survivent et peuvent se reproduire pour donner des enfants encore mieux adaptés de génération en génération. Ces algorithmes ont été introduits par [Hol75]. Ils utilisent trois opérations génétiques : la sélection, le croisement et la mutation.

4.3 Formulation du problème d'optimisation

Dans ce paragraphe, nous transformons le problème de conception de machine électrique en un problème d'optimisation sous contraintes. Par la suite, nous définissons les fonctions objectifs, les variables d'optimisation, les contraintes géométriques ainsi que les contraintes imposées par le cahier des charges.

4.3.1 Fonctions objectifs

Les sorties du modèle multi-physique couplé présenté au Chapitre 3, sont utilisées pour définir les objectifs visés par l'optimisation. Dans notre application, le but est de maximiser le rendement et de minimiser le coût de la machine.

La Figure 4.2 trace le bilan des puissances de la machine. En entrée on a la puissance absorbée (P_{abs}). La soustraction des pertes par effet Joule (P_{Cu}) et des pertes fer (P_{fer}) conduit à la puissance électromagnétique (P_{em}). La puissance fournie à la charge est la puissance utile (P_u) obtenue après soustraction des pertes mécaniques (P_{mec}).

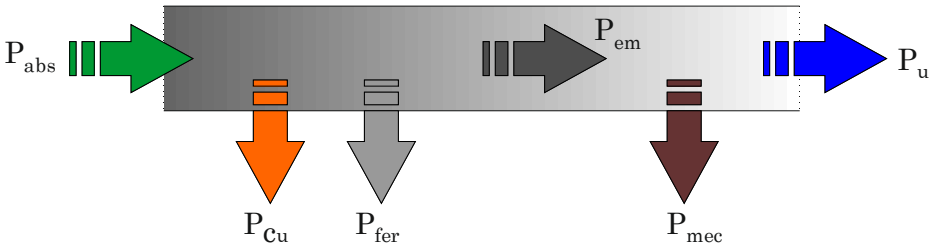


Figure 4.2 : Bilan des puissances

Donc, le rendement s'exprime par :

$$\eta(X) = \frac{P_u}{P_{abs}} = \frac{P_u}{P_u + pertes} = \frac{C_{em}\Omega - P_{meca}}{C_{em}\Omega + P_{Cu} + P_{fer}} \tag{4.4}$$

Le coût de la machine est obtenu directement à partir du modèle technico-économique. On rappelle que ça concerne le coût des matières premières : fer, cuivre et aimants.

$$c(X) = coût_{fer} + coût_{Cu} + coût_{aimants} \tag{4.5}$$

On rappelle que maximiser $\eta(x)$ est équivalent à minimiser $-\eta(x)$.On note que x repésente les variables d'optimisation définies dans le paragraphe suivant.

4.3.2 Variables d'optimisation

Les variables d'optimisation concernent essentiellement des grandeurs géométriques montrées sur la Figure 4.3. On note que le nombre de barrières par pôle est fixé à 2.

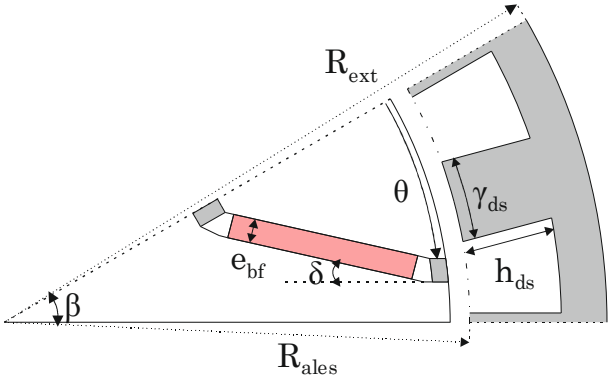


Figure 4.3 : Variables géométriques de l'optimisation

- le rayon d'alésage R_{ales} ;
- l'angle d'ouverture des dents γ_{ds} ;
- la longueur de fer L_{fer} ;
- la hauteur des dents statoriques h_{ds} ;
- l'angle d'inclinaison des barrières δ ;
- le rapport de l'angle d'ouverture des barrières $k = \theta/\beta$;
- l'épaisseur des barrières e_{bf}.

À ces variables géométriques on rajoute trois autres variables :

- le nombre de spires d'une bobine N_s ;
- l'angle du courant α ;
- la densité de courant J.

Les bornes inférieure et supérieure des variables sont données dans le Tableau 4.1:

Tableau 4.1 : Bornes des variables de l'optimisation

Variables X	Borne inférieure	Borne supérieure
Rayon d'alésage: R_{ales} (mm)	80	92,5
Angle d'ouverture des dents : γ_{ds} (°)	5	12
Longueur de fer: L_{fer} (mm]	200	250
Hauteur des dents statoriques : h_{ds} (mm)	20	30
Nombre de spires d'une bobine : N_s	8	25
Angle d'inclinaison des barrières : δ (°)	0	6
Rapport de l'angle d'ouverture des barrières : $k= \theta/\beta$	0,1	0,9
Épaisseur des barrières : e_{bf} (mm)	3	4
Angle du courant: α (°elec)	0	40
Densité de courant : J (A/mm²)	4	7

4.3.3 Contraintes

Les contraintes se divisent en contraintes géométriques et en contraintes imposées par le cahier des charges.

4.3.3.1 Contraintes géométriques

Les contraintes géométriques permettent d'éviter des structures de machines irréalisables. Elles garantissent :

- le non-chevauchement de deux barrières ;
- le non-chevauchement de deux pôles ;
- une inclinaison de la 2ème barrière supérieure ou égale à celle de la 1ère barrière ;
- un non chevauchement entre la 1ère barrière et l'arbre.

Ces contraintes sont regroupées dans une fonction $g(X)$.

4.3.3.2 Cahier des charges

L'application visée concerne une application à fort couple et basse vitesse. La machine tourne à 500 tr/min et les performances imposées par le cahier des charges sont les suivantes :

- un couple moyen minimal de 210 Nm ;
- un facteur de puissance minimal de 0,85 ;
- une tension maximale de 365 V ;
- un courant maximal de 40 A.

De plus, nous avons rajouté une contrainte pour vérifier la non-démagnétisation des aimants en ferrite. En effet, on calcule le champ magnétique des aimants permanents H_{ap} à la température ambiante avec un courant égal à deux fois le courant nominal. L'angle du courant est fixé à 90°elec ce qui reflète une opposition de phase entre les flux du stator et du rotor. Dans ces conditions, le champ des aimants ne doit pas dépasser la valeur du champ coercitif intrinsèque de polarisation (H_{cJ} = 275 kA/m).

Le problème d'optimisation est alors défini comme suit :

$$\begin{cases} max \;\; \eta(X) \\ min \;\; c(X) \end{cases}$$

sous contraintes :

$$\begin{gathered} Couple\ moyen > 210\ Nm \\ Facteur\ de\ puissance > 0{,}85 \\ Tension < 365\ V \\ Courant < 40\ A \\ H_{ap} < H_{cJ} = 275\ kA/m \\ g(X) < 0 \end{gathered} \tag{4.6}$$

4.4 Méthode d'optimisation adoptée

Ayant défini le problème d'optimisation qui traduit les objectifs, les performances recherchées ainsi que les contraintes liées à notre application, on s'intéresse maintenant à la méthode de résolution. Le paragraphe 4.2.2 a présenté les différents algorithmes d'optimisation avec leurs avantages et leurs inconvénients. Le choix de l'algorithme utilisé est basé sur la nature de notre problème. En effet, notre étude est multi-objectifs avec un modèle analytique multi-physique complexe, non-linéaire, non facilement dérivable et qui peut présenter un grand nombre de minimums locaux. Ainsi, les algorithmes stochastiques sont les plus adaptés à notre problématique. Nous choisissons un algorithme évolutionnaire de type génétique. C'est un algorithme d'évolution différentielle basé sur le NSGA-II [Deb02, Pri05]. Cette méthode a déjà prouvé son efficacité et qu'elle était bien adaptée aux problèmes d'optimisation des machines électriques [Gut12, Jan10, Ngu11, Pri15]. Nous présentons par la suite les principes de l'algorithme choisi.

4.4.1 Principe général de l'algorithme NSGA-II

L'algorithme NSGA-II (Elitist Non-Dominated Sorting Genetic Algorithm) est un algorithme évolutionnaire qui s'inspire du domaine biologique et lui reprend certains termes essentiels :

- un gène : c'est une variable d'optimisation ;
- un individu : c'est un élément de l'espace de recherche qui regroupe l'ensemble des gènes ;
- une population : c'est un ensemble fini formé de N individus.

La Figure 4.4 montre le synoptique de l'algorithme NSGA-II. L'algorithme commence par générer une population initiale aléatoire et ensuite un processus itératif est mis en place.

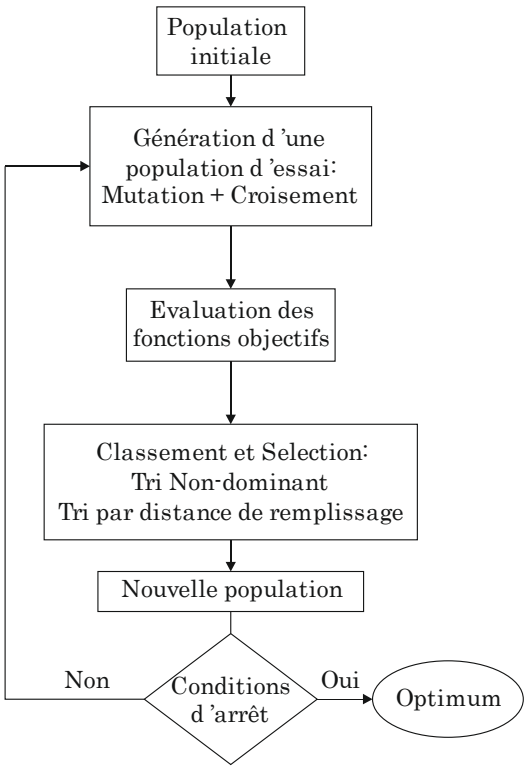


Figure 4.4 : Synoptique de l'algorithme NSGA-II

4.4.2 Processus itératif

A) Génération d'une population d'essai

À partir de la population P_t de taille N, on génère une population Q_t de taille N. Ces deux population sont combinées ensembles pour former la population d'essai notée R_t de taille $2N$. Le processus de création de la population Q_t passe par deux opérations : la mutation et le croisement [Whi94].

B) Évaluation des individus

Tous les individus de la population R_t sont évalués en utilisant le modèle analytique multi-physique qu'on a développé. Les sorties du modèle permettent de calculer les fonctions objectifs appelées également fonctions *fitness*. Dans notre cas elles sont formées par le rendement et le coût de la machine.

C) Classement et sélection

La création de la nouvelle génération formée par la population P_{t+1} passe par deux processus de classement : le tri non-dominat et le tri par distance de remplissage [Deb02].

Le principe du tri non-dominant (*Non-dominated sorting*) se base sur un classement de différents fronts de Pareto en plusieurs rangs selon la notion de dominance évoquée au paragraphe 4.2. Ce principe est appliqué aux $2N$ individus de la population R_t. Ainsi, les meilleurs individus appartiennent au rang F_1, suivi de F_2, etc.

Les individus de la nouvelle population P_{t+1} sont sélectionnés à partir du meilleur rang. Si le rang F_1 contient moins de N individus, alors il est choisi en entier et on passe au rang F_2. Cette procédure est répétée jusqu'au rang F_i. Si le nombre d'individus de cette population est supérieur à N, alors la notion de « *crowding distance* » est appliquée sur les individus du

dernier rang F_i. Les meilleurs individus sont gardés et le reste sera rejeté. Le processus de création de la population P_{t+1} est illustré sur la Figure 4.5 :

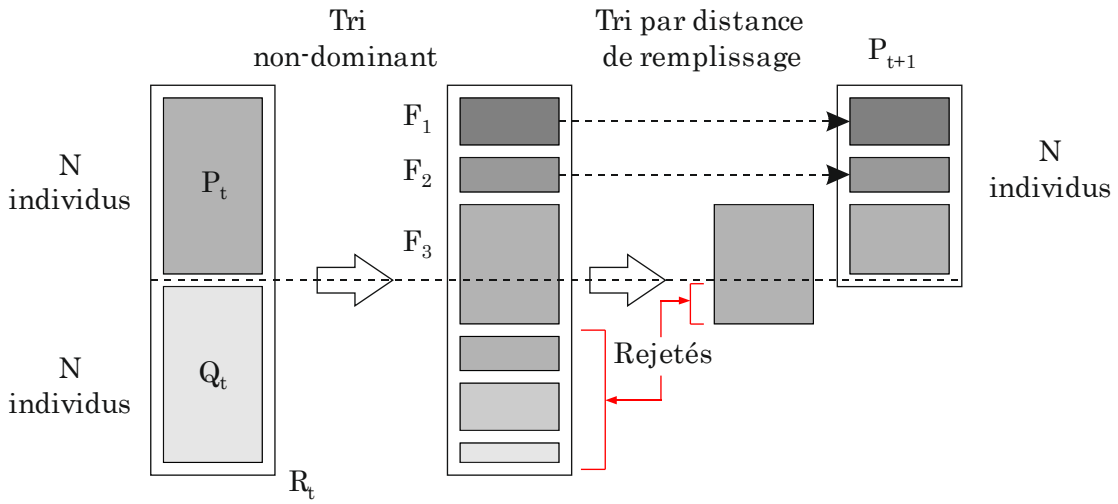


Figure 4.5 : Procédure du NSGA-II [Deb02]

4.4.3 Gestion des contraintes

Le problème d'optimisation qu'on traite comprend deux types de contraintes : les contraintes géométriques et les contraintes du cahier des charges. Nous avons choisi une gestion des contraintes basée sur la notion de pénalité.

Pour les contraintes du cahier des charges, chaque individu ne respectant pas ces contraintes se voit attribuer une pénalité égale au maximum d'écart entre les performances calculées et les performances fixées par le cahier des charges.

En ce qui concerne les contraintes géométriques, un individu qui ne respecte pas ces contraintes se voit attribuer une pénalité positive élevée de façon à éliminer cet individu de la prochaine génération.

4.5 Première optimisation: définition du prototype

Cette première optimisation vise à définir un prototype pour réaliser des tests expérimentaux et les confronter aux résultats du modèle analytique multi-physique.

4.5.1 Analyse des résultats

Le diamètre extérieur (D_{ext}) de la machine est fixé à 270 mm afin d'utiliser un carter industriel standard. L'optimisation est réalisée avec les 400 individus et 200 générations. Le temps de calcul est de l'ordre de 6 jours sur une machine du type *2x4 cores Intel (R) Xeon (R) CPU E5-2623 v3 @ 3.00GHz 64Gb of RAM.*

La Figure 4.6 montre le front de Pareto qui représente les solutions optimales de notre problème bi-objectif. Le rendement, exprimé en pourcentage, est donnée en abscisse. Le coût, exprimé en «*per unit*» (pu), est donné en ordonnée.

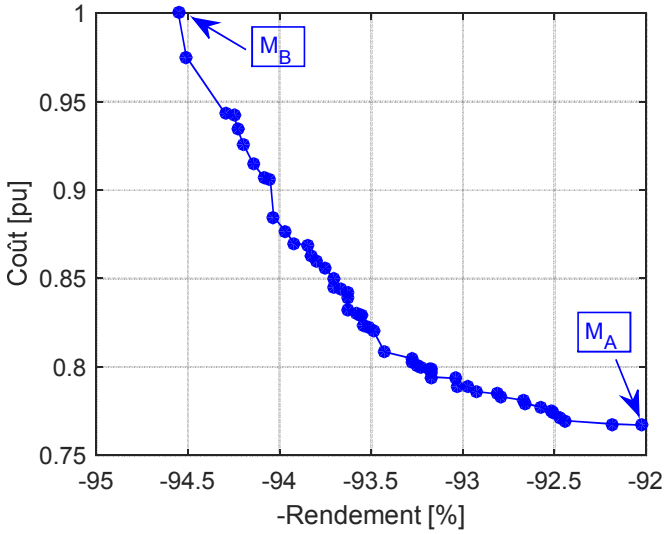


Figure 4.6 : Front de Pareto à l'issue de l'optimisation

Les résultats de l'optimisation montrent la contradiction des deux objectifs. L'augmentation du rendement passe obligatoirement par une augmentation du coût de la machine. Les extrémités du front de Pareto sont formées par les deux machines M_A et M_B. Leurs caractéristiques sont données dans le Tableau 4.2 avec :

- M_A : rendement = 92,03 % et coût = 0,767 pu ;
- M_B : rendement = 94,55 % et coût = 1 pu.

Une réduction du coût d'environ 23% ou bien une amélioration du rendement de 2,5 % peut être réalisée entre les deux extrémités du front de Pareto.

Tableau 4.2 : Caractéristiques des machines aux extrémités du front de Pareto

Machine	R_{ext} (mm)	R_{ales} (mm)	L_{fer} (mm)	y_{ds} (°)	h_{ds} (mm)	e_{bf} (mm)	δ_1 (°)	δ_2 (°)	N_s	I_{eff} (A)
M_A	135	92,5	202	11,2	29,5	3,8	0,3	0,4	20	31
M_B	135	92,3	248	10,9	29,7	4	0,1	0	19	26

Sur la Figure 4.7, on trace la variation des performances le long du front de Pareto en fonction du coût. Nous remarquons que le courant se trouve majoritairement au-dessus de 30 A alors que la tension est principalement au-dessous de 300 V donc loin de la limite maximale de 365 V. Ces deux paramètres sont importants pour le choix du variateur qui pilote le moteur. En effet, la profondeur de modulation du signal MLI qui commande l'onduleur est définie par :

$$r = \frac{U_{eff}}{U_{eff_{max}}} \tag{4.7}$$

Si r est faible, le rapport entre les pertes fer dues à la MLI et celles dues à une alimentation sinusoïdale augmente [Jan10, Pri15]. Ainsi, on a intérêt à avoir une tension la plus proche de la tension maximale.

En ce qui concerne l'échauffement, il diminue le long du front de Pareto. Donc, pour réduire les contraintes thermiques d'une machine on doit passer à des structures plus coûteuses. Une analyse identique peut être faite sur la contrainte de démagnétisation.

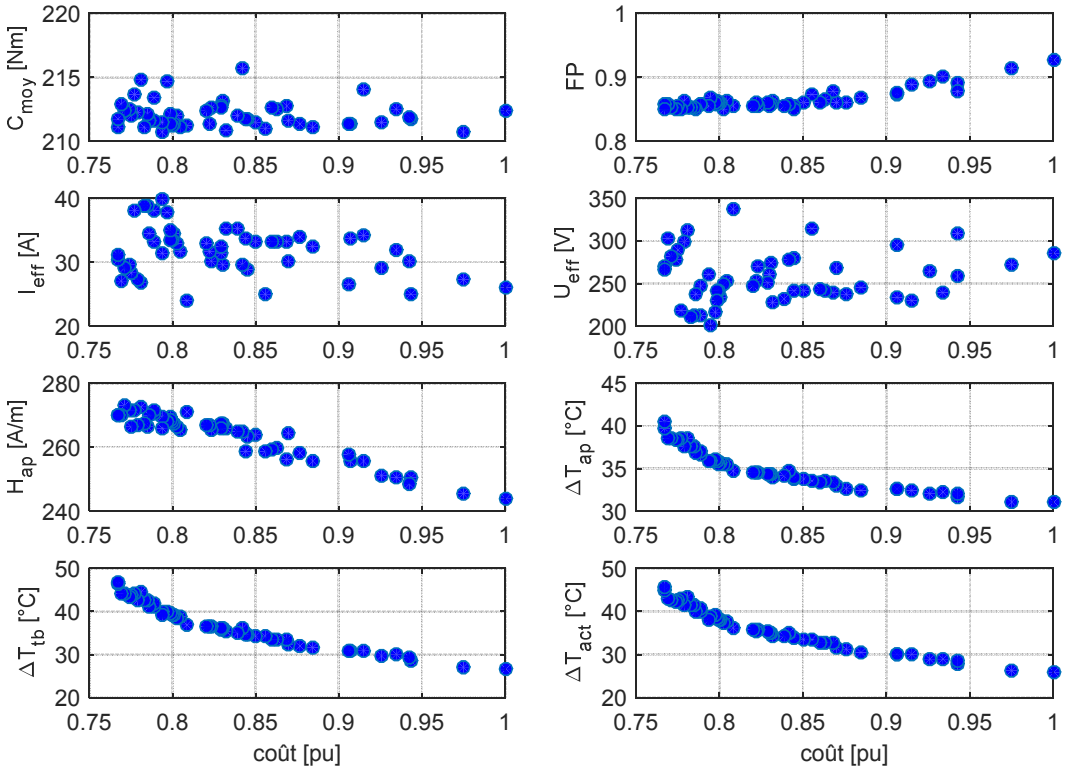


Figure 4.7 : Évolution des performances le long du front de Pareto

La Figure 4.8 montre la variation des variables le long du front de Pareto en fonction du coût. Nous remarquons que le rayon d'alésage est saturé. En effet, l'algorithme cherche à maximiser la surface disponible au rotor pour trouver la place nécessaire à l'insertion des aimants et pour réduire la saturation des dents rotoriques. De plus, l'inclinaison des barrières est quasi nulle ce qui traduit le besoin d'augmenter au maximum le volume des aimants pour atteindre les performances souhaitées.

L'épaisseur des barrières, qui est aussi celle des aimants, n'est pas limitée à la valeur maximale de la contrainte. Elle varie entre 3.6 mm et 4 mm. Les ouvertures des barrières sont constantes pour les machines optimales : k_1 = 0,7 et k_2 = 0,4. La densité du courant diminue le long du front de Pareto. On ne peut pas la réduire sans augmenter le coût de la machine.

Une dernière analyse concerne le nombre de spires. Il est majoritairement inférieur à 20. Ainsi, on peut envisager une augmentation du nombre de spire contre une diminution de la contrainte sur le courant efficace. Ceci permet d'augmenter la tension et de se rapprocher plus de sa valeur limite maximale.

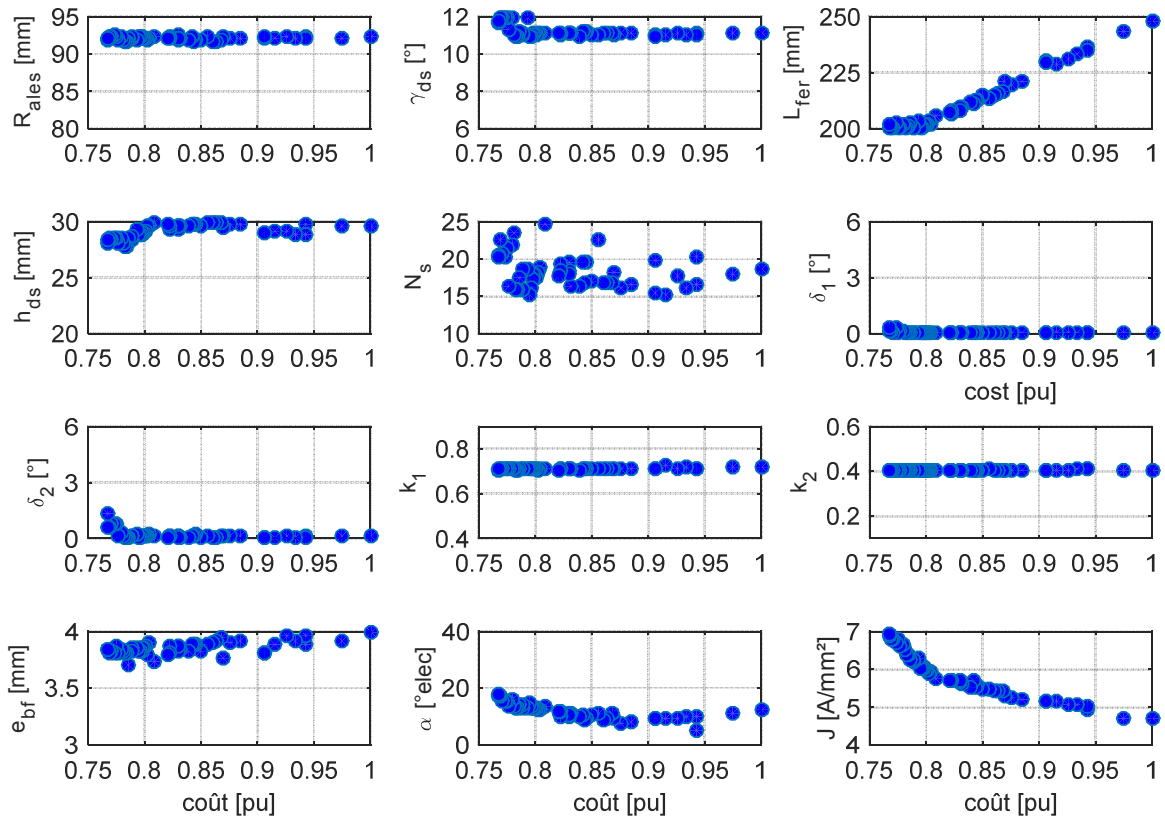


Figure 4.8 : Évolution des variables le long du front de Pareto

4.5.2 Définition du prototype

Le prototype de la machine 18/16 est basé sur la structure ayant le coût minimal. Suite à l'analyse précédente, on augmente le nombre de spires jusqu'à 27 et on diminue le courant nominal jusqu'à 24 A dans le but d'augmenter la tension et limiter les pertes dues à la MLI (non prise en compte dans notre modèle). Les matériaux utilisés sont la tôle M400P-50 ainsi que les aimants en ferrite avec une induction rémanente B_r = 0,418 T. Les dimensions géométriques, les caractéristiques, ainsi que les performances prévues du prototype sont données dans le Tableau 4.3.

Tableau 4.3 : Caractéristiques du prototype

Dimensions et caractéristiques				Performances	
R_{ext}	135 mm	$\delta_1 = \delta_2$	0		
Entrefer	1 mm	k_1	0,7	C_{moy}	213,3 Nm
R_{ales}	92,5 mm	k_2	0,4	FP	0,87
γ_{ds}	11,2 °	e_{bf}	3.8 mm	U_{eff}	330,6 V
L_{fer}	200 mm	N_s	27	I_{eff}	24 A
h_{ds}	29,5 mm	α	23 °elec	η	92,36 %
R_{arbre}	20 mm	J	6,5 A/mm²		

Avant de passer à la validation expérimentale, on calcule par éléments finis les ondulations de couple du prototype. La forme d'onde du couple sur une période électrique est donnée sur la Figure 4.9. Les ondulations de couple sont égales à 4,62 %. Ceci confirme que la structure 18/16 développe un couple lisse et valide le fait de ne pas inclure les ondulations de couple dans le calcul analytique.

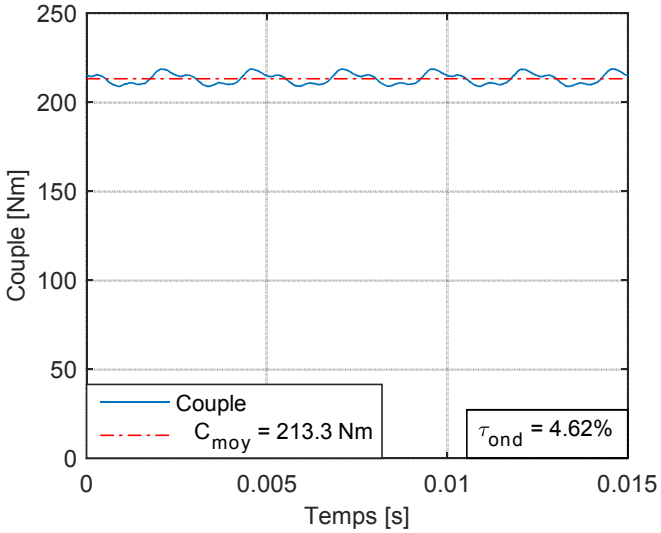


Figure 4.9 : Ondulation de couple du prototype

4.6 Validation expérimentale du modèle multi-physique

4.6.1 Description du prototype

Le prototype défini au paragraphe précédent, est fabriqué en utilisant la tôle M400P-50 découpée au laser. La Figure 4.10 montre la tôle du stator et celle du rotor. L'insertion des aimants est faite manuellement. La Figure 4.11(a) montre certains aimants du rotor et la Figure 4.11(b) montre une galette rotorique empilée avec les aimants entièrement insérés. Chaque galette a une longueur de 40 mm. Le rotor complet est formé de 5 galettes montées l'une à côté de l'autre sur l'arbre du moteur. Le moteur assemblé avec le carter de refroidissement est donné sur la Figure 4.12(a). La Figure 4.12(b) montre le moteur complet avec le rajout de la ventilation forcée.

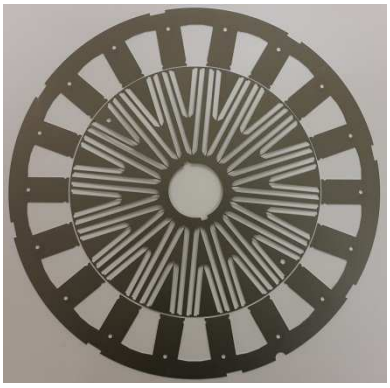
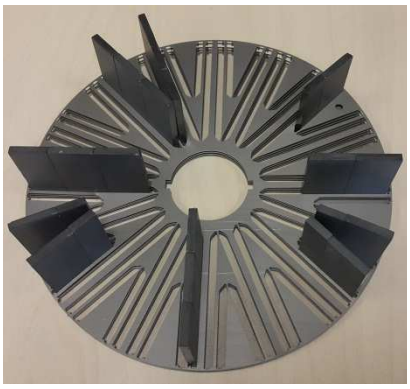
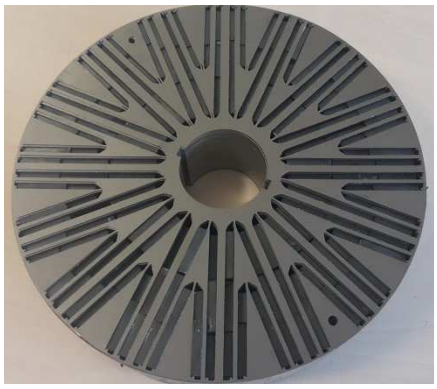


Figure 4.10 : Tôles du prototype : stator et rotor

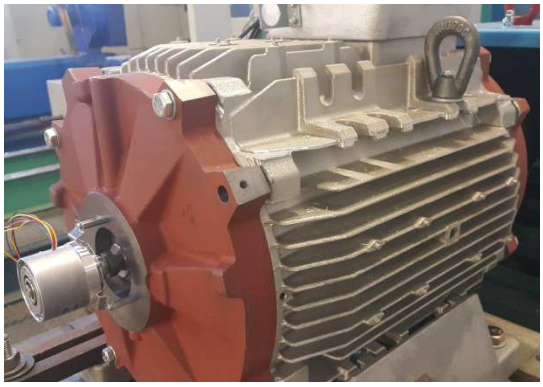


(a) Aimants au rotor



(b) Galette rotor avec aimants insérés

Figure 4.11 : Rotor du prototype



(a) Moteur du prototype assemblé

(b) Moteur du prototype avec la ventilation forcée

Figure 4.12 : Moteur du prototype

Le moteur est équipé de trois capteurs de température (Figure 4.13). Deux capteurs sont placés sur les têtes de bobines à l'avant (T_{bob1}) et à l'arrière (T_{bob2}) de la machine. Un troisième capteur est placé au milieu de l'encoche pour mesurer la température du bobinage actif (T_{bob3}).

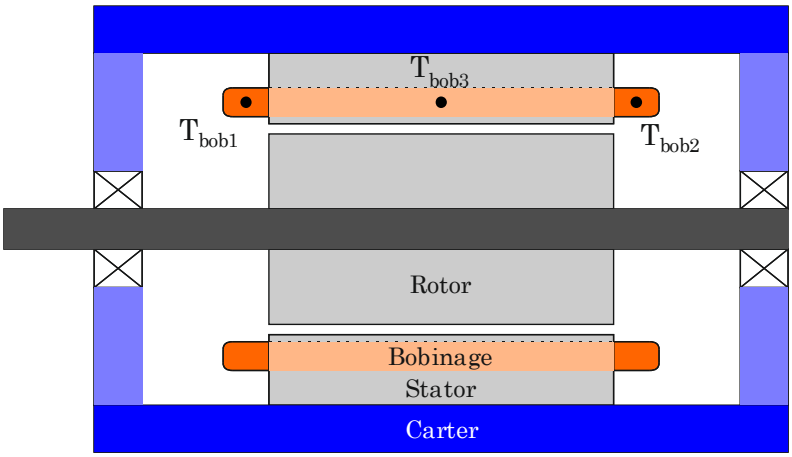


Figure 4.13 : Emplacement des capteurs de températures

4.6.2 Description du banc expérimental

Le banc expérimental est formé du moteur du prototype couplé à une charge et piloté par un variateur (Figure 4.14). La charge est une machine à courant continu en fonctionnement génératrice. Le variateur est de type Unidrive M701 (variateur industriel). On note que la ventilation forcée est alimentée à partir d'une boîte à bornes propre à elle et séparée de celle du moteur testé.

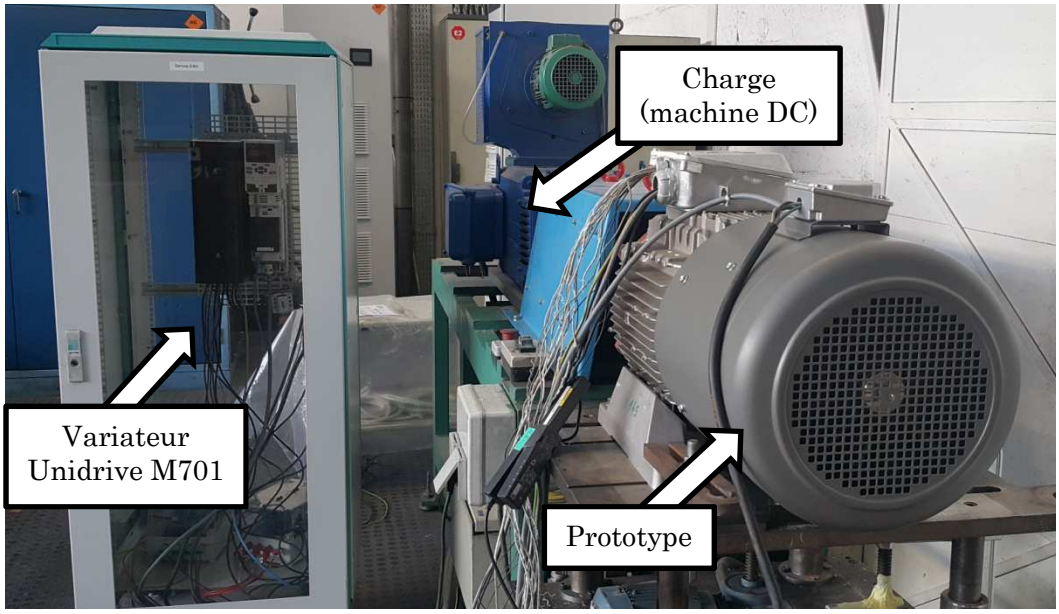


Figure 4.14 : Banc expérimental

Le banc est équipé de plusieurs capteurs :

- des capteurs de températures à l'intérieur du moteur et un capteur de température ambiante ;
- un capteur de vitesse placé sur l'arbre ;
- un couplemètre placé sur l'arbre ;
- une pince ampèremétrique ;
- des capteurs de tension et de courant reliés aux trois phases du moteur ;
- des capteurs de tension et de courant placés du côté du réseau en amont du variateur.

