

Thèse de Doctorat

Thi Nhat Linh DANG

*Mémoire présenté en vue de l'obtention du
grade de Docteur de l'Université de Nantes
sous le sceau de l'Université Bretagne Loire*

École doctorale : ED601 MathSTIC

Discipline : Electronique et Génie Electrique

Spécialité : Génie Electrique

Unité de recherche : Institut de recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique (IREENA)

Soutenu le 19/12/2017

Thèse N° : ...

Dimensionnement sur cycle d'une machine synchrone à aimants permanents à haute vitesse de rotation

Application à la propulsion des véhicules automobiles

JURY

Président du Jury :	M. Daniel MATT, Professeur, IES, Université de Montpellier
Rapporteurs :	M. Hamid BEN AHMED, Maître de conférences, ENS de RENNES M. Frédéric GILLON, Maître de conférences, Ecole centrale de Lille
Examineurs :	M. Georges BARAKAT, Professeur des Universités, Université du Havre M. Jean-Paul GAUBERT, Professeur des Universités, Université de Poitiers
Invité :	M. Rachid MISSOUM, Docteur, RENAULT S.A.S
Directeur de Thèse :	M. Gérard BERTHIAU, Professeur, IREENA, IUT de Saint Nazaire
Encadrants :	M. Nicolas BERNARD, Maître de conférences, IREENA, IUT de Saint Nazaire M. Nicolas BRACIKOWSKI, Maître de conférences, IREENA, IUT de Saint Nazaire

Table des matières

Liste des figures	7
Liste des tableaux.....	11
Introduction générale.....	13
Chapitre 1. Introduction.....	15
1.1. Evolution du marché des voitures électriques.....	15
1.2. Chaîne de traction.....	17
1.2.1. Transmission mécanique	18
1.2.2. Source d'énergie.....	19
1.2.3. Convertisseur de puissance	20
1.2.4. Moteurs électriques	21
1.3. Etat de l'art de l'optimisation sur cycle.....	23
1.3.1. Réduction du cycle	25
1.3.2. Estimation des pertes sur cycle	26
1.3.3. Optimisation de la commande	27
Chapitre 2. Modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents pour une optimisation sur cycle.....	31
2.1. Modélisation analytique 1-D pour le dimensionnement.....	32
2.1.1. Force électromotrice ($f.e.m$) à vide.....	33
2.1.2. Réaction d'induit.....	34
2.1.3. Couple électromagnétique.....	36
2.1.4. Inductions dans les parties ferromagnétiques du stator	37
2.1.5. Modèles de pertes.....	40
2.1.6. Contraintes mécaniques.....	44
2.1.7. Modélisation et contrainte thermique	46
2.2. Modèle par réseau de réductances pour la validation sur cycle.....	51
2.2.1. Réductance magnétique	51
2.2.2. Modélisation de l'aimant	54
2.2.3. Prise en compte de la réaction d'induit	54
2.2.4. Prise en compte des fuites.....	55

2.2.5.	Prise en compte du mouvement du rotor.....	56
2.2.6.	Prise en compte du couplage électrique avec le convertisseur d'alimentation	63
2.2.7.	Etablissement du réseau.....	66
2.3.	Validation des modèles par éléments finis	68
2.3.1.	Validation du couple électromagnétique.....	69
2.3.2.	Validation des inductions.....	70
2.3.3.	Validation des pertes fer.....	77
Chapitre 3. Méthodologie de l'optimisation sur cycle de la machine synchrone à aimants permanents		81
3.1.	Optimisation sur un point de fonctionnement	83
3.1.1.	Résolution du problème d'optimisation.....	84
3.1.2.	Optimisation avec prise en compte des pertes mécaniques.....	89
3.1.3.	Analyse des résultats	91
3.1.4.	« Validation » de l'optimisation par approche analytique	95
3.1.5.	Conclusion sur l'optimisation pour un point de fonctionnement.....	96
3.2.	Optimisation sur un cycle de fonctionnement.....	96
3.2.1.	Optimisation sur cycle de fonctionnement sans prise en compte de la réaction d'induit 97	
3.2.2.	Optimisation sur un cycle de fonctionnement avec prise en compte de la réaction d'induit 103	
Chapitre 4. Application et Validation.....		109
4.1.	Dimensionnement d'une machine synchrone pour véhicule automobile.....	109
4.1.1.	Cahier des charges.....	110
4.1.2.	Dimensionnement optimal	112
4.1.3.	Résultats.....	115
4.2.	Validation de l'optimum	122
4.2.1.	Etude de sensibilité	122
4.2.2.	Validation des performances sur cycle par le réseau de réductances	125
4.3.	Etude de l'influence l'alimentation de la machine	132
Conclusion générale et perspectives		141
Annexes		143
Couplage électrique-magnétique.....		143
Détermination du <i>Gain FEM</i>		143
Détermination du <i>Gain FMM</i>		145
Les éléments du netlist de la machine [101].....		148

Netlist de la machine pour le réseau des réluctances.....	149
Netlist de la culasse statorique.....	149
Netlist des dents statorique.....	150
Netlist des encoches statorique.....	152
Netlist de l'entrefer.....	153
Netlist du rotor.....	156
Netlist du couplage électrique-magnétique.....	156
Netlist du circuit électrique.....	158
Netlist du convertisseur et de la commande.....	158
Netlist directive.....	158
Paramètres de la machine pour le réseau des réluctances.....	159
ParamMAC.net.....	159
ParamCOM.net.....	163
Références.....	165

Liste des figures

Figure 1 : La « Jamais contente » en 1899.....	15
Figure 2 : Evolution des immatriculations de voitures électriques en France.....	16
Figure 3 : Configurations des véhicules électriques [13].....	17
Figure 4 : Chaîne de traction d'un véhicule électrique avec transmission mécanique par réducteur	18
Figure 5 : Caractéristiques des différentes sources d'énergie [6]	19
Figure 6 : Onduleur de tension triphasé	20
Figure 7 : Moteurs pour voitures électriques [16].....	22
Figure 8 : Exemples des voitures électriques commercialisées.....	22
Figure 9 : Cycle Urban Dynamometer Driving Schedule (UDDS)	24
Figure 10 : Cycle ARTEMIS-Urbain.....	24
Figure 11 : Points représentatifs dans le plan couple/vitesse [29]	25
Figure 12 : Points représentatifs du cycle UDDS sur le plan couple/vitesse [30].....	25
Figure 13 : Points représentatifs des cycles NEDC au point de vue énergétique [33].....	26
Figure 14 : Commande d'une MSAP à pôles lisses: (a) zones de fonctionnement, (b) stratégie de commande [44]	28
Figure 15 : Géométrie et dimensions de la machine modélisée	32
Figure 16 : Machine à $p=2$ paires de pôles (a) ; Distribution de l'induction dans l'entrefer créée par les aimants (b).....	33
Figure 17 : Bobinage à pas diamétral (a) ; Distribution de l'induction dans l'entrefer (b).....	35
Figure 18 : Représentation vectorielle des inductions.....	38
Figure 19 : Lignes de champ mettant en relation le flux dans la culasse et le flux résultant par pôle.....	39
Figure 20 : Géométrie et paramètres d'une encoche.....	41
Figure 21 : Courants Foucault dans une tôle de fer	43
Figure 22 : Géométrie du rotor.....	45
Figure 23 : Evolution du rayon rotorique en fonction des contraintes mécaniques pour différentes vitesses de rotation.	46
Figure 24 : Circuit thermique équivalent.....	47
Figure 25 : Evolution des coefficients d'échange thermique en fonction de la géométrie (cas d'une convection naturelle).....	50
Figure 26 : Circuit thermique équivalent avec le transfert thermique entre dent et encoche.	50
Figure 27 : Géométrie d'un tube de flux magnétique et sa réluctance correspondante.....	52
Figure 28 : Tubes de flux utilisés et leurs expressions.	52
Figure 29 : Détermination numérique de la réluctance par les formulations en potentiels vecteurs et potentiels scalaires.....	53
Figure 30 : Aimant permanent et modèle associé.....	54

Figure 31 : Introduction des sources de forces magnétomotrices des courants statoriques dans les dents (a) et dans la culasse (b).....	55
Figure 32 : Dimensions de différentes formes d'encoche pour le calcul des réductances de fuite.	55
Figure 33 : Réseau avec prise en compte des fuites dans les encoches.	56
Figure 34 : Réseau de réductances d'entrefer (a) ; Evolution de la réductance d'entrefer en fonction de la position du rotor (b).	56
Figure 35 : Domaine d'étude avec des contours et le réseau équivalent des réductances de l'entrefer.....	58
Figure 36 : Domaine d'étude avec les conditions aux limites.	58
Figure 37 : Distribution du champ magnétique issue de FEMM.....	59
Figure 38 : Forme de la fonction de la réductance d'entrefer (cf. (2.90)) : influence du coefficient D (a) ; influence du coefficient B (b) ; influence du coefficient C (c).	60
Figure 39 : Positions du rotor correspondent à \mathcal{R}_{min} (a) et \mathcal{R}_{max} (b).	61
Figure 40 : Reconstruction de la fonction pour différents ordres m (a) et erreur relative correspondante (b).	62
Figure 41 : Machine avec son système d'alimentation	63
Figure 42 : Exemple d'un circuit magnétique simple (a) ; Représentation du couplage électrique-magnétique (b).	64
Figure 43 : Schéma de connexion de la machine au convertisseur, au bus continu et à la commande	65
Figure 44 : Machine synchrone à aimants montés en surface.....	66
Figure 45 : Réseau de réductances d'un motif dent-culasse (a) ; Discrétisation d'une dent (b).....	67
Figure 46 : Définition des surfaces de base (a) ; Création des nœuds du rotor à partir des surfaces de base 6 nœuds (b) et 8 nœuds (c)	67
Figure 47 : Exemple de création du réseau rotorique : 6 nœuds à la surface du rotor (a) ; Discrétisation de la culasse du rotor (b) ; Réseau rotorique (c).....	68
Figure 48 : Ecart du modèle analytique 1D et du modèle à réseau de réductances par rapport du modèle EF-2D en non linéaire.....	70
Figure 49 : Carte de champ au fonctionnement nominal.....	70
Figure 50 : Inductions obtenues par éléments finis, composantes normales et tangentielles.....	71
Figure 51 : Comparaison entre résultats obtenus par EF-2D et modèle aux réductances pour un fonctionnement à vide (Réseau 18x6 avec 18 nœuds au stator et 6 nœuds au rotor)	72
Figure 52 : Décomposition en Série de Fourier de l'induction dans la dent et dans la culasse statorique à vide (Réseau 18x6)	73
Figure 53 : Comparaison entre résultats obtenus par EF-2D et modèle aux réductances pour un fonctionnement en charge (Réseau 18x6).....	73
Figure 54 : Décomposition en Série de Fourier de l'induction dans la dent et dans la culasse statorique en charge (Réseau 18x6).....	74
Figure 55 : (a) Modèle aux réductances sans fuite (RdR1); (b) avec fuites au niveau de la tête de l'encoche(RdR2) ; (c) avec fuites à l'intérieur de l'encoche (RdR3)	74
Figure 56 : Comparaison entre résultat obtenus par EF-2D et modèle aux réductances pour un fonctionnement en charge (Réseau 18x6).....	75
Figure 57 : Présentation du problème d'optimisation.....	83
Figure 58 : Répartitions en % des pertes pour différentes vitesses et pour les machines en fer-silicium	90

Figure 59 : Evolution du nombre de paires de pôles optimum (a) et celle de la géométrie optimale en fonction de la vitesse pour les machines Fer-Silicium (0.3mm) (b).....	91
Figure 60 : Evolution de la puissance volumique maximale en fonction de la vitesse.....	92
Figure 61 : Evolution de l'induction dans l'entrefer et dans la culasse statorique avec la vitesse pour (a) Machines Fe-Si 0.3mm ; (b) Machines Poudre de fer ($V_p=150\text{m/s}$, $h=10\text{W/m}^2\cdot\text{K}$, $\Delta T_{limite}=70^\circ$).....	93
Figure 62 : Evolution de la force magnétomotrice avec le rapport L/R.....	94
Figure 63 : comparaison entre performances théoriques et performances pratiques ($V_p \text{ max} = 250 \text{ m/s}$).....	95
Figure 64 : Présentation du problème d'optimisation sur cycle.....	97
Figure 65 : évolution du volume optimal en fonction du rapport de réduction du réducteur mécanique.....	102
Figure 66 : Composition vectorielle des champs inducteur et induit dans l'entrefer	103
Figure 67 : front de Pareto dans le plan Volume-Pertes moyennes sur cycle	106
Figure 68 : Chaîne de traction du véhicule tout électrique considérée	110
Figure 69 : Cycle de vitesse normalisé UDDS	111
Figure 70 : Points de fonctionnement dans le plan Couple à la roue/vitesse du véhicule considéré avec profil UDDS.....	112
Figure 71 : Front de Pareto Volume – Pertes moyennes sur cycle avec défluxage	116
Figure 72 : Géométries des machines optimales.....	116
Figure 73 : Points de fonctionnement du cycle représentés dans le plan Couple/Vitesse avec les valeurs optimales de ψ_{opt}	117
Figure 74 : Evolution des pertes cuivre sur cycle	118
Figure 75 : Evolution des pertes fer sur cycle	118
Figure 76 : points de fonctionnement du cycle représentés dans le plan Couple/Vitesse avec la différence ΔP_c entre commandes « avec défluxage » et « sans défluxage »	119
Figure 77 : points de fonctionnement du cycle représentés dans le plan Couple/Vitesse avec la différence ΔP_f entre commandes « avec défluxage » et « sans défluxage ».....	119
Figure 78 : points de fonctionnement du cycle représentés dans le plan Couple/Vitesse avec la différence ΔP_{tot}	120
Figure 79 : Profils des amplitudes de tension simple	121
Figure 80 : Profils des amplitudes de courant.....	121
Figure 81 : Grandeurs électriques optimales avec et sans défluxage	122
Figure 82 : Influence de r_s sur la moyenne des pertes sur cycle.....	123
Figure 83 : Influence de r_s sur le volume.....	123
Figure 84 : Influence de r_b sur la moyenne des pertes sur cycle.....	124
Figure 85 : Influence de r_b sur le volume	124
Figure 86 : Influence du nombre de paires de pôles sur la moyenne des pertes sur cycle	125
Figure 87 : Influence du nombre de paires de pôles sur le volume	125
Figure 88 : Lieu d'observation de l'induction	126
Figure 89 : Induction à vide : dans la culasse (a) ; dans la dent (b) ; dans l'entrefer (c)	126
Figure 90 : Décomposition en série de Fourier de l'induction à vide : dans la culasse (a) ; dans la dent (b) ; dans l'entrefer (c).....	127

Figure 91 : Induction en charge maximale : $I_{eff} = 33(A)$, $\psi = 18^\circ$: dans la culasse (a) ; dans la dent (b) ; dans l'entrefer (c).....	127
Figure 92 : Décomposition en série de Fourier de l'induction en charge maximale : dans la culasse (a) ; dans la dent (b) ; dans l'entrefer (c).....	128
Figure 93 : Amplitude de l'induction dans la culasse et dans la dent durant le cycle UDDS.....	129
Figure 94 : Evolution de l'amplitude de l'induction résultante (B_{rm}) en mode de défluxage.....	130
Figure 95 : Evolution des pertes magnétiques dans la culasse statorique sur le cycle.....	130
Figure 96 : Evolution des pertes magnétiques dans les dents sur le cycle	131
Figure 97 : Modes d'alimentation de la machine.....	132
Figure 98 : Tensions simples pour les trois modes d'alimentation	134
Figure 99 : Décomposition en série de Fourier de la tension d'une phase	134
Figure 100 : Courant d'une phase	135
Figure 101 : Décomposition en série de Fourier du courant d'une phase.....	135
Figure 102 : Induction dans la culasse statorique	136
Figure 103 : Décomposition en série de Fourier de l'induction dans la culasse.....	136
Figure 104 : Induction dans la dent	137
Figure 105 : Décomposition en série de Fourier de l'induction dans la dent.....	137
Figure 106 : Schéma de distribution du bobinage de la phase A dans la machine	143
Figure 107 : Insertion des sources de force magnétomotrice dans la culasse statorique.....	146
Figure 108 : Insertion des sources de force magnétomotrice dans le circuit magnétique équivalent	146

Liste des tableaux

Tableau 1: Paramètre utilisés pour le calcul de la résistance thermique équivalent interne $R_{th\ int}$	49
Tableau 2 : Eléments du gyrateur modifié	64
Tableau 3 : Données des machines 30 000tr/min-du laboratoire IREENA	69
Tableau 4 : Influence des effets 2D sur le calcul des pertes magnétiques	72
Tableau 5 : Ecarts sur l'amplitude du fondamental de l'induction de la dent entre réseaux de réductances et élément finis	75
Tableau 6 : Influence du nombre de réductances d'entrefer sur le compromis précision/temps de calcul pour le fonctionnement à vide	76
Tableau 7 : Influence du nombre de réductances d'entrefer sur le compromis précision/temps de calcul pour le fonctionnement à charge nominale	77
Tableau 8 : Comparaison des pertes fer à vide	78
Tableau 9 : Comparaison des pertes fer à charge maximale	78
Tableau 10 : Coefficients de pertes fer [52]	92
Tableau 11 : Données du véhicule électrique urbain considéré	111
Tableau 12 : Données constantes du problème	114
Tableau 13 : Variables d'optimisation	114
Tableau 14 : Performances optimales	116
Tableau 15 : Comparaison des pertes fer à vide	128
Tableau 16 : Comparaison des pertes fer à charge maximale	128
Tableau 17 : Comparaison des pertes fer au premier harmonique entre modèle analytique et réseau de réductances	131
Tableau 18 : des pertes fer produites par des harmoniques de rang de 5, 7 et 11 obtenues par réseaux des réductances	131
Tableau 19 : Amplitude du courant de phase, de la tension simple et de la tension du bus continu pour des trois modes d'alimentation pour la charge maximale	133
Tableau 20 : Pertes sur cycle pour des différentes modes d'alimentation	138
Tableau 21 : Les éléments passifs	148
Tableau 22 : Les éléments de sources	148
Tableau 23 : L'interrupteur et le sous-circuit	149

Introduction générale

Face à l'épuisement des ressources fossiles, au réchauffement climatique de la planète et à la pollution atmosphérique, l'exploitation des énergies renouvelables, l'amélioration de l'efficacité énergétique des systèmes et la réduction des émissions polluantes sont actuellement des axes importants de recherche pour de nombreux pays.

En termes d'émissions de CO₂, le secteur des transports représentait en 2008, 22% des émissions mondiales [1] et 36% de l'ensemble émis en France [2]. En terme de consommation d'énergie, le transport représentait un tiers de la consommation totale d'énergie en France en 2012 [3]. Ces chiffres imposent aux différents secteurs des transports de mettre en œuvre des mesures efficaces pour réduire les émissions de CO₂ et améliorer l'efficacité énergétique. A titre d'exemple, dans le secteur automobile, une réduction des émissions à 95g de CO₂/km en 2020 pour les nouvelles voitures a été fixée par le Parlement Européen [4].

Dans ce contexte, la propulsion électrique est considérée comme l'une des solutions les plus pertinentes. On estime en effet, qu'une réduction des émissions de CO₂ de 30% peut être obtenue si un véhicule équipé d'un moteur thermique est remplacé par une motorisation électrique [5]. La propulsion électrique a donc été développée dans plusieurs secteurs des transports comme l'automobile, le transport maritime et l'aéronautique. Citons l'exemple des voitures électriques comme la Toyota RAV4 EV et la Renault Zoe, des navires à propulsion électrique comme le Tûranor PlanetSolar alimenté par ses panneaux solaires ou encore le projet d'avion électrique E-Fan de chez Airbus.

Mes travaux de thèse s'inscrivent dans ce cadre et plus particulièrement la problématique du dimensionnement optimal du moteur électrique d'une chaîne de traction pour voitures électriques. La principale limite de la voiture électrique est liée au stockage d'énergie. L'autonomie est limitée en premier lieu par la capacité des batteries électrochimiques. Pour des batteries au plomb par exemple, l'énergie massique est comprise entre 30 et 150 Wh/kg contre 10 000 Wh/kg environ pour les carburants traditionnels [6][7]. Elles nécessitent d'autre part un temps de charge relativement long. Dans ce contexte, le dimensionnement de tous les composants de la chaîne de traction, celui du moteur électrique compris, doit être optimisé en terme de rendement afin de maximiser l'autonomie du véhicule. Notre premier critère d'optimisation sera donc la minimisation des pertes de la machine électrique pendant son fonctionnement. En second critère, en raison d'un encombrement limité, on cherchera à minimiser le volume de la machine. Le dimensionnement du moteur électrique est basé classiquement sur quelques points caractéristiques du fonctionnement du moteur [8][9][10]. Cette approche n'est cependant pas optimale. En effet, les conditions de fonctionnement réelles du véhicule, représentées par un cycle type de conduite, se composent généralement de centaines de points de fonctionnement

très variés. Dans mes travaux de thèse, il s'est agi de prendre en compte tous les points de fonctionnement du cycle de conduite pour le dimensionnement optimal.

Ce rapport de thèse est divisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre présente le contexte dans lequel mes travaux de thèse s'inscrivent. Nous commencerons par une brève présentation de l'histoire du développement des voitures électriques puis nous présenterons les technologies existantes ainsi que les limites et les avantages des composants d'une chaîne de traction pour les voitures électriques. Nous présenterons ensuite un état de l'art sur la problématique du dimensionnement optimal sur cycle. Finalement, nous terminerons par une présentation des objectifs de la thèse.

Le chapitre 2 présente et développe les modèles analytiques que nous avons utilisés pour le dimensionnement ainsi qu'un modèle à réseaux de réluctances développé pour la validation des performances des machines dimensionnées sur cycle. Dans la première partie, une modélisation analytique 1-D de la machine permettant d'évaluer les grandeurs électromagnétiques telles que le couple électromagnétique et les inductions sera présentée. Les modèles de pertes (cuivre, fer et mécaniques) sont détaillés ainsi que la modélisation thermique et les contraintes (thermiques et mécaniques). Dans une deuxième partie, nous détaillerons le modèle à réseaux de réluctances. On s'attachera notamment à trouver le bon compromis entre précision et temps de calcul. Dans une troisième et dernière partie, ces deux modèles seront validés par l'utilisation des éléments finis.

Le chapitre 3 détaille la démarche que nous avons développée pour résoudre le problème de dimensionnement sur cycle. L'originalité de la méthode développée repose sur des travaux initiés au laboratoire IREENA portant au départ sur la maximisation de la puissance volumique pour un point de fonctionnement des machines à haute vitesse. Nous commencerons donc, dans un premier temps, par présenter cette démarche avec les résultats importants. Dans un second temps, la résolution du problème de dimensionnement sur cycle sera abordée. Nous détaillerons comment formuler et résoudre ce problème en tenant compte de tous les points du cycle à partir des profils de couple et de vitesse.

Le chapitre 4 présente le dimensionnement d'une machine synchrone à aimants permanents déposés en surface pour une petite voiture citadine en considérant le cycle de conduite normalisé « Urban Dynamometer Driving Schedule » (UDDS). Le moteur est dimensionné en considérant deux stratégies de commande différentes : une commande à angle d'autopilotage en tout point nul ($\psi(t) = 0$) et une commande à angle d'autopilotage optimisé ($\psi_{opt}(t)$) pour tous les points du cycle de conduite. Outre les résultats de l'optimisation, une analyse de l'influence du mode de commande sur les performances des machines optimales seront présentées. Une étude de sensibilité vis à vis des variables d'optimisation ainsi que de la validation des performances de la machine optimale sur cycle seront présentées. Finalement, nous analyserons l'influence du mode d'alimentations telles que l'alimentation en tension (pleine onde et MLI) et en courant sur les performances des machines optimales.

Le rapport termine par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre 1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter un état de l'art sur le dimensionnement optimal sur cycle des moteurs électriques de la chaîne de traction des voitures électriques. L'objectif est de positionner nos travaux dans un contexte large et difficile. Nous déterminerons le cadre de nos travaux dans lequel nous établirons notre méthodologie de dimensionnement optimal et montrerons nos objectifs.

Nous commencerons par présenter un bref historique des voitures à propulsion électrique, puis quelques généralités sur la chaîne de traction considérée dans cette étude. Ensuite, nous aborderons le problème de l'optimisation sur cycle de la machine électrique. Finalement, nous présenterons les objectifs et la démarche retenue dans cette thèse.

1.1. Evolution du marché des voitures électriques

L'idée d'une voiture électrique n'est pas nouvelle. Le tout premier véhicule électrique apparu en 1834 était un train miniature créé par un inventeur américain Thomas Davenport. Les véhicules électriques sont commercialisés pour la première fois en 1852 aux Etats-Unis mais l'automobile électrique a vraiment pris de l'ampleur dans la dernière décennie du XIX^e siècle avec la création de la voiture électrique « Jamais Contente » en 1899. Cette voiture, construite par un ingénieur belge Camille Jenatzy, marque l'histoire du véhicule électrique en dépassant les 100km/h - le nouveau record de ces années-là. Etant faciles à démarrer, silencieuses et peu polluantes, les voitures électriques avaient des avantages supérieurs aux voitures à moteur thermique de l'époque ce qui leur a donné un vrai succès dans le monde, notamment en Europe et aux États-Unis. En 1900, plus d'un tiers des véhicules aux États-Unis étaient électriques.



Figure 1 : La « Jamais contente » en 1899

Malgré tout, le succès de la voiture électrique n'a pas duré en raison notamment de l'apparition de la Ford T sur le marché peu après 1910, succès est en partie lié à l'innovation du démarreur électrique. De plus, ces voitures étaient produites à grand échelle grâce à la production en série et à l'assemblage à la chaîne ce qui permettait d'abaisser considérablement leur prix. Pouvant d'atteindre 70km/h, la Ford T ne coûtait que 850 \$ soit deux fois moins cher qu'une voiture électrique [11]. Désormais, l'automobile à essence, avec ses avantages en coût, en poids et en autonomie, supplantait presque la totalité des voitures électriques.

L'idée de se transporter en voiture électrique réapparaît à nouveau dans les années 1970 lorsque le changement climatique et la pollution atmosphérique deviennent de plus en plus problématiques. Plusieurs prototypes ont été créés et commercialisés. Aux États-Unis sont apparus les modèles comme la CityCar et la EV1. En France, c'était la Zoom, la Next, la Citroën AX électrique, et la Clio électrique. Au cours de la dernière décennie, le développement des véhicules électriques et hybrides a été également encouragé par les actions politiques. En France, le gouvernement en a fait une priorité dans le cadre de la réduction des émissions de gaz à effet de serre. En 2009, dans le cadre du projet « Plan national d'action pour développer les véhicules propres d'ici 2020 », un objectif ambitieux a été fixé par le gouvernement français qui vise à mettre en circulation 2 millions de voitures électriques et hybrides d'ici à 2020. En 2016, il y avait déjà 200 bornes de charge rapide installées tous les 80 km ou en cours d'installation sur les autoroutes entre les grandes villes en France.

Grâce à ces efforts, le marché des voitures électriques en France est devenu dynamique plus que jamais. La **Figure 2** montre l'évolution du nombre d'immatriculations de voitures électriques en France entre 2010 et 2016. On compte déjà 21751 immatriculations en 2016 avec une croissance moyenne de 43 % par an [12].

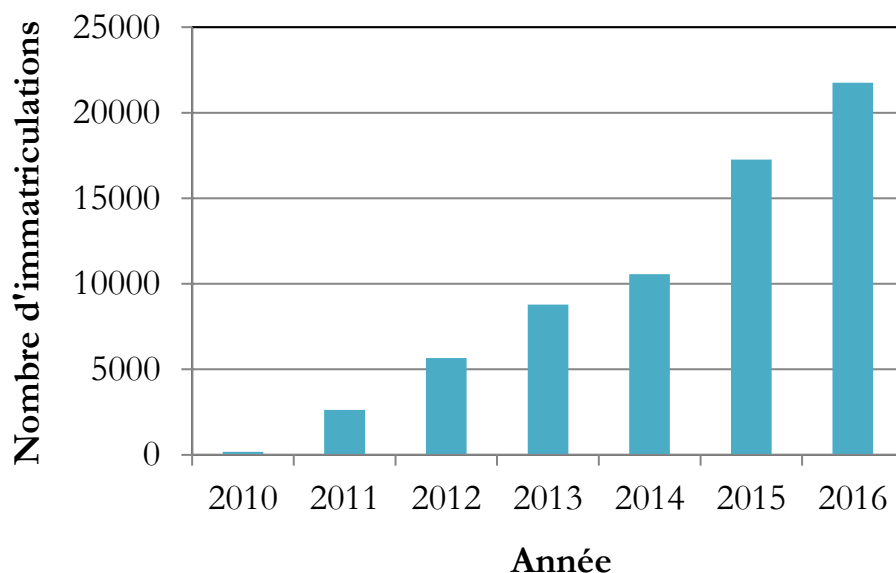


Figure 2 : Evolution des immatriculations de voitures électriques en France

Le développement des voitures électriques doit encore faire face aux enjeux technologiques multiples permettant notamment de réduire leur coût et d'augmenter leur autonomie.

Des progrès dans les technologies de stockage d'énergie, notamment des batteries et des piles à combustible, sont en cours. Les études sur la conception optimale des éléments de la chaîne de traction sont en train d'être menées dans plusieurs laboratoires dans le monde.

Dans les paragraphes qui suivent, nous présenterons quelques généralités sur la structure d'une chaîne de traction d'un véhicule tout électrique.

1.2. Chaîne de traction

Il existe plusieurs configurations possibles de chaîne de traction pour les voitures toutes électriques selon la variété du système de propulsion et du type de source d'énergie. Nous présentons dans la **Figure 3** quelques configurations existantes.

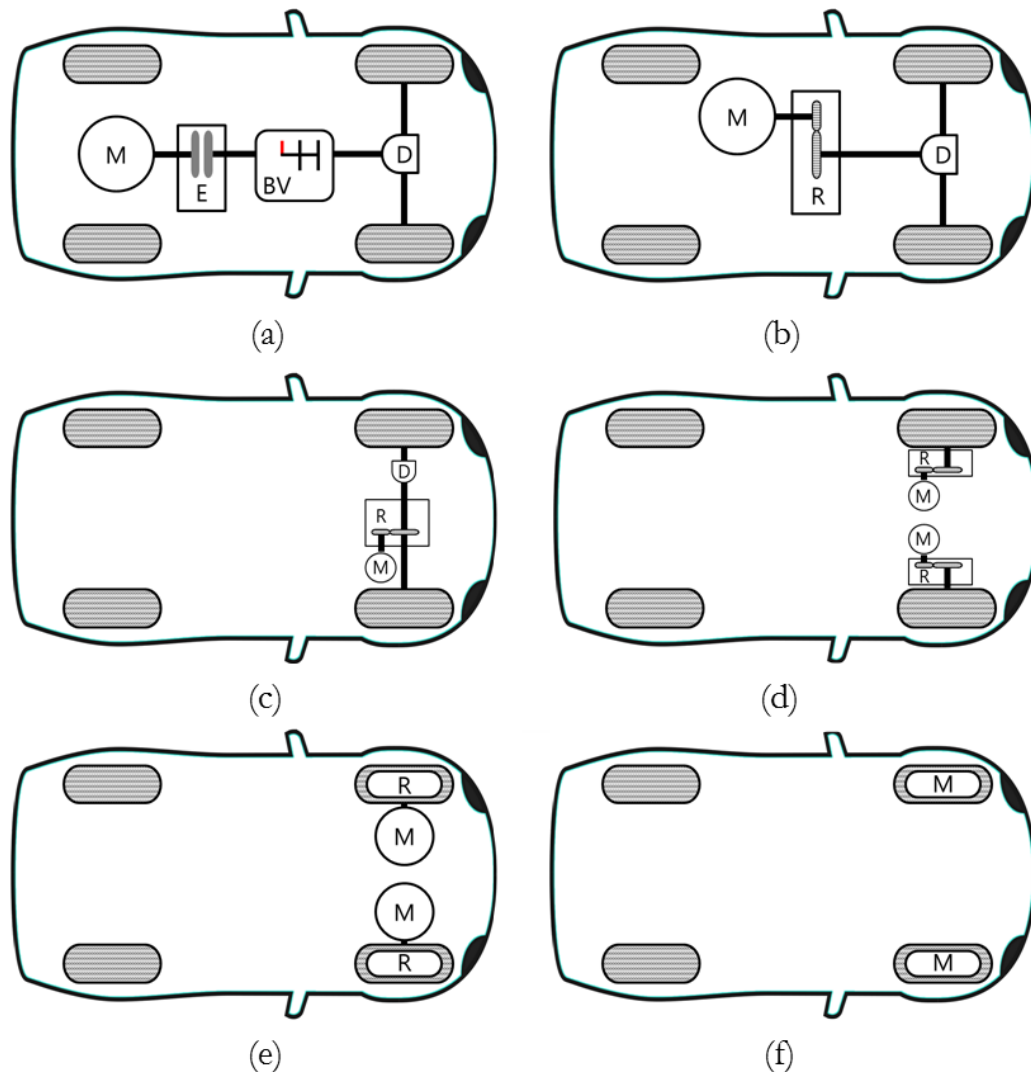


Figure 3 : Configurations des véhicules électriques [13]

Le véhicule peut être entraîné par un (cf. **Figure 3** (a, b, c)) ou plusieurs moteurs électriques (cf. **Figure 3** (d, e, f)). Le moteur (M) est connecté aux roues (R) via un système mécanique composé principalement d'un embrayage (E) couplé à une boîte vitesse (BV) ou par un réducteur de rapport fixe (R). Si le moteur est introduit dans les roues, le réducteur est de type planétaire (**Figure 3** (f)). Lorsque l'entraînement de la voiture est assuré par un seul moteur, l'utilisation d'un différentiel (D) est nécessaire.

Le choix de la configuration dépend principalement de la taille et de l'application. Les principaux critères sont la compacité, le poids, le coût ainsi que les performances telles que l'accélération, la vitesse maximale et la capacité à gravir les pentes. Les configurations les plus rencontrées sont celles présentées dans les **Figure 3**(b) et (c) [13].

La chaîne de traction d'un véhicule électrique illustrée sur la **Figure 4** contient principalement les composants ci-dessous :

- *une source d'énergie embarquée*
- *un convertisseur statique avec son système de commande ;*
- *un moteur électrique ;*
- *un système de transmission mécanique*

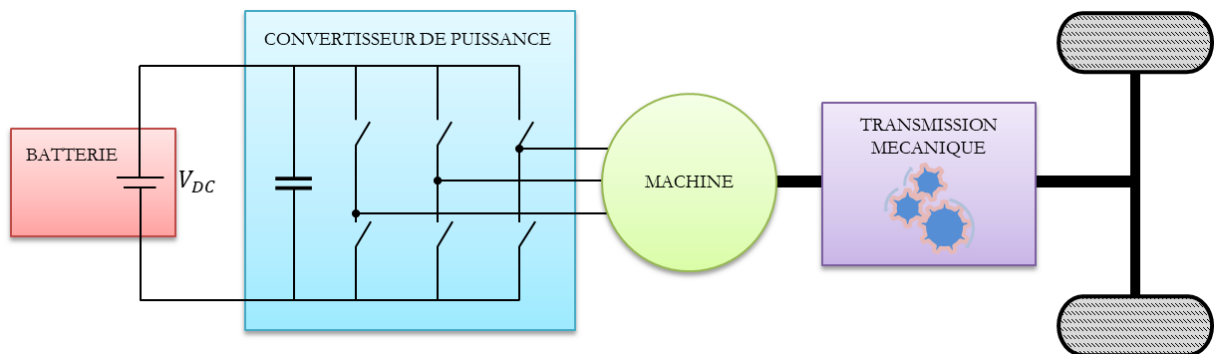


Figure 4 : Chaîne de traction d'un véhicule électrique avec transmission mécanique par réducteur

Par la suite, les composants principaux de ce système seront brièvement présentés.

1.2.1. Transmission mécanique

Le système de transmission mécanique se compose généralement d'une boîte de vitesse couplée à un embrayage ou un réducteur à rapport de réduction fixe et un différentiel. Par rapport à la boîte de vitesse, l'utilisation d'un réducteur à rapport fixe est fréquemment choisi dans l'application automobile car il permet de réduire significativement le poids et l'encombrement du système de transmission mécanique [13].

Le système de transmission mécanique par différentiel, lourd et gourmand en puissance, peut être supprimé en intégrant les moteurs électriques directement aux roues pour certaines voitures

électriques. Toutefois, ces configurations ne sont pas répandues sur le marché. Elles restent dans la production pour la démonstration ou pour les productions à petite échelle [13].

1.2.2. Source d'énergie

Dans un véhicule électrique, on peut utiliser comme source d'énergie :

- les batteries électrochimiques ;
- les super-condensateurs ;
- les piles à combustible ;
- et les volants d'inertie.

Les sources d'énergies sont généralement caractérisées par l'énergie spécifique et la puissance spécifique. Une bonne énergie massique représente une bonne autonomie alors qu'une bonne puissance massique permet une charge lourde et une accélération rapide. La **Figure 5** compare les caractéristiques des différentes technologies de stockage par rapport à l'essence. Les super-condensateurs ont une puissance spécifique élevée mais contiennent peu d'énergie alors que les batteries ont une densité d'énergie plus élevée mais une densité de puissance moindre. Dans la pratique, la batterie électrochimique est utilisée dans toutes les voitures électriques actuelles, notamment les batteries lithium-ion. Les piles à combustibles peuvent être considérées comme une solution potentielle dans l'avenir. Les super condensateurs sont considérés comme sources d'appoint capables d'assurer les forts appels de puissance et la récupération d'énergie en cas de freinage [14].

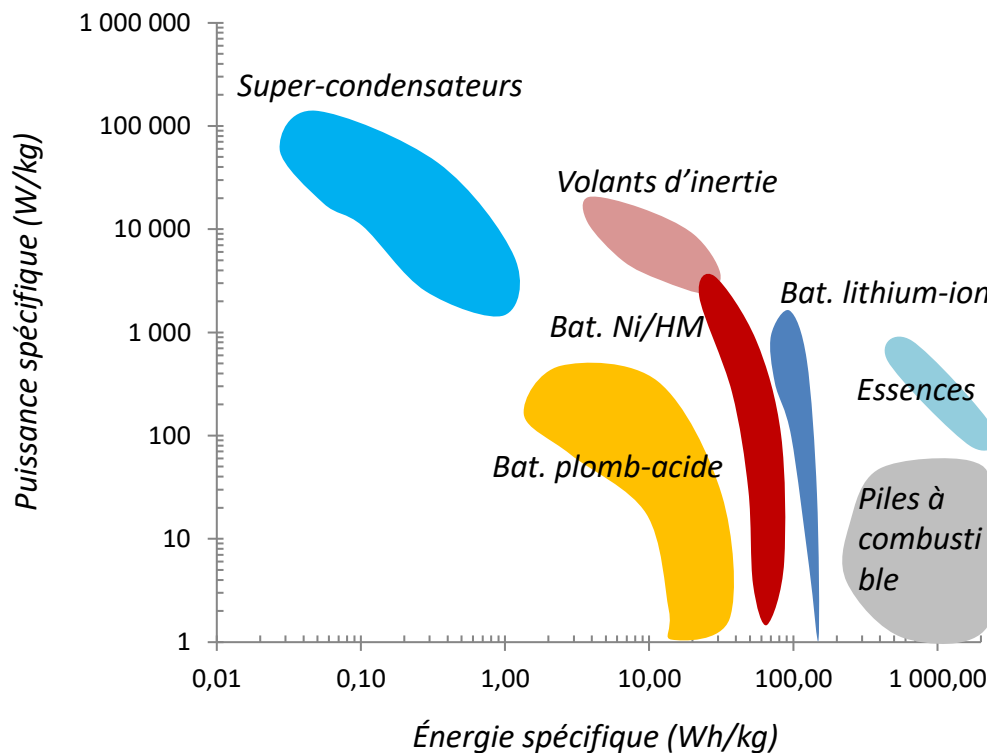


Figure 5 : Caractéristiques des différentes sources d'énergie [6]

Depuis toujours, la batterie est un problème majeur de la voiture électrique. En effet, les voitures électriques sont principalement limitées par le poids des batteries rechargeables qui ne peuvent pas stocker plus de 150 Wh/kg (lithium-ion), soit environ 20 fois moins que l'essence (en tenant compte du faible rendement du moteur thermique) et ont des durées de vie limitées (moins de 2000 cycles). Elles disposent donc d'une faible autonomie en comparaison des véhicules thermiques. En effet, pour parcourir une même distance de 1000 km qu'avec 60 litres d'essence (50kg), un véhicule électrique aurait besoin d'une masse embarquée de batteries de 1250kg. Actuellement, la masse moyenne des batteries des véhicules électriques est de 250 kg. Leur capacité varie de 15 à 30 kWh environ, ce qui correspond à une autonomie de 100 à 250 km selon le véhicule et le cycle de conduite effectué [12].

Un autre problème concernant les batteries est le temps de charge. Alors qu'il faut 5 minutes pour remplir 60 litre d'essence, une voiture électrique prend plusieurs heures pour recharger ses batteries. A titre d'exemple, le temps de charge d'une batterie de 20kWh est entre 45' et 6h45' [15].

1.2.3. Convertisseur de puissance

Il existe de nombreux types de convertisseurs de puissance adaptés à la traction des véhicules électriques : les onduleurs de type classique avec les structures de puissance connues tels que l'onduleur de tension triphasé, le commutateur de courant triphasé ainsi que les nouvelles technologies apparues au cours des deux dernières décennies nommés onduleurs multi niveaux [14].

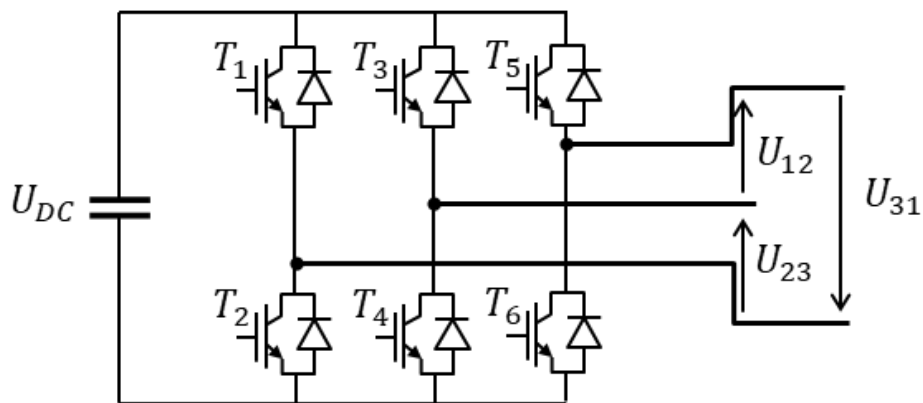


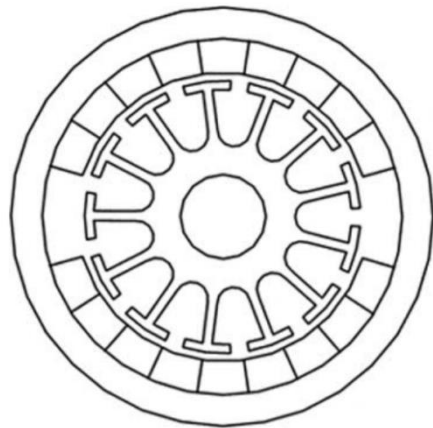
Figure 6 : Onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension comme montré *Figure 6* est le plus répandu pour le véhicule électrique [14]. Le convertisseur est connecté à un bus DC qui peut être fixe ou variable suivant le cahier des charges et le mode de fonctionnement du système. Il se compose de six interrupteurs bidirectionnels constitués de l'association d'un interrupteur à semi-conducteur (IGBT, MOSFET,...) avec diode montée en antiparallèle. La commande des interrupteurs est généralement basée sur la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) pour les fonctionnements à basses vitesses et la commande pleine onde pour les hautes vitesses.

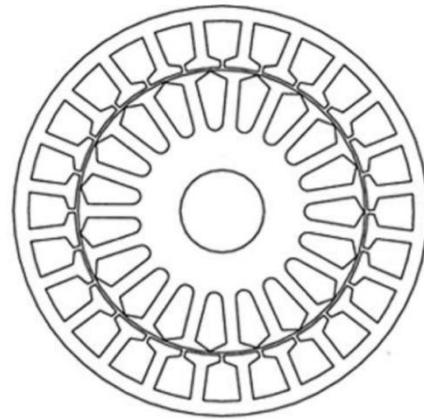
1.2.4. Moteurs électriques

La technologie la plus ancienne utilisée dans le domaine automobile est le moteur à courant continu. Il a été pendant longtemps la référence pour la motorisation [13]. Aujourd'hui, avec l'évolution de l'électronique de puissance, des systèmes numériques et des matériaux, les machines asynchrones ou synchrones ont largement été étudiées et utilisées pour ces applications.

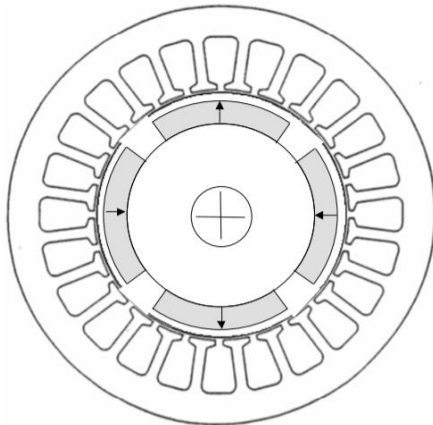
- Machines à courant continu : La raison pour laquelle ces moteurs sont choisis pour l'utilisation dans un véhicule électrique est la facilité du pilotage en vitesse, tout comme la simplicité de son alimentation. Néanmoins, ce type de moteur électrique présente plusieurs problèmes : un rendement limité, des pertes thermiques situées au rotor, donc difficiles à évacuer et une usure des balais qui nuit à la fiabilité.
- Machines asynchrones : Les machines asynchrones sont intéressantes grâce à leurs grandes capacités dynamique de couple ainsi qu'à leur bonne capacité de défluxage pour le fonctionnement à puissance maximale constant [16]. La grande faiblesse des moteurs asynchrones est le glissement caractérisant la différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique : plus il est important, plus le rendement du moteur est faible. Ces moteurs présentent d'autre part, le désavantage d'avoir des pertes au rotor élevées difficiles à évacuer. Nous pouvons citer ici certains modèles utilisant ce type de machine pour la motorisation électrique : Tesla, Mia, Courb C-zen, Renault Twizy. Plusieurs études concernant les machines asynchrones pour ces applications ont été proposées [17][18][19].
- Machines synchrones à aimants permanents : Pour une application automobile purement électrique, cette machine est très souvent préférée pour de nombreuses raisons, parmi lesquelles le rendement, la compacité et la puissance massique. C'est le moteur ayant la plus grande efficacité des trois moteurs ici présentés. Il dispose d'une densité volumique de couple élevée et d'un haut rendement grâce à l'excitation des aimants. En revanche, son prix est encore élevé et il présente des problèmes techniques concernant les aimants tels que le problème de tenue en température, la désaimantation, etc. Malgré tout, ces moteurs restent la solution généralement la plus intéressante pour la traction. Cette technologie est utilisée actuellement dans de nombreux modèles de voitures électriques telles que Peugeot Ion, Toyota Prius, Mitsubishi i-miev, etc. Les machines à aimants permanents pour l'automobile font l'objet de plusieurs travaux de recherches [20][21][22][23]. Il existe de nombreuses topologies. Elles peuvent être regroupées selon la direction d'aimantation de l'aimant (radial ou axial), avec ou sans encoche, à rotor intérieur ou extérieur, le type d'aimantation (monté en surface ou enterrés dans le fer). Parmi ces nombreuses topologies, les machines à aimants permanents déposés en surface sont souvent étudiées.



(a) Machine à courant continu



(b) Machine asynchrone



(c) Machines synchrones à aimants permanents

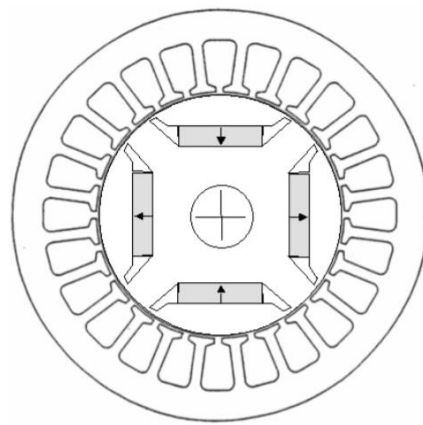


Figure 7 : Moteurs pour voitures électriques [16].

Quelques exemples de voitures commercialisées avec le type de moteur utilisé sont présentées dans la **Figure 8**.



(a) Mitsubishi i-miev à moteur synchrone à aimants permanents



(b) Courb c-zen à moteur asynchrone

Figure 8 : Exemples des voitures électriques commercialisées

On constate que le point le plus faible du véhicule électrique est l'autonomie. L'enjeu technique principal est alors d'améliorer l'autonomie. Cela demande non seulement d'améliorer les technologies concernant les batteries mais aussi un dimensionnement optimal de l'ensemble de tous les composants de la chaîne de traction, notamment le moteur électrique. Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'optimisation du moteur électrique mais nous avons travaillé dans l'optique d'une optimisation plus large du système complet. Dans nos travaux, nous avons fait le choix d'une machine à aimants permanents déposés en surface. Comme montré dans le bref résumé précédent cette machine présente un bon compromis entre performances et simplicité de réalisation, en particulier pour des véhicules de petites puissance.

Dans la littérature, on trouve plusieurs travaux concernant le dimensionnement du moteur électrique pour l'automobile. Nous allons présenter dans la partie suivante un état de l'art sur ce sujet.

1.3. Etat de l'art de l'optimisation sur cycle

Le dimensionnement et l'optimisation du moteur électrique d'un véhicule automobile peut se baser sur des conditions dites nominales telles que la puissance nominale et la vitesse nominale sans considérer les conditions de fonctionnement réelles du véhicule [8][9][10]. Cette approche, si elle simplifie le problème, n'est en revanche pas bien adaptée aux véhicules automobiles. En effet, les études [24] et [25], ont montré par exemple que les moteurs pour les véhicules urbains fonctionnent principalement dans les zones de faible couple donc loin d'un couple et d'une vitesse fixe qui représenteraient un point nominal.

Pour reproduire les conditions de fonctionnement réelles du véhicule, on établit des cycles de conduite normalisés définis par des profils de vitesse en fonction du temps pour une période de quelques dizaines de minutes. Ces cycles sont définis à partir des données des véhicules en circulation. Ils sont établis pour chaque type de véhicule (urbain, routier ou autoroutier) et pour chaque pays. A titre d'exemple, deux cycles urbains sont représentés sur la

Figure 9 et la *Figure 10* [26] :

- le cycle UDDS (Urban Dynamometer Driving Schedule) utilisé plutôt pour les États-Unis. La vitesse maximale du cycle est de 91.15km/h et la vitesse moyenne est de 36.6 km/h.
- le cycle ARTEMIS (Assessment and Reliability of Transport Emission Models and Inventory Systems) utilisé plutôt pour les pays Européens. Ce cycle a une vitesse maximale de 57.32 km/h. Sa vitesse moyenne est de 22.29 km/h.

Le cycle de conduite est classiquement utilisé pour évaluer la consommation de carburant et les émissions de polluants d'un véhicule à moteur thermique pendant tout sa vie. Dans le cas des véhicules électriques, ils sont utilisés pour le dimensionnement des éléments de la chaîne de traction dont le moteur électrique. L'optimisation se base alors sur un critère énergétique.

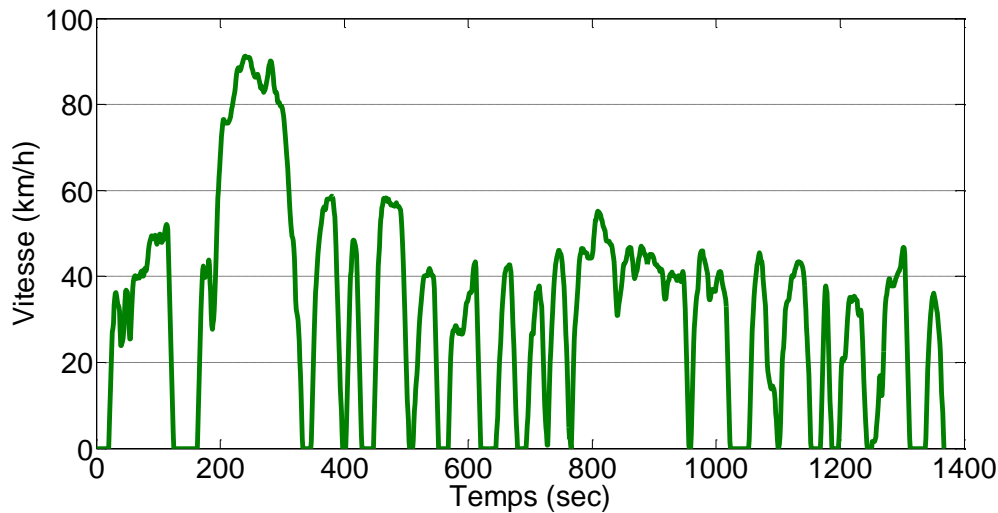


Figure 9 : Cycle Urban Dynamometer Driving Schedule (UDDS)

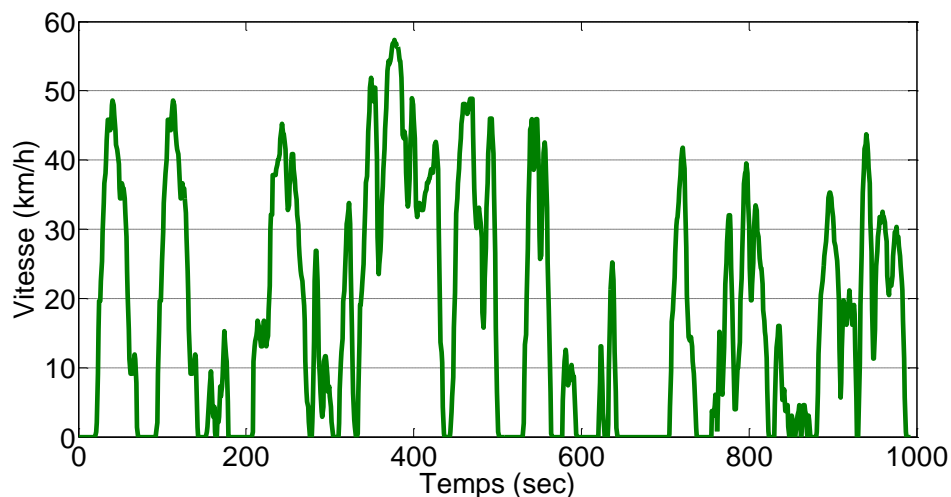


Figure 10 : Cycle ARTEMIS-Urbain

L'enjeu du dimensionnement optimal réside dans le temps de calcul. En fait, un cycle se compose souvent de centaines voire de milliers de points de fonctionnement (1370 points pour le cycle UDDS et 944 points pour le cycle ARTEMIS-Urbain). La prise en compte de l'ensemble de tous les points du cycle dans un processus d'optimisation de la machine, par un algorithme génétique par exemple, pose un réel problème en termes de temps de calcul. A titre d'exemple, le temps de calcul nécessaire à l'optimisation d'une machine et de sa commande sur un cycle (couple et vitesse) de 1000 points nécessiterait¹ 1 an et 7 mois par l'association d'un modèle analytique 1D et d'un algorithme génétique (100 générations/100 individus).

Plusieurs méthodes sont proposées pour résoudre cette problématique concernant le temps de calcul. Nous allons présenter dans les paragraphes suivants, un état de l'art sur ce sujet.

¹ Sur la base d'une durée de 500 μ s pour l'évaluation du modèle analytique

1.3.1. Réduction du cycle

Afin de réduire le temps de calcul, une première approche consiste à réduire le cycle à quelques points de fonctionnements parmi les plus représentatifs [27][28]. Alors, l'optimisation s'effectuera seulement sur un nombre limité de points choisis parce qu'ils sont représentatifs en termes de contraintes ou d'impact énergétique.

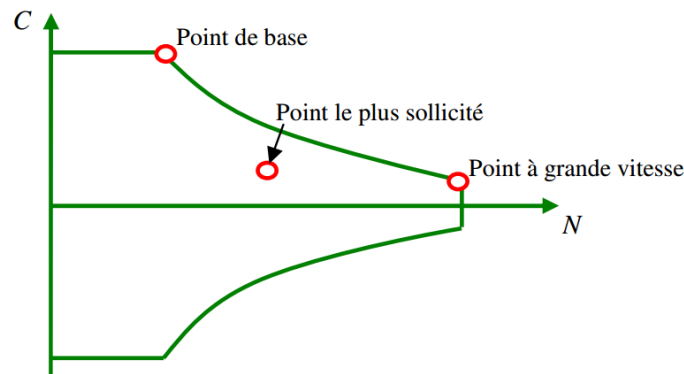


Figure 11 : Points représentatifs dans le plan couple/vitesse [29]

Une évolution de cette approche est présentée dans [30][31]. Dans ces études, le plan couple/vitesse est simplement divisé en quelques zones uniformes de forme rectangulaire. Tous les points de fonctionnement se trouvant dans chaque zone sont ramenés au point moyen (centre de gravité).

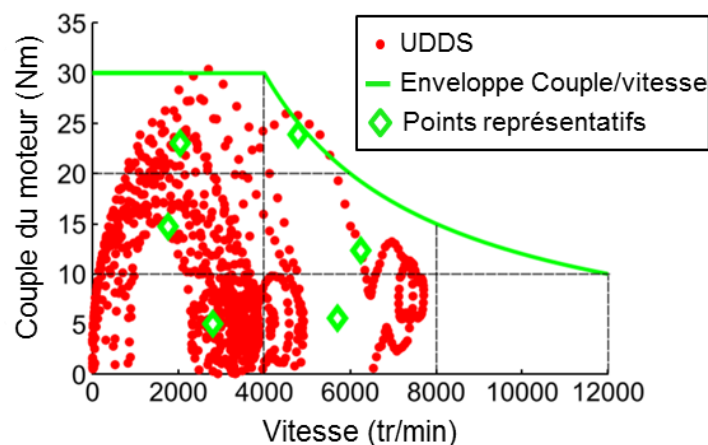


Figure 12 : Points représentatifs du cycle UDDS sur le plan couple/vitesse [30]

Un coefficient de pondération est ensuite appliqué au point équivalent pour le processus d'optimisation. Ce coefficient est le rapport du nombre de points dans chaque zone avec le nombre total de points du cycle. La **Figure 12** montre un exemple avec six points représentatifs obtenus par cette méthode pour le cycle UDDS [30].

Le cycle de conduite peut être également réduit à quelques points représentatifs par une approche énergétique [32][33][34]. L'énergie consommée en tout point du cycle est tout d'abord calculée.

Les points de fonctionnement sur lesquels la machine consomme le plus énergie seront gardés. Les autres points sont répartis en plusieurs groupes de façon à ce que les points dans un même groupe n'aient pas d'écart importants entre eux au niveau du couple et de la vitesse. Chaque groupe est ensuite représenté par un point moyen. La **Figure 13** ci-dessous montre un exemple des points représentatifs déterminés par cette méthode pour le cycle New European Drive Cycle (NEDC).

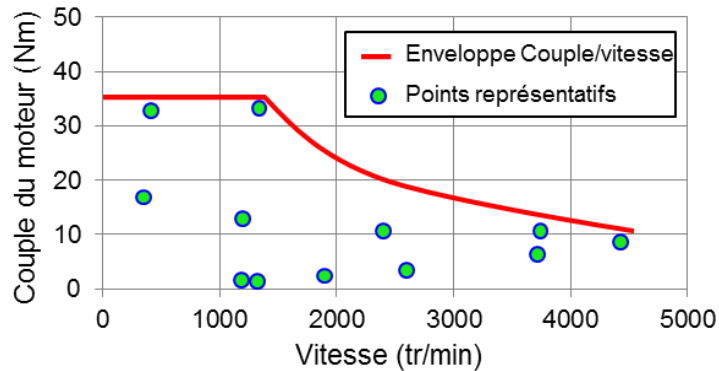


Figure 13 : Points représentatifs des cycles NEDC au point de vue énergétique [33]

Notons que le choix de la manière de discrétisation du plan couple/vitesse et le choix du nombre de points représentatifs devient un critère important qui influence directement l'optimum. Cela doit être un compromis entre le temps de calcul et la précision souhaitée.

1.3.2. Estimation des pertes sur cycle

Afin de tenir compte de tous les points de fonctionnement du cycle, une approche souvent rencontrée dans littérature consiste d'abord à utiliser un modèle éléments finis pour simuler la machine sur quelques points de fonctionnement, puis, interpoler les performances et les pertes de la machine sur tout le cycle à l'aide d'une fonction analytique [29] [35] [36] [37] [38].

Dans [29], on trouve une investigation précise sur les machines synchrones à aimants permanents insérés pour application aux véhicules automobiles. Afin de calculer les pertes cuivre, les auteurs proposent deux modèles permettant de déterminer la densité du courant statorique à partir du couple C_{em} et de la vitesse Ω donnés. Ces modèles sont établis selon le régime de fonctionnement de la machine (flux croisé et défluxage) qui se définit à partir d'une vitesse de base (Ω_B). Quand la vitesse du point de fonctionnement considéré est inférieure à la vitesse de base choisie, la densité de courant J est déterminée par la fonction suivante qui dépend du couple :

$$C_{em} = k_1 \frac{J}{10} - k_2 \left(\frac{J}{10} \right)^2 \quad (1.1)$$

Les coefficients k_1 et k_2 étant déterminés de manière à ajuster les données de simulation obtenues par éléments finis.

Lorsque la vitesse du point de fonctionnement considéré est supérieure à la vitesse de base ($\Omega > \Omega_B$), le courant peut être déduit à partir de la densité de courant de court-circuit J_{cc} et le rapport entre la vitesse de base et la vitesse de fonctionnement comme suit :

$$J = J_{cc} \left(1 - \frac{\Omega_B}{\Omega} \right) \quad (1.2)$$

Quant aux pertes fer sur cycle, les auteurs supposent qu'elles sont identiques en charge et à vide [29]. Alors, les pertes fer de tous les points de fonctionnement peuvent être déterminées par l'expression (1.2) à partir de la fréquence f et des résultats issus d'une simulation électromagnétique à vide obtenue à l'aide des éléments finis :

$$P_f = f \times (k_{h1}\Delta B + k_{h2}\Delta B^2) + k_{ec} \frac{1}{f} \int_0^{1/f} \left(\frac{db}{dt} \right)^2 dt \quad (1.3)$$

Les coefficients k_{h1} , k_{h2} , k_{ec} sont déterminés à partir des données du matériau fournies par le constructeur. ΔB est la valeur crête à crête de l'induction (T). b est l'induction en fonction du temps.

Dans [35] [36], pour évaluer les pertes fer sur cycle, les auteurs utilisent également l'expression (1.3) ci-dessus. L'induction y est cette fois déterminée pour chaque point de fonctionnement. Pour cela, un tableau de l'induction doit être établi antérieurement pour différentes densités de courant par éléments finis 2D.

On trouve également des travaux permettant d'évaluer d'une manière purement analytique les performances de la machine sur cycle [18] [39] [40]. L'étude présentée dans [39] est menée pour les machines à aimants permanents déposés en surface. Le travail propose une fonction analytique du rendement dans le plan couple/vitesse à partir de la géométrie de la machine. Cela permet de localiser rapidement la zone de fonctionnement (couples/vitesse) de haut rendement. Dès lors, la machine peut être dimensionnée et vérifiée rapidement si la zone de haut rendement recouvre largement les points de fonctionnement du cycle. Toutefois, dans ce travail, la réaction d'induit est négligée. Les pertes fer dépendent donc seulement de la vitesse et l'induction à vide dans l'entrefer. D'autre part, le fonctionnement en mode de défluxage n'est pas considéré.

1.3.3. Optimisation de la commande

L'optimisation d'une machine doit considérer la stratégie de commande. Pour le dimensionnement des machines fonctionnant à vitesses variables, la stratégie de commande souvent rencontrée consiste à minimiser des pertes cuivre en respectant les limitations en tension et en courant du convertisseur de puissance [29][41][42]. Selon cette stratégie, on distingue deux zones : une zone de fonctionnement à couple maximum constant et une zone de défluxage de fonctionnement à puissance maximale constante. Ces deux zones sont séparées par une vitesse dite vitesse de base (Ω_B). Il s'agit de la vitesse maximale que la machine peut atteindre avec un fonctionnement sans défluxage. Dans la première zone où les vitesses sont inférieures à la vitesse

de base ($\Omega < \Omega_B$), la machine est contrôlée en mode « couple maximal par ampère » (MTPA). C'est-à-dire, qu'à couple donné, l'angle entre le courant et la force électromotrice à vide est choisi pour minimiser le courant donc les pertes cuivre. Pour les machines à pôles lisses, la composante du courant sur l'axe d est alors maintenue à zéro (cf. **Figure 14(a)**). Lorsque la vitesse est plus grande que la vitesse de base ($\Omega > \Omega_B$), la machine est défluxée pour atteindre la vitesse désirée. A titre d'exemple, les **Figure 14** (a) et (b) représentent respectivement les zones de fonctionnement dans le plan couple/vitesse et la stratégie de commande dans le plan (I_d, I_q) pour les machines à aimants montés en surface [43][44].

Les variables géométriques et les variables de commande s'influencent fortement les unes les autres. Il est alors préférable qu'elles soient optimisées en même temps dans le processus d'optimisation. Toutefois, dans plusieurs travaux, la commande est fixée en amont du processus d'optimisation [30][41][45]. La limitation de cette stratégie de commande, adoptée dans plupart des travaux, réside dans le fait qu'elle ne permet pas un fonctionnement à pertes minimales (somme des pertes fer et cuivre). Une commande à flux croisés par exemple minimise les seules pertes cuivre pour un couple donné. Or, pour les applications à hautes vitesses, les pertes fer peuvent devenir significatives et ne peuvent plus être négligées devant les pertes cuivre [46][47][48]. Il est donc préférable de considérer une stratégie permettant d'optimiser les pertes totales. Dans [49][50][28], les auteurs tiennent compte des pertes fer dans la stratégie de commande. A couple et vitesse donnés, les variables de commande (amplitude du courant et angle entre courant et force électromotrice à vide) sont optimisés via l'utilisation d'un algorithme d'optimisation [49].

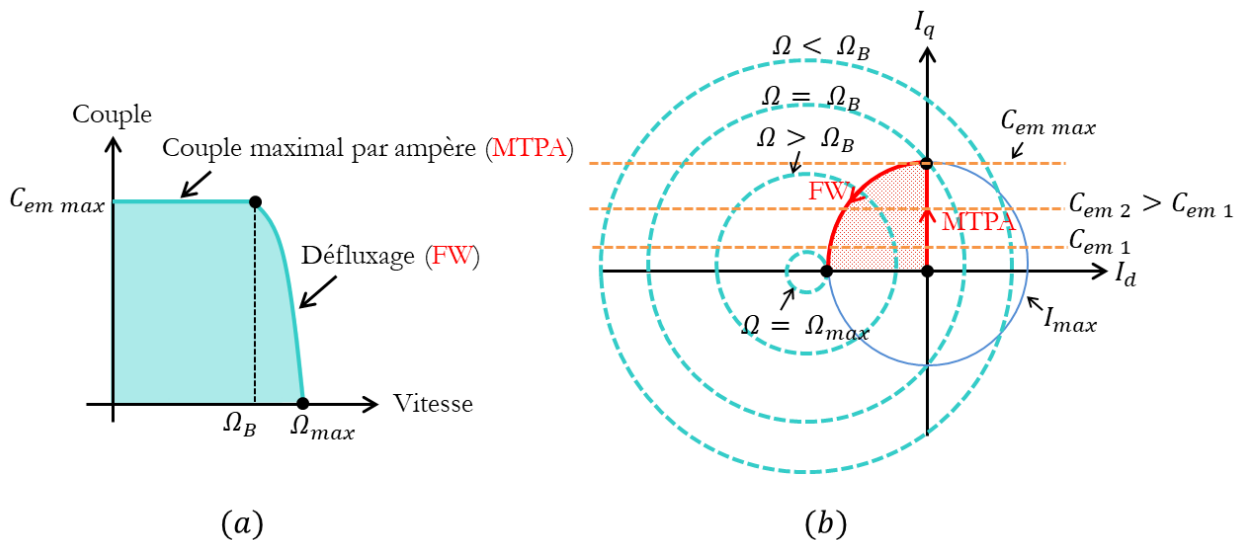


Figure 14 : Commande d'une MSAP à pôles lisses: (a) zones de fonctionnement, (b) stratégie de commande [44]

Objectifs de la thèse

Mes travaux de thèse s'inscrivent dans la thématique de dimensionnement optimal des machines électriques sur cycle avec une application aux véhicules automobiles. Comme les autres

composants de la chaîne de traction, la machine électrique est soumise aux fortes contraintes de rendement et de compacité afin d'augmenter l'autonomie du véhicule. On a alors à minimiser les pertes tout en minimisant le volume de la machine. Dans nos travaux, nous avons fait le choix d'une machine à aimants permanents déposés en surface. Nous nous intéresserons également au choix du réducteur de vitesse qui permet, en théorie, d'augmenter la puissance volumique des machines.

Dans ces travaux, nous allons développer une méthodologie de dimensionnement optimal permettant de prendre en compte tous les points de fonctionnement du cycle de conduite de la voiture. L'optimisation s'effectuera à la fois sur la géométrie et sur les paramètres de commande. De plus, pour le cas des machines à haute vitesse où les pertes fer peuvent être comparables aux pertes cuivre, nous proposerons une commande qui minimise les pertes totales.

Dans les travaux précédents du laboratoire IREENA [51][52], une méthodologie d'optimisation associant une machine à haute vitesse couplée à un réducteur mécanique a été développée permettant de résoudre de manière purement analytique le problème de la maximisation de la puissance volumique. Dans les travaux présentés dans ce document, cette méthodologie sera adaptée et améliorée au dimensionnement sur cycle.

Le modèle analytique sur lequel la méthodologie se base a été établi en faisant des hypothèses qu'il convenait de justifier : la perméabilité du matériau magnétique est supposée linéaire et seul le premier harmonique est considéré. Il a donc été nécessaire de valider le résultat issu de l'optimisation analytique. Pour cela, l'utilisation d'un modèle éléments finis n'était pas envisageable à cause du temps de calcul, trop important pour un fonctionnement sur cycle. Nous avons donc décidé de développer un modèle à réseau de réductances. L'avantage de ce modèle est sa rapidité d'exécution tout en gardant une précision suffisante pour notre étude.

La suite de ce document est organisée comme suit :

- Dans le chapitre 2, nous présenterons les modèles analytiques sur lesquels se basent notre méthodologie d'optimisation sur cycle et le développement du modèle à réseau de réductances pour la validation sur cycle.
- Dans le chapitre 3, la méthodologie d'optimisation sur cycle sera détaillée.
- Dans le chapitre 4, nous présenterons une application de cette méthodologie au véhicule urbain pour un cycle de conduite normalisé.

Chapitre 2. Modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents en vue d'une optimisation sur cycle

Ce chapitre est consacré à la présentation des modèles de la machine synchrone à aimants permanents utilisés dans notre travail. Rappelons que notre objectif est de pré-dimensionner une machine à partir d'un cycle composé d'un grand nombre de points de fonctionnement. Nous devons donc disposer d'un modèle simple, rapide mais suffisamment fiable. Il s'agit donc de ne garder que des grandeurs influant au premier ordre les performances de la machine. Pour ces raisons, nous avons fait le choix d'un modèle analytique 1-D.

En régime linéaire, hypothèse généralement vérifiée dans le cas des machines rapides, la modélisation 1-D des machines à pôles lisses est assez fiable pour les calculs des grandeurs essentielles telles que la puissance électromagnétique et les inductions. Il présente en outre l'avantage d'être simple à manier. Nous montrerons dans le troisième chapitre qu'il permet, par sa maniabilité, de formuler et résoudre le problème de l'optimisation sur un point de fonctionnement sans l'aide d'algorithmes d'optimisation ainsi que l'optimisation sur cycle en obtenant à la fois la géométrie et la commande optimales de la machine.

Dans notre travail, nous utiliserons également une modélisation semi-analytique (modèle à réseau de réluctances). Ce modèle sera utilisé a posteriori pour valider les performances sur cycle de la machine optimale obtenue lors de la phase d'optimisation. Il permet de modéliser des phénomènes secondaires, tels que l'effet des harmoniques d'espace et de temps, tout en gardant un temps de calcul raisonnable par rapport à un calcul par éléments finis. D'autre part, cette modélisation présente l'avantage, grâce à une approche circuit, d'être simple à coupler aux modèles électrique, mécanique et thermique nous permettant d'envisager simplement et efficacement l'étude du mode d'alimentation sur les performances de la chaîne de traction.

Ce chapitre se divise en trois parties. La première partie présente le modèle analytique 1-D utilisé pour le dimensionnement et l'optimisation de la machine. Il s'agit tout d'abord de la modélisation électromagnétique permettant d'exprimer la force électromotrice à vide, les inductions, la force magnétomotrice et le couple électromagnétique de la machine. Nous présenterons également les modèles de pertes (fer, cuivre et mécanique), le modèle thermique et enfin les contraintes (thermiques et mécaniques). Dans la deuxième partie, nous présenterons le modèle par réseau de réluctances. Outre la modélisation purement magnétique et la prise en compte du mouvement, nous aborderons également le couplage de ce modèle avec le convertisseur d'alimentation et sa commande. Finalement, la troisième partie présentera, en guise de validation,

une étude comparative de nos modèles (analytique et réseau de réductances) avec un modèle éléments finis 2-D.

2.1. Modélisation analytique 1-D pour le dimensionnement

Les modèles que nous présenterons par la suite s'appuient sur les hypothèses simplificatrices suivantes :

- un modèle limité au premier harmonique,
- un entrefer constant (effets d'encoches négligés),
- un fer parfait (perméabilité magnétique infinie et comportement linéaire),
- des pertes rotoriques négligeables devant les autres pertes de la machine.

Notons que notre modélisation, via la force magnétomotrice statorique efficace, est valable pour tout bobinage à nombre d'encoches/pôle/phase entier. On considèrera que le nombre d'encoches et la distribution des conducteurs s'optimisent a posteriori, sur critère harmonique par exemple. Nous présentons donc ici le cas d'un bobinage concentré à pas diamétral (cf. **Figure 16**). Tous les types de bobinages pouvant se ramener à ce type de bobinage via l'utilisation d'un coefficient de bobinage [53]. Les harmoniques d'espace du champ des aimants et du champ de l'induit sont sources de pertes fer supplémentaires que nous estimerons simplement par une correction du modèle de pertes au fondamental. La **Figure 15** présente la géométrie et dimensions de la machine modélisée.

Par convention, le nombre total de conducteurs par pôle et par phase est choisi égal à $2N_s$.

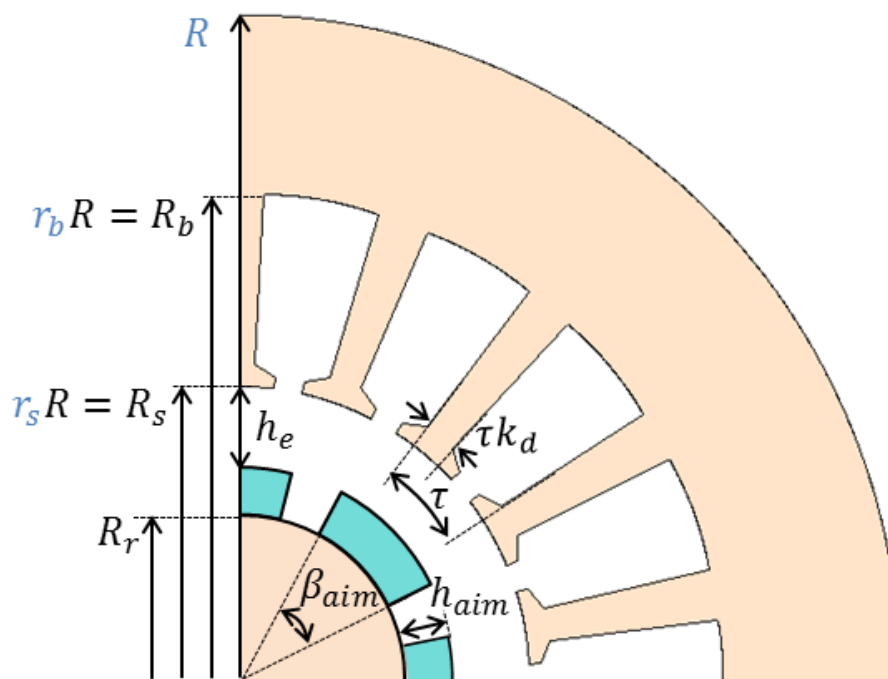


Figure 15 : Géométrie et dimensions de la machine modélisée

2.1.1. Force électromotrice (*f.e.m*) à vide

Considérons une machine ayant p paires de pôles représentée sur la **Figure 16(a)** dont la distribution de l'induction dans l'entrefer créée par les aimants est tracée sur la **Figure 16(b)**. La force électromotrice induite dans le bobinage d'une phase peut être calculée à partir du flux totalisé. Elle dépend de la répartition du bobinage et de la forme de l'induction dans l'entrefer créée par les aimants.

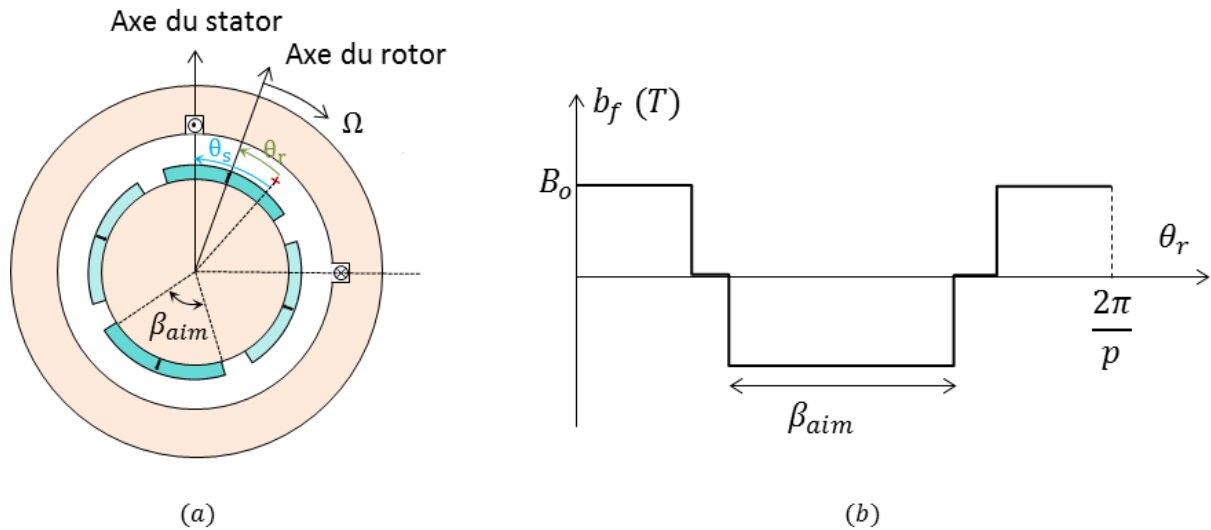


Figure 16 : Machine à $p=2$ paires de pôles (a) ; Distribution de l'induction dans l'entrefer créée par les aimants (b).

Le fondamental de l'induction B_f créée par les aimants dans l'entrefer peut s'écrire comme suit :

$$B_f(\theta_r) = \frac{4B_0}{\pi} \sin\left(\frac{p\beta_{aim}}{2}\right) \cos(p\theta_r) \quad (2.1)$$

Sachant que $\theta_r = \theta_s - \Omega t$, cette induction peut encore s'écrire:

$$B_f(\theta_s, t) = \frac{4B_0}{\pi} \sin\left(\frac{p\beta_{aim}}{2}\right) \cos(p\theta_s - p\Omega t) \quad (2.2)$$

Expression que nous ramènerons à la forme suivante :

$$B_f(\theta_s, t) = B_{fm} \cos(p\theta_s - p\Omega t) \quad (2.3)$$

Le flux totalisé par pôle reçu par le bobinage du stator créé par l'induction B_f peut être calculé par la formule suivante :

$$\psi_{p\text{pôle}} = N_s \iint_S B_f(\theta_s, t) dS = N_s \int_0^{\pi/p} B_f(\theta_s, t) L R_s d\theta_s \quad (2.4)$$

Soit :

$$\psi_{p\text{p\^ole}} = \frac{2N_s B_{fm} L R_s}{p} \sin(p\Omega t) \quad (2.5)$$

On obtient alors le flux totalisé par phase :

$$\psi_{tot} = 2p \psi_{p\text{p\^ole}} = 4N_s B_{fm} L R_s \sin(p\Omega t) \quad (2.6)$$

Et la force électromotrice relevée à vide :

$$E(t) = -\frac{d\psi_{tot}}{dt} = -4N_s B_{fm} L R_s p \Omega \cos(p\Omega t) \quad (2.7)$$

La valeur efficace de la force électromotrice d'une phase s'exprime finalement :

$$E_{eff} = 2\sqrt{2}N_s B_{fm} L R_s p \Omega \quad (2.8)$$

Le calcul présenté dans les paragraphes précédents sont développés pour une machine dont le bobinage est concentré et à pas diamétral. Pour un bobinage quelconque, la force électromotrice à vide sera corrigée via l'utilisation d'un coefficient de bobinage k_b , tel que :

$$E_{eff} = 2\sqrt{2}N_s B_{fm} L R_s p \Omega k_b \quad (2.9)$$

2.1.2. Réaction d'induit

Nous allons présenter dans cette partie les calculs de l'induction dans l'entrefer et de la force magnétomotrice créées par les courants de l'induit. Ces grandeurs ne sont pas strictement sinusoïdales car le bobinage est logé dans les encoches, même lorsque les courants sont sinusoïdaux. Cela peut ajouter des harmoniques non souhaitables qui créent des ondulations du couple ainsi que des pertes supplémentaires. Dans notre travail, nous ne modéliserons pas ces effets. Néanmoins, nous les prendrons en compte par une correction du modèle de pertes fer au fondamental.

Induction dans l'entrefer créée par une phase

Nous présentons ici le cas d'un bobinage concentré à pas diamétral. La **Figure 17(a)** présente un exemple de la distribution spatiale d'une phase pour une machine de quatre pôles. La **Figure 17(b)** représente la distribution de l'induction dans l'entrefer créée par celle-ci.

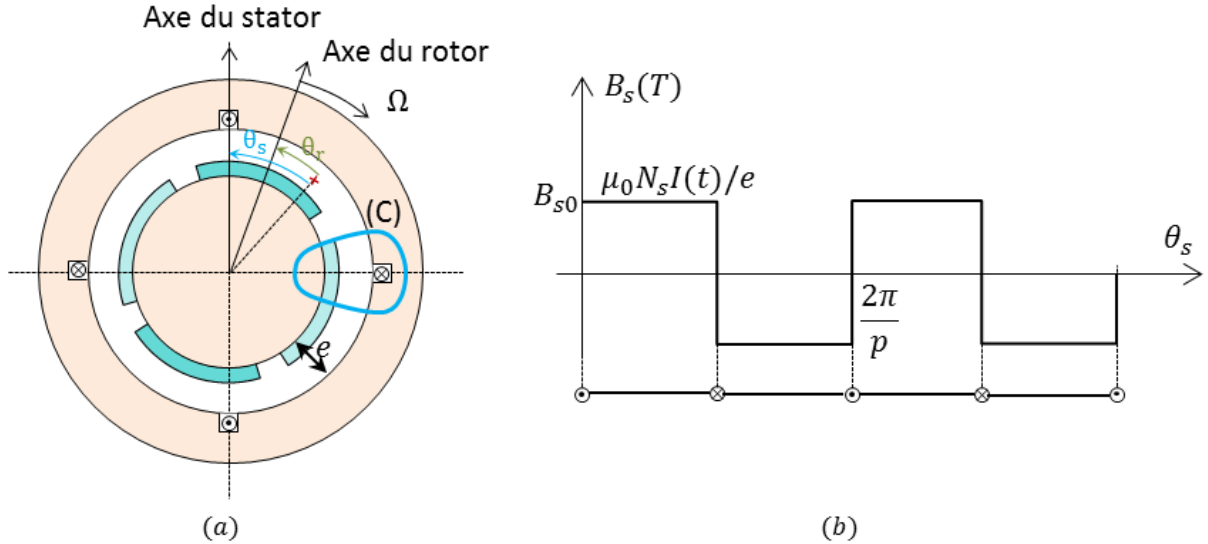


Figure 17 : Bobinage à pas diamétral (a) ; Distribution de l'induction dans l'entrefer (b).

Le théorème d'Ampère sur le contour (C) (cf. **Figure 17**(a)) nous donne :

$$\oint_C \vec{H} d\vec{l} = \iint \vec{j} d\vec{S} \quad (2.10)$$

Ce qui donne, en un point de l'entrefer :

$$H(t) = \frac{N_s I(t)}{e} \quad (2.11)$$

Donc :

$$B_{s0}(t) = \frac{\mu_0 N_s I(t)}{e} \quad (2.12)$$

Le fondamental de l'induction dans l'entrefer créé par le bobinage (cf. **Figure 17**(b)) après décomposition en série de Fourier s'exprime :

$$B_s(\theta_s, t) = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 N_s I(t)}{e} \sin(p\theta_s) \quad (2.13)$$

Induction dans l'entrefer créée par un bobinage triphasé

Dans le cas général d'une machine possédant 3 phases, dont les bobinages sont décalés spatialement les uns par rapport aux autres d'un angle de $2\pi/3p$, si on limite l'étude au premier harmonique, les inductions créées par chaque phase s'écrivent :

$$\begin{cases} B_{s1}(\theta_s, t) = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 N_s I_1(t)}{e} \sin(p\theta_s) \\ B_{s2}(\theta_s, t) = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 N_s I_2(t)}{e} \sin\left(p\theta_s - \frac{2\pi p}{3}\right) \\ B_{s3}(\theta_s, t) = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0 N_s I_3(t)}{e} \sin\left(p\theta_s + \frac{2\pi p}{3}\right) \end{cases} \quad (2.14)$$

Pour une alimentation triphasée équilibrée en courants sinusoïdaux d'expressions :

$$\begin{cases} I_1(t) = I_m \sin(\omega_s t - \psi) \\ I_2(t) = I_m \sin(\omega_s t - \psi - \frac{2\pi}{3}) \\ I_3(t) = I_m \sin(\omega_s t - \psi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.15)$$

L'induction résultante dans l'entrefer, somme des inductions produites par chaque phase, s'exprime :

$$B_s(\theta_s, t) = \frac{6 \mu_0 N_s I_m}{\pi e} \cos(p\theta_s - \omega_s t) = B_{sm} \cos(p\theta_s - \omega_s t) \quad (2.16)$$

Force magnétomotrice

L'obtention de la force magnétomotrice d'une phase peut se faire à partir de la perméance surfacique P_s et de l'induction d'entrefer B_s :

$$F_s = \frac{B_s}{P_s} \quad (2.17)$$

Si on néglige les effets d'encoches, la perméance surfacique vaut :

$$P_s = \frac{\mu_0}{e} \quad (2.18)$$

L'amplitude du fondamental de la force magnétomotrice créée par une phase s'écrit donc :

$$F_{sm} = \frac{4}{\pi} N_s I_m \quad (2.19)$$

2.1.3. Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique d'une machine à aimants permanents comporte les trois composantes suivantes :

- le couple hybride (ou synchrone) correspondant à l'interaction des courants statoriques avec le champ rotorique,
- le couple réluctant dû à la saillance du rotor,
- le couple de détente dû à la force d'attraction entre les aimants et l'armature statorique.

En considérant une perméabilité de l'aimant égale à celle de l'air, les machines à aimants permanents déposés en surface n'ont pas de couple réductant. Dans notre modélisation, on négligera le couple de détente. Le couple « hybride » instantané, pour une vitesse donnée, peut donc se calculer à partir des forces électromotrices à vide $E_j(t)$ et des courants statoriques $I_j(t)$. Pour une machine triphasée, ce couple se calcule par la relation :

$$C_{em}(t) = \frac{P_{em}(t)}{\Omega} = \frac{E_1(t)I_1(t) + E_2(t)I_2(t) + E_3(t)I_3(t)}{\Omega} \quad (2.20)$$

Les phases sont alimentées par un système de courants équilibrés déphasés d'un angle ψ par rapport aux *f.e.m.* La partie fondamentale des forces électromotrices à vide, pour une vitesse Ω donnée, peuvent s'écrire:

$$\begin{cases} e_1(t) = E_m \sin(p\Omega t) \\ e_2(t) = E_m \sin(p\Omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_3(t) = E_m \sin(p\Omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.21)$$

Avec $E_m = 4N_s B_{fm} L R_s p \Omega k_b$ (cf. (2.9)).

A partir des équations (2.15), (2.20) et (2.21), on obtient l'expression du couple instantané :

$$C_{em}(t) = \frac{3 E_m I_m}{2 \Omega} \cos[(p\Omega - \omega_s)t + \psi] \quad (2.22)$$

Pour la condition de synchronisme $p\Omega = \omega_s$, le couple moyen peut s'exprimer par la relation :

$$C_{em} = \frac{3 E_m I_m}{2 \Omega} \cos(\psi) = 6 N_s B_{fm} L R_s p I_m \cos(\psi) \quad (2.23)$$

Cette relation, formulée en fonction de la force magnétomotrice efficace $F_s = N_s I_{eff}$, permet d'exprimer le couple moyen en fonction des variables de dimensionnement :

$$C_{em} = \frac{12}{\sqrt{2}} L R_s p B_{fm} F_s \cos(\psi) \quad (2.24)$$

2.1.4. Inductions dans les parties ferromagnétiques du stator

Dans l'hypothèse d'une perméabilité des parties ferromagnétiques infinie, les inductions dans le fer se déterminent à partir de l'induction résultante dans l'entrefer à l'aide du principe de la conservation du flux. Dans le cas d'une modélisation 1-D, elles sont considérées homogènes et uni-axiales : radiale pour l'induction de la dent et orthoradiale pour l'induction de la culasse. Pour le calcul des pertes que nous détaillerons plus loin, ce calcul conduit à une erreur acceptable comparativement aux éléments finis pour les machines non saturées.

Induction résultante d'entrefer

L'induction dans l'entrefer B_{rm} est la résultante des courants statoriques et de l'aimant. Il s'agit d'une somme vectorielle telle que:

$$\vec{B}_{rm} = \vec{B}_{fm} + \vec{B}_{sm} \quad (2.25)$$

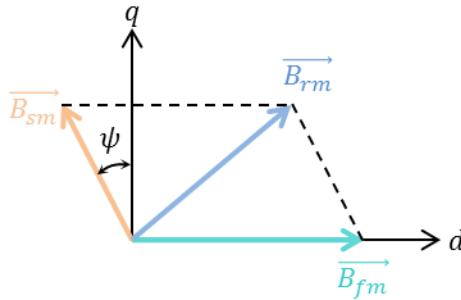


Figure 18 : Représentation vectorielle des inductions.

Au premier harmonique, l'amplitude de cette induction vaut :

Avec $\psi > 0$ (cf. **Figure 18**) :

$$B_{rm}^2 = B_{fm}^2 + B_{sm}^2 - 2B_{sm}B_{fm}\sin(\psi) \quad (2.26)$$

Avec $\psi \leq 0$:

$$B_{rm}^2 = B_{fm}^2 + B_{sm}^2 + 2B_{sm}B_{fm}\sin(\psi) \quad (2.27)$$

Où B_{fm} est l'amplitude de l'induction dans l'entrefer créée par les aimants et B_{sm} l'amplitude de l'induction créée par les courants. Cette dernière, pour une machine à pôles lisses, est donnée par (cf. (2.16)):

$$B_{sm} = \frac{6\sqrt{2}\mu_0}{\pi} \frac{F_s}{e} \quad (2.28)$$

avec F_s la valeur efficace de la force magnétomotrice d'une phase. Posons : $u = \frac{6\sqrt{2}\mu_0}{\pi} \frac{\mu_0}{e}$. On a donc, en régime de défluxage :

$$B_{rm}^2 = B_{fm}^2 + u^2 F_s^2 \pm 2uF_s B_{fm}\sin(\psi) \quad (2.29)$$

Induction dans la culasse statorique

Pour le calcul de l'induction dans la culasse statorique, on suppose que celle-ci, en tout point, varie en fonction du temps comme suit :

$$B_c(t) = B_{cm}\sin(\omega_s t) \quad (2.30)$$

Avec le flux traversant la section de la culasse :

$$\psi_c = \iint_{S_c} B_c(t) dS = B_{cm}(R - R_b)L \sin(\omega_s t) \quad (2.31)$$

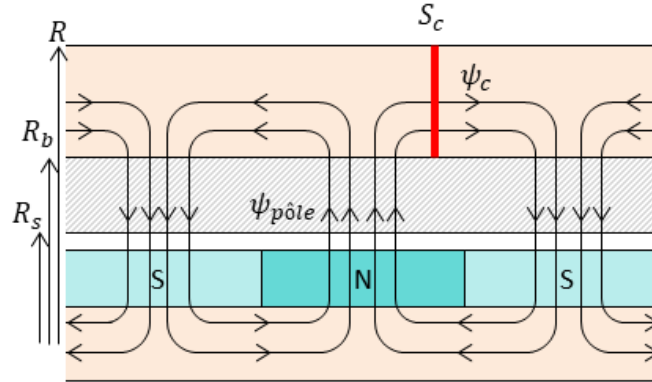


Figure 19 : Lignes de champ mettant en relation le flux dans la culasse et le flux résultant par pôle.

La conservation du flux nous donne (cf. **Figure 19**):

$$\psi_c = \frac{\psi_{p\hat{o}le}}{2} \quad (2.32)$$

La relation du flux par pôle (2.31) se déduit par le même raisonnement exposé au début de ce chapitre (de (2.1) à (2.5)). L'induction considérée ici étant l'induction résultante d'entrefer.

$$\psi_{p\hat{o}le} = \int_0^{\frac{\pi}{p}} B_r(\theta_s, t) L R_s d\theta_s = \frac{2B_{rm}R_sL}{p} \sin(\omega_s t) \quad (2.33)$$

Donc, par conservation du flux :

$$B_{cm} = \frac{R_s}{p(R - R_b)} B_{rm} \quad (2.34)$$

Induction dans une dent statorique

Afin de calculer l'induction dans une dent, nous supposons que le flux dans l'entrefer sortant d'un pas dentaire ψ_τ est égale, aux effets de dispersion près, au flux entrant dans une dent ψ_d :

$$\psi_d = \psi_\tau \quad (2.35)$$

En considérant que le flux traversant l'entrefer ne circule que dans les dents, on peut écrire :

$$\psi_d = B_d S_d = B_d S_\tau k_d \quad (2.36)$$

Avec une induction dans l'entrefer considérée constante et égale à B_e sur un pas dentaire, le flux traversant la surface d'un pas dentaire S_τ vaut :

$$\psi_\tau = B_e S_\tau \quad (2.37)$$

A partir de les équations (2.35), (2.36) et (2.37), l'induction dans une dent peut donc s'exprimer en fonction de l'induction dans l'entrefer telle que :

$$B_d = \frac{1}{k_d} B_e \quad (2.38)$$

Alors, l'induction maximale dans une dent peut s'écrire:

$$B_{dm} = \frac{1}{k_d} B_{rm} \quad (2.39)$$

Cette formulation est valable pour des dents droites, c'est-à-dire de section constante. Pour des dents radiales dont la section est croissante avec le rayon, il est nécessaire de corriger l'expression obtenue. L'expérience nous montre en effet qu'une erreur de quelques dizaines de pourcents est alors observée lorsque les encoches sont profondes. Pour corriger l'effet de la variation de section, nous introduisons un coefficient k_{d0} qui permet d'exprimer l'induction qui donnerait les mêmes pertes fer si l'induction était homogène dans la dent :

$$k_{d0} = \sqrt{\frac{R_s}{R_b}} \quad (2.40)$$

On a alors :

$$B_{dm} = k_{d0} \frac{1}{k_d} B_{rm} \quad (2.41)$$

Les calculs des inductions dans la culasse et dans la dent effectués précédemment négligeaient l'effet de dispersion des lignes de champ. Celui-ci peut être pris en compte en introduisant un coefficient k_σ (typiquement autour de 0.95) tel que:

$$B_{cm} = k_\sigma \frac{R_s}{p(R - R_b)} B_{rm} \quad (2.42)$$

$$B_{dm} = k_\sigma k_{d0} \frac{1}{k_d} B_{rm} \quad (2.43)$$

2.1.5. Modèles de pertes

Pertes cuivre

Les pertes cuivre sont localisées dans le bobinage statorique de la machine. Dans notre modélisation, nous considérons une distribution homogène des courants dans les conducteurs et ignorons donc les effets de la fréquence (effet de peau et effet de proximité). Alors, les pertes cuivre se déterminent à partir du courant efficace et de la résistance du bobinage R_{bob} :

$$P_c = 3R_{bob}I_{eff}^2 \quad (2.44)$$

La résistance du bobinage composé de $3 \cdot 2p \cdot 2N_s$ conducteurs se calcule par :

$$R_{bob} = 3 \cdot 2p \cdot 2N_s R_{con} \quad (2.45)$$

Où R_{con} est la résistance d'un conducteur qui se détermine par la formule suivante :

$$R_{con} = \frac{\rho_{cu} k_L L}{S_{con}} \quad (2.46)$$

Avec k_L est le coefficient qui permet de prendre en compte l'effet des têtes de bobines. La section d'un conducteur S_{con} (cf. **Figure 20**) peut être exprimée à partir de la section de la zone de bobinage S_{bob} et du coefficient de remplissage en cuivre par encoche k_{r0} :

$$S_{con} = \frac{S_{bob} k_{r0} (1 - k_d)}{12pN_s} = \frac{\pi(R_b^2 - R_s^2) k_{r0} (1 - k_d)}{12pN_s} \quad (2.47)$$

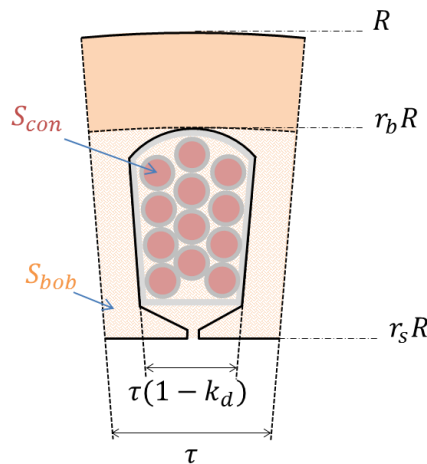


Figure 20 : Géométrie et paramètres d'une encoche

Posons $k_r = k_{r0} (1 - k_d)$, on a :

$$R_{con} = \frac{12pN_s\rho_{cu}k_L L}{\pi(R_b^2 - R_s^2)k_r} \quad (2.48)$$

On peut alors déduire la résistance du bobinage :

$$R_{bob} = \frac{144p^2N_s^2\rho_{cu}k_L L}{\pi(R_b^2 - R_s^2)k_r} \quad (2.49)$$

Les pertes cuivre de la machine sont données finalement par la relation :

$$P_c = \frac{144\rho_{cu}k_L L}{\pi k_r k_b^2} \frac{p^2}{(R_b^2 - R_s^2)} F_s^2 \quad (2.50)$$

Pertes fer

Contrairement aux pertes cuivre qu'on sait estimer assez bien, les pertes fer sont plus compliquées à déterminer et elles font encore aujourd'hui l'objet de plusieurs recherches [54][55][56][57]. En effet, plusieurs effets sont à l'origine de ces pertes et doivent être intégrés dans les calculs. Parmi eux, nous pouvons citer ici :

- Les effets liés aux caractéristiques du matériau magnétique : hystérésis, conductivité, non homogénéité, non-linéarité,...
- Les effets liés à l'alimentation : rotation du champ, harmonique (effets des encoches ou de l'alimentation)...

Il est très difficile de considérer tous les effets dans un modèle. Plusieurs modèles de pertes magnétiques ont été proposés dans littérature sans toutefois réussir à décrire précisément les phénomènes. Nous avons cependant appris à utiliser ces modèles pour le dimensionnement de nos machines tout en ayant conscience que nos optimisations sont soumises à une part d'incertitude.

Dans notre travail, nous avons fait le choix du modèle à pertes séparées [58], dissociant les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault (2.51). Les pertes générées dans un volume V_{ol} soumis à une induction sinusoïdale d'amplitude B_m , se calculeront donc à partir de la relation :

$$P_f = k_{ad}(k_{ec}p^2\Omega^2 + k_h p\Omega)V_{ol}B_m^2 \quad (2.51)$$

Où k_{ec} et k_h sont respectivement les coefficients de pertes volumiques par courants de Foucault et par hystérésis. Le coefficient k_{ad} est le coefficient permettant de prise en compte des pertes en excès et autres pertes, dues à l'effet du champ tournant. Le coefficient k_{ec} peut s'obtenir théoriquement en considérant une modélisation 1-D pour une tôle d'épaisseur th_t ($th_t \ll L_{fer}$ au minimum $5th_t < L_{fer}$) [59]. En négligeant la réaction de ces courants sur le champ magnétique et en approximant la circulation de ces courants induits suivant le trajet montré dans la **Figure 21**, ce coefficient peut s'écrire à partir de la conductivité du fer σ_{fer} et d'épaisseur th_t [59] :

$$k_{ec} = \frac{\pi^2}{6} \sigma_{fer} t h_t^2 \quad (2.52)$$

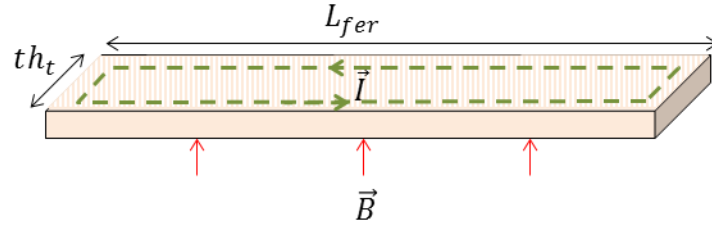


Figure 21 : Courants Foucault dans une tôle de fer

Le coefficient de pertes volumiques par hystérésis k_h est déterminé par la formule suivante [58] :

$$k_h = \frac{\epsilon d_{fer}}{200\pi} \quad (2.53)$$

Pour notre étude, nous considérons des tôles M270-35A d'épaisseur $t h_t$ de 0.35mm. La conductivité σ_{fer} et la masse volumique d_{fer} correspondantes sont de $50 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ et 7800 kg/m^3 respectivement. Le coefficient d'hystérésis ϵ a une valeur comprise entre 1.2 et $2 \text{ m}^4/\text{H} \cdot \text{kg}$. Nous considérerons donc, pour les coefficients k_h et k_{ec} , les valeurs $15 \text{ W} \cdot \text{s}/\text{m}^3 \cdot \text{T}^2$ et $6.5 \cdot 10^{-3} \text{ W} \cdot \text{s}/\text{m}^3 \cdot \text{T}^2$ respectivement. Le coefficient des pertes additionnelles en accord avec le protocole expérimental détaillé dans [60] sera pris égal à 3.

Pertes mécaniques

Les pertes mécaniques sont liées à la vitesse de rotation. Elles peuvent être de deux types : les pertes par frottement au niveau des paliers et les pertes aérodynamiques dues au déplacement de l'air dans l'entrefer. Pour les machines à haute vitesse de rotation, les pertes aérodynamiques peuvent être dominantes selon les configurations. Quel que soit le régime d'écoulement du fluide dans l'entrefer, elles peuvent être calculées à partir de l'expression (2.54) générale valable pour des rotors cylindriques à surfaces lisses [61]:

$$P_{aéro} = \pi C_f k_r \rho R_f^4 L \Omega^3 \quad (2.54)$$

Avec :

- k_r : Coefficient de rugosité ($k_r = 1$ pour les machines lisses)
- ρ : Masse volumique du fluide dans l'entrefer [kg/m^3]
- R_f : Rayon extérieur du rotor [m]
- L : Longueur du rotor [m]
- Ω : Vitesse angulaire du rotor [rad/s]
- C_f : Coefficient de frottement

Le coefficient de frottement dépend du mode d'écoulement caractérisé par le rapport entre l'épaisseur de l'entrefer et le rayon du rotor et du nombre de Reynolds $R_{e\delta}$. Parmi les nombreuses sources disponibles dans la littérature, nous avons retenu les formulations suivantes [61]:

Pour $R_{e\delta} < 64$:

$$C_f = 5 \frac{\left(\frac{e}{R_f}\right)^{0.3}}{R_{e\delta}} \quad (2.55)$$

Pour $64 < R_{e\delta} < 500$:

$$C_f = \frac{\left(\frac{e}{R_f}\right)^{0.3}}{R_{e\delta}^{0.6}} \quad (2.56)$$

Pour $50 < R_{e\delta} < 10\,000$:

$$C_f = 0.515 \frac{\left(\frac{e}{R_f}\right)^{0.3}}{R_{e\delta}^{0.5}} \quad (2.57)$$

Pour $10\,000 < R_{e\delta}$:

$$C_f = 0.0325 \frac{\left(\frac{e}{R_f}\right)^{0.3}}{R_{e\delta}^{0.2}} \quad (2.58)$$

Quant aux pertes par frottement au niveau des paliers, elles dépendent de la vitesse de rotation de l'arbre du rotor, du type du palier, de la propriété et du type de lubrifiant utilisé et de la charge auquel les paliers sont soumis. D'après SKF (1994), ces pertes peuvent s'exprimer, en première approche, par [59] :

$$P_{roul} = 0.5 k_{roul} F_{ch} D_{roul} \Omega \quad (2.59)$$

Où :

- k_{roul} : Coefficient de frottement (typiquement 0.0010-0050)
- F_{ch} : Charge de frottement [N]
- D_{roul} : Diamètre du palier[m]
- Ω : Vitesse angulaire du rotor [rad/s]

2.1.6. Contraintes mécaniques

Lorsque le rotor est en rotation, il est soumis aux contraintes mécaniques qui engendrent des déformations élastiques pouvant le détruire. Il y a deux contraintes majeures : la limite en tenue mécanique (liées aux forces centrifuges) et les vitesses critiques [62]. Ces contraintes limitent les dimensions du rotor.

Pour une vitesse donnée, le rayon du rotor est limité par la tenue mécanique. Cette contrainte se traduit par une relation entre la vitesse périphérique maximale admissible V_{pmax} et le rayon du rotor R_r :

$$R_{rmax} \leq \frac{V_{pmax}}{\Omega} \quad (2.60)$$

Pour un rotor cylindrique, la vitesse périphérique maximale est donnée par [63]:

$$V_{pmax} = \sqrt{\frac{\sigma_{lim}}{k_{\sigma} m_v}} \quad (2.61)$$

Où σ_{lim} est la contrainte limite, m_v la masse volumique [kg/m^3] et k_{σ} le coefficient de concentration de contrainte qui dépend de la forme du rotor et du coefficient de Poisson.

Pour renforcer la structure du rotor, notamment pour les machines à aimants déposés en surface, on utilise généralement une frette (en fibres de carbone, de verre ou métallique). L'avantage de l'utilisation des frettes à matériaux non conducteurs réside dans le fait qu'il n'y pas de pertes supplémentaires par courants de Foucault. Par contre, des frettes métalliques permettent de maintenir une épaisseur magnétique d'entrefer faible.

Concernant la seconde contrainte mécanique, les fonctionnements proches des vitesses critiques peuvent conduire à une rupture de l'entraînement. Nous pouvons trouver différentes formulations estimant la première vitesse critique dans la littérature [63][64]. Parmi ces modèles, nous utiliserons la formulation pour un rotor de structure simple présentée **Figure 22** :

$$\Omega_{c1} = \sqrt{\frac{3E_y}{2d_{fer}}} \sqrt{\frac{R_0^2}{l^4 + Ll^3 \left(\frac{R_r}{R_0}\right)^2}} \quad (2.62)$$

Avec E_y , le module d'Young du matériau en considéré ($210.10^9 \text{ N}/\text{m}^2$ pour l'acier) et d_{fer} , la densité du fer ($7800 \text{ kg}/\text{m}^3$).

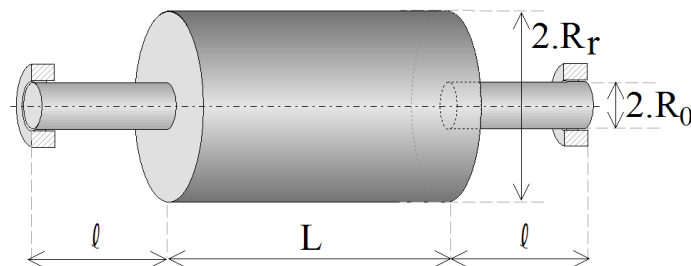


Figure 22 : Géométrie du rotor.

A l'aide des équations (2.61) et (2.62), nous traçons sur la **Figure 23** les limites liées à la vitesse périphérique maximale pour différentes valeurs de V_{pmax} et à la première vitesse critique pour différents rapports L/R_r . Nous fixons ici les rapports suivants : $R_r/R=0.4$, $R_0/R=0.15$ et $\ell/L=0.3$.

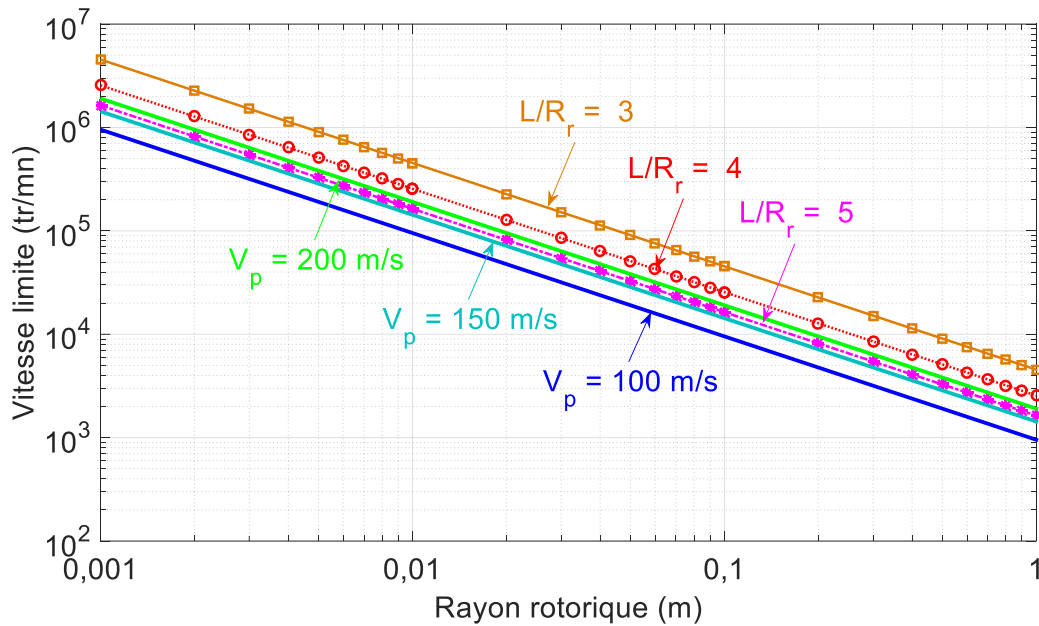


Figure 23 : Evolution du rayon rotorique en fonction des contraintes mécaniques pour différentes vitesses de rotation.