Tous les capteurs sont reliés à des appareils de mesure (Figure 4.15). Des ordinateurs avec des logiciels d'acquisition de données sont utilisés pour réaliser et enregistrer les essais (Figure 4.16). La Figure 4.17 donne une représentation schématique du banc expérimental.

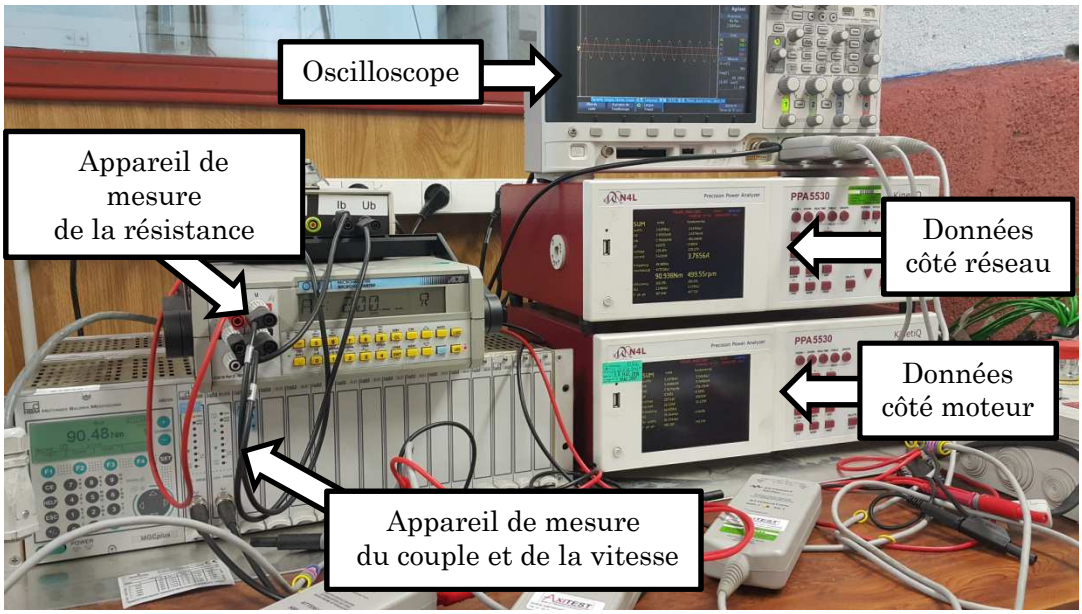


Figure 4.15 : Appareils de mesures

Figure 4.16 : Logiciels d'acquisition de données

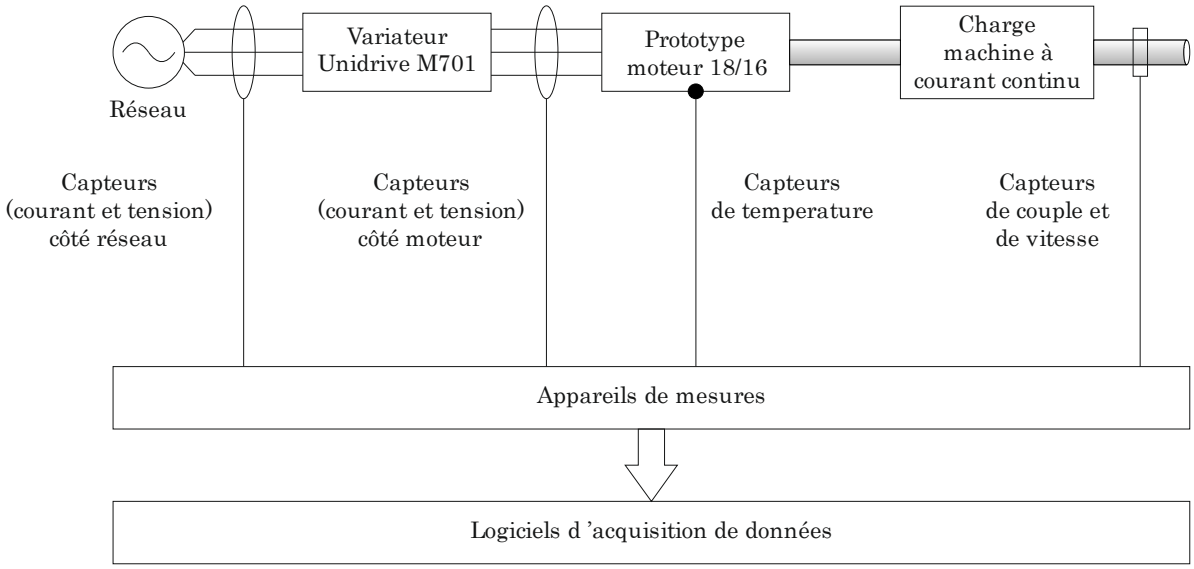


Figure 4.17 : Représentation schématique du banc expérimental

4.6.3 Résultats des essais expérimentaux

Les essais expérimentaux sont réalisés à trois niveaux de courant efficace : 12 A, 17 A et 26 A. Dans un premier temps nous présentons l'ajustement du modèle thermique pour se rapprocher des conditions réelles dans lesquelles se font les échanges thermiques. Ensuite nous présentons les résultats des relevés expérimentaux et nous les comparons avec les résultats issus du modèle analytique multi-physique.

4.6.3.1 Ajustement du modèle thermique

Le modèle thermique établi lors de la modélisation analytique est un modèle idéalisé dans lequel on ne prend pas en compte certaines contraintes industrielles sur le carter et certains phénomènes réels. En effet, les ailettes de refroidissement ne couvrent pas le carter en entier. De plus, on a utilisé une valeur moyenne pour le débit d'air du ventilateur en supposant que l'air est canalisé axialement le long des ailettes. Pourtant, en réalité, une partie de l'air soufflé par le ventilateur est perdue dans l'espace ambiant et ce n'est qu'une proportion qui traverse le carter axialement et qui participe au refroidissement. Finalement, l'écart de température entre le point chaud des têtes de bobines et la température moyenne du bobinage actif sera ajusté à l'aide du coefficient k introduit dans l'expression des résistances thermiques R_{tb1}, R_{tb2} et R_{tb3}.

A) Section effective des ailettes

La Figure 4.18 montre le carter réel du moteur formé par 4 quarts de 12 ailettes chacun. La surface d'échange avec les ailettes du carter est réduite à cause :

- de la boîte à bornes qui occupe la moitié d'un quart du carter (1) ;
- des différentes pertes de surface au début de toutes les ailettes ainsi qu'au milieu de la première et de la dernière ailette de chaque quart du carter (2). Cette surface perdue est assimilée à 1 ailette sur 12.

Ainsi, la section effective de refroidissement est donnée par :

$$S_{ail_{eff}} = \left(1 - \left(\frac{1}{2} \times \frac{1}{4} + \frac{1}{12}\right)\right) S_{ail} = 0.8\, S_{ail} \tag{4.8}$$

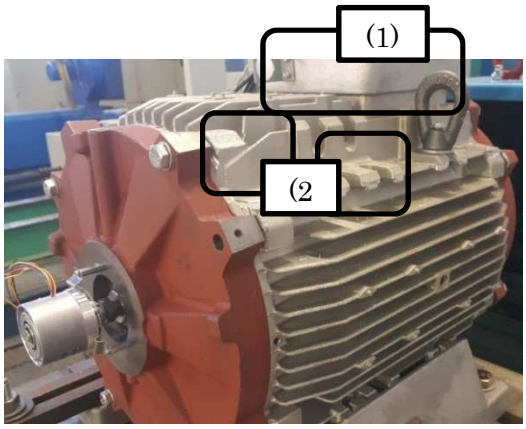


Figure 4.18 : Carter réel du prototype

B) Résistance des têtes de bobines

Les têtes de bobines sont modélisées par trois résistances thermiques. Pour rappel, les expressions sont données par (cf. Chapitre 3) :

$$\begin{cases} R_{tb1} = k \dfrac{l_{tb}}{\lambda_{bob_a} S_{bob}} \dfrac{1}{N_d} \\ R_{tb2} = R_{tb2} = k \dfrac{1}{\lambda_{bob_r} \pi \, l_{tb}} \dfrac{1}{N_d} \end{cases} \tag{4.9}$$

Le coefficient k permet de considérer la température du point chaud des têtes de bobines par rapport à la température moyenne du bobinage actif dans les encoches. Dans [Mel91], l'auteur fixe ce facteur à 3/2 pour le bobinage distribué. Dans notre cas de bobinage concentré sur dents, on fait varier ce coefficient entre 3/2 et 4 et on calcule l'écart de température entre les têtes de bobines et le bobinage actif (T_{tb}-T_{act}). La Figure 4.19 montre l'écart (T_{tb}-T_{act}) obtenu avec le modèle analytique (MA) et avec les mesures expérimentales (Mes) à 12 A et 17 A en fonction de k.

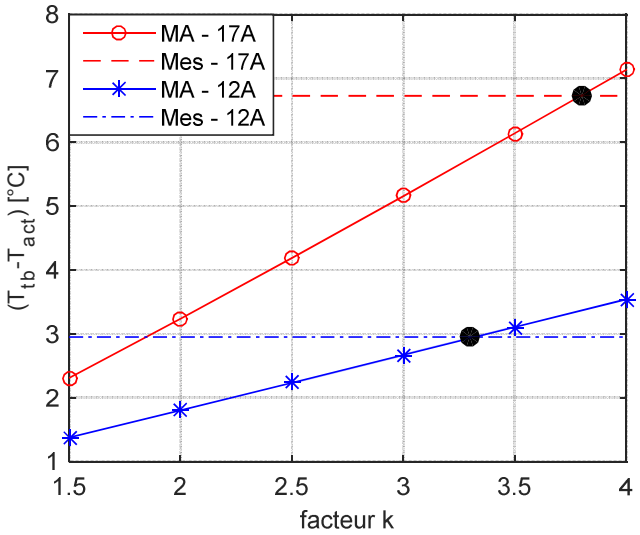


Figure 4.19 : (T_{tb}-T_{act}) en fonction du facteur k à 12 A et 17 A

Pour un courant de 12 A, les valeurs de (T_{tb}-T_{act}) analytique et expérimentale coïncident pour la valeur de k égale à 3,3. Pour un courant de 17 A, la valeur de k est égale à 3,76. Ainsi une valeur moyenne est choisie comme compromis. Elle correspond à k = 7/2.

C) Débit du ventilateur

Dans le but d'ajuster la température du bobinage calculée par le modèle analytique, nous avons agi sur le débit du ventilateur. En effet, le débit moyen noté par D_{air} est multiplié par un coefficient τ inférieur à 1. Ce coefficient prend en compte l'incertitude sur la valeur moyenne du débit et le fait qu'une partie de l'air soufflé ne traverse pas le carter axialement mais est projetée dans l'espace ambiant. On varie τ entre 0,5 et 0,8. Sur la Figure 4.20 on trace l'échauffement des têtes de bobines (tb) et celle du bobinage actif (bob_{act}) en fonction du coefficient τ. On les compare avec les mesures réalisées à 12 A et 17 A.

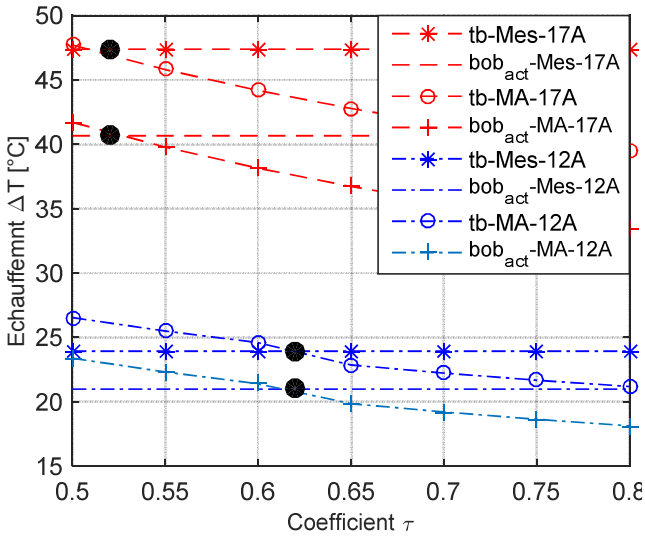


Figure 4.20 : Échauffement des têtes de bobines et du bobinage actif en fonction du facteur τ à 12 A et 17 A

Pour un courant efficace de 12 A, les résultats du modèle analytique correspondent à ceux mesurés pour $\tau = 0{,}52$. Pour un courant de 17 A, la valeur de τ est égale à 0,62. Ainsi, on choisit une valeur moyenne tel que $\tau = 0{,}57$.

Il est important de noter que, les ajustements du modèle thermique sont réalisés pour des courants efficaces de 12 A et 17 A. Les valeurs choisies pour k et τ sont restées inchangées lors des essais à 26 A. Ceci permet de vérifier la validité de ces coefficients.

4.6.3.2 Résistance électrique

Le bobinage est couplé en étoile. Ainsi, on mesure la résistance du bobinage entre phases R_{ph_ph} et on déduit la résistance d'une phase R_{ph} par :

$$R_{ph} = \frac{R_{ph-ph}}{2} \tag{4.10}$$

Le Tableau 4.4 compare les résistances de phase mesurées avec celles calculées par le modèle analytique. La comparaison est faite à froid (température ambiante) et à chaud (thermique correspondante à un courant de 12 A, 17 A et 26 A).

Tableau 4.4 : Comparaison expérimentale de la résistance de phase R_{ph}

Conditions	MA (Ω)	Mesures (Ω)	Ecart (%)
À froid : T_{amb} = 18 °C	0,372	0,367	**1,36**
À chaud (12 A) : T_{tb} ~ 42°C	0,4054	0,4014	**1,00**
À chaud (17 A) : T_{tb} ~ 67°C	0,433	0,43715	**0,95**
À chaud (26 A) : T_{tb} ~ 144°C	0,533	0,534	**0,19**

L'écart entre le modèle analytique et les mesures expérimentales est de l'ordre de 1% pour les différentes températures. Alors, le modèle analytique est en mesure de déterminer correctement la variation de la résistivité du cuivre avec la température et conduit à des valeurs précises pour la résistance de phase.

4.6.3.3 Force électromotrice

Pour mesurer la force électromotrice (fem) à vide, on entraîne le prototype par la machine à courant continu à une vitesse de 500 tr/mn. Dans cette configuration, le prototype fonctionne en mode générateur. On mesure alors la tension à ces bornes. La force électromotrice à vide dépend de l'induction des aimants ainsi que de l'état de saturation du moteur.

Dans le but d'avoir les mêmes conditions de comparaison, nous avons mesuré l'induction rémanente des aimants utilisés dans le prototype. On trouve B_r = 0,398 T. On réalise les calculs analytiques avec B_r = 0,398 T au lieu de 0.418 T (valeur utilisée pour prédire analytiquement les performances du prototype au paragraphe 4.5.2).

Le Tableau 4.5 compare la fem mesurée avec celle calculée par le modèle analytique. La comparaison est faite à température ambiante et à la thermique correspondante à un courant de 12 A, 17 A et 26 A.

Tableau 4.5 : Comparaison expérimentale de la fem à 500 tr/mn

Conditions	MA (V)	Mesures (V)	Écart (%)
À froid : T_{amb} = 18 °C	295,8	262,6	**12,64**
À chaud (12 A) : T_{tb} ~ 42°C	280,5	250,5	**11,98**
À chaud (17 A) : T_{tb} ~ 67°C	273,6	245,8	**11,31**
À chaud (26 A) : T_{tb} ~ 144°C	246,42	228,6	**7,8**

L'écart à froid est de l'ordre du 12 %. L'induction rémanente des aimants étant la même entre le modèle analytique et le prototype réel, l'écart suggère une saturation du prototype plus élevée que celle du modèle théorique.

4.6.3.4 Performances à 12 A

La Figure 4.21 montre le couple moyen, le facteur de puissance, la tension et le rendement en fonction de l'angle du courant. Le Tableau 4.6 compare les résultats du modèle analytique et les résultats des mesures au couple moyen maximal.

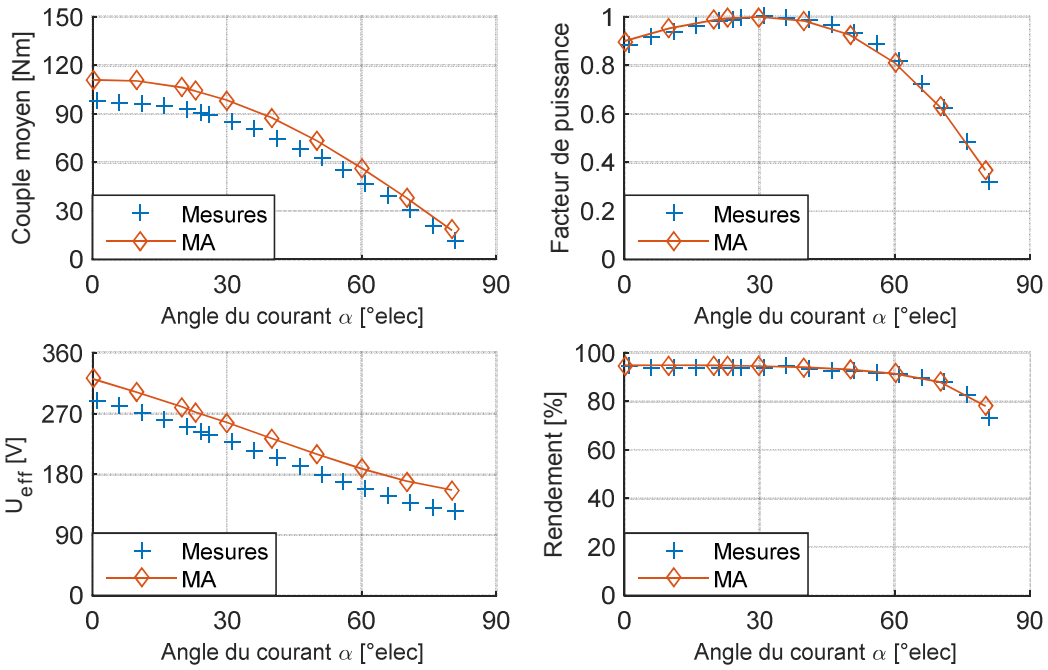


Figure 4.21 : Validation expérimentale : performances à I_{eff} = 12 A

Tableau 4.6 : Performances au couple moyen maximal – I_{eff} = 12 A

	MA	Mesures	Écart (%)
Couple moyen (Nm)	110,19	98,17	**12,24**
Facteur de puissance	0,9	0,885	**1,7**
Tension U_{eff} (V)	321,6	290,4	**10,74**
Rendement (%)	94,85	94,55	**0,3**

Les courbes analytiques ont la même allure que les courbes expérimentales. L'écart pour le couple et pour la tension est de l'ordre de 12 %. C'est le même ordre de grandeur que l'écart obtenu pour la force électromotrice avec la thermique à 12 A (Tableau 4.5). Ceci permet de valider le calcul analytique de la température des aimants. Si la température des aimants était très différente entre le modèle analytique et le prototype, on aurait trouvé un écart sur le couple différent que celui de la force électromotrice à vide. L'écart constaté peut être dû à une dégradation des propriétés magnétiques de la tôle due au procédé de fabrication du moteur. En particulier, le découpage des barrières au laser peut modifier la perméabilité aux bords des dents rotoriques ce qui entraîne une augmentation de la saturation. Les écarts au niveau du facteur de puissance et du rendement restent très faibles.

4.6.3.5 Performances à 17 A

Les performances obtenues pour un courant efficace de 17 A sont données sur la Figure 4.22. La comparaison au couple moyen maximal est résumée dans le Tableau 4.7.

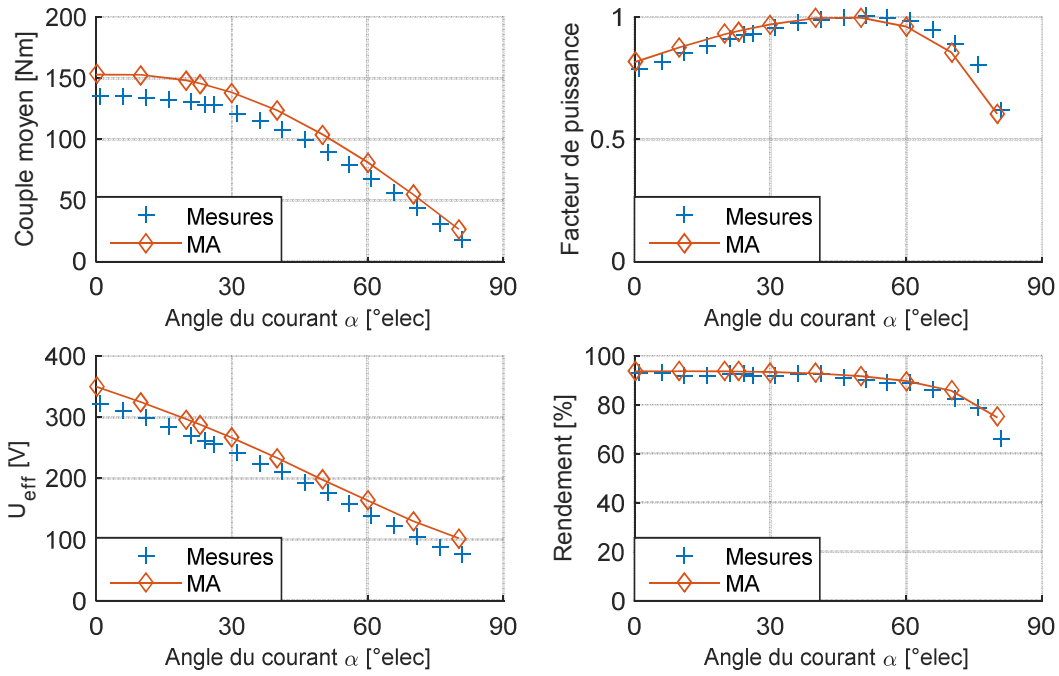


Figure 4.22 : Validation expérimentale : performances à I_{eff} = 17 A

Tableau 4.7 : Performances au couple moyen maximal – I_{eff} = 17 A

	MA	Mesures	Écart (%)
Couple moyen (Nm)	152,7	136,6	**11,78**
Facteur de puissance	0,81	0,79	**2,5**
Tension U_{eff} (V)	350	322	**8,7**
Rendement (%)	93,76	92,84	**1**

L'écart du couple reste du même ordre de grandeur que celui de la force électromotrice avec la thermique à 17 A (Tableau 4.5). L'écart de la tension est de l'ordre du 9% alors que l'écart du facteur de puissance et du rendement reste faible de l'ordre de quelques pourcents.

4.6.3.6 Performances à 26 A

Nous réalisons les relevés expérimentaux avec un courant efficace de 26 A afin de retrouver la valeur du couple nominal de l'ordre de 200 Nm imposé par le cahier des charges. Le relevé des performances en fonction de l'angle du courant est représenté sur la Figure 4.23. Une comparaison des écarts au couple moyen maximal est donnée dans le Tableau 4.8.

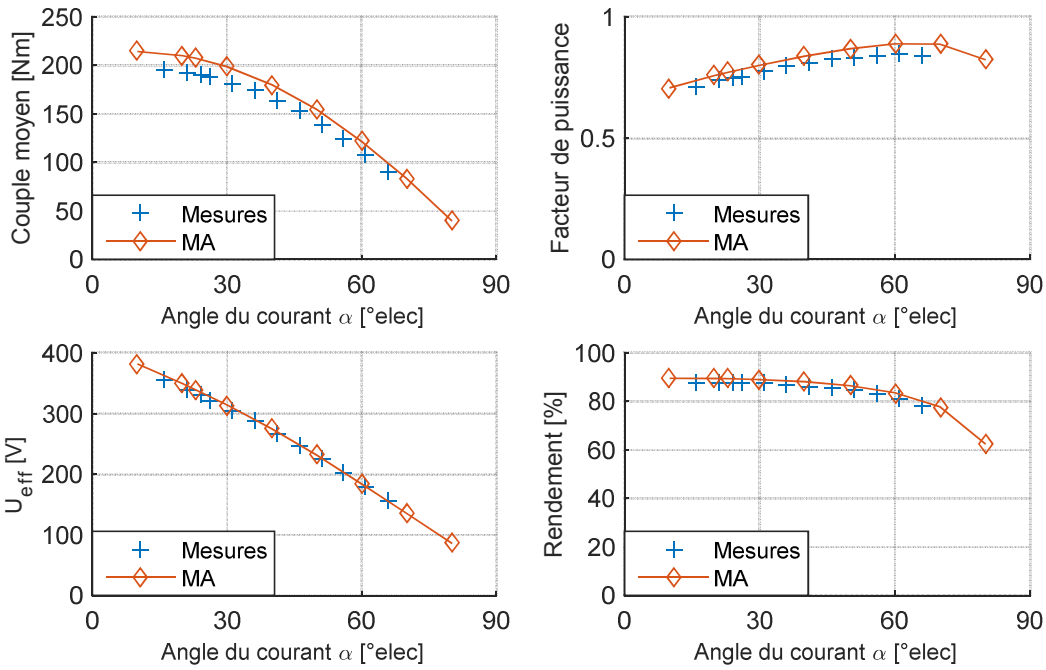


Figure 4.23 : Validation expérimentale : performances à I_{eff} = 26 A

Tableau 4.8 : Performances au couple moyen maximal – I_{eff} = 26 A

	MA	Mesures	Écart (%)
Couple moyen (Nm)	210	195	**7,7**
Facteur de puissance	0,757	0,736	**2,8**
Tension U_{eff} (V)	349,5	338,2	**3,3**
Rendement (%)	89,5	87,7	**2**

À I_{eff} = 26 A on retrouve l'ordre de grandeur du couple nominal de 200 Nm. L'écart au couple maximal est de 7,7 % (même ordre de grandeur que la fem donnée dans le Tableau 4.5). De plus, le modèle analytique reste précis pour le facteur de puissance, la tension et le rendement avec un écart de l'ordre de 3%.

Une remarque intéressante peut être faite au sujet des performances nominales du prototype. En effet, le couple nominal est obtenu à 26 A au lieu de 24 A ce qui correspond à un écart de 7.6 %. C'est le même ordre de grandeur que l'écart entre l'induction rémanente théorique (0,418 T) et réelle (0,398 T) (cf. paragraphe 4.6.3.3). Ainsi, la faible puissance des aimants devait être compensée par une augmentation du courant.

4.6.3.7 Température du bobinage

Comme présenté au paragraphe 4.6.1, la température du bobinage est mesurée à l'aide des trois capteurs : T_{bob1} et T_{bob2} positionnés sur les têtes bobines à l'avant et à l'arrière du moteur respectivement. T_{bob3} positionné au milieu du bobinage actif dans l'encoche. Le modèle analytique calcule la température des têtes de bobines (T_{tb}) et celle du bobinage actif (T_{act}) La Figure 4.24, la Figure 4.25 et la Figure 4.26 présentent l'échauffement pour un courant efficace de 12 A, 17 A et 26 A respectivement.

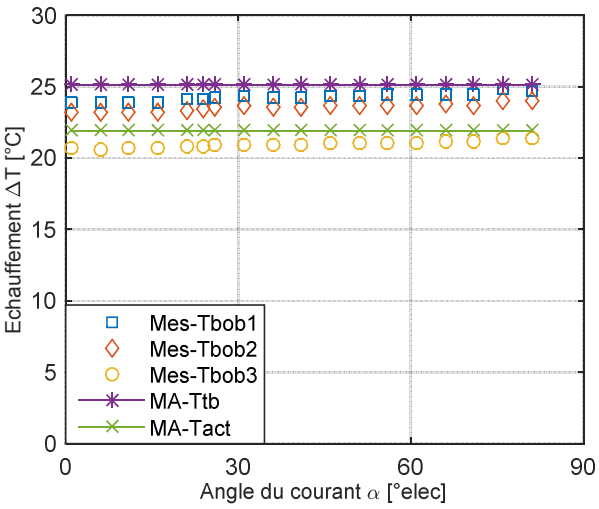


Figure 4.24 : Validation expérimentale : températures à I_{eff} = 12 A

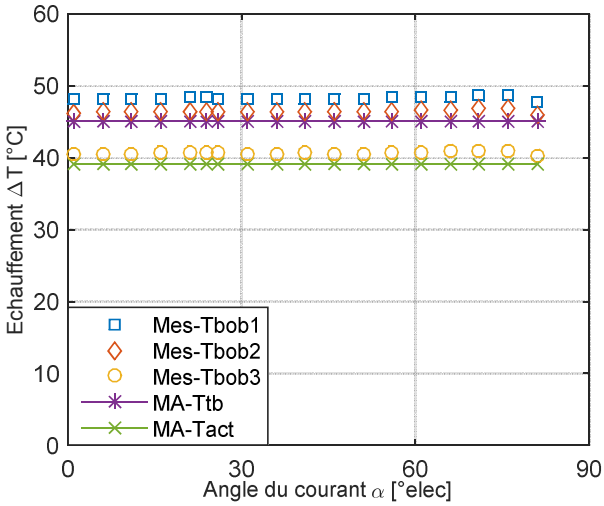


Figure 4.25 : Validation expérimentale : températures à I_{eff} = 17 A

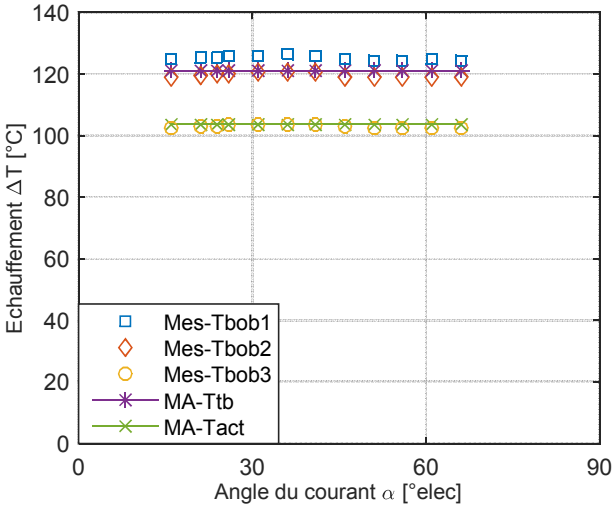


Figure 4.26 : Validation expérimentale : températures à I_{eff} = 26 A

Les mesures des températures T_{bob1} et T_{bob2} sont très proches. Ceci montre que les têtes de bobines à l'avant et à l'arrière du moteur sont pratiquement à la même température. Ainsi, l'hypothèse de symétrie axiale du modèle thermique analytique est jusitifiée. Les températures calculées par le modèle analytique sont très cohérentes avec celles mesurées. L'écart ne dépasse pas ±2 °C. De plus, la différence de température entre les têtes des bobines et le bobinage actif est quasiment le même en analytique et en expérimental. On rappelle que le calage du modèle thermique a été fait par rapport aux mesures à 12 A et 17 A uniquement. Cependant, pour un courant de 26 A, le modèle thermique ajusté fournit des résultats corrects par rapport aux mesures. Ceci permet de valider le choix des coefficients k et τ (cf. paragraphe 4.6.3.1).

4.6.3.8 Conclusion sur la validation du modèle multi-physique

Le modèle analytique multi-physique a été confronté à des essais expérimentaux réalisés sur le prototype du moteur 18/16. Le couple moyen présente un écart de 12 % pour un courant de 12 A. Par contre, l'écart diminue jusqu'à 7,7 % quand le courant augmente et se rapproche de la valeur nominale. Ces mêmes ordres de grandeur ont été trouvés pour les

valeurs de la tension et de la force électromotrice à vide. L'origine des écarts peut être liée à la dégradation des propriétés magnétiques de la tôle. Cette dégradation peut être due au processus industriel de découpage des barrières. En ce qui concerne le facteur de puissance et le rendement, les valeurs du modèle analytique sont très proches des mesures. Finalement, les écarts constatés lors des mesures expérimentales restent très raisonnables et ne dépassent pas les quelques pourcents, surtout pour le fonctionnement nominal.

4.7 Optimisations avec diamètre extérieur fixe et variable

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons à exploiter le modèle analytique multi-physique avec le modèle thermique ajusté. Ainsi, nous réalisons deux optimisations : la première à diamètre extérieur (D_{ext}) fixe (égal à 270 mm) et la deuxième à diamètre extérieur variable. La première optimisation a pour but de trouver les machines qui sont capables de répondre au cahier des charges dans les conditions thermiques réelles. La deuxième optimisation vise à évaluer les éventuels gains qu'on peut tirer en modifiant le diamètre extérieur de la machine.

Les variables d'optimisation, définies au paragraphe 4.3.2 restent les mêmes. Pour la deuxième optimisation on rajoute uniquement le rayon extérieur. Le Tableau 4.9 regroupe les différentes variables avec leurs bornes inférieures et supérieures. Pour la machine à diamètre fixe, nous avons augmenté la limite supérieure du rayon d'alésage pour autoriser plus de surface au rotor et réduire la saturation des dents rotoriques. Les limites de variation du nombre de spires ont également été augmentées suite à l'analyse faite au paragraphe 4.5.