La **Figure 23** montre que pour une vitesse périphérique 150 m/s, la longueur maximale possible ne peut pas dépasser 5 fois le rayon extérieur du rotor. Ce rapport est à 4 pour une vitesse périphérique de 200 m/s. Nous retiendrons donc, pour une vitesse périphérique maximale de 150 m/s, la contrainte suivante :

$$\frac{L}{R_r} \approx \frac{L}{R_s} = \tau_L \leq 5 \quad (2.63)$$

2.1.7. Modélisation et contrainte thermique

Une élévation importante en température dans la machine peut conduire à diverses conséquences telles que la démagnétisation des aimants et la dégradation de l'isolant. Afin de prévenir ces problèmes tout en obtenant les meilleures performances, il est nécessaire de prendre en considération les contraintes liées à la température dès la phase du dimensionnement.

Il s'agit d'assurer que la différence de température entre le point le plus chaud de la machine et l'environnement ambiant ΔT_{max} ne dépasse pas la limite de fonctionnement en température des matériaux utilisés :

$$\Delta T_{max} \leq \Delta T_{limite} \quad (2.64)$$

Dans la pratique, lorsqu'on maximise la puissance volumique (ou massique), l'optimisation conduit naturellement à travailler à cette limite en température telle que :

$$\Delta T_{max} = \Delta T_{limite} \quad (2.65)$$

L'échauffement de la machine peut se calculer par des méthodes numériques ou analytiques [65][66][67]. Nous avons fait le choix d'un modèle thermique simple sous forme d'un circuit comprenant des résistances thermiques. Pour ce type de modèle, on peut ajouter différentes résistances dans le circuit pour différents trajets de flux thermiques afin d'obtenir la précision et le nombre de points de température souhaités.

Nous avons construit notre modèle thermique à partir du schéma présenté **Figure 24** [68][69]. Ce modèle représente, dans le cas où les pertes au rotor sont négligeables, les trajets du flux de chaleur au stator. On commencera ici, par présenter la modélisation en considérant le flux de chaleur complètement radial. Ce modèle offre une précision acceptable en particulier pour les petites machines et permet d'exprimer la contrainte thermique sous une forme simple via l'utilisation d'un coefficient d'échange thermique équivalent (h_{eq}) :

$$\Delta T_{limite} = \frac{\sum Pertes}{h_{eq} S_{th}} \quad (2.66)$$

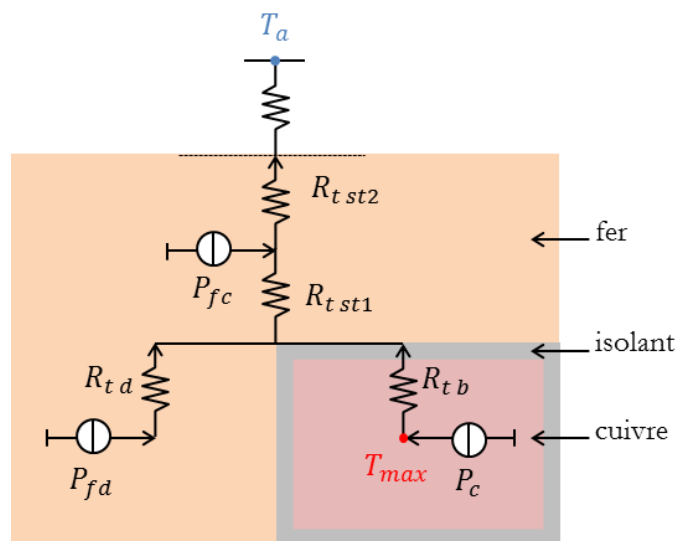


Figure 24 : Circuit thermique équivalent

Le modèle se base sur les hypothèses suivantes :

- une étude en régime permanent,
- des pertes au rotor et des pertes mécaniques négligeables,
- le transfert de chaleur axial n'est pas considéré,
- une extraction de la chaleur en surface par convection (naturelle ou forcée),
- le bobinage logé dans les encoches sera remplacé par un milieu homogène de conductivité thermique équivalente λ_b (qui est égale à 5W/m.K [70]).

Le point de température le plus chaud est ici logé dans le bobinage. L'élévation de température ΔT entre T_{max} et la température de l'air ambiant T_a est déterminée par la relation :

$$\Delta T = \left(\frac{1}{h_{cv} S_{th}} + R_{th\ int} \right) \sum P_{ertes} \quad (2.67)$$

où $\sum P_{ertes}$ représente les pertes totales, h_{cv} le coefficient d'échange thermique par convection (forcée ou naturelle) et S_{th} la surface d'échange thermique. Cette dernière s'exprime :

$$S_{th} = 2\pi R(xR + L) \quad (2.68)$$

On note ici x le facteur de correction compris entre 0 et 1 selon le degré de participation des flasques à l'échange thermique. La résistance $R_{th\ int}$ présentant le transfert thermique par conduction est une fonction de la géométrie, des conductivités thermiques des matériaux (fer, isolant, cuivre) et de la répartition des pertes dans la machine.

Posons u , v , w les taux de pertes pour le cuivre, la culasse et les dents, respectivement. On a donc :

$$P_c = u \sum P_{ertes} \quad (2.69)$$

$$P_{fc} = v \sum P_{ertes} \quad (2.70)$$

$$P_{fd} = w \sum P_{ertes} \quad (2.71)$$

Alors, la résistance $R_{th\ int}$ peut s'exprimer :

$$R_{th\ int} = u(R_{tb}) + (u + w)R_{t\ st1} + R_{t\ st2} \quad (2.72)$$

Avec :

$$R_{tb} = \frac{1}{4\pi k_d \lambda_b L} \left(1 - \frac{2R_s^2 \ln(R_b/R_s)}{R_b^2 - R_s^2} \right) \quad (2.73)$$

$$R_{t\ st1} = \frac{1}{4\pi \lambda_{st} L} \left(\frac{2R^2 \ln(R/R_b)}{R^2 - R_b^2} - 1 \right) \quad (2.74)$$

$$R_{t\ st2} = \frac{1}{4\pi \lambda_{st} L} \left(1 - \frac{2R_b^2 \ln(R/R_b)}{R^2 - R_b^2} \right) \quad (2.75)$$

On peut ramener la conduction à une convection équivalente en définissant un coefficient d'échange fictif h_{int} tel que :

$$h_{int} = \frac{1}{R_{th\ int} S_{th}} \quad (2.76)$$

Alors, l'équation (2.67) peut s'écrire :

$$\Delta T = \left(\frac{1}{h_{cv} S_{th}} + \frac{1}{h_{int} S_{th}} \right) \sum P_{pertes} = \frac{1}{h_{eq} S_{th}} \sum P_{pertes} \quad (2.77)$$

Où :

$$\frac{1}{h_{eq}} = \frac{1}{h_{cv}} + \frac{1}{h_{int}} \quad (2.78)$$

Ce coefficient équivalent est calculé en fonction du rayon externe R , en considérant les données de machines optimales pour une machine à hautes vitesses [69]. Les paramètres utilisés sont donnés dans le **Tableau 1**.

Tableau 1: Paramètres utilisés pour le calcul de la résistance thermique équivalente interne $R_{th\ int}$

Paramètre	Valeur	
h_{cv}	10 W/m ² K	Echange thermique par convection naturelle
	100 W/m ² K	Echange par convection forcée
k_d	0.5	Rapport ouverture dent/pas dentaire
L	5 $r_s R$	Longueur active
r_s	0.44	Rayon interne du stator réduit
R_b	0.73	Rayon de fond d'encoche réduit
u	50 %	Taux de pertes cuivre
v	17,7 %	Taux de pertes fer dans la culasse
w	32,3 %	Taux de pertes fer dans les dents
λ_b	5 W/m.K	Conductivité thermique équivalente d'encoche (cuivre + isolant)
λ_{st}	25 W/m.K	Conductivité du fer

La **Figure 25** montre comment les effets d'échelle interviennent dans l'évolution des coefficients d'échange thermique en convection naturelle ($h_{cv} = 10$ W/m²K). D'une certaine façon, on peut considérer que le cas des machines rapides (de dimensions réduites) constitue un problème thermique spécifique où l'extraction thermique se fait principalement en surface avec $h_{eq} \approx h_{cv}$ contrairement aux machines de grandes dimensions où l'on cherchera une extraction en volume.

La **Figure 25** montre l'évolution des différents coefficients d'échange thermique en fonction du rayon externe R . Dans le cas d'une convection naturelle ($h_{cv} = 10 \text{ W/m}^2\text{K}$), on peut avantageusement exprimer la contrainte thermique sous la forme simple :

$$\Delta T \sim \frac{1}{h_{cv} S_{th}} \sum P_{ertes} \quad (2.79)$$

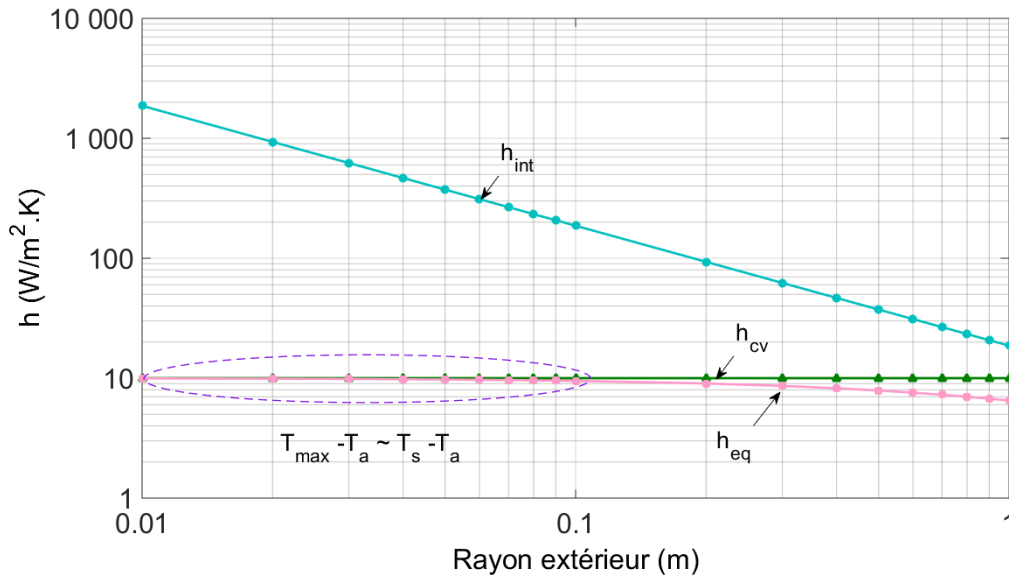


Figure 25 : Evolution des coefficients d'échange thermique en fonction de la géométrie (cas d'une convection naturelle).

Dans le cas d'une convection forcée ($h_{cv} = 50\text{-}20000 \text{ W/m}^2\text{K}$) ou d'une machine de rayons importants (supérieurs à quelques dizaines de centimètres), le coefficient h_{cv} est du même ordre grandeur que le coefficient h_{int} , le coefficient équivalent h_{eq} ne peut alors plus être approximé par un seul coefficient h_{cv} . Il est donc nécessaire de tenir compte du coefficient h_{int} . Dans ce cas, la prise en compte du transfert thermique entre dent et encoche par l'ajout de la résistance thermique $R_{t\,db}$ dans le modèle thermique est nécessaire [69] (cf. **Figure 26**).

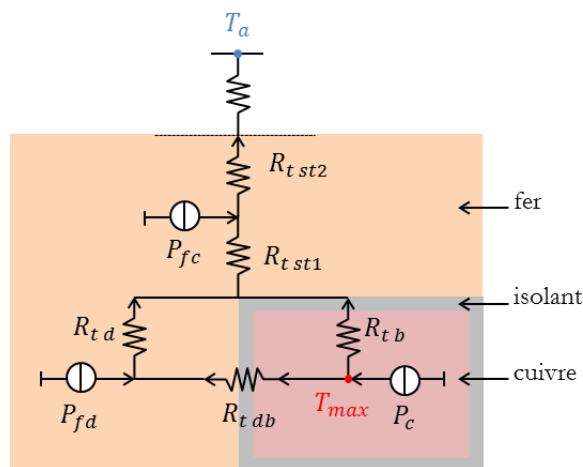


Figure 26 : Circuit thermique équivalent avec le transfert thermique entre dent et encoche.

2.2. Modèle par réseau de réductances pour la validation sur cycle

Après optimiser la machine sur la base de la modélisation analytique présentée §2.1, l'étape suivante est, d'une part, de vérifier les hypothèses sur lesquelles le dimensionnement repose et, d'autre part, de vérifier le calcul des performances sur tous les points du cycle. Pour cela, l'utilisation d'un modèle numérique tel que les éléments finis présente un inconvénient rédhibitoire : un temps de calcul trop important, notamment dans une phase de pré-dimensionnement. Nous avons donc fait le choix d'une modélisation semi-analytique par réseaux de réductances pour effectuer la validation sur cycle. Cette modélisation offre un bon compromis entre précision et temps de calcul. Ce type de modèles convient aussi bien aux structures 2-D qu'aux structures 3-D et permet la prise en compte de la non-linéarité des matériaux magnétiques.

Il existe deux approches aboutissant à des modèles ayant des temps d'exécution plus ou moins rapides. La première approche, basée sur l'hypothèse du premier harmonique, ne permet pas d'obtenir les formes d'onde avec leurs ondulations des grandeurs électromagnétiques telles que l'induction ou le couple [71][72]. La deuxième approche permet de modéliser le changement de l'état magnétique de la machine lorsque le rotor est en mouvement [73][74][75]. Celle-ci permet de prendre en compte les harmoniques d'espace et de temps. Nous avons adopté cette seconde approche dans notre étude.

Le principe des réseaux de réductances consiste à faire l'équivalence entre les grandeurs magnétiques et les grandeurs électriques [76][77]. Par analogie entre équations magnétiques et électriques, les flux magnétiques sont équivalents aux courants électriques, les réductances aux résistances électriques et les forces magnétomotrices aux tensions. Une fois le réseau de réductances établi, la résolution peut se faire à l'aide des lois de Kirchhoff.

Dans ce paragraphe, nous présenterons la modélisation par réseaux de réductances d'une machine synchrone à aimants permanents déposés en surface. La présentation commence par tout d'abord une définition des éléments de base du réseau : réductances magnétiques et méthodes de calcul. La modélisation des aimants sera présentée dans un second temps. Ensuite, nous aborderons des méthodes permettant de prendre en compte différents effets : les fuites, la réaction d'induit, le mouvement du rotor, le couplage de la machine avec le convertisseur d'alimentation et la commande. Enfin, nous comparerons différents réseaux de niveaux de complexité différents et ferons le choix du réseau le mieux adapté pour notre validation sur cycle.

2.2.1. Réductance magnétique

L'établissement du réseau de réductances repose sur la discrétisation spatiale des lignes de champ en tubes de flux. En effet, pour définir une réductance, on est obligé de lui associer un tube de flux. La **Figure 27** présente un tube de flux délimité par deux surfaces *équipotentiels* qui sont respectivement aux potentiels magnétiques ϵ_1 et ϵ_2 . Dans le tube, les trajectoires de flux sont supposées unidirectionnelles.

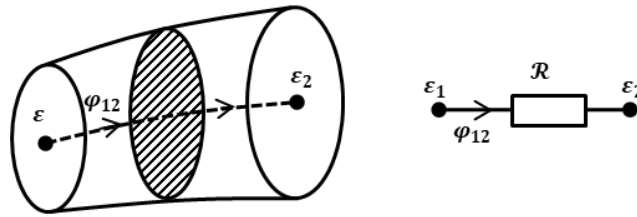


Figure 27 : Géométrie d'un tube de flux magnétique et sa réluctance correspondante.

Une fois que les tubes de flux sont identifiés, ils peuvent être modélisés par des réluctances. Les expressions de ces réluctances peuvent être obtenues à partir d'un calcul analytique [78] ou à l'aide d'un calcul numérique en magnétostatique [79][80][81]. Ces réluctances peuvent avoir des comportements linéaire ou saturé.

Détermination de la réluctance par un calcul analytique

Analogue au calcul de la résistance d'un conducteur électrique, la valeur de la réluctance associée à un tube de flux peut être calculée par une intégrale sur la longueur du circuit l , divisée par la surface S ainsi que par sa perméabilité magnétique μ :

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\mu} \int_0^l \frac{dl}{S} \quad (2.80)$$

Ces calculs s'adaptent aux tubes de flux ayant des formes géométriques régulières. La **Figure 28** présente les formes géométriques utilisées dans cette thèse et leurs expressions associées.

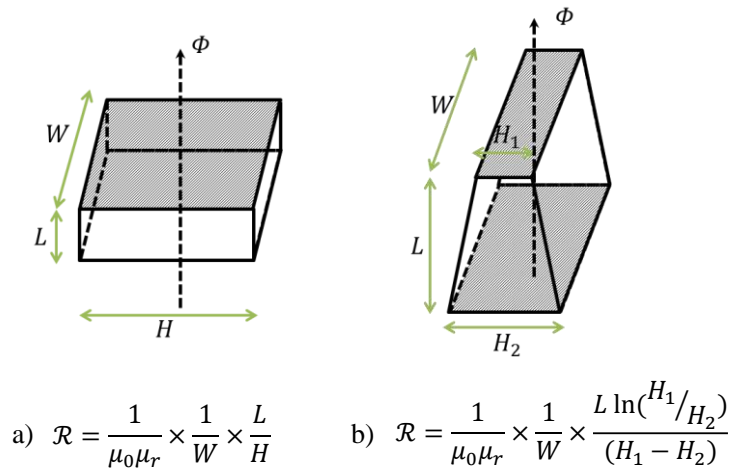


Figure 28 : Tubes de flux utilisés et leurs expressions.

Détermination de la réluctance par un calcul numérique

Le calcul numérique permet d'obtenir avec précision la valeur des réluctances pour des trajets de flux complexes, comme c'est le cas par exemple dans l'entrefer. Cette approche consiste à

résoudre les équations de Maxwell en magnétostatique en 2-D. La résolution des équations fournit la distribution du champ magnétique dans les différentes zones de la machine. Elle permet de visualiser les tubes de flux en appuyant sur le principe des équipotentiels et de la conservation du flux. Les valeurs de ré reluctances associées à ces tubes de flux s'effectuent via la connaissance de la différence de potentiel magnétique scalaire $\Delta\varepsilon$ et du flux magnétique φ obtenu en régime linéaire selon la relation suivante :

$$\mathcal{R} = \frac{\Delta\varepsilon}{\varphi} \quad (2.81)$$

Si la résolution des équations de Maxwell utilise la formulation en potentiel vecteur magnétique A , le calcul de la différence de potentiel magnétique et du flux magnétique se détermine par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi = (A_1 - A_2) \times L \\ \Delta\varepsilon = \int_C^D \vec{H} \cdot d\vec{l} \end{cases} \quad (2.82)$$

où A_1 et A_2 sont respectivement le potentiel des deux surfaces latérales équipotentiels du tube de flux comme le montre la **Figure 29**, L la longueur de la machine.

Dans le cas où la formulation en potentiel scalaire est utilisée, on peut obtenir $\Delta\varepsilon$ et φ comme suit :

$$\begin{cases} \varphi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \\ \Delta\varepsilon = \varepsilon_D - \varepsilon_C \end{cases} \quad (2.83)$$

où ε_D et ε_C sont respectivement le potentiel des deux surfaces équipotentiels perpendiculaires aux lignes de champ comme montrées sur la **Figure 29**.

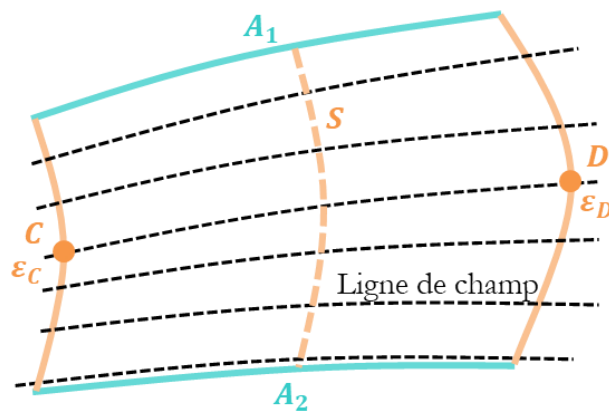


Figure 29 : Détermination numérique de la ré reluctance par les formulations en potentiels vecteurs et potentiels scalaires.

2.2.2. Modélisation de l'aimant

Dans le modèle à réseau de réductances, un aimant permanent peut être modélisé par une source de force magnétomotrice mise en série avec une réductance.

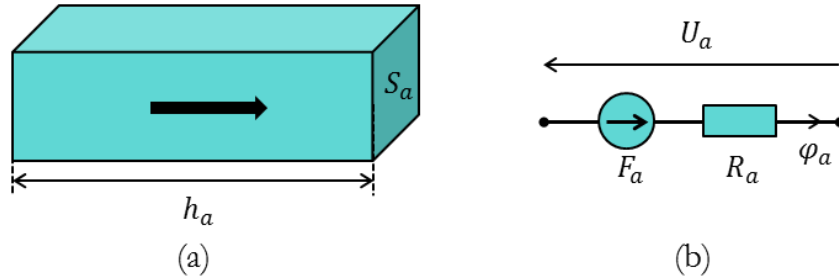


Figure 30 : Aimant permanent et modèle associé

Avec :

$$F_a = \frac{B_r h_a}{\mu_0 \mu_{ra}} \quad (2.84)$$

Et, dans l'hypothèse d'un flux unidirectionnel :

$$R_a = \frac{h_a}{\mu_0 \mu_{ra} S_a} \quad (2.85)$$

2.2.3. Prise en compte de la réaction d'induit

La prise en compte des courants statoriques dans les encoches peut être modélisée par des sources de forces magnétomotrices dont la distribution dans le circuit magnétique doit vérifier le théorème d'Ampère. Il y a généralement deux façons d'introduire ces sources : dans les dents (**Figure 31(a)**) ou dans la culasse (**Figure 31(b)**) [79]. En pratique, la détermination des valeurs des sources est plus simple lorsqu'elles sont introduites dans la culasse. Dans ce cas, la relation entre les forces magnétomotrices et les courants des phases peut s'exprimer comme suit :

$$[F_s]_{Z_s \times 1} = [W]_{Z_s \times 3} [i_{ph}(t)]_{3 \times 1} \quad (2.86)$$

avec $[W]_{Z_s \times 3}$ la matrice de distribution du bobinage d'une machine triphasée ayant Z_s encoches (cf. **Annexes**).

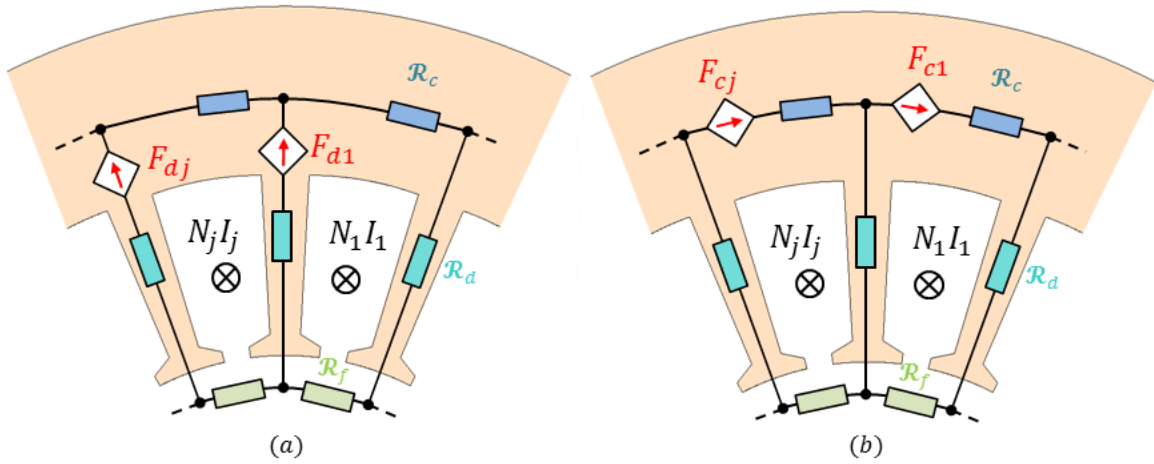


Figure 31 : Introduction des sources de forces magnétomotrices des courants statoriques dans les dents (a) et dans la culasse (b).

2.2.4. Prise en compte des fuites

Afin de prendre en compte les flux de fuite dans le réseau de réductances, on introduit des réductances de fuite. La détermination de ces réductances est assez délicate car les trajets des flux de fuite, principalement dans l'air, ne sont pas faciles à prédire et variables en fonction de la position du rotor et du point de fonctionnement. Les calculs se basent donc sur des hypothèses simplificatrices. Nous montrons sur la **Figure 32**, pour deux formes d'encoches, l'expression de ces réductances de fuite au niveau de l'encoche obtenue par calculs analytiques lorsque les flux de fuites sont supposés orthoradiaux [59]. La **Figure 33** montre l'intégration des réductances de fuite dans le réseau.

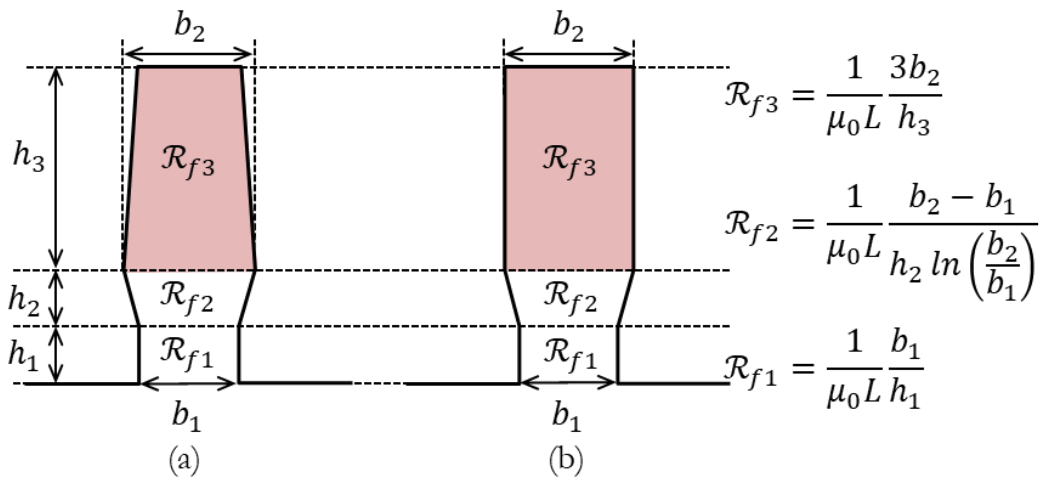


Figure 32 : Dimensions de différentes formes d'encoche pour le calcul des réductances de fuite.

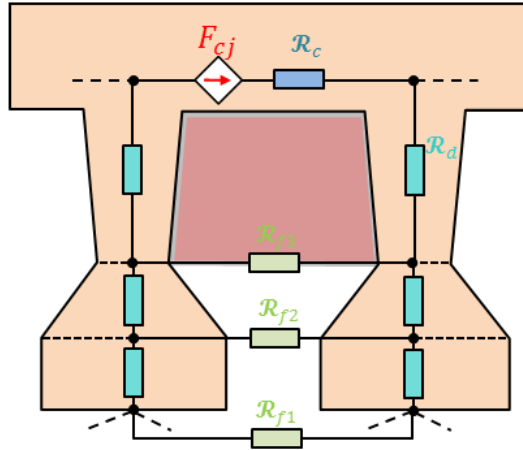


Figure 33 : Réseau avec prise en compte des fuites dans les encoches.

2.2.5. Prise en compte du mouvement du rotor

Il existe plusieurs méthodes permettant de prendre en compte le mouvement du rotor par les réseaux de réductances [82][83][84][85][86]. Nous allons utiliser la méthode présentée dans [85] qui consiste à utiliser un réseau de réductances dans l'entrefer comme présenté sur la **Figure 34(a)**. Chaque nœud NS_i du stator est relié à un nœud NR_j du rotor par une réductance d'entrefer $\mathcal{R}_{S_iR_j}$. La valeur de cette dernière varie en fonction de la position du rotor (cf. **Figure 34(b)**).

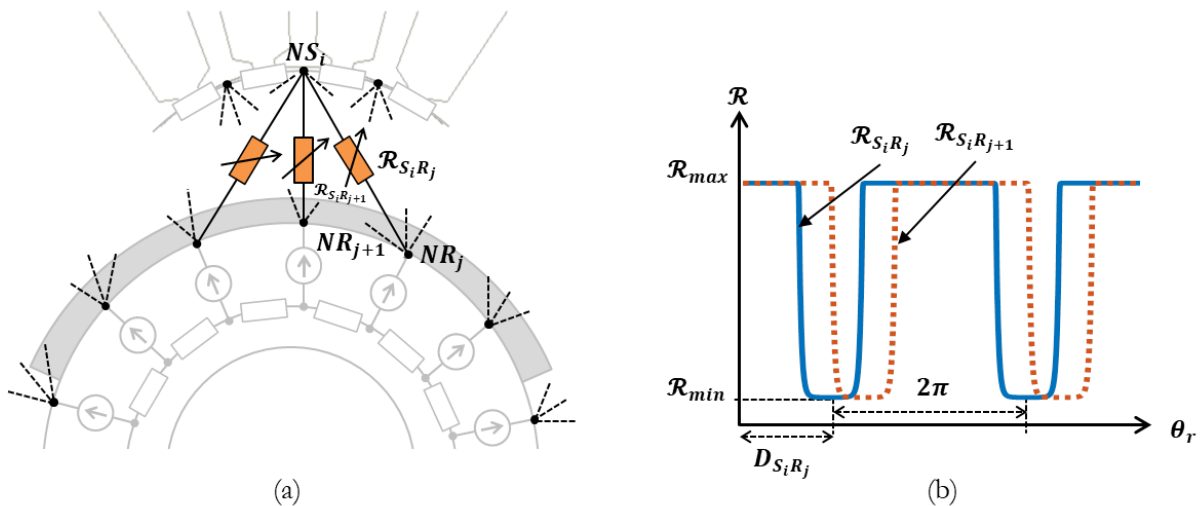


Figure 34 : Réseau de réductances d'entrefer (a) ; Evolution de la réductance d'entrefer en fonction de la position du rotor (b).

Notons que les connexions entre les réductances d'entrefer et les sources sont inchangées avec la rotation du rotor. La rotation, en « étirant » le tube de flux associé à la réductance d'entrefer modifie la valeur des réductances $\mathcal{R}_{S_iR_j}$ en fonction de la position du rotor. Une réductance $\mathcal{R}_{S_iR_j}$ reliant le point NS_i du stator au point NR_j du rotor est associée à un tube de flux délimité par deux surfaces SS_i et SR_j (cf. **Figure 35**). La position de la surface SS_i étant fixe, quand le rotor

tourne, la surface SR_j se déplace, le tube de flux se déforme et la réluctance équivalente varie. Cette réluctance atteint sa valeur minimale lorsque ces deux surfaces sont en vis à vis. Dès qu'elles s'éloignent l'une de l'autre, la valeur de réluctance augmente. La périodicité est donc d'un tour complet pour une machine à une paire de pôles. Afin de déterminer cette réluctance, nous avons adopté la démarche suivante [85]:

- tout d'abord, des valeurs discrètes de réluctance seront estimées pour quelques positions du rotor à l'aide d'un calcul numérique,
- ensuite, ces valeurs discrètes permettront d'établir une fonction analytique continue avec l'aide d'un algorithme d'optimisation.

Détermination de quelques valeurs de la réluctance d'entrefer pour différentes positions du rotor

Nous avons utilisé une méthode numérique appelée la méthode du « contour de dent » (Tooth Contour Method ou TCM) présentée dans [81]. Le calcul numérique peut être adapté aux tubes de flux de géométrie complexe sans aucune nécessité sur la connaissance préalable des trajets de flux. Cette méthode est bien adaptée à la zone de l'entrefer.

Nous allons d'abord présenter l'idée générale de cette méthode. La **Figure 35** montre la configuration du réseau de réluctances dans l'entrefer. La géométrie des dents et du rotor est simplifiée. Notre objectif est de calculer la valeur de la réluctance $\mathcal{R}_{S_i R_j}$ entre le point NS_i de la dent i et le point NR_j du rotor. Comme dans un circuit électrique, la valeur de $\mathcal{R}_{S_i R_j}$ peut être obtenue facilement à partir du flux $\varphi_{i,j}$ circulant dans $\mathcal{R}_{S_i R_j}$ et de la différence de potentiel magnétique entre NS_i et NR_j par :

$$\mathcal{R}_{S_i R_j} = \frac{\Delta\Omega}{\varphi_{ij}} = \frac{\Omega_{NS_i} - \Omega_{NR_j}}{\varphi_{ij}} \quad (2.87)$$

La méthode TCM consiste à résoudre numériquement à l'aide d'un calcul éléments finis un problème magnétostatique formulé en potentiel scalaire magnétique Ω dans l'entrefer. Ce dernier s'écrit comme suit :

$$\mu_0 \nabla^2 \Omega = 0 \quad (2.88)$$

Seul le domaine d'entrefer délimité par le contour des dents statoriques, des encoches et du rotor est considéré. Le point NS_i est associé au contour équipotentiel de surface SS_i et le point NR_j associé au contour équipotentiel de surface SR_j comme le montre la **Figure 35**. Les potentiels Ω_{NS_i} et Ω_{NR_j} sont imposés aux contours SS_i et SR_j respectivement. La résolution par éléments finis permet d'obtenir facilement le flux magnétique φ_j qui passe par le contour SR_j mais il n'est pas possible d'obtenir séparément les flux dans toutes les branches connectées au contour SR_j .

Afin d'obtenir $\varphi_{i,j}$, une solution possible consiste à annuler les flux dans les autres branches en imposant les potentielles identiques sur les contours des dents correspondantes et sur SR_j .

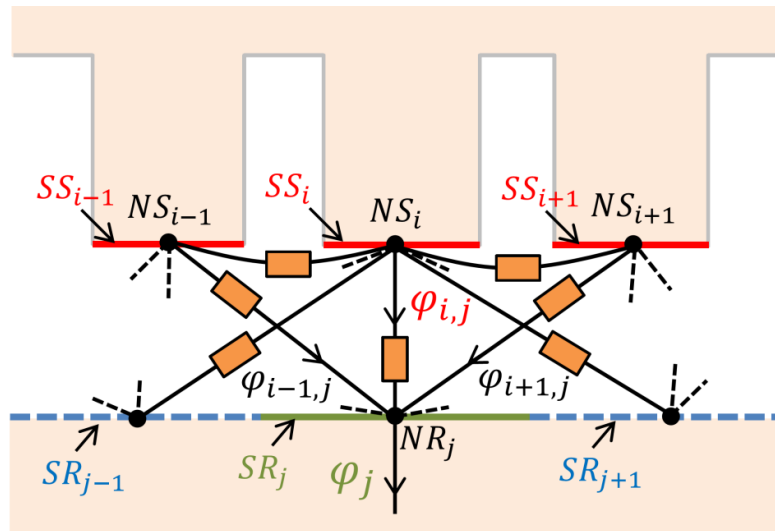


Figure 35 : Domaine d'étude avec des contours et le réseau équivalent des réluctances de l'entrefer.

En appliquant la méthode à notre machine, nous montrons, dans la **Figure 37**, le domaine d'étude avec les conditions aux limites suivantes :

- sur SS_i (marqué par un trait rouge), on impose un potentiel unitaire ($\Omega = 1$) ;
- sur les contours du rotor et des têtes des autres dents (marqué par traits noirs sur la **Figure 37**), on impose un potentiel nul ($\Omega = 0$) ;
- sur les contours des encoches (marqué par traits bleus), on impose la condition aux limites de Neumann $\partial\Omega/\partial n = 0$ qui permet de s'assurer que les lignes de champs restent parallèles avec ces contours.

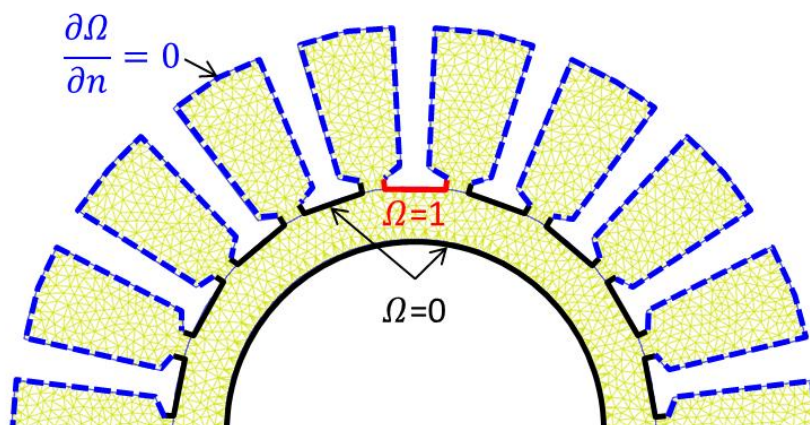


Figure 36 : Domaine d'étude avec les conditions aux limites.

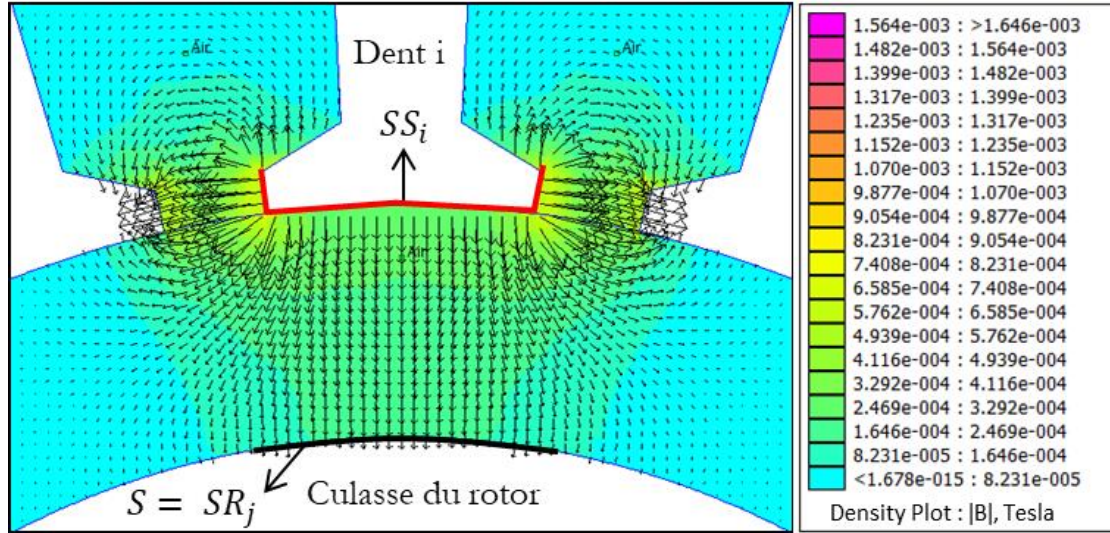


Figure 37 : Distribution du champ magnétique issue de FEMM.

Une fois que le problème magnétostatique, avec les conditions aux limites définies auparavant, est résolu, la distribution de l'induction B peut être obtenue (cf. **Figure 37**). On peut alors calculer le flux traversant la surface SR_j par l'intégrale :

$$\varphi_{i,j} = \int_S B \times dS \quad (2.89)$$

On peut alors en déduire ensuite la réluctance $\mathcal{R}_{S_i R_j}$ à partir des flux φ_{ij} et la différence de potentiel $\Delta\Omega$ selon l'équation (2.87).

Approximation de l'évolution de la réluctance d'entrefer par une fonction analytique

Afin d'obtenir une formulation analytique continue de la réluctance d'entrefer, à partir des valeurs de réluctance obtenues par éléments finis, nous avons fait le choix d'une fonction dite en « cloche » présentée dans [85]:

$$\mathcal{R} = \mathcal{R}_{max} - \frac{\mathcal{R}_{max} - \mathcal{R}_{min}}{1 + \left| \frac{\theta - D}{B} \right|^{2C}} \quad (2.90)$$

La **Figure 38** présente la forme de cette fonction qui est caractérisée par les valeurs \mathcal{R}_{max} , \mathcal{R}_{min} et les coefficients B , C et D . Les valeurs \mathcal{R}_{max} , \mathcal{R}_{min} sont les deux extrémités de la courbe alors que les coefficients B , C influencent la courbure de la fonction (cf. **Figure 38(b)** et cf. **Figure 38(c)**). Le coefficient D permet de décaler la fonction par rapport de l'axe $\theta = 0$ (cf. **Figure 38(a)**).

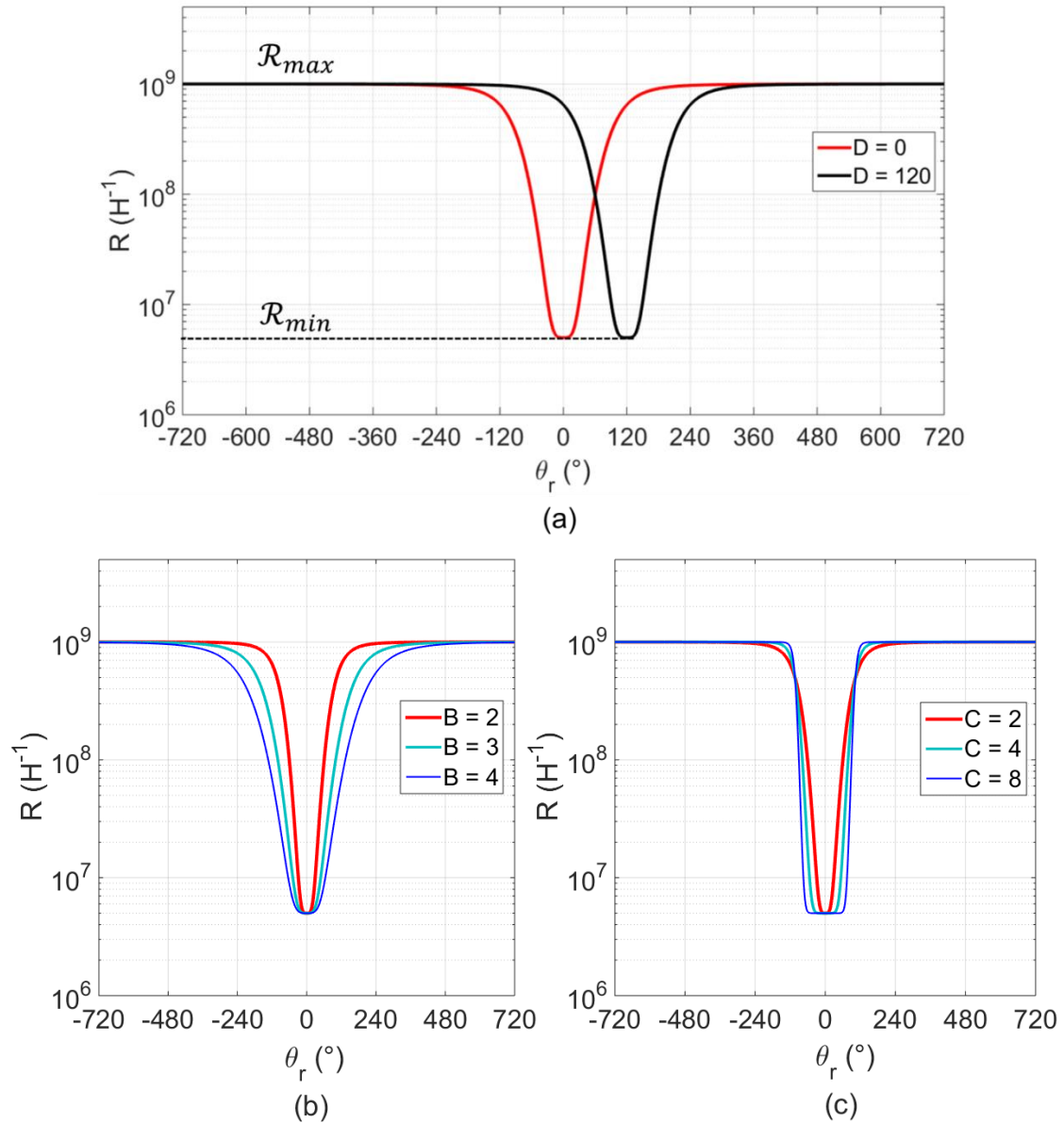


Figure 38 : Forme de la fonction de la réluctance d'entrefer (cf. (2.90)) : influence du coefficient D (a) ; influence du coefficient B (b) ; influence du coefficient C (c).

La réluctance de l'entrefer est minimale (\mathcal{R}_{min}) lorsque contour du rotor est parfaitement aligné à la dent (cf. **Figure 39(a)**). La valeur maximale \mathcal{R}_{max} correspond à la position où le contour du rotor est opposé à la dent (cf. **Figure 39 (b)**). Cette valeur tend vers l'infini. Dans la pratique, on peut choisir une valeur suffisamment grande par rapport à \mathcal{R}_{min} . Dans notre cas, on a choisi $\mathcal{R}_{max} = 200\mathcal{R}_{min}$. Les coefficients B et C peuvent être déterminés via l'utilisation d'un algorithme de minimisation des écarts quadratiques entre les valeurs données par éléments finis (TCM) et la fonction de la réluctance d'entrefer.

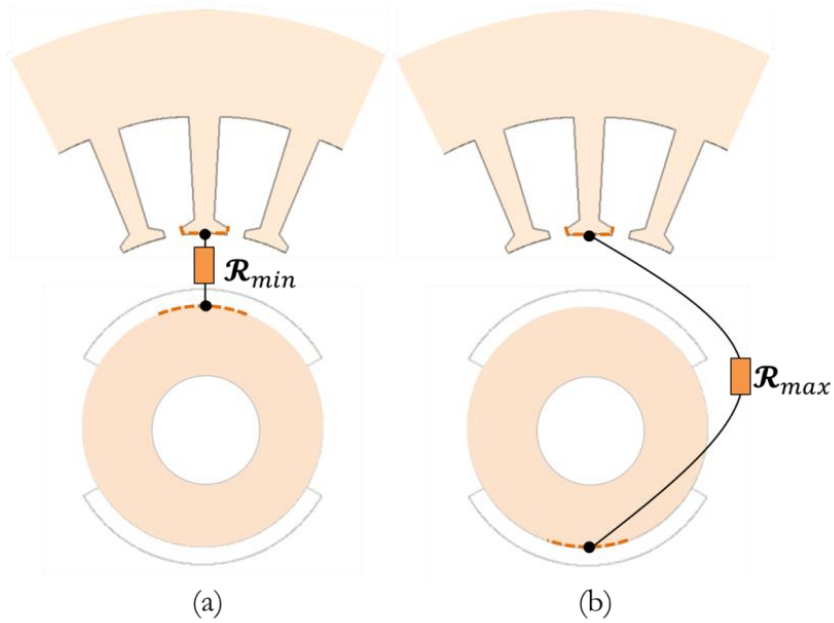


Figure 39 : Positions du rotor correspondant à \mathcal{R}_{min} (a) et \mathcal{R}_{max} (b).

Dans notre travail, cette fonction a été modifiée pour améliorer la précision et pour la rendre périodique. L'expression de la fonction modifiée est donnée ci-dessous :

$$\mathcal{R} = \mathcal{R}_{max} - \frac{\mathcal{R}_{max} - \mathcal{R}_{min}}{1 + \sum_1^m \left| \frac{\theta}{B_m} \right|^{2mC_m}} \quad (2.91)$$

où m est l'ordre de la fonction. En choisissant un ordre m adéquat, on peut obtenir d'une approximation très proche du résultat numérique. Nous montrons un exemple d'utilisation de cette fonction dans le cas de notre machine sur la **Figure 40**. Dans ce cas, les fonctions d'ordre 1 et 2 ne permettent pas une approximation satisfaisante des données calculées par la méthode du contour de dent (TCM). Dans ce cas, il faut utiliser les fonctions d'ordre plus élevé (3 ou 4).

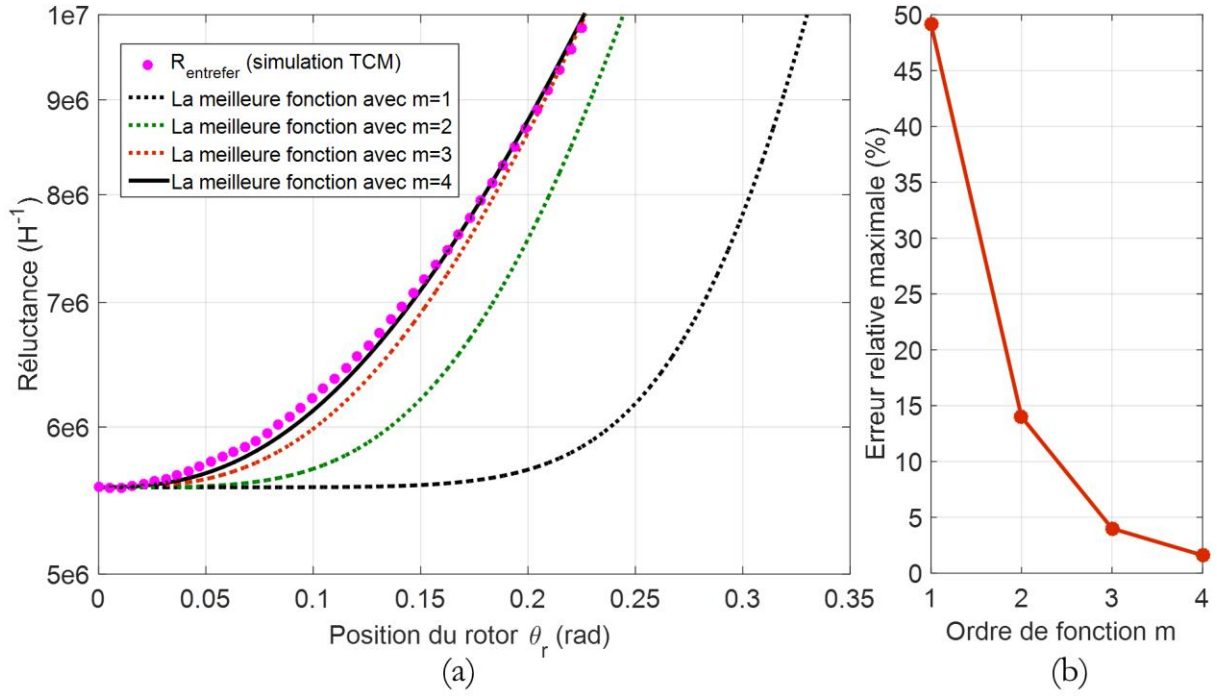


Figure 40 : Reconstruction de la fonction pour différents ordres m (a) et erreur relative correspondante (b).

On remarque également qu'en utilisant la configuration de réseau proposée, les réductances d'entrefer ont toutes la même forme donc la même fonction mais décalées spatialement les unes des autres (cf. **Figure 34(b)**). Ce décalage est fonction du pas dentaire et du nombre de points du réseau au rotor. Pour chaque réductance d'entrefer entre le nœud i du stator et le nœud j du rotor, l'angle de décalage $D_{S_iR_j}$ s'exprime par :

$$D_{S_iR_j} = (i - 1) \frac{2\pi}{Z_s} - (j - 1) \frac{2\pi}{N_r} \quad (2.92)$$

où Z_s est le nombre de dents est le pas dentaire et N_r le nombre de nœuds du rotor. La fonction de la réductance d'entrefer $\mathcal{R}_{S_iR_j}$ devient alors :

$$\mathcal{R}_{S_iR_j} = \mathcal{R}_{max} - \frac{\mathcal{R}_{max} - \mathcal{R}_{min}}{1 + \sum_1^m \left| \frac{\theta - D_{S_iR_j}}{B_m} \right|^{2mC_m}} \quad (2.93)$$

Notons également que les réductances varient de façon périodique. La période de variation correspond à un tour mécanique de la machine car les surfaces SS_i et SR_j s'alignent à nouveau. Pour rendre la fonction périodique, la fonction précédente est modifiée de la façon suivante :

$$\mathcal{R}_{S_i R_j} = \mathcal{R}_{max} - \frac{\mathcal{R}_{max} - \mathcal{R}_{min}}{1 + \sum_1^m \left| \frac{\theta - D_{S_i R_j}}{B_m} \right|^{2m C_m}} - \frac{\mathcal{R}_{max} - \mathcal{R}_{min}}{1 + \sum_1^m \left| \frac{\theta - D_{S_i R_j} - 2\pi}{B_m} \right|^{2m C_m}} - \frac{\mathcal{R}_{max} - \mathcal{R}_{min}}{1 + \sum_1^m \left| \frac{\theta - D_{S_i R_j} + 2\pi}{B_m} \right|^{2m C_m}} \quad (2.94)$$

2.2.6. Prise en compte du couplage électrique avec le convertisseur d'alimentation

Dans cette partie, nous allons présenter le couplage du circuit magnétique de la machine modélisé par le réseau de réluctances avec son circuit électrique d'alimentation qui se compose d'un convertisseur à découpage avec commande en modulation de largeur d'impulsion (MLI) connecté à un bus continu imposant une tension fixe U_{DC} comme montré sur la **Figure 41**.

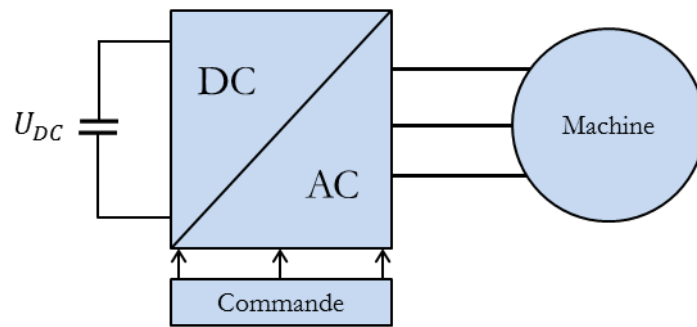


Figure 41 : Machine avec son système d'alimentation

Modélisation du couplage électrique-magnétique

Considérons l'exemple simple du circuit magnétique présenté sur la **Figure 42(a)**. Le couplage entre deux circuits, électrique et magnétique, se retrouve dans les deux expressions : loi de Faraday et théorème d'Ampère :

$$E = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (2.95)$$

$$F = N.I \quad (2.96)$$

La force électromotrice \mathbf{E} dans le bobinage est obtenue par la dérivée du flux propre total. La force magnétomotrice \mathbf{F} dépend du courant électrique. Dans un modèle de type circuit, ce couplage peut être représenté par ce qu'on appelle un *gyrateur modifié* [87]. Un schéma de ce composant est montré **Figure 42(b)**.

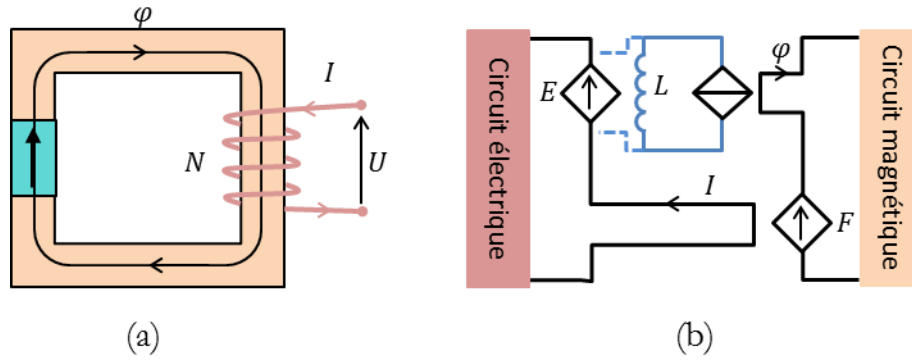


Figure 42 : Exemple d'un circuit magnétique simple (a) ; Représentation du couplage électrique-magnétique (b).

Les composants permettant de réaliser le couplage électrique-magnétique sont présentés dans le tableau suivant.

Tableau 2 : Eléments du gyrateur modifié

Descriptions	Symboles	Composants	Type	Gains
Force électromotrice	E		STCT	-1
Force magnétomotrice	F		STCC	N
Flux magnétique	Φ		SCCC	1
Inductance de couplage	L		-	N

Avec :

STCT : Source de Tension Commandée en Tension

STCC : Source de Tension Commandée en Courant

SCCC : Source de Courant Commandée en Courant

Modélisation du circuit électrique

Dans notre travail, nous avons utilisé la méthode de Potier pour modéliser le circuit électrique [88]. Dans cette modélisation, la force électromotrice induite dans le bobinage d'une phase résulte du flux total provenant des aimants et des flux propre et mutuels du bobinage triphasé. Les trois forces électromotrices E_A, E_B, E_C des trois phases (cf. *Figure 43*) peuvent se calculer à partir de la dérivée des flux captés dans les dents ($\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_{Z_s}$) via la matrice présentant la distribution du bobinage des machines dans les encoches. Pour une machine de Z_s dents, cette relation s'écrit:

$$\begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix} = [W]_{3 \times Z_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix}_{Z_s \times Z_s} \begin{bmatrix} d\varphi_1/dt \\ d\varphi_2/dt \\ \vdots \\ d\varphi_{Z_s}/dt \end{bmatrix} \quad (2.97)$$

Prise en compte du convertisseur et de la commande

Nos travaux de dimensionnement et d'optimisation ont été faits en considérant une alimentation linéaire avec courants sinusoïdaux. Cela ne peut être approché que lorsque la fréquence de découpage du composant de puissance est très grande par rapport à la fréquence du signal de référence. Celle-ci est souvent limitée par la technologie et les pertes par commutation. Pour un fonctionnement à haute vitesse et pleine puissance, on peut être amené à baisser la fréquence de découpage. Dans ce cas, l'alimentation en courants parfaitement sinusoïdaux ne peut plus être assurée ce qui introduit des composantes harmoniques, sources de pertes supplémentaires dans la machine.

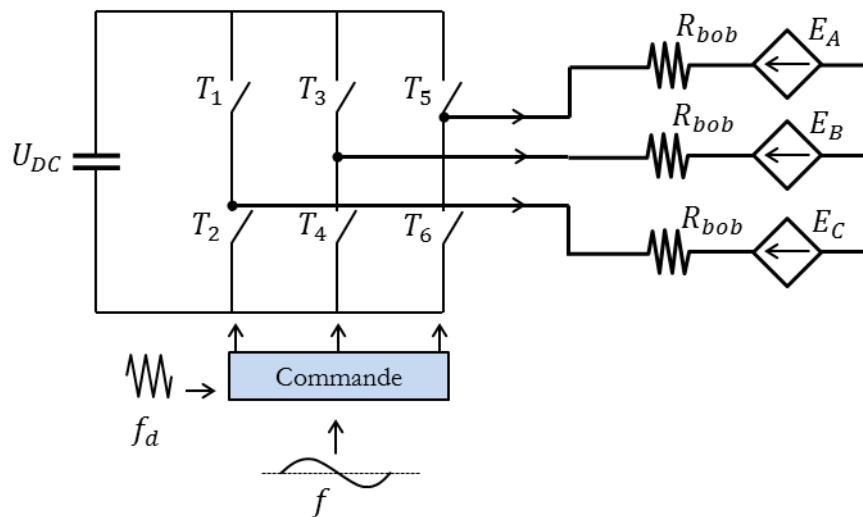


Figure 43 : Schéma de connexion de la machine au convertisseur, au bus continu et à la commande

Il est alors intéressant d'exploiter les possibilités de la modélisation par approche circuit (avec couplage magnétique et électrique) pour étudier l'influence du mode d'alimentation sur les performances de la machine d'une part, et de l'association convertisseur machine d'autre part. La modélisation par réseaux de réductances, avec son approche circuit, couplée à un modèle électrique via l'utilisation des gyrateurs a été effectuée avec simulation par le logiciel « LTSpice ».

Nous avons distingué deux modes de commande :

- une commande en MLI sinus. Dans ce cas, la loi de commande des interrupteurs du convertisseur que nous avons choisie se base sur la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal de fréquence f (fréquence fondamentale des courants) avec un signal

triangulaire de fréquence f_d (fréquence de découpage). On définit m le rapport entre ces deux fréquences tel que $m = f_d/f$. Le rapport m est grand (quelques dizaines),

- une commande dite pleine onde pour les fonctionnements à vitesses élevées. Dans ce cas, les interrupteurs du convertisseur sont commandés pour commuter à 180° .

2.2.7. Etablissement du réseau

Comme nous l'avons précisé précédemment, le développement du modèle par réseau de réductances a pour but de vérifier les performances de la machine optimisée sur un cycle de fonctionnement à partir du modèle analytique. Pour éviter un temps de calcul trop long, notre objectif a été d'établir un réseau simple avec un bon compromis entre temps de calcul et précision. De ce point de vue, le nombre de réductances d'entrefer semble être un paramètre clef. Nous avons donc étudié l'influence du nombre de réductances d'entrefer par modification du nombre de nœuds du rotor. Le niveau de complexité se fait alors en augmentant le nombre de nœuds rotoriques.

Le développement des modèles présentés ici est généralisé aux machines à aimants permanents déposés en surface. En guise de support à la présentation, nous prenons l'exemple d'une machine à une paire de pôles montrée **Figure 44** (dix-huit dents et 2 aimants isolés).

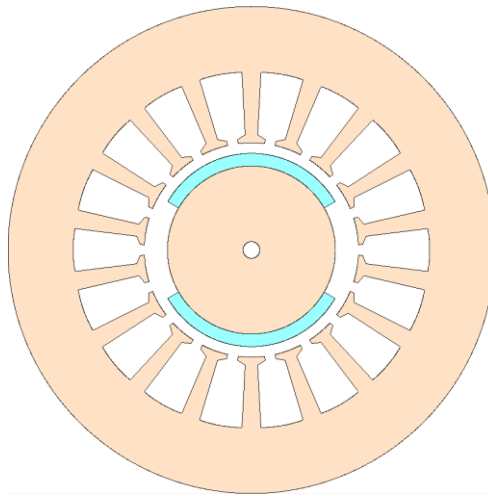


Figure 44 : Machine synchrone à aimants montés en surface

Établissement du réseau de réductances du stator

Nous avons développé un modèle 1D en supposant que les flux sont radiaux dans les dents et orthoradiaux dans la culasse. Une dent est divisée en tubes de flux mis en série avec des expressions analytiques pour chaque réductance. La partie de culasse entre les dents adjacentes est modélisée par une seule réductance. La **Figure 45** montre un exemple du réseau de réductances

obtenu pour un motif dent-culasse. L'amélioration du modèle en ajoutant des réductances, de fuite par exemple, sera envisagée dans un second temps.

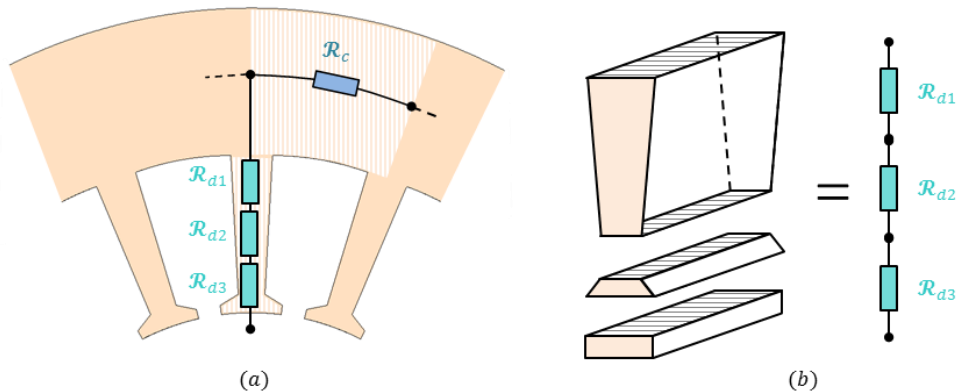


Figure 45 : Réseau de réductances d'un motif dent-culasse (a) ; Discrétisation d'une dent (b)

Établissement du réseau de réductances du rotor

Nous allons expliquer ici la procédure pour établir le réseau du rotor présenté *Figure 46(a)*. On doit distinguer pour la culasse deux surfaces :

- la surface en contact avec l'aimant (en noir) ;
- la surface inter aimants (en rouge).

Ce sont les « surfaces de base » à partir desquelles le réseau du rotor est établi. Ces surfaces peuvent être divisées en plusieurs sections comme le montre la *Figure 46(b,c)*. Le nombre de parties dépendant du niveau de détail souhaité. Les nœuds NR_i du réseau sont ensuite associés à cette répartition.

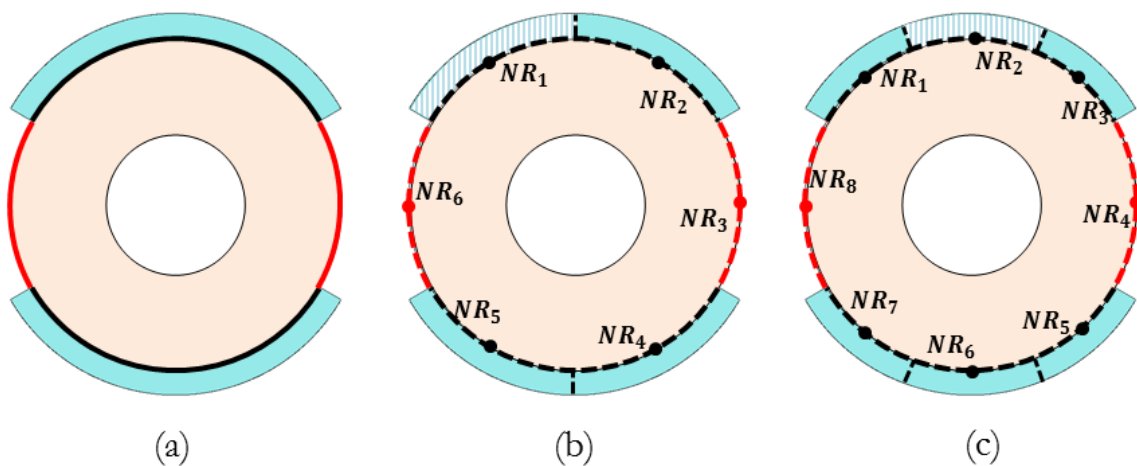


Figure 46 : Définition des surfaces de base (a) ; Création des nœuds du rotor à partir des surfaces de base 6 nœuds (b) et 8 nœuds (c)

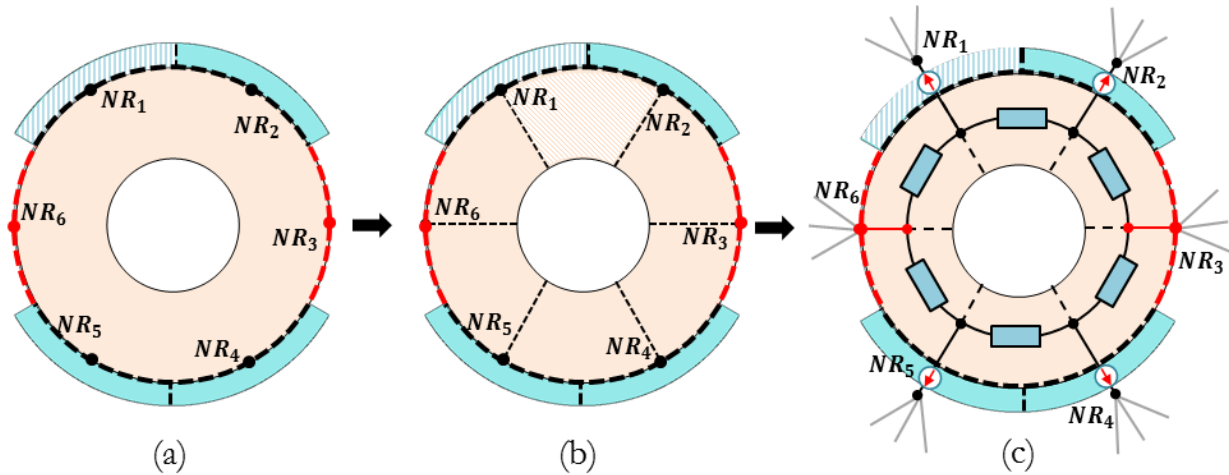


Figure 47 : Exemple de création du réseau rotorique : 6 nœuds à la surface du rotor (a) ; Discretisation de la culasse du rotor (b) ; Réseau rotorique (c)

À partir des nœuds rotoriques, la culasse peut être discrétisée en tubes de flux orthoradiaux comme montré sur la **Figure 47**. Les réluctances associées peuvent être calculées analytiquement par la relation :

$$\mathcal{R}_r = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l_{cr}}{L h_{cr}} \quad (2.98)$$

Finalement, les sources de l'aimant sont introduites entre les nœuds des réluctances \mathcal{R}_r dans le rotor et ceux liés aux surfaces de l'aimant. Chaque source vaut :

$$F_a = \frac{B_r l_a}{\mu_0 \mu_{ra}} \quad (2.99)$$

2.3. Validation des modèles par éléments finis

Nous avons présenté dans les parties précédentes le modèle analytique 1D pour l'optimisation sur cycle et le modèle par réseaux de réluctances pour la validation du résultat. Ces modèles seront, dans cette partie, validés par l'utilisation des éléments finis. Pour cela, nous nous sommes basés sur un banc d'essai constitué de deux machines rapides identiques disponibles au laboratoire IREENA. Ces machines, de type synchrone à aimants montés en surface, ont une puissance de 20kW pour une vitesse maximale de 30 000tr/min. Les paramètres géométriques de ces machines sont donnés dans le **Tableau 3**.

Tableau 3 : Données des machines 30 000tr/min-du laboratoire IREENA

Grandeur	Unité	Valeur
Rayon externe	(mm)	$R = 57.9$
Longueur active	(mm)	$L = 127.3$
Rayon de fond d'encoche	(mm)	$R_b = 40.8$
Rayon interne stator	(mm)	$R_s = 25.5$
Epaisseur des aimants	(mm)	$h_{aim} = 3.0$
Epaisseur d'entrefer	(mm)	$e = 2.5$
Arc des aimants	(°)	$\beta_{aim} = 120$
Nombre de paires de pôles		$p = 1$
Nombre d'encoches/pôle/phase		$N_{es} = 3$
Nombre de conducteurs/encoches		$N_{cs} = 15$
Rapport largeur de dent/pas dentaire		$k_d = 0.30$
Induction rémanente des aimants	(T)	$B_r = 0.9$

2.3.1. Validation du couple électromagnétique

La **Figure 48** montre une comparaison du couple électromagnétique moyen obtenu par le modèle analytique (2.24), le modèle à réseau de réductances et les éléments finis 2D en non linéaire. Les couples sont calculés pour différentes forces magnétomotrices dont la maximale vaut 1000At ($\approx 150\%$ de la valeur nominale 565At). La **Figure 49** montre la carte de champ au fonctionnement nominal par les éléments finis 2D en non linéaire.

Pour tous les points, nous constatons des écarts faibles entre le modèle analytique et les éléments finis. Ils proviennent pour une faible part ici de la saturation. En effet, l'analyse pour le point nominal entre « éléments finis linéaires » et « éléments finis non linéaires » montre une différence de 0.5%, ce qui reste modeste. L'autre source d'erreur provient des effets 2D non considérés dans le modèle analytique. En effet, nous sommes ici dans le cas où l'épaisseur d'entrefer magnétique est relativement grande (9.5% du rayon externe).

Le couple obtenu par le modèle à réseau de réductances se détermine à partir de l'équation (2.24) via l'induction maximale dans l'entrefer à vide B_{fm} . Les résultats montrent des faibles écarts entre le modèle à réseau de réductances et les éléments finis pour tous les points. Comme pour le cas précédent, les sources des écarts ici peuvent provenir de la saturation, des effets 2D et également des fuites.

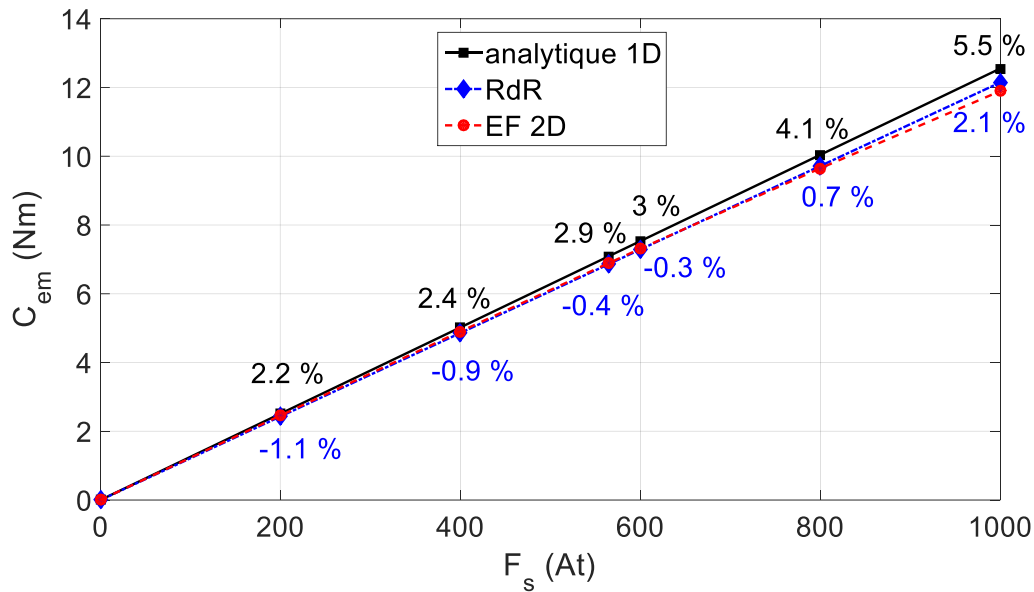


Figure 48 : Ecart du modèle analytique 1D et du modèle à réseau de réductances par rapport du modèle EF-2D en non linéaire

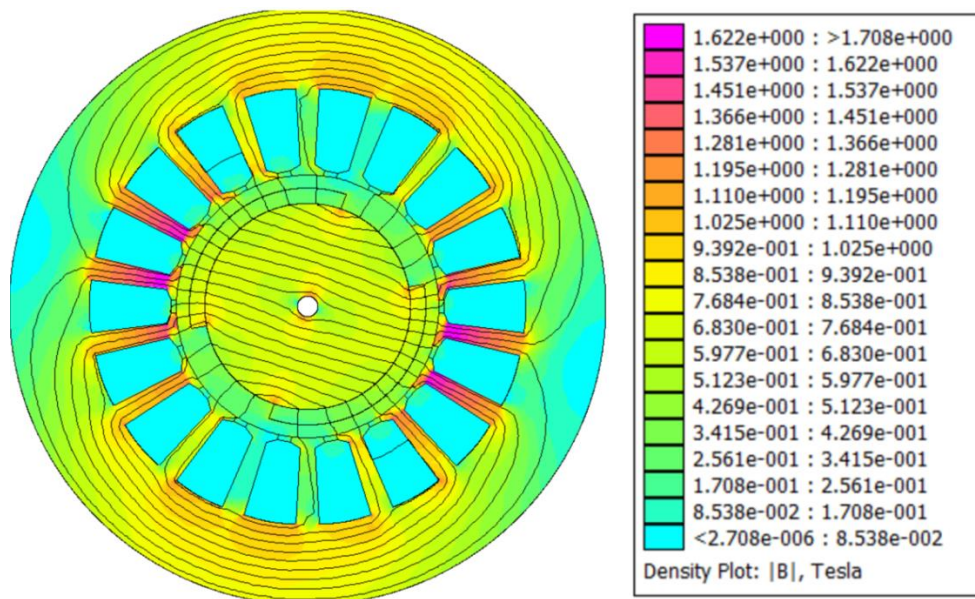


Figure 49 : Carte de champ au fonctionnement nominal

En conclusion, le modèle analytique 1D et le modèle à réseau de réductance permettent de calculer le couple électromagnétique moyen avec une précision que nous jugeons suffisante.

2.3.2. Validation des inductions

Nos premières comparaisons entre éléments finis en non linéaire et modèle analytique nous permettent de prendre conscience des performances ainsi que des limites des modèles utilisés dans notre travail.

Comparaison modèle analytique 1-D – éléments finis

La **Figure 50** trace les inductions dans la dent et dans la culasse obtenues par éléments finis avec leurs deux composantes normale et tangentielle. Ces résultats montrent que les composantes spatiales négligées (composante normale B_{cn} dans la culasse et composante tangentielle B_{dt} dans la dent) par le modèle analytique ont des amplitudes relativement faibles par rapport aux composantes principales (sauf petite zone frontière entre dent et culasse).

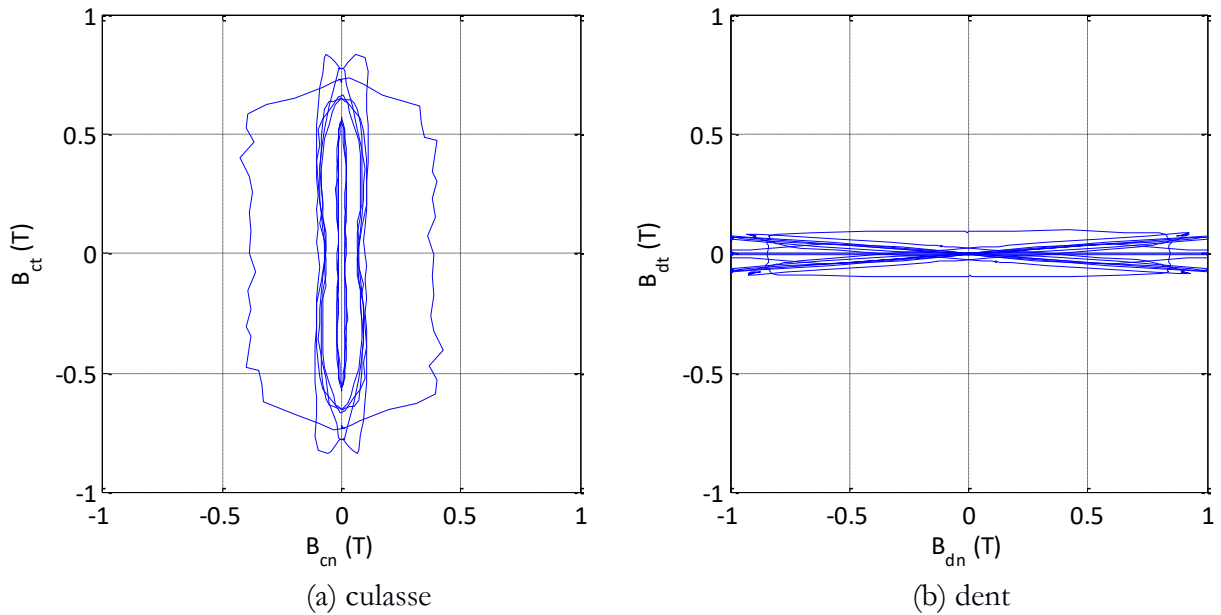


Figure 50 : Inductions obtenues par éléments finis, composantes normales et tangentielles

L'impact de l'effet 2D sur le calcul analytique de pertes peut être quantifié à travers les coefficients suivants :

$$k_{d\ 2D} = 1 + \frac{B_{dn}^2}{B_{tn}^2} \quad (2.100)$$

$$k_{c\ 2D} = 1 + \frac{B_{ct}^2}{B_{cn}^2} \quad (2.101)$$

Avec $k_{d\ 2D}$, le coefficient pour les dents et $k_{c\ 2D}$ le coefficient pour la culasse. Ils représentent les taux de pertes produites par la composante négligée par le modèle analytique. Le **Tableau 4** donne les valeurs obtenues de ces coefficients pour notre machine pour différentes charges. On observe une contribution toujours inférieure à 10 % des pertes par effet 2D. A charge nominale, la composante tangentielle représente 6.8% des pertes dans la culasse et la composante normale seulement 2.7% des pertes dans les dents.

Tableau 4 : Influence des effets 2D sur le calcul des pertes magnétiques

F_{mm} (At)	0	200	400	565	600	800	1000
$k_{c\ 2D}$	1.051	1.055	1.062	1.068	1.069	1.075	1.078
$k_{d\ 2D}$	1.03	1.03	1.028	1.027	1.027	1.024	1.022

Comparaison modèle par réseaux de réductances – éléments finis

Le modèle à réseaux de réductances permet de considérer l'effet des harmoniques d'espace provenant des aimants ainsi que celui des fuites. Les résultats montrent que les inductions obtenues à partir du modèle à réseau de réductances sont proches en amplitude ainsi qu'en allure lorsqu'on les compare aux éléments finis pour des fonctionnements à vide et en charge. Par rapport au modèle éléments finis, le modèle aux réductances sous-estime l'amplitude du fondamental des inductions (voir *Figure 51*). Une cause possible de cet écart peut être liée aux flux de fuites dans les encoches qu'on montrera dans la partie prochaine. Une autre source d'erreur peut provenir de la discrétisation (nombre de réductances d'entrefer) du réseau que nous présenterons plus loin. Malgré tout, compte tenu du gain en temps de calcul du réseau de réductances par rapport aux éléments finis (1.8 secondes pour le réseau de réductances contre 12.5 minutes pour FEM avec 25 positions par tour), nous considérerons que les écarts entre les deux modèles restent acceptables pour notre but, celui de calculer les performances de la machine optimale sur un nombre important de points de fonctionnement du cycle.

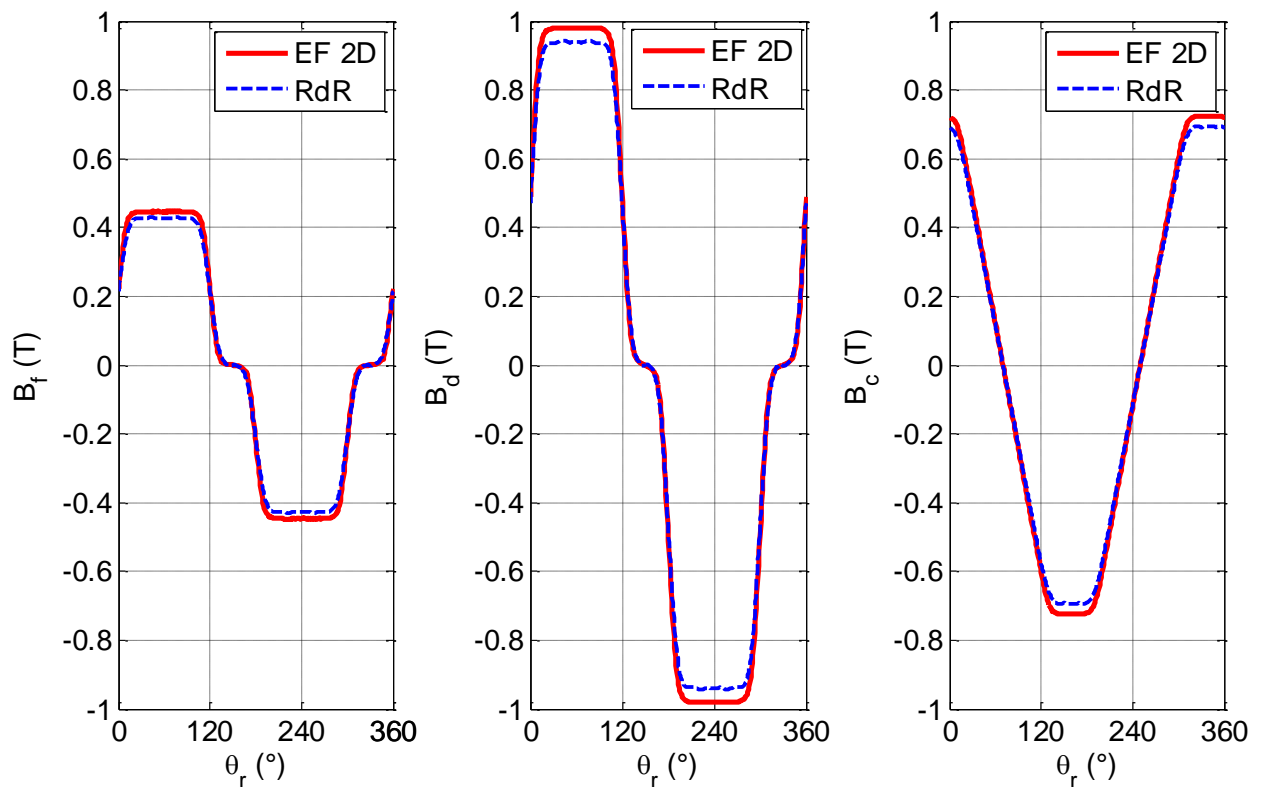


Figure 51 : Comparaison entre résultats obtenus par EF-2D et modèle aux réductances pour un fonctionnement à vide (Réseau 18x6 avec 18 nœuds au stator et 6 nœuds au rotor)

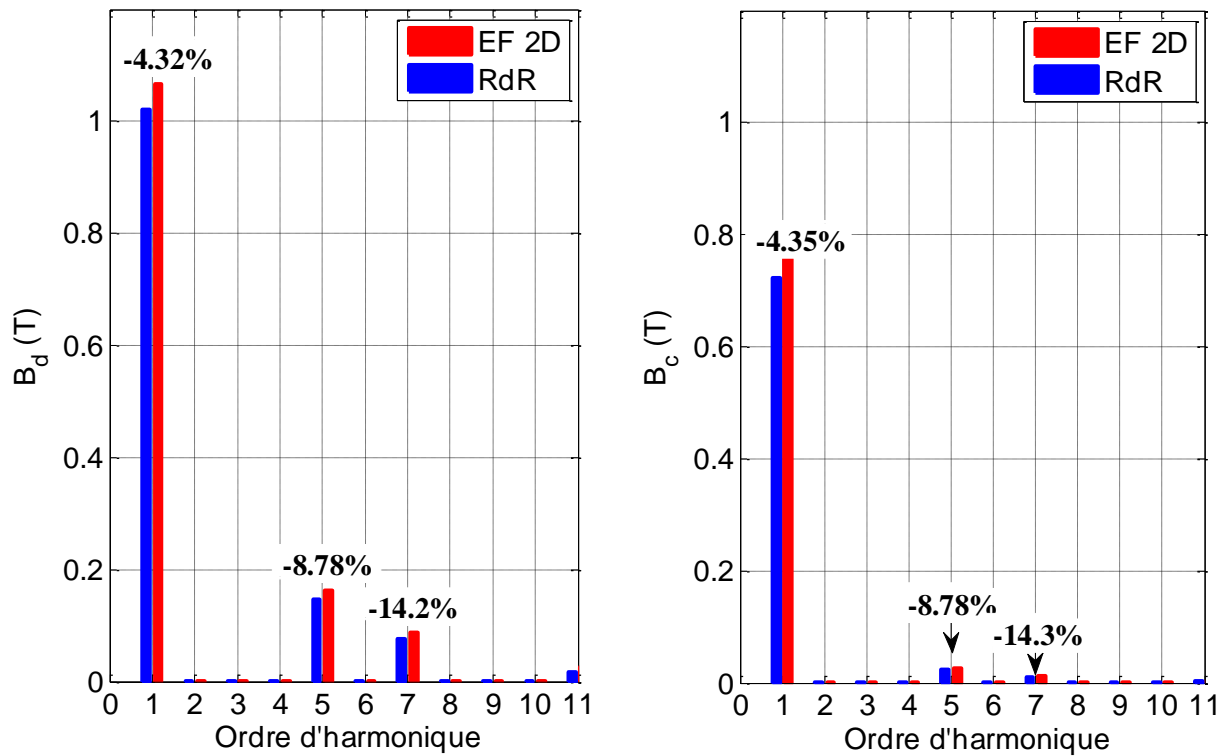


Figure 52 : Décomposition en Série de Fourier de l'induction dans la dent et dans la culasse statorique à vide (Réseau 18x6)

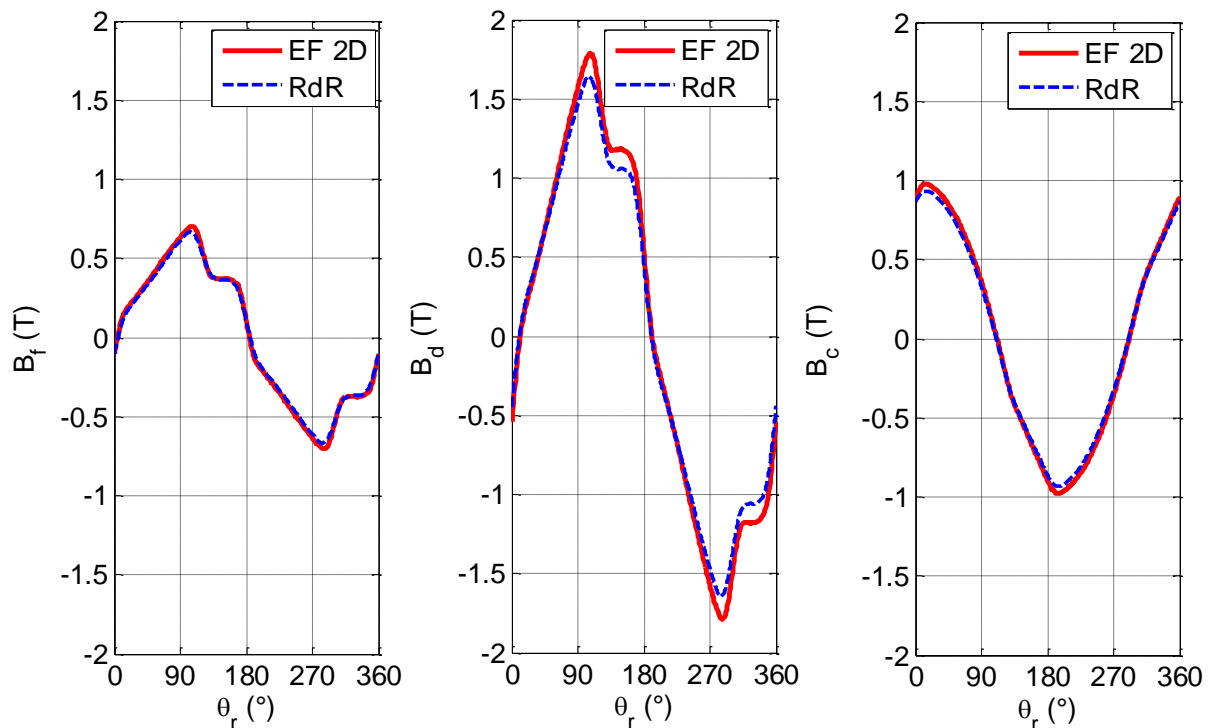


Figure 53 : Comparaison entre résultats obtenus par EF-2D et modèle aux réluctances pour un fonctionnement en charge (Réseau 18x6)

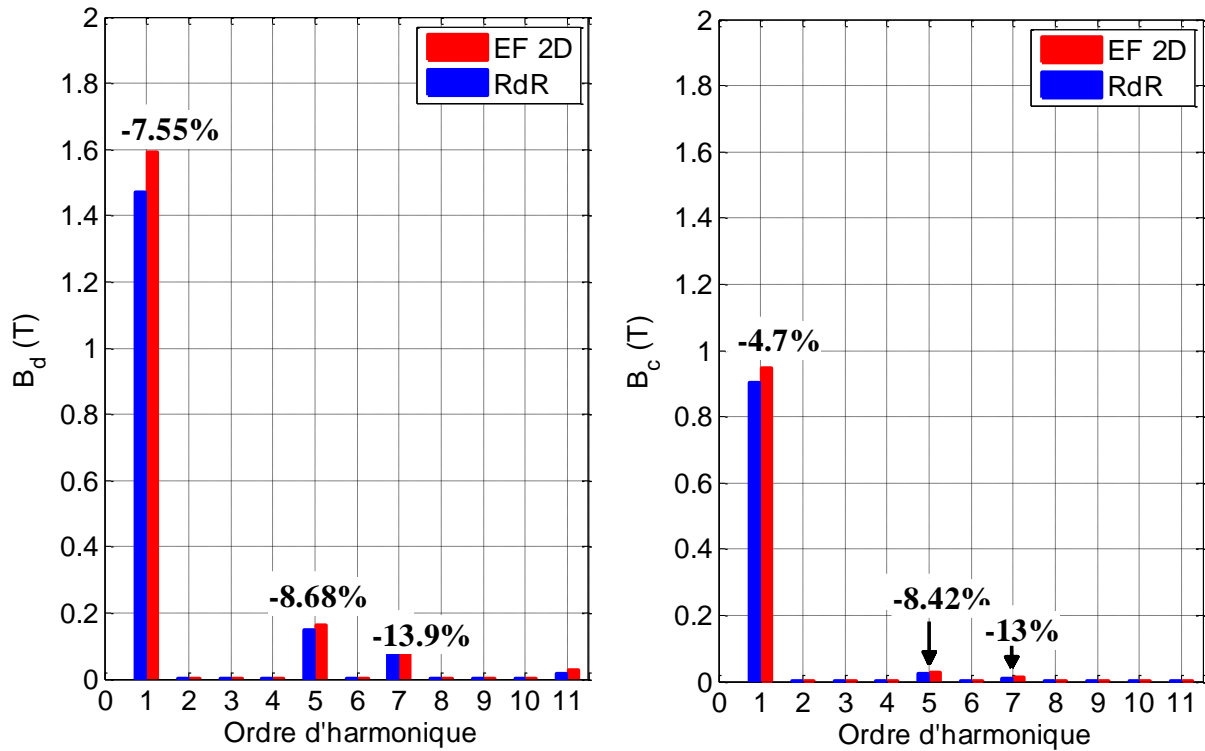


Figure 54 : Décomposition en Série de Fourier de l'induction dans la dent et dans la culasse statorique en charge (Réseau 18x6)

Effet des fuites

Dans les cas des machines dont les encoches sont profondes, l'effet des fuites peut être significatif. Dans cette partie, quelques solutions permettant de prendre en compte les fuites au niveau des encoches seront analysées.

- Le réseau RdR1 : réseau de référence sans fuite.
- Le réseau RdR2 modélise les fuites au niveau de l'isthme et de la tête des encoches.
- Le réseau RdR3 modélise les fuites au niveau de l'encoche.

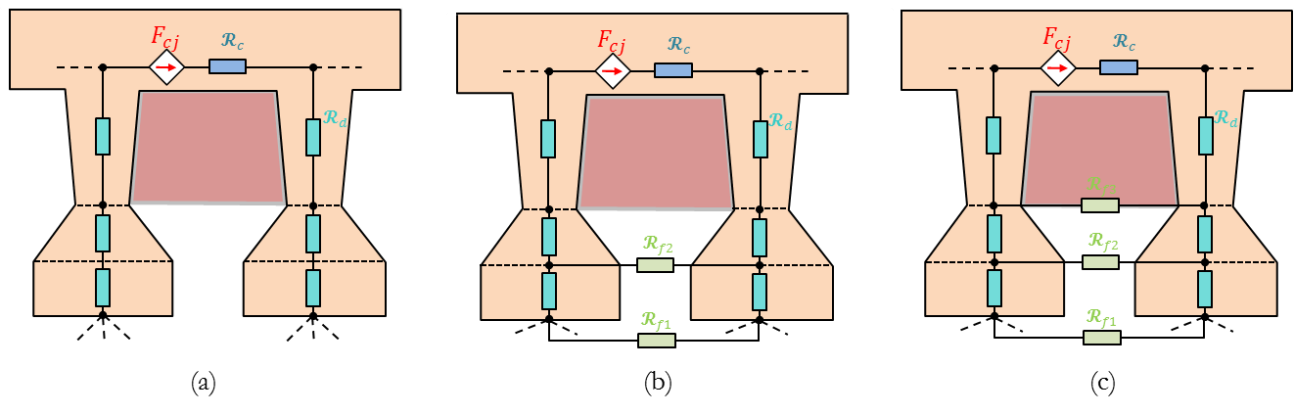


Figure 55 : (a) Modèle aux réluctances sans fuite (RdR1); (b) avec fuites au niveau de la tête de l'encoche(RdR2) ; (c) avec fuites à l'intérieur de l'encoche (RdR3)

Toutes les réluctances se déterminent analytiquement à partir de la géométrie de l'encoche. La **Figure 56** représente les inductions dans la dent et dans la culasse obtenues par les trois réseaux. Le **Tableau 5** résume les écarts sur l'amplitude du fondamental de l'induction dans la dent entre les réseaux de réluctances et les éléments finis et le temps de calcul des trois réseaux. Les résultats montrent que les réseaux avec réluctances de fuites (RdR2, RdR3), pour nos machines, donnent un résultat nettement meilleur par rapport au réseau sans prise en compte des flux de fuite (RdR1) (cf. **Tableau 5**). De plus, les temps de calculs des trois réseaux sont quasi identiques. Le réseau RdR3 sera donc retenu pour notre étude.

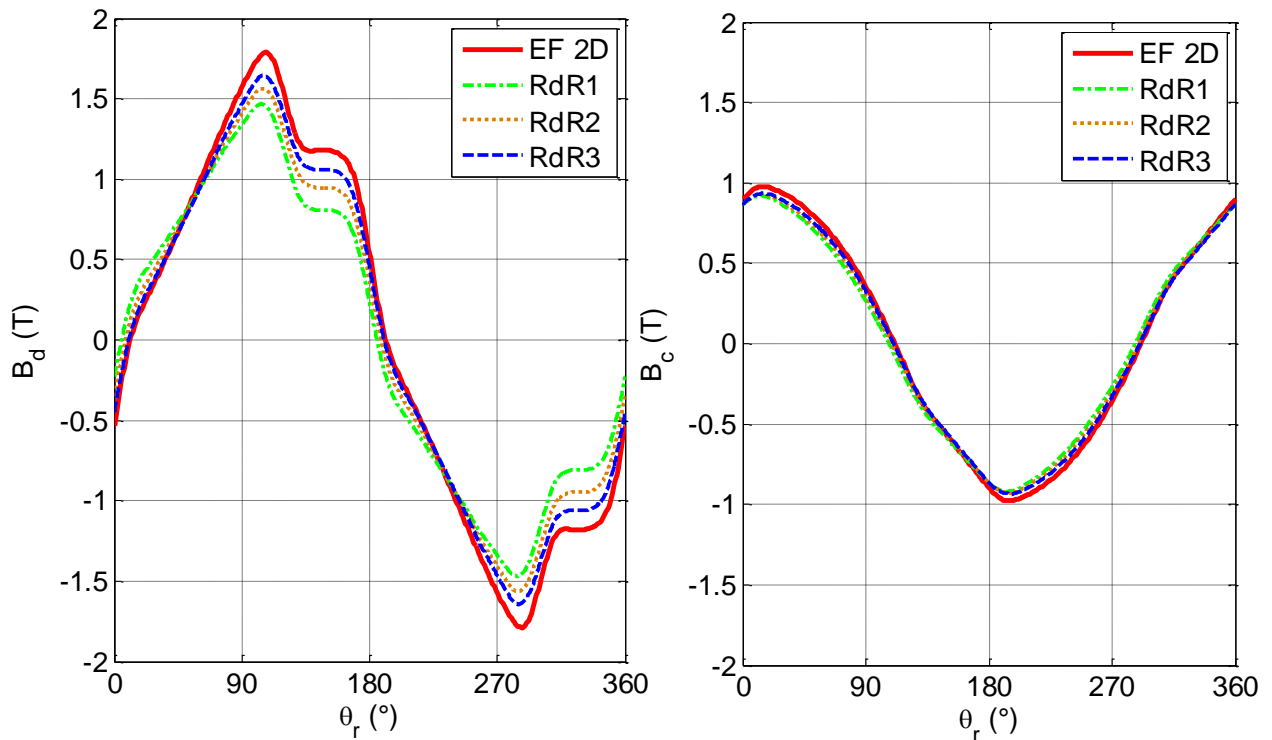


Figure 56 : Comparaison entre résultats obtenus par EF-2D et modèle aux réluctances pour un fonctionnement en charge (Réseau 18x6)

Tableau 5 : Écarts sur l'amplitude du fondamental de l'induction de la dent entre réseaux de réluctances et élément finis

	RdR1	RdR2	RdR3
Ecart (%)	-18.11	-12.38	-7.55
Temps de calcul (s)	1,80	1,81	1,81

Compromis précision/ temps de calcul

Un bon compromis précision/temps de calcul est un des intérêts que nous attendons du modèle aux réseaux de réluctances. Pour analyser cet aspect, nous avons alors développé différents réseaux. Ces réseaux se différencient les uns des autres par le nombre de réluctances au niveau de l'entrefer où la conversion d'énergie de la machine se produit principalement. L'augmentation du

nombre de réluctances peut donc, a priori, avoir une influence importante sur la précision. Il peut en revanche conduire à une augmentation rédhibitoire du temps de calcul.

Dans notre modélisation, le réseau de l'entrefer est caractérisé par les nombres m et n qui sont respectivement les nombres de nœuds statoriques et rotoriques. Pour notre machine le nombre m est fixe et pris égale à 18 correspondant au nombre de dents de la machine. Des réseaux sont donc établis en faisant varier le nombre de nœuds n du rotor. Les résultats quant à la précision et au temps de calcul obtenus par les différents réseaux testés sont résumés dans les **Tableau 6** et **Tableau 7**. Il est montré que l'augmentation du nombre d'éléments augmente le temps de calcul. Le réseau le plus rapide est celui avec 18 nœuds au stator et 4 nœuds au rotor. Ce réseau est assez précis pour le fonctionnement à vide. Par contre il est beaucoup moins précis dans le cas en charge, notamment dans la culasse où l'erreur relative atteint 16,88% pour le fondamental. On peut également observer qu'à partir du réseau 18x6, l'augmentation du nombre de réluctances d'entrefer, contre toute attente, est sans effet sur la précision du calcul et ce quel que soit l'harmonique considéré. L'écart le plus important observé dans les deux cas en charge et à vide pour ces réseaux est moins de 8% pour le fondamental et moins de 15% pour les harmoniques. Ce constat nous a donc conduit au choix du réseau dont le temps de calcul est minimum, c'est-à-dire le réseau 18x6.

Tableau 6 : Influence du nombre de réluctances d'entrefer sur le compromis précision/temps de calcul pour le fonctionnement à vide

<i>Fonctionnement à vide</i>							
[m,n]	Temps de calcul (s)	Précision sur B_d (en % par rapport EF 2D)			Précision sur B_c (en % par rapport EF 2D)		
		Harm.1	Harm.5	Harm.7	Harm.1	Harm.5	Harm.7
[18,4]	1,4	- 3,77	- 9,77	-14,64	- 3,85	- 9,93	- 14,93
[18,6]	1,8	- 4,32	- 8,78	-14,2	- 4,35	- 8,78	- 14,3
[18,12]	3,2	- 4,61	- 9,4	-15,1	- 4,65	- 9,47	- 15,2
[18,18]	4,4	- 4,87	- 9,58	-14,9	- 4,9	- 9,55	- 14,9
[18,24]	6	- 4,91	- 9,65	-14,9	- 4,94	- 9,7	- 15
[18,36]	8	- 5,05	- 9,96	-15,3	- 5,1	- 10	- 15,3
[18,72]	16	- 4,98	- 9,77	-15	- 5,02	- 9,85	- 15,1

Tableau 7 : Influence du nombre de réluctances d'entrefer sur le compromis précision/temps de calcul pour le fonctionnement à charge nominale

<i>Fonctionnement en charge</i>							
[m,n]	Temps de calcul (s)	Précision sur B_d (en % par rapport EF 2D)			Précision sur B_c (en % par rapport EF 2D)		
		Harm.1	Harm.5	Harm.7	Harm.1	Harm.5	Harm.7
[18,4]	1,4	9,39	-9,84	-14,23	16,88	- 9,62	- 14,93
[18,6]	1,8	-7,47	-8,68	-13,95	- 4,7	- 8,42	- 13
[18,12]	3,2	-6,77	-9,36	-14,8	- 4,1	- 9,12	- 13
[18,18]	4,4	-6,3	-9,55	-14,71	- 3,65	- 9,27	- 13
[18,24]	6	-6,1	-9,58	-14,71	- 3,47	- 9,31	- 14,8
[18,36]	8	-6,16	-9,89	-15,04	- 3,56	- 9,67	- 15,3
[18,72]	16	-5,9	-9,74	-14,8	- 3,29	- 9,5	- 14,8

2.3.3. Validation des pertes fer

Nous allons maintenant comparer les pertes fer obtenues par les trois modèles : modèle à réseaux de réluctances (RdR), modèle analytique (MA) et modèle des éléments finis 2D en non linéaire (EF 2D). Les calculs sont menés pour la vitesse nominale de 30 000tr/min pour le fonctionnement à vide et en charge maximale. Les résultats sont présentés dans les **Tableau 8** et **Tableau 9**. Nous avons considéré les harmoniques de rang 5, 7 et 11 dans les calculs par le réseaux de réluctances et par éléments finis. Les écarts présentés entre les modèles sont déterminés par la relation :

$$\Delta P_f(\%) = \frac{P_f^{(RdR,MA)} - P_f^{EF2D}}{P_f^{EF2D}} 100 \quad (2.102)$$

Les résultats montrent que le modèle analytique et le réseau de réluctances permettent de calculer les pertes fer avec une précision acceptable par rapport du modèle aux éléments finis 2D. On observe un écart inférieur à 15% dans la culasse ainsi que dans les dents entre réseau de réluctances et éléments finis. Le modèle analytique donne sur l'ensemble des pertes un résultat plus proche des éléments finis que le réseau de réluctances. L'écart observé est de 6.95% pour le fonctionnement à vide et de 1.47% pour le fonctionnement en charge maximale. En revanche, nous pouvons remarquer que le modèle analytique permet d'estimer les pertes fer moins précisément dans la dent que dans la culasse. Cela peut s'expliquer en partie par le fait que ce modèle ne tient pas compte des harmoniques ce qui se manifeste plus significativement dans les dents.

Tableau 8 : Comparaison des pertes fer à vide

	RdR	MA	EF2D
P_{fd} (W)	81.24 (-14.98%)	79.13 (-17.18%)	95.55
P_{fc} (W)	112.04 (-14.19%)	131.27 (-0.54%)	130.56
P_{ftot} (W)	193.28 (-14.52%)	210.4 (-6.95%)	226.11

Tableau 9 : Comparaison des pertes fer à charge maximale

	RdR	MA	EF2D
P_{fd} (W)	117.09 (-13.31%)	129.71 (-4.33%)	135.58
P_{fc} (W)	184.22 (-14.10%)	215.18 (0.34%)	214.45
P_{ftot} (W)	301.31 (-13.92%)	344.89 (-1.47%)	350.03

Pour conclusion, le modèle par réseau de réluctances et le modèle analytique nous permettent de calculer les pertes fer avec une précision par rapport du modèle des éléments finis que nous jugeons suffisant dans l'objectif d'un pré-dimensionnement.

2.4. Conclusion

Dans le but d'élaborer une méthodologie d'optimisation sur cycle d'une machine synchrone à aimants permanents déposés en surface, nous avons été menés, dans ce chapitre, à développer des modèles analytiques permettant d'évaluer des performances électromagnétiques, mécaniques et thermiques de la machine.

Le modèle électromagnétique 1D, simple et maniable, permet de calculer la puissance électromagnétique, le couple moyen et les inductions moyennes dans les dents et dans la culasse de la machine. Ces grandeurs sont exprimées en fonction de l'induction d'entrefer et les grandeurs dimensionnelles du stator qui influencent au premier ordre les performances de la machine.

Nous avons présenté les modèles de pertes fer, de pertes cuivre et de pertes mécaniques. Un modèle thermique 1D simple a été également développé. Ce modèle est assez précis pour les petites machines et permet d'exprimer la contrainte thermique sous une forme simplifiée avec un coefficient d'échange thermique équivalent.

Par la suite, nous avons présenté les principes permettant de construire un modèle par réseau de réluctances pour les machines synchrones à aimants déposés en surface. Ce modèle très rapide tient compte des harmoniques d'espace, du mouvement et de la commande de la machine. Il sera utilisé afin d'évaluer les performances de la machine sur un cycle de conduite complet du véhicule.

Afin de valider les modèles électromagnétiques développés, un modèle éléments finis a été utilisé. Des comparaisons ont permis de valider le modèle analytique électromagnétique pour les calculs du couple, de l'induction et des pertes fer. Les résultats des différents réseaux de réductances avec ou sans fuites entre encoches et de différents nombres d'éléments sont été comparés avec le modèle éléments finis 2D. Ces comparaisons nous ont permis de faire le choix d'un réseau permettant un bon compromis temps de calcul/précision.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter notre méthodologie d'optimisation sur cycle en utilisant les modèles analytiques développés.

Chapitre 3. Méthodologie d'optimisation sur cycle des machines synchrones à aimants permanents à pôles lisses

Nous avons présenté dans le chapitre précédent le modèle analytique sur la base duquel nous allons établir notre méthodologie de dimensionnement. Dans ce chapitre nous allons montrer comment utiliser ce modèle pour formuler puis résoudre le dimensionnement optimal sur cycle, celui qui minimise à la fois les pertes et le volume de la machine. Un cycle peut être défini par plusieurs centaines voire plusieurs milliers de points de fonctionnement comme c'est le cas des cycles de conduites normalisés pour les véhicules automobiles. L'intégration dans un processus d'optimisation via un algorithme (type génétique) de l'ensemble des points qui définissent le cycle est à ce jour impossible à envisager en raison d'un temps de calcul incompatible avec une démarche de dimensionnement. Cela est particulièrement vrai (1 an et 7 mois cf. §1) si on associe un modèle analytique couplé à un algorithme d'optimisation de type stochastique. Dans ce cas, la solution consiste à réduire le cycle aux quelques points jugés les plus représentatifs [30][32][33][34]. L'optimisation néglige alors une recherche des paramètres de contrôle optimaux qui devrait normalement être réalisée pour tous les points de fonctionnement. Il existe des travaux dont l'optimisation se base sur des modèles analytiques associés aux modèles numériques permettant de tenir compte de tous les points de fonctionnement du cycle dans le processus d'optimisation [29][35][36][37][38]. Ces travaux s'appuient cependant sur une stratégie de commande prédéfinie, « classiquement » celle qui consiste à défluxer seulement au-delà de la vitesse de base. Cette commande, dite à $i_d = 0$ jusqu'à la vitesse de base, minimise seulement les pertes cuivre alors que les pertes fer peuvent prendre une part importante dans le total des pertes.