Tableau 4.9 : Bornes des variables des optimisations à D_{ext} fixe et variable

	D_{ext} fixe		D_{ext} variable	
Variables X	Borne inférieure	Borne supérieure	Borne inférieure	Borne supérieure
Rayon d'alésage: R_{ales} (mm)	80	95	75	120
Angle d'ouverture des dents : γ_{ds} (°)	5	12	5	12
Longueur de fer: L_{fer} (mm)	200	250	200	250
Hauteur des dents statoriques : h_{ds} (mm)	15	30	15	30
Nombre de spires d'une bobine : N_s	15	35	15	35
Angle d'inclinaison des barrières : δ (°)	0	6	0	6
Rapport de l'angle d'ouverture des barrières : $k= \theta/\beta$	0,1	0,9	0,1	0,9
Épaisseur des barrières : e_{bf} (mm)	3	4	3	4
Angle du courant: α (°elec)	0	40	0	40
Densité de courant : J (A/mm²)	4	7	4	7
Rayon extérieur : R_{ext} (mm)	135	135	120	150

Les fonctions objectifs ainsi que le cahier des charges, définis au paragraphe 4.3, restent les mêmes avec un seul changement au niveau de la valeur maximale du courant. On fixe une contrainte de courant maximal inférieur à 30 A au lieu de 40 A. Ce changement permet

d'avoir des machines avec un nombre de spires plus élevé et une tension plus proche de la limite maximale du variateur. Le problème d'optimisation est le suivant :

$$\begin{cases} max \;\; \eta(X) \\ min \;\; c(X) \end{cases}$$

sous contraintes :

$$\begin{gathered} Couple\ moyen > 210\ Nm \\ Facteur\ de\ puissance > 0{,}85 \\ Tension < 365\ V \\ Courant < 30\ A \\ H_{ap} < H_{cJ} = 275\ kA/m \\ g(X) < 0 \end{gathered} \tag{4.11}$$

Les optimisations sont réalisées avec une population de 400 individus et 200 générations. La Figure 4.27 montre les fronts de Pareto obtenus pour les deux optimisations. Les extrémités des fronts de Pareto sont désignées par A et B pour les machines à diamètre fixe (courbe en vert) et par A' et B' pour les machines à diamètre variable (courbe en rouge). Les géométries de ces quatre machines sont tracées sur la Figure 4.28 et leurs dimensions sont données dans le Tableau 4.10.

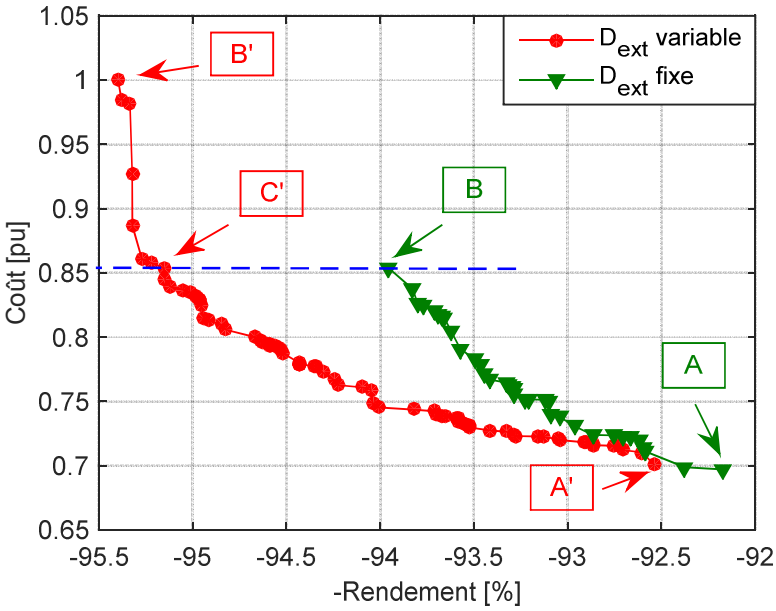


Figure 4.27 : Fronts de Pareto des optimisations à D_{ext} fixe et variable

Tableau 4.10 : Dimensions géométriques des machines aux extrémités des fronts de Pareto

Machine	R_{ext} (mm)	R_{ales} (mm)	L_{fer} (mm)	γ_{ds} (°)	h_{ds} (mm)	e_{bf} (mm)	k_1 (°)	k_2 (°)	δ_1 (°)	δ_2 (°)
A	135	95	200	11	26,6	3,8	0,71	0,4	0,2	0,27
B	135	95	248	12	27	4	0,73	0,4	0,13	0,27
A'	142,5	103,5	202	12	25,5	3,7	0,71	0,4	1,4	1,8
B'	150	107,5	238	11	26,5	4	0,75	0,43	0	0,28

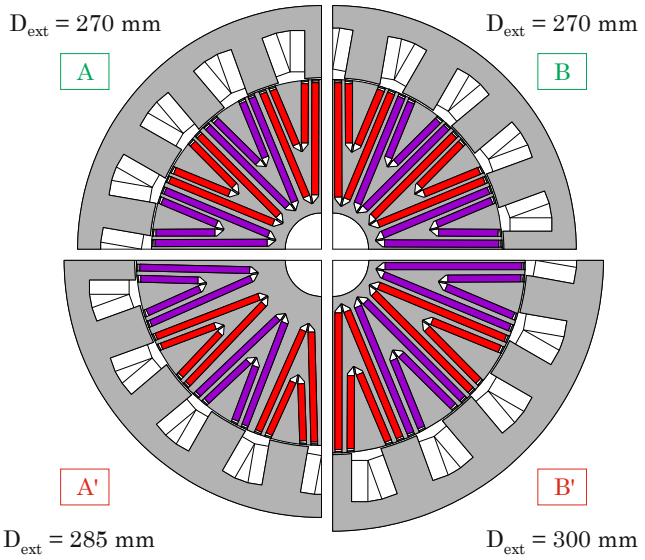


Figure 4.28 : Géométries des machines aux extrémités des fronts de Pareto

Les performances des machines situées aux extrémités des fronts de Pareto sont données dans le Tableau 4.11. Les machines A et A' fournissent le même couple et le même facteur de puissance et ont quasiment les mêmes coûts et rendement. Cependant, A' a besoin de moins de courant par rapport à A avec un nombre de spires plus élevé ce qui augmente la tension U_{eff}.

À diamètre extérieur fixe, les deux extrémités du front de Pareto sont constituées de machines dont les coûts sont égaux à 0,695 pu et 0,851 pu. Ainsi, une réduction du coût d'environ 20% peut être obtenue entre les points extremum du front de Pareto.

En ce qui concerne l'échauffement des têtes de bobines, il existe une différence de l'ordre de 30°C entre les machines A et B. Ceci est dû à la diminution des pertes dans la machines B qui se traduit par une augmentation du rendement par rapport à la machines A. Une analyse identique peut être faite entre les machines A' et B'.

Tableau 4.11 : Performances des machines aux extrémités des fronts de Pareto

Machine	C_{moy} (Nm)	FP	U_{eff} (V)	η (%)	$C\hat{o}ut$ (pu)	I_{eff} (A)	N_s	ΔT_{tb} (°C)
A	210,6	0,86	287	92,17	0,695	28	21	87
B	211	0,93	347	93,95	0,851	21	22	57
A'	210,6	0,85	337	92,54	0,7	24	23	85
B'	238	0,95	354	95,4	1	22	20	50

Une autre analyse importante est faite à iso-coût. Les deux machines B et C' ont un coût de 0,851 pu (Figure 4.27). Leurs caractéristiques, données dans le Tableau 4.12, montrent que la machine C' compense son rayon extérieur élevé en réduisant la longueur de fer. En outre, les deux machines possèdent quasiment les mêmes pertes fer. Cependant, les pertes par effet Joule de la machine C' sont inférieures à celles de la machine B. Par conséquent, à un coût fixe, le rendement peut être amélioré de 1,2 % en augmentant le diamètre extérieur du moteur.

Tableau 4.12 : Caractéristiques des machines à iso-coût

Machine	R_{ext} (mm)	L_{fer} (mm)	P_{fer} (W)	P_{Cu} (W)	η (%)	Coût (pu)
B	135	248	164,13	535,4	93,95	0,851
C'	149	203	165,6	408	95,15	0,851

4.8 Évaluation des gains technico-économiques

La machine 18/16, notée A, issue de l'optimisation à diamètre fixe (D_{ext} = 270 mm) est comparée à deux solutions industrielles existantes.

La première machine industrielle est une machine à 48 encoches et 8 pôles avec un bobinage distribué. Les aimants insérés au rotor en concentration de flux sont en NdFeB (Figure 4.29). Le diamètre extérieur de la machine 48/8 est de 270 mm avec une longueur de fer de 200 mm. Ainsi, le volume de cette machine est égal à celui de la machine 18/16.

La deuxième machine industrielle est une machine à 27 dents et 24 pôles avec un bobinage concentré sur dents. C'est une machine à aimants en surface en NdFeB (Figure 4.30). Son diamètre extérieur est égal à 270 mm et sa longueur de fer est de 190 mm.

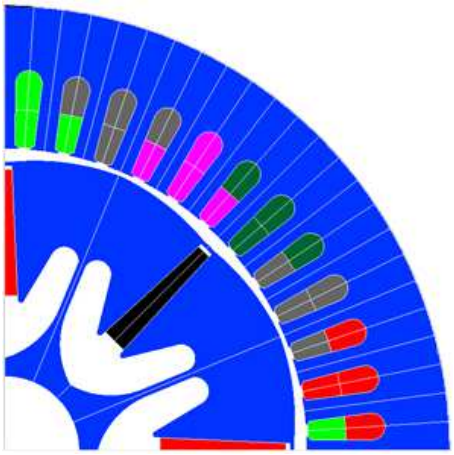


Figure 4.29 : Machine existante 48/8 à aimants en NdFeB et bobinage distribué

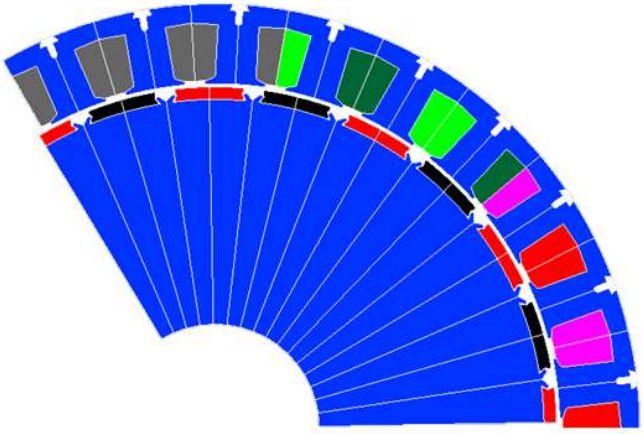


Figure 4.30 : Machine existante 27/24 à aimants en NdFeB et bobinage concentré sur dents

Toutes les machines sont comparées au même point de fonctionnement à 500 tr/min et à ~210 Nm. La comparaison en termes de rendement et de coût est donnée dans le Tableau 4.13.

Tableau 4.13 : Comparaison de la machine 18/16 optimale avec des solutions industrielles existantes.

Machine	D_{ext} (mm)	L_{fer} (mm)	C_{moy} (Nm)	N (tr/min)	Aimants	η (%)	Côut (pu)
18/16 optimale	270	200	210,6	500	Ferrite	92,17	1
48/8 existante	270	200	210	500	NdFeB	86,7	1,24
27/24 existante	270	190	211	500	NdFeB	92,18	1,3

À iso-volume, la machine 48/8 a un rendement de 86,7 % contre 92,17 % pour la machine 18/16. De plus, Le coût de la 48/8 est de 1,24 pu. Donc, la machine 48/8 est moins performante que la machine 18/16 en termes de rendement et 24 % plus chère. En ce qui concerne la machine 27/24, son rendement est le même que la machine 18/16 par contre elle est 30 % plus chère.

Ces résultats montrent l'intérêt technico-économique de la machine 18/16 optimisée à aimants en ferrite et à bobinage concentré sur dents face à des solutions industrielles existantes.

4.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons réalisé une optimisation multi-physique de la machine 18/16 à flux radial. Le problème d'optimisation a été défini avec deux objectifs qui visent à maximiser le rendement et à minimiser le coût de la machine. Les contraintes concernaient le niveau du courant, le couple, le facteur de puissance et la tension. De plus, une contrainte de démagnétisation ainsi que des contraintes géométriques qui assurent la faisabilité de la machine ont été rajoutées.

La résolution a été effectuée à l'aide de l'algorithme génétique NSGA-II. Une première optimisation a conduit à la définition d'un prototype. Ce dernier a été fabriqué et utilisé pour réaliser des essais expérimentaux. Les résultats des essais ont été comparés à ceux du modèle analytique multi-physique à différents niveaux de courant. Le couple, le facteur de puissance, la tension et le rendement ont été expérimentalement validés. Le modèle analytique est capable de prédire correctement les performances du moteur avec des écarts de l'ordre de 7,7 % pour le couple au point de fonctionnement nominal. Ces écarts peuvent être dus à la dégradation des propriétés magnétiques de la tôle lors du découpage des barrières.

Une fois le modèle analytique validé, nous avons mis en place deux optimisations qui prennent en compte le calage du modèle thermique suite aux essais. La première optimisation, à diamètre extérieur fixe, a montré la possibilité de réduire le coût de 20% entre les extrémités du front de Pareto. La deuxième optimisation, à diamètre extérieur variable, a mis en évidence la possibilité d'améliorer les performances de la machine sans augmenter le coût. En effet, à un coût fixe, le rendement peut être amélioré de 1,2 % en augmentant le diamètre extérieur du moteur.

Finalement, une machine optimale 18/16 a été comparée à deux solutions industrielles existantes. La machine 18/16 avec des aimants multi-V en ferrite peut être 30 % moins chère avec un rendement 5,5 % plus élevé que certaines machines existantes utilisant du NdFeB.

Ce chapitre conclut l'étude de la machine 18/16 à flux radial. Cette dernière a été étudiée en éléments finis, modélisée analytiquement, optimisée et validée expérimentalement. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude en éléments finis de la machine à flux axial. Sa modélisation analytique ainsi que son optimisation seront également présentées.

Chapitre 5

Étude et modélisation de la machine 18/16 à flux axial

Sommaire Chapitre 5

Étude et modélisation de la machine 18/16 à flux axial 191

5.1 Introduction 193

5.2 Étude en éléments finis de la machine à flux axial 194

5.2.1 Structure de base de la machine à flux axial 194

5.2.2 Modélisation en « 2D linéarisé » 196

5.2.3 Analyse des aimants dans les barrières 204

5.2.4 Influence des ponts tangentiels 205

5.2.5 Étude des pertes fer 207

5.3 Modélisation analytique multi-physique de la machine à flux axial 209

5.3.1 Modèle magnétique 209

5.3.2 Modèle électrique 219

5.3.3 Modèle énergétique 220

5.3.4 Modèle technico-économique 223

5.3.5 Couplage des modèles 224

5.4 Optimisation de la machine à flux axial 225

5.4.1 Définition du problème d'optimisation 225

5.4.2 Résultats de l'optimisation 227

5.4.3 Comparaison avec les modèles en éléments finis 2D et 3D 230

5.5 Comparaison avec la machine à flux radial 231

5.6 Conclusion 233

5.1 Introduction

L'étude bibliographique, réalisée au premier chapitre, a montré l'existence de certains concepts intéressants et innovants qui concernent à la fois les machines à flux radial et axial. Les chapitres précédents ont été consacrés à l'étude, la modélisation et l'optimisation d'une machine à flux radial qui répond aux exigences des applications à fort couple et basse vitesse. Dans ce chapitre, la méthodologie de conception mise en œuvre pour la machine radiale sera appliquée pour modéliser et optimiser une structure innovante à flux axial. Les machines à flux axial sont souvent utilisées dans toute application qui exige une densité de couple et un rendement élevés. Cela justifie l'intérêt porté à cette catégorie de machines.

La structure étudiée est inspirée de la machine à flux radial et s'inscrit dans la catégorie des machines à aimants intérieurs en multi-barrières. Ce concept n'a pas été rencontré lors de l'étude bibliographique et constitue une catégorie innovante de machines à flux axial (cf. chapitre 1). Compte tenu de l'originalité de ces structures, un brevet a été déposé au nom de la société Leroy-Somer pour présenter ces machines axiales à multi-barrières au rotor.

Ce chapitre est scindé en deux principales parties. La première partie portera sur l'étude en éléments finis de la machine axiale. On présentera premièrement la structure de base de la machine à flux axial étudiée ainsi que les matériaux utilisés. Dans un souci de réduction de temps de calcul, nous étudierons la possibilité de « linéariser géométriquement » la machine pour passer d'une modélisation en éléments finis 3D à une modélisation 2D. Deuxièmement, on étudiera les lignes de champ des aimants dans les barrières et nous analyserons l'influence des ponts tangentiels sur les ondulations de couple. Nous étudierons également les pertes fer dans la structure tout en considérant différents matériaux au stator et au rotor.

La deuxième partie de ce chapitre sera dédiée à la modélisation multi-physique et à l'optimisation de la machine à flux axial dans le but de la comparer à la machine à flux radial. Ainsi, il sera indispensable de mettre en place un modèle analytique rapide et précis pour calculer les performances de la machine axiale 18/16 modélisée en 2D linéarisé au rayon moyen. Cette machine à flux axial étant l'équivalent de la machine à flux radial. L'approche de la modélisation multi-physique adoptée sera basée sur celle développée et détaillée au chapitre 3.

Dans un premier temps, le modèle analytique magnétique sera présenté. Il est basé sur les mêmes principes que ceux de la machine à flux radial. Donc, nous rappellerons les hypothèses ainsi que les principales équations du modèle. On mettra l'accent sur les différences avec la machine radiale notamment en ce qui concerne l'absence de la culasse statorique et la présence des aimants axiaux au rotor. Les performances analytiques en termes de couple moyen, de facteur de puissance interne et de tension interne seront comparées à celles calculées par éléments finis 2D.

Dans un second temps, les modèles électrique, énergétique et technico-économique seront présentés. À l'aide de ces modèles nous calculerons les grandeurs électriques (tension et facteur de puissance) aux bornes du moteur, les pertes dans la machine ainsi que le coût des matières actives : cuivre, fer, SMC et aimants.

Le modèle multi-physique de la machine à flux axial n'inclura pas des modèles thermique et mécanique. Par ailleurs, on fera l'hypothèse d'un fonctionnement en régime

thermique stable. La température du bobinage et celle des aimants seront égales à celles de la machine à flux radial optimisée.

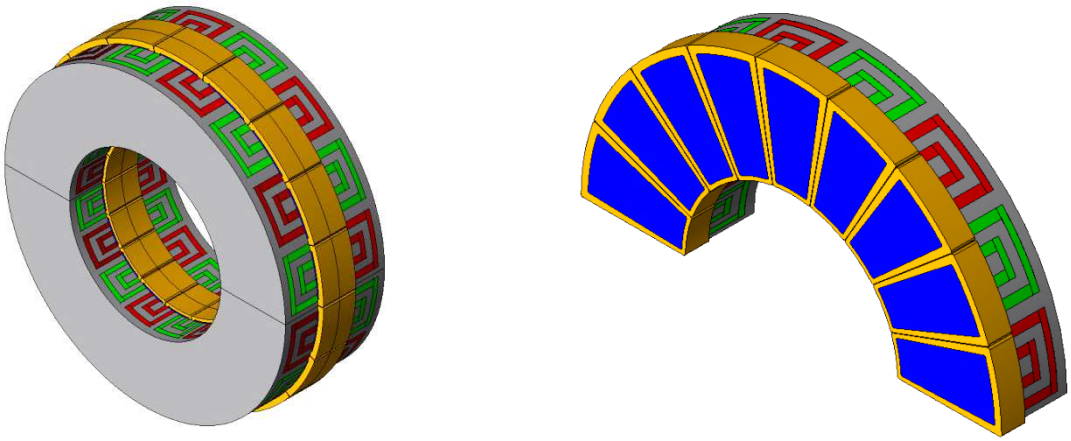
Finalement, une optimisation multi-objectifs de la machine axiale sera réalisée avec le même cahier des charges défini auparavant. On comparera les solutions axiales optimales avec celles obtenues pour la machine radiale.

5.2 Étude en éléments finis de la machine à flux axial

5.2.1 Structure de base de la machine à flux axial

5.2.1.1 Géométrie de la machine axiale

La géométrie de la machine à flux axial est basée sur celle de la machine radiale 18/16. Ainsi, on conserve le même nombre de dents et le même nombre de pôles. Les machines axiales peuvent être soit à rotor intérieur (AFIR) soit à stator intérieur (AFIS). Dans le but de réduire la quantité de cuivre et ainsi limiter les pertes par effet Joule, nous avons choisi d'utiliser le bobinage concentré sur dents avec une structure à double rotor et simple stator. Donc, l'étude portera sur une machine AFIS à 18 dents et 16 pôles. Les barrières au rotor peuvent être de formes diverses. La structure de base est présentée avec des barrières en forme de « U ». La Figure 5.1(a) montre la machine axiale complète en 3D. Les symétries de la machine permettent de limiter l'étude au quart de la structure (Figure 5.1(b)).



(a) Machine complète (b) Quart de la machine

Figure 5.1 : Structure de base de la machine 18/16 à flux axial

Chaque pôle du rotor est formé par deux barrières remplies d'aimants. Les barrières étant en forme de « U », elles présentent des aimants dits « radiaux » et des aimants dits « axiaux ». Les aimants radiaux sont magnétisés dans une direction perpendiculaire à l'axe de rotation tandis que les aimants axiaux sont magnétisés dans une direction parallèle à l'axe de rotation. Le sens de magnétisation est inversé entre deux pôles consécutifs Nord et Sud (Figure 5.2).

La machine est de type NS et le flux passe d'un rotor à un autre en traversant le stator axialement (Figure 5.3). Ainsi, la culasse du stator n'est pas nécessaire ce qui permet de réduire les pertes fer.

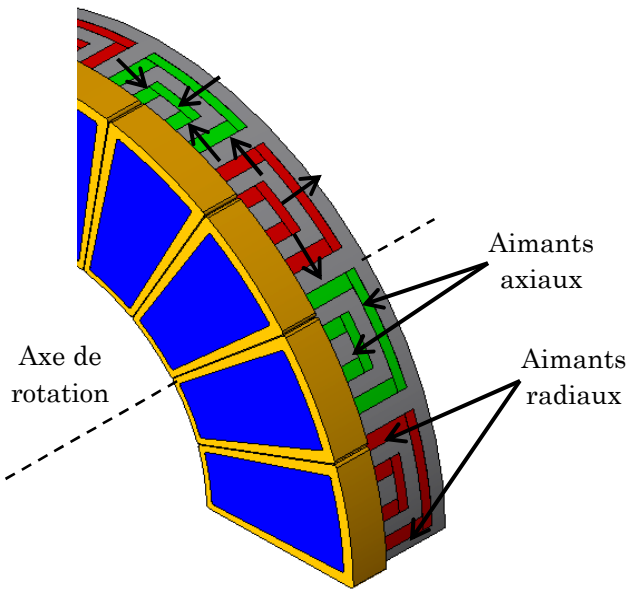


Figure 5.2 : Sens d'aimantation des aimants

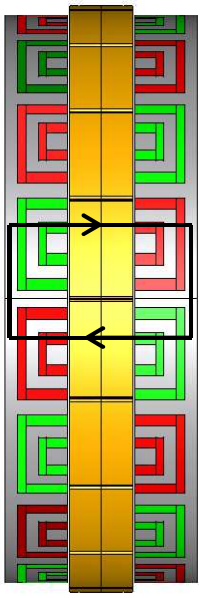


Figure 5.3 : Trajet du flux dans la machine

Le bobinage est réalisé suivant la méthode des diagrammes de phases décrite au chapitre 2. On rappelle que la séquence de bobinage pour la moitié de la machine 18/16 est la suivante : A+ A- A+, B+ B- B+, C+ C- C+. Cette séquence est répétée deux fois pour couvrir la deuxième moitié du stator.

5.2.1.2 Matériaux utilisés

Les matériaux utilisés dans l'étude de la machine axiale concernent les bobines, les aimants et les circuits magnétiques du stator et des rotors. Comme pour la machine radiale, les bobines sont en fils de cuivre et les aimants en ferrite. Pour les circuits magnétiques, on envisage deux matériaux : les tôles ferromagnétiques M400P-50 dont les caractéristiques sont données au chapitre 2 et les matériaux composites magnétiques doux ou *soft magnetic composite* (SMC).

5.2.1.2.1 Matériau composite magnétique doux (SMC)

Les SMC sont essentiellement constitués de mélanges de poudres de fer et de liants isolants électriques qui sont compressés pour obtenir la forme désirée (Figure 5.4). Cette technique fut proposée par Fritts en 1886 [Fri07]. Par contre, elle fut mise de côté pendant longtemps car il n'y avait pas de presses suffisamment performantes pour permettre de compacter des poudres métalliques en des échantillons de taille intéressante. De plus, les empilements de tôles laminées donnaient déjà de très bons résultats. Pour ces raisons, les composites magnétiques doux à base de poudres n'ont réellement été étudiés qu'à partir des années 1980 [Lap10].

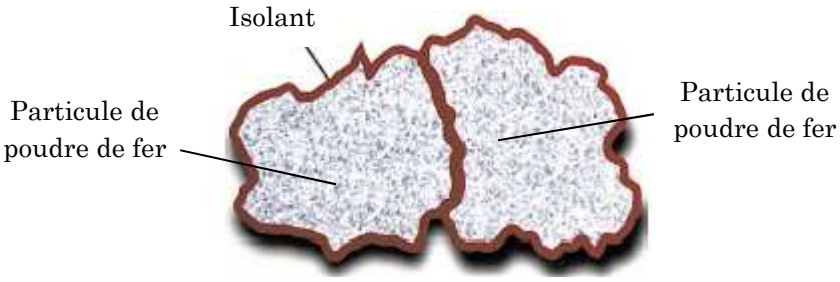


Figure 5.4 : Schéma des éléments du SMC [Sho07]

Les SMC présentent plusieurs avantages. D'une part, la nature du matériau en poudre, augmente l'isotropie ce qui permet une meilleure circulation du flux magnétique dans les trois dimensions [Cyr07]. D'autre part, les particules de fer composant la poudre magnétique sont isolées les unes des autres ce qui augmente la résistivité et permet de limiter la circulation des courants de Foucault. Finalement, les matériaux en SMC permettent de fabriquer de nouvelles structures de machines à flux axial et transverse.

Cependant, lors de la fabrication, les SMC sont compressés, recuits et moulés [Nea10]. Ainsi, le processus de moulage crée des contraintes mécaniques importantes sur les particules de fer ce qui augmente les pertes par hystérésis surtout à basse fréquence [Lie09].

Le matériau utilisé dans notre étude est le Somaloy 700-3P fabriqué par Högänas AB [Hog15]. Sa caractéristique $B=f(H)$ est donnée sur la figure suivante :

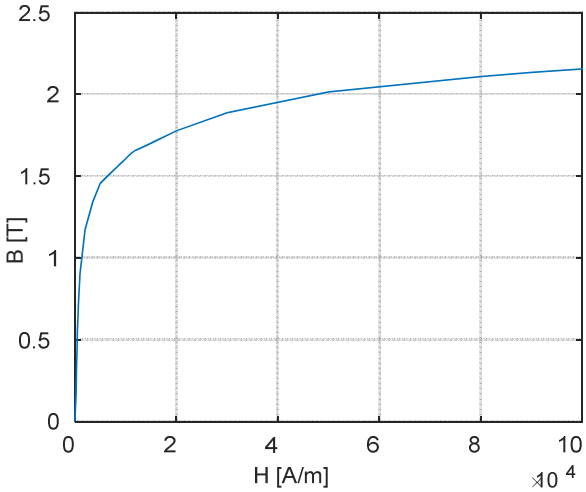


Figure 5.5 : Courbe B(H) du SMC Somaloy-700-3P

5.2.2 Modélisation en « 2D linéarisé »

La modélisation de la machine axiale en éléments finis 3D, conduit à un maillage avec un nombre élevé de nœuds et de mailles. La résolution du problème 3D non linéaire nécessite des ordinateurs puissants et un temps de calcul qui peut atteindre plusieurs heures (voire quelques jours). Afin de pallier ce problème, le passage d'un modèle 3D à un modèle « 2D linéarisé » (au sens géométrique) est mis en place.

5.2.2.1 Passage 3D / 2D linéarisé

Le passage d'un modèle 3D à un modèle 2D linéarisé consiste à réaliser un plan de coupe de la machine par un cylindre de rayon R_{eq} et puis dérouler le cylindre pour obtenir la structure en 2D. Ce passage, dit couronne – rectangle, est représenté sur la Figure 5.6.

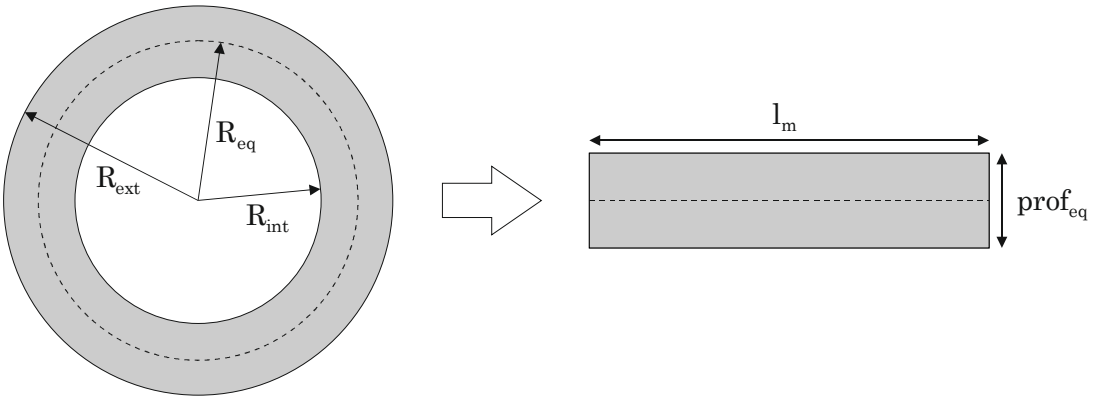


Figure 5.6 : Linéarisation de la machine axiale

La longueur équivalente de la machine linéarisée est donnée par :

$$l_m = 2\,\pi R_{eq} \tag{5.1}$$

La longueur d'un arc quelconque ayant un angle θ (en rad) est donnée par :

$$l = R_{eq}\,\theta \tag{5.2}$$

La conservation de la surface active (en gris sur la Figure 5.6) permet de calculer la profondeur équivalente du modèle 2D :

$$prof_{eq} = \frac{R_{ext}^2 - R_{int}^2}{2\,R_{eq}} \tag{5.3}$$

Avec R_{ext} et R_{int} les rayons extérieur et intérieur de la machine axiale respectivement. Dans le cas où le rayon équivalent est le rayon moyen on obtient :

$$prof_{eq} = R_{ext} - R_{int} \qquad \text{si} \qquad R_{eq} = R_{moy} = \frac{R_{ext} + R_{int}}{2} \tag{5.4}$$

La Figure 5.7 montre la surface modélisée lors du passage 3D / 2D linéarisé avec h la hauteur de la partie modélisée (stator ou rotor).

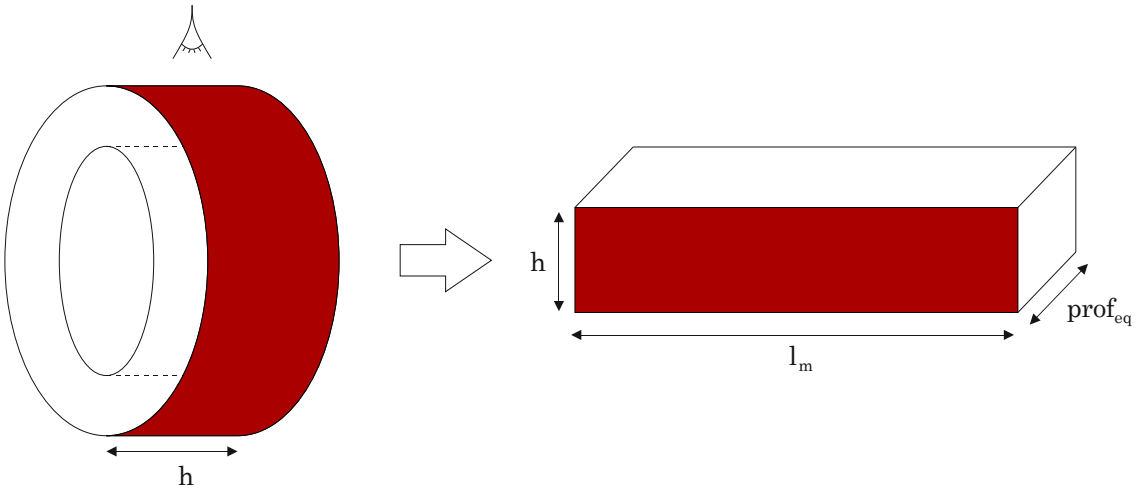


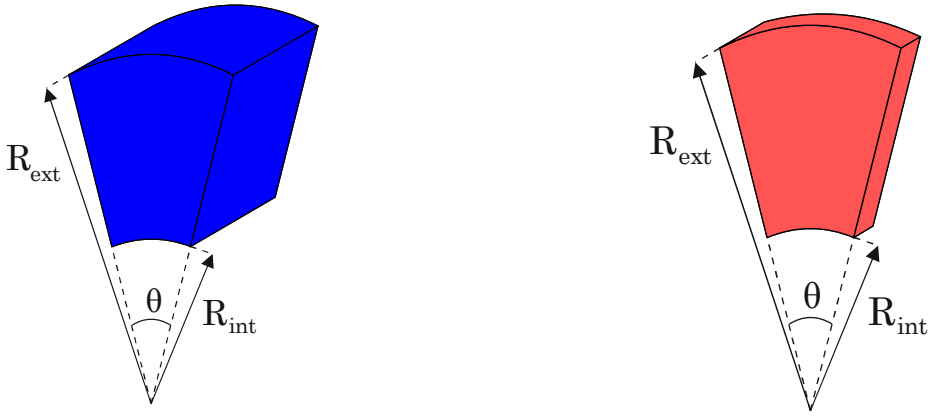
Figure 5.7 : Surface modélisée lors du passage en 2D linéarisé

5.2.2.2 Comparaison du flux en 3D et en 2D linéarisé

Dans le but de valider le passage du modèle tridimensionnel à un modèle bidimensionnel, on réalise une comparaison du flux magnétique calculé par éléments finis 3D et 2D linéarisé. Pour la machine axiale, les angles des dents statoriques et des aimants axiaux sont constants entre le rayon intérieur et le rayon extérieur (Figure 5.8). En ce qui concerne les bobines et les aimants radiaux on distingue deux cas :

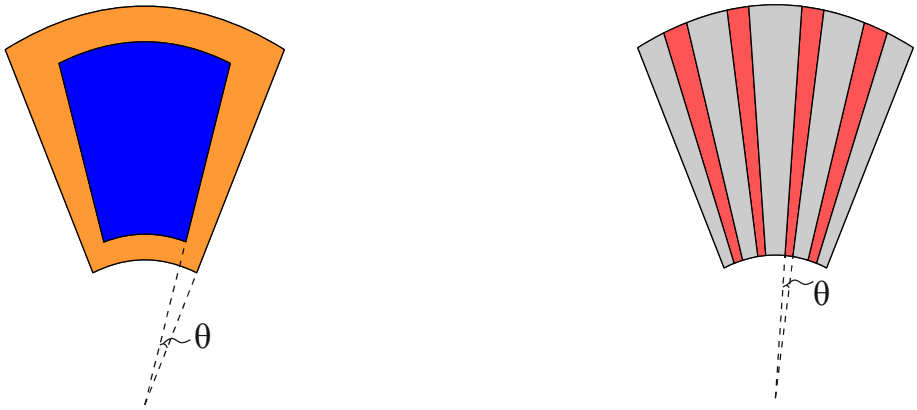
- 1er cas : angles constants entre R_{ext} et R_{int} (Figure 5.9) ;
- 2ème cas : épaisseur constante donc les angles ne sont pas constants entre R_{ext} et R_{int} (Figure 5.10).