Dans notre travail, nous proposons de résoudre ce problème en tenant compte de tous les points de fonctionnement du cycle avec une stratégie de commande permettant de minimiser les pertes totales. Pour parvenir à résoudre ce problème, nous nous sommes basés sur une méthode de dimensionnement développée pour les machines rapides au laboratoire IREENA. Concernant la méthodologie, différentes recherches ont été menées au laboratoire [51][52][89][90][91][92]. La première étape de ce travail a été réalisée par Rachid MISSOUM et portait sur la maximisation de la puissance électromagnétique d'une machine à aimants permanents déposés en surface à vitesse donnée. Dans ce travail, une démarche originale permettant de résoudre le problème d'une manière purement analytique a été proposée. Cette démarche nous permet non seulement d'établir certaines règles de dimensionnement et de définir des critères pour le choix sur le type de matériaux mais aussi de retenir les résultats importants suivants :

- A pertes rotoriques négligées, le problème d'optimisation peut être ramené à un nombre réduit de variables géométriques : le rayon intérieur statorique réduit (r_s), le rayon de fond d'encoche réduit (r_b), le rayon externe (R) et le nombre de paires de pôles (p).
- La force magnétomotrice (F_s) et l'angle d'autopilotage (ψ) sont, pour la commande, les deux variables d'optimisation.
- L'induction dans l'entrefer (B_{fm}) est la seule variable d'optimisation associée au rotor.

Cette démarche est valable tant que l'hypothèse de la linéarité du matériau magnétique est respectée, hypothèse vérifiée naturellement pour les machines rapides, caractérisées par des niveaux d'inductions réduits. Cette méthodologie de dimensionnement pour un point de fonctionnement a été adaptée pour un fonctionnement sur cycle [51]. Il s'agissait d'optimiser la chaîne de conversion d'énergie constituée d'une machine synchrone associée à un réducteur de vitesse mécanique à partir des profils de couple et de vitesse fournis par le constructeur d'une visseuse électrique. Dans ce travail toutefois, la réaction d'induit n'était pas prise en compte. Le problème dans ce cas peut être traité complètement analytiquement sans l'utilisation d'un algorithme d'optimisation. L'étude a également montré qu'avec la prise en compte de pertes mécaniques dans l'optimisation, on peut optimiser non seulement la machine mais aussi le rapport de réduction du réducteur mécanique.

L'objectif de notre travail, a consisté à améliorer la méthode d'optimisation en intégrant la réaction d'induit tout en continuant à considérer tous les points de fonctionnement du cycle. Nous montrerons qu'avec cette méthode nous pouvons optimiser en même temps les paramètres géométriques et les paramètres de contrôle avec gestion du défluxage pour minimiser à la fois l'énergie perdue sur tout le cycle, donc le volume de la machine, et la contrainte en tension sur le convertisseur d'alimentation.

Nous allons donc dans ce chapitre présenter le principe du dimensionnement que nous utiliserons tout au long de notre travail. Nous commencerons par présenter la méthode appliquée au dimensionnement pour un point de fonctionnement. Nous présenterons ensuite l'extension de cette méthode aux fonctionnements sur cycle avec et sans prise en compte de la réaction d'induit.

Avant de détailler la méthodologie, rappelons les hypothèses ainsi que les variables d'optimisation qui seront considérées par la suite.

Hypothèses :

- nous considérons le régime thermique permanent avec une température constante,
- l'induction à saturation dans le fer n'est pas atteinte,
- les pertes rotoriques sont négligées,
- seul le premier harmonique est considéré,
- les effets de peau et effets de proximité dans les conducteurs sont négligés.

Variables d'optimisation

- les variables géométriques : r_s , r_b , R et p ,
- la grandeur dimensionnant le rotor : B_{fm} ,

- les grandeurs de commande : F_s et ψ (angle entre le courant et la force électromotrice à vide).

3.1. Maximisation de la puissance volumique sur un point de fonctionnement

Nous considérons ici la contrainte thermique sollicitée, autrement dit, on impose la température maximale à la température limite. Le problème sera résolu dans un premier temps sans prise en compte des pertes mécaniques. Nous verrons, dans un second temps, la solution du problème complet. Dans la **Figure 57**, nous résumons les variables d'optimisation, les paramètres d'entrée et les paramètres fixés utilisés dans notre problème d'optimisation.

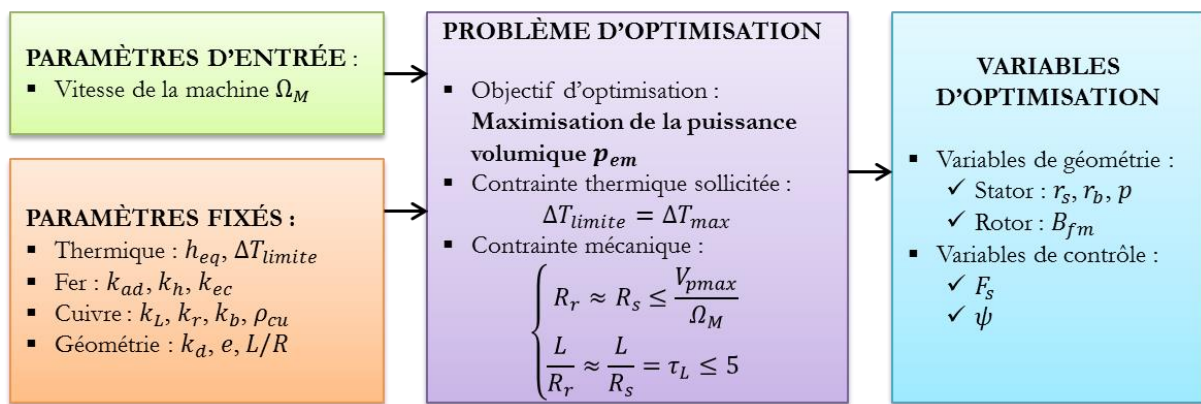


Figure 57 : Présentation du problème d'optimisation

Avant de présenter notre méthodologie d'optimisation pour résoudre le problème, nous rappelons brièvement ci-dessous les performances de la machine ainsi que les contraintes sur lesquelles l'optimisation se base.

- La puissance électromagnétique est donnée par :

$$P_{em} = \frac{12}{\sqrt{2}} r_s p L R \Omega_M B_{fm} F_s \cos(\psi) \quad (3.1)$$

- Les pertes cuivre s'expriment par la relation (cf. (2.50)):

$$P_c = \frac{144}{\pi} \frac{\rho_{cu} k_L}{k_r k_b^2} \frac{p^2}{r_b^2 - r_s^2} \frac{L}{R^2} F_s^2 \quad (3.2)$$

- Les pertes fer statoriques, somme des pertes dans les dents et dans la culasse, peuvent être calculées par (cf. (2.51)) :

$$P_f = k_{ad} (k_{ec} p^2 \Omega_M^2 + k_h p \Omega_M) [V_{ol d} B_{dm}^2 + V_{ol c} B_{cm}^2] \quad (3.3)$$

Avec le volume des dents $V_{old} = \pi(R^2 - R_b^2)L$, le volume de la culasse $V_{olc} = k_d\pi(R_b^2 - R_s^2)L$, l'induction maximale dans les dents B_{dm} obtenue de l'équation (2.39) et l'induction maximale dans la culasse B_{cm} obtenue de l'équation (2.34), les pertes fer peuvent s'écrire par:

$$P_f = k_{ad}(k_{ec}p^2\Omega_M^2 + k_h p\Omega_M) \left(\frac{(1+r_b)r_s^2}{p^2(1-r_b)} + \frac{1}{k_d} \frac{(r_b^2 - r_s^2)r_s}{r_b} \right) \pi LR^2 \times \quad (3.4)$$

$$\times (B_{fm}^2 + u^2 F_s^2 - 2uB_{fm}F_s \sin(\psi))$$

- Les contraintes thermique et mécanique sont données respectivement (cf. (2.66), (2.60) et (2.63)).

$$\Delta T_{limite} = \frac{P_{tot}}{h_{eq}S_{th}} \quad (3.5)$$

$$\begin{cases} R_r \approx R_s \leq \frac{V_{pmax}}{\Omega_M} \\ \frac{L}{R_r} \approx \frac{L}{R_s} = \tau_L \leq 5 \end{cases} \quad (3.6)$$

Afin de simplifier l'écriture des équations, introduisons les variables intermédiaires α , β , γ et θ telles que :

$$\alpha = \frac{12}{\sqrt{2}} r_s p L R \Omega_M \quad (3.7)$$

$$\beta = \frac{144}{\pi} \frac{\rho_{cu} k_L}{k_r k_b^2} \frac{p^2}{r_b^2 - r_s^2} \frac{L}{R^2} \quad (3.8)$$

$$\gamma = k_{ad}(k_{ec}p^2\Omega_M^2 + k_h p\Omega_M) \left(\frac{(1+r_b)r_s^2}{p^2(1-r_b)} + \frac{(r_b^2 - r_s^2)}{k_d} \right) \pi LR^2 \quad (3.9)$$

$$\theta = h_{eq}S_{th}\Delta T_{limite} \quad (3.10)$$

3.1.1. Résolution du problème d'optimisation

Dans notre approche, la maximisation de la puissance volumique d'une machine à haute vitesse peut s'effectuer en deux étapes [52] :

- La première étape consiste à maximiser la puissance électromagnétique en considérant une géométrie donnée. A contrainte thermique donnée, les variables d'optimisation sont alors l'amplitude de la composante radiale de l'induction d'excitation (B_{fm}), la force magnétomotrice (F_s) et l'angle d'autopilotage (ψ). Ces trois grandeurs, exprimées sous

forme analytique, permettent d'obtenir l'expression analytique de la puissance électromagnétique en fonction des variables géométriques (r_b, r_s, R et p).

- La deuxième étape consiste à maximiser la puissance volumique en partant de l'expression obtenue dans l'étape précédente. La puissance volumique obtenue sous forme analytique en fonction des variables géométriques (r_b, r_s, R et p) permet dans une dernière étape d'obtenir leurs valeurs optimales. Une fois que l'on obtient ces valeurs optimales, elles sont utilisées pour retrouver B_{fmopt} et F_{sopt} . Notons qu'avec l'induction B_{fmopt} optimale obtenue, le dimensionnement du rotor peut se faire de façon séparée.

Etape 1 : Maximisation de la puissance électromagnétique à volume donné

Dans cette première étape, l'objectif est d'optimiser le triplet de variables B_{fm} , F_s et ψ qui maximise la puissance électromagnétique :

$$P_{em} = \alpha B_{fm} F_s \cos(\psi) \quad (3.11)$$

en tenant compte de la contrainte thermique d'égalité suivante :

$$\theta = \beta F_s^2 + \gamma (B_{fm}^2 + u^2 F_s^2 - 2u B_{fm} F_s \sin(\psi)) \quad (3.12)$$

A partir de l'équation (3.12), on obtient peut exprimer la variable ψ comme suit :

$$\psi = \arcsin \left(\frac{\theta - (\beta F_s^2 + \gamma B_{fm}^2 + \gamma u^2 F_s^2)}{2u B_{fm} F_s} \right) \quad (3.13)$$

En remplaçant ce résultat dans l'expression de la puissance électromagnétique, celle-ci peut s'exprimer seulement en fonction de B_{fm} et F_s . On obtient :

$$P_{em} = \alpha B_{fm} F_s \sqrt{1 - \left(\frac{\theta - (\beta F_s^2 + \gamma B_{fm}^2 + \gamma u^2 F_s^2)}{2u B_{fm} F_s} \right)^2} \quad (3.14)$$

La maximisation de la puissance, géométrie et échauffement donnés (donc à θ donnée) s'obtient par la résolution du système :

$$\begin{cases} \frac{\partial P_{em}}{\partial B_{fm}} = 0 \\ \frac{\partial P_{em}}{\partial F_s} = 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

La résolution de ce système d'équations donne :

$$\begin{cases} F_{sopt} = \sqrt{\frac{\theta}{2\beta}} \\ B_{fmopt} = \sqrt{\frac{\theta}{2\gamma}} \sqrt{\frac{\beta + \gamma u^2}{\beta}} \end{cases} \quad (3.16)$$

Donc, l'angle d'autopilotage optimal à partir de l'équation (3.13) s'écrit :

$$\psi_{opt} = \text{acos} \left(\sqrt{\frac{\beta}{\beta + \gamma u^2}} \right) \quad (3.17)$$

En remplaçant α , β , γ et θ par leurs expressions (3.7), (3.8), (3.9) et (3.10) nous obtenons les expressions B_{fmopt} , F_{sopt} et ψ_{opt} en fonction des variables d'optimisation :

- Expression de B_{fmopt} :

$$B_{fmopt} = \sqrt{h_{eq}\Delta T_{limite}} \sqrt{\frac{1 + \frac{L}{xR}}{\frac{L}{xR}}} \sqrt{\frac{1}{R} \frac{1}{\sqrt{k_{ad}(k_{ec}p^2\Omega_M^2 + k_h p\Omega_M)}}} \times \dots \quad (3.18)$$

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{1+a} \sqrt{\frac{((1+r_b)r_s^2}{p^2(1-r_b)} + \frac{(r_b^2 - r_s^2)}{k_d})}}}$$

Avec :

$$a = \frac{\pi^2}{144} k_{ad}(k_{ec}p^2\Omega_M^2 + k_h p\Omega_M) \frac{k_r k_b^2}{\rho_{cu} k_L} \times \left(\frac{(1+r_b)(r_b^2 - r_s^2)r_s^2}{p^4(1-r_b)} + \frac{(r_b^2 - r_s^2)^2}{p^2 k_d} \right) R^4 u^2 \quad (3.19)$$

- Expression de F_{sopt} :

$$F_{sopt} = \frac{\pi}{12} \sqrt{h_{eq}\Delta T_{limite}} \sqrt{\frac{k_r k_b^2}{\rho_{cu} k_L}} \sqrt{\frac{1 + \frac{L}{xR}}{\frac{L}{xR}}} \sqrt{R^3} \frac{1}{\sqrt{\frac{p^2}{r_b^2 - r_s^2}}} \quad (3.20)$$

- Expression de ψ_{opt} :

$$\psi_{opt} = \text{acos} \left(\sqrt{\frac{1}{1+a}} \right) \quad (3.21)$$

A partir des valeurs optimales de B_{fmopt} , F_{sopt} et ψ_{opt} , on obtient l'expression de la puissance maximale comme suit :

$$P_{em\ max} = \frac{\alpha}{2\sqrt{\beta\gamma}} \Theta \quad (3.22)$$

Soit :

$$P_{em\ max} = \frac{\sqrt{2}}{2} (h_{eq} \Delta T_{limite}) \frac{1 + \frac{L}{xR} \left(\frac{\pi \tau_L V_p^3}{\Omega_M^3} \right) \sqrt{\frac{k_r k_b^2}{\rho_{cu} k_L}} \dots}{\frac{L}{xR}} \quad (3.23)$$

$$\sqrt{\frac{p \Omega_M}{k_{ad} (k_{ec} p \Omega_M + k_h)}} \sqrt{\frac{1}{\frac{(1 + r_b) r_s^4}{(r_b^2 - r_s^2)(1 - r_b)} + \frac{p^2 r_s^2}{k_d}}}$$

L'intérêt de cette équation (3.23) se présente par sa forme. Elle exprime la puissance optimale sous la forme d'un produit de cinq fonctions où se trouvent de façon dissociées successivement :

- la contrainte thermique avec h_{eq} et ΔT_{limite} ,
- les contraintes mécaniques avec V_p et τ_L ,
- les paramètres « liés au cuivre » avec k_r , k_b , k_L et ρ_{cu} ,
- les paramètres « liés au fer » avec k_{add} , k_{ec} et k_h ,
- les paramètres géométriques avec r_b , r_s , p et k_d .

Selon l'équation (3.23), il n'existe pas d'optimum sur le rayon interne du stator réduit pour maximiser la puissance électromagnétique. En effet, celle-ci est maximale quand r_s tend vers 0, soit pour un rayon extérieur du stator infini. C'est une solution irréaliste. Fixons donc r_s à une valeur typique dans un premier temps puis optimisons r_b et p afin de maximiser la puissance électromagnétique. La puissance est maximale si :

$$\begin{cases} \frac{\partial P_{em\ max}}{\partial r_b} = 0 \\ \frac{\partial P_{em\ max}}{\partial p} = 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

En développant les équations du système d'équation (3.23), $r_{b\ opt}$ et p_{opt} peuvent se calculer par la résolution du système suivant :

$$\begin{cases} r_{b\ opt}^3 + r_{b\ opt}^2 - r_{b\ opt} - r_s^2 = 0 \\ 2 \frac{k_{ec} \Omega}{k_h} p_{opt}^3 + p_{opt}^2 - \frac{k_d r_s^2 (1 + r_{b\ opt})}{(r_{b\ opt}^2 - r_s^2)(1 - r_{b\ opt})} = 0 \end{cases} \quad (3.25)$$

Il sera montré que ces valeurs optimales maximisant la puissance sont identiques à celles maximisant la puissance volumique.

Etape 2 : Maximisation de la puissance volumique

Nous venons de montrer que la puissance électromagnétique peut s'exprimer analytiquement en fonction des différents paramètres de la machine. Cette expression résulte des valeurs optimales des termes sources tels que B_{fmopt} , F_{sopt} et ψ_{opt} obtenus par la maximisation de la puissance à un échauffement donné. Ces résultats sont utilisés à nouveau pour déterminer puis maximiser la puissance volumique.

La puissance volumique peut s'obtenir en divisant la puissance électromagnétique par le volume. En négligeant l'encombrement des têtes de bobines, celui-ci peut s'exprimer sous la forme :

$$Vol = \frac{\pi \tau_L V_p^3}{\Omega^3 r_s^2} \quad (3.26)$$

Alors, à partir des équations (3.23) et (3.26), l'expression de la puissance volumique $pv_{em\ max}$ s'écrit finalement :

$$pv_{em\ max} = \frac{\sqrt{2}}{2} (h_{eq} \Delta T_{limite}) \frac{1 + \frac{L}{xR}}{\frac{L}{xR}} \sqrt{\frac{k_r k_b^2}{\rho_{cu} k_L}} \sqrt{\frac{p\Omega}{k_{ad}(k_{ec} p\Omega + k_h)}} \dots \quad (3.27)$$

$$\sqrt{\frac{1}{\frac{1+r_b}{(r_b^2 - r_s^2)(1-r_b)} + \frac{p^2}{k_d r_s^2}}}$$

Nous retrouvons ici, dans l'expression de la puissance volumique, les différents termes déjà présents dans la formulation (3.23). Elle présente l'intérêt, comme l'expression de la puissance électromagnétique, de permettre l'analyse de l'influence de chacune des grandeurs sur l'optimum. En outre, cette expression nous permet de trouver une valeur optimale de r_s , ce qui n'est pas possible à obtenir directement à partir de l'expression de la puissance électromagnétique (3.23). En effet, l'équation (3.27) montre que maximiser la puissance volumique revient à maximiser la fonction suivante :

$$f(p, r_b, r_s) = \frac{p\Omega}{k_{ec} p\Omega + k_h} \frac{1}{\frac{1+r_b}{(r_b^2 - r_s^2)(1-r_b)} + \frac{p^2}{k_d r_s^2}} \quad (3.28)$$

L'optimum s'obtient en résolvant ce système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases} \frac{\partial f(p, r_b, r_s)}{\partial r_b} = 0 \\ \frac{\partial f(p, r_b, r_s)}{\partial p} = 0 \\ \frac{\partial f(p, r_b, r_s)}{\partial r_s} = 0 \end{cases} \quad (3.29)$$

En développant les équations du système d'équations (3.29), les valeurs optimales de r_b , p et r_s sont les solutions du système suivant :

$$\begin{cases} r_b^3 + r_b^2 - r_b - r_s^2 = 0 \\ 2 \frac{k_{ec}\Omega}{k_h} p^3 + p^2 - \frac{k_d r_s^2 (1 + r_b)}{(r_b^2 - r_s^2)(1 - r_b)} = 0 \\ \left(\frac{1 + r_b}{1 - r_b} k_d - p^2 \right) r_s^4 + 2 r_s^2 r_b^2 p^2 - r_b^4 p^2 = 0 \end{cases} \quad (3.30)$$

Notons que les deux premières équations du système sont celles de (3.25).

3.1.2. Optimisation avec prise en compte des pertes mécaniques

La démarche de dimensionnement présentée ci-dessus est menée sans la prise en compte des pertes mécaniques (aérodynamiques et roulements). Regardons maintenant comment celles-ci peuvent être intégrées à notre démarche d'optimisation. En considérant les pertes mécaniques, la contrainte thermique est modifiée comme suit :

$$\theta = P_{méc} + P_c + P_f \quad (3.31)$$

En introduisant $\tau_{P_{méc}}$ comme le taux des pertes mécaniques sur les pertes totales, la relation ci-dessus peut se réécrire :

$$\theta = \frac{1}{1 - \tau_{P_{méc}}} (P_c + P_f) \quad (3.32)$$

Or :

$$\theta(1 - \tau_{P_{méc}}) = P_c + P_f \quad (3.33)$$

Posons : $\theta' = \theta(1 - \tau_{P_{méc}})$. La relation (3.33) peut s'écrire :

$$\theta' = \beta F_s^2 + \gamma (B_{fm}^2 + u^2 F_s^2 - 2u B_{fm} F_s \sin(\psi)) \quad (3.34)$$

Cette relation est identique à celle de (3.12). Nous retrouvons alors un problème identique au problème d'optimisation sans pertes mécaniques. Cela conduit donc à la même fonction à maximiser (3.23). Si la résolution du problème reste identique, l'augmentation de la somme des pertes nécessite une correction de la surface d'échange thermique telle que :

$$S'_{th} = S_{th}(1 - \tau_{P_{méc}}) \quad (3.35)$$

La puissance maximale peut être alors corrigée par :

$$P_{em\ max} = \frac{\alpha}{2\sqrt{\beta\gamma}}\theta' \quad (3.36)$$

Donc :

$$P_{em\ max} = \frac{\alpha}{2\sqrt{\beta\gamma}}h_{eq}\Delta T_{limite}S_{th}(1 - \tau_{P_{méc}}) \quad (3.37)$$

Nous pouvons observer alors que l'optimisation des grandeurs géométriques reste identique au cas précédent (cas sans prise en compte des pertes mécaniques). Seuls les termes sources tels que B_{fmopt} , F_{sopt} sont corrigés :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{sopt} = \sqrt{\frac{\theta'}{2\beta}} = \sqrt{\frac{\theta(1 - \tau_{P_{méc}})}{2\beta}} \\ B_{fmopt} = \sqrt{\frac{\theta'}{2\gamma}} \sqrt{\frac{\beta + \gamma u^2}{\beta}} = \sqrt{\frac{\theta(1 - \tau_{P_{méc}})}{2\gamma}} \sqrt{\frac{\beta + \gamma u^2}{\beta}} \end{array} \right. \quad (3.38)$$

Nous venons de montrer que l'optimisation avec prise en compte des pertes mécaniques peut s'obtenir simplement par une correction des résultats issus de l'optimisation sans pertes mécaniques. La correction est liée au taux des pertes mécaniques sur les pertes totales ce qui augmente avec l'accroissement de la vitesse de la machine à condition d'échange thermique donnée. La **Figure 58** montre la répartition des pertes pour trois vitesses de rotation différentes pour des machines de poudre de fer. La part des pertes aérodynamiques augmente de 20% à 30% quand la machine augmente sa vitesse de 10 000 tr/min à 50 000 tr/min.

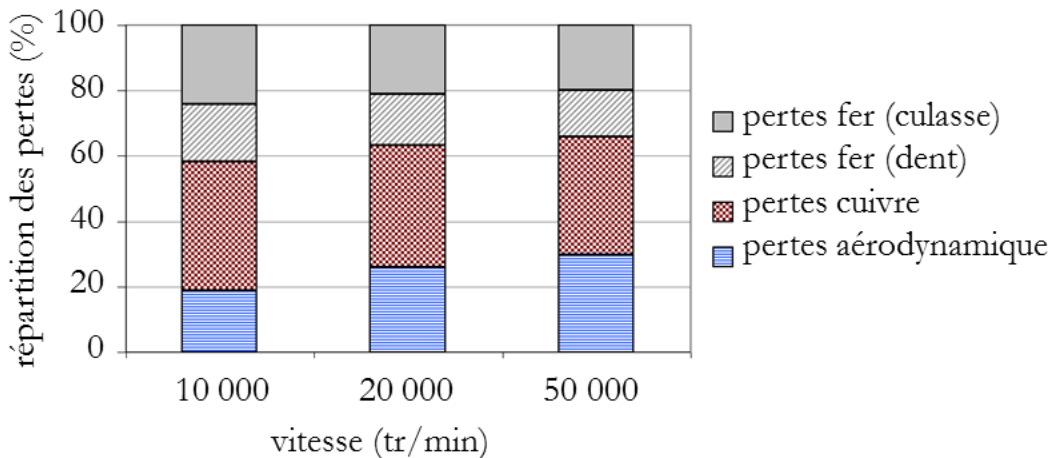


Figure 58 : Répartitions en % des pertes pour différentes vitesses et pour les machines en fer-silicium

3.1.3. Analyse des résultats

Géométrie optimale

L'optimisation de la géométrie de la machine pour maximiser la puissance volumique nous amène à résoudre le système d'équations (3.30). Pour mener nos calculs, nous avons considéré des tôles Fer-Silicium de 0.3mm dont les coefficients k_h et k_{ec} valent alors respectivement $15 \text{ W.s/m}^3\text{T}^2$ et $6.510^{-3} \text{ W.s/m}^3\text{T}^2$. Le rapport de la largeur d'une dent sur le pas dentaire k_d a été pris égal à 0.5.

Dans la **Figure 59**, nous avons tracé l'évolution des solutions optimales pour r_b , r_s et p en fonction de la vitesse de rotation. Les traits pointillés en noir présentent les solutions réelles du système d'équations (3.30). La **Figure 59(a)** montre que le nombre de paires de pôle optimum décroît rapidement avec la vitesse. Notons qu'en réalité, le nombre de paires de pôle doit être un nombre entier. Cela conduit aux solutions optimales de r_b , r_s et p tracées en rouge. On observe qu'au-dessus de 3000tr/min le nombre de paires de pôle optimal est constant et égal à 1 **Figure 59(a)**. Alors, les rayons normalisés optimums $r_{b \text{ opt}}$, $r_{s \text{ opt}}$ sont constants.

Pour le cas des machines à base de poudre de fer, l'absence de pertes par courants de Foucault ($k_{ec} = 0$) conduit à une solution unique pour r_b , r_s quelle que soit la vitesse.

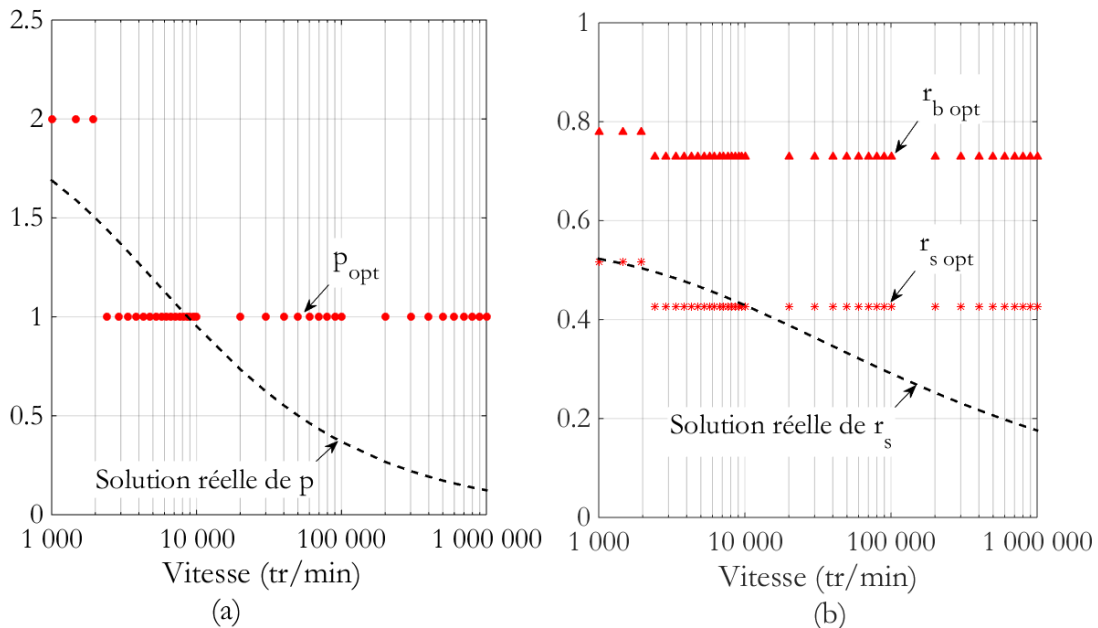


Figure 59 : Evolution du nombre de paires de pôles optimum (a) et celle de la géométrie optimale en fonction de la vitesse pour les machines Fer-Silicium (0.3mm) (b)

Choix du matériau magnétique

Analysons ici l'influence du matériau magnétique sur les performances optimales de la machine. Pour cela, nous partons de l'expression de la puissance volumique optimale (3.27). En supposant

que, quel que soit le matériau magnétique utilisé pour réaliser le stator, le comportement thermique est invariant, alors l'influence du matériau sur l'optimum se manifeste uniquement par les trois coefficients (k_{add} , k_{ec} , et k_h). L'étude se fait ici pour les trois types de matériaux magnétiques suivants : Fer-Silicium à 0.3 mm, Fer-Silicium à 0.1mm et Poudre de fer dont les coefficients sont donnés dans le tableau ci-dessous :

Tableau 10 : Coefficients de pertes fer [52]

	Fer-Silicium à 0.3 mm	Fer-Silicium à 0.1mm	Poudre de fer
k_{add}	3	3	1
k_{ec}	$6,5 \cdot 10^{-3}$	$0,7 \cdot 10^{-3}$	0
k_h	15	15	200

Nous traçons, à partir de l'équation (3.23), la puissance volumique en fonction de la vitesse pour ces trois types de matériaux (cf. **Figure 60**). Les courbes se croisent à 37 200 tr/min entre les machines Fe-Si (0.3mm) et les machines poudres, et à 342 000 tr/min entre les machines Fe-Si (0.1mm) et les machines poudres. Cela montre qu'il existe pour chaque matériau une plage de fréquence optimale : les poudres de fer offrent les meilleures performances pour les vitesses au-delà de 342 000 tr/min et les Fer-Silicium à 0.1 mm et à 0.3mm sont avantageux par rapport aux poudres de fer pour des vitesses inférieures à 342 000 tr/min. A ces vitesses et pour un nombre de paires de pôles unitaire, les fréquences électriques sont égales, respectivement à 620 Hz et 5700 Hz.

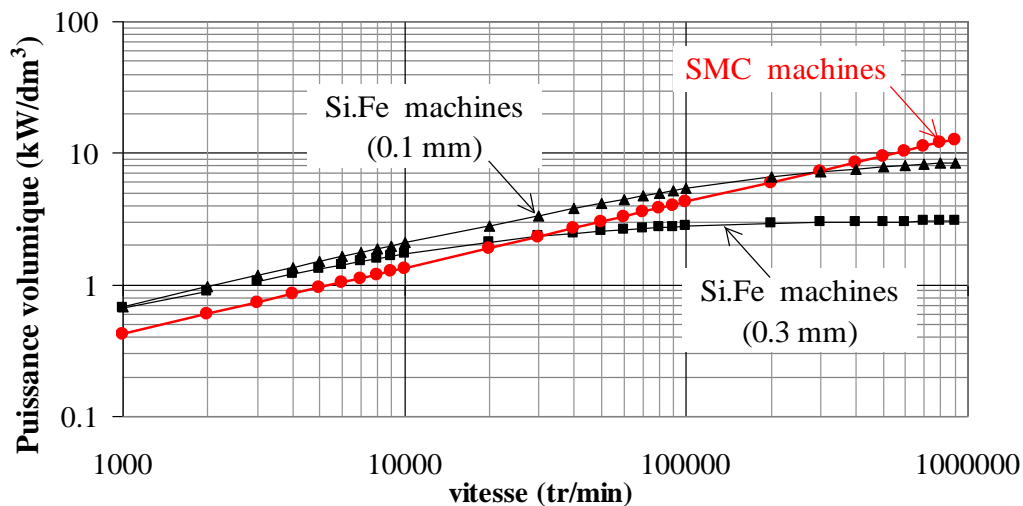


Figure 60 : Evolution de la puissance volumique maximale en fonction de la vitesse

Induction magnétique dans l'entrefer optimale $B_{fm\ opt}$

Nous allons maintenant regarder le niveau de l'induction magnétique optimale dans l'entrefer $B_{fm\ opt}$ en fonction de la vitesse de rotation de la machine. L'induction dans l'entrefer est la variable clef pour le dimensionnement du rotor de la machine. Grâce à l'expression analytique (3.18), nous pouvons analyser l'influence de la vitesse de rotation et des différents types de

matériaux magnétiques sur le niveau l'induction optimale d'entrefer. Dans la **Figure 61**, nous avons tracé l'évolution de celle-ci en fonction de la vitesse pour des machines Fer-Silicium 0.3 mm et Poudre dont les coefficients des pertes fer sont donnés dans le **Tableau 10**. Nous considérons ici une vitesse périphérique de 150m/s, un accroissement de la température maximale de 70°C et le type de refroidissement naturel dont le coefficient d'échange thermique est de 10W/m².K.

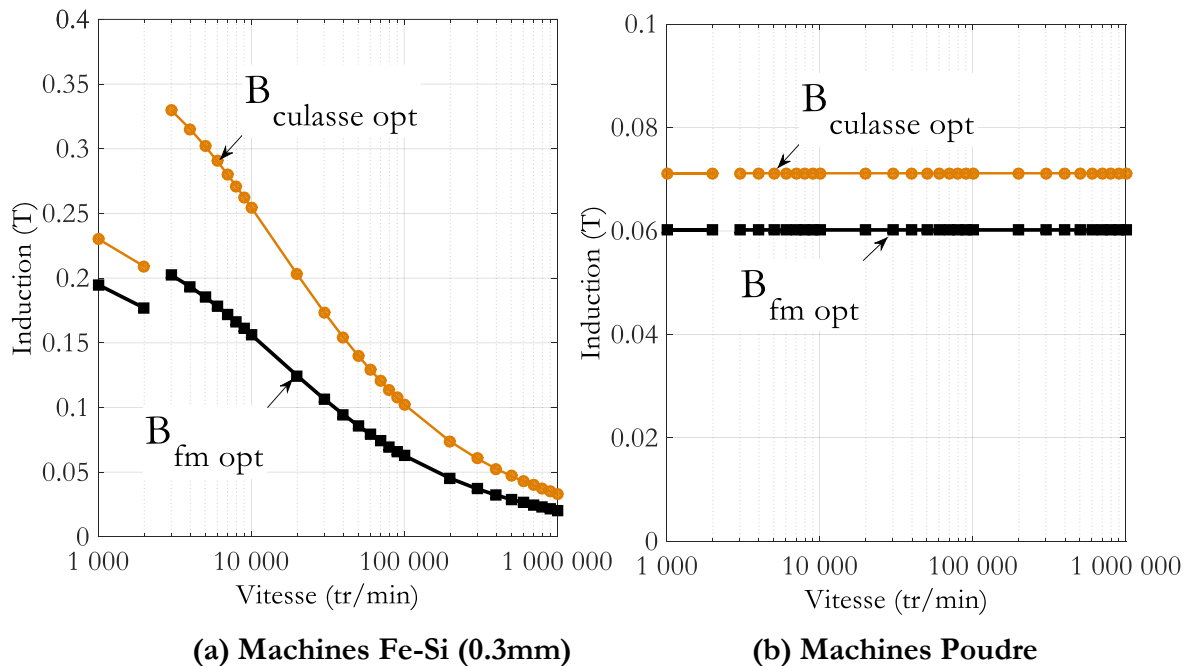


Figure 61 : Evolution de l'induction dans l'entrefer et dans la culasse statorique avec la vitesse pour (a) Machines Fe-Si 0.3mm ; (b) Machines Poudre de fer ($V_p=150\text{m/s}$, $h=10\text{W/m}^2.\text{K}$, $\Delta T_{limite}=70^\circ$)

Les courbes montrent que les niveaux de l'induction d'entrefer peuvent s'obtenir, à partir de certaines vitesses, à l'aide d'aimants de type ferrite ce qui peut être un avantage en raison de leur faible coût et de leur bonne tenue en température. Pour les machines à base de poudre fer, les niveaux d'induction optimaux ne dépendent pas de la vitesse ceci en raison de la valeur nulle des pertes par courants de Foucault.

L'évolution de l'induction dans la culasse statorique $B_{culasse\ opt}$ selon la vitesse peut être également obtenue à partir de l'équation (2.34) et représentée par les courbes marquées en orange sur la **Figure 61**. On peut remarquer que ces niveaux d'induction n'atteignent pas le niveau de saturation donnée par ces matériaux magnétiques (Fer-Silicium 0.3 mm et Poudre). Ce constat nous permet de confirmer notre hypothèse sur la linéarité du fer considérée pour le dimensionnement des machines à haute vitesse.

A partir de l'expression de l'induction dans l'entrefer optimale (3.18), nous pouvons également montrer pourquoi, pour les machines rapides (à vitesse périphérique élevée), les niveaux

d'induction sont faibles. En effet, l'induction d'entrefer optimale est inversement proportionnelle à la vitesse périphérique comme le montre la relation ci-dessous :

$$B_{fmopt} = k_1 \sqrt{\frac{h_{eq} \Delta T_{limite}}{V_p (1 + V_p^4 k_2)}} \quad (3.39)$$

Où k_1 et k_2 sont les termes donnés par :

$$k_1 = \sqrt{\frac{1 + \frac{L}{xR}}{\frac{L}{xR}} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{(1+r_b)r_s}{p^2(1-r_b)} + \frac{(r_b^2 - r_s^2)}{k_d r_s}\right)}} \frac{1}{\sqrt{k_{ad}(k_{ec} p^2 \Omega_M + k_h p)}}} \quad (3.40)$$

$$k_2 = \frac{\pi^2}{144} \frac{k_{ad}(k_{ec} p^2 \Omega_M^2 + k_h p \Omega_M)}{\Omega_M^4} \frac{k_r k_b^2}{\rho_{cu} k_L} \times \left(\frac{(1+r_b)(r_b^2 - r_s^2)}{p^4(1-r_b)r_s^2} + \frac{(r_b^2 - r_s^2)^2}{p^2 k_d r_s^4} \right) u^2 \quad (3.41)$$

Choix du rapport L/R

Lorsque les flasques de la machine participent à l'évacuation thermique, le rapport L/R entre la longueur active et le rayon extérieur de la machine apparaît dans l'expression (3.27). Le choix d'une faible valeur de ce rapport est favorable pour augmenter la puissance volumique. Néanmoins, cela conduit à une augmentation de la valeur maximale de la force magnétomotrice conduisant à une augmentation de la contrainte et des pertes pour le convertisseur d'alimentation de puissance (cf. **Figure 62**). Le choix du rapport L/R doit donc être un compromis entre l'optimisation de la machine et la contrainte et le coût du convertisseur d'alimentation.

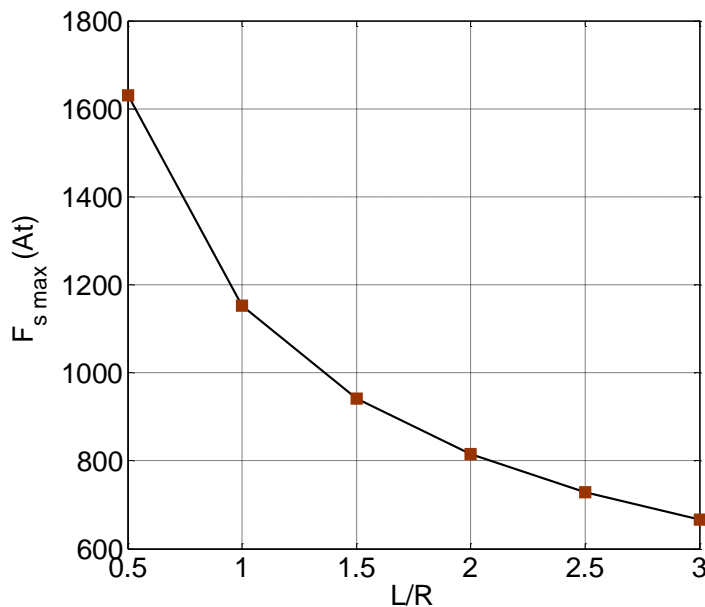


Figure 62 : Evolution de la force magnétomotrice avec le rapport L/R

3.1.4. « Validation » de l'optimisation par approche analytique

Nous présentons ici, comme une manière de valider notre démarche, une comparaison des résultats issus de notre méthode avec des machines à haute vitesse existantes qui sont résumées dans le **Tableau 1** [52]. Toutes les machines sont ici de même technologie (machines à aimants, utilisation de tôles fer-silicium) avec des vitesses périphériques proches (autour de 250m/s) et des conditions d'échange thermique identiques (convection forcée). La **Figure 63** représente ces machines dans le plan puissance/vitesse. En tenant compte des valeurs géométriques r_b, r_s et p optimales que nous avons déterminées dans la partie (3.2.1), la relation (3.23) représente la limite théorique « optimale » de la puissance électromagnétique en fonction de la vitesse de fonctionnement. Cette limite est tracée en trait plein sur la **Figure 63** en considérant une vitesse périphérique de 250 m/s et un coefficient d'échange thermique $h = 100 \text{ W/m}^2\text{K}$ [52].

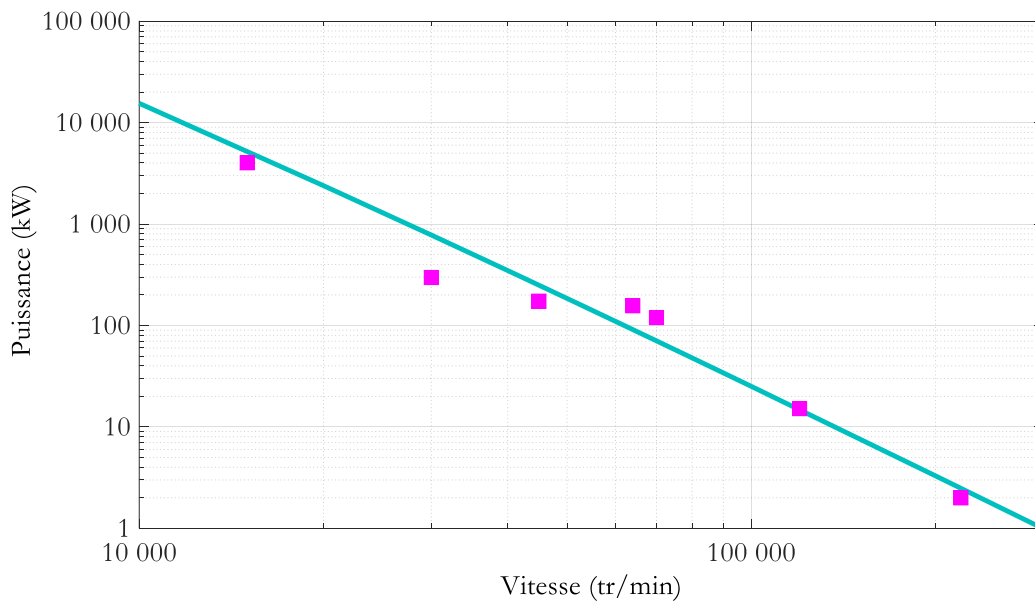


Figure 63 : comparaison entre performances théoriques et performances pratiques ($V_{p \max} = 250 \text{ m/s}$)

Tableau 12 : Données de machines rapides existantes

Puissance (kW)	Vitesse (tr/min)	V_p (m/s)	Référence
4 000	15 000	240	Siemens [93]
3 00	30 000	191	SKF (ex S2M) [94]
175	45 000	217	SKF (ex S2M) [94]
155	64 000	240	SKF (ex S2M) [94]
120	70 000	242	SKF (ex S2M) [94]
15	120 000	214	[95]
2	220 000	288	[96]

3.1.5. Conclusion sur l'optimisation pour un point de fonctionnement

Nous avons présenté la formulation et puis la résolution du problème de la maximisation de la puissance volumique des machines à haute vitesse pour un point de fonctionnement. Ce problème a pu être traité complètement de façon analytique. En effet, l'expression finale de la puissance volumique est une expression analytique fonction des variables d'optimisation. L'obtention de l'optimum de cette fonction peut se faire sans l'aide d'un algorithme d'optimisation ce qui est intéressant pour analyser l'influence de chaque variable sur l'optimum ainsi que pour l'établissement de lois générales de dimensionnement pour les machines à haute vitesse. Nos résultats montrent que le nombre de paires de pôles optimal est égal à 1 à partir d'une certaine vitesse dont la valeur dépend du type de matériau. Alors, les valeurs optimales des variables géométriques tels que le rayon de fond d'encoche réduit et le rayon intérieur du stator réduit $r_{b\ opt}$, $r_{s\ opt}$ sont constantes. Seul le rayon externe change. Il est également possible d'analyser et de choisir le type de matériau le mieux adapté en fonction de la vitesse donc de l'application.

Avec cette démarche, l'optimisation du rotor peut se traiter séparément en respectant l'induction optimale $B_{fm\ opt}$ obtenue. La géométrie optimale du rotor et le choix du type d'aimants peuvent s'obtenir en se basant par exemple sur la minimisation du volume d'aimants, de pertes harmoniques, des ondulations du couple etc.

La démarche de dimensionnement est intéressante pour notre application aux véhicules automobiles dans laquelle les machines sont souvent dimensionnées pour fonctionner à haute vitesse. Dans cette démarche, non seulement les paramètres géométriques sont optimisés mais aussi les termes sources tels que $F_{s\ opt}$, ψ_{opt} . On notera que la résolution du problème de la maximisation de la puissance volumique a été rendu possible parce que l'expression de ces paramètres de commande a été déterminée à l'issue d'une étape en amont de l'optimisation de la géométrie. Nous utiliserons ce principe pour résoudre le problème du dimensionnement sur cycle.

3.2. Optimisation sur un cycle de fonctionnement

Cette partie vise à résoudre le problème du dimensionnement optimal sur cycle (un cycle de conduite normalisé dans notre cas). Les critères d'optimisation sont ici la minimisation de l'énergie perdue sur le cycle et du volume de la machine. Ce sont les critères que nous avons retenus pour notre application où l'on cherche non seulement à augmenter l'autonomie du véhicule (à capacité du système de stockage d'énergie donné) mais aussi à réduire l'encombrement puisqu'on dispose d'un espace limité. Ce problème d'optimisation sur cycle a fait l'objet de plusieurs recherches ces dernières années [22][38][42][45]. Ces travaux sont basés, soit sur un nombre limité des point représentatifs du cycle, soit sur tous les points du cycle mais avec une commande choisie a priori. Cela permet uniquement de minimiser les pertes cuivre jusqu'à la

vitesse de base et réduire la contrainte convertisseur au-delà. Dans nos travaux, nous proposons traiter ce problème d'optimisation en tenant compte de tous les points de fonctionnement du cycle avec recherche d'une commande optimale afin de minimiser l'énergie perdue.

Le laboratoire IREENA a commencé à travailler sur ce sujet lors du dimensionnement d'une visseuse électrique dont les profils de couple et de vitesse étaient fournis [51]. Dans ses travaux, sur la base d'un modèle de machine négligeant la réaction de l'induit, les optimisations sont résolues analytiquement sans l'aide d'algorithmes d'optimisation numérique. La solution repose sur un principe simple, les termes sources (la force magnétomotrice et l'induction d'excitation) sont d'abord optimisés et exprimés en fonction de la géométrie. Exprimés sous forme analytique, ces termes servent ensuite à exprimer le volume pour un cycle donné et un échauffement maximum donné. Cette première formulation, même si elle néglige la réaction de l'induit, est néanmoins intéressante à présenter car elle permet, d'une part de présenter de façon simple et claire la formulation et la résolution du problème, d'autre part de mettre en évidence les grandeurs du cycle qui sont dimensionnantes.

Avant de présenter la solution complète de l'optimisation avec prise en compte de la réaction d'induit, nous allons donc commencer par présenter la résolution du problème sans prise en compte de la réaction d'induit.

3.2.1. Optimisation sur cycle de fonctionnement sans prise en compte de la réaction d'induit

Dans la **Figure 64**, nous résumons les variables d'optimisation, les paramètres d'entrée et les paramètres fixés utilisés dans notre problème d'optimisation sur cycle. Dans ce cas, les paramètres d'entrée de la conception consistent des profils de couple $C_{em}(t)$ et de vitesse de rotation $\Omega_M(t)$ de la machine. Ces derniers sont imposés par le cycle de conduite, les paramètres du véhicule et le rapport g du réducteur mécanique.

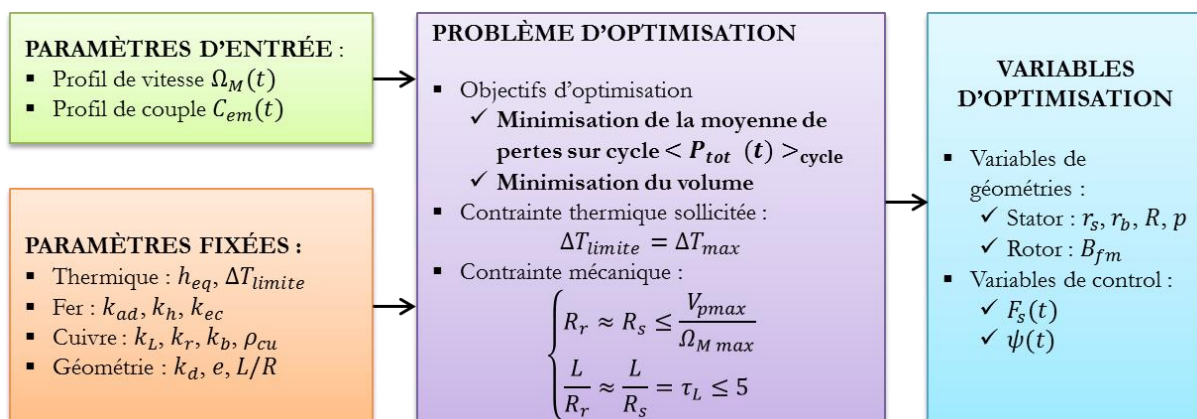


Figure 64 : Présentation du problème d'optimisation sur cycle

Notre démarche consiste à exprimer puis minimiser des pertes moyennes sur cycle et le volume de la machine en fonction des données du cycle (C_{em} et Ω_M) et les variables géométriques.

Dans le cas où la réaction d'induit est négligée, le champ de l'induit n'intervient pas dans l'expression des pertes fer. L'angle $\psi(t)$ optimal vaut alors zéro puisqu'il n'intervient que dans l'expression du couple électromagnétique. Nous pouvons alors obtenir les équations de départ ci-dessous.

- Le couple électromagnétique se détermine par (2.24) :

$$C_{em}(t) = \alpha' B_{fm} F_s(t) \quad (3.42)$$

Avec :

$$\alpha' = \frac{12}{\sqrt{2}} r_s p L R \quad (3.43)$$

- Les pertes électriques totales, sans prise en compte de la réaction de l'induit, s'écrivent :

$$P_{tot}(t) = \beta F_s(t)^2 + \gamma(t) B_{fm}^2 \quad (3.44)$$

- Nous considérons ici la contrainte thermique d'égalité $\Delta T_{limite} = \Delta T_{max}$ avec ΔT_{max} produite par la moyenne de pertes sur cycle $\langle P_{tot}(t) \rangle_{cycle}$:

$$\Delta T_{limite} = \frac{\langle P_{tot}(t) \rangle_{cycle}}{h_{eq} S_{th}} \quad (3.45)$$

Afin de résoudre ce problème d'optimisation, nous le décomposons en deux temps :

- La première étape consiste à minimiser la moyenne de pertes sur cycle en considérant une géométrie donnée. Les variables d'optimisation sont alors l'amplitude de la composante radiale de l'induction d'excitation (B_{fm}) et les forces magnétomotrices ($F_s(t)$) pour tous les points. Ces deux grandeurs, exprimées sous forme analytique, permettent d'obtenir l'expression, toujours sous forme analytique, des pertes moyennes sur cycle en fonction des variables restantes, les variables géométriques (r_b, r_s, R et p).
- La deuxième étape consiste à minimiser le volume de la machine en partant de l'expression obtenue dans l'étape précédente. Cela permet d'obtenir les valeurs optimales de la géométrie.