Dans le 1er cas, où tous les angles de la machine axiale sont constants, on linéarise la machine en utilisant le rayon moyen R_{moy}. Dans le 2ème cas, où certains angles ne sont pas constants, on procède à une modélisation multicouche. Cette dernière consiste à diviser la machine en plusieurs couches à différents rayons et de sommer la contribution de toutes les couches.



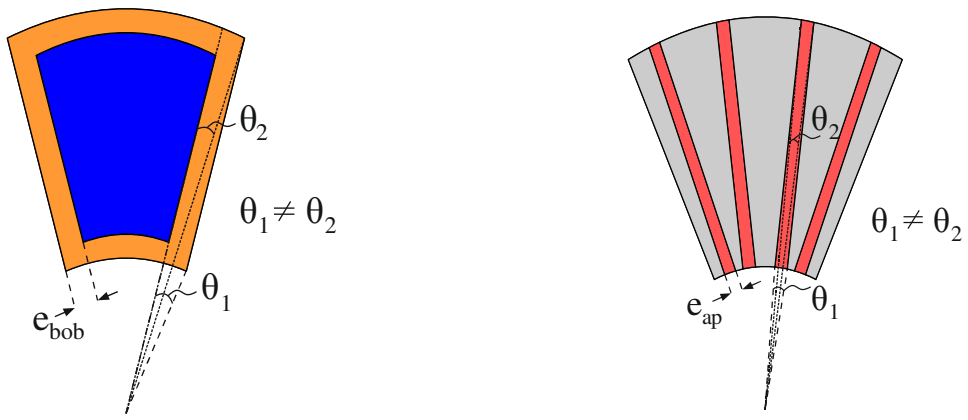
(a) Dent statorique (b) Aimant axial

Figure 5.8 : Représentation des dents statoriques et des aimants axiaux avec un angle constant



(a) Bobinage (b) Aimants radiaux

Figure 5.9 : Représentation du bobinage et des aimants radiaux avec un angle constant



(a) Bobinage (b) Aimants radiaux

Figure 5.10 : Représentation du bobinage et des aimants radiaux avec une épaisseur constante (angle non constant)

La modélisation 3D et la modélisation 2D au rayon moyen sont faites en utilisant le logiciel JMAG® [Fem14]. La modélisation 2D multicouche est réalisée avec le logiciel FEMM piloté par Matlab® car cela permet de modifier facilement la géométrie en fonction du rayon. Les principales caractéristiques des machines simulées sont données dans le Tableau 5.1.

Tableau 5.1 : Caractéristiques des machines pour la comparaison du flux en 3D et 2D linéarisé

Caractéristique	Valeur
Rayon extérieur : R_{ext}	130 mm
Rayon intérieur : R_{int}	70 mm
Hauteur du stator : h_{stator}	30 mm
Hauteur du rotor : h_{rotor}	30 mm
Courant efficace : I_{eff}	40 A
Vitesse de rotation : N	500 tr/min
Matériau au stator et au rotor	M400P-50

Le maillage en 3D est formé d'environ 46300 nœuds (Figure 5.11) alors que le maillage en 2D contient environ 4500 nœuds (Figure 5.12).

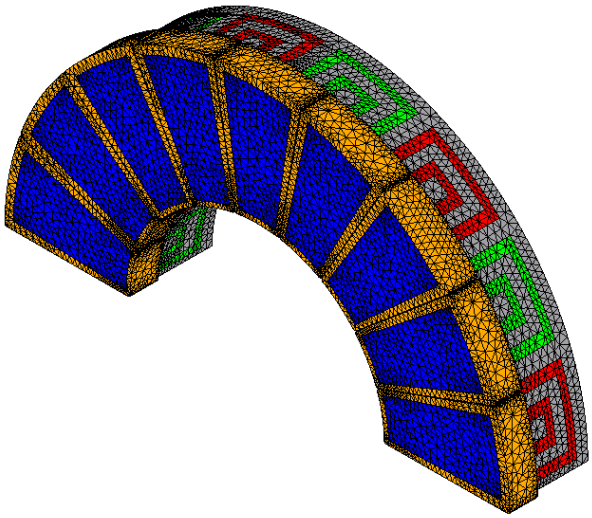


Figure 5.11 : Maillage de la structure en 3D

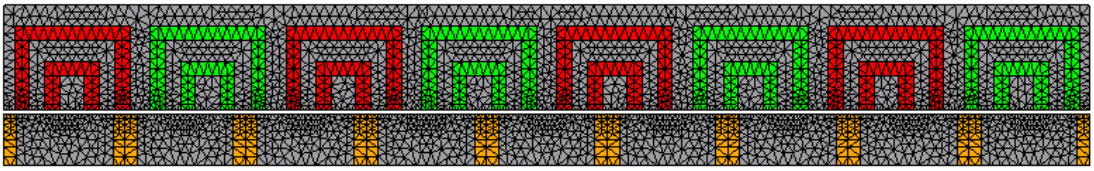


Figure 5.12 : Maillage de la structure linéarisée en 2D

5.2.2.2.1 Angles constants : modélisation au rayon moyen

La période électrique est discrétisée en 60 points. Ainsi, on réalise 60 calculs en magnétostatique et on relève l'évolution du flux en fonction du temps. Les résultats sont donnés sur la Figure 5.13 et dans le Tableau 5.2.

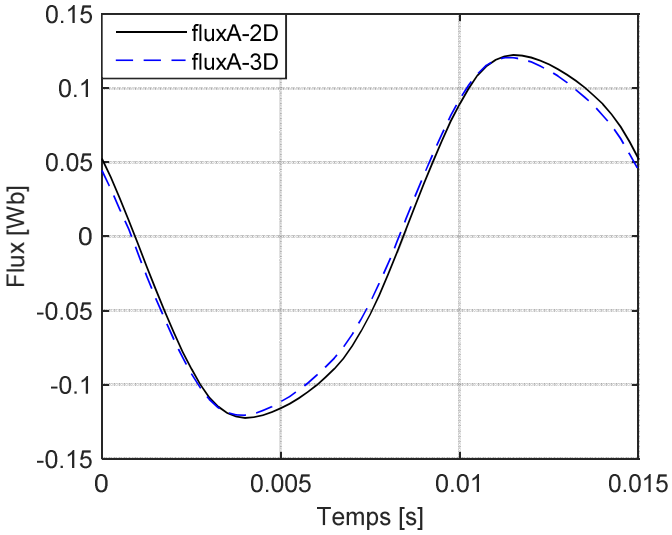
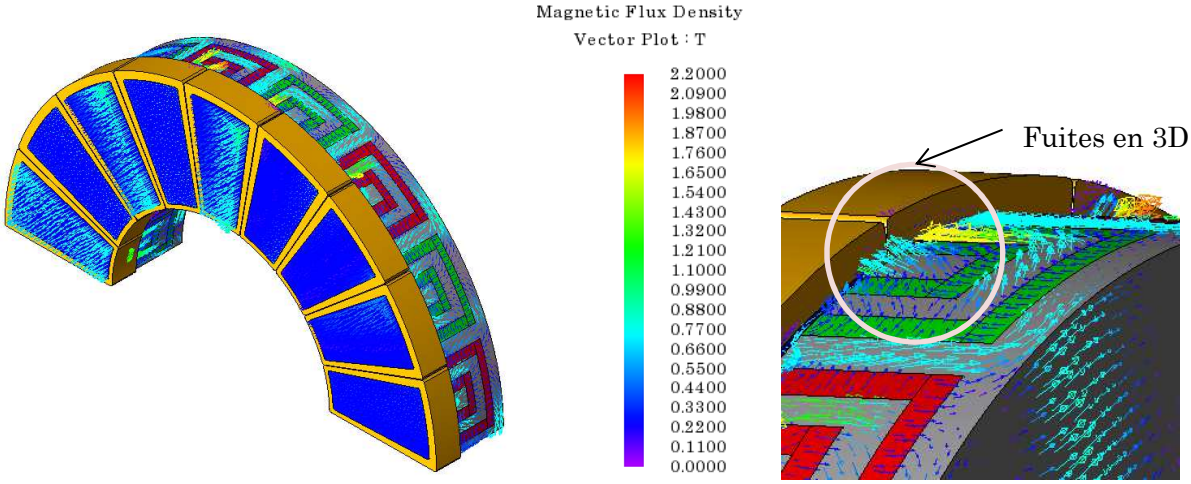


Figure 5.13 : Flux de la phase A en 3D et en 2D linéarisé (angles constants)

Tableau 5.2 : Valeurs du flux maximal en 3D et 2D linéarisé au rayon moyen (angles constants)

Flux maximal en 3D (Wb)	Flux maximal en 2D linéarisé (Wb)	Écart
0,1205	0,1225	1,66 %

Bien que l'écart soit de 1,66 % entre le flux calculé en 3D et celui en 2D, nous cherchons à comprendre l'origine de cette différence. Ainsi, on visualise les vecteurs de l'induction magnétique dans la machine en 3D (Figure 5.14(a)). En faisant un zoom sur le bord extérieur de la machine, nous observons des flux de fuites entre le rotor et le stator (Figure 5.14(b)). Ce même phénomène se reproduit du côté du rayon intérieur.



(a) Vecteurs de l'induction magnétique (b) Zoom sur les fuites en 3D

Figure 5.14 : Induction magnétique en 3D

Dans le but de réduire les fuites aux bords, nous rajoutons aux deux extrémités de la machine, des couches d'air avec une perméabilité inférieure à 1 (Figure 5.15). L'évolution du flux en fonction du temps est donnée sur la Figure 5.16 :

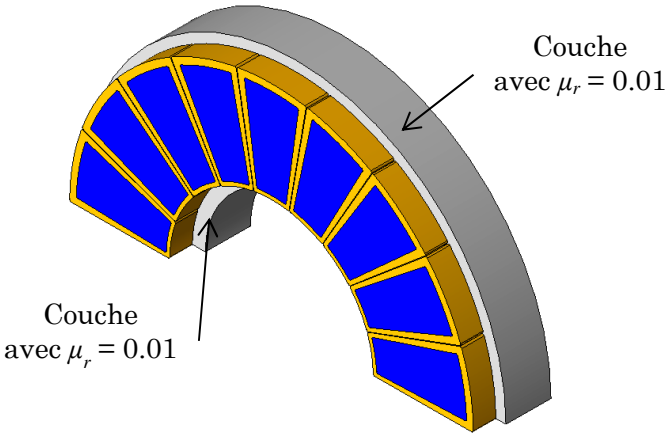


Figure 5.15 : Réduction des fuites aux bords de la machine

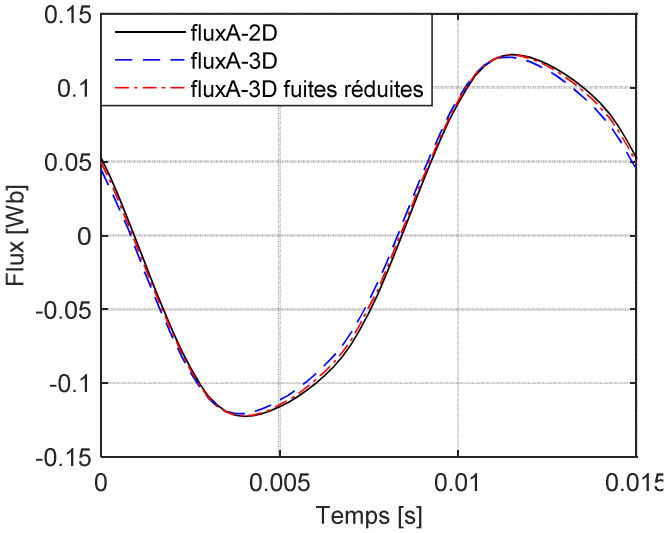


Figure 5.16 : Flux de la phase A avec réduction des fuites aux bords de la machine

En réduisant les fuites aux bords de la machine, les courbes du flux en 3D et en 2D sont quasiment les mêmes. Donc, l'écart est dû aux effets de bords qu'on néglige en passant à un modèle 2D linéarisé. Par contre, le temps de calcul est significativement réduit. En effet, le calcul en 3D nécessite 8 h 30 min alors que le calcul en 2D nécessite 12 min sur une machine du type *1x4 cores Intel (R) i7-4600 CPU @ 2.10GHz 2.70GHz 16Gb of RAM.*

5.2.2.2.2 Angles non constants : modélisation multicouche

Le bobinage et les aimants radiaux sont modifiés de façon à avoir une épaisseur constante (Figure 5.17). Dans un premier temps, la machine est divisée en 5 couches (Figure 5.18). On compare le flux du modèle multicouche 2D avec le flux de la machine axiale 3D. De plus, on rajoute les couches d'air à perméabilité inférieure à 1 pour effectuer un calcul 3D avec des fuites réduites aux bords de la machine. Les résultats sont donnés sur la Figure 5.19.

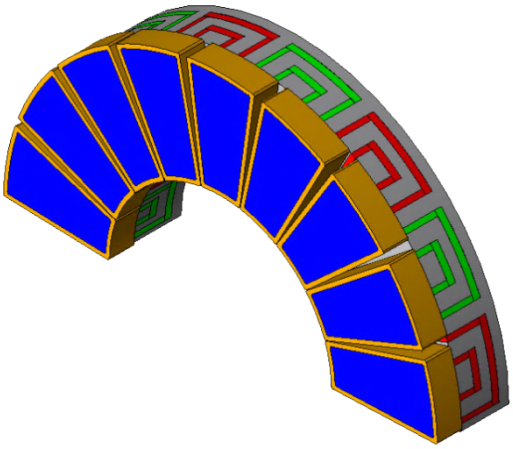


Figure 5.17 : Machine axiale avec des angles non constants

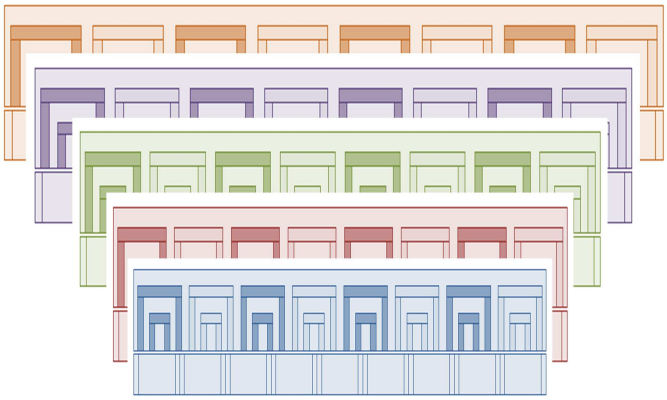


Figure 5.18 : Représentation schématique des 5 couches en 2D linéarisé

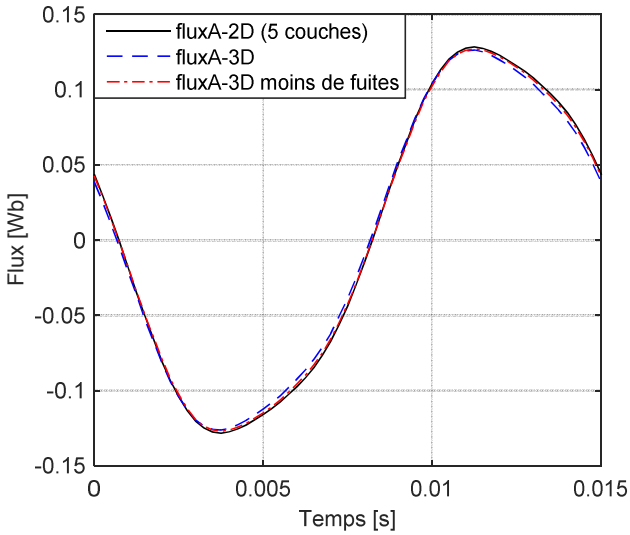
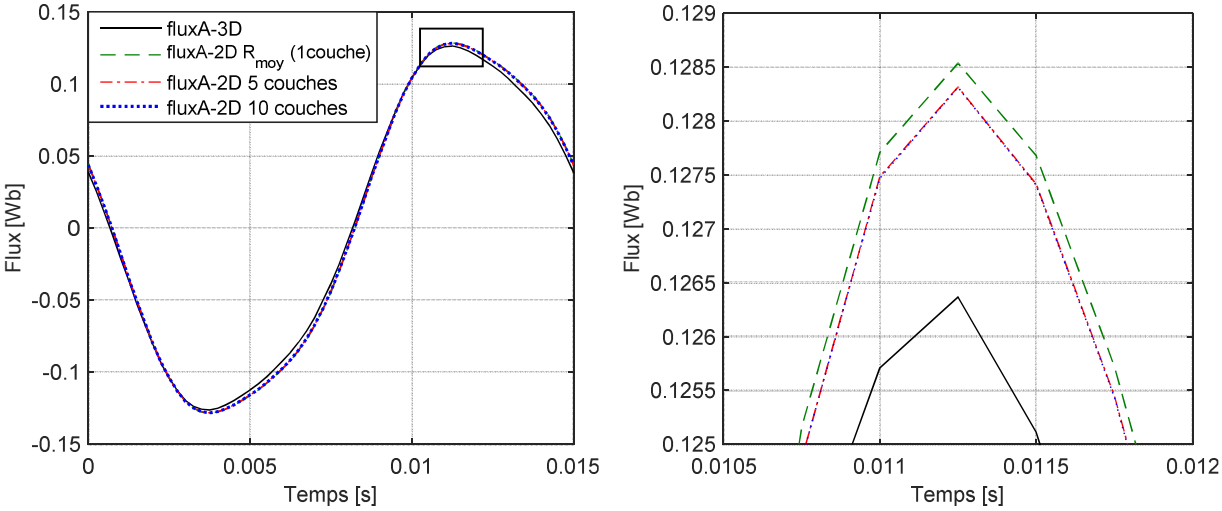


Figure 5.19 : Flux de la phase A en 3D et en 2D linéarisé (angles non constants)

L'écart entre le flux calculé en 2D et celui de la machine 3D est de 1,5 %. En réduisant les fuites, le flux de la machine 3D se rapproche du flux calculé en 2D avec 5 couches. Ces résultats permettent de valider l'approche multicouche.

Cependant, on s'intéresse à l'étude de l'influence du nombre de couches sur le calcul du flux en 2D. Ainsi, la Figure 5.20(a) montre une comparaison du flux calculé avec une seule couche au rayon moyen, avec 5 couches et avec 10 couches. L'évolution du flux en fonction du temps est la même pour 1, 5 ou 10 couches. De plus, sur la Figure 5.20(b), un zoom sur les valeurs maximales montre que la différence est négligeable entre la modélisation au rayon moyen et celle à plusieurs couches.



(a) Courbes sur une période électrique

(b) Zoom sur la zone du flux maximal

Figure 5.20 : Comparaison du flux 3D avec le flux 2D à différents nombres de couches

L'analyse précédente permet d'adopter, pour la suite de l'étude, la modélisation 2D au rayon moyen de la machine à flux axial. Ce choix permet de réduire le temps de calcul en réalisant une seule simulation en éléments finis 2D au lieu de plusieurs simulations à différents rayons.

5.2.3 Analyse des aimants dans les barrières

Dans la structure de base de la machine à flux axial, les aimants axiaux et radiaux se chevauchent sur une partie des barrières. De plus, les aimants radiaux sont en contact direct avec l'entrefer (Figure 5.21).

Dans le but d'analyser l'effet de cette géométrie, on trace les lignes de champ en éléments finis 2D de la structure définie dans le Tableau 5.1. La Figure 5.22 montre que, dans la zone de chevauchement et du côté de l'entrefer, les lignes de champ des aimants ne sont pas parallèles à la direction d'aimantation. Cette déviation des lignes de champ conduit à une perte d'une partie de l'induction des aimants. De plus, les pratiques industrielles évitent de mettre en contact des aimants ayant des directions de magnétisation différentes.

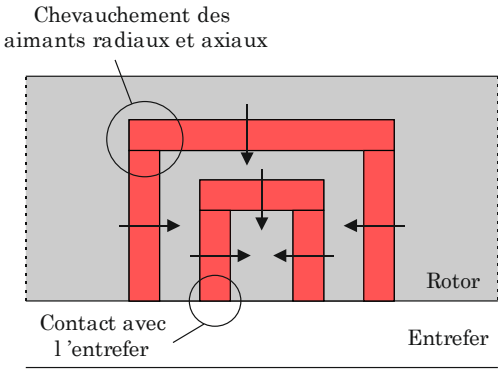


Figure 5.21 : Aimants de la structure de base

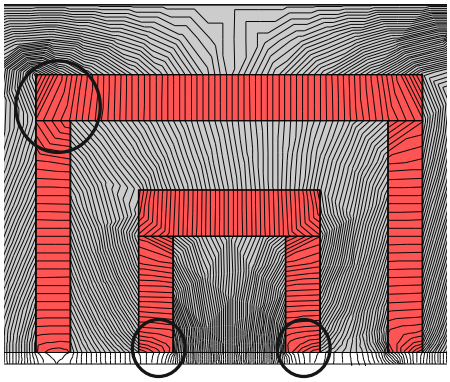


Figure 5.22 : Lignes de champ dans la structure de base

En se basant sur les résultats de l'analyse précédente, la structure de base est modifiée. En effet, les aimants radiaux et axiaux sont entourés par de l'air des deux côtés (zones en jaune sur la Figure 5.23). Ainsi, les lignes de champ des aimants restent rectilignes (Figure 5.24). On note que les zones d'air peuvent être remplacées par des cales amagnétiques afin de renforcer la tenue mécanique des aimants.

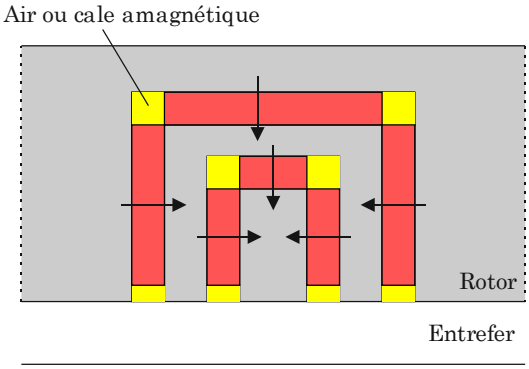


Figure 5.23 : Aimants entourés par de l'air (ou par une cale amagnétique)

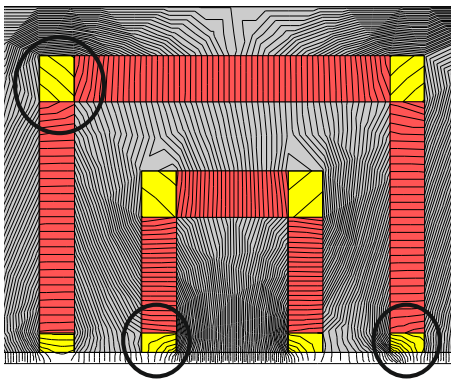


Figure 5.24 : Lignes de champ avec des aimants entourés par de l'air

Une autre modification de la structure peut être envisagée. Il s'agit de la présence ou de l'absence de ponts tangentiels du côté de l'entrefer. Dans le but de choisir la structure de la machine, le paragraphe suivant analysera l'influence des ponts tangentiels sur les ondulations de couple.

5.2.4 Influence des ponts tangentiels

À l'image de la structure radiale, on peut envisager d'avoir des ponts tangentiels du côté de l'entrefer. Ce paragraphe présente une étude de l'influence des ponts tangentiels sur la qualité du couple. Deux structures, avec et sans ponts tangentiels, ayant les mêmes dimensions géométriques sont considérées (Figure 5.25 et Figure 5.26). Leurs caractéristiques sont données dans le Tableau 5.3.

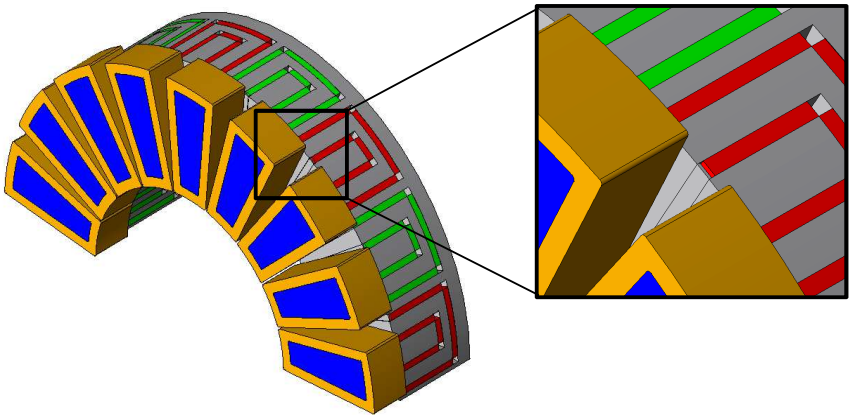


Figure 5.25 : Machine avec ponts tangentiels

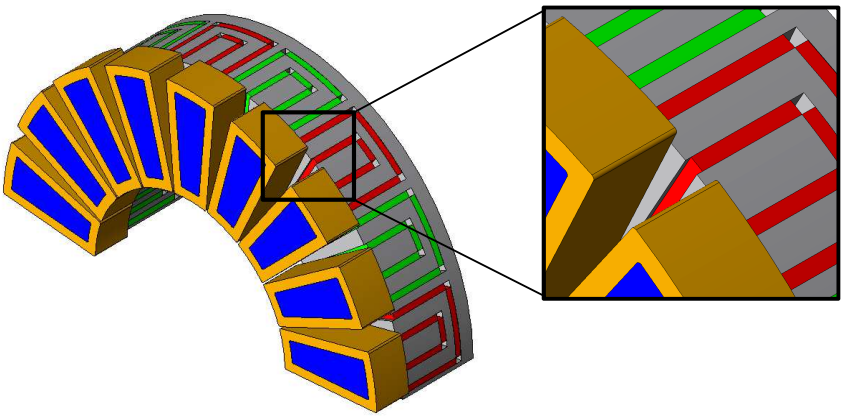
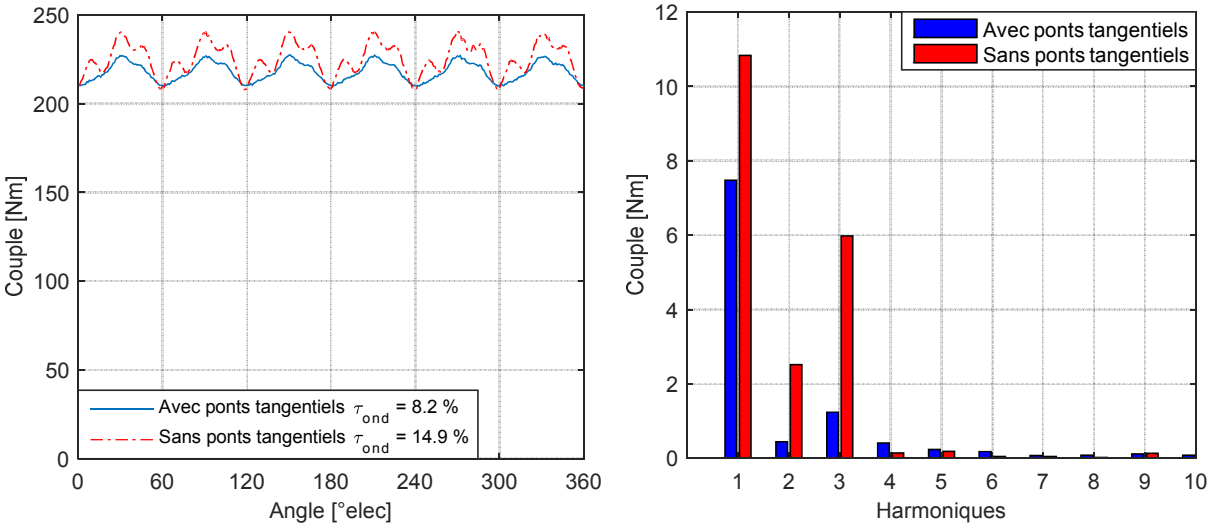


Figure 5.26 : Machine sans ponts tangentiels

Tableau 5.3 : Caractéristiques des machines pour l'étude des ponts tangentiels

Caractéristique	Valeur
Rayon extérieur : R_{ext}	140 mm
Rayon intérieur : R_{int}	80 mm
Hauteur du stator : h_{stator}	50 mm
Hauteur du rotor : h_{rotor}	55 mm
Vitesse de rotation : N	500 tr/min

Le couple est calculé avec le modèle 2D linéarisé au rayon moyen. Le matériau utilisé au stator et au rotor est le M400P-50. Un premier calcul est réalisé à iso-courant avec I_{eff} = 40 A. L'évolution des deux couples sur une période électrique ainsi que leurs décompositions harmoniques sont données sur la Figure 5.27(a) et la Figure 5.27(b) respectivement.



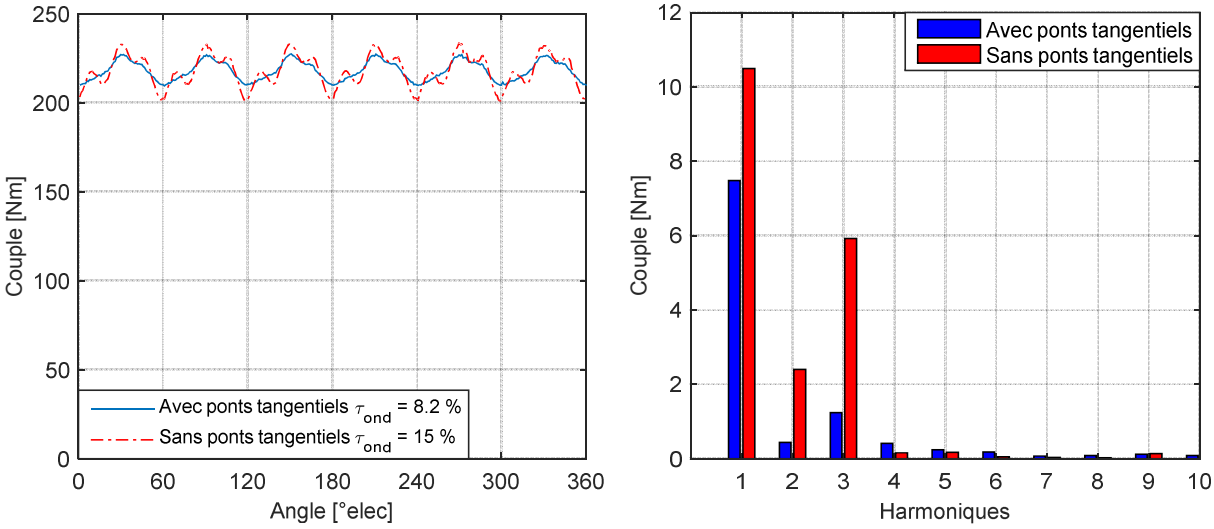
(a) Évolution du couple sur une période électrique (b) Décomposition harmonique

Figure 5.27 : Comparaison des ondulations de couple à iso-courant

Le couple moyen de la machine avec ponts tangentiels est inférieur à celui de la machine sans ponts tangentiels (218 Nm contre 225 Nm). En effet, une partie de l'induction est utilisée pour saturer les ponts ce qui réduit le couple moyen. Par contre, en l'absence des ponts tangentiels, le contenu harmonique et les ondulations de couple sont élevés. La présence des ponts tangentiels réduit de 45 % les ondulations de couple (8,2 % contre 14,9 %).

Une deuxième comparaison est réalisée à iso-couple. Le courant de la machine sans ponts tangentiels est réduit à 38.8 A pour retrouver le même couple moyen que la machine avec ponts tangentiels. Les résultats sont donnés sur la Figure 5.28(a) et la Figure 5.28(b). On retrouve les mêmes conclusions que précédemment. À couple moyen identique, la machine avec ponts tangentiels présente des ondulations de couple presque 2 fois inférieures à celles de la machine sans ponts tangentiels.

Les résultats des simulations sont récapitulés dans le Tableau 5.4.



(a) Évolution du couple sur une période électrique (b) Décomposition harmonique

Figure 5.28 : Comparaison des ondulations de couple à iso-couple

Tableau 5.4 : Résultats de la comparaison des ondulations de couple à iso-courant et à iso-couple

	Avec ponts	Sans ponts	Sans ponts
I_{eff} (A)	40	40	38,8
C_{moy} (Nm)	218	225,16	218
$C_{cc} = C_{max} - C_{min}$ (Nm)	17,95	33,53	32,74
$\tau_{ond} = C_{cc} / C_{moy}$ (%)	8,2	14,9	15

La présence des ponts tangentiels contribue à la réduction des ondulations de couple. Ainsi, pour la suite du travail, on choisit la structure avec ponts tangentiels. Une étude des pertes fer dans la machine sera proposée au paragraphe suivant afin de choisir les matériaux au stator et au rotor.

5.2.5 Étude des pertes fer

L'étude des pertes fer dans la machine axiale nous aidera à faire le choix du matériau ferromagnétique au stator et au rotor. La machine avec ponts tangentiels, définie dans le Tableau 5.1, est modélisée sous JMAG® en 3D et en 2D linéarisé au rayon moyen avec un courant de 40 A. Les pertes fer sont calculées au stator et au rotor en utilisant le module de calcul intégré dans JMAG®. Trois cas sont considérés :

- Stator et rotor en tôle M400P-50 (avec prise en compte du feuilletage en 3D) ;
- Stator en tôles M400-50 et rotor en SMC Somaloy 700-3P ;
- Stator et rotor en SMC Somaloy 700-3P.

La Figure 5.29 et la Figure 5.30 montrent la densité des pertes fer en 3D au stator et au rotor respectivement. Elles correspondent au cas avec un stator en M400P-50 et un rotor en SMC.

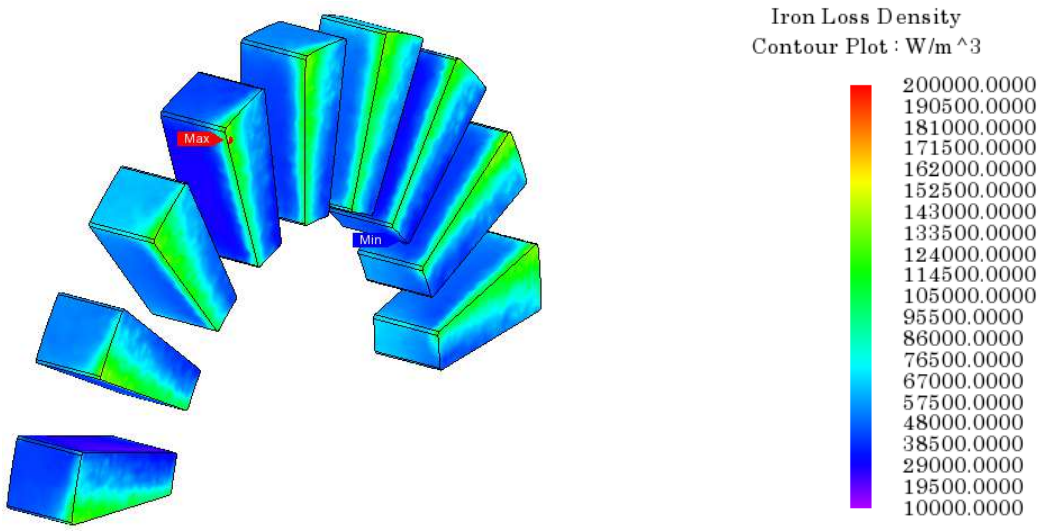


Figure 5.29 : Densité des pertes fer au stator en M400P-50

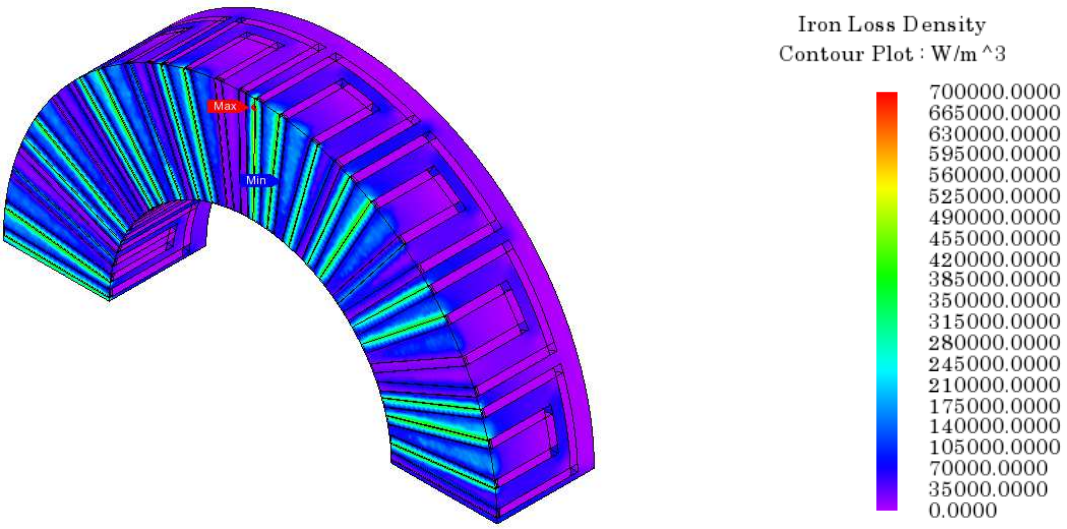


Figure 5.30 : Densité des pertes fer au rotor en SMC

Les résultats des simulations sont présentés dans le Tableau 5.5. On calcule les pertes par hystérésis (P_{hyst}) et les pertes par courants de Foucault (P_{CF}). Leur somme conduit aux pertes fer totales (P_{fer}).

Tableau 5.5 : Calcul des pertes fer en 3D et en 2D avec différents matériaux au stator et au rotor

	Pertes fer 3D (W)			Pertes fer 2D (W)		
	P_{hyst}	P_{CF}	P_{fer}	P_{hyst}	P_{CF}	P_{fer}
Stator M400P-50	27,1	22,5	**49,65**	27,08	23,68	**50,77**
Rotor M400P-50	34,27	54,52	**88,8**	36,5	53,03	**89,53**
Stator M400P-50	25,53	21	**46,53**	25,29	21,74	**47,03**
Rotor SMC	107,11	7,23	**114,35**	109,31	5,9	**115,21**
Stator SMC	96,81	2,38	**99,19**	97,06	2,59	**99,65**
Rotor SMC	101,38	6,99	**108,38**	104,36	5,62	**109,98**

Les pertes fer obtenues avec du SMC sont supérieures à celles obtenues avec les tôles M400P-50. Ceci est essentiellement dû aux pertes par hystérésis car la machine fonctionne à basse fréquence (cf. paragraphe 5.2.1.2). En effet, le SMC permet de réduire significativement les pertes par courants de Foucault (pour le rotor elles passent d'environ 50 W à environ 7 W), mais fait augmenter les pertes par hystérésis (pour le rotor elles passent d'environ 34 W à environ 107 W). Des résultats similaires sont trouvés au niveau du stator. On note que les pertes fer présentées au rotor sont les pertes fer totales des deux rotors de la machine axiale.

La forme géométrique complexe du rotor avec des barrières radiales et axiales, rend l'utilisation des tôles magnétiques difficile pour sa fabrication. Ainsi, le rotor sera en SMC Somaloy 700-3P. En utilisant du SMC à la place du M400P-50, les pertes fer totales du rotor augmentent d'environ 22% (elles passent de ~90 W à ~110W).

Au niveau du stator, on peut envisager un empilement de tôles cylindriques qui peuvent être découpées radialement afin de fabriquer les dents statoriques (Figure 5.31). De plus, les pertes fer totales du stator sont multipliées par 2 en utilisant le SMC à la place du M400P-50 (elles passent de ~50 W à ~100 W). Pour ces raisons, on choisit pour la suite de l'étude la tôle M400P-50 au stator.

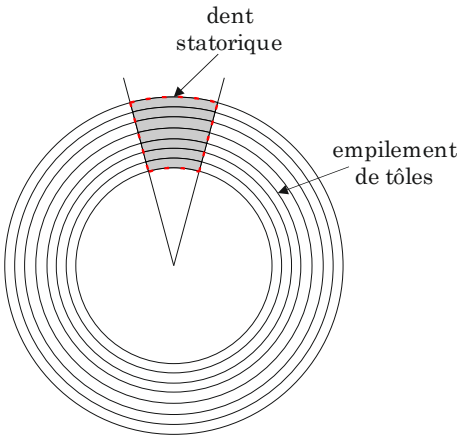


Figure 5.31 : Empilement de tôles pour les dents du stator

Les pertes fer calculées par le modèle en 2D linéarisé au rayon moyen sont très proches de celles calculées par le modèle en 3D. La différence ne dépasse pas les quelques watts. Ainsi, le modèle 2D est retenu pour calculer les pertes fer de la machine axiale.

Suite à cette analyse, la machine axiale 18/16 avec des barrières en forme de U et avec des ponts tangentiels est retenue. La tôle M400P-50 est utilisée au stator et le SMC Somaloy 700-3P aux rotors. Les paragraphes suivants porteront sur la modélisation analytique multi-physique et l'optimisation de la structure à flux axial.

5.3 Modélisation analytique multi-physique de la machine à flux axial

5.3.1 Modèle magnétique

5.3.1.1 Structure et hypothèses de modélisation

La machine à flux axial est formée d'un stator et de deux rotors. La symétrie axiale ainsi que la symétrie magnétique permettent de modéliser le quart de la machine. Suite aux résultats du chapitre précédent, nous adoptons la modélisation de la machine axiale en 2D linéarisé au rayon moyen. La structure de la machine est donnée sur la Figure 5.32.

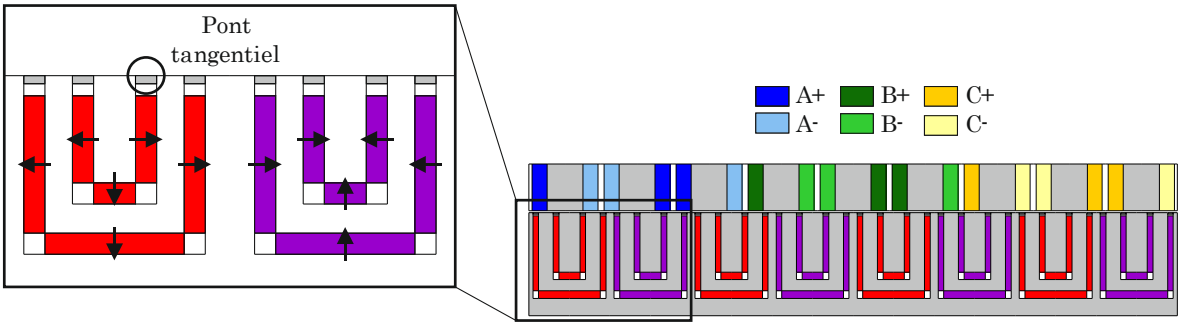
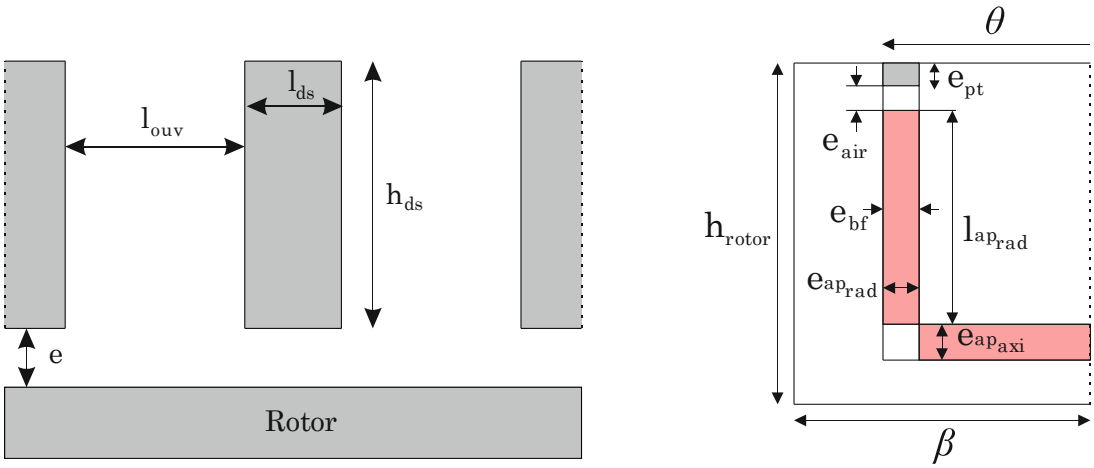


Figure 5.32 : Structure de la machine axiale en 2D linéarisé

Les principales dimensions géométriques du stator et d'un demi-pôle rotorique sont données sur la Figure 5.33(a) et la Figure 5.33(b) respectivement.



(a) Stator (b) Demi-pôle rotorique

Figure 5.33 : Dimension géométriques de la machine axiale

- e : épaisseur de l'entrefer ;
- h_{ds} : hauteur de la dent statorique ;
- l_{ds} : largeur de la dent statorique ;
- l_{ouv} : largeur de l'ouverture de l'encoche ;
- h_{rotor} : hauteur du rotor ;
- $e_{ap_{rad}}$: épaisseur de l'aimant permanent radial ;
- $e_{ap_{axi}}$: épaisseur de l'aimant permanent axial ;
- $l_{ap_{rad}}$: longueur de l'aimant permanent radial ;
- e_{bf} : épaisseur des barrières de flux ;
- e_{air} : épaisseur de l'air entre l'aimant radial et le pont tangentiel ;
- e_{pt} : épaisseur du pont tangentiel ;
- θ : angle d'ouverture de la barrière de flux ;
- β : angle d'un demi-pôle.

On rappelle la définition du paramètre *k tel que :*

$$k = \frac{\theta}{\beta} \text{ avec } \beta = \frac{\pi}{2p} \quad (p \text{ le nombre de paires de pôles}) \tag{5.5}$$

On note que la hauteur des dents statoriques h_{ds} est égale à la moitié de la hauteur du stator de la machine complète (h_{stator}) à cause de la symétrie axiale.

La position angulaire dans l'entrefer varie entre 0 et 360 degrés électriques géométriques (°$elec_{geom}$) avec un pas de 1 °$elec_{geom}$ (cf. paragraphe 3.2.1). L'objectif du modèle magnétique est de calculer l'induction normale dans l'entrefer à partir de laquelle on déterminera le couple moyen, le facteur de puissance interne et la tension interne.

La Figure 5.34 montre un schéma général du moteur. Un système d'équations est mis en place en appliquant le théorème d'Ampère sur 4 contours notés C_1 à C_4 afin de relier le stator, le rotor, les aimants et l'air entre les aimants radiaux et les ponts tangentiels. Les fuites dans l'air entre les aimants radiaux et axiaux sont négligées.

Le système non linéaire sera formé de n équations à n inconnues. Le vecteur des inconnues X est le suivant :

$$\underbrace{X}_{n\ variables} = \left[\underbrace{[B_e]}_{q\ variables} \quad \underbrace{[B_{ap_{rad}}]}_{r\ variables} \quad \underbrace{[B_{air}]}_{s\ variables} \quad \underbrace{[B_{pt}]}_{t\ variables} \right] \tag{5.6}$$

$$\text{avec} \qquad n = q + r + s + t$$

Avec B_e, $B_{ap_{rad}}$, B_{pt} et B_{air} les inductions de l'entrefer, des aimants radiaux, des ponts tangentiels et de l'air entre les aimants radiaux et les ponts tangentiels respectivement.

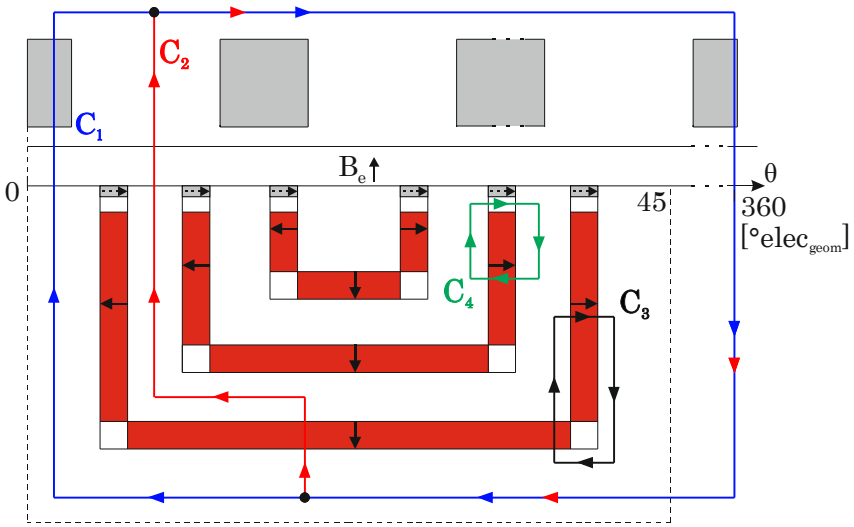


Figure 5.34 : Schéma général de la machine axiale à multi-barrières

Le calcul de la force magnétomotrice et celui de l'induction dans le stator et dans le rotor seront présentés dans les paragraphes suivants. Le modèle magnétique est à l'image de celui développé au chapitre 3 pour la machine radiale. Par conséquent, nous ne reprenons pas tous les détails du calcul mais nous nous contentons de présenter les principales équations qui régissent le modèle.

5.3.1.2 Force magnétomotrice

Le bobinage de la machine 18/16 à flux axial est formé par la séquence suivante : A+ A- A+, B+ B- B+, C+ C- C+ (Figure 5.35). Cette séquence est répétée deux fois pour couvrir la totalité de la machine. Les bobines sont alimentées des courants triphasés équilibrés $\{I_A, I_B, I_C\}$ (cf. paragraphe 3.2.2). À chaque dent, on attribue un niveau de la force magnétomotrice (*fmm*) égal au courant total qui entoure cette dent (équation (5.7)). Dans les encoches, on considère une variation linéaire de la force magnétomotrice.

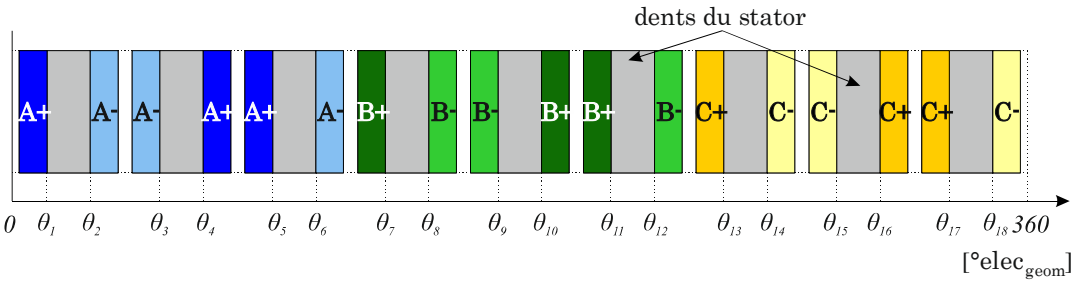


Figure 5.35 : Bobinage de la moitié de la machine axiale 18/16

$$fmm(\theta) = \begin{cases} +I_{A_{total}} & \forall\theta \in [\theta_1, \theta_2] \\ -I_{A_{total}} & \forall\theta \in [\theta_3, \theta_4] \\ +I_{A_{total}} & \forall\theta \in [\theta_5, \theta_6] \\ +I_{B_{total}} & \forall\theta \in [\theta_7, \theta_8] \\ -I_{B_{total}} & \forall\theta \in [\theta_9, \theta_{10}] \\ +I_{B_{total}} & \forall\theta \in [\theta_{11}, \theta_{12}] \\ +I_{C_{total}} & \forall\theta \in [\theta_{13}, \theta_{14}] \\ -I_{C_{total}} & \forall\theta \in [\theta_{15}, \theta_{16}] \\ +I_{C_{total}} & \forall\theta \in [\theta_{17}, \theta_{18}] \end{cases} \quad avec \quad \begin{cases} I_{A_{total}} = I_A N_s \\ I_{B_{total}} = I_B N_s \\ I_{C_{total}} = I_C N_s \end{cases} \tag{5.7}$$

Où N_s est le nombre de spires dans chaque bobine.

5.3.1.3 Modèle du stator

Comme pour la machine à flux radial, la saillance du stator est prise en compte en utilisant une approche par ligne de champ moyenne sous l'encoche. Les lignes de champ dans l'encoche sont assimilées à des quarts de cercles (Figure 5.36).

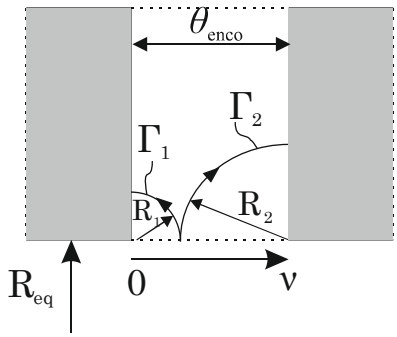


Figure 5.36 : Lignes de champ idéalisées dans une encoche de la machine axiale

La mise en parallèle de la réluctance des deux chemins de flux permet de calculer l'entrefer additionnel sous l'encoche $e_s(\nu)$ exprimé par (cf. paragraphe 3.2.3) :

$$e_s(\nu) = \begin{cases} \dfrac{\pi}{2\theta_{enco}} R_{eq}\nu\,(\theta_{enco} - \nu) & , sous\ l'encoche \\ 0 & , sous\ la\ dent \end{cases} \tag{5.8}$$

Avec θ_{enco} l'angle d'ouverture de l'encoche et ν l'angle sous l'encoche.

La longueur d'entrefer totale est donnée par :

$$e_{tot}(\nu) = e + e_s(\nu) \tag{5.9}$$

La machine à flux axial est de type NS sans culasse au stator. Pour cette raison, la modélisation du stator concerne uniquement les dents. On prend en compte l'induction entre l'entrefer et les dents statoriques ainsi que les fuites tangentielles dans les encoches.

La Figure 5.37 montre les lignes de champ qui passent de l'entrefer à la dent statorique. La loi de conservation de flux est appliquée premièrement sous la dent (trajets rouges sur la Figure 5.37) et deuxièmement sur la moitié de l'encoche des deux côtés de la dent (trajets en vert sur la Figure 5.37) (cf. paragraphe 3.2.4).

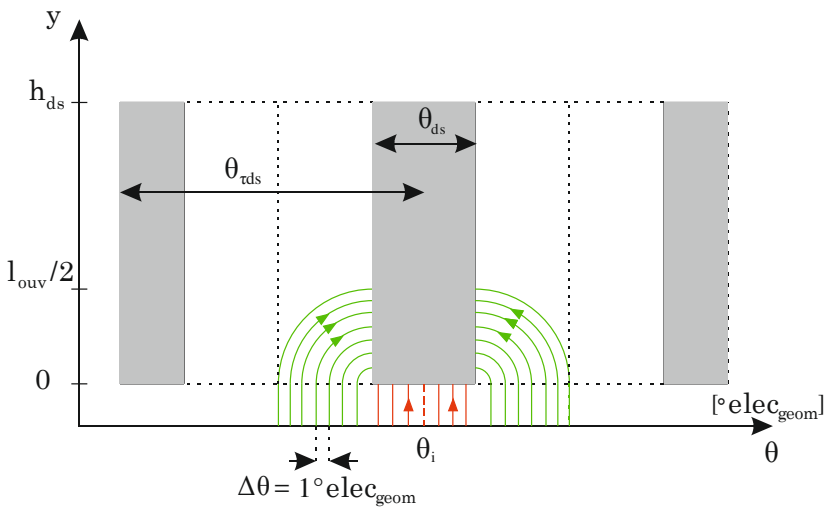


Figure 5.37 : Induction entre l'entrefer et une dent statorique pour la machine à flux axial

La moitié de l'encoche est discrétisée avec un pas de 1°elec$_{geom}$ reporté sur la hauteur de la dent suivant l'axe y. Le nombre d'intervalles est noté k_{max}. L'équation (5.10) exprime l'induction de la dent stator numéro « i » ${B_{ds_e}}^i$ due à l'induction dans l'entrefer B_e :

$$\forall\, i \in \{1\,,9\} \quad ; \quad \forall\, k \in \{1\,,k_{max}\} \quad ; \quad \forall\, n \in \left\{\frac{\theta_{ds}}{2}\,,\frac{\theta_{\tau ds}}{2}\right\}$$

$$B_{ds_e}{}_k^i = B_{ds_e}{}_{k-1}^i + \frac{R_{eq}}{l_{ds}}\left(\int_{\theta_i+n}^{\theta_i+(n+1)} B_e(\theta)d\theta + \int_{\theta_i-(n+1)}^{\theta_i-n} B_e(\theta)d\theta\right) \tag{5.10}$$

Où R_{eq} est le rayon équivalent égal au rayon moyen, θ_{ds} est l'ouverture angulaire d'une dent statorique, $\theta_{\tau ds}$ est l'angle entre deux dents statoriques et θ_i est la position angulaire du centre de la dent numéro « i ».

Par suite, on obtient l'induction dans les dents ${B_{ds_e}}^i(y)$ suivant l'axe y donné sur la Figure 5.37. Il s'agit de l'induction due à l'entrefer à laquelle on va rajouter l'induction due aux fuites tangentielles dans les encoches.

Le calcul de l'induction des fuites tangentielles pour une encoche a été détaillé au paragraphe 3.2.4. On applique le théorème d'Ampère sur les contours tracés sur la Figure 5.38 et la loi de conservation de flux entre le flux de fuites dans l'encoche en y ($\phi_{ft_{enco}}(y)$) et le flux entrant dans la dent en y ($\phi_{ds_{enco}}(y)$).

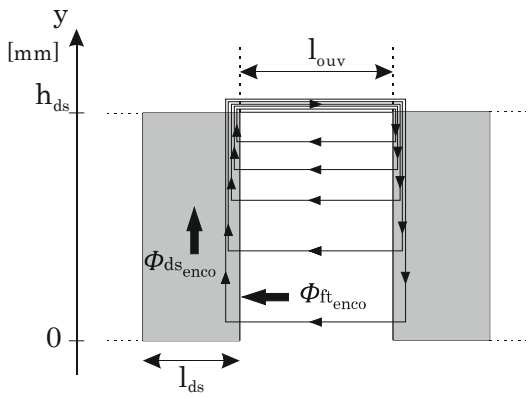


Figure 5.38 : Fuites tangentielles dans les encoches de la machine axiale

L'induction dans chaque dent due aux fuites tangentielles dans une encoche donnée est exprimée par :

$$B_{ds_{enco}}(y) = \frac{B_{ft_{enco_0}}}{l_{ds}\,A\,C}\,[e^{Ay} + e^{2Ah_{ds}}(e^{-Ay} - 1) - 1] \tag{5.11}$$

Avec les constantes :

$$A = \sqrt{\frac{\mu_0}{l_{ouv}\,l_{ds}}\left(\frac{1}{\mu_{ds\,g}} + \frac{1}{\mu_{ds\,d}}\right)}\ ;\ C = 1 - e^{2Ah_{ds}}\ \ et\ \ B_{ft_{enco_0}} = \frac{\mu_0\,I_{enco}}{l_{ouv}} \tag{5.12}$$

Avec I_{enco} le courant total dans l'encoche, $\mu_{ds\,d}$ et $\mu_{ds\,g}$ sont les perméabilités des dents qui entourent l'encoche considérée. Pour une dent « i » située entre deux encoches (à droite et à gauche), l'induction des fuites tangentielles sera exprimée par :

$$B_{ds_{ft}}{}^{i}(y) = B_{ds_{enco\,d}}{}^{i}(y) - B_{ds_{enco\,g}}{}^{i}(y)\quad ;\ \forall\, i \in \{1\,,9\} \tag{5.13}$$

Finalement, l'induction totale de chaque dent suivant l'axe y sera :

$$B_{ds}{}^{i}(y) = B_{ds_e}{}^{i}(y) + B_{ds_{ft}}{}^{i}(y)\quad ;\ \forall\, i \in \{1\,,9\} \tag{5.14}$$

On note que l'induction de chaque dent est supposée constante sur sa largeur (cf. paragraphe 3.2.4).

5.3.1.4 Modèle du rotor

La Figure 5.39 montre le schéma d'un pôle rotorique avec des barrières en forme de U remplies par des aimants radiaux et des aimants axiaux. On distingue les dents rotoriques radiales (en vert) et les dents rotoriques axiales (en bleu). Puisqu'on modélise la moitié d'un rotor, l'induction doit être calculée pour 8 pôles. Chacun des pôles contient *Nbf* barrières et est divisé en deux zones : $z = 1$ et $z = 2$. Le flux est défini par : $\phi^{(z,dr,pol)}$ où *dr* est le numéro de la dent rotorique et *pol* le numéro du pôle avec $dr \in \{1,\ Nbf\}$ et $pol \in \{1,8\}$. On considère uniquement les lignes de champ dans l'air entre les aimants radiaux et les ponts tangentiels (B_{air}). On néglige les lignes de champ dans l'air entre les aimants radiaux et axiaux.

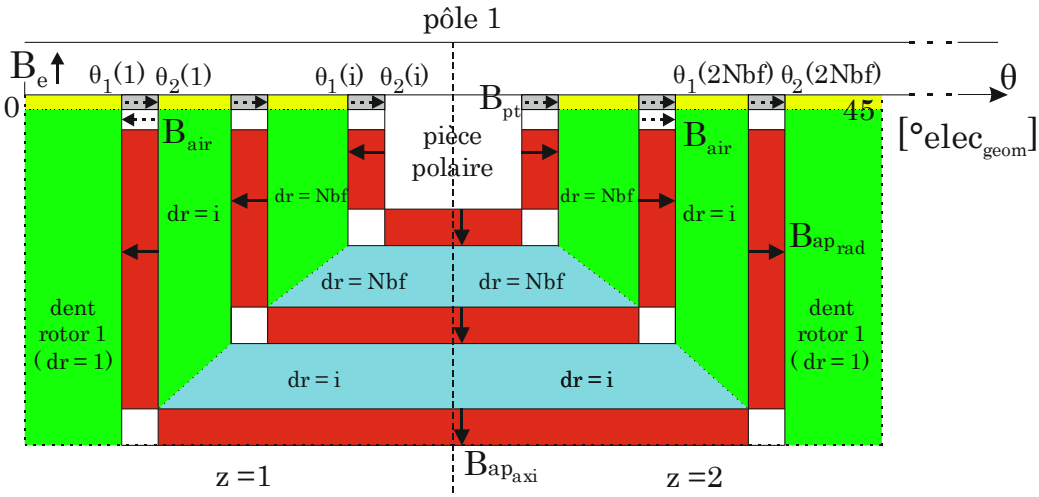
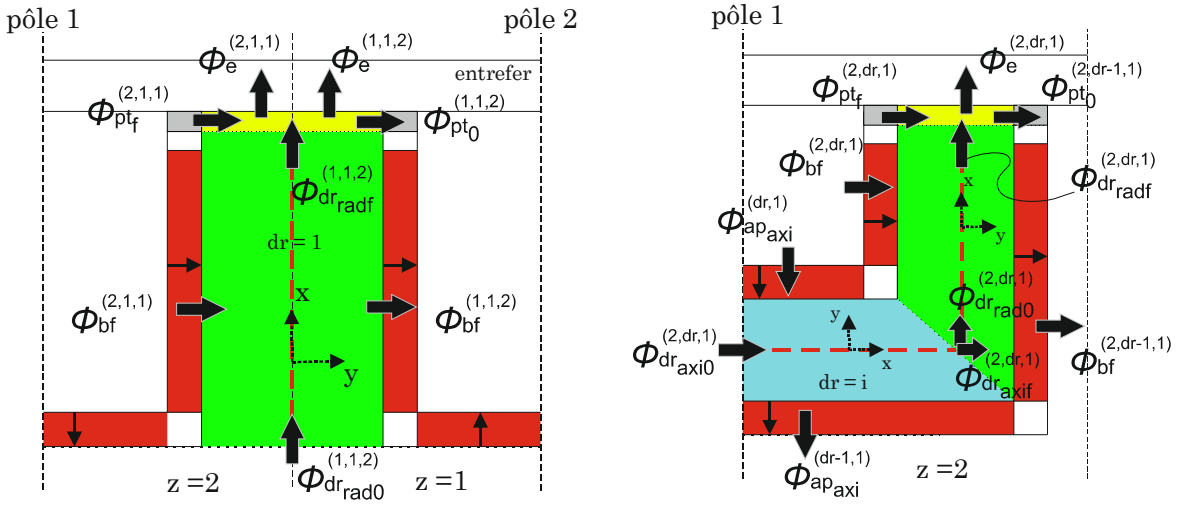


Figure 5.39 : Schéma d'un pôle rotorique de la machine à flux axial

Pour toutes les dents rotoriques, l'induction est modélisée par le chemin moyen de la dent (Figure 5.40). À la frontière de la dent rotorique le flux magnétique est supposé aligné dans la même direction que le chemin moyen de la dent.



(a) Dent rotorique entre deux pôles (dr =1)

(b) Dent rotorique entre les barrières de flux ($dr \in \{2, Nbf\}$)

Figure 5.40 : Flux au rotor et chemins moyens dans les dents rotoriques de la machine axiale

Nous définissons un axe « x » parallèle au chemin moyen de la dent et un axe « y » qui lui est perpendiculaire (Figure 5.40). Les inductions sont calculées suivant les deux axes afin d'obtenir une induction totale. Ainsi, on peut déduire une perméabilité totale qui est utilisée pour le calcul du champ magnétique dans la dent rotorique.

L'application de la loi de conservation de flux entre les barrières permet de calculer les inductions aux frontières des dents rotoriques (cf. paragraphe 3.2.5). On obtient ainsi les inductions initiales et finales des dents rotoriques radiales notées $B_{dr_{rad0}}^{(z,dr,pol)}$ et $B_{dr_{radf}}^{(z,dr,pol)}$ respectivement. De même, on obtient les inductions initiales et finales des dents rotoriques axiales notées $B_{dr_{axi0}}^{(z,dr,pol)}$ et $B_{dr_{axif}}^{(z,dr,pol)}$ respectivement.

Ayant les inductions aux limites des dents du rotor, une interpolation linéaire est alors effectuée pour modéliser l'évolution de l'induction le long du chemin moyen.

Le calcul de l'induction dans la pièce polaire et la prise en compte de la saturation locale entre les ponts tangentiels sont obtenus par les mêmes équations explicitées et détaillées au chapitre 3.

5.3.1.5 Équations du système global

Le système global regroupe à la fois les trajets du flux au rotor et au stator. Le schéma général du moteur est donné sur la Figure 5.34. On rappelle que la position angulaire dans l'entrefer θ varie entre 0 et 360 °elec$_{geom}$ avec une discrétisation de 1 °elec$_{geom}$. On applique le théorème d'Ampère sur les 4 contours notés C_1 à C_4 (Figure 5.34) ce qui donne respectivement :

C_1 :

$$H_e^{(\theta)}\, e_{tot}^{(\theta)} - H_e^{(360)}\, e_{tot}^{(360)} + At_s^{(\theta)} - At_s^{(360)} + At_r^{(\theta)} - At_r^{(360)} + fmm^{(\theta)} - fmm^{(360)} = 0 \quad (5.15)$$

C2 :
$$H_e^{(\theta)}\, e_{tot}^{(\theta)} - H_e^{(360)}\, e_{tot}^{(360)} + (-1)^{pol} \sum_{m=1}^{nb-1} \left(H_{ap_{axi}}^{(m,pol)}\, e_{ap_{axi}}^{(m)} \right) + At_s^{(\theta)} - At_s^{(360)} + At_r^{(\theta)} - At_r^{(360)} + mmf^{(\theta)} - mmf^{(360)} = 0 \quad (5.16)$$

C3 :
$$(-1)^{pol} H_{ap_{axi}}^{(m,pol)}\, e_{ap_{axi}}^{(m)} - (-1)^{pol}\, H_{ap_{rad}}^{(z,nb,pol)}\, e_{ap_{rad}}^{(nb)} + At_r^{(z,nb+1,pol)} - At_r^{(z,nb,pol)} = 0 \quad (5.17)$$

C4 :
$$H_{air}^{(z,nb,pol)}\, e_{bf}^{(nb)} + (-1)^{pol}\, H_{ap_{rad}}^{(z,nb,pol)}\, e_{ap_{rad}}^{(nb)} + At_r^{(z,nb+1,pol)} - At_r^{(z,nb,pol)} = 0 \quad (5.18)$$

Où *nb* est le numéro de la barrière de flux qui varie entre 1 et *Nbf*, *H* est le champ magnétique, les indices *ap*, *e* et *air* correspondent aux aimants permanents, à l'entrefer et à l'air entre les aimants et les ponts tangentiels respectivement. e_{bf} et e_{ap} sont les épaisseurs des barrières de flux et des aimants respectivement. At_s et At_r sont les consommations d'ampères-tours calculées par application du théorème d'Ampère sur la hauteur des dents statoriques et le long des chemins moyens des dents rotoriques respectivement.