Etape 1 : Minimisation de la moyenne des pertes sur le cycle

La moyenne des pertes sur le cycle $\langle P_{tot} \rangle_{cycle}$ peut s'exprimer en fonction des deux variables d'optimisation ($B_{fm}, F_s(t)$) comme suit :

$$\langle P_{tot} \rangle_{cycle} = \frac{1}{T} \int_0^T (\beta F_s(t)^2 + \gamma(t) B_{fm}^2) dt \quad (3.46)$$

A partir de l'équation (3.42), la force magnétomotrice $F_s(t)$ peut s'écrire :

$$F_s(t) = \frac{C_{em}(t)}{\alpha'} \frac{1}{B_{fm}} \quad (3.47)$$

Donc :

$$\langle P_{tot} \rangle_{cycle} = \frac{1}{B_{fm}^2} \frac{1}{T} \int_0^T \frac{\beta C_{em}(t)^2}{\alpha'^2} dt + B_{fm}^2 \frac{1}{T} \int_0^T \gamma(t) dt \quad (3.48)$$

Il est possible de montrer, à partir de cette expression (3.48), que la moyenne des pertes sur le cycle est minimisée lorsque la B_{fm} vaut :

$$B_{fm\ opt} = \sqrt[4]{\frac{\int_0^T \frac{\beta C_{em}(t)^2}{\alpha'^2} dt}{\int_0^T \gamma(t) dt}} \quad (3.49)$$

Ce qui, en accord avec la relation (3.47), permet d'exprimer, la force magnétomotrice optimale :

$$F_{s\ opt}(t) = \frac{C_{em}(t)}{\alpha'} \sqrt[4]{\frac{\int_0^T \gamma(t) dt}{\int_0^T \frac{\beta C_{em}(t)^2}{\alpha'^2} dt}} \quad (3.50)$$

En remplaçant α' , β et γ par les expressions (3.43), (3.8) et (3.9), nous pouvons obtenir l'expression de $B_{fm\ opt}$ en fonction des paramètres de la machine comme le montre l'équation (3.51). Les paramètres du cycle qui influencent la valeur optimale de l'induction sont : le couple efficace $C_{em\ eff}$, la vitesse de rotation efficace Ω_{eff} et la vitesse de rotation moyenne Ω_{moy} . On obtient :

$$B_{fm\ opt} = \sqrt[4]{\frac{\rho_{cu} k_L}{2\pi^2 k_r k_b^2}} \sqrt[4]{\frac{C_{em\ eff}^2}{k_{ad} (k_{ec} p^2 \Omega_{eff}^2 + k_h \Omega_{moy})}} \dots \sqrt[4]{\frac{1}{L^2 R^6 \left(\frac{(r_b^2 - r_s^2)(1 + r_b)}{p^4 (1 - r_b)} + \frac{(r_b^2 - r_s^2)^2}{p^2 k_d r_s^2} \right)}} \quad (3.51)$$

Avec :

$$C_{em\,eff} = \frac{1}{T} \int_0^T C_{em}(t)^2 dt \quad (3.52)$$

$$\Omega_{eff} = \frac{1}{T} \int_0^T \Omega_M(t)^2 dt \quad (3.53)$$

$$\Omega_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T \Omega_M(t) dt \quad (3.54)$$

La force magnétomotrice optimale, à partir de (3.8), (3.9), (3.43) et (3.50) s'exprime :

$$F_{s\,opt}(t) = C_{em}(t) \sqrt[4]{\frac{k_{ad}(k_{ec}p^2\Omega_{eff}^2 + k_h\Omega_{moy})}{C_{em\,eff}}} \sqrt[4]{\frac{\pi^3 k_r k_b^2}{144^2 \rho_{cu} k_L}} \dots \sqrt[4]{\frac{R^2}{L^2} \left(\frac{(r_b^2 - r_s^2)(1 + r_b)}{p^6(1 - r_b)} + \frac{(r_b^2 - r_s^2)^2}{p^4 k_d r_s^2} \right)} \quad (3.55)$$

A partir des expressions optimales de l'induction $B_{fm\,opt}$ (3.51) et de la force magnétomotrice $F_{s\,opt}(t)$ (3.55), nous pouvons exprimer la moyenne des pertes comme suit :

$$\begin{aligned} < P_{tot} >_{cycle_min} \\ &= 2\sqrt{2} \frac{1}{R} C_{em\,eff} \Omega_{eff} \sqrt{\frac{\rho_{cu} k_L}{k_r k_b^2}} \sqrt{k_{ad} \left(k_{ec} + \frac{k_h \Omega_{moy}}{p \Omega_{eff}^2} \right)} \dots \\ &\quad \sqrt{\left(\frac{(1 + r_b)}{(1 - r_b)(r_b^2 - r_s^2)} + \frac{p^2}{k_d r_s^2} \right)} \end{aligned} \quad (3.56)$$

Etape 2 : Minimisation du volume de la machine

Nous cherchons ensuite les variables géométriques optimales qui minimisent le volume de la machine. Ce dernier peut s'exprimer en fonction de la surface d'échange thermique $S_{th} = 2\pi R(xR + L)$ comme suit :

$$V_{ol} = \frac{1}{2} \frac{\frac{L}{xR}}{1 + \frac{L}{xR}} S_{th} \quad (3.57)$$

On rappelle l'expression de la contrainte thermique :

$$\Delta T_{limite} = \frac{\langle P_{tot} \rangle_{cycle_min}}{h_{eq} S_{th}} \quad (3.58)$$

Donc le volume de la machine à partir des équations (3.57) et (3.58) s'écrit :

$$V_{ol} = \frac{1}{2} \frac{\frac{L}{xR}}{1 + \frac{L}{xR}} \frac{\langle P_{tot} \rangle_{cycle_min}}{h_{eq} \Delta T_{limite}} \quad (3.59)$$

A partir de ce résultat et du résultat (3.56), l'expression du volume de la machine s'écrit :

$$V_{ol} = \sqrt{2} \frac{\frac{L}{xR}}{1 + \frac{L}{xR}} \frac{C_{em\,eff} \Omega_{eff}}{h_{eq} \Delta T_{limite}} \sqrt{\frac{\rho_{cu} k_L}{k_r k_b^2}} \sqrt{k_{ad} \left(k_{ec} + \frac{k_h}{p \Omega_{moy} (1 + \tau_\Omega^2)} \right)} \dots \quad (3.60)$$

$$\sqrt{\left(\frac{(1 + r_b)}{(1 - r_b)(r_b^2 - r_s^2)} + \frac{p^2}{k_d r_s^2} \right)}$$

Avec le rapport τ_Ω défini comme suit :

$$\tau_\Omega = \sqrt{\frac{\Omega_{eff}^2 - \Omega_{moy}^2}{\Omega_{moy}^2}} \quad (3.61)$$

Alors, la minimisation du volume revient à minimiser la fonction ci-dessous :

$$f(p, r_b, r_s) = \left(k_{ec} + \frac{k_h}{p \Omega_{moy} (1 + \tau_\Omega^2)} \right) \times \left(\frac{(1 + r_b)}{(1 - r_b)(r_b^2 - r_s^2)} + \frac{p^2}{k_d r_s^2} \right) \quad (3.62)$$

En introduisant une vitesse équivalente $\Omega_{\acute{e}qui} = \Omega_{moy} (1 + \tau_\Omega^2)$, nous retrouvons la même équation à optimiser que dans le cas de la maximisation de la puissance volumique pour un point de fonctionnement (3.27). Dans ce cas, l'optimisation de la fréquence de conversion et de la géométrie est identique à celle menée pour le dimensionnement pour un point de fonctionnement qu'on a présenté au paragraphe précédent.

Ce résultat met en évidence que les grandeurs du cycle qui sont dimensionnantes sont : le couple efficace $C_{em\,eff}$, la valeur moyenne Ω_{moy} et la valeur efficace Ω_{eff} de la vitesse de rotation du cycle. En fait, l'optimisation sur cycle peut se ramener au dimensionnement d'une machine équivalente de puissance $C_{em\,eff} \cdot \Omega_{eff}$ qui travaillerait à la vitesse équivalente du cycle $\Omega_{moy} (1 + \tau_\Omega^2)$. En outre, comme le problème peut se résoudre de manière complètement analytique, les valeurs optimales des termes sources ainsi que de la géométrie peuvent s'obtenir simplement et rapidement de façon déterministe à partir des profils de couple et de vitesse.

Nous remarquons que le rapport de réduction du réducteur mécanique g est aussi une variable à optimiser qui est fixé dans notre développement ci-dessus. Cependant, la démarche présentée permet de le prendre en compte dans l'optimisation.

Notons que le couple sur l'arbre et la vitesse de rotation de la machine sont proportionnels à celle des roues du véhicule par le rapport g par la relation suivante :

$$C_{em\ eff} = \frac{C_{roue\ eff}}{g} \quad (3.63)$$

$$\Omega_{moy} = g \Omega_{roue\ moy} \quad \text{et} \quad \Omega_{eff} = g \Omega_{roue\ eff} \quad (3.64)$$

En remplaçant (3.63) et (3.64) dans (3.56), l'équation des pertes moyennes sur cycle minimale devient alors :

$$\begin{aligned} &< P_{tot} >_{cycle\ min} \\ &= 2\sqrt{2} \frac{1}{R} C_{roue\ eff} \Omega_{roue\ eff} \sqrt{\frac{\rho_{cu} k_L}{k_r k_b^2}} \sqrt{k_{ad} \left(k_{ec} + \frac{k_h \Omega_{roue\ moy}}{g p \Omega_{roue\ eff}^2} \right)} \dots \\ &\quad \sqrt{\left(\frac{(1+r_b)}{(1-r_b)(r_b^2 - r_s^2)} + \frac{p^2}{k_d r_s^2} \right)} \end{aligned} \quad (3.65)$$

Cette relation montre que l'augmentation du rapport de réduction conduit à diminuer la moyenne des pertes sur cycle, donc le volume de la machine. Dès lors, si seules les pertes électriques sont considérées dans l'optimisation, il n'existe pas d'optimum sur g . Toutefois, si on tient compte des pertes mécaniques qui augmentent selon la vitesse de rotation de la machine, on peut obtenir une valeur optimale du rapport de réduction g . La **Figure 65** présente, à titre d'illustration, l'évolution du volume optimal en fonction du rapport de réduction g obtenue avec ou sans la prise en compte des pertes mécaniques dans l'optimisation.

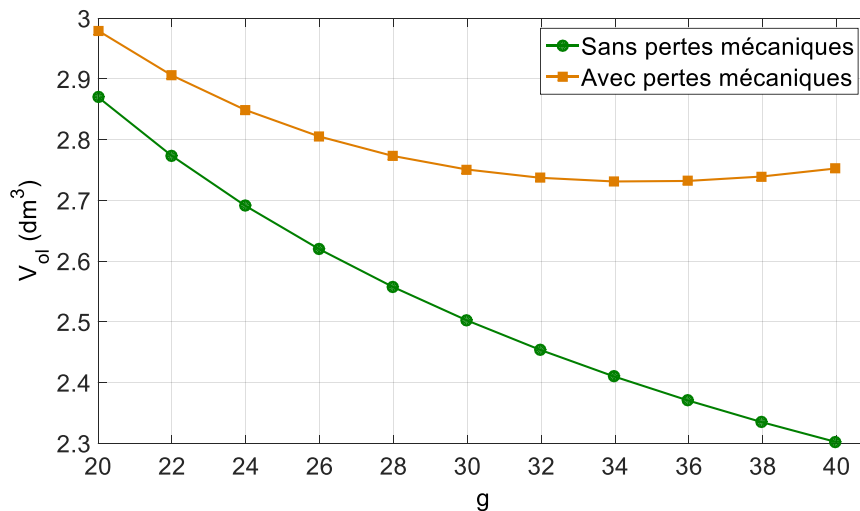


Figure 65 : évolution du volume optimal en fonction du rapport de réduction du réducteur mécanique

3.2.2. Optimisation sur un cycle de fonctionnement avec prise en compte de la réaction d'induit

Nous avons montré, par les résultats du dimensionnement sur un point de fonctionnement, qu'il est possible d'exprimer les variables de commande tels que la force magnétomotrice F_s *opt* et l'angle ψ_s *opt* en fonction de la géométrie de la machine. Nous avons également montré qu'on peut résoudre analytiquement, en considérant tous les points de fonctionnement, le problème d'optimisation sur cycle lorsque la réaction d'induit est négligée. Dans cette partie, nous allons montrer comment résoudre le problème en introduisant la réaction d'induit. Nous allons voir que les étapes du processus d'optimisation restent les mêmes. Il s'agit toujours de découper le problème d'optimisation en sous-problèmes avec des objectifs bien définis : optimiser les termes sources d'abord et optimiser la géométrie ensuite.

Lorsque la réaction des courants n'est plus négligeable, l'induction dans l'entrefer n'est alors plus seulement égale à l'induction B_{fm} créée par les aimants, mais égale à l'induction résultante de l'excitation et de la réaction d'induit tel que :

$$B_{rm}^2 = B_{fm}^2 + u^2 F_s(t)^2 - 2u F_s(t) B_{fm} \sin(\psi(t)) \quad (3.66)$$

Avec :

$$u = \frac{6\sqrt{2} \mu_0}{\pi e} \quad (3.67)$$

Ici, e est l'entrefer magnétique somme de l'entrefer et de l'épaisseur aimants.

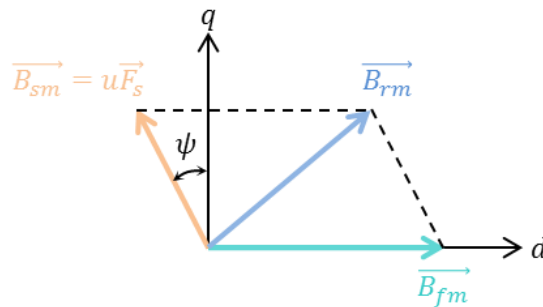


Figure 66 : Composition vectorielle des champs inducteur et induit dans l'entrefer

Dès lors, les pertes magnétiques dans le stator sont calculées à l'aide de la relation :

$$P_f(t) = \gamma(t) B_{rm}^2 = \gamma(t) (B_{fm}^2 + u^2 F_s(t)^2 - 2u F_s(t) B_{fm} \sin(\psi(t))) \quad (3.68)$$

L'intégration de la réaction d'induit dans le processus d'optimisation conduit à l'ajout d'une variable d'optimisation supplémentaire : l'angle $\psi(t)$. En effet, cette grandeur intervient non seulement dans les formules des pertes fer mais aussi dans la formule du couple électromagnétique :

$$C_{em}(t) = \alpha' B_{fm} F_s(t) \cos(\psi(t)) \quad (3.69)$$

Nous rappelons que notre objectif ici est toujours de minimiser la moyenne de pertes sur le cycle et de minimiser le volume de la machine tout en considérant une commande permettant de minimiser les pertes électrique totales pour tous les points de fonctionnement. Dans le cas où la réaction d'induit est négligée ($\psi_{opt} = 0$), à induction B_{fm} donnée, la force magnétomotrice $F_s(t)$ est imposée par le couple. Par contre, lorsque la réaction des courants est considérée, avec la présence de la variable de commande $\psi(t)$, il existe plusieurs possibilités de commande pour obtenir le couple. Il existe un couple de valeurs optimales ($F_{s\ opt}(t)$ et $\psi_{opt}(t)$) qui permet de minimiser les pertes totales pour un point de fonctionnement. La recherche de la solution optimale, dans ce cas, se décompose en trois étapes :

- Il s'agit tout d'abord rechercher les profils optimaux de $\psi(t)$ et de $F_s(t)$ qui minimisent les pertes électriques pour tous les points de fonctionnement du cycle d'une machine donnée. Ces profils doivent s'exprimer à partir du profil de charge ($C_{em}(t)$ et $\Omega(t)$) ainsi qu'à partir des autres paramètres d'optimisation (B_{fm}, R, r_s, r_b et p).
- On cherche ensuite l'induction optimale $B_{fm\ opt}$ qui minimise la moyenne des pertes sur le cycle. On obtient ainsi une expression des pertes fonction uniquement des paramètres géométriques.
- Cette dernière étape consiste à minimiser les pertes et le volume de la machine. Contrairement au cas sans réaction d'induit, où nous pouvions exprimer analytiquement le volume en fonction de la géométrie de la machine, nous devons utiliser un algorithme d'optimisation numérique.

Etape 1 : Minimisation des pertes électriques et magnétiques en tout point du cycle

Ces pertes se composent des pertes cuivre et pertes magnétiques du stator :

$$P_{tot}(t) = P_c(t) + P_f(t) \quad (3.70)$$

En remplaçant $P_c(t)$ et $P_f(t)$ dans les expressions (2.50) et (3.68) à l'équation (3.70), on obtient :

$$P_{tot}(t) = \beta F_s(t)^2 + \gamma(t) [B_{fm}^2 + u^2 F_s(t)^2 - 2u F_s(t) B_{fm} \sin(\psi(t))] \quad (3.71)$$

Donc :

$$P_{tot}(t) = [\beta + \gamma(t)u^2] F_s(t)^2 + \gamma(t) B_{fm}^2 - 2u\gamma(t) F_s(t) B_{fm} \sin(\psi(t)) \quad (3.72)$$

A partir de l'équation (3.69), la force magnétomotrice peut s'écrire par :

$$F_s(t) = \frac{C_{em}(t)}{\alpha'} \frac{1}{B_{fm}} \frac{1}{\cos(\psi(t))} \quad (3.73)$$

En remplaçant la force magnétomotrice $F_s(t)$ de l'équation (3.72) par l'expression (3.73), on obtient :

$$P_{tot}(t) = \frac{\beta + \gamma(t)u^2}{\alpha'^2} C_{em}(t)^2 \frac{1}{B_{fm}^2} + \frac{\gamma(t)\beta}{\beta + \gamma(t)u^2} B_{fm}^2 + \dots \quad (3.74)$$

$$+ (\beta + \gamma(t)u^2) \frac{1}{B_{fm}^2} \left(\frac{C_{em}(t)}{\alpha'} \tan(\psi(t)) - \frac{\gamma(t)u}{\beta + \gamma(t)u^2} B_{fm}^2 \right)^2$$

On montre que la minimisation des pertes $P_{tot}(t)$ s'obtient lorsque $\psi(t)$ vaut :

$$\psi(t)_{opt} = \tan^{-1} \left(\frac{\alpha' \gamma(t)u}{\beta + \gamma(t)u^2} \frac{B_{fm}^2}{C_{em}(t)} \right) \quad (3.75)$$

Avec une force magnétomotrice optimale $F_s(t)_{opt}$ qui vaut donc :

$$F_s(t)_{opt} = \sqrt{\left(\frac{C_{em}(t)}{\alpha' B_{fm}} \right)^2 + \left(\frac{\gamma(t)u B_{fm}}{\beta + \gamma(t)u^2} \right)^2} \quad (3.76)$$

A partir de ces valeurs optimales, nous obtenons l'expression des pertes électriques optimales comme suit :

$$P_{tot\ opt}(t) = \frac{\beta + \gamma(t)u^2}{\alpha'^2} C_{em}(t)^2 \frac{1}{B_{fm}^2} + \frac{\gamma(t)\beta}{\beta + \gamma(t)u^2} B_{fm}^2 \quad (3.77)$$

Etape 2 : Minimisation de la moyenne des pertes sur le cycle

Il est montré que l'expression des pertes électriques totales (pertes minimisées par la commande) peut s'écrire en fonction des paramètres B_{fm} , R , r_s , r_b et p et des données du cahier de charge (profils de couple et de vitesse) (cf. (3.77)). Ce résultat sera utilisé dans cette étape pour exprimer et puis optimiser la moyenne de pertes sur cycle. Celle-ci s'écrit :

$$\langle P_{tot}(t) \rangle_{cycle} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{tot\ opt}(t) dt \quad (3.78)$$

Qui s'exprime, à partir des relations (3.78) :

$$\langle P_{tot}(t) \rangle_{cycle} = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\beta + \gamma(t)u^2}{\alpha'^2} C_{em}(t)^2 \frac{1}{B_{fm}^2} + \frac{\gamma(t)\beta}{\beta + \gamma(t)u^2} B_{fm}^2 \right) dt \quad (3.79)$$

$$\langle P_{tot}(t) \rangle_{cycle} = \frac{1}{B_{fm}^2} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\beta + \gamma(t)u^2}{\alpha'^2} C_{em}(t)^2 \right) dt + B_{fm}^2 \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\gamma(t)\beta}{\beta + \gamma(t)u^2} \right) dt \quad (3.80)$$

A partir de l'équation (3.80), il est possible de montrer que la moyenne des pertes des tous les points de fonctionnement $\langle P_{tot}(t) \rangle_{cycle}$ est minimale lorsque :

$$B_{fm\ opt} = \sqrt[4]{\frac{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\beta + \gamma(t)u^2}{\alpha'^2} C_{em}(t)^2 \right) dt}{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\gamma(t)\beta}{\beta + \gamma(t)u^2} \right) dt}} \quad (3.81)$$

Dès lors, $\langle P_{tot}(t) \rangle_{cycle}$ s'écrit :

$$\langle P_{tot}(t) \rangle_{cycle\ opt} = 2 \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\beta + \gamma(t)u^2}{\alpha'^2} C_{em}(t)^2 \right) dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\gamma(t)\beta}{\beta + \gamma(t)u^2} \right) dt} \quad (3.82)$$

Etape 3 : Minimisation des pertes moyennes et du volume de la machine

Nous recherchons ici les valeurs optimales des variables géométriques (R, r_s, r_b et p) qui minimisent les pertes moyennes (cf. (3.82)) et le volume de la machine à échauffement donné. La minimisation de ces deux fonctions par algorithme d'optimisation (algorithme génétique dans notre cas) nous fournit un front de Pareto lorsque la contrainte thermique n'est pas prise en compte dans le processus d'optimisation. Parmi l'ensemble des solutions du front, une seule respecte la condition $\Delta T = \Delta T_{limite}$. À titre d'illustration, la **Figure 67** présente un front de Pareto qui trace toutes les solutions dont les pertes moyennes sur cycle sont minimales. Sur ce front, toutes les solutions se trouvant à droite du point à $\Delta T = \Delta T_{limite}$ satisfont la contrainte thermique. Parmi toutes ces solutions, on choisit celle qui présente le volume le plus petit.

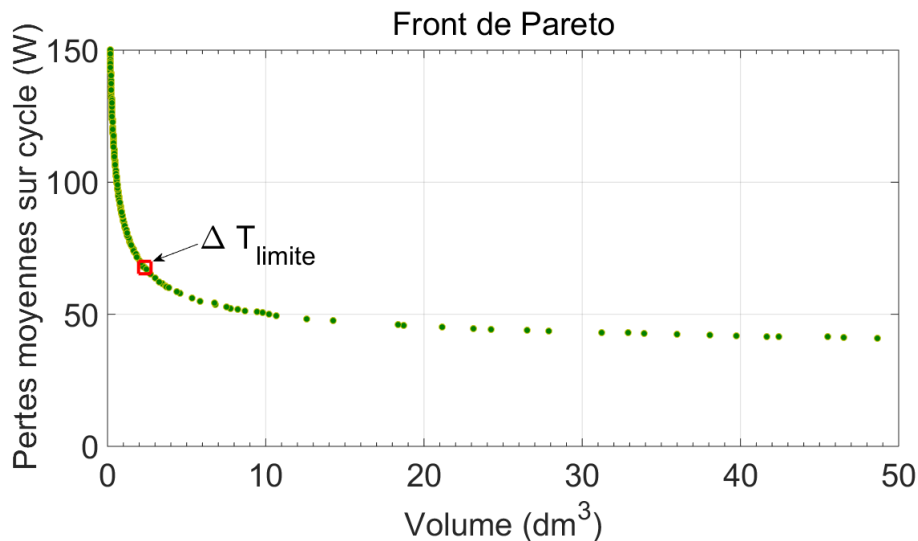


Figure 67 : front de Pareto dans le plan Volume-Pertes moyennes sur cycle

3.2.3. Conclusion sur l'optimisation sur cycle de fonctionnement

Nous venons de présenter une méthode de dimensionnement sur cycle pour les machines synchrones à aimants permanents déposés en surface. Contrairement aux méthodes classiques s'appuyant sur le ou les quelques points caractéristiques du cycle, notre méthode intègre dans son principe l'ensemble des données du cycle, ce qui permet d'optimiser la stratégie de commande en plus de la géométrie.

Dans le cas où la réaction d'induit est négligée, nous avons montré que le résultat de l'optimisation peut se formuler de façon complètement analytique. Dans ce cas, cela revient au dimensionnement d'une machine équivalente qui travaillerait en continu à puissance $C_{em\,eff} \cdot \Omega_{eff}$ et à vitesse $\Omega_{moy}(1 + \tau_{\Omega}^2)$. Le résultat, exprimé sous forme analytique, est alors immédiat.

Avec la prise en compte de la réaction des courants statoriques, nous avons montré qu'il est possible d'optimiser la commande par défluxage en tout point de fonctionnement. Notons que cette commande optimale, déduite du processus d'optimisation, est d'autant plus efficace que les vitesses de fonctionnement sont élevées. Néanmoins, contrairement au cas sans prise en compte de la réaction d'induit, il n'est plus possible ici de résoudre jusqu'au bout le problème d'optimisation de manière purement analytique et nécessite l'utilisation d'un algorithme d'optimisation. Toutefois, le temps de calcul reste très réduit car les fonctions à optimiser ne contiennent que des paramètres géométriques qui sont indépendantes du temps. Dans notre méthodologie, en effet, les paramètres de contrôle $F_s(t)_{opt}$, $\psi(t)_{opt}$ sont déterminés en amont et de façon déterministe.

Notons enfin que la méthodologie ici présentée est applicable quel que soit le type de cycle.

3.3. Conclusion

Dans ce chapitre, une méthodologie de dimensionnement optimal des machines synchrones à haute vitesse à aimants permanents déposés en surface est présentée. La formulation du problème s'appuie sur des modèles (magnétique, thermique, mécanique) dont les niveaux de précision gardent une cohérence les uns avec les autres et les variables influençant au premier ordre le résultat ont été conservées. La méthode nous permet de calculer la fréquence de conversion optimale, les valeurs optimales de la géométrie et des termes sources de la machine ainsi que de faire le choix des matériaux magnétiques. D'autre part, en tenant compte des pertes mécaniques cette méthode nous permet également d'optimiser le rapport de réduction du réducteur mécanique. On notera, qu'en l'absence de pertes rotoriques nous pouvons optimiser le rotor séparément via la connaissance de l'induction optimale dans l'entrefer ($B_{fm\,opt}$) issue de l'optimisation.

L'intérêt du travail ne réside pas uniquement dans sa formulation mais aussi dans le résultat qu'elle permet d'obtenir. Dans le chapitre suivant, la méthodologie sera appliquée pour dimensionner une machine pour une petite voiture de type urbain qui doit répondre à un cycle de conduite standard composé de centaines points de fonctionnement. On pourra alors observer que le défluxage est appliqué pour tous les points de fonctionnement. Les résultats montreront que le défluxage permanent aura un impact non négligeable sur les pertes moyennes sur cycle, donc le volume de la machine ainsi que sur la contrainte en tension du convertisseur.

Chapitre 4. Application et Validation

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté en détail une méthodologie d'optimisation sur cycle pour les machines des aimants permanents à pôles lisses. Il s'agit d'une approche analytique, donc nécessitant peu de temps de calcul. Elle permet d'optimiser en même temps les variables géométriques ainsi que les variables de commande tout en tenant compte de tous les points de fonctionnement dans le processus d'optimisation. On rappelle que la méthode est généralisable à l'ensemble des applications définies par des fonctionnements sur cycle, quel que soit le cycle.

Dans le cadre de nos travaux, nous nous sommes intéressés aux véhicules automobiles. Nous avons fait le choix particulier d'étudier le cas des véhicules de petites puissances c'est-à-dire plutôt de type urbain. La méthode présentée au chapitre précédent sera donc appliquée ici au dimensionnement d'une machine synchrone à aimants montés en surface pour une petite voiture électrique citadine. Ce dimensionnement sera réalisé sur la base d'un cycle de conduite normalisé : nous avons fait le choix du cycle « *Urban Dynamometer Driving Schedule* » (UDDS). Le critère d'optimisation que nous avons retenu est double, minimiser l'énergie perdue sur le cycle et minimiser le volume de la machine. Nous envisagerons notamment deux stratégies de commandes différentes. Le cas d'une commande à $I_d = 0$ quel que soit le point de fonctionnement (donc sans défluxage) et le cas d'une commande avec défluxage optimum pour chaque point de fonctionnement.

Après optimisation, un travail d'analyse et de validation sera présenté. Nous commencerons par une étude de sensibilité vis-à-vis des variables d'optimisation puis nous utiliserons le modèle à réseau de réluctances pour valider les performances sur cycle de la machine optimale.

Le dimensionnement s'effectuera en considérant que la machine est alimentée par des courants parfaitement sinusoïdaux. Cependant, l'alimentation par un convertisseur fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion peut être source de pertes supplémentaires pour la machine ainsi que pour le convertisseur. Nous aborderons donc en fin de chapitre cette influence en envisageant notamment le cas d'une alimentation pleine onde et d'une alimentation en modulation de largeur d'impulsion (MLI).

4.1. Dimensionnement d'une machine synchrone pour véhicule automobile

La **Figure 68** représente la chaîne de traction considérée pour notre application. Il s'agit d'un véhicule tout électrique dans lequel un seul moteur électrique prend en charge la traction de la

voiture. Le moteur est alimenté sur batterie (B) via un convertisseur de puissance qui est piloté par un système de commande (CMD). L'effort est transmis aux roues via un système mécanique constitué d'un réducteur mécanique (R) et d'un différentiel (D).

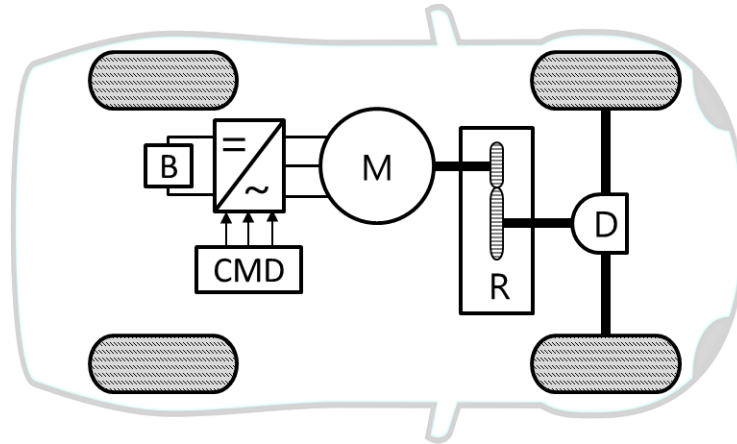


Figure 68 : Chaîne de traction du véhicule tout électrique considérée

Notre objectif est de dimensionner le moteur électrique de la chaîne de traction. Nous avons considéré un réducteur de rapport de réduction g fixe, ne disposant pas à ce jour de données suffisante pour intégrer son dimensionnement et son optimisation dans nos travaux. Les critères d'optimisation sont, d'une part de minimiser le volume de la machine en raison de l'encombrement limité du véhicule, d'autre part de minimiser ses pertes électrique pendant son fonctionnement en raison de la capacité limitée des batteries électrochimiques. On notera qu'il s'agit là d'un dimensionnement sur un critère énergétique auquel il conviendra dans de futurs travaux d'intégrer d'autres critères classiquement rencontrés en traction automobile comme l'exigence d'un fort couple à l'arrêt (démarrage en côté ou montée d'un trottoir) ou la capacité à assurer un régime forcé sur une longue ou moyenne durée (fonctionnement en pente ou avec charge).

Après avoir défini nos deux critères d'optimisation, nous allons détailler le cahier des charges sur la base duquel nous allons établir notre optimisation.

4.1.1. Cahier des charges

Le cahier des charges est en premier lieu défini par les paramètres du véhicule. Dans notre cas, où nous considérons une petite voiture de type citadine, les données considérées sont résumées dans le *Tableau 11*.

Tableau 11 : Données du véhicule électrique urbain considéré

Masse du véhicule	M	700 kg
Rayon des roues	R_{roue}	27 cm
Coefficient aérodynamique	c_x	0,3
Coefficient de frottement	f	0,01
Surface frontale	S	1,5 m ²
Pente	Λ	0°
Puissance maximale	P_{max}	14,7 kW



A ces données, nous devons associer un cycle de conduite qui représente généralement un profil représentatif de vitesse en fonction du temps. Classiquement, les cycles de conduite sont utilisés pour estimer la consommation en carburant et les émissions de polluants des véhicules à moteurs thermiques. Dans le cas des véhicules électriques, ces cycles de conduite sont utilisés pour estimer l'énergie perdue sous forme électrique dans le moteur électrique. Le cycle urbain normalisé « *Urban Dynamometer Driving Schedule* » (UDDS) est un profil de vitesse d'une durée de 23 minutes environ avec une vitesse moyenne de 31,3 km/h et une vitesse maximale de 91 km/h [26] (cf. **Figure 69**).

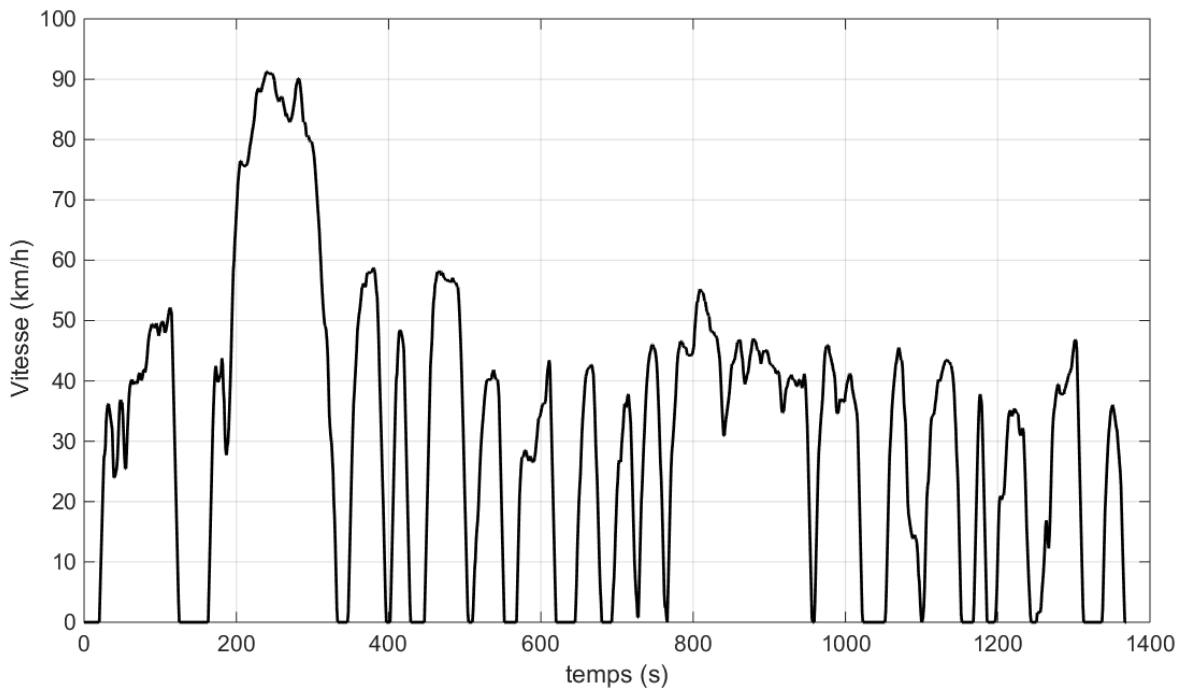


Figure 69 : Cycle de vitesse normalisé UDDS

A partir des données spécifiques de la voiture et du profil de vitesse (cycle UDDS), le couple mécanique exigé au niveau des roues pour l'entraînement du véhicule peut être déduit de l'équation fondamentale de la dynamique suivante [97]:

$$C_m(t) = R_{roue} \left[M \frac{dv(t)}{dt} + \frac{1}{2} \rho c_x S v^2(t) + 9,81 M (\sin \Lambda + f \cos \Lambda) \right] \quad (4.1)$$

La **Figure 70** représente l'ensemble des points de fonctionnement sur le plan couple/vitesse au niveau des roues compte tenu des données du cycle et des données du véhicule.

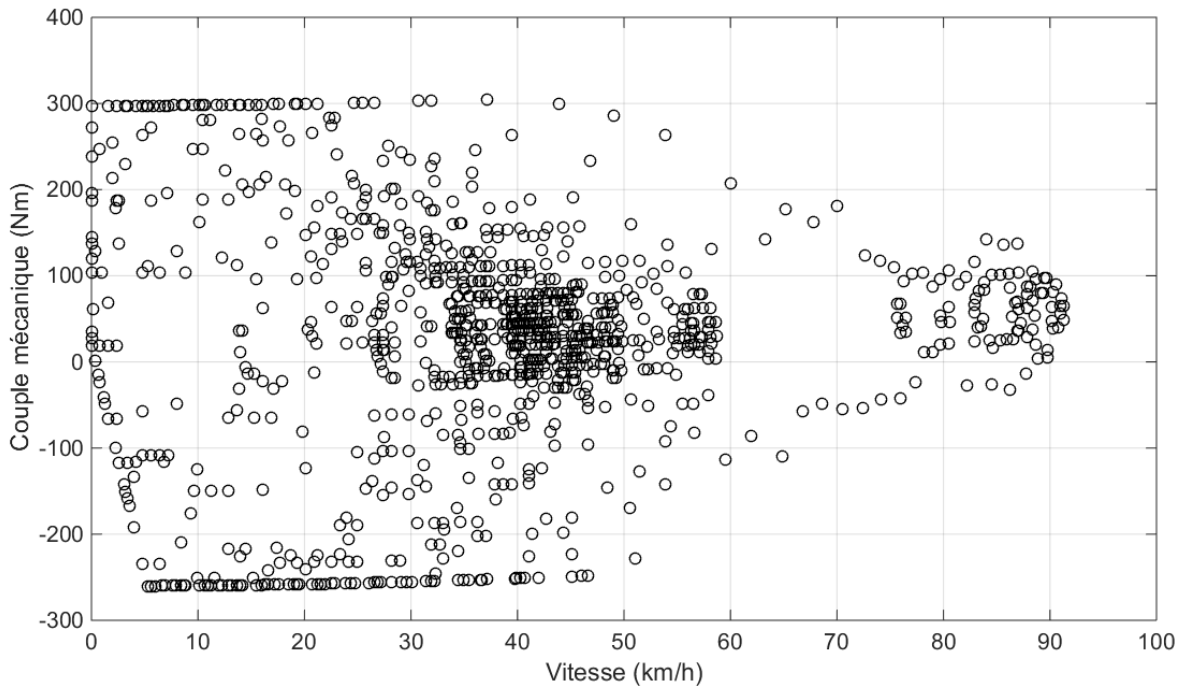


Figure 70 : Points de fonctionnement dans le plan Couple à la roue/vitesse du véhicule considéré avec profil UDDS

4.1.2. Dimensionnement optimal

Avec le cahier des charges retenu, nous dimensionnons maintenant le moteur en appliquant notre méthodologie d'optimisation sur cycle présentée et détaillée au chapitre précédent. Rappelons que notre méthode permet d'envisager le défluxage optimum en tous points du cycle de fonctionnement. Contrairement à l'approche classique où le défluxage est utilisé pour réduire la contrainte en tension sur le convertisseur d'alimentation, nous envisagerons en effet le défluxage comme un paramètre d'optimisation. Afin d'en étudier l'effet, nous considérerons les deux stratégies de commande différentes suivantes :

- **Cas 1 :** l'angle d'autopilotage $\psi(t)$ est imposé donc non optimisé. Il est pris égal à zéro pour tous les points du cycle. Il s'agit du mode de commande « classique », dit à $I_d = 0$.
- **Cas 2 :** L'angle d'autopilotage $\psi(t)$ est optimisé pour minimiser les pertes électriques (pertes fer et cuivre) pour tous les points de fonctionnement. La machine travaille en défluxage permanent.

La démarche d'optimisation a été développée dans le chapitre 3. Nous ne présenterons dans ce chapitre que les principaux résultats relatifs aux étapes du processus d'optimisation. Commençons auparavant par définir les données constantes du problème puis les variables d'optimisation et leur plage de variation.

- ❖ Paramètres constants : Le **Tableau 12** liste l'ensemble des paramètres constants du problème d'optimisation. Nous considérerons un refroidissement par convection naturelle avec un coefficient d'échange thermique h_{eq} pris égal à 10 W/m²K. L'élévation de température maximale admissible entre le point le plus chaud et l'air ambiant est fixée à 70°C. Le matériau ferromagnétique utilisé ici est de type Fer-Silicium de 0.3mm d'épaisseur avec les coefficients de pertes donnés dans le **Tableau 12**. Nous considérerons enfin un entrefer magnétique (épaisseur d'aimant + épaisseur d'entrefer mécanique) d'épaisseur de 5 mm.
- ❖ Variables d'optimisation : en accord avec la méthodologie d'optimisation présentée au chapitre II, nous avons quatre variables d'optimisation dont les plages de variation sont données **Tableau 13**.
- ❖ Fonctions à minimiser : Nous avons deux fonctions à minimiser. La moyenne des pertes sur cycle (fonction f_1) et le volume de la machine (fonction f_2).

$$\min \begin{cases} f_1 = f(p, r_s, r_b, R) \\ f_2 = f(R) \end{cases} \quad (4.2)$$

Avec :

$$f_2 = \pi R^3 \tau_{LR} \quad (4.3)$$

f_1 s'écrit pour le cas 1 ($\psi(t) = 0$) par (3.82) :

$$f_1 = 2 \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\beta + \gamma(t)u^2}{\alpha'^2} C_{em}(t)^2 \right) dt} \times \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \gamma(t) dt} \quad (4.4)$$

Et pour le cas 2 ($\psi(t)_{opt}$) :

$$f_1 = 2 \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\beta + \gamma(t)u^2}{\alpha'^2} C_{em}(t)^2 \right) dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{\gamma(t)\beta}{\beta + \gamma(t)u^2} \right) dt} \quad (4.5)$$

Avec, pour rappel :

$$\alpha' = \frac{12}{\sqrt{2}} r_s p L R \quad (4.6)$$

$$\beta = \frac{144 \rho_{cu} k_L}{\pi} \frac{p^2}{k_r k_b^2} \frac{L}{r_b^2 - r_s^2} R^2 \quad (4.7)$$

$$\gamma = k_{ad}(k_{ec}p^2\Omega_M^2 + k_h p\Omega_M) \left(\frac{(1+r_b)r_s^2}{p^2(1-r_b)} + \frac{(r_b^2 - r_s^2)}{k_d} \right) \pi LR^2 \quad (4.8)$$

Tableau 12 : Données constantes du problème

Paramètre	Symbole	Valeur
Coefficient d'échange thermique	h_{eq}	10 W/m ² K
Elévation de température maximale admissible	ΔT_{limite}	70°C
Vitesse périphérique maximale	V_{pmax}	150 m/s
Coefficient additionnel des pertes fer	k_{ad}	3 (0,3mm Si. Fe)
Coefficient de pertes par hystérésis	k_h	15 (0,3mm Si. Fe)
Coefficient de pertes par courants de Foucault	k_{ec}	6,5 10 ⁻³ (0,3mm Si. Fe)
Facteur de remplissage de l'encoche	k_r	0,3
Rapport ouverture d'encoche/pas dentaire	k_d	0,5
Coefficient de correction de la longueur active	k_L	1,2
Coefficient de bobinage	k_b	0,9
Rapport du réducteur mécanique	g	35
Rapport longueur/rayon extérieur de la machine	$\tau_{LR} = L/R$	2
Entrefer magnétique	$e = h_a + h_e$	5mm

Tableau 13 : Variables d'optimisation

Variation d'optimisation	Valeur min	Valeur max
p	1	10
r_s	0	1
r_b	0	1
R	1cm	20cm

- **Contraintes :** Nous rappelons ici l'expression des contraintes :

- ✓ Contrainte géométrique :

$$r_s < r_b \quad (4.9)$$

- ✓ Contrainte de saturation :

$$\begin{cases} B_{dm \max} < B_{sat} \\ B_{cm \max} < B_{sat} \end{cases} \quad (4.10)$$

Avec $B_{cm \max}$ et $B_{dm \max}$ l'induction maximale dans la culasse et dans les dents et B_{sat} le niveau de saturation du matériau ferromagnétique M270-35A.

- ✓ Contraintes mécaniques (cf. (2.60) et (2.63)) :

$$\begin{cases} R_{rmax} \leq \frac{V_{pmax}}{\Omega_{max}} \\ \frac{L}{R_r} \leq 5 \end{cases} \quad (4.11)$$

✓ Contrainte thermique (cf. (2.66)) :

$$\Delta T_{limite} = \frac{\langle P_{tot} \rangle_{cycle}}{h_{eq} S_{th}} \quad (4.12)$$

4.1.3. Résultats

Le problème d'optimisation multi-objectif est résolu à l'aide de la fonction Matlab *gamultiobj* qui utilise l'algorithme NSGA-II [98]. Cette fonction permet de déterminer un ensemble de points qui constituent le front de Pareto du problème d'optimisation. Un point est sur le front de Pareto s'il n'existe pas un autre point meilleur en tous les critères. Chaque point sur le front de Pareto est donc une solution optimale du point de vue des critères donnés.

L'algorithme s'arrête, soit lorsque le nombre d'itérations atteint sa valeur maximale choisie, soit lorsqu'il n'y a pas d'amélioration significative du front Pareto (inférieur à une tolérance donnée) pendant un nombre limité de générations. Le nombre maximal d'itérations (générations) que nous avons choisi est égal à 200. La tolérance est fixée à 10^{-12} pour 50 générations et la taille d'une population égale à 500.

Notre optimisation a été menée avec l'algorithme d'optimisation décrit précédemment. A ce stade, les contraintes mécaniques (cf. (4.11)) et la contrainte géométrique (cf. (4.9)) et de saturation (cf. (4.10)) sont gérées dans l'algorithme. Seule la contrainte thermique est laissée libre lors de cette phase d'optimisation.

Le **Figure 71** représente les fronts de Pareto Volume-Pertes moyennes sur cycle issus de l'algorithme d'optimisation pour les deux cas : avec et sans défluxage. Les fronts de Pareto montrent que la valeur minimale possible de la moyenne des pertes sur cycle d'une machine diminue lorsque son volume augmente. Sur ces fronts, l'élévation de température ΔT est décroissante avec le volume. Le point d'élévation de température à 70°C est repéré sur le front. Tous les points, situés à droite de ce point satisfont donc la contrainte thermique. Sur l'espace de solutions restant, le volume et les pertes sont minimales. In fine, le point à $\Delta T = 70^\circ\text{C}$ représente la solution choisie.

Les dimensions optimales (pour les cas 1 et 2) et les performances associées sont données dans le **Tableau 14**. Les valeurs optimales des variables géométriques p, r_s, r_b et R sont obtenues par l'algorithme d'optimisation comme précisé précédemment alors que les valeurs optimales des variables sources telles que l'induction optimale dans l'entrefer B_{fm} , la force magnétomotrice

optimales $F_s(t)$ et l'angle $\psi(t)$ sont déduites analytiquement à partir des équations (cf. (3.76) et (3.75)). La **Figure 72** représente les géométries optimales du stator obtenues.

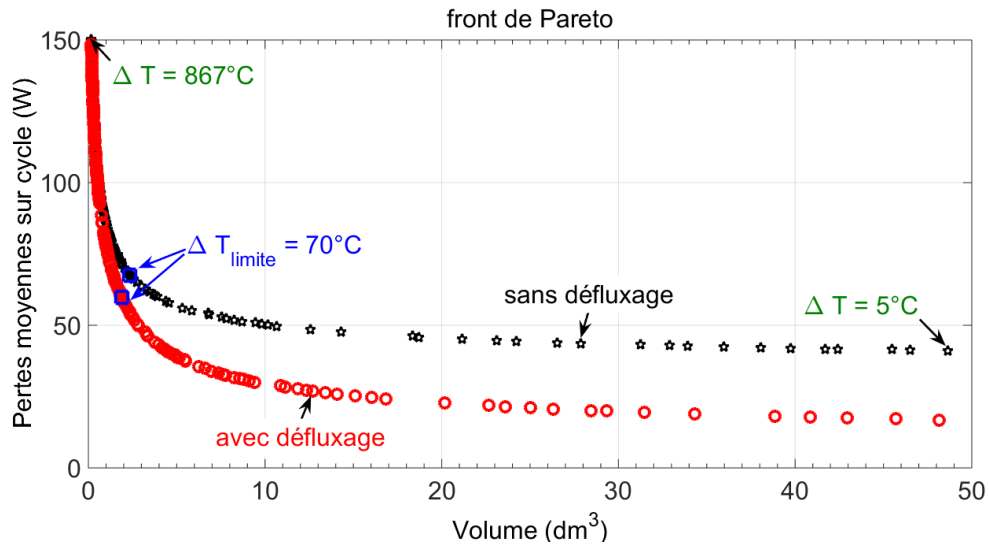


Figure 71 : Front de Pareto Volume – Pertes moyennes sur cycle avec défluxage

Tableau 14 : Performances optimales

	Sans défluxage	Avec défluxage
p_{opt}	1	1
$r_s opt$	0,4	0,4
$r_b opt$	0,68	0,79
R	72 mm	67 mm (-7%)
$B_{fm opt}$	0,37 T	0,42 T
$\langle P_c(t) \rangle_{cycle}$	29,3 W	33,83 W
$\langle P_f(t) \rangle_{cycle}$	40,5 W	24,68 W
$\langle P_{tot}(t) \rangle_{cycle}$	69,8 W	58,51 W (-16%)

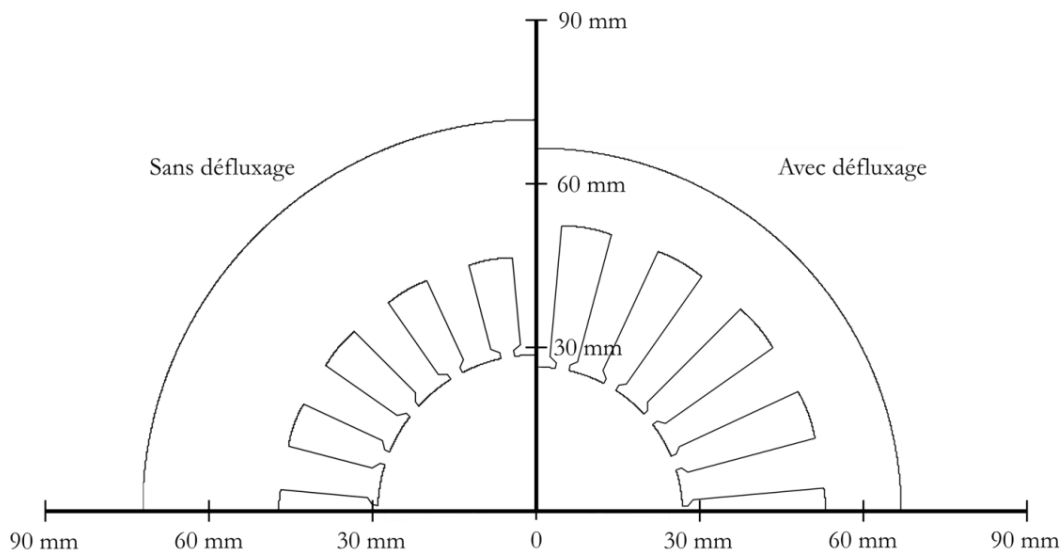


Figure 72 : Géométries des machines optimales

Nous pouvons observer qu'avec défluxage, les pertes électriques sont réduites de 16% sur le cycle par rapport à une commande à $I_d = 0$. En conséquence, la machine a un volume plus petit de 23% (cf. **Tableau 14**). En mode de défluxage en effet, les angles d'autopilotage minimisent en tout point la somme des pertes cuivre et pertes fer contrairement au cas de la commande à flux croisé où ces angles, fixés à zéro, ne minimisent que les pertes cuivre. Afin de mettre en évidence l'influence du défluxage sur le résultat de l'optimisation, nous représentons dans le plan Couple/Vitesse, en couleur, les valeurs optimales de l'angle d'autopilotage déterminées à partir de l'équation (3.75) (cf. **Figure 73**). Le rouge foncé correspond à un angle positif maximal de 90° alors qu'une couleur bleu foncé correspond à un angle négatif de -90° . Cette représentation permet de visualiser par zone l'intensité du défluxage. Sur la même figure, nous présentons également tous les points de fonctionnement du cycle. Nous pouvons remarquer que l'angle d'autopilotage optimum est faible dans la zone de fort couple et basse vitesse. Il devient plus important lorsque la vitesse augmente. Notons qu'une part importante des points de fonctionnement de notre cahier des charges se trouve dans la zone où l'angle de défluxage est grand (valeur absolue supérieure de 30°).

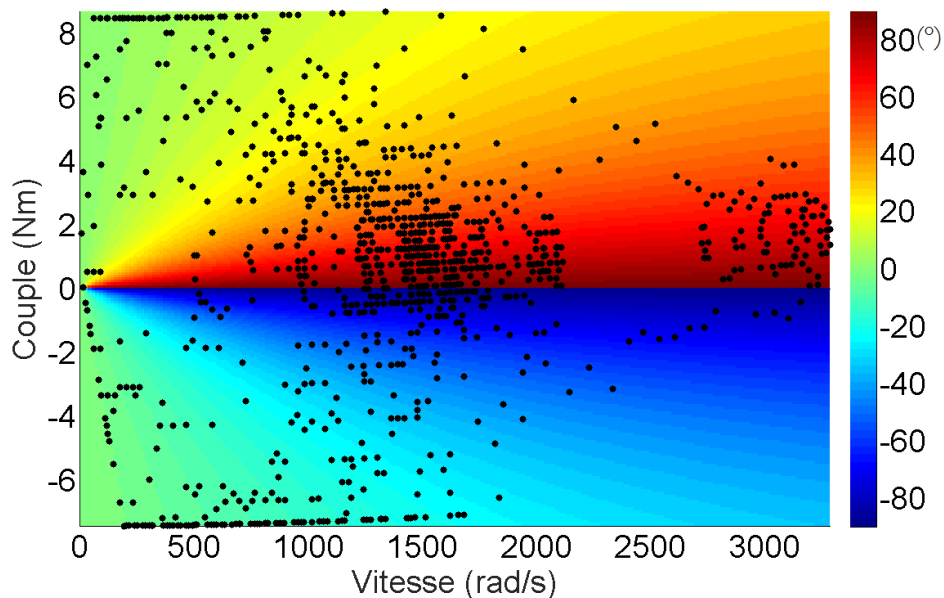


Figure 73 : Points de fonctionnement du cycle représentés dans le plan Couple/Vitesse avec les valeurs optimales de ψ_{opt}

En outre, on peut constater que le défluxage a un impact plus important sur les pertes fer que sur les pertes cuivre. Il permet une réduction de 39% de pertes fer moyennes sur le cycle. En contre partie, les pertes cuivre augmentent de 15% par rapport à la commande à flux croisé. La **Figure 74** et la **Figure 75** représentent respectivement l'évolution des pertes cuivre et des pertes fer pendant le cycle pour les deux cas.