Les équations précédentes sont complétées par l'équation (5.19) qui exprime la conservation du flux dans l'entrefer :

$$< B_e > = 0 \quad (5.19)$$

L'induction dans l'entrefer au-dessus des ponts tangentiels est donnée par le modèle des ponts tangentiels. Ce dernier est le même que celui présenté et détaillé au chapitre 3.

En ce qui concerne le flux des aimants axiaux $\phi_{ap_{axi}}^{(dr,pol)}$, on le calcule par l'application de la loi de conservation de flux sur la pièce polaire et sur les dents entre les barrières de flux (Figure 5.39) pour $pol \in \{1,8\}$.

Pièce polaire :

$$\sum_{z=1}^{2} \left\{ -(-1)^{pol} \phi_{ap_{rad}}^{(z,Nbf,pol)} + \phi_{air}^{(z,Nbf,pol)} \right\} + \phi_e^{(pol)} + \phi_{pt_0}^{(2,Nbf,pol)} - \phi_{pt_f}^{(1,Nbf,pol)} + (-1)^{pol} \phi_{ap_{axi}}^{(Nbf,pol)} = 0 \quad (5.20)$$

Entre les barrières de flux $dr \in \{2, Nbf\}$:

$$\sum_{z=1}^{2} \left\{ -(-1)^{pol} \phi_{ap_{rad}}^{(z,dr-1,pol)} + \phi_{air1}^{(z,dr-1,pol)} + \phi_e^{(z,dr,pol)} + (-1)^{pol} \phi_{ap_{rad}}^{(z,dr,pol)} - \phi_{air1}^{(z,dr,pol)} \right\} + \phi_{pt_0}^{(1,dr,pol)} + \phi_{pt_0}^{(2,dr-1,pol)} - \phi_{pt_f}^{(1,dr-1,pol)} - \phi_{pt_f}^{(2,dr,pol)} - (-1)^{pol} \phi_{ap_{axi}}^{(dr,pol)} + (-1)^{pol} \phi_{ap_{axi}}^{(dr-1,pol)} = 0 \quad (5.21)$$

Ce système indépendant est un système triangulaire, qui permet de calculer le flux des aimants axiaux.

On note que les équations du modèle analytique tiennent compte du changement du sens d'aimantation des aimants entre deux pôles consécutifs.

Le modèle analytique magnétique est un système non linéaire formé de *n* équations à *n* inconnues. Le système est résolu en utilisant la méthode de Broyden (cf. paragraphe 3.2.8)

5.3.1.6 Comparaison avec les modèles en éléments finis

La validation du modèle analytique magnétique de la machine à flux axial est faite par comparaison avec des modèles en éléments finis sous FEMM.

On définit deux structures M_1 et M_2 dont les caractéristiques sont données dans le Tableau 5.6. Il s'agit de deux moteurs à 2 barrières de flux (Figure 5.32) avec une vitesse de rotation de 500 tr/min.

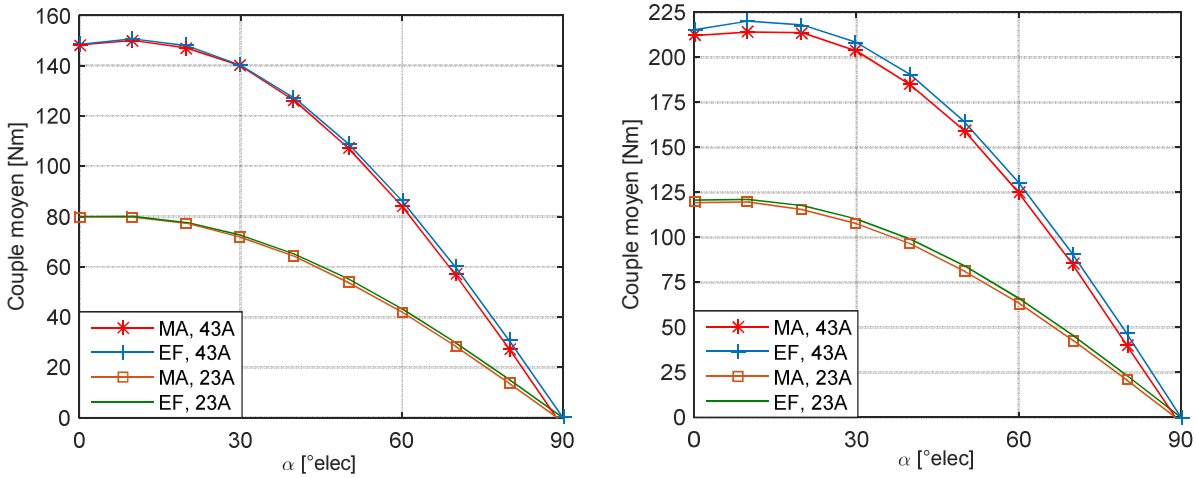
Pour les deux géométries, on comparera les résultats du couple moyen, du facteur de puissance interne et de la tension interne obtenus par le modèle analytique (MA) et par les éléments finis (EF). Ces performances sont calculées avec les équations détaillées au paragraphe 3.2.9.

Tableau 5.6 : Caractéristiques des moteurs M_1 et M_2

	Moteur M_1	Moteur M_2
Rayon extérieur : R_{ext} (mm)	140	140
Rayon intérieur : R_{int} (mm)	75	80
Hauteur des dents au stator : h_{ds} (mm)	25	30
Hauteur du rotor : h_{rotor} (mm)	55	70
Angle d'ouverture d'une dent statorique : θ_{ds} (°)	10	8
Épaisseur aimants radiaux: $e_{ap_{rad}}$ (mm)	3	4
Épaisseur aimants axiaux : $e_{ap_{axi}}$ (mm)	4	4
Longueur aimant radial 1: $l_{ap1_{rad}}$ (mm)	40	55
Longueur aimant radial 2: $l_{ap2_{rad}}$ (mm)	30	45
Ouverture barrière 1 : k_1	0,9	0,9
Ouverture barrière 2 : k_2	0,4	0,4
Vitesse de rotation : N (tr/min)	500	500

5.3.1.6.1 Couple moyen

Le couple moyen des deux moteurs M_1 et M_2 est calculé à deux niveaux de courant : 23 A et 43 A. Les courbes du couple moyen en fonction de l'angle du courant α sont données sur la Figure 5.41. Les résultats du MA sont très proches de ceux en EF pour les deux structures et avec les deux valeurs du courant. L'écart entre les deux modèles, au niveau du couple maximal est inférieur à 2 % ce qui confirme la précision du modèle analytique.

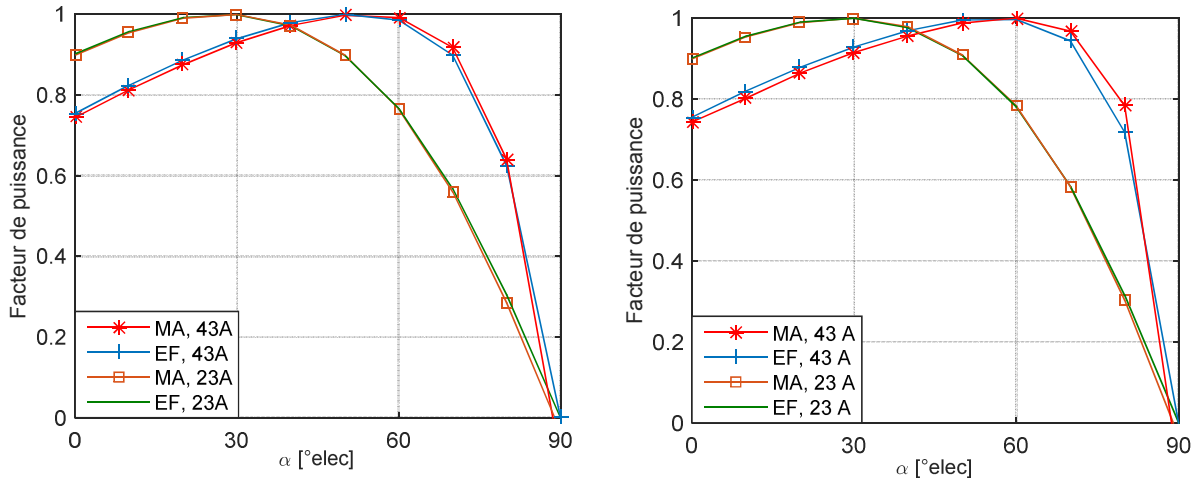


(a) Moteur M_1 (b) Moteur M_2

Figure 5.41 : Comparaison du couple moyen de la machine à flux axial en MA et en EF

5.3.1.6.2 Facteur de puissance

La Figure 5.42 montre le facteur de puissance interne (FP_{int}) des deux moteurs en fonction de α avec les deux valeurs de courant. Les courbes analytiques sont très proches de celles obtenues par éléments finis. Les écarts restent faibles et sont inférieurs à 2%.

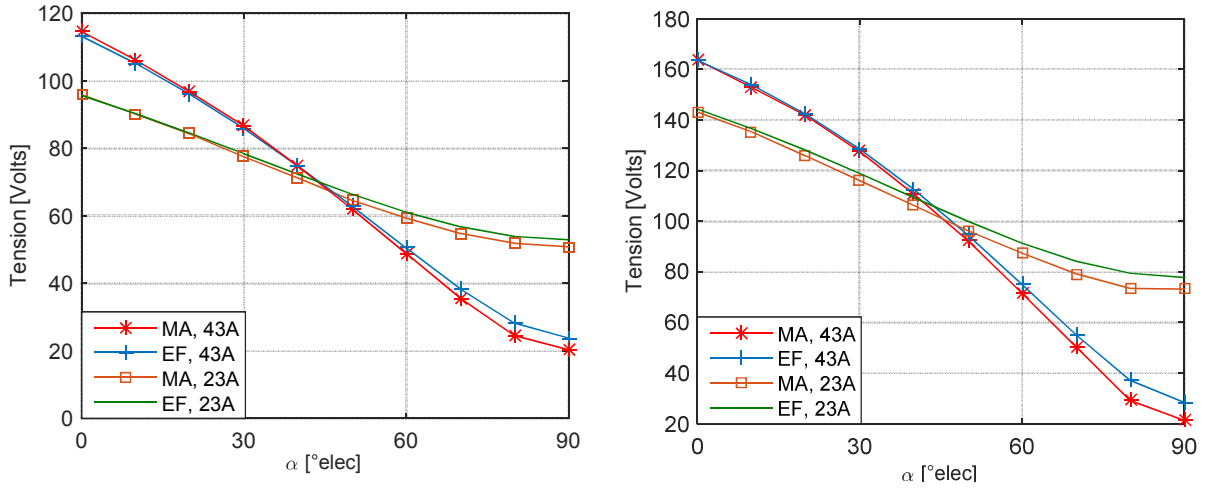


(a) Moteur M_1 (b) Moteur M_2

Figure 5.42 : Comparaison du facteur de puissance interne de la machine à flux axial en MA et en EF

5.3.1.6.3 Tension

Les résultats de la tension interne (V_{int}) obtenu à 500 tr/min du modèle analytique et du modèle en éléments finis sont donnés sur la Figure 5.43. On constate que les courbes ont les mêmes allures avec des écarts de l'ordre de 2 %. Compte tenu de ces résultats, le modèle magnétique est considéré valide pour être utilisé dans l'approche multi-physique.



(a) Moteur M_1 (b) Moteur M_2

Figure 5.43 : Comparaison de la tension interne de la machine à flux axial en MA et en EF

5.3.2 Modèle électrique

Le circuit électrique monophasé du moteur prend en compte la résistance du bobinage par phase R_{ph}, l'inductance de fuite des têtes de bobines par phase Ltb_{ph} ainsi qu'une résistance équivalente aux pertes fer R_{fer}. On note que le bobinage est couplé en étoile. Le schéma électrique équivalent est le même que celui présenté au chapitre 3 pour le moteur radial. Il est donné sur la Figure 5.44.

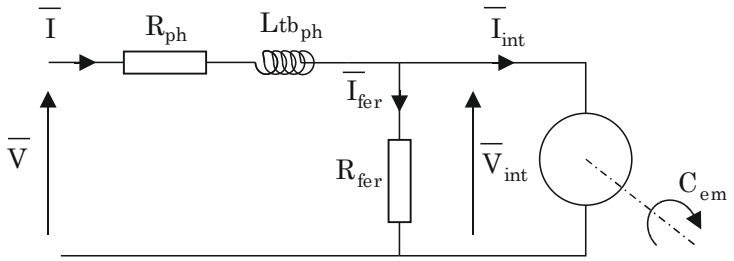


Figure 5.44 : Schéma électrique monophasé du moteur à flux axial

La résistance par phase R_{ph} et la résistance des pertes fer R_{fer} sont données par les mêmes équations détaillées au paragraphe 3.3.

La géométrie du bobinage de la machine axiale est représentée sur la Figure 5.45. La longueur moyenne des têtes de bobines du côté du rayon extérieur est notée l_{tb1} et celle du côté du rayon intérieur es notée l_{tb2}. La longueur moyenne totale des têtes de bobines est la suivante :

$$l_{tb} = l_{tb1} + l_{tb2} \tag{5.22}$$

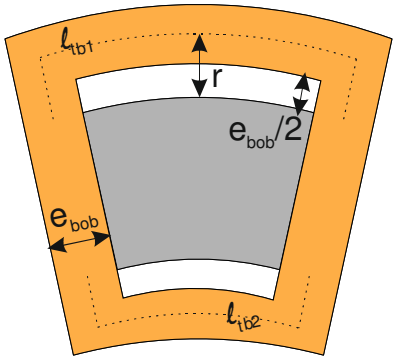


Figure 5.45 : Géométrie du bobinage de la machine à flux axial

L'expression de l'inductance de fuite par phase des têtes de bobines est donnée par [Han03] :

$$L_{tb_{ph}} = \frac{\mu_0 l_{tb} N_s^2}{2\pi} \ln\left(\frac{r}{R_c}\right) \frac{N_{bob_c}\, N_{cs}}{N_{cp}}$$

avec (5.23)

$$r = R_c + \frac{e_{bob}}{2} \qquad et \qquad \pi R_c^2 = e_{bob} \times h_{bob}$$

Où μ_0, N_s, e_{bob}, h_{bob}, N_{bob_c}, N_{cs} et N_{cp} représentent la perméabilité du vide, le nombre de spires d'une bobine, l'épaisseur d'une bobine, la hauteur d'une bobine, le nombre de bobines par circuit, le nombre de circuits en série et le nombre de circuits en parallèle respectivement.

L'application de la loi des nœuds et de la loi des mailles au circuit électrique permettent de calculer les composantes du courant et de la tension dans le repère d-q (cf. paragraphe 3.3). Le facteur de puissance et la tension aux bornes du moteur sont donnés par :

$$FP = \cos\left(\tan^{-1}\left(\frac{v_q}{v_d}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{i_q}{i_d}\right)\right) \tag{5.24}$$

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{3}{2}}\sqrt{(v_d^2 + v_q^2)} \tag{5.25}$$

5.3.3 Modèle énergétique

Le modèle énergétique est mis en place dans le but de calculer les pertes par effet Joule dans le bobinage et les pertes fer dans le circuit magnétique.

5.3.3.1 Pertes par effet Joule

Le calcul des pertes par effet Joule est réalisé en utilisant la résistance par phase R_{ph} et la valeur efficace du courant I_{eff}. On obtient :

$$P_{Cu} = 3 R_{ph} I_{eff}^2 \tag{5.26}$$

5.3.3.2 Pertes fer au stator

Le calcul des pertes fer au stator repose sur le même principe de séparation des pertes présenté au chapitre 3 pour la machine radiale. Les pertes massiques sont données par l'équation (5.27) qui utilise la décomposition en série de Fourier de l'induction.

$$P_{fer}(B,f) = k_H f \hat{B}^{\alpha_{ir}} + k_{EC} \sum_{k=1}^{\infty} (kf)^{\frac{3}{2}} B_k^2 \frac{sinh(\gamma\sqrt{kf}) - sin(\gamma\sqrt{kf})}{cosh(\gamma\sqrt{kf}) - cos(\gamma\sqrt{kf})} \quad [w/kg] \tag{5.27}$$

Où f est la fréquence, $\hat{B}$ est l'amplitude de l'induction et B_k est l'amplitude de l'harmonique d'ordre k de l'induction. Les paramètres k_H, α_{ir}, k_{EC}, γ et k_{EXC} ont été identifiés pour le matériau M400P-50 utilisé au stator (cf. paragraphe 3.4.2).

Le calcul des pertes fer par l'équation (5.27) nécessite d'avoir les évolutions temporelles des inductions dans les dents du stator. Le modèle magnétique présenté au paragraphe 5.3.1, permet de calculer l'évolution temporelle de l'induction normale dans les dents. La Figure 5.46 montre l'évolution temporelle de l'induction dans une dent statorique en analytique et en éléments finis (sous JMAG®).

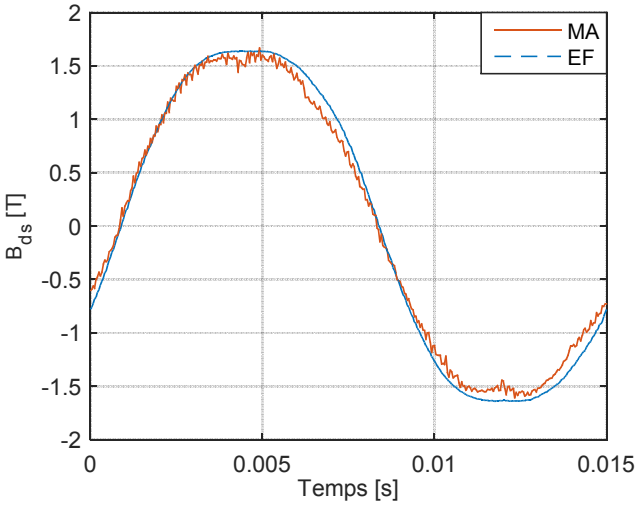


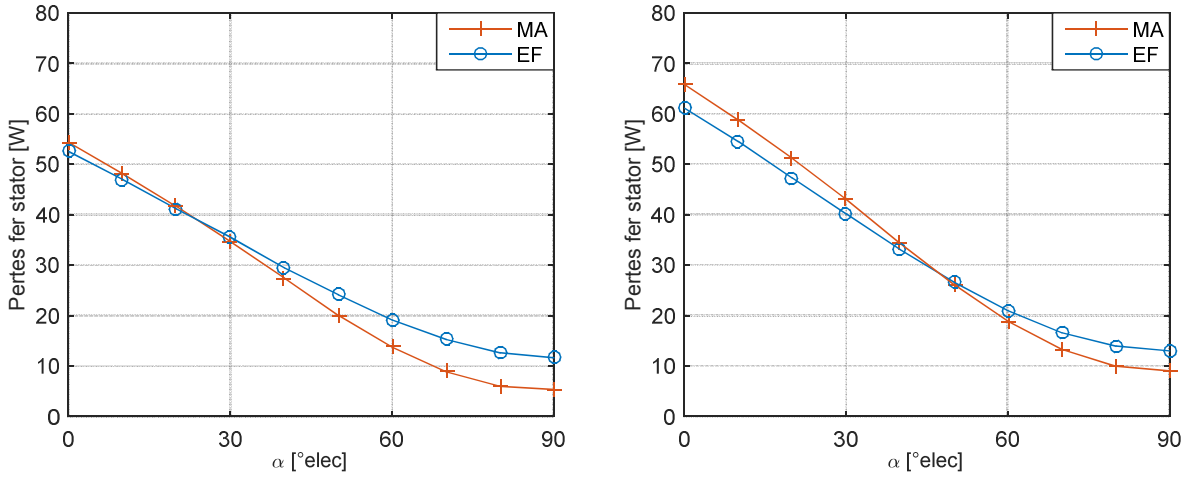
Figure 5.46 : Évolution temporelle de l'induction dans une dent du stator de la machine à flux axial

Comme pour la machine radiale, on peut faire l'hypothèse que les inductions au stator sont antisymétriques par rapport à la moitié de la période T. Ainsi, on réduit le nombre d'évaluations du modèle analytique pour calculer uniquement l'évolution des inductions sur la moitié de la période et on déduit l'autre moitié par l'équation suivante :

$$B\left(\frac{T}{2} + t\right) = -B(t) \quad \text{pour} \quad 0 < t < \frac{T}{2} \tag{5.28}$$

L'équation (5.27) est utilisée pour évaluer les pertes fer massiques dans les dents du stator. Les pertes totales au stator sont ensuite calculées en multipliant les pertes massiques par la masse des dents statoriques (cf. paragraphe 3.4.2).

La Figure 5.47 montre les pertes fer au stator des moteurs M_1 et M_2 définis dans le Tableau 5.6 en fonction de l'angle du courant α pour un courant efficace de 40 A. L'écart entre le modèle analytique et le modèle en éléments finis est égal à 6% sur la plage de fonctionnement à couple moyen maximal ($0 < \alpha < 40$°elec). Ceci valide le modèle analytique des pertes fer au stator.



(a) Moteur M_1 (b) Moteur M_2

Figure 5.47 : Comparaison des pertes fer stator de la machine à flux axial en MA et en EF

5.3.3.3 Pertes fer au rotor

Pour calculer les pertes fer au rotor, on adopte une démarche similaire à celle utilisée pour la machine radiale. En effet, les pertes dans le circuit magnétique du rotor ne sont pas simples à calculer analytiquement (cf. paragraphe 3.4.2). Ainsi, dans le but de prendre en compte ces pertes dans notre modèle énergétique, nous procédons à une analyse en éléments finis.

On modélise avec JMAG® les deux moteurs M_1 et M_2 définis dans le Tableau 5.6 et on calcule les pertes fer dans le rotor en fonction de α à 40 A. Les résultats sont donnés sur la Figure 5.48.

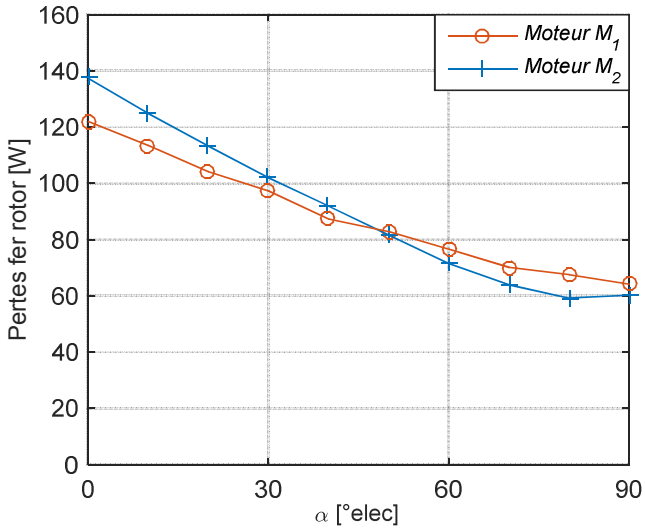


Figure 5.48 : Pertes fer au rotor des moteurs à flux axial M_1 et M_2 en EF

Dans le cas de la machine à flux axial, le volume de fer au rotor est essentiellement affecté par deux grandeurs géométriques : la longueur de fer L_{fer} (égale à R_{ext} - R_{int}) et la hauteur du rotor h_{rotor}. Ceci peut modifier les pertes fer au rotor. Les performances du moteur M_2 se rapprochent de celles recherchées (couple ~200 Nm et facteur de puissance ~0,8), alors on le choisit comme référence et on étudie les pertes fer au rotor en fonction de L_{fer} et de h_{rotor}. Deux simulations en éléments finis sont réalisées :

- 1ère simulation : h_{rotor} constante (70 mm) et L_{fer} variable entre 50 mm et 65 mm ;
- 2ème simulation : L_{fer} constante (60 mm) et h_{rotor} variable entre 65 mm et 80 mm.

Les résultats sont donnés sur la Figure 5.49 et la Figure 5.50 pour la première et la deuxième simulation respectivement.

Les pertes fer au rotor sont pratiquement constantes en fonction de la hauteur du rotor alors qu'elles sont linéaires en fonction de la longueur de fer. Ainsi, dans une première approximation, on peut négliger l'effet de h_{rotor} sur les pertes fer du rotor. Ensuite, on fixe une valeur moyenne des pertes fer au rotor à 130 W. Cette valeur de référence correspond au moteur M_2 avec une longueur de fer de référence $L_{fer_{ref}}$. Étant donné que les pertes fer rotor sont proportionnelles à la longueur de fer L_{fer}, on peut estimer les pertes fer au rotor par l'équation suivante :

$$P_{fer_{rotor}} = \frac{P_{fer_{ref}}}{L_{fer_{ref}}} L_{fer} \tag{5.29}$$

Où $P_{fer_{ref}}$ est la valeur des pertes fer rotor du moteur de référence.

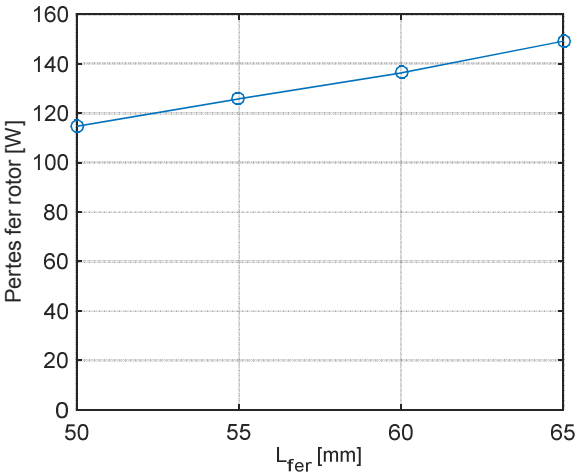


Figure 5.49 : Perte fer au rotor en fonction de L_{fer}

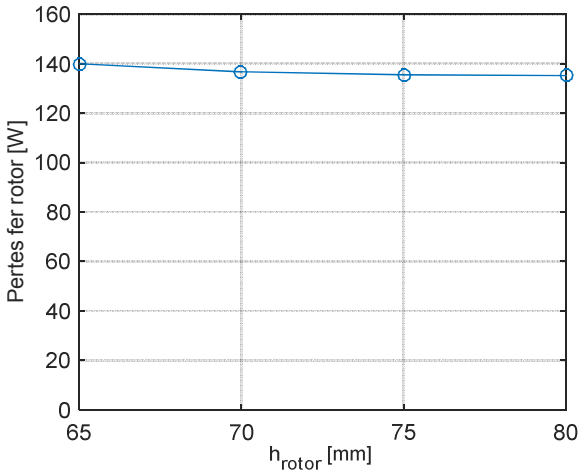


Figure 5.50 : Perte fer au rotor en fonction de h_{rotor}

Les pertes fer totales dans le moteur (P_{fer}) sont la somme des pertes fer au stator et au rotor. On note que toutes les pertes fer rotor présentées sont les pertes fer totales des deux rotors de la machine axiale.

5.3.4 Modèle technico-économique

Le coût des tôles magnétiques, du cuivre, des aimants et du SMC est calculé par le modèle technico-économique.

Les dents statoriques sont formées par découpage des tôles cylindriques entre les rayons extérieur et intérieur (cf. paragraphe 5.2.5). Ainsi, on considère que le volume utilisé est le cylindre circonscrit aux dents du stator. Le coût de la tôle est calculé par :

$$coût_{tôle} = prix_{tôle} \times m_{tôle} = prix_{tôle} \times \pi\left(R_{ext}^2 - R_{int}^2\right) h_{stator} \times Mv_{tôle} \tag{5.30}$$

Avec $prix_{tôle}$ est le prix massique de la tôle et $Mv_{tôle}$ est la masse volumique de la tôle.

Le prix de cuivre est donné par :

$$coût_{Cu} = prix_{Cu} \times m_{Cu} = prix_{Cu} \times \left(K_{rempl} e_{bob} h_{bob} \left(l_{tb} + l_{act}\right) N_d\right) \times Mv_{Cu} \tag{5.31}$$

Avec $prix_{Cu}$ est le prix massique du cuivre et Mv_{Cu} est la masse volumique du cuivre.

Le coût des aimants en ferrite est calculé par :

$$coût_{aimants} = prix_{aimants} \times m_{aimants} = prix_{aimants} \times \left(\sum \left(e_{ap}\, l_{ap}\right)\, L_{fer}\right) \times Mv_{aimants} \tag{5.32}$$

Avec $prix_{aimants}$ est le prix massique des aimants et $Mv_{aimants}$ est la masse volumique des aimants.

Le côut du SMC est calculé à partir du volume des cylindres circonscrits aux deux rotors :

$$coût_{SMC} = prix_{SMC} \times m_{SMC} = prix_{SMC} \times 2 \times \pi\left(R_{ext}^2 - R_{int}^2\right) h_{rotor} \times Mv_{SMC} \tag{5.33}$$

Avec $prix_{SMC}$ est le prix massique du SMC et Mv_{SMC} est la masse volumique du SMC

Finalement, le coût total de la machine en termes de matières premières se calcule par :

$$coût_{total} = coût_{tôle} + coût_{Cu} + coût_{aimants} + coût_{SMC} \tag{5.34}$$

5.3.5 Couplage des modèles

Le modèle multi-physique de la machine à flux axial n'inclue pas un modèle thermique qui prédit la température dans la structure. Afin de prendre en compte l'effet de la température sur la rémanence des aimants et la résistivité du cuivre, nous avons choisi de fixer la température des aimants et du bobinage. Les températures sont choisies égales aux valeurs maximales issues de l'optimisation de la machine radiale à diamètre extérieur variable.

Le couplage des modèles est réalisé suivant le schéma de la Figure 5.51.

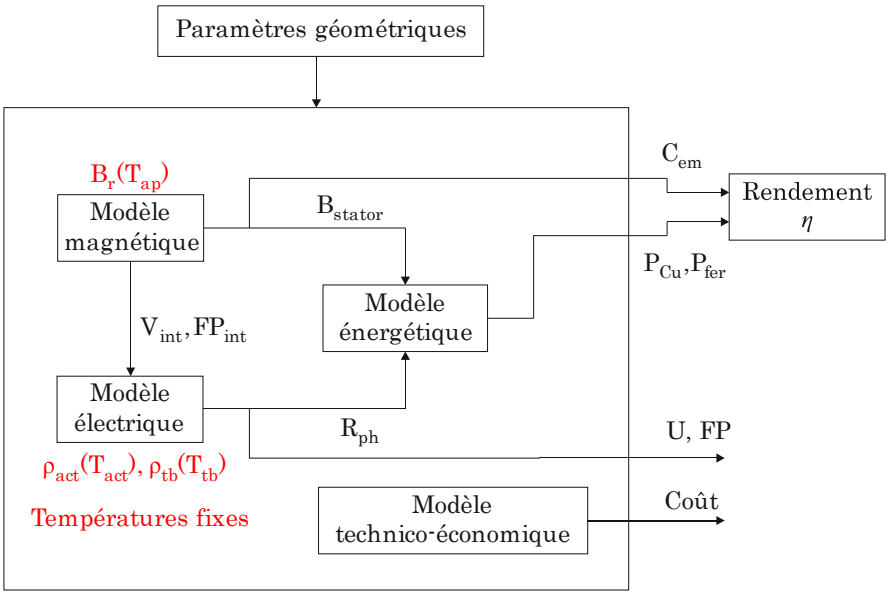


Figure 5.51 : Couplage multi-physique des modèles de la machine axiale

Les températures fixées sont les suivantes :

$$\begin{cases} T_{tb} = T_0 + \Delta T_{tb} \\ T_{act} = T_0 + \Delta T_{act} \\ T_{ap} = T_0 + \Delta T_{ap} \end{cases} \tag{5.35}$$

Avec T_0 la température ambiante, ΔT_{tb}, ΔT_{act} et ΔT_{ap} sont les échauffements des têtes de bobines, du bobinage actif et des aimants respectivement.

L'induction rémanente (B_r), la résistivité du bobinage actif (ρ_{act}) et celle des têtes de bobines (ρ_{tb}) sont calculées en fonction de la température selon les équations suivantes :

$$B_r(T_{ap}) = B_r(T_{ref})(1 + \alpha_{B_r}(T_{ap} - T_{ref})) \tag{5.36}$$

$$\rho_{act}(T_{act}) = \rho_{Cu}(T_{ref})(1 + \alpha_{Cu}(T_{act} - T_{ref})) \tag{5.37}$$

$$\rho_{tb}(T_{tb}) = \rho_{Cu}(T_{ref})(1 + \alpha_{Cu}(T_{tb} - T_{ref})) \tag{5.38}$$

Où T_{ref} est une température de référence, α_{B_r}est le coefficient de température de l'induction rémanente et α_{Cu} est le coefficient de température du cuivre.

Le modèle fournit le couple moyen électromagnétique (C_{em}), les pertes fer (P_{fer}), les pertes par effet Joule (P_{Cu}), la tension (U), le facteur de puissance (FP), le coût ($Côut$) et le rendement de la machine (η).

5.4 Optimisation de la machine à flux axial

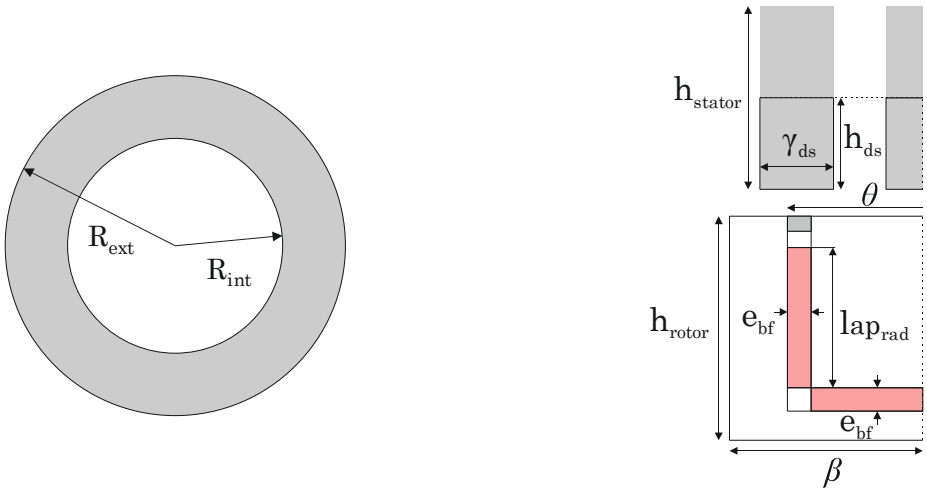
5.4.1 Définition du problème d'optimisation

Les objectifs visés par l'optimisation de la machine axiale sont les mêmes que ceux définis au chapitre 4. Il s'agit de maximiser le rendement η et de minimiser le coût c. Ils sont donnés par les équations suivantes :

$$\eta(X) = \frac{P_u}{P_{abs}} = \frac{P_u}{P_u + pertes} = \frac{C_{em}\Omega - P_{meca}}{C_{em}\Omega + P_{Cu} + P_{fer}} \tag{5.39}$$

$$c(X) = \text{coût}_{tôle} + \text{coût}_{Cu} + \text{coût}_{aimants} + \text{coût}_{SMC} \tag{5.40}$$

Les variables d'optimisation x sont formées par des variables géométriques données sur la Figure 5.52 auxquelles on rajoute le nombre de spires d'une bobine N_s, l'angle du courant α et la densité de courant J. Le nombre de barrières par pôle est fixé à 2.



(a) Vue en couronne 2D (b) Vue en 2D linéarisé

Figure 5.52 : Variables géométrique de l'optimisation de la machine axiale

- le rayon extérieur R_{ext} ;
- le rayon intérieur R_{int} ;
- la hauteur du stator $h_{stator} = 2h_{ds}$;
- l'angle d'ouverture des dents γ_{ds} ;
- la hauteur du rotor h_{rotor} ;
- la longueur de l'aimant permanent radial $l_{ap_{rad}}$;
- l'épaisseur des barrières e_{bf} ;
- le rapport de l'angle d'ouverture des barrières $k = \theta/\beta$;

Les bornes inférieure et supérieure des variables sont données dans le Tableau 5.7.

Tableau 5.7 : Bornes des variables de l'optimisation

Variables X	Borne inférieure	Borne supérieure
Rayon extérieur: R_{ext} (mm)	130	170
Rayon intérieur: R_{int} (mm)	80	140
Angle d'ouverture des dents : γ_{ds} (°)	8	12
Hauteur du rotor: h_{rotor} (mm)	50	90
Hauteur du stator : h_{stator} (mm)	50	90
Nombre de spires d'une bobine : N_s	30	80
Longueur des aimants radiaux : $l_{ap_{rad}}$ (mm)	40	80
Rapport de l'angle d'ouverture des barrières : $k = \theta/\beta$	0,1	0,9
Épaisseur des barrières : e_{bf} (mm)	3	5
Angle du courant: α (°elec)	0	40
Densité de courant : J (A/mm²)	3	10

On garde les mêmes contraintes du cahier des charges que celles imposées pour la machine à flux radial. C'est une application à fort couple et basse vitesse. La machine tourne à 500 tr/min et doit garantir les performances suivantes :

- un couple moyen minimal de 210 Nm ;
- un facteur de puissance minimal de 0,85 ;
- une tension maximale de 365 V ;
- un courant maximal de 30 A.

On rajoute la contrainte de démagnétisation qui vérifie que le champ des aimants en ferrite (à la température ambiante) ne dépasse pas la valeur du champ coercitif intrinsèque de polarisation (cf. paragraphe 4.3.3). De plus, on définit des contraintes géométriques $g(X)$ qui garantissent le non-chevauchement de deux barrières, le non-chevauchement de deux pôles, etc.

On a fait l'hypothèse d'un fonctionnement thermique stable (cf. paragraphe 5.3.5). Les échauffements fixés sont les suivants :

$$\begin{cases} \Delta T_{tb} = 85°C \\ \Delta T_{act} = 71°C \\ \Delta T_{ap} = 63°C \end{cases} \tag{5.41}$$

Le problème d'optimisation est alors défini comme suit :

$$\begin{cases} max \;\; \eta(X) \\ min \;\; c(X) \end{cases}$$

sous contraintes :

$$\begin{gathered} Couple\ moyen > 210\ Nm \\ Facteur\ de\ puissance > 0{,}85 \\ Tension < 365\ V \\ Courant < 30\ A \\ H_{ap} < H_{cJ} = 275\ kA/m \\ g(X) < 0 \end{gathered} \tag{5.42}$$

L'algorithme d'optimisation utilisé est le NSGA-II (cf. chapitre 4).

5.4.2 Résultats de l'optimisation

L'optimisation est réalisée avec 400 individus et 400 générations. Le temps de calcul est d'environ 6 jours sur une machine du type *2x4 cores Intel (R) Xeon (R) CPU E5-2623 v3 @ 3.00GHz 64Gb of RAM.* Le problème étant bi-objectif, on représente les solutions optimales sur un front de Pareto (Figure 5.53). Le rendement est exprimé en pourcentage et le coût en « *per unit* » (pu).

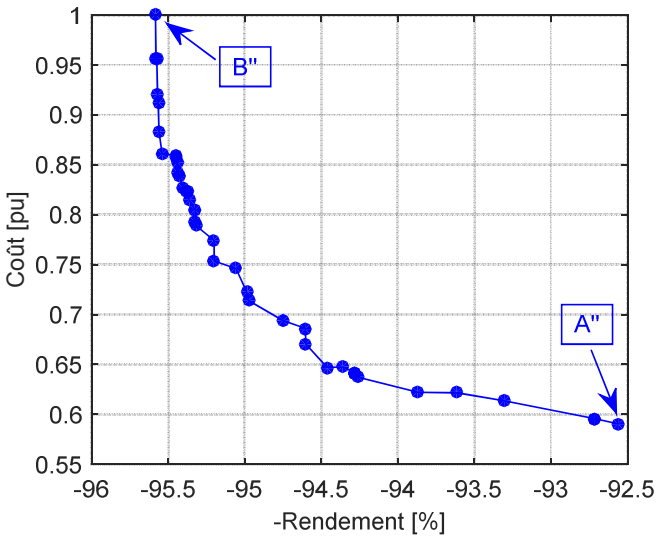


Figure 5.53 : Front de Pareto à l'issue de l'optimisation de la machine à flux axial

Le rendement de la machine à flux axial peut dépasser les 95 %. Les extrémités du front de Pareto sont formées par les deux machines A" et B" (Figure 5.54). Leurs caractéristiques sont données dans le Tableau 5.8 avec :

- A" : rendement = 92,54 % et coût = 0,59 pu ;
- B" : rendement = 95,58 % et coût = 1 pu.

Ainsi, une réduction du coût d'environ 40% ou bien une amélioration du rendement de 2,5 % peut être réalisée entre les deux extrémités du front de Pareto.

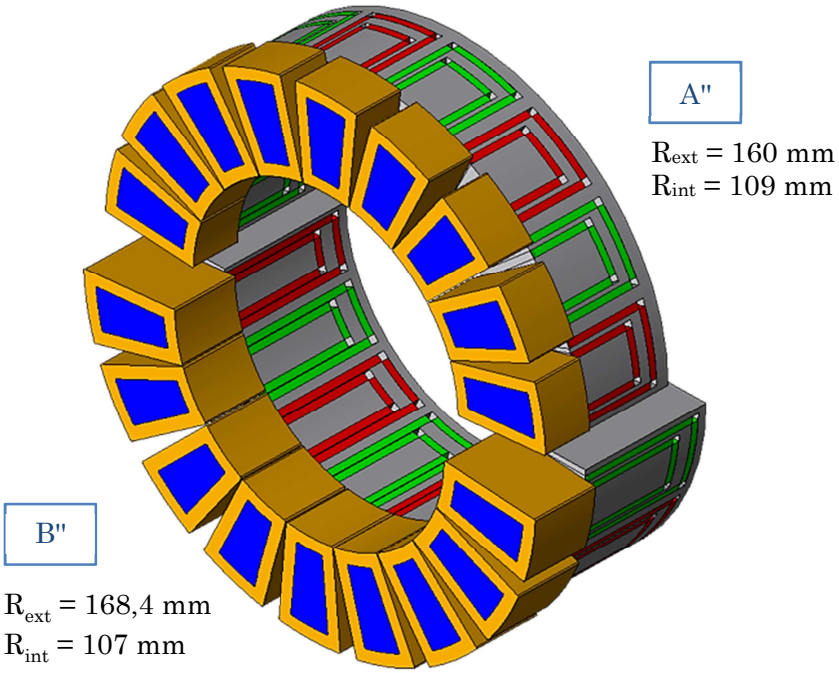


Figure 5.54 : Géométries des machines à flux axial aux extrémités des fronts de Pareto

Tableau 5.8 : Caractéristiques des machines axiales aux extrémités du front de Pareto

Machine	R_{ext} (mm)	R_{int} (mm)	y_{ds} (°)	h_{rotor} (mm)	h_{stator} (mm)	$l_{ap_{rad1}}$ (mm)	$l_{ap_{rad2}}$ (mm)	δ_1 (°)	δ_2 (°)	e_{bf} (mm)	N_s	I_{eff} (A)
A"	160	109	10,6	66,6	67,6	51,7	39,5	0,87	0,63	4,7	54	29
B"	168,4	107	10,1	90	90	78	64	0,9	0,65	5	52	21

L'évolution des performances le long du front de Pareto en fonction du coût est tracée sur la Figure 5.55. On remarque que la machine à flux axial est capable d'avoir un facteur de puissance élevé. Il est majoritairement supérieur à 0,9.

En ce qui concerne la tension, la plupart des points sur le front de Pareto sont aux alentours de 300 V. Quand le coût augmente, la tension se rapproche de sa valeur maximale (365 V) ce qui peut limiter les pertes fer dues à la MLI (cf. paragraphe 4.5).

On rappelle que le point thermique a été fixé. L'échauffement des têtes de bobines, du bobinage actif et des aimants est constant pour tous les points du front de Pareto.

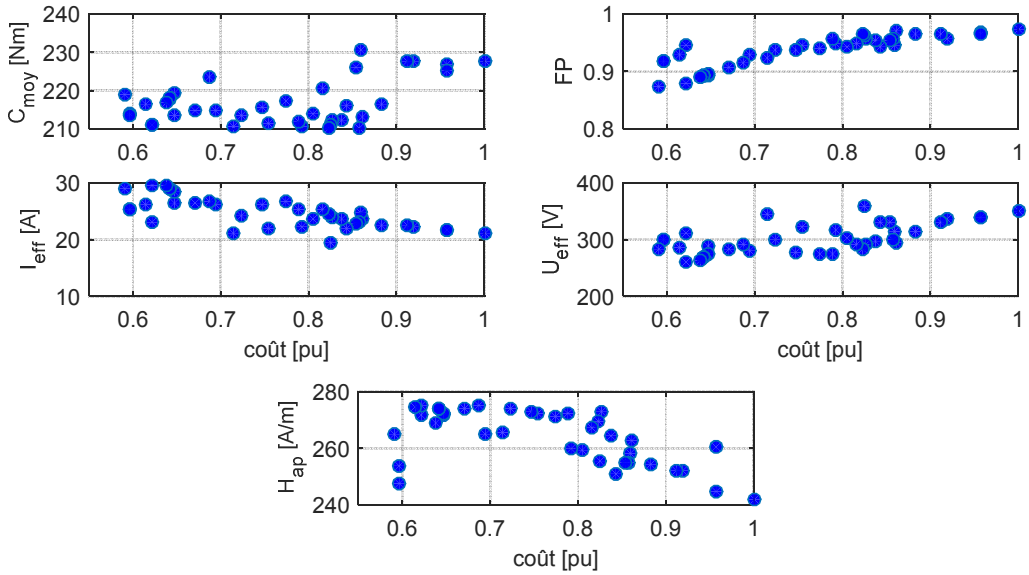


Figure 5.55 : Évolution des performances de la machine axiale le long du front de Pareto

On trace sur la Figure 5.56 l'évolution des variables le long du front de Pareto en fonction du coût. Le rayon extérieur est quasiment constant. Il est égal à sa limite maximale de 170mm. Le rayon intérieur varie entre 107 mm et 133 mm. En effet, le couple de la machine axiale est proportionnel à (R_{ext}^3) [Cav02], donc l'algorithme cherche à maximiser le rayon extérieur pour obtenir le couple souhaité. De plus, le rapport $\lambda = R_{int}/R_{ext}$ est un paramètre qui affecte les performances de la machine à flux axial. L'optimisation conduit à un paramètre λ qui varie entre 0,63 et 0,78. Ces résultats sont cohérents avec les valeurs optimales trouvées en littérature et qui varient entre 0,65 et 0,75 [Cap12].

L'épaisseur des barrières, qui est aussi celle des aimants, varie entre 4,5 mm et 5 mm. Les ouvertures des barrières sont constantes pour les machines optimales : k_1 = 0,9 et k_2 = 0,65. La densité du courant diminue le long du front de Pareto. On ne peut pas la réduire sans augmenter le coût de la machine.

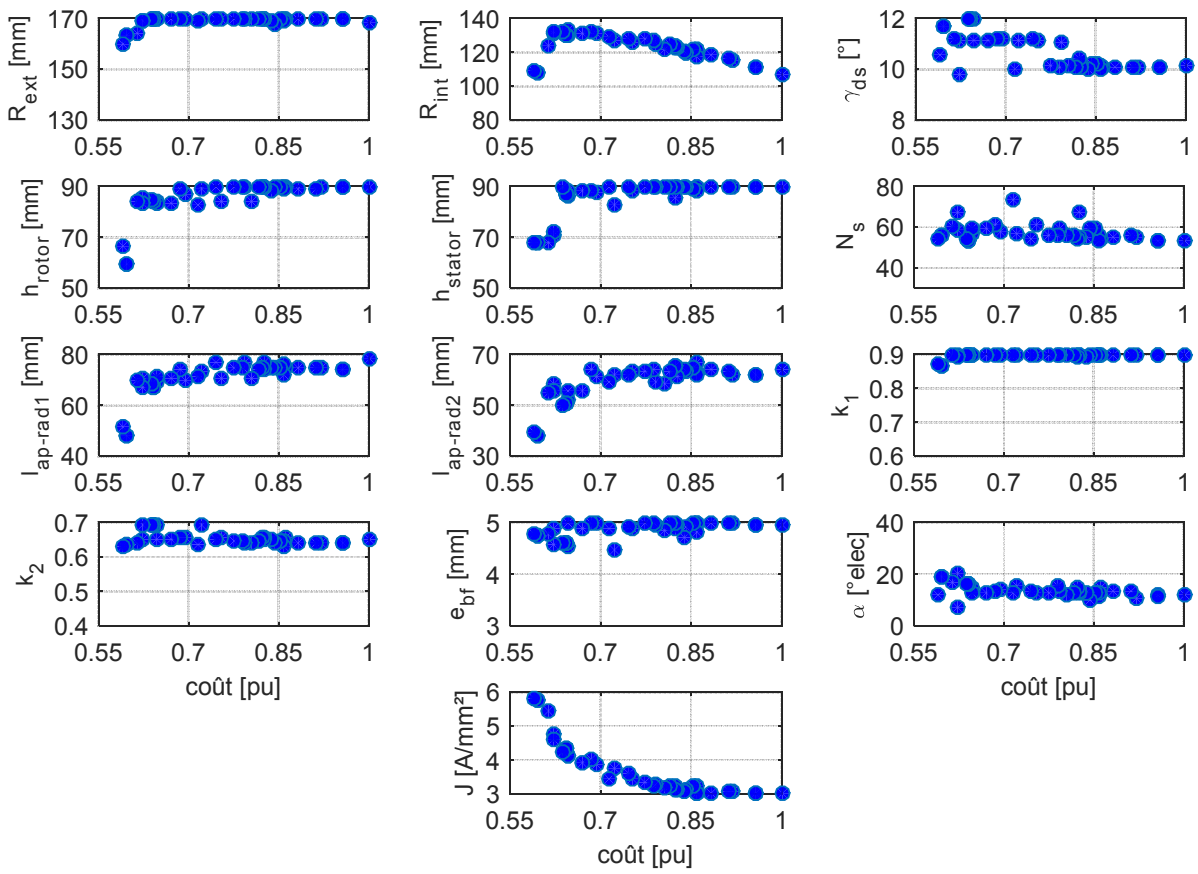


Figure 5.56 : Évolution des variables de la machine axiale le long du front de Pareto

5.4.3 Comparaison avec les modèles en éléments finis 2D et 3D

Les performances calculées par le modèle analytique (MA) de la machine A'' ont été comparées aux calculs en éléments finis (EF) 2D et 3D. Les résultats sont donnés dans le Tableau 5.9 pour un courant efficace de 29 A et un angle de courant de 12,39 °elec. Les pertes par effet Joule sont calculées à partir de la valeur analytique de la résistance. Elles sont égales à 746,836 W.

Les résultats analytiques sont très proches de ceux calculés en EF 2D. L'écart est inférieur à 1 %. En comparant les performances calculées par le MA et celles en EF 3D, on trouve un écart de l'ordre de 6 %. Ces écarts peuvent être dus aux effets de bords que l'on a négligés en passant du modèle 3D au 2D linéarisé. Dans le but de vérifier cela, on rajoute les couches d'air à perméabilité inférieure à 1 pour effectuer un calcul 3D avec des fuites réduites aux bords de la machine (cf. paragraphe 5.2.2.2). Les performances obtenues sont quasiment identiques à celles du modèle EF 2D et du modèle analytique. L'écart est inférieur à 1 % (Tableau 5.9). Ces résultats obtenus permettent de valider notre approche analytique pour la machine à flux axial.

Tableau 5.9 : Comparaison des performances de la machine A" en MA et en EF 2D et 3D

Modèle	C_{moy} (Nm)	FP	U_{eff} (V)	P_{fer} (W)	$P_{fer} + P_{Cu}$ (W)	η (%)
MA	218	0,86	282	170,88	917,716	92,54
EF 2D	219,6	0,855	280,67	163,4	910,236	92,66
EF 3D	205,3	0,824	277,4	161,08	907,916	92,21
EF 3D fuites réduites	219,4	0,852	282,45	162,28	909,116	92,67
Écart MA- EF 2D (%)	0,7	0,6	0,5	4,6	0,8	0,13
Écart MA- EF 3D (%)	6,2	4,4	1,66	6,1	1,1	0,3
Écart MA- EF 3D fuites réduites (%)	0,6	0,9	0,2	5,3	0,9	0,14

5.5 Comparaison avec la machine à flux radial

La Figure 5.57 montre les fronts de Pareto issus de l'optimisation de la machine à flux radial avec un diamètre extérieur variable (en bleu) et de la machine à flux axial (en rouge). Les points A' et A" correspondent respectivement aux machines radiale et axiale à l'extrémité inférieure des fronts de Pareto. Les deux machines A' et A" ont le même rendement de 92,54 % mais la machine à flux axial est 4% moins chère que la machine radiale (0,59 pu contre 0,615 pu).

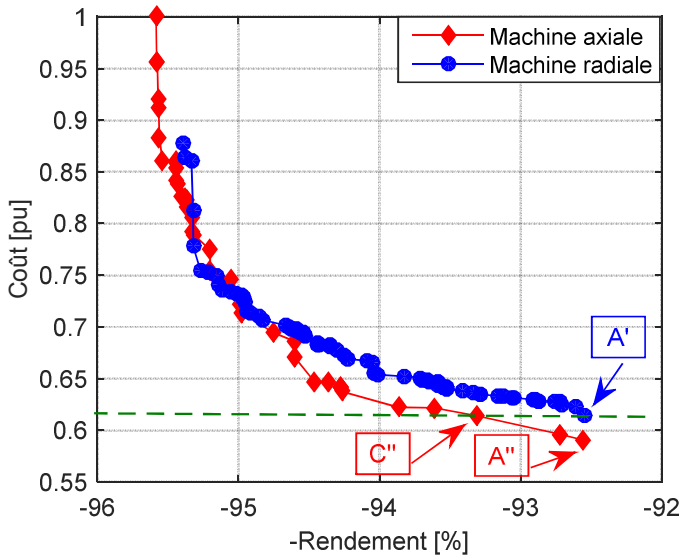


Figure 5.57 : Comparaison des fronts de Pareto des machines radiale et axiale

Le Tableau 5.10 résume les performances des deux machines A' et A". On rajoute la machine à flux axial C" qui a le même coût que la machine à flux radial A'. La machine axiale A" développe un couple moyen et un facteur de puissance plus élevés que la machine radiale. Au niveau de la tension, la machine A" a une tension inférieure que celle de la machine radiale A'.

À iso-coût, la machine axiale C" est capable de fournir un couple légèrement supérieur à celui de la machine radiale A' (216,3 Nm contre 210,6 Nm) avec un meilleur facteur de puissance (0,93 contre 0,85) et un rendement plus élevé 93,31 % contre 92.54 %).

Tableau 5.10 : Performances des machines A', A" et C"

Machine	C_{moy} (Nm)	FP	U_{eff} (V)	η (%)	$Côut$ (pu)	I_{eff} (A)	N_s	ΔT_{tb} (°C)
A' (radiale)	210,6	0,85	337	92,54	0,615	24	23	85
A" (axiale)	218	0,86	282	92,54	0,59	29	54	85
C" (axiale)	216,3	0,93	287	93,31	0.615	26,2	60	85

Les dimensions géométriques des trois machines A', A" et C" sont données dans le Tableau 5.11. On calcule le couple volumique des machines par rapport au volume global des matières actives (V_{ma}) donné par :

$$V_{ma} = \begin{cases} pi\,(R_{ext}^2 - R_{arbre}^2) \times L_{axiale} & \text{pour la machine radiale} \\ pi\,\left(R_{ext}^2 - R_{int}^2\right) \times L_{axiale} & \text{pour la machine axiale} \end{cases} \tag{5.43}$$

Avec R_{arbre} est le rayon de l'arbre de la machine radiale, L_{axiale} est la longueur axiale donnée par :

$$L_{axiale} = \begin{cases} L_{fer} & \text{pour la machine radiale} \\ (2h_{rotor} + h_{stator}) & \text{pour la machine axiale} \end{cases} \tag{5.44}$$

Le couple volumique par rapport aux matières actives est alors donné par :

$$c_{v_{ma}} = \frac{C_{moy}}{V_{ma}} \tag{5.45}$$

On calcule également le couple volumique par rapport aux aimants. Il est donné par :

$$c_{v_{ap}} = \frac{C_{moy}}{V_{ap}} \tag{5.46}$$

Où V_{ap} est le volume des aimants permanents.

Les résultats sont présentés dans le Tableau 5.11. La machine à flux axial possède un couple volumique supérieur à celui de la machine à flux radial. Par rapport au volume des matières actives, le couple volumique passe de 16,7 kNm/m³ à environ 25 kNm/m³ soit une augmentation de 50 %. Par rapport au volume des aimants, le couple volumique peut être augmenté de 20 % (114, 74 kNm/m³ contre 95,72 kNm/m³).

Tableau 5.11 : Couple volumiques des machines A', A" et C"

Machine	R_{ext} (mm)	R_{int} (mm)	R_{arbre} (mm)	L_{axiale} (mm)	C_{moy} (Nm)	V_{ap} (m³)	$c_{v_{ma}}$ (kNm/m³)	$c_{v_{ap}}$ (kNm/m³)
A' (radiale)	142,5	NA*	20	201,7	210,6	0,0022	**16,7**	**95,72**
A" (axiale)	160	109	ND**	201	218	0,0019	**25,17**	**114,74**
C" (axiale)	164	123,5	ND**	236	216,3	0,002	**25,05**	**108,15**

*NA = non applicable, **ND = non défini

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes focalisés sur l'étude de la machine 18/16 à flux axial. Cette machine fait partie des structures innovantes identifiées suite à l'étude bibliographique du premier chapitre. Sa géométrie est équivalente à celle de la machine radiale étudiée aux chapitres précédents. Elle est formée de deux rotors et un stator intérieur. Le rotor présente plusieurs barrières de flux par pôle avec des aimants radiaux et axiaux. Le stator est sans culasse avec un bobinage concentré sur dents.

Les calculs en éléments finis 3D étant très coûteux en temps de calcul, nous avons présenté le passage d'un modèle 3D à un modèle 2D linéarisé. La comparaison du flux capté par les bobines a montré la validité de l'approche bidimensionnelle au rayon moyen.

L'étude de l'influence des ponts tangentiels a été réalisée. La présence de ces ponts a permis de diviser quasiment par deux les ondulations de couple. Les pertes fer ont été calculées par éléments finis 3D et 2D avec différents matériaux au stator et aux rotors. Les résultats ont montré que l'utilisation du SMC conduit à une réduction des pertes par courants de Foucault. Par contre, on constate une augmentation des pertes par hystérésis due au fonctionnement à basse fréquence. La complexité du rotor a conduit à l'utilisation du SMC qui peut être moulé pour avoir les géométries désirées. Au niveau du stator, on peut envisager d'utiliser des tôles magnétiques pour former les dents et limiter les pertes fer totales.

Dans la suite du chapitre, nous avons mis en place un modèle analytique multi-physique pour la machine à flux axial 18/16 en 2D linéarisé au rayon moyen. L'approche de modélisation utilisée est identique à celle développée pour la machine à flux radial.

Le modèle multi-physique est utilisé pour calculer les performances de la machine ainsi que les pertes par effet Joule et les pertes fer. Il a permis également de calculer le rendement et le coût des matières actives. D'un point de vue thermique, nous avons choisi de fixer un point de fonctionnement. Il a été choisi égal à celui de la machine radiale optimisée.

Le couplage du modèle multi-physique a été présenté et utilisé pour réaliser une optimisation bi-objectifs de la structure axiale. Le cahier des charges est le même que celui de la machine radiale. Les résultats ont montré que la machine axiale est capable d'avoir des rendements supérieurs à 95 %.

La machine axiale optimale ayant le coût minimal a été simulée en éléments finis 2D et 3D. Les résultats du modèle analytique sont quasiment identiques à ceux obtenus par éléments finis 2D. La comparaison avec le modèle en éléments finis 3D montre un écart raisonnable de l'ordre de 6 %. Cela nous a permis de valider notre approche analytique en 2D linéarisé au rayon moyen.

En comparant la machine à flux radial optimale ayant le coût minimal avec la machine à flux axial ayant le même coût, on a constaté que la machine à flux axial permet d'augmenter le rendement et le facteur de puissance. Finalement, la comparaison du couple volumique des deux machines a montré que la machine axiale permet d'augmenter la densité du couple de 50 % par rapport au volume des matières actives et de 20 % par rapport au volume des aimants.

Conclusion générale

Les travaux de recherche que nous avons menés ont porté sur la modélisation et l'optimisation de machines électriques à fort couple et basse vitesse.

L'étude réalisée s'inscrit dans un contexte industriel qui vise à améliorer la performance énergétique des moteurs électriques. La problématique posée était la conception d'un moteur destiné à des applications à entraînement direct, sans aimants en terres rares et susceptible d'avoir un rendement élevé à coût réduit.

Le choix d'une structure innovante et capable de répondre aux exigences de l'application visée a été fait suite à une étude bibliographique présentée au chapitre 1. Un état de l'art des machines électriques à courant alternatif nous a permis de définir les différentes technologies des moteurs électriques selon la direction du flux. L'accent a été mis sur les machines à flux radial et axial. L'état de l'art a été complété par une étude bibliographique portant sur les structures dédiées à des applications à fort couple et basse vitesse. Face à une multitude de topologies existantes, nous avons procédé à une classification des différentes structures. Nous nous sommes basés sur la direction du flux, le type du bobinage, le type d'excitation et le nombre d'entrefer. L'analyse de la classification a été faite à l'aide des tableaux croisés dynamiques sous Excel. Ceci nous a permis d'identifier les topologies prometteuses ainsi que des concepts de machines innovants. Le bobinage concentré sur dents a été choisi dans le but de réduire les pertes par effet Joule.

Une étude par éléments finis a été réalisée au chapitre 2 pour comparer les machines à flux radial issues de l'étude bibliographique. Il s'agit de machines à aimants permanents en ferrite placés en surface, en V, en concentration de flux et en commutation de flux. La comparaison s'est basée sur les performances en termes de couple moyen et de facteur de puissance. Les machines à commutation de flux 12/10 et 12/14 ont montré une capacité à développer des couples élevés mais leur facteur de puissance reste faible. Des structures à plusieurs barrières de flux en U et en V ont été proposées et simulées. La comparaison des performances nous a conduits à choisir la machine à plusieurs barrières en V au rotor. Ce type de machine développe un bon couple moyen avec un meilleur facteur de puissance comparé aux machines à commutation de flux.

La machine à bobinage concentré sur dents et aimants en multi-V a été étudiée avec deux combinaisons 18/16 et 12/10. Ces configurations ont des coefficients de bobinages élevés et permettent d'augmenter le couple créé. La qualité du couple des deux machines a été analysée. Le moteur 18/16 développait un couple lisse avec des ondulations inférieures à 5%. Le moteur 12/10 présentait des ondulations de couple élevées qu'on pouvait réduire en modifiant la structure du rotor. Nous avons mis en place une étude par plan d'expériences qui nous a amenés à des configurations de pôles asymétriques capables de réduire certains harmoniques du couple. De plus, une méthodologie de combinaison des pôles asymétriques et du vrillage du rotor par pas a été proposée. Elle a permis la réduction des ondulations de couple du moteur sans compromettre la valeur du couple moyen. À partir de cette analyse, la machine 18/16 a été retenue pour la suite de l'étude.

Ayant adopté une démarche de conception par optimisation pour répondre à la problématique posée, nous nous sommes intéressés à réduire le temps de calcul lors de la modélisation. Pour cette raison, nous avons choisi la modélisation analytique. Un modèle multi-physique de la machine radiale 18/16 à bobinage concentré sur dents a été développé au chapitre 3. Nous avons proposé un modèle magnétique non-linéaire basé sur le théorème d'Ampère et la loi de conservation du flux. Nous avons calculé les inductions dans les différentes parties du moteur. Un modèle pour le bobinage sur dents a été mis en place avec

la prise en compte des fuites tangentielles dans les encoches. De plus, le modèle magnétique inclut la saturation locale dans les parties ferromagnétiques du rotor proches des ponts tangentiels. Les résultats analytiques ont été validés par comparaison avec les modèles en éléments finis. Le modèle analytique développé est 5 fois plus rapide que celui en éléments finis.

À partir du modèle magnétique nous avons calculé le couple moyen électromagnétique, le facteur de puissance interne et la tension interne. Les grandeurs aux bornes du moteur ont été obtenues par le modèle électrique. Ce dernier est basé sur un circuit équivalent dans lequel nous avons pris en compte les pertes fer par une résistance en parallèle. Nous avons inclus également la résistance de phase et l'inductance de fuite des têtes de bobines. Les pertes mécaniques, les pertes par effet Joule ainsi que les pertes fer ont été déterminées à l'aide du modèle énergétique. Les formes d'ondes de l'induction au stator ont été utilisées pour calculer les pertes fer statoriques en utilisant une approche de séparation des pertes. En ce qui concerne les pertes fer au rotor, ces dernières ont été calculées par éléments finis. Ceci nous a permis de prendre en compte l'influence des harmoniques d'espace présents dans la force magnétomotrice du bobinage sur dents.

Les pertes ont été utilisées comme sources de chaleur dans le modèle thermique proposé. Il s'agit d'un circuit nodal 3D formé par des résistances thermiques modélisant les échanges de flux de chaleur par conduction et par convection. Nous avons proposé un modèle de résistances thermiques pour prendre en compte l'échauffement des têtes de bobines. La comparaison des résultats avec le modèle MotorCad® nous a permis de valider notre approche nodale. La tenue mécanique de la structure a été vérifiée à l'aide d'un modèle mécanique que nous avons mis en place. Les ponts tangentiels ont été assimilés à des raideurs et nous avons calculé les facteurs de sécurité pour les contraintes de fatigue et d'éclatement. L'application du modèle mécanique sur la machine 18/16 tournant à 500 tr/min conduit à des facteurs de sécurité très élevés. Ceci traduit le fait que la structure ne subit pas de contraintes mécaniques importantes à basse vitesse. Un dernier modèle technico-économique a été rajouté pour calculer le coût de la machine en termes de matières actives. La stabilité thermique du couplage multi-physique a été obtenue par la mise en place d'une boucle thermique. Cette dernière a été résolue par la méthode de point fixe.

La rapidité et la précision de notre modèle ont permis son utilisation dans une approche de conception par optimisation. Dans le chapitre 4, nous avons réalisé une première optimisation bi-objectifs avec un cahier des charges imposé par l'industriel. Les résultats ont permis la définition d'un prototype. Le moteur a été fabriqué par Leroy-Somer et utilisé pour valider expérimentalement l'approche de conception adoptée.

Suite à la validation expérimentale du modèle analytique multi-physique et au calage du modèle thermique, nous avons réalisé deux optimisations à diamètre extérieur fixe et variable. Les résultats ont montré qu'à coût fixe, il est possible d'augmenter le rendement de 1,2 % en augmentant le diamètre extérieur.

La machine à flux radial optimisée a été comparée à deux solutions industrielles existantes chez Leroy-Somer. La structure radiale 18/16 avec des aimants multi-V en ferrite présente un gain en coût et une amélioration du rendement par rapport aux machines existantes.

Dans la suite de l'étude, nous nous sommes intéressés à une machine non conventionnelle à flux axial. Il s'agit de la machine 18/16 à double rotor et simple stator. Sa

structure est l'équivalente de celle radiale étudiée précédemment. Le stator est sans culasse avec un bobinage concentré sur dents et le rotor présente plusieurs barrières de flux par pôles avec des aimants radiaux et axiaux. La machine axiale étudiée au chapitre 5 fait partie des structures innovantes identifiées lors de l'étude bibliographique. Le passage d'un modèle 3D à un modèle 2D linéarisé au rayon moyen a été utilisé dans le but de réduire le temps de calcul. L'approche bidimensionnelle a été validée par comparaison du flux capté par les bobines en 3D et en 2D.

L'influence des ponts tangentiels sur la qualité du couple a été étudiée. La présence de ces ponts permet de réduire les ondulations de couple jusqu'à la moitié. Dans ce chapitre nous avons envisagé l'utilisation des matériaux en poudre de fer (SMC). Ces matériaux permettent la réduction des pertes par courants de Foucault mais augmentent les pertes par hystérésis pour un fonctionnement à basse fréquence. Compte tenu de la complexité géométrique du rotor et de l'analyse des pertes fer dans la structure, nous avons fait le choix d'utiliser des tôles magnétiques pour former les dents du stator et le SMC pour le rotor. Ainsi, la structure et les matériaux de la machine à flux axial ont été définis.