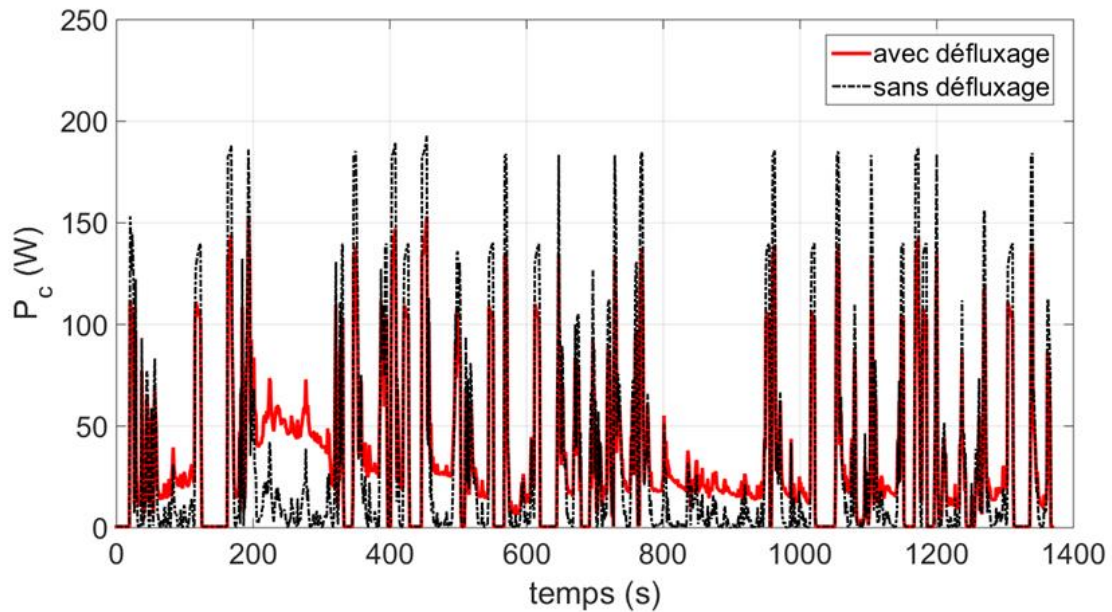


Figure 74 : Evolution des pertes cuivre sur cycle

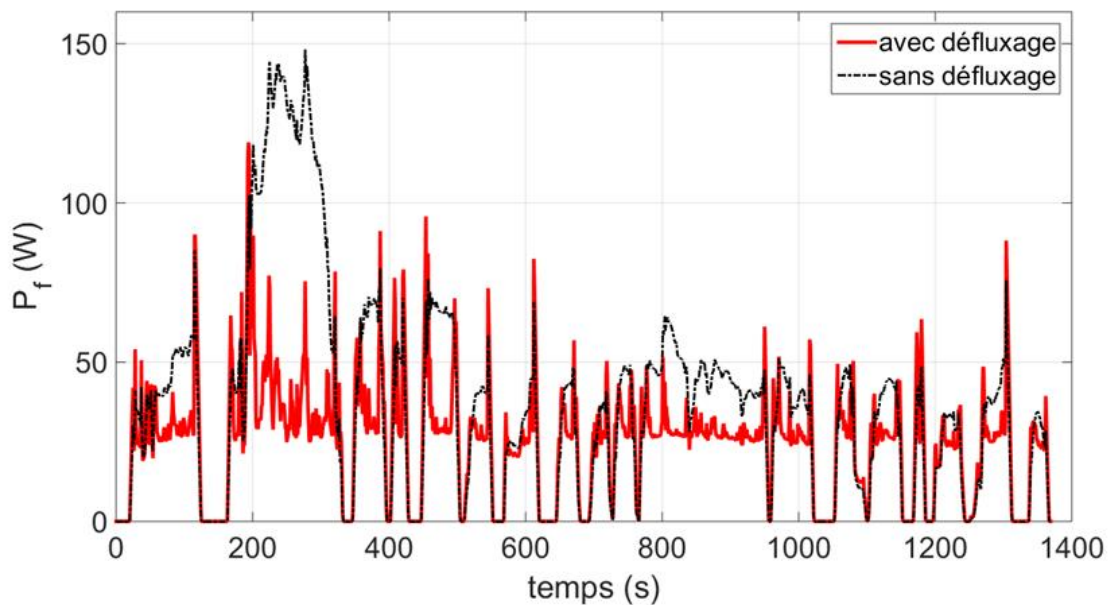


Figure 75 : Evolution des pertes fer sur cycle

Il est également intéressant de détailler sur quel point de fonctionnement avec défluxage on gagne pour les pertes fer ainsi que pour les pertes cuivre. Dans les **Figure 76** et **Figure 77**, nous présentons respectivement dans le plan Couple/Vitesse, en couleur, les différences ΔP_c et ΔP_f entre la commande avec défluxage en permanent et celle à $I_d = 0$ (cf. (4.13) et (4.14)). Sur les mêmes figures, nous traçons également les courbes en pointillés rouges sur lesquelles les différences ΔP_c et ΔP_f sont nulles. Ces courbes séparent le plan Couple/Vitesse en deux zones : le lieu de points où l'on gagne avec le défluxage ($\Delta P_c < 0$ et $\Delta P_f < 0$) et le lieu de points où l'on perd avec le défluxage ($\Delta P_c > 0$ et $\Delta P_f > 0$). Les points noirs représentent tous les points du fonctionnement du cycle. Les grandeurs ΔP_c et ΔP_f sont définies comme suit :

$$\Delta P_c = P_c^{\psi_{opt}} - P_c^{\psi=0} \quad (4.13)$$

$$\Delta P_f = P_f^{\psi_{opt}} - P_f^{\psi=0} \quad (4.14)$$

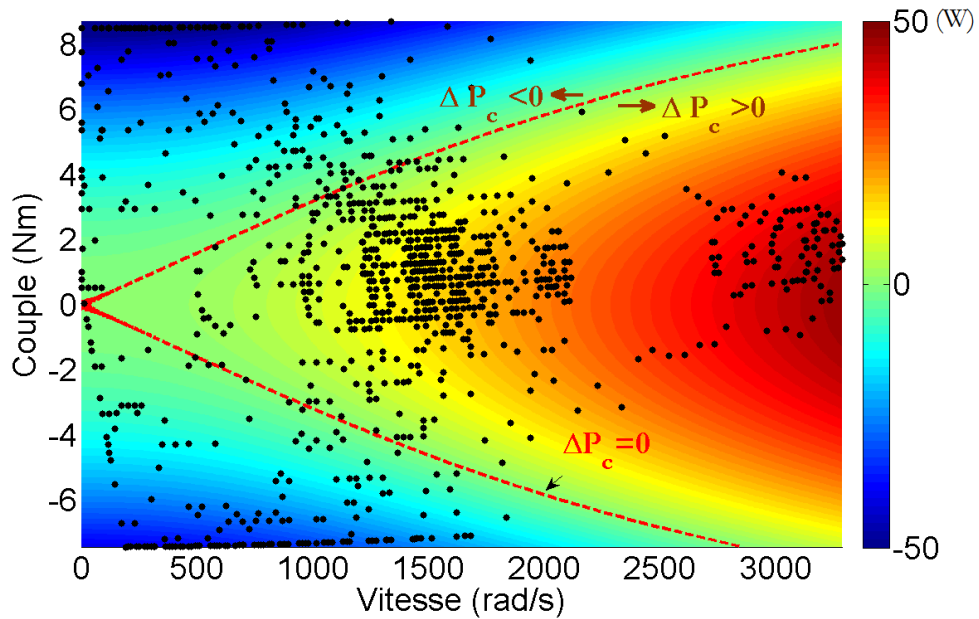


Figure 76 : points de fonctionnement du cycle représentés dans le plan Couple/Vitesse avec la différence ΔP_c entre commandes « avec défluxage » et « sans défluxage »

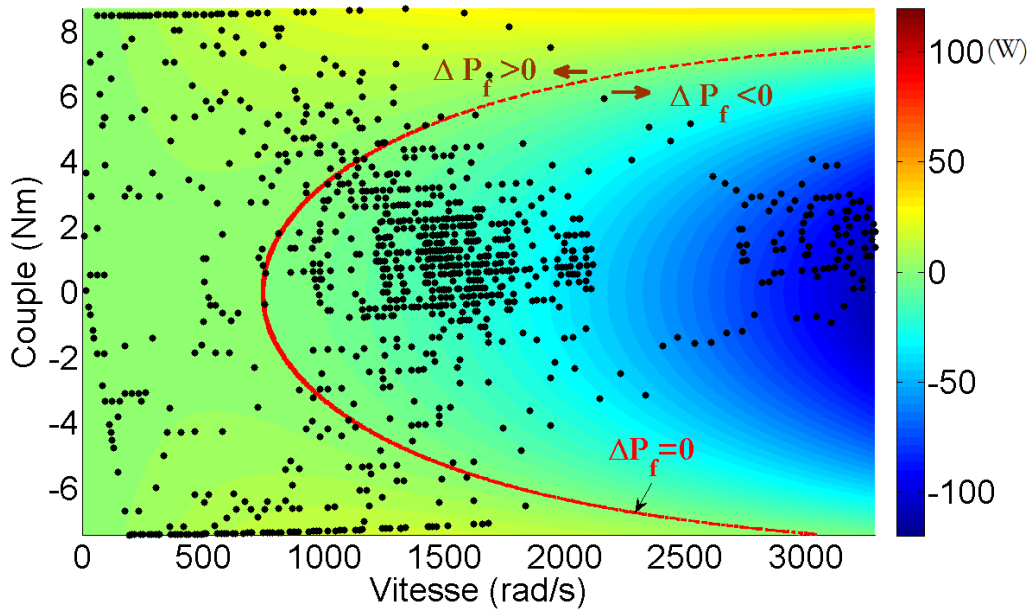


Figure 77 : points de fonctionnement du cycle représentés dans le plan Couple/Vitesse avec la différence ΔP_f entre commandes « avec défluxage » et « sans défluxage »

Regardons maintenant la différence ΔP_{tot} entre les pertes totales pour les deux commandes (cf. *Figure 78*). A chaque point de fonctionnement, nous calculons ΔP_{tot} comme suit :

$$\Delta P_{tot}(\%) = \frac{P_{tot}^{\psi_{opt}} - P_{tot}^{\psi=0}}{P_{tot}^{\psi=0}} 100 \quad (4.15)$$

Dans le plan Couple/Vitesse (cf. **Figure 78**), ΔP_{tot} est représentée par une couleur. Sur la **Figure 78**, les points noirs sont les points de fonctionnement du cycle considéré. Il est montré que la majorité des points de fonctionnement (1190 sur 1370 points) se situe en effet dans la zone où ΔP_{tot} est inférieure à 0. C'est-à-dire que pour la plupart des points, la machine optimale avec le mode de défluxage consomme moins de pertes par rapport à celle commandée à $I_d = 0$. Le défluxage présente un intérêt notamment dans la zone de hautes vitesses où l'on peut gagner 50 % des pertes totales par rapport à la commande à flux croisés.

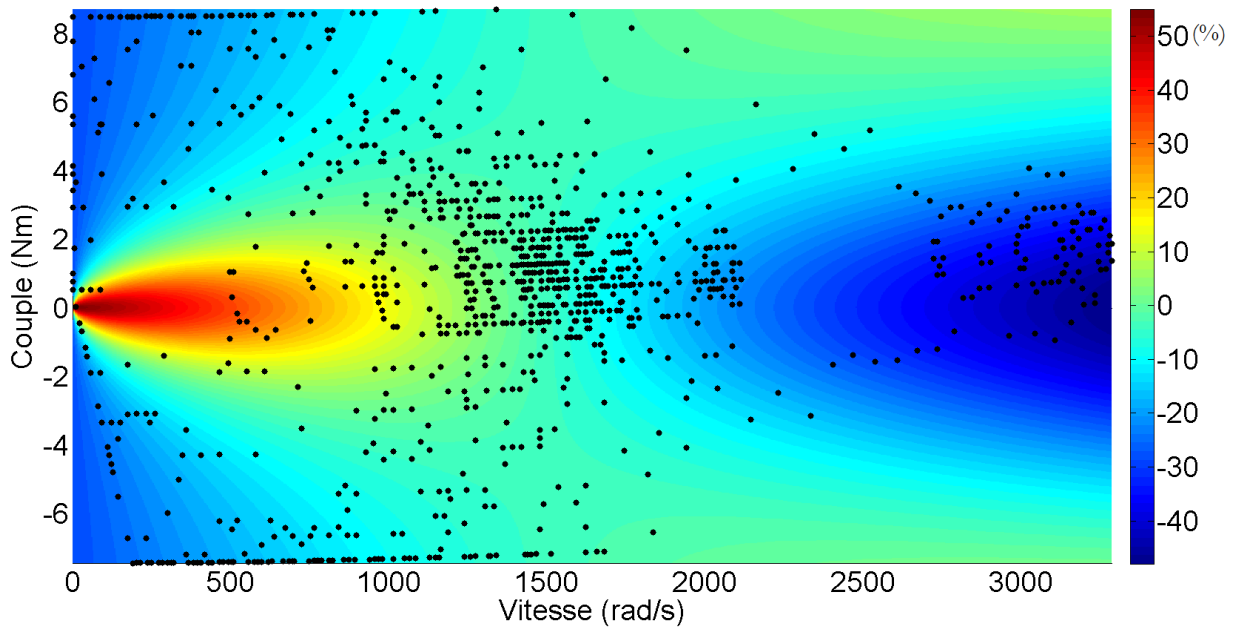


Figure 78 : points de fonctionnement du cycle représentés dans le plan Couple/Vitesse avec la différence ΔP_{tot}

Nous venons de montrer que l'optimisation du défluxage dans le processus de dimensionnement présente un avantage significatif sur le bilan des pertes, donc sur la consommation d'énergie, donc sur le volume de la machine. Nous allons montrer également que cela a un impact important sur la contrainte en tension pour le convertisseur d'alimentation. L'évolution des amplitudes en tension et en courant pendant le cycle est présentée **Figure 79** et **Figure 80**. Pour ce résultat, nous avons considéré un nombre de conducteurs par phase égal à 45. On observe que l'influence du défluxage est beaucoup plus importante sur l'amplitude de la tension que sur l'amplitude du courant. Il s'agit là d'un effet positif. En effet, on peut remarquer qu'avec un défluxage optimisé la contrainte en tension maximale est divisée d'un facteur de 1,5 par rapport à un fonctionnement à flux croisés (220 V avec défluxage contre 325 V avec flux croisés). Dans le même temps, la contrainte en courant reste quasi constante (31,47 A avec défluxage et 31,74 A avec flux croisés).

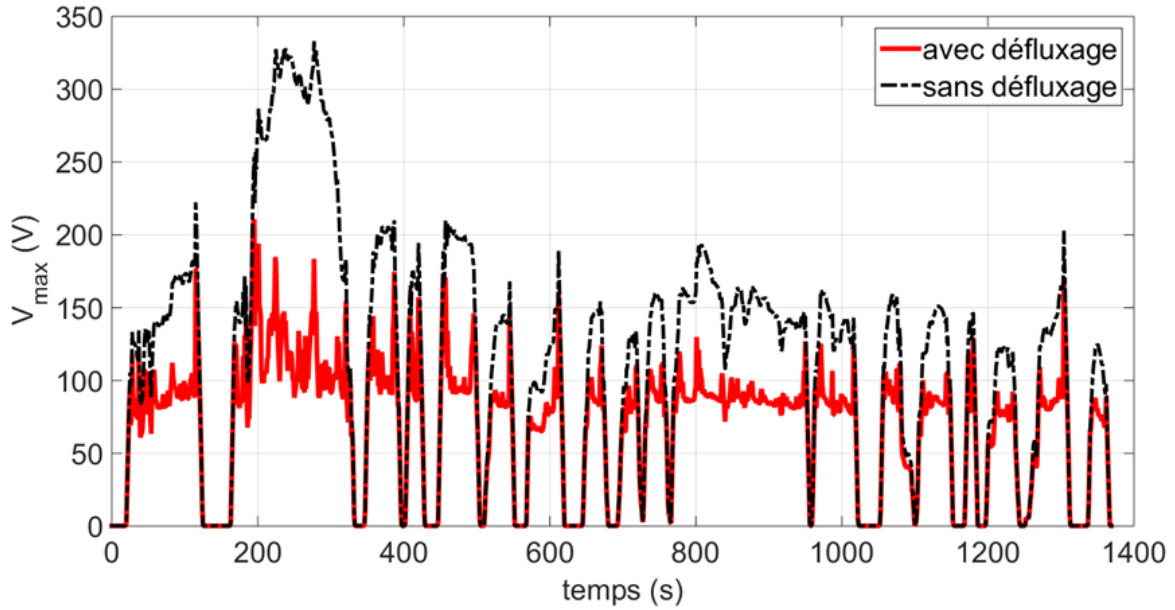


Figure 79 : Profils des amplitudes de tension simple

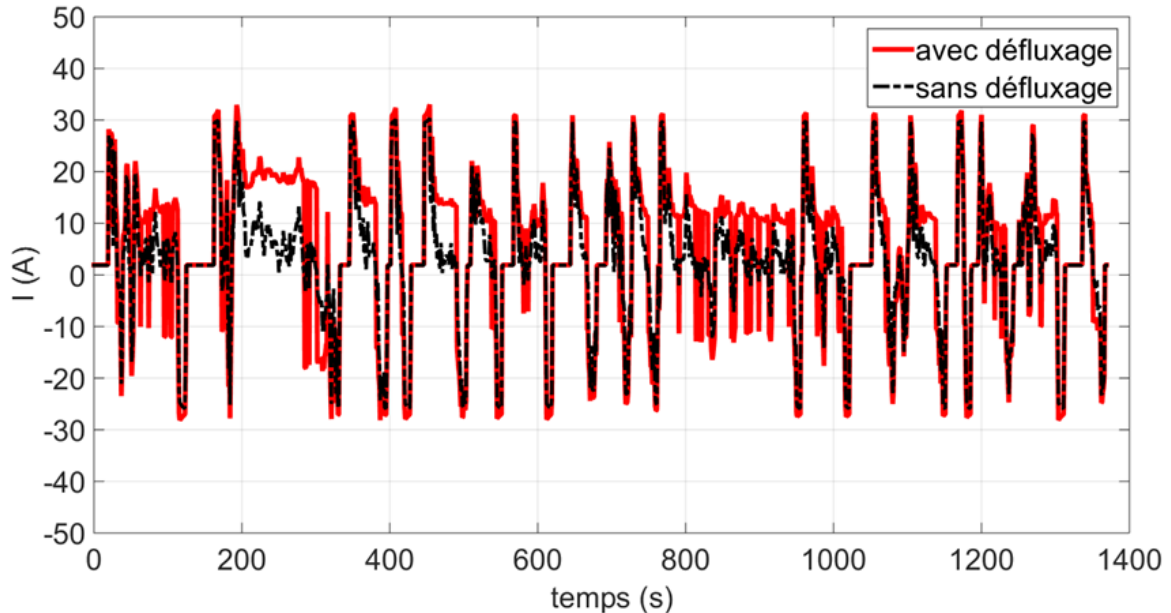


Figure 80 : Profils des amplitudes de courant

La **Figure 81** représente les points de fonctionnement dans le plan courant/tension pour les deux stratégies de commande. On peut observer que le défluxage permet de ramener le lieu des points de fonctionnements dans une zone plus « ramassée », la zone de meilleur rendement.

La démarche proposée permet donc d'introduire dans le processus de dimensionnement en même temps l'optimisation de la géométrie et de la commande de la machine tout en gardant un temps de calcul très rapide. Les résultats ont mis en évidence l'intérêt du défluxage par rapport de la commande à $I_d = 0$. Il permet d'agir non seulement sur les pertes de la machine mais aussi sur la contrainte en tension du convertisseur d'alimentation.

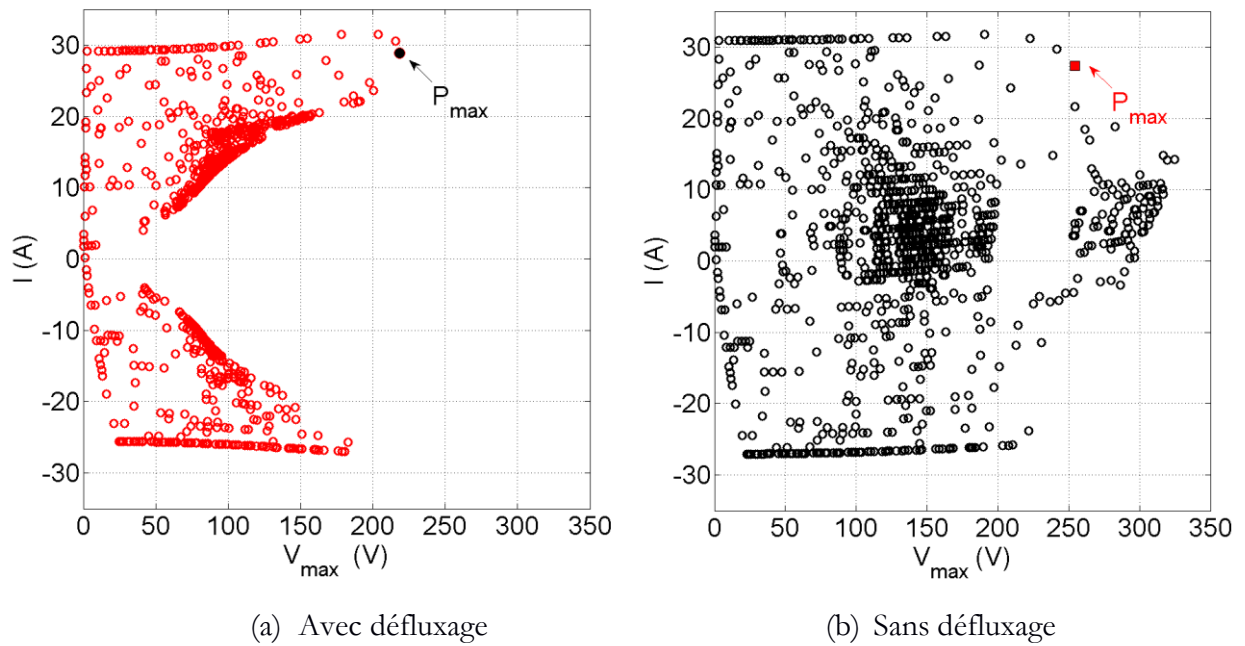


Figure 81 : Grandeurs électriques optimales avec (a) et sans défluxage (b)

4.2. Validation de l'optimum

Nous allons dans cette section valider l'optimisation issue de notre méthode. Nous considérerons ici la machine optimale obtenue avec défluxage.

Dans un premier temps, les valeurs optimales des variables géométriques r_s , r_b et p seront vérifiées via une étude de sensibilité. Dans un second temps, nous vérifierons les performances de la machine optimale sur le cycle. Pour ce travail, nous utiliserons le modèle à réseau de réluctances présenté dans le deuxième chapitre. Tout d'abord, l'hypothèse sur la linéarité du fer sera vérifiée. Pour cela, les inductions dans des différentes parties de la machine pour tous les points de fonctionnement du cycle seront calculées à l'aide du réseau de réluctances. Ces calculs permettront de vérifier l'hypothèse sur la saturation ainsi que la valeur des pertes fer dans la culasse et dans les dents obtenue par les deux modèles.

4.2.1. Etude de sensibilité

La *Figure 82* et la *Figure 83* présentent respectivement la variation des pertes moyennes sur cycle et du volume de la machine en fonction du rayon intérieur réduit du stator r_s . Ici, à couple et vitesse donnés, une nouvelle machine optimale est recherchée pour chaque valeur de r_s . Les résultats montrent que nous retrouvons bien l'optimum pour la valeur de r_s obtenue par l'algorithme NSGA-II. Il est également montré que l'optimum est peu sensible aux variations de r_s . On observe une augmentation très légère sur des pertes moyennes sur cycle ainsi que sur le

volume lorsque r_s varie de 12,5% autour de sa valeur optimale (0,3% pour les pertes moyennes et 0,5 % pour le volume).

L'évolution de la moyenne des pertes sur cycle et du volume de la machine en fonction du rayon de fond d'encoche réduit r_b est représentée **Figure 84** et **Figure 85**. Là encore, on retrouve bien un optimum à r_b égal à 0,79. Il est aussi montré que l'optimum est plus sensible à la variation de r_b que r_s mais cette influence reste très faible autour de sa valeur optimale.

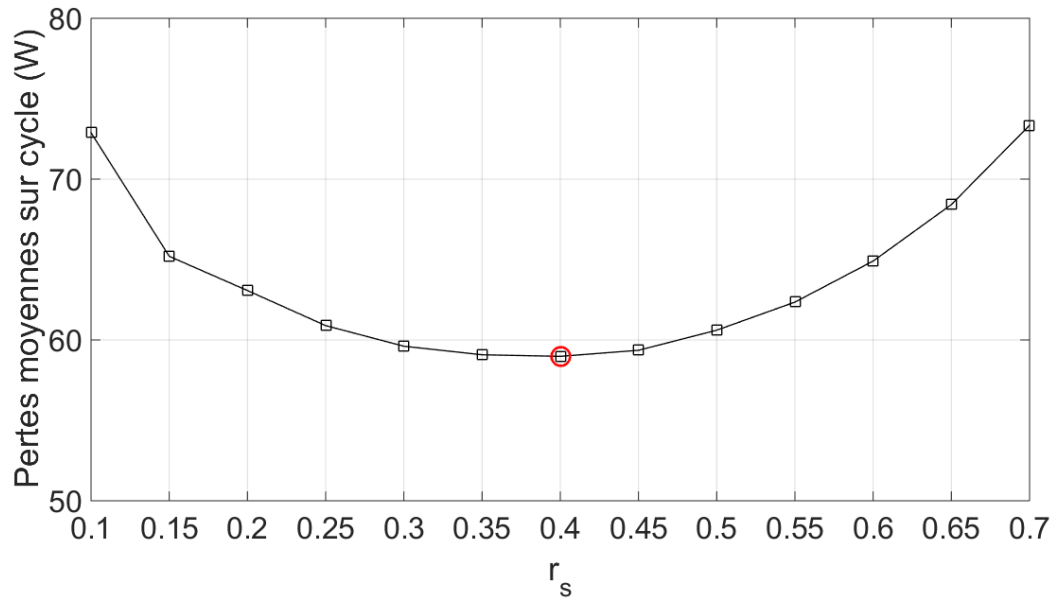


Figure 82 : Influence de r_s sur la moyenne des pertes sur cycle

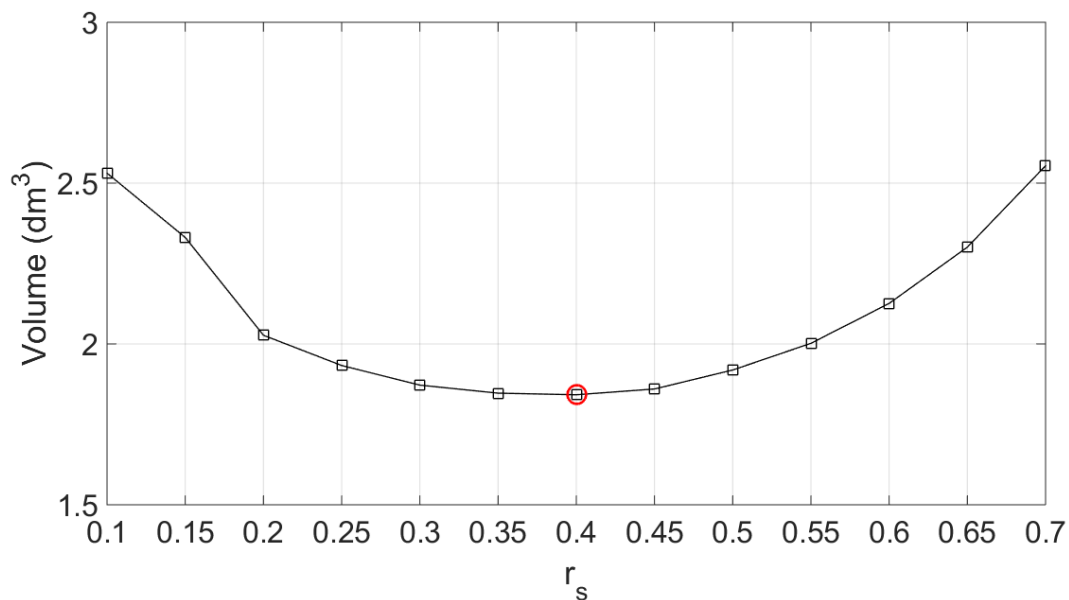


Figure 83 : Influence de r_s sur le volume

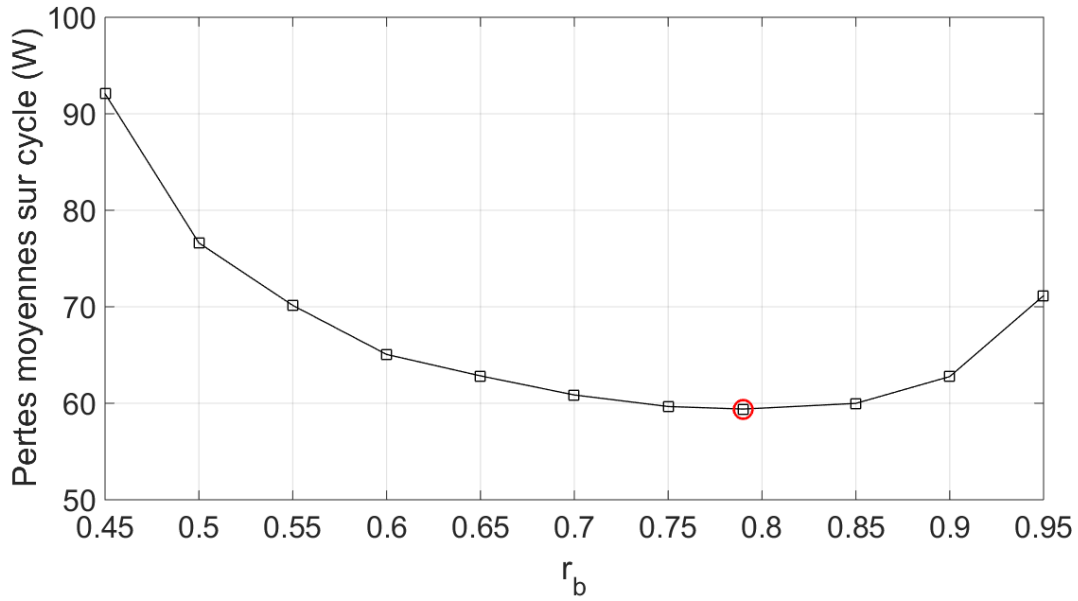


Figure 84 : Influence de r_b sur la moyenne des pertes sur cycle

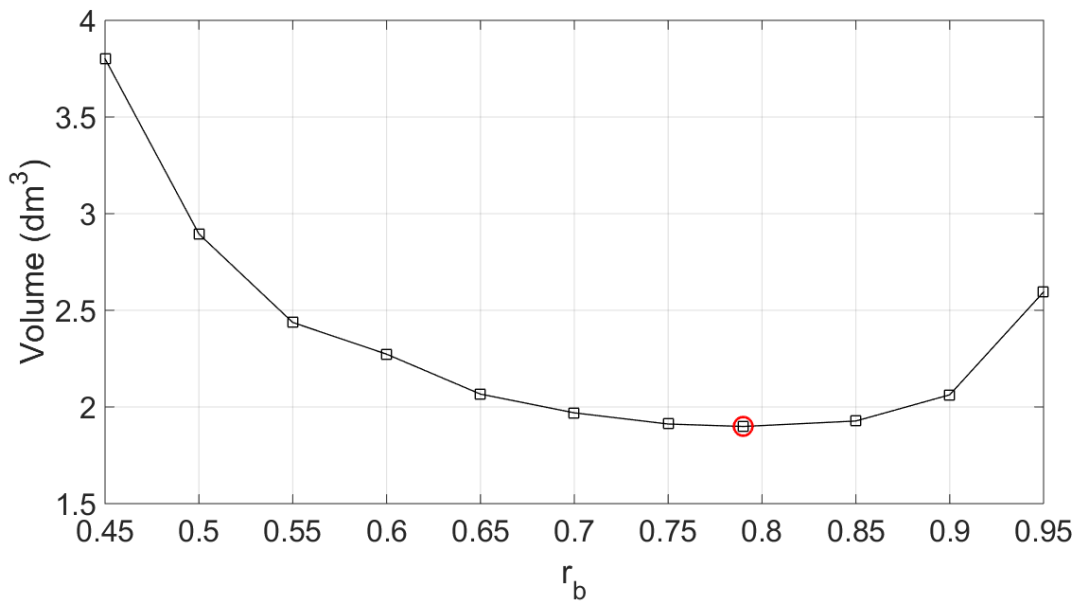


Figure 85 : Influence de r_b sur le volume

Lors de l'observation de l'influence du nombre de paires de pôles, nous vérifions bien que la machine est optimale avec une paire de pôles. Nous constatons également que ce paramètre a un impact important sur les pertes moyennes et le volume de la machine. En effet, nous observons une augmentation de 14% sur la moyenne de pertes sur cycle et une croissance de 24% du volume lorsque p passe de 1 à 2 (cf. **Figure 86** et **Figure 87**).

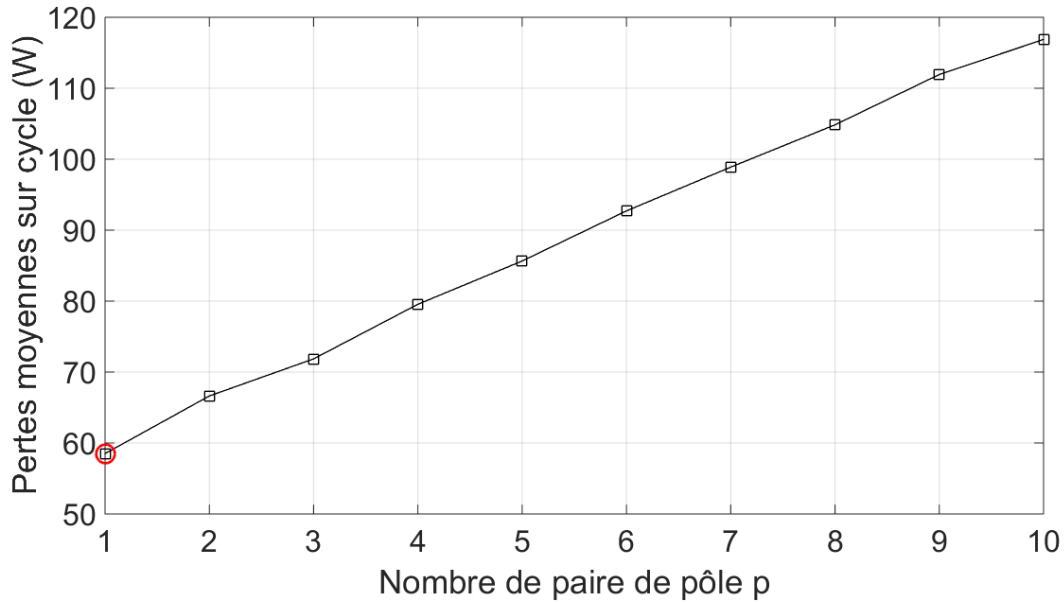


Figure 86 : Influence du nombre de paires de pôles sur la moyenne des pertes sur cycle

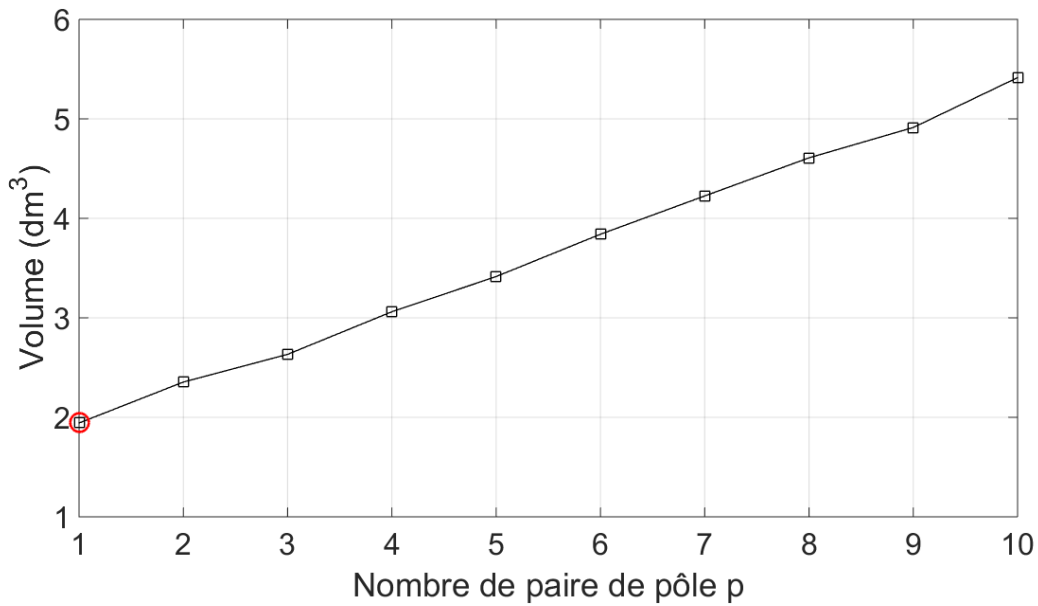


Figure 87 : Influence du nombre de paires de pôles sur le volume

4.2.2. Validation des performances sur cycle par le réseau de réductances

Cette section a pour but de vérifier les performances de la machine optimale sur le cycle UDDS. Elle compare les performances issues du modèle analytique avec les performances calculées par le réseau de réductances. Cela permet de valider quelques hypothèses sur lesquelles le modèle analytique se base telles que la linéarité du fer et l'hypothèse du premier harmonique. On comparera également les calculs des pertes magnétiques.

Afin de réaliser les simulations sur cycle, nous avons utilisé le modèle à réseau de réductances avec 18 nœuds statoriques et 6 nœuds rotoriques. Les fuites au niveau des encoches sont considérées (cf. §2). Avant d'utiliser ce modèle pour évaluer des performances de la machine sur le cycle, il a été validé par les éléments finis 2D (logiciel FEMM) sur quelques points de fonctionnement. Les inductions dans les dents et dans la culasse statorique obtenues par le modèle à réseau de réductances ont été comparées avec les éléments finis. Nous présentons

Figure 89 et **Figure 91** respectivement les inductions, en fonction de la position du rotor, du point d'observation se situant dans la culasse et dans une dent pour les fonctionnements à vide et au point de puissance maximale du cycle (cf. **Figure 88**). Leur décomposition en série de Fourier est donnée dans les **Figure 90** et **Figure 92**. Les résultats montrent un niveau acceptable de précision sur l'amplitude des harmoniques entre les deux modèles (analytique et réseau de réductances). Nous observons un écart maximal pour l'induction fondamentale de 6.7%, relevé dans les dents.

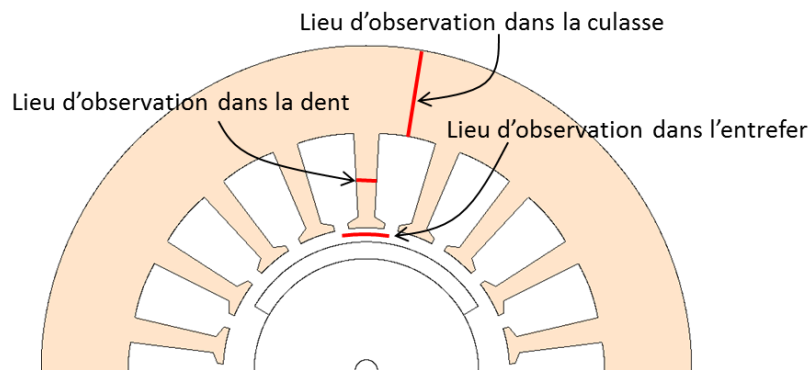


Figure 88 : Lieu d'observation de l'induction

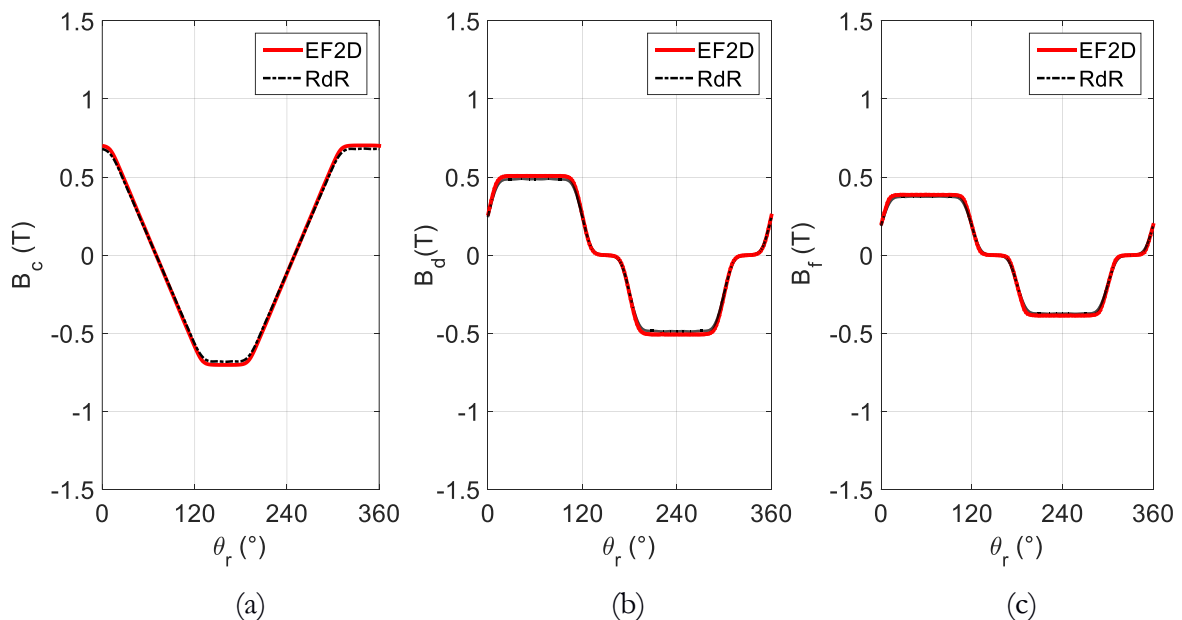


Figure 89 : Induction à vide : dans la culasse (a) ; dans la dent (b) ; dans l'entrefer (c)

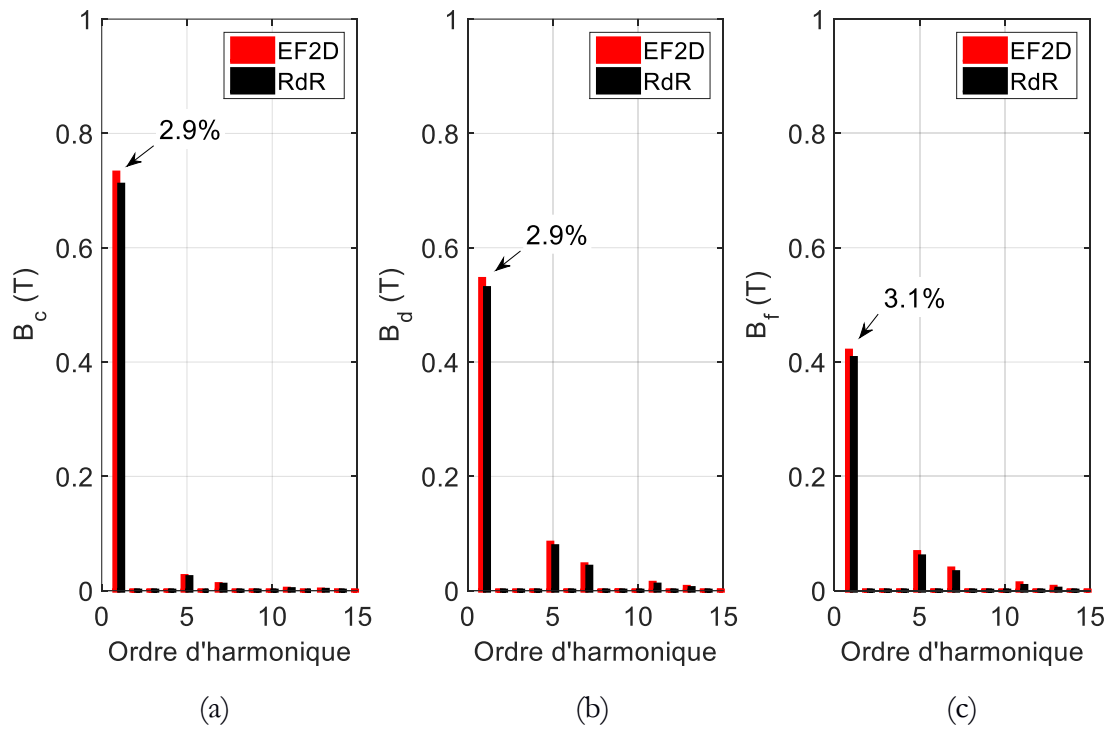


Figure 90: Décomposition en série de Fourier de l'induction à vide : dans la culasse (a) ; dans la dent (b) ; dans l'entrefer (c)

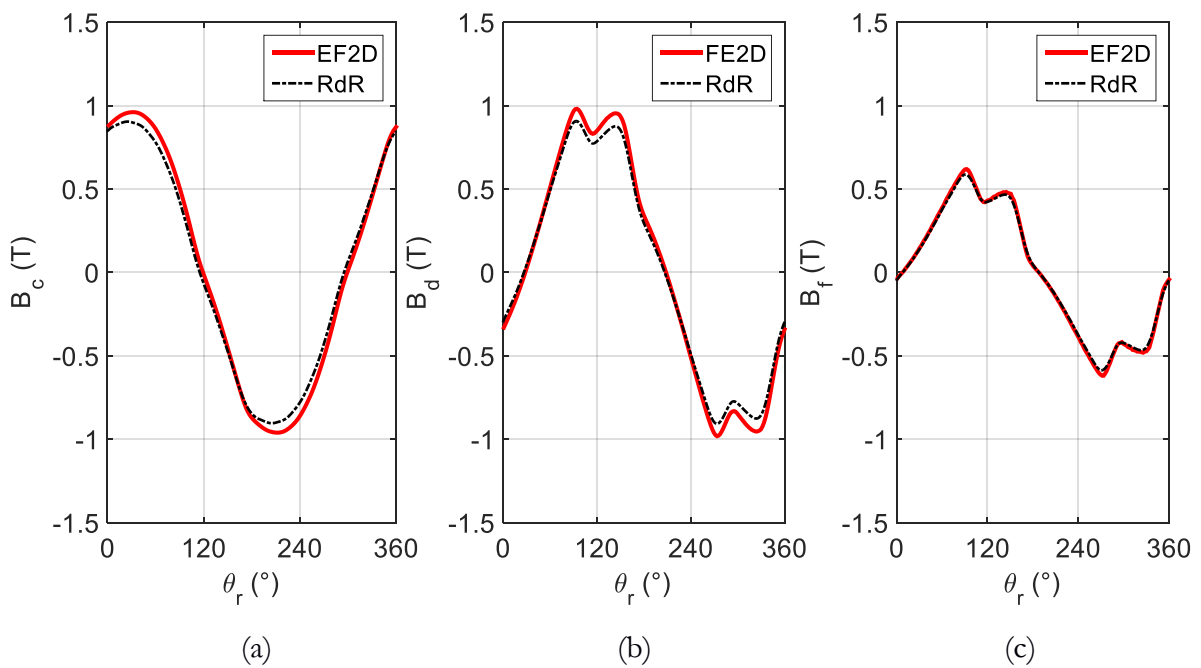


Figure 91 : Induction en charge maximale : $I_{eff} = 33(A)$, $\psi = 18^\circ$: dans la culasse (a) ; dans la dent (b) ; dans l'entrefer (c)

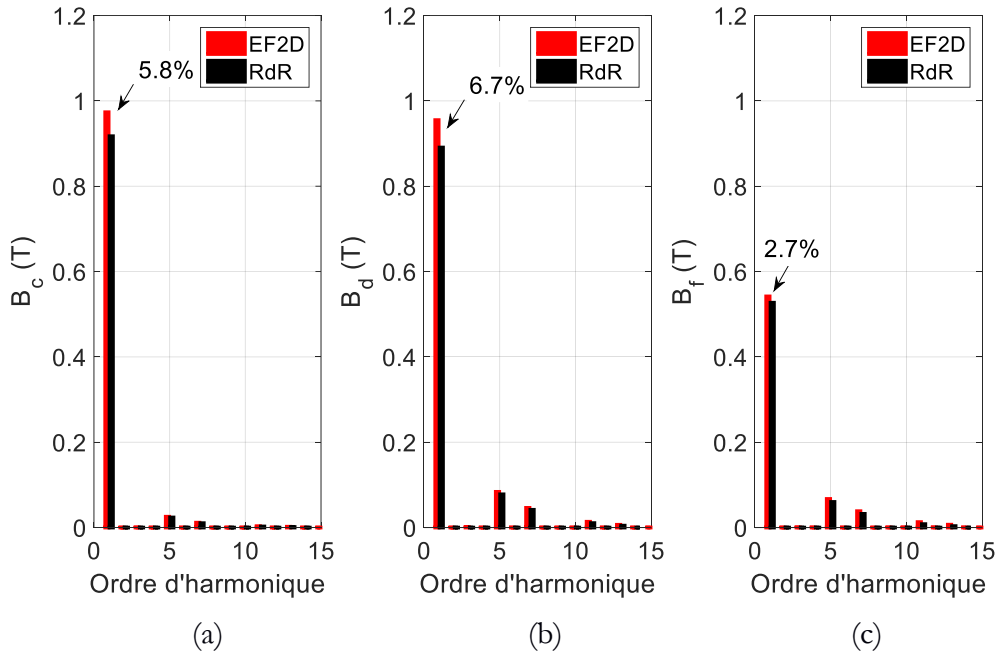


Figure 92 : Décomposition en série de Fourier de l'induction en charge maximale : dans la culasse (a) ; dans la dent (b) ; dans l'entrefer (c)

Nous allons maintenant comparer les pertes fer obtenues par les deux modèles pour les fonctionnements à vide (*Tableau 15*) et en charge maximale (*Tableau 16*). L'écart entre les deux modèles est défini comme suit :

$$\Delta P_f(\%) = \frac{P_f^{EF2D} - P_f^{RdR}}{P_f^{EF2D}} 100\% \quad (4.16)$$

Les résultats montrent que le réseau de réductances sous-estime les pertes fer dans les dents ainsi que dans la culasse statorique pour les deux cas. Toutefois, les écarts entre les deux modèles restent acceptables : moins de 10% pour le fonctionnement à vide et moins de 14% pour le fonctionnement à la charge maximale.

Tableau 15 : Comparaison des pertes fer à vide

	RdR	EF2D	ΔP_f (%)
$P_{f d}$ (W)	69.26	76.34	9.27
$P_{f c}$ (W)	133.67	142.39	6.12
$P_{f tot}$ (W)	202.93	218.73	7.22

Tableau 16 : Comparaison des pertes fer à charge maximale

	RdR	EF2D	ΔP_f (%)
$P_{f d}$ (W)	36.28	42.06	13.74
$P_{f c}$ (W)	58.32	65.79	11.35
$P_{f tot}$ (W)	94.60	107.85	12.29

Une fois le modèle à réseau de réluctances validé sur les deux points de fonctionnement, à vide et en charge, nous l'utilisons pour calculer les performances de la machine pour tous les points de fonctionnement du cycle. Nous présentons ici les résultats calculés pour la machine optimale obtenue avec défluxage. La **Figure 93** montre l'évolution sur le cycle de l'induction maximale dans la culasse et dans la dent. On observe que les amplitudes sont toujours inférieures au niveau de saturation du matériau ferromagnétique M270-35A. L'hypothèse sur la linéarité du fer est donc vérifiée.

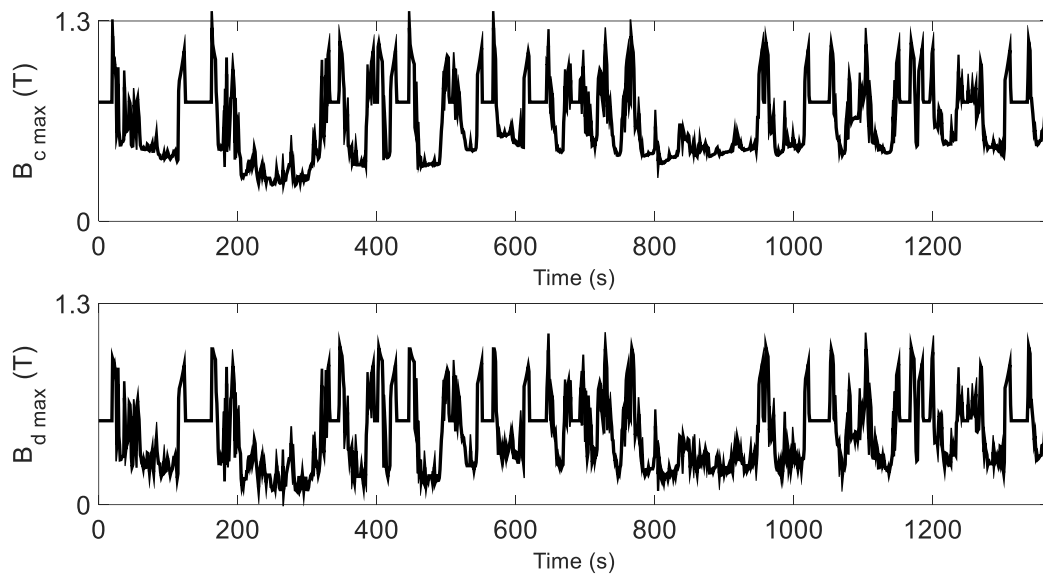


Figure 93 : Amplitude de l'induction dans la culasse et dans la dent durant le cycle UDDS

En mode de défluxage, il y a risque de désaimantation des aimants lorsque la composante démagnétisante du champ est supérieure au champ coercitif des aimants. Il est donc important de surveiller le niveau de l'induction dans les aimants pour tous les points de fonctionnement. Pour le modèle analytique, l'induction de travail des aimants est égale à l'induction résultante dans l'entrefer. Pour le réseau de réluctances, l'induction est déduite du flux magnétique traversant la source de force magnétomotrice de l'aimant. Ces inductions sont représentées **Figure 94**. L'induction reste positive pendant tout le cycle donc sans risque de désaimantation. Notons que ce critère peut être également vérifié préalablement dans le processus d'optimisation. Il peut être en effet intégré sous la forme d'une contrainte car la formulation nous fournit analytiquement l'induction optimale dans l'entrefer pour tous les points de fonctionnement.

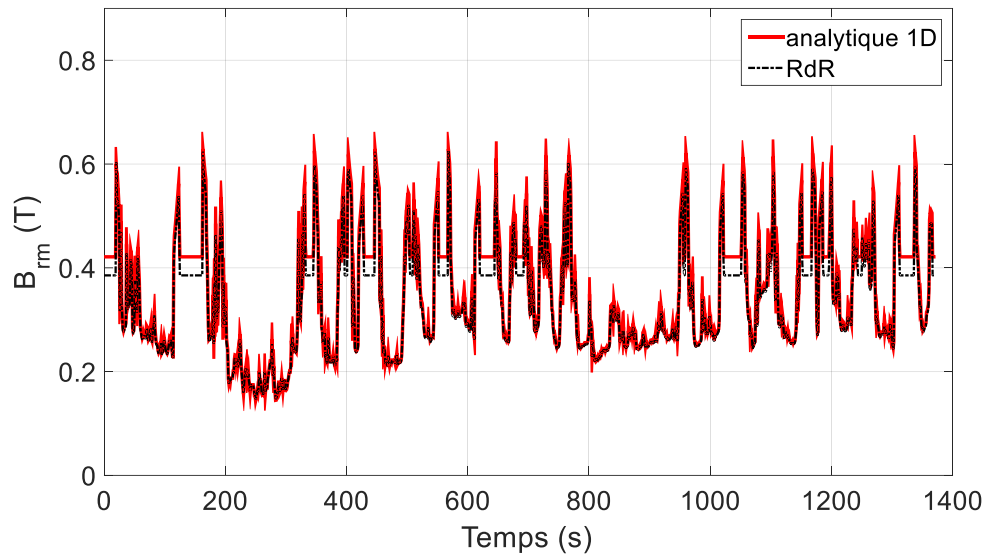


Figure 94 : Evolution de l'amplitude de l'induction résultante (B_{rm}) en mode de défluxage

Les évolutions des pertes fer dans la culasse statorique et dans les dents en fonction du temps, obtenues par le modèle analytique et le réseau de réductances sont tracées **Figure 95** et **Figure 96**. Nous observons une bonne concordance entre les deux modèles. Quant à la valeur moyenne sur cycle, les pertes magnétiques dans la dent et dans la culasse obtenues au premier harmonique des deux modèles sont résumées dans le **Tableau 17**. L'écart entre les deux modèles est défini par la relation :

$$\Delta P_f(\%) = \frac{P_f^{RdR} - P_f^{analytique\ 1D}}{P_f^{RdR}} 100 \quad (4.17)$$

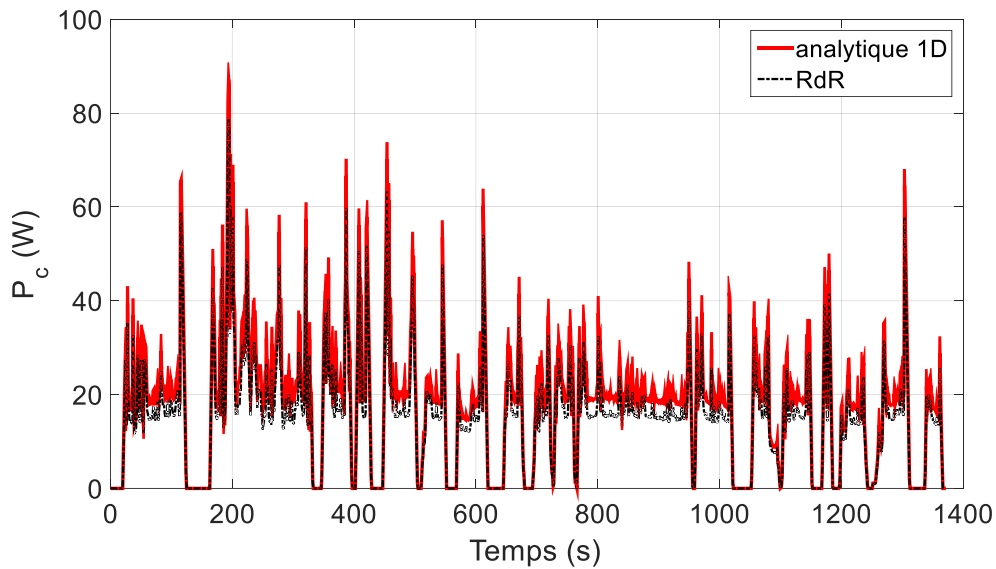


Figure 95 : Evolution des pertes magnétiques dans la culasse statorique sur le cycle

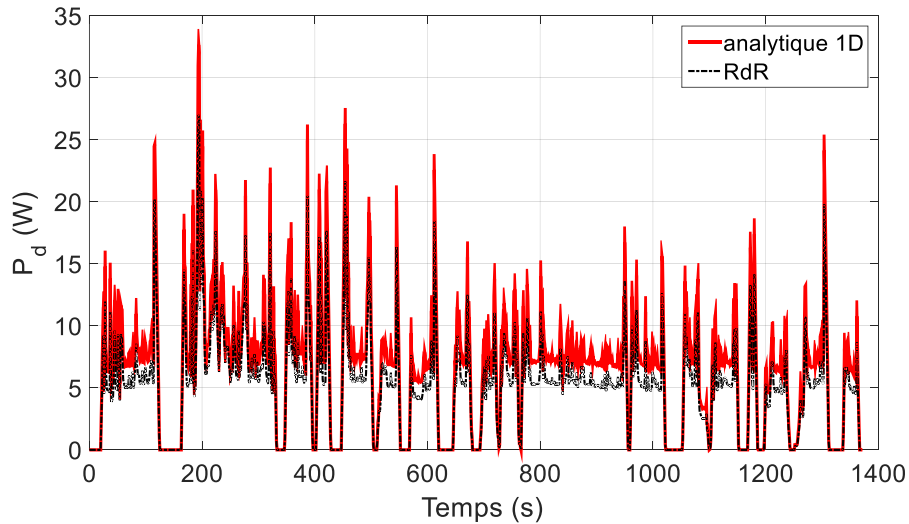


Figure 96 : Evolution des pertes magnétiques dans les dents sur le cycle

Tableau 17 : Comparaison des pertes fer au premier harmonique entre modèle analytique et réseau de réluctances

	Modèle analytique 1D	Modèle au réseau de réluctances (RdR)	ΔP_f (%)
$\langle P_{fc} \rangle_{cycle}$ (W)	17.96	15.24	16%
$\langle P_{fd} \rangle_{cycle}$ (W)	6.72	5.27	21%
$\langle P_f \rangle_{cycle}$ (W)	24.68	20.51	17%

Les résultats montrent que par rapport au réseau de réluctances, le modèle analytique surestime ici les pertes à la fois dans les dents et dans la culasse. On constate que le modèle analytique surestime ces pertes de 17% par rapport au modèle à réseau de réluctances. Dans les dents, cet écart est de 21% contre 16% dans la culasse statorique.