L'approche de conception multi-physique développée pour la machine à flux radial a été utilisée pour déterminer les structures optimales à flux axial. Nous avons considéré les aspects magnétiques, électriques, énergétiques et économiques. Dans cette approche, nous avons fait l'hypothèse d'un fonctionnement en régime thermique stable égal à celui de la machine radiale optimisée. Le modèle multi-physique couplé a été utilisée pour réaliser une optimisation bi-objectifs avec le même cahier des charges défini auparavant pour la structure à flux radial.

Une comparaison entre les machines optimales à flux radial et axial a été réalisée. À iso-coût, la configuration axiale présente un rendement et un facteur de puissance plus élevés. Le calcul du couple volumique des deux machines a montré que la structure à flux axial permet d'augmenter la densité du couple par rapport au volume des matières actives et au volume des aimants.

Dans ce mémoire nous avons abordé de nombreux aspects liés à la conception des machines électriques. Plusieurs perspectives peuvent être envisagées.

Pour la machine à flux radial :

- la prise en compte de l'influence des phénomènes thermiques sur les propriétés des matériaux ferromagnétiques ;
- le développement d'un modèle analytique pour le calcul des pertes fer au rotor en incluant l'effet des harmoniques d'espace dus au bobinage sur dents ;
- l'ajout d'un modèle vibro-acoustique qui permettrait de maitriser les nuisances sonores liés à certains modes vibratoires ;
- l'association du modèle du variateur pour élargir l'étude vers une approche système.

Pour la machine à flux axial :

- l'amélioration de la modélisation magnétique en incluant l'influence des effets de bords sur les performances de la machine ;
- l'intégration d'un modèle thermique qui prendrait en compte le système de refroidissement et l'échauffement au sein de la structure ;

- l'étude des aspects mécaniques en termes de pertes et de contraintes subies par la structure ;
- la prise en considération des difficultés de fabrication telles que la fixation des dents statoriques et le montage des aimants afin d'aboutir à une machine axiale industrialisable.

Bibliographie

[Aar89] E. Aarts and J. Korst, *Simulated Annealing and Boltzmann Machines: A Stochastic Approach to Combinatorial Optimization and Neural Computing*. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc., 1989.

[Abb14] ABB, "IEC 60034-30-1 standard on efficiency classes for low voltage AC motors - ABB technical note." 2014.

[Ahm13] M. Z. Ahmad, E. Sulaiman, Z. A. Haron, and T. Kosaka, "Design improvement of a new outer-rotor hybrid excitation flux switching motor for in-wheel drive EV," *IEEE 7th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)*, 2013, pp. 298–303.

[Ara11] T. Arakawa et al., "Examination of an Interior Permanent Magnet Type Axial Gap Motor for the Hybrid Electric Vehicle," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 3602–3605, Oct. 2011.

[Ayd04] M. Aydin, S. Huang, and T. A. Lipo, "Axial flux permanent magnet disc machines: A review," *EPE-PEMC' 04*, 2004.

[Ayd13] M. Aydin and M. K. Guven, "Design of several permanent magnet synchronous generators for high power traction applications," *IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2013, pp. 81–87.

[Bel14] M. Belhadi, G. Krebs, C. Marchand, H. Hannoun, and X. Mininger, "Réduction des ondulations de couple et des efforts radiaux dans une machine a reluctance variable," *Symposium de Génie Électrique*, Cachan, France, 2014.

[Ber88] G. Bertotti, "General properties of power losses in soft ferromagnetic materials," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 24, no. 1, pp. 621–630, Jan. 1988.

[Ber99] Y. Bertin, "Refroidissement des machines électriques tournantes," Techniques de l'Ingénieur - D3460, 1999.

[Bia06] N. Bianchi, S. Bolognani, M. D. Pre, and G. Grezzani, "Design considerations for fractional-slot winding configurations of synchronous machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 4, pp. 997–1006, Jul. 2006.

[Bia10] N. Bianchi and L. Alberti, "MMF Harmonics Effect on the Embedded FE Analytical Computation of PM Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 2, pp. 812–820, Mar. 2010.

[Bog03] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli, "Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: an engineering approach," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 2, pp. 981–989, Mar. 2003.

[Bol05] I. Boldea, *Synchronous Generators*. CRC Press, 2005.

[Bom09] E. Bommé, "Modélisation et Optimisation des Machines Electriques Discoïdes à Double Entrefer," PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2009.

[Bri07] S. Brisset, "Démarches et outils pour la conception optimale des machines électriques," Habilitation à diriger des recherches, Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2007.

[Bro65] C. G. Broyden, "A class of methods for solving nonlinear simultaneous equations," *Mathematics of Computation*, vol. 19, no. 92, pp. 577–593, 1965.

[Bru15] K. Bru, P. Christmann, J. F. Labbé, and G. Lefebvre, "Panorama 2014 du marché des Terres Rares." BRGM/RP-65330-FR, 2015.

[Cai15] P. Caillard, "Conception par optimisation d'une chaine de traction électrique et de son contrôle par modélisation multi-physique," Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2015.

[Cao12] R. Cao, C. Mi, and M. Cheng, "Quantitative Comparison of Flux-Switching Permanent-Magnet Motors With Interior Permanent Magnet Motor for EV, HEV, and PHEV Applications," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 8, pp. 2374–2384, Aug. 2012.

[Cap12] F. Capponi, G. De Donato, and F. Caricchi, "Recent Advances in Axial-Flux Permanent-Magnet Machine Technology," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 2190–2205, Nov. 2012.

[Cav02] A. Cavagnino, M. Lazzari, F. Profumo, and A. Tenconi, "A comparison between the axial flux and the radial flux structures for PM synchronous motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 6, pp. 1517–1524, Nov. 2002.

[Cav11] A. Cavagnino, M. Lazzari, A. Miotto, A. Tenconi, and S. Vaschetto, "Impact of the rotor back-iron resistivity on the rotor eddy-current losses in fractional-slot concentrated windings PM machines," *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 1604–1611.

[Cha08] K. T. Chau, C. C. Chan, and C. Liu, "Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2246–2257, Jun. 2008.

[Che10] J. T. Chen and Z. Q. Zhu, "Winding Configurations and Optimal Stator and Rotor Pole Combination of Flux-Switching PM Brushless AC Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 293–302, Jun. 2010.

[Chi11] S. Chino, S. Ogasawara, T. Miura, A. Chiba, M. Takemoto, and N. Hoshi, "Fundamental characteristics of a ferrite permanent magnet axial gap motor with segmented rotor structure for the hybrid electric vehicle," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 2805–2811.

[Chu13] W. Q. Chu and Z. Q. Zhu, "Reduction of On-Load Torque Ripples in Permanent Magnet Synchronous Machines by Improved Skewing," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 7, pp. 3822–3825, Jul. 2013.

[Cou94] G. Couderchon, "Alliages fer-nickel et fer-cobalt - Propriétés magnétiques," Techniques de l'Ingénieur - D2130, 1994.

[Cyr07] C. Cyr, "Modélisation et caractérisation des matériaux magnétiques composites doux utilisés dans les machines électriques," Thèse de doctorat, Arts et Métiers ParisTech, 2007.

[Dag13] B. Daguse, "Modélisation analytique pour le dimensionnement par optimisation d'une machine dédiée à une chaîne de traction hybride à dominante électrique," Thèse de doctorat, Supélec, 2013.

[Daj10] G. Dajaku and D. Gerling, "Stator Slotting Effect on the Magnetic Field Distribution of Salient Pole Synchronous Permanent-Magnet Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 9, pp. 3676–3683, Sep. 2010.

[Dal07] F. Daldaban and N. Ustkoyuncu, "New disc type switched reluctance motor for high torque density," *Energy Conversion and Management*, vol. 48, no. 8, pp. 2424–2431, Aug. 2007.

[Deb02] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, and T. Meyarivan, "A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II," *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 6, no. 2, pp. 182–197, Apr. 2002.

[Deo96] R. P. Deodhar, D. A. Staton, and T. J. E. Miller, "Modeling of skew using the flux-MMF diagram," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 1339–1347, Nov. 1996.

[Dor10] D. G. Dorrell, A. M. Knight, M. Popescu, L. Evans, and D. A. Staton, "Comparison of different motor design drives for hybrid electric vehicles," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 3352–3359.

[Düc16] P. Dück, P. Lesniewski, and B. Ponick, "Design and analysis of axial-flux permanent magnet synchronous machines as traction drives for electric vehicles," *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2016, pp. 376–381.

[Dum12] P. Dumas and A. Miraoui, "Aimants permanents -Fonctionnement des circuits magnétiques," Techniques de l'Ingénieur - D2085, 2012.

[Elr14] A. M. EL-Refaie et al., "Advanced High-Power-Density Interior Permanent Magnet Motor for Traction Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3235–3248, Sep. 2014.

[Esp96] Espace des sciences, "Histoire du moteur électrique | Espace des sciences," 1996. [Online]. Available: http://www.espace-sciences.org/sciences-ouest/archives/histoire-du-moteur-electrique.

[Fan14] Y. Fan, L. Gu, Y. Luo, X. Han, and M. Cheng, "Investigation of a New Flux-Modulated Permanent Magnet Brushless Motor for EVs," *The Scientific World Journal*, vol. 2014, p. e540797, Apr. 2014.

[Fem14] FEMM, "Finite Element Method Magnetics," 2014. [Online]. Available: http://www.femm.info/wiki/HomePage.

[Fer07] A. P. Ferreira, A. M. Silva, and A. F. Costa, "Prototype of an axial flux permanent magnet generator for wind energy systems applications," *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1–9.

[Fic01] R. L. Ficheux, F. Caricchi, F. Crescimbini, and O. Honorati, "Axial-flux permanent-magnet motor for direct-drive elevator systems without machine room," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 6, pp. 1693–1701, Nov. 2001.

[Fit03] A. Fitzgerald, C. Kingsley, and S. Umans, *Electric Machinery*. McGraw-Hill Companies, Incorporated, 2003.

[Fle87] R. Fletcher, *Practical methods of optimization*. Wiley, 1987.

[Fog99] A. Foggia, “Méthodes de calcul des inductances de fuites,” Techniques de l’Ingénieur - D3440, 1999.

[Fri07] C. E. Fritts and J. H. Fritts, “Apparatus or means for the production, transmission, and distribution of electric currents,” U.S. Patent US874908A,1907.

[Gan14] A. Gandhi and P. Leila, “Double-rotor flux-switching machine,” U.S. Patent 20140049124 A1,2014.

[Gau12] B. Gaussens, E. Hoang, O. de la Barriere, J. Saint-Michel, M. Lecrivain, and M. Gabsi, “Analytical Approach for Air-Gap Modeling of Field-Excited Flux-Switching Machine: No-Load Operation,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 9, pp. 2505–2517, Sep. 2012.

[Gau13] B. Gaussens, “Machines synchrones à commutation de flux : de la modélisation numérique et analytique à l’exploration topologique,” PhD thesis, École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2013.

[Gie02] J. F. Gieras, *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications, Second Edition,*. CRC Press, 2002.

[Gie08] J. F. Gieras, R.-J. Wang, and M. J. Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*. Dordrecht: Springer Netherlands, 2008.

[Gou06] J. Goupy, “Les plans d’Expériences,” *Revue Modulad*, no. 34, pp. 74–116, 2006.

[Gré03] S. Gréhant, “Contribution à l’étude de moteurs à flux transverse,” Theses, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2003.

[Gro06] C. A. Gross, *Electric Machines*. CRC Press, 2006.

[Gut12] C. Gutfrind, “Optimisation des actionneurs électromécaniques de la boucle d’air d’un moteur thermique,” Thèse de doctorat, Supélec, 2012.

[Haj03] O. Hajji, “Contribution au développement de méthodes d’optimisation stochastiques. Application à la conception des dispositifs électrotechniques,” Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2003.

[Han03] D. C. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. Writers’ Collective, 2003.

[Hao12] L. Hao, M. Lin, W. Li, H. Luo, X. Fu, and P. Jin, “Novel Dual-Rotor Axial Field Flux-Switching Permanent Magnet Machine,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 11, pp. 4232–4235, Nov. 2012.

[Har03] T. Haring, K. Forman, T. Huhtanen, and M. Zawadzki, “Direct drive-opening a new era in many applications,” *Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference*, 2003, pp. 171–179.

[Hen10] J. R. Hendershot and T. J. E. Miller, *Design of Brushless Permanent-magnet Machines*. Motor Design Books, 2010.

[Ho11a] S. L. Ho, S. Niu, and W. N. Fu, “Design and Comparison of Vernier Permanent Magnet Machines,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 3280–3283, Oct. 2011.

[Ho11b] S. L. Ho, S. Niu, and W. N. Fu, "Design and Analysis of a Novel Axial-Flux Electric Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 4368–4371, Oct. 2011.

[Hoa07] E. Hoang, M. Lecrivain, and M. Gabsi, "A new structure of a switching flux synchronous polyphased machine with hybrid excitation," *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1–8.

[Hog15] Hoganas, "Höganäs," 2015. [Online]. Available: https://www.hoganas.com/.

[Hol75] J. H. Holland, *Adaptation in natural and artificial systems: an introductory analysis with applications to biology, control, and artificial intelligence*. University of Michigan Press, 1975.

[Hoo61] R. Hooke and T. A. Jeeves, "' Direct Search' Solution of Numerical and Statistical Problems," *J. ACM*, vol. 8, no. 2, pp. 212–229, Apr. 1961.

[Hua06] W. Hua and C. Ming, "Inductance characteristics of 3-phase flux-switching permanent magnet machine with doubly-salient structure," *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006, vol. 3, pp. 1–5.

[Hua08] W. Hua, M. Cheng, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Analysis and Optimization of Back EMF Waveform of a Flux-Switching Permanent Magnet Motor," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 3, pp. 727–733, Sep. 2008.

[Hua09] W. Hua, M. Cheng, and G. Zhang, "A Novel Hybrid Excitation Flux-Switching Motor for Hybrid Vehicles," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 10, pp. 4728–4731, Oct. 2009.

[Hum15] T. Z. Humsa and R. K. Srivastava, "Impact of Rare Earth Mining and Processing on Soil and Water Environment at Chavara, Kollam, Kerala: A Case Study," *Procedia Earth and Planetary Science*, vol. 11, pp. 566–581, 2015.

[Ido11] L. Idoughi, X. Mininger, F. Bouillault, L. Bernard, and E. Hoang, "Thermal Model With Winding Homogenization and FIT Discretization for Stator Slot," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 12, pp. 4822–4826, Dec. 2011.

[Jan10] X. Jannot, "Modélisation et optimisation d'un ensemble convertisseur-machine. Application aux systèmes d'entrainement à haute vitesse," Thèse de doctorat, Supélec, 2010.

[Jia12] Y. Jiang and M. Krishnamurthy, "Performance evaluation of AC machines for propulsion in a range extended electric auto rickshaw," *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2012, pp. 1–6.

[Jun08] Y.-B. Jung, T. Long, J. Nelson, and C. Landon, "Unique Axial Flux Motor Design Delivers Superior Torque Density," *European Ele-Drive Conference International Advanced Mobility Forum*, 2008.

[Kab15] M. A. Kabir, A. Ahmed, and I. Husain, "Axial flux segmental rotor flux-switching synchronous motor," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 2148–2152.

[Kal15] A. K. Kalo, A. Dwivedi, R. K. Srivastava, and D. K. Banchhor, "Experiences with Axial-Flux induction motor," *International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE)*, 2015, pp. 1–6.

[Kar15] H. Karmaker, D. Sarandria, M. T. Ho, J. Feng, D. Kulkarni, and G. Rupertus, "High-Power Dense Electric Propulsion Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1341–1347, Mar. 2015.

[Kim13] M.-J. Kim et al., "Torque Density Elevation in Concentrated Winding Interior PM Synchronous Motor With Minimized Magnet Volume," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 7, pp. 3334–3337, Jul. 2013.

[Kim14] S.-I. Kim, S. Park, T. Park, J. Cho, W. Kim, and S. Lim, "Investigation and Experimental Verification of a Novel Spoke-Type Ferrite-Magnet Motor for Electric-Vehicle Traction Drive Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5763–5770, Oct. 2014.

[Kit17] KIT, "Karlsruhe Institute of Technology (KIT) - Elektrotechnisches Institut (ETI)," 2017. [Online]. Available: https://www.eti.kit.edu.

[Koe12] S. Koechlin, "Guide de calcul des rotors de machines synchrones." Document Leroy-Somer, 2012.

[Koe13] S. Koechlin, "Synchronous Rotors Mechanical Dimensioning." Document Leroy-Somer, 2013.

[Kol10] Kolmer, "Kolmer Elektromotoren," *http://www.kolmer.nl/en/motors/cantoni-motors/slip-ring-induction-motors/*. 2010.

[Kre15] M. F. J. Kremers, D. T. E. H. v Casteren, J. J. H. Paulides, and E. A. Lomonova, "Semi-analytical 3-D magnetic charge model for force calculation of a Transverse Flux Machine," *Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2015, pp. 1–7.

[Lan14] T. Lange, B. Kerdsup, C. Weiss, and R. W. De Doncker, "Torque ripple reduction in Reluctance Synchronous Machines using an asymmetric rotor structure," *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 2014, pp. 1–5.

[Lap10] P. Lapointe, "Développement d'un composite magnétique doux avec revêtement de ferrite nanométrique," Mémoire de master, Université Laval, Canada, 2010.

[Lat05] R. Lateb, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, A. Mirzaian, J. Enon, and A. Sarribouette, "Performances comparison of induction motors and surface mounted PM motor for POD marine propulsion," *Fourtieth IAS Annual Meeting. Industry Applications Conference*, 2005, vol. 2, pp. 1342–1349 Vol. 2.

[Leb09] J.-M. Le Breton, L. Lechevallier, P. Tenaud, and A. Morel, "Aimants permanents - Matériaux et propriétés," Techniques de l'Ingénieur - D2100, 2009.

[Lec07] L. Lechevallier, J.-M. Le Breton, P. Tenaud, A. Morel, and S. Brassard, "Aimants permanents - Applications et perspectives," Techniques de l'Ingénieur - D2102, 2007.

[Ler16] Leroy-Somer, "Moteurs Leroy-Somer, Nidec Corporation, www.leroy-somer.com." 2016.

[Li15] Y. Li, D. Bobba, and B. Sarlioglu, "A Novel Dual-Stator Flux Switching Permanent Magnet Machinewith Six Stator Slots and Four Rotor Poles Configuration," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2015, pp. 1566–1572.

[Lie09] G. S. Liew, "Analysis and design of single-sided, slotted AMM axial-field permanent magnet machines," PhD thesis, The university of Adelaide, Australia, 2009.

[Lin11] M. Lin, L. Hao, X. Li, X. Zhao, and Z. Q. Zhu, "A Novel Axial Field Flux-Switching Permanent Magnet Wind Power Generator," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 4457–4460, Oct. 2011.

[Luo00] X. Luo and T. A. Lipo, "A synchronous/permanent magnet hybrid AC machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 2, pp. 203–210, 2000.

[Mad14] R. Madhavan and B. G. Fernandes, "Performance Improvement in the Axial Flux-Segmented Rotor-Switched Reluctance Motor," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 641–651, Sep. 2014.

[Mag03] F. Magnussen and C. Sadarangani, "Winding factors and Joule losses of permanent magnet machines with concentrated windings," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2003, vol. 1, pp. 333–339.

[Mak06] Z. Makni, "Contribution au Développement d'un Outil d'Analyse Multiphysique pour la Conception et l'Optimisation d'Actionneurs Électromagnétiques," Thèse de doctorat, Université Paris-Sud, 2006.

[Mei08] F. Meier, "Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications," Royal Institute of Technology School of Electrical Engineering Electrical Machines and Power Electronics, 2008.

[Mel91] P. H. Mellor, D. Roberts, and D. R. Turner, "Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design," *IEE Proceedings B - Electric Power Applications*, vol. 138, no. 5, pp. 205–218, Sep. 1991.

[Mor14] S. Morimoto, S. Ooi, Y. Inoue, and M. Sanada, "Experimental Evaluation of a Rare-Earth-Free PMASynRM With Ferrite Magnets for Automotive Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5749–5756, Oct. 2014.

[Mot06] Motor Challenge, "Guide technique du programme européen motor challenge." 2006.

[Muk16] S. Mukundan, K. L. V. Iyer, H. Dhulipati, K. Mukherjee, J. Tjong, and N. C. Kar, "Response surface methodology based optimization of surface PM machine incorporating stator slotting and PM sizing effects to extend the operating limits for direct-drive EV application," *XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2016, pp. 2045–2051.

[Mul93] B. Multon, "Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées," *Journées de la section électrotechnique du club EEA 1993*, BELFORT, France, 1993, p. 19p.

[Mul94] B. Multon, "Conception et alimentation électronique des machines àréluctance variable à double saillance," Habilitation à diriger des recherches, École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 1994.

[Nai13] S. S. Nair, S. Nalakath, I. Santhi, S. J. Dhinagar, Y. B. Deshpande, and H. A. Toliyat, "Design aspects of high torque density-low speed permanent magnet motor for electric two wheeler applications," *International Electric Machines Drives Conference*, 2013, pp. 768–774.

[Nea10] B. V. Neamțu, "Matériaux compacts magnétiques doux obtenus à l'état nanocristallin à partir de poudres d'alliages Ni-Fe-X issues de mécanosynthèse," Thèse de doctorat, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2010.

[Nel65] J. A. Nelder and R. Mead, "A Simplex Method for Function Minimization," *The Computer Journal*, vol. 7, no. 4, pp. 308–313, Jan. 1965.

[Ngu11] P.-H. Nguyen, "Impacts des modèles de pertes sur l'optimisation sur cycle d'un ensemble convertisseur – machine synchrone : applications aux véhicules hybrides," Thèse de doctorat, École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2011.

[Owe09] R. L. Owen, Z. Q. Zhu, and G. W. Jewell, "Hybrid excited flux-switching permanent magnet machines," *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*, 2009, pp. 1–10.

[Par29] R. H. Park, "Two Reaction Theory of Synchronous Machines," *AIEE Transactions*, no. 48, pp. 716–730, 1929.

[Pet13] I. Petrov and J. Pyrhonen, "Performance of Low-Cost Permanent Magnet Material in PM Synchronous Machines," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 6, pp. 2131–2138, Jun. 2013.

[Pin15] A. Pina and L. Xu, "Modeling of Synchronous Reluctance Motors Aidedby Permanent Magnets with Asymmetric RotorPoles," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2015, pp. 412–418.

[Plo16] M. Ployard, F. Gillon, A. Ammar, D. Laloy, and L. Vido, "Hybrid excitation topologies of synchronous generator for direct drive wind turbine," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, pp. 1–7.

[Pol07] H. Polinder, D. Bang, R. P. J. O. M. van Rooij, A. S. McDonald, and M. A. Mueller, "10 MW Wind Turbine Direct-Drive Generator Design with Pitch or Active Speed Stall Control," *IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2007, vol. 2, pp. 1390–1395.

[Pow64] M. J. D. Powell, "An efficient method for finding the minimum of a function of several variables without calculating derivatives," *The Computer Journal*, vol. 7, no. 2, pp. 155–162, Jan. 1964.

[Pri05] K. Price, R. M. Storn, and J. A. Lampinen, *Differential Evolution: A Practical Approach to Global Optimization*. Springer, 2005.

[Pri15] D. Prieto, "Modélisation et optimisation des machines synchro-réluctantes à aimants permanents et de leur électronique," Thèse de doctorat, Supélec, 2015.

[Pyr08] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcova, *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons, 2008.

[Qu02] R. Qu and T. A. Lipo, "Dual-rotor, radial-flux, toroidally-wound, permanent-magnet machines," *IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, 2002, vol. 2, pp. 1281–1288 vol.2.

[Ram06] T. Raminosoa, “Optmisation des performances des machines synchro-réluctantes par réseaux de perméances,” Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine - INPL, 2006.

[Ric14] J. Richnow, D. Gerling, and P. Stenzel, “Torque ripple reduction in permanent magnet synchronous machines with concentrated windings and pre-wound coils,” *17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2014, pp. 2501–2507.

[Ros60] H. Rosenbrock, “An Automatic Method for Finding the Greatest or Least Value of a Function,” *The Computer Journal*, vol. 3, no. 3, pp. 175–184, Jan. 1960.

[San04] M. Sanada, K. Hiramoto, S. Morimoto, and Y. Takeda, “Torque ripple improvement for synchronous reluctance motor using an asymmetric flux barrier arrangement,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 4, pp. 1076–1082, Jul. 2004.

[Ses11] B. Sesanga N’Tshuika, “Optimisation de gammes : application à la conception des machines synchrones à concentration de flux,” Thèse de doctorat, Université Grenoble Alpes, 2011.

[Sho07] H. Shokrollahi and K. Janghorban, “Soft magnetic composite materials (SMCs),” *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 189, no. 1–3, pp. 1–12, Jul. 2007.

[Ska06] S. E. Skaar, Ø. Krøvel, and R. Nilssen, “Distribution, coil-span and winding factors for PM machines with concentrated windings,” *XVIIth International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2006.

[Skf16] SKF, “SKF rolling bearing catalogue.” 2016.

[Sul12] E. Sulaiman, T. Kosaka, N. Matsui, and M. Z. Ahmad, “Design studies on high torque and high power density hybrid excitation flux switching synchronous motor for HEV applications,” *IEEE International Power Engineering and Optimization Conference Melaka, Malaysia*, 2012, pp. 333–338.

[Tho13] J. S. Thongam, M. Tarbouchi, A. F. Okou, D. Bouchard, and R. Beguenane, “Trends in naval ship propulsion drive motor technology,” *IEEE Electrical Power Energy Conference*, 2013, pp. 1–5.

[Tor13] H. Torkaman, E. Afjei, A. Gorgani, N. Faraji, H. Karim, and N. Arbab, “External rotor SRM with high torque per volume: design, analysis, and experiments,” *Electrical Engineering*, vol. 95, no. 4, pp. 393–401, Dec. 2013.

[Var09] R. Vartanian and H. A. Toliyat, “Design and comparison of an optimized permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor (PMa-SynRM) with an induction motor with identical NEMA Frame stators,” *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, 2009, pp. 107–112.

[Wan11] Y. Wang, M. Cheng, M. Chen, Y. Du, and K. T. Chau, “Design of high-torque-density double-stator permanent magnet brushless motors,” *IET Electric Power Applications*, vol. 5, no. 3, pp. 317–323, Mar. 2011.

[Whi94] D. Whitley, “A genetic algorithm tutorial,” *Statistics and Computing*, vol. 4, no. 2, pp. 65–85, Jun. 1994.

[Wro10] R. Wrobel and P. H. Mellor, "A General Cuboidal Element for Three-Dimensional Thermal Modelling," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 8, pp. 3197–3200, Aug. 2010.

[Xia09] L. Xiao-hai, L. Zhu, Z. Ji-min, and S. z Jiang, "Research on special low-speed, high-torque permanent magnet synchronous motor for screw pump," *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2009, pp. 1858–1862.

[Yet13] H. Yetiş, H. Boztepeli, Y. Yaşa, and E. Meşe, "Comparative design of direct drive PM synchronous motors in gearless elevator systems," *3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems*, 2013, pp. 1–5.

[Zha10] C. Zhang, K. J. Tseng, and T. D. Nguyen, "Analysis and comparison of axial flux PM synchronous motor and induction motor," *Conference Proceedings IPEC*, 2010, pp. 572–577.

[Zha13] W. Zhao, T. A. Lipo, and B. I. Kwon, "Design and analysis of a novel dual stator axial flux spoke-type ferrite permanent magnet machine," *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2013, pp. 2714–2719.

[Zho13] Y. J. Zhou and Z. Q. Zhu, "Torque Density and Magnet Usage Efficiency Enhancement of Sandwiched Switched Flux Permanent Magnet Machines Using V-Shaped Magnets," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 7, pp. 3834–3837, Jul. 2013.

[Zhu08] Z. Q. Zhu, J. T. Chen, Y. Pang, D. Howe, S. Iwasaki, and R. Deodhar, "Analysis of a Novel Multi-Tooth Flux-Switching PM Brushless AC Machine for High Torque Direct-Drive Applications," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp. 4313–4316, Nov. 2008.

[Zhu14] Z. q. Zhu, "Permanent Magnet Machines for Traction Applications," *Encyclopedia of Automotive Engineering*, John Wiley & Sons, Ltd, 2014.

[Zul12] A. Zulu, B. C. Mecrow, and M. Armstrong, "Permanent-Magnet Flux-Switching Synchronous Motor Employing a Segmental Rotor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 2259–2267, Nov. 2012.

Publications

Revues internationales :

[RI.1] P. Akiki, M. Hage-Hassan, J-C. Vannier, P. Dessante, B. Dagusé, M. Bensetti, "Torque ripple reduction of a multi-V-shape permanent magnet motor with concentrated tooth winding", *European Journal of Electrical Engineering* (*EJEE*), 2017. (article soumis)

[RI.2] P. Akiki, M. Hage-Hassan, P. Dessante, J-C Vannier, M. Bensetti, D. Prieto, M. McClelland, "Multi-physics design of a V-shape IPM motor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2017. (article soumis)

[RI.3] P. Akiki, M. Hage-Hassan, J-C Vannier, M. Bensetti, D. Prieto, M. McClelland, "Non-linear analytical model for a multi-V-shape IPM with concentrated winding", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017. (article soumis)

Conférences internationales :

[CI.1] P. Akiki, M. Hage-Hassan, J-C. Vannier, M. Bensetti , B. Dagusé, M. McClelland, "Performance comparison of a doubly-salient motor with multi-V-shape ferrite magnets," *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)* , Capri, Italy, June 2016.

[CI.2] P. Akiki, M. Hage-Hassan, J-C Vannier, M. Bensetti, B. Dagusé, D. Prieto, M. McClelland, "Non-linear analytical model for a multi-V-shape IPM with concentrated winding," *2016 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Lausanne, Switzerland, September 2016.

[CI.3] P. Akiki, M. Hage-Hassan, P. Dessante, J-C Vannier, M. Bensetti, D. Prieto, M. McClelland, "Multi-Physics Modeling and Optimization of a Multi-V-Shape IPM with Concentrated Winding," *2017 International Electric Machines and drives Conference (IEMDC)*, Miami, FL., USA, May 2017.

Conférence nationale :

[CN.1] P. Akiki, M. Hage-Hassan, J-C. Vannier, P. Dessante, B. Dagusé, M. Bensetti, "Réduction des ondulations de couple d'un moteur à aimants en multi-V et bobinage sur dents", *Symposium de Génie Électrique (SGE)*, Grenoble, France, Juin 2016.

Brevet :

[B.1] D. Prieto, P. Akiki, X. Jannot, B. Dagusé, "Machine électrique à flux axial synchrone à réluctance", 2017. (brevet soumis)

ÉCOLE DOCTORALE
Physique et ingénierie : électrons, photons, sciences du vivant (EOBE)

Titre : Conception multi-physique de machines électriques à flux radial et axial pour des applications à entraînement direct

Mots clés : Modèle analytique, optimisation, aimants en ferrite, multi-physique, entraînement direct, machine axiale

Résumé : Les travaux présentés dans cette thèse portent sur la modélisation et l'optimisation de machines électriques pour des applications à entraînement direct. Ils s'inscrivent dans un contexte de réduction de l'utilisation des aimants en terres rares et d'amélioration du rendement énergétique. Un état de l'art des machines électriques est réalisé et l'accent est mis sur les machines à flux radial et axial pour les applications à fort couple et basse vitesse. Une classification est établie visant à identifier les structures intéressantes et innovantes. L'étude de la machine radiale est d'abord réalisée. Une étude comparative de différentes machines issues de l'étude bibliographique est effectuée. Cette étude a permis de choisir une structure originale à bobinage concentré sur dents et aimants en multi-V. Dans le but de calculer les performances du moteur avec un temps de calcul réduit, une modélisation analytique multi-physique de la structure est réalisée. Un premier dimensionnement de la machine a conduit à la définition d'un prototype qui a servi à la validation expérimentale du modèle multi-physique. Une approche de conception par optimisation multi-objectifs est adoptée pour obtenir les machines optimales répondant à un cahier des charges industriel. La suite de l'étude concerne une machine à flux axial à structure innovante. Il s'agit d'une machine à double rotor et simple stator avec plusieurs barrières de flux par pôle. Une étude par éléments finis est d'abord réalisée afin de valider le passage d'un modèle tridimensionnel à modèle bidimensionnel. L'analyse des pertes fer a permis de choisir les matériaux utilisés au stator et aux rotors. L'étape suivante consiste à établir un modèle analytique multi-physique de la machine à flux axial et de l'optimiser selon le même cahier des charges que celui de la machine radiale. Finalement, une comparaison entre les deux structures radiale et axiale est effectuée pour évaluer les avantages en termes de densité de couple.

Title : Multi-physics design of radial and axial flux electrical machines for direct drive applications

Keywords : Analytical modeling, optimization, ferrite permanent magnets, multi-physics, direct drive, axial machine

Abstract: The work presented in this thesis deals with the modeling and optimization of electrical machines for direct drive applications. The objective is to reduce the use of rare earth permanent magnets along with the improvement of the motor's efficiency. A state of the art of electrical machines is realized. It focused on radial and axial flow structures for high torque and low speed applications. A classification is established to identify interesting and innovative structures. Firstly, the radial machine is studied. The choice of the structure is made after a finite element comparison of different machines resulting from the literature. This led to an original structure with concentrated winding and multi-V shape barriers. Then, a multi-physics analytical modeling of the structure is detailed in order to calculate the performances with a reduced calculation time. A preliminary design led to the definition of a prototype which was used to experimentally validate the multi-physics model. An optimization design approach is adopted to obtain optimal machines meeting industrial specifications. Secondly, a novel axial flux structure is studied. It is a machine with double rotor and single stator with several barriers per pole. A finite element study is carried out in order to validate the transition from a three-dimensional to a two-dimensional model. The analysis of iron losses made it possible to choose the materials used in the stator and the rotors. Then, the development of a multi-physics analytical model for the axial machine is proposed. It is used to optimize the structure according to the same specifications defined for the radial machine. Finally, a comparison between the radial and axial structures is performed in order to evaluate the advantages in terms of torque density.

Université Paris-Saclay
Espace Technologique / Immeuble Discovery
Route de l'Orme aux Merisiers RD 128 / 91190 Saint-Aubin, France