Afin de tenir compte de l'impact des harmoniques d'espace des inductions sur les pertes fer, les pertes produites par les harmoniques les plus significatifs, ceux de rangs 5, 7 et 11 sont calculées et présentées dans le **Tableau 18**. Nous pouvons remarquer que ces harmoniques produisent 22.3% des pertes magnétiques totales. Il est également montré que l'effet de ces harmoniques est plus significatif dans les dents que dans la culasse (cf. **Tableau 17**) puisqu'ils représentent 4.5% des pertes fer totales dans la culasse contre 49.6 % dans les dents.

Tableau 18 : des pertes fer produites par des harmoniques de rang de 5, 7 et 11 obtenues par réseaux des réluctances

	Fondamental	Harmoniques 5+7+11	Taux
$\langle P_{fc} \rangle_{cycle}$ (W)	15.24	0.71	4.45%
$\langle P_{fd} \rangle_{cycle}$ (W)	5.27	5.19	49.62%
$\langle P_f \rangle_{cycle}$ (W)	20.51	5.9	22.34%

En tenant compte des pertes magnétiques produites par ces harmoniques (rang 5, 7 et 11), les pertes magnétiques totales obtenues par le modèle aux réluctances valent 26.41W, soit 7% de plus par rapport du modèle analytique. Lorsqu'on regarde sur la moyenne des pertes électriques totales, l'écart entre deux modèles est de 3% (60.23W pour les réseaux de réluctance contre 58.50W du modèle analytique).

4.3. Etude de l'influence l'alimentation de la machine

Le mode d'alimentation intervient non seulement sur la machine mais aussi sur le convertisseur d'alimentation. L'alimentation par MLI avec une haute fréquence de découpage permet d'approcher la forme d'onde sinusoïdale du courant, permettant de réduire les effets produits par les harmoniques temporels du courant. Néanmoins, cela conduit à une augmentation des pertes par commutation dans le convertisseur. A l'inverse, l'alimentation en pleine onde crée moins de pertes dans le convertisseur mais crée plus de pertes dans la machine.

Cette partie consiste à analyser l'influence du mode d'alimentation sur les pertes dans la machine optimale. Nous comparerons ici les pertes électriques produites dans la machine optimale en considérant une alimentation en courant dans le cadre de laquelle notre optimisation se base avec une alimentation en tension (cf. **Figure 97**). Nous distinguons les deux modes d'alimentation en tension suivants :

- Alimentation par onduleur fonctionnant en MLI sinusoïdale. Pour ce mode, l'indice de modulation $m = f_d/f$ entre la fréquence de découpage et la fréquence du fondamental est élevé (de l'ordre de quelques dizaines). Nous la choisirons égale à 30 pour une MLI de type intersective.
- La machine est alimentée en pleine onde. Dans ce cas, les interrupteurs du convertisseur sont commandés à 180°.

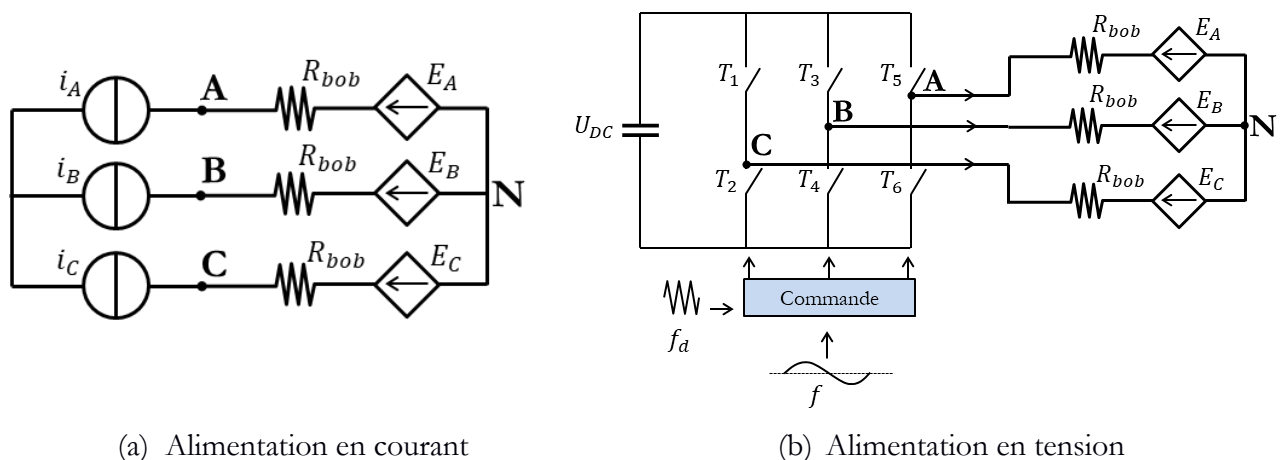


Figure 97 : Modes d'alimentation de la machine

Afin de simuler l'ensemble de la machine et son système d'alimentation, nous avons utilisé le réseau de réluctances présenté dans le deuxième chapitre. La **Figure 97** présente les chaînes de

conversion étudiées. Le couplage électromagnétique s'effectue via la force électromotrice résultante (E_A , E_B et E_C) produite par les aimants et les courants statoriques (cf. §2). La modélisation des composants du système ainsi que la commande des interrupteurs du convertisseur sont réalisés à l'aide du logiciel LTSpice.

Quel que soit le mode d'alimentation, le courant efficace des phases de la machine et l'angle d'autopilotage doivent avoir les mêmes valeurs afin de produire le même couple. Dans le cas d'une alimentation en courant, nous avons imposé l'amplitude à partir de la force magnétomotrice optimale $F_{s\ opt}$ et la phase est déterminée à partir de l'angle ψ_{opt} . Dans les deux autres cas, ce qui est imposé c'est la tension. Dans ces cas, les tensions simples de la machine sont réglées pour produire un courant dont le fondamental et la phase ont les bonnes valeurs. Ce réglage est obtenu ici par ajustement de la tension de bus continu.

Avant de présenter les résultats sur cycle pour différents modes d'alimentation, nous allons tout d'abord présenter les résultats pour un point de fonctionnement du cycle. A titre d'exemple, nous montrons ici les résultats pour le point de fonctionnement au couple maximal 8.7N avec une vitesse de 12783 tr/min. Le **Tableau 19** résume les paramètres électriques pour les trois modes d'alimentation considérés. Afin de produire un couple de 8.7N, la machine doit être alimentée par un courant de valeur maximale de 46.3 A avec un angle ψ de 18° (résultats issus du calcul analytique). Dans le mode d'alimentation en courant, des sources de courant sinusoïdales de d'amplitude 46.3 A ont été imposées. L'amplitude de la tension simple est alors de 349 V. Nous montrons **Figure 98**, **Figure 100** les formes d'onde de la tension simple et du courant pour une phase. Leur décomposition en série de Fourier sont présentées **Figure 99** et **Figure 101**. En comparaison avec l'alimentation en courant, on trouve la présence d'harmoniques de rangs 5, 7, 11, 13 etc. pour la pleine onde et des harmoniques de rangs 28, 32, 59, 61 etc. autour de la fréquence de découpage pour le mode MLI.

Tableau 19 : Amplitude du courant de phase, de la tension simple et de la tension du bus continu pour des trois modes d'alimentation pour la charge maximale

	Alimentation en courant	MLI	Pleine onde
I_{max} (A)	46.30	46.45	46.10
U_{max} (V)	349.28	348.96	348.64
U_{DC} (V)	-	700.11	549.86

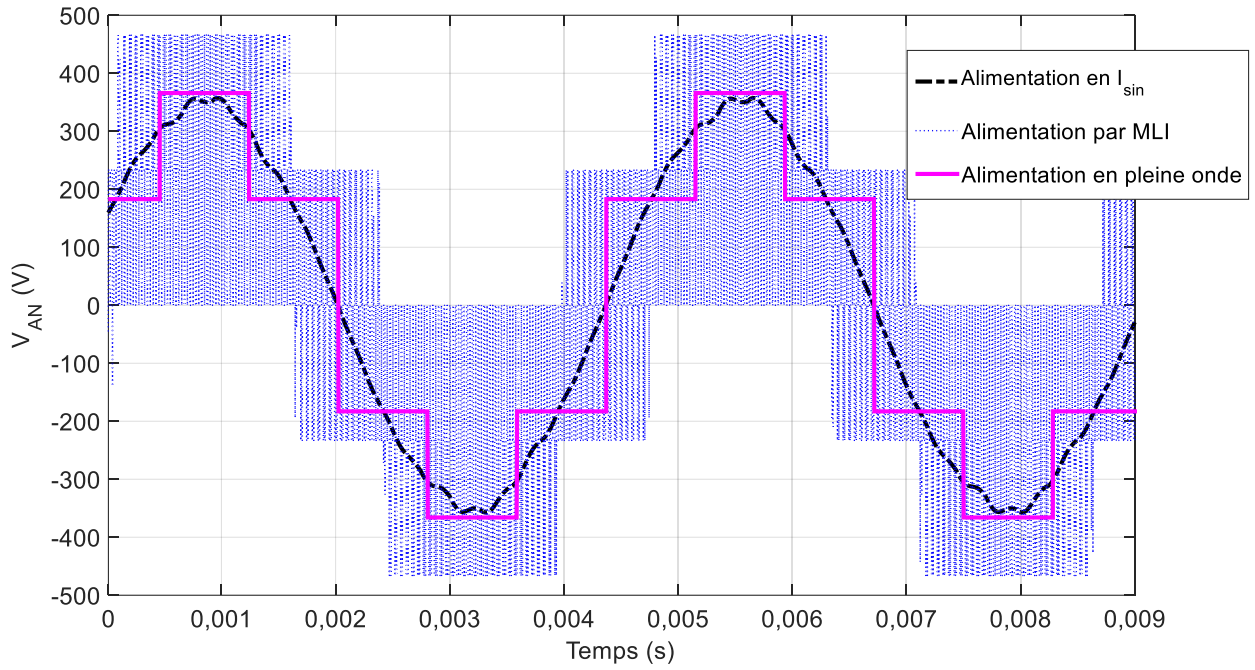


Figure 98 : Tensions simples pour les trois modes d'alimentation

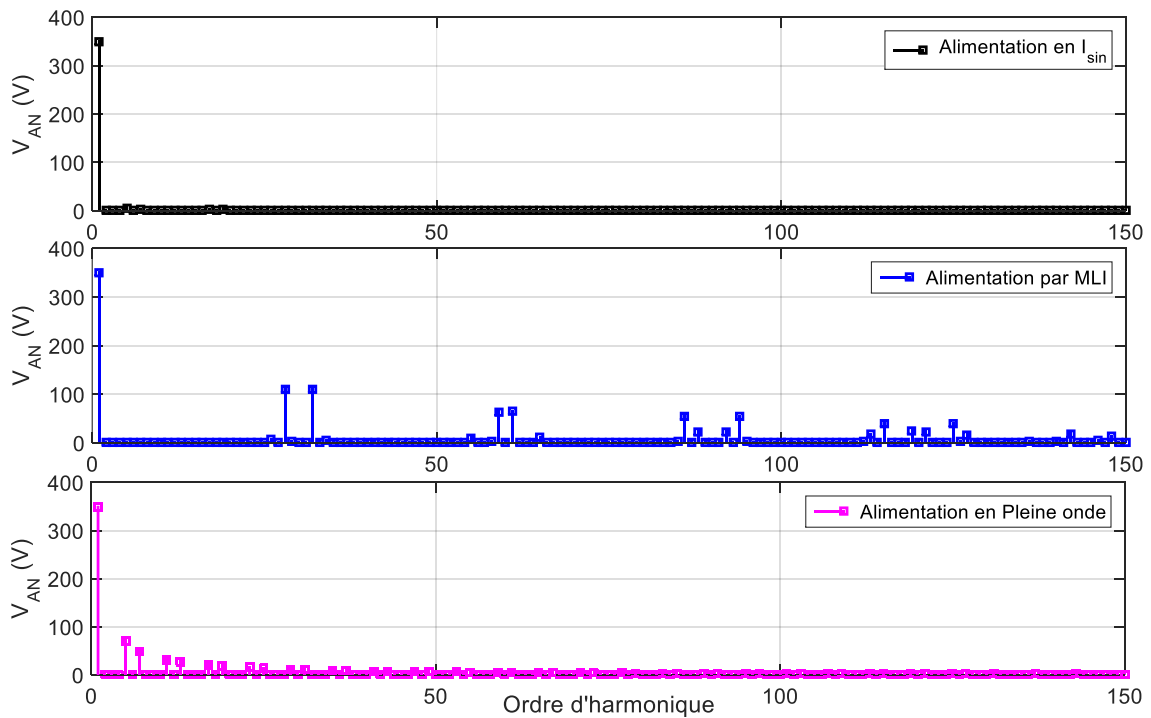


Figure 99 : Décomposition en série de Fourier de la tension d'une phase

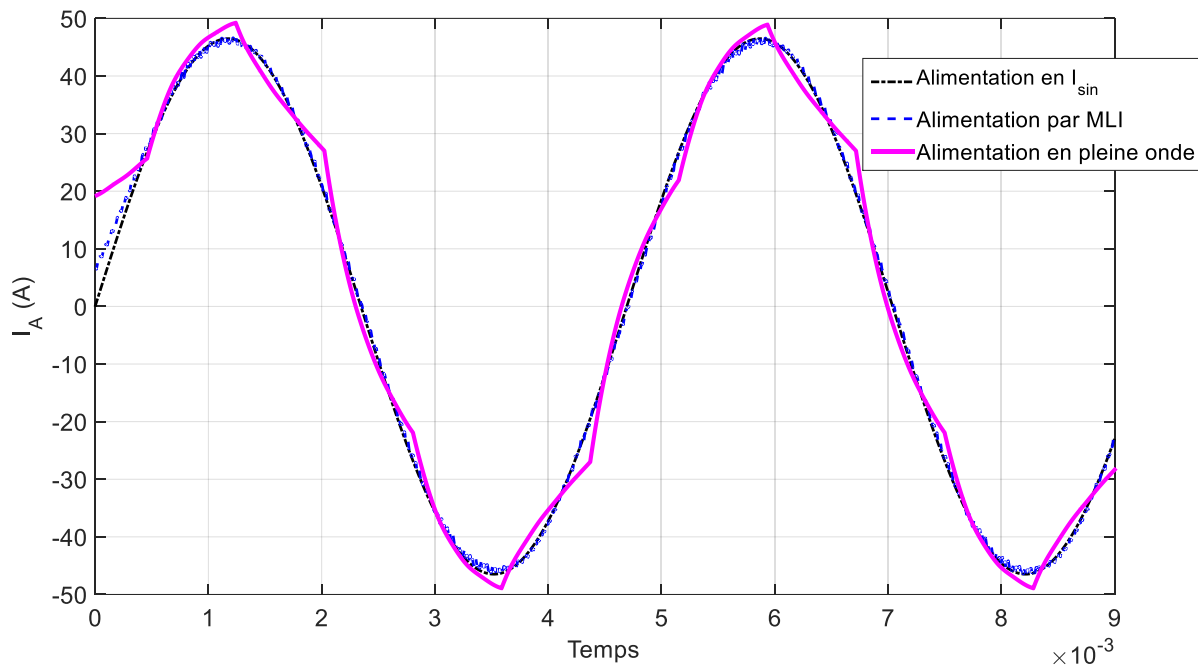


Figure 100 : Courant d'une phase

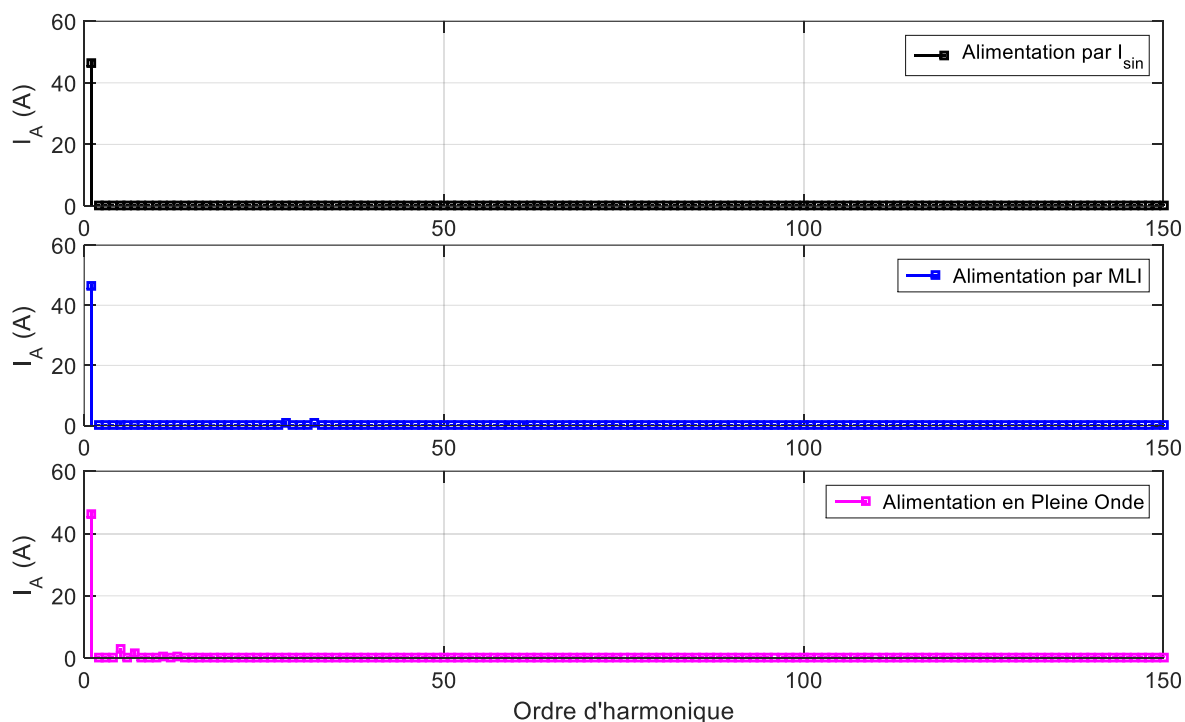


Figure 101 : Décomposition en série de Fourier du courant d'une phase

Dans les *Figure 102* et *Figure 104*, nous montrons l'évolution de l'induction dans la culasse et dans la dent dans le temps. Leur décomposition en série de Fourier sont présentées *Figure 103* et *Figure 105*. Nous pouvons remarquer que l'alimentation en pleine onde génère des harmoniques de rangs 5 et 7 significatifs par rapport aux deux autres modes d'alimentation.

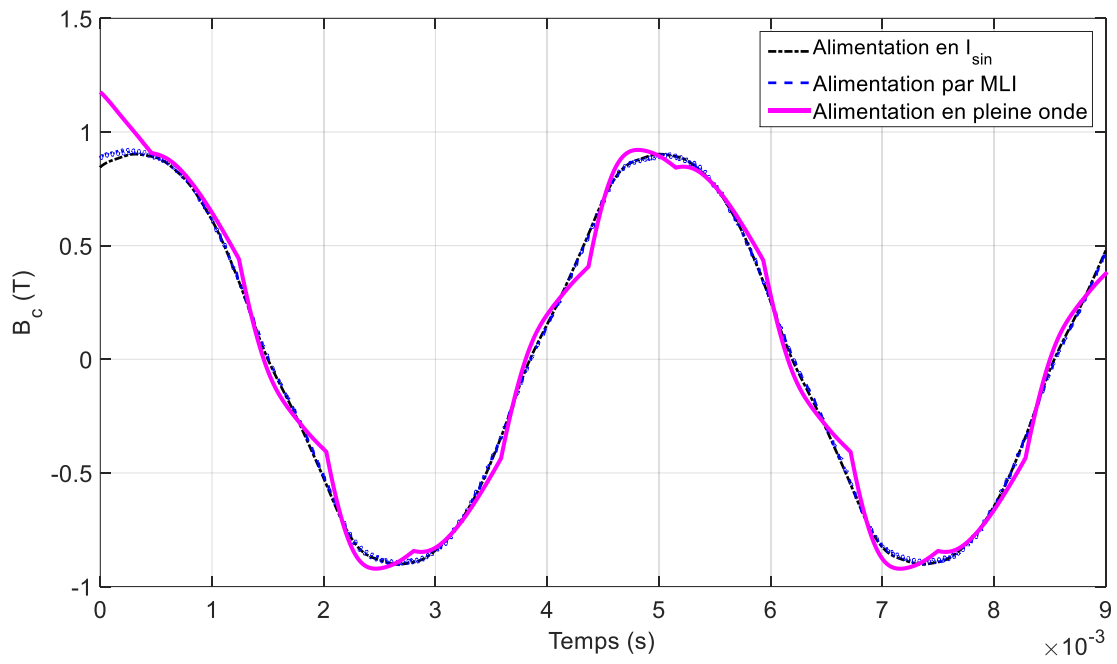


Figure 102 : Induction dans la culasse statorique

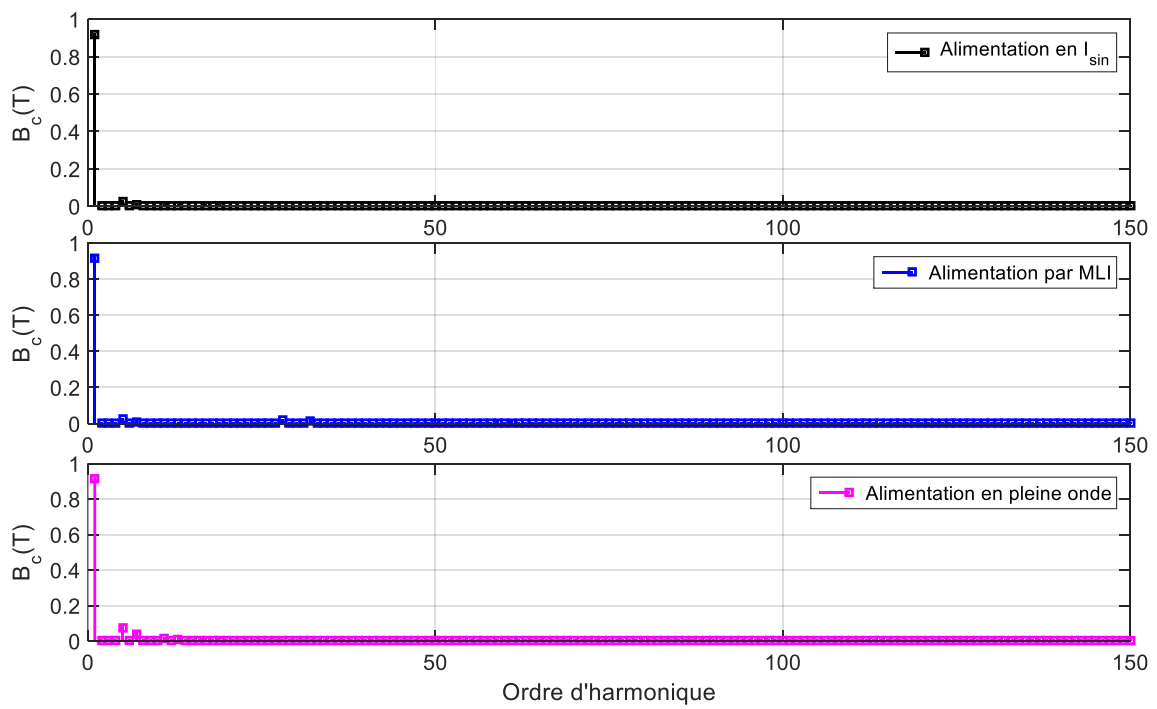


Figure 103 : Décomposition en série de Fourier de l'induction dans la culasse

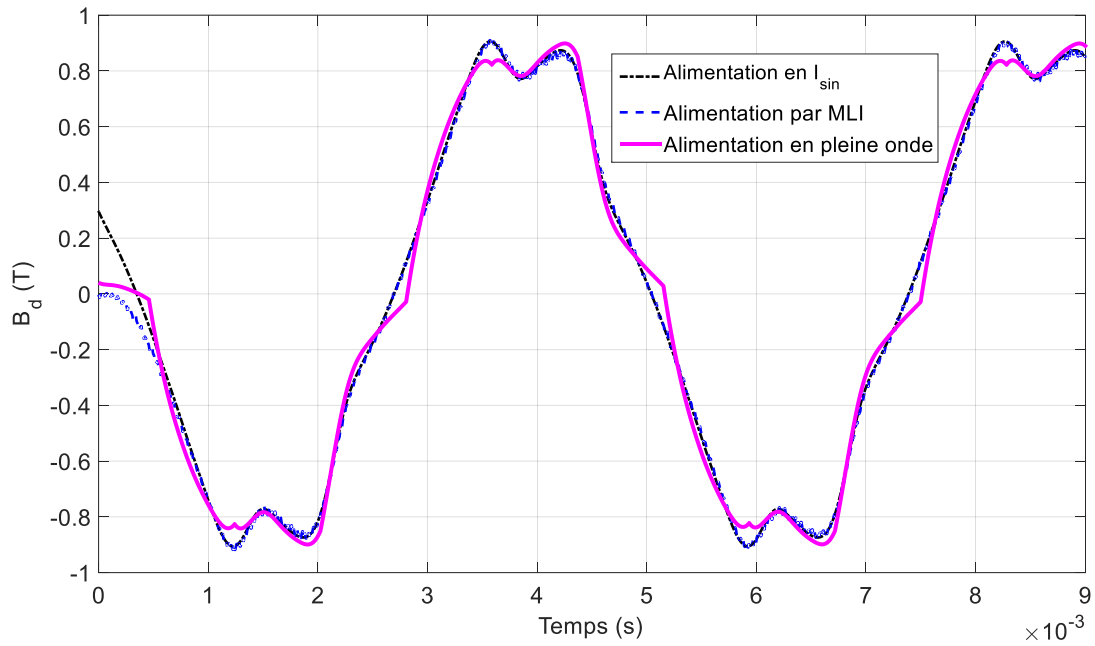


Figure 104 : Induction dans la dent

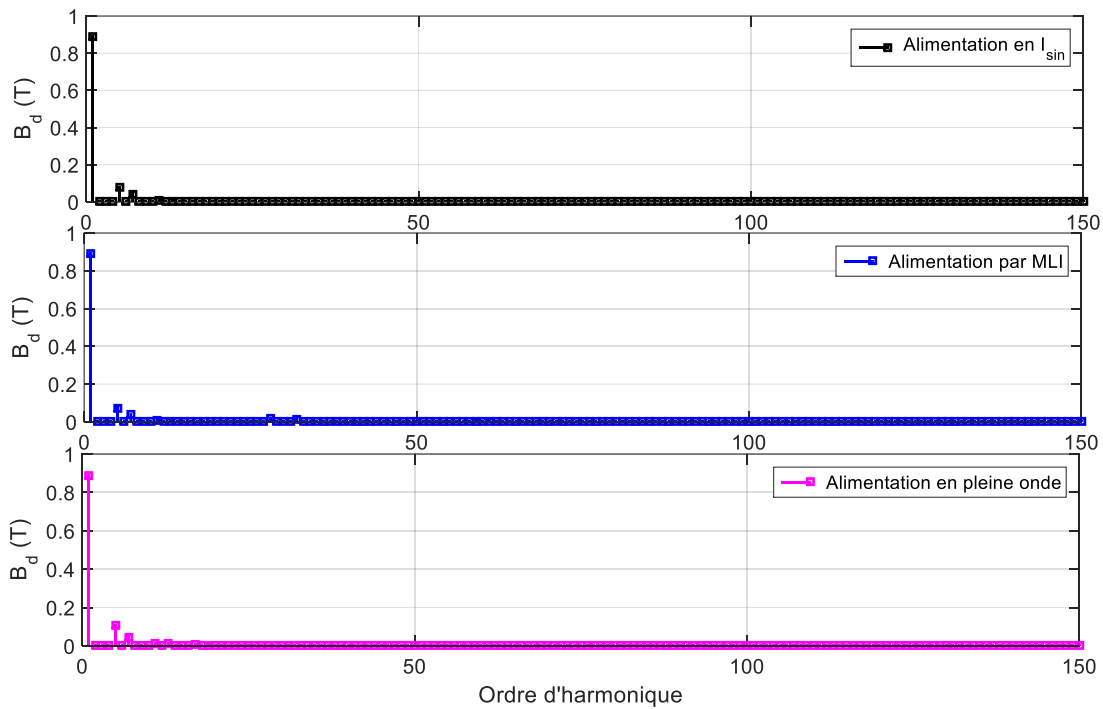


Figure 105 : Décomposition en série de Fourier de l'induction dans la dent

Les résultats concernant les pertes sur cycle sont présentés dans le **Tableau 20**. Seuls les harmoniques de rangs 5, 7 et 11 ont été considérés ici. A même profil de couple et de vitesse, l'alimentation en MLI sinusoïdale ajoute très peu de pertes supplémentaires par rapport à l'alimentation en courants sinusoïdaux (0.26 W soit 0.4%). Lorsque la machine est alimentée en mode de quasi pleine onde, on observe une augmentation faible des pertes cuivre et des pertes fer dans les dents (respectivement 2.1% et 8 %). L'augmentation la plus significative concerne les

pertes fer par dans la culasse (augmentation de 1.6W soit 69.3%). Au total, la machine consomme environ plus de 2.7 W, soit 4% de pertes supplémentaires par rapport au mode d'alimentation en courants parfaitement sinusoïdaux ou par MLI.

Tableau 20 : Pertes sur cycle pour des différentes modes d'alimentation

	$\langle P_f \rangle_{cycle}$ (W)				$\langle P_{cu} \rangle_{cycle}$ (W)		$\langle P_{tot} \rangle_{cycle}$ (W)
	Fondamental		Harmoniques 5 ^{ème} 7 ^{ème} 11 ^{ème}		Fondamental	Harmoniques	
	Culasse	Dent	Culasse	Dent			
Alimentation en courant sinusoïdal	15.24	5.27	0.71	5.19	33.82	0	60.23
Alimentation par MLI	15.21	5.26	0.73	5.13	33.86	0.30	60.49
Alimentation en pleine onde	15.22	5.26	2.31	5.64	33.85	0.71	62.99

Il est montré que le mode d'alimentation n'influence pas significativement les pertes dans la machine (augmentation de 0.4% avec MLI et de 4% avec la pleine onde). Notons toutefois que nous analysons ici seulement les pertes statoriques alors que les pertes dans le rotor liées aux aimants et à la culasse rotorique peuvent également être influencées par le mode d'alimentation. D'autre part, ce dernier influence aussi le niveau des pertes dans le convertisseur. Plus la fréquence de découpage augmente plus les pertes par commutation dans le convertisseur augmentent. Il est donc nécessaire d'intégrer le convertisseur pour la suite de l'étude.

4.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons utilisé notre méthodologie présentée au chapitre 3 pour le dimensionnement optimal sur cycle d'une machine synchrone à aimants permanents d'un véhicule urbain.

La méthode permet d'intégrer en même temps l'optimisation de la géométrie et de la commande. Deux commandes ont été considérées et comparées : commande à $I_d = 0$ et commande en mode de défluxage. Cette étude a permis de montrer l'intérêt du défluxage vis-à-vis de la réduction de pertes moyennes (donc du volume) et de la contrainte en tension sur le convertisseur d'alimentation.

Une étude de sensibilité a permis de montrer la robustesse de la solution optimale. On observe une faible variation des performances optimales vis-à-vis des variations des variables d'optimisation géométriques r_s , r_b autour de leurs valeurs optimales. Il est montré que le nombre de paires de pôles p a un impact significatif sur les performances des machines (augmentation de

14% sur la moyenne de pertes sur cycle et une croissance de 24% du volume observées lorsque p passe de sa valeur optimale 1 à 2).

L'utilisation d'un modèle à réseau de réluctances, nous a permis de vérifier nos hypothèses de travail comme l'hypothèse de linéarité et du premier harmonique. Les pertes fer ont été également calculées et validées sur cycle par l'utilisation de cet outil. Dans notre cas, malgré les hypothèses simplificatrices, le modèle analytique présente une précision que nous estimons suffisante par rapport au modèle à réseau de réluctances.

L'étude de l'influence des modes d'alimentation a montré un faible impact de ceux-ci sur les pertes totales dans la machine dû au fait que la présence des harmoniques temporels dans les courants et dans l'induction reste faible. Toutefois, l'étude devrait être complétée en considérant par la suite le convertisseur d'alimentation et son modèle de pertes car celui-ci est également influencé fortement par le mode d'alimentation. Notons également que nos modèles étant invariants avec la fréquence, il convient de rester prudent quant à nos conclusions notamment pour ce qui concerne les harmoniques hautes fréquences associés à la MLI. Notons finalement que les paramètres de dimensionnement du convertisseur d'alimentation sont la puissance électrique maximale de la machine, la tension et le courant. Le nombre de spire de la machine ainsi que sa longueur étant alors des paramètres clef. Il conviendra donc, à terme, de travailler à l'optimisation conjointe de la machine et de son convertisseur d'alimentation par une intégration dès la première phase de la méthodologie que nous avons présenté ici des pertes dans le convertisseur d'alimentation.

Conclusion générale et perspectives

Le développement des voitures électriques est en plein essor ces dernières années. Il se confronte actuellement aux enjeux technologiques pour réduire les coûts et accroître l'autonomie. Plusieurs études sont en train d'être menées dans le monde pour progresser dans la technologie du système de stockage d'énergie d'autre part et la conception optimale des éléments de la chaîne de traction. Mes travaux de thèse s'inscrivent dans la thématique de dimensionnement optimal des machines électriques. Celles-ci sont soumises aux fortes contraintes de rendement et de compacité pour augmenter l'autonomie du véhicule.

L'enjeu du dimensionnement optimal des machines électriques sur un critère énergétique pour les véhicules réside dans le temps de calcul car le dimensionnement doit s'appuyer sur un cycle de fonctionnement qui se compose généralement de cent à mille points. L'intégration de tous les points du cycle de conduite dans un processus d'optimisation de la machine, par un algorithme itératif d'optimisation couplé avec un modèle numérique ou semi-numérique, pose un réel problème en termes de temps de calcul. En conséquence, la résolution du problème par les recherches actuelles se base soit sur un nombre limité de points représentatifs du cycle, soit sur tous les points du cycle en optimisant seulement la géométrie de la machine avec une stratégie de commande choisie a priori. Celle-ci consiste à minimiser que les pertes cuivre alors qu'il conviendrait de minimiser les pertes totales en particulier pour les machines à hautes vitesses où les pertes fer peuvent être du même ordre que les pertes cuivre.

Dans mes travaux de thèse, le problème du dimensionnement sur cycle est résolu en considérant tous les points de fonctionnement du cycle. Dans notre méthode, non seulement les pertes moyennes sur cycle, le volume de la machine sont minimisés mais également la somme des pertes cuivre et des pertes fer pour tous les points de fonctionnement. En plus, avec cette méthode, nous sommes arrivés à optimiser l'ensemble de la géométrie et de la commande de la machine tout en gardant un temps de calcul très réduit. Les paramètres de contrôle ($F_{s\ opt}(t)$, $\psi_{opt}(t)$) qui varient dans le temps sont déterminés en amont et de façon déterministe. L'algorithme d'optimisation n'intervient que dans la phase d'optimisation des variables géométriques.

Les résultats ont montré que par la gestion du défluxage, la machine optimale consomme moins d'énergie sur le cycle en ayant un volume plus petit. Le défluxage a permis d'agir fortement sur les points dans les zones de hautes vitesses et/ou de faibles couples. Avec le défluxage, comme a montré l'application présentée dans le chapitre 4, nous pouvons réduire jusqu'à 50% des pertes totales par rapport de la commande $I_d = 0$ dans ces zones. Il est également montré que le mode de défluxage présente un intérêt également sur le convertisseur. Par rapport au dimensionnement se basant sur la commande $I_d = 0$, le défluxage permet de recourir à un convertisseur dont la limitation en tension est plus faible tandis que le courant maximal est presque identique.

Nous avons également développé un modèle à réseaux de réluctances qui nous a permis de valider les performances sur cycle de la machine optimale obtenue lors de la phase d'optimisation. Ce modèle a permis de modéliser des phénomènes secondaires, tels que l'effet des harmoniques d'espace et de temps, tout en gardant un temps de calcul très court par rapport à un calcul par éléments finis ce qui a permis de calculer tous les points de fonctionnement d'un cycle en un temps de calcul raisonnable. D'autre part, ce modèle nous a permis d'analyser l'influence du mode d'alimentation sur les pertes de la machine. On a constaté un impact minime sur les pertes cuivre ainsi que sur les pertes fer de la machine lorsqu'elle est alimentée par le mode en pleine onde au lieu de l'alimentation par MLI ou par les courants sinusoïdaux.

Ces travaux pourront être complétés par certaines perspectives.

D'une part, nous devons envisager d'intégrer le convertisseur dans le processus d'optimisation. Du point de vue d'un dimensionnement optimal de la chaîne de traction, l'objectif final vise à maximiser le rendement global de toute la chaîne de traction, le convertisseur y compris. Il est donc intéressant d'intégrer les pertes du convertisseur de puissance telles que les pertes par conduction et par commutation dans le processus d'optimisation de la machine. Le double objectif maintenant pourra être alors de minimiser la somme des pertes du convertisseur et de la machine et le volume de la machine.

D'autre part, comme le fonctionnement sur cycle de conduite est caractérisé par des appels de puissance de courtes durées et de fortes variations, alors, la machine peut être soumise à un régime thermique transitoire. L'optimisation se basant sur l'hypothèse d'une température constante produite par les pertes moyennes du cycle, le travail effectué peut conduire à un surdimensionnement. Il est alors intéressant d'envisager dans les futurs travaux un régime thermique transitoire dans le processus d'optimisation. Il est possible d'intégrer le comportement transitoire thermique dans notre approche car celle-ci nous permet d'obtenir l'expression des pertes fer et cuivre de la machine pour tous les points de fonctionnement du cycle. Notons que ces pertes sont obtenues avec une commande optimale via les grandeurs optimales de $F_s^{opt}(t)$ et $\psi_{opt}(t)$. Avec l'obtention de ces pertes des tous les points, l'évolution de la température sur cycle de la machine pourra se déterminer par exemple à l'aide d'un modèle linéaire simple de réseau de résistances et de capacités thermiques 1D [35].

Annexes

Couplage électrique-magnétique

Le couplage électrique-magnétique de la machine s'effectue par les deux équations ci-dessous :

$$\begin{Bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{Bmatrix}_{3 \times 1} = \{Gain FEM\}_{3 \times 18} * \begin{Bmatrix} d\phi_1/dt \\ d\phi_2/dt \\ \vdots \\ d\phi_{17}/dt \\ d\phi_{18}/dt \end{Bmatrix}_{18 \times 1} \quad (1)$$

$$\begin{Bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ \vdots \\ F_{17} \\ F_{18} \end{Bmatrix}_{18 \times 1} = \{Gain FMM\}_{18 \times 3} * \begin{Bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{Bmatrix}_{3 \times 1} \quad (2)$$

L'influence des flux magnétiques sur le circuit électrique s'effectue via les forces électromotrices alors que l'influence des courants électriques sur le circuit magnétique s'effectue via les forces magnétomotrices. Les forces électromotrices des trois phases sont déterminées à partir de la dérivée des flux dans les dents (18 dents) et un gain dit *Gain FEM*. Les forces magnétomotrices peuvent être déterminées à partir des courants statoriques (3 phases) et un gain dit *Gain FMM*.

Détermination du *Gain FEM*

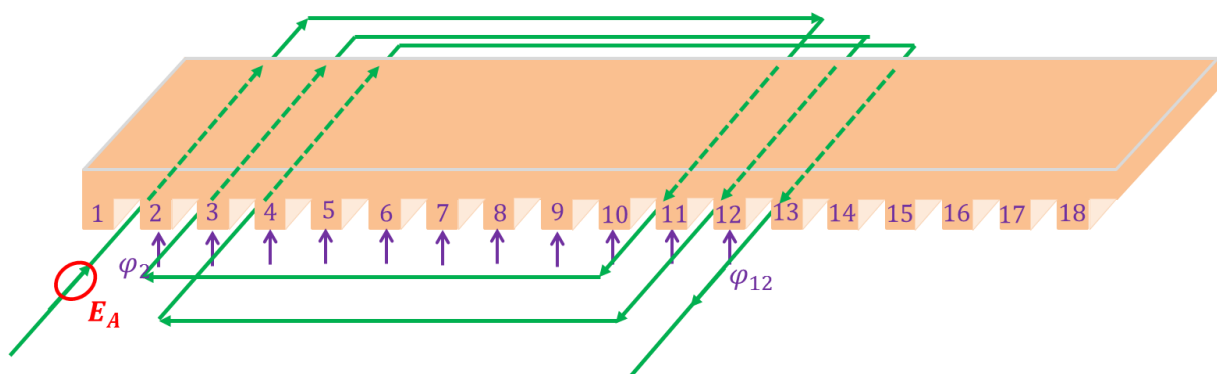


Figure 106 : Schéma de distribution du bobinage de la phase A dans la machine

Le flux total traversant le bobinage de phase A est égal :

$$\begin{aligned}
\Phi_A &= N_A \times (\varphi_2 + \varphi_3 + \dots + \varphi_{10}) \\
&+ N_A \times (\varphi_3 + \varphi_4 + \dots + \varphi_{11}) \\
&+ N_A \times (\varphi_4 + \varphi_5 + \dots + \varphi_{12})
\end{aligned} \tag{3}$$

En remarquant que :

$$\begin{aligned}
\Phi_A &= [-N_A \times \varphi_1 + N_A \times (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \dots + \varphi_{10})] \\
&+ [-N_A \times (\varphi_1 + \varphi_2) + N_A \times (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 + \dots + \varphi_{11})] \\
&+ [-N_A \times (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3) + N_A \times (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5 + \dots + \varphi_{12})]
\end{aligned} \tag{4}$$

Ce flux total peut donc être écrit sous la formule matricielle suivante :

$$\begin{aligned}
\Phi_A &= -\{N_A \quad N_A \quad N_A \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad -N_A \quad -N_A \quad -N_A \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0\} \\
&\times \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_1 + \varphi_2 \\ \vdots \\ \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_{17} \\ \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_{18} \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{5}$$

En remarquant que :

$$\begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_1 + \varphi_2 \\ \vdots \\ \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_{17} \\ \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_{18} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \vdots \\ \varphi_{17} \\ \varphi_{18} \end{pmatrix} \tag{6}$$

On aboutit à l'expression du flux total suivante :

$$\begin{aligned}
\Phi_A &= -\{N_A \quad N_A \quad N_A \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad -N_A \quad -N_A \quad -N_A \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0\} \\
&\times \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix} \\
&\times \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \vdots \\ \varphi_{17} \\ \varphi_{18} \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{7}$$

Depuis la loi de Faraday, on peut en déduire :

$$\begin{aligned}
E_A = & \quad -\{N_A \quad N_A \quad N_A \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad -N_A \quad -N_A \quad -N_A \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0\} \\
& \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix} \\
& \times \begin{pmatrix} d\varphi_1/dt \\ d\varphi_2/dt \\ \vdots \\ d\varphi_{17}/dt \\ d\varphi_{18}/dt \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{8}$$

Les forces électromotrices E_B, E_C sont déterminées selon le même principe. Appelons la matrice ci-dessous $[W]_{Z_s \times 3}$:

$$\begin{aligned}
& [W]_{Z_s \times 3} \\
= & \begin{bmatrix} N_A & N_A & N_A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -N_A & -N_A & -N_A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -N_B & -N_B & -N_B & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_B & N_B & N_B & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_C & N_C & N_C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -N_C & -N_C & -N_C & -N_C \end{bmatrix}^t
\end{aligned}$$

Finalement, on peut écrire :

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{pmatrix} = & \quad [W]_{Z_s \times 3}^t \\
& \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix} \\
& \times \begin{pmatrix} d\varphi_1/dt \\ d\varphi_2/dt \\ \vdots \\ d\varphi_{17}/dt \\ d\varphi_{18}/dt \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{9}$$

Détermination du Gain FMM

Les valeurs du gain dépendent de la façon dont les forces magnétomotrices s'insèrent dans le circuit. On distingue deux possibilités pour intégrer les forces magnétomotrices issues de la réaction magnétique d'induit: dans la culasse ou bien dans les dents.

Intégration des forces magnétomotrices d'induit dans la culasse

Dans ce cas, on applique le théorème d'Ampère sur le circuit fermé autour de l'encoche. Le circuit magnétique pris en considération est constitué des deux dents entourant l'encoche j , de l'élément de culasse statorique situé au-dessus de l'encoche comme montre la figure ci-dessous :

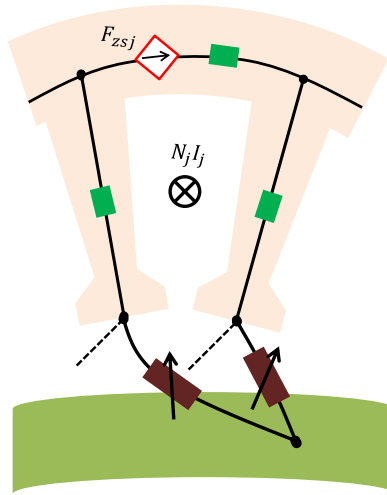


Figure 107 : Insertion des sources de force magnétomotrice dans la culasse statorique

La valeur de la force magnétomotrice intégrée dans la culasse statorique F_{zsj} créée par N_j conducteurs parcourus par un courant I_j est donnée par :

$$F_{zsj} = \oint_{zsj} H dl = N_j * I_j \quad (10)$$

En généralisant le procédé, on relie les grandeurs électriques aux grandeurs magnétiques à l'aide de la matrice $[W]_{Z_s \times 3}$ vue précédemment et qui représente la distribution des bobinages statoriques dans les encoches.

$$[F_{Zs}]_{Z_s \times 1} = [W]_{Z_s \times 3} [I_{ph}]_{3 \times 1} \quad (11)$$

Intégration des forces magnétomotrices d'induit au niveau des dents

L'intégration des forces magnétomotrices au niveau des dents est quant à elle plus complexe à introduire. On propose de répartir la force magnétomotrice d'une encoche dans les deux dents adjacentes [99]. Cette approche est celle reprise dans notre modèle.

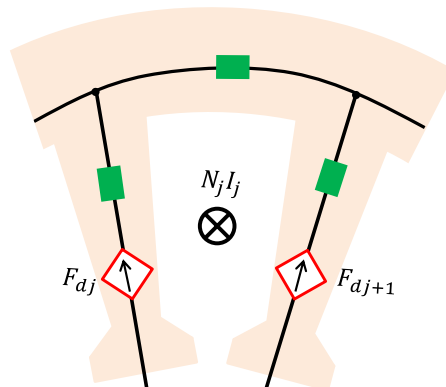


Figure 108 : Insertion des sources de force magnétomotrice dans le circuit magnétique équivalent

Dans ce cas, le théorème d'Ampère appliqué sur le circuit fermé autour de l'encoche j nous donne :

$$F_{dj} - F_{dj+1} = \oint_{Zsj} H dl = N_j * I_j \quad (12)$$

En généralisant le procédé pour toutes les encoches, on peut obtenir :

$$[M_1]_{Z_s \times Z_s} [F_d]_{Z_s \times 1} = [W]_{Z_s \times 3} [I_{ph}]_{3 \times 1} \quad (13)$$

avec :

$$[M_1]_{Z_s \times Z_s} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & 0 & 1 & -1 & 0 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Toutefois, cette matrice $[M_1]_{Z_s \times Z_s}$ n'est pas inversible car son déterminant est nul. Pour pallier ce problème, on modifie la dernière ligne de cette matrice en introduisant une loi qui peut être vue comme une « conservation des forces magnétomotrices » [100].

$$\sum_{j=1}^{j=Z_s} F_{dj} = 0 \quad (15)$$

Finalement, les forces magnétomotrices de dent « F_{dj} » seront déterminées par :

$$[F_d]_{Z_s \times 1} = [P]_{Z_s \times Z_s} [W]_{Z_s \times 3} [I_{ph}]_{3 \times 1} \quad (16)$$

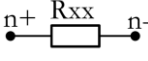
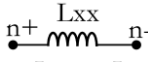
La matrice $[P]_{Z_s \times Z_s}$ peut être obtenue par les étapes suivantes :

- Mettre tous les coefficients de la dernière ligne de la matrice $[M_1]_{Z_s \times Z_s}$ à « 1 »
- Inverser la matrice
- Mettre tous les coefficients de la dernière colonne de cette nouvelle matrice à « 0 ».

Eléments de la netlist de la machine [101]


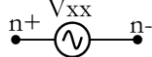
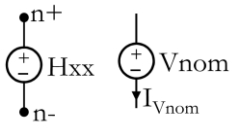
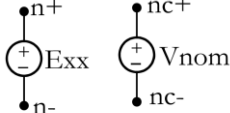
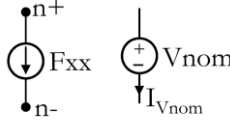

Les éléments passifs

Tableau 21 : Les éléments passifs

Elément	Syntaxe	Description de circuit
Résistance	Rxx n+ n- R	 $R_{Rxx} = R$
Inductance	Lxx n+ n- L	 $L_{Lxx} = L$

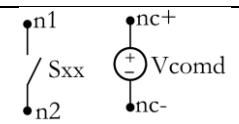
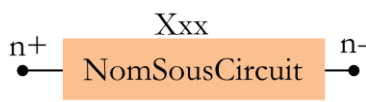
Les éléments de sources

Tableau 22 : Les éléments de sources

Elément	Syntaxe	Description de circuit
Source de tension continue	Vxx n+ n- dc V	 $V_{Vxx} = V$
Source de tension sinusoïdal	Vxx n+ n- SINE(Voffset Vamp f Td Theta Phi)	 $V_{Vxx} = V_{offset} + V_{amp} * \exp[(T_d - t) * \text{Theta}] * \sin[(2 * \pi * f * t) + \text{Phi}]$
Source de tension commandée en Courant	Hxx n+ n- <Vnom> <Gain>	 $V_{Hxx} = \text{Gain} * I_{Vnom}$
Source de tension dépendante en Tension	Exx n+ n- nc+ nc- <Gain>	 $V_{Exx} = \text{Gain} * V_{Vnom}$
Source de Courant commandée en Courant	Fxx n+ n- <Vnom> <Gain>	 $I_{Fxx} = \text{Gain} * I_{Vnom}$
Source de Tension arbitraire	Bxx n+ n- V = <expression>	 $V_{Bxx} = F(\dots)$

Autres éléments du circuit

Tableau 23 : L'interrupteur et le sous-circuit

Elément	Syntaxe	Description de circuit
Interrupteur	<code>Sxx n1 n2 nc+ nc- NomModel .model NomModel SW(Ron Roff Vt Vh)</code>	 <p>Vh = 0, fonctionnement sans hystérésis :</p> <ul style="list-style-type: none"> • $V_{Vcomd} \geq Vt \rightarrow R_{Sxx} = Ron$ • $V_{Vcomd} < Vt \rightarrow R_{Sxx} = Roff$
Sous-circuit	<code>Xxx n+ n- NomSousCircuit</code>	

Netlist de la machine pour le réseau des réluctances

Netlist de la culasse statorique

```

.*Machine MSAP
RSta1_1 NSTA1_1 NSTA1_2 {R_CULA_STA}
H1_FMMA NSTA1_2 NSTA2_1 VBaseA {Gain_FMMA1}
RSta2_1 NSTA2_1 NSTA2_2 {R_CULA_STA}
H2_FMMA NSTA2_2 NSTA3_1 VBaseA {Gain_FMMA2}
RSta3_1 NSTA3_1 NSTA3_2 {R_CULA_STA}
H3_FMMA NSTA3_2 NSTA4_1 VBaseA {Gain_FMMA3}
RSta4_1 NSTA4_1 NSTA4_2 {R_CULA_STA}
H4_FMMA NSTA4_2 NSTA5_1 VBaseB {Gain_FMMA4}
RSta5_1 NSTA5_1 NSTA5_2 {R_CULA_STA}
H5_FMMA NSTA5_2 NSTA6_1 VBaseB {Gain_FMMA5}
RSta6_1 NSTA6_1 NSTA6_2 {R_CULA_STA}
H6_FMMA NSTA6_2 NSTA7_1 VBaseB {Gain_FMMA6}
RSta7_1 NSTA7_1 NSTA7_2 {R_CULA_STA}
H7_FMMA NSTA7_2 NSTA8_1 VBaseC {Gain_FMMA7}
RSta8_1 NSTA8_1 NSTA8_2 {R_CULA_STA}
H8_FMMA NSTA8_2 NSTA9_1 VBaseC {Gain_FMMA8}
RSta9_1 NSTA9_1 NSTA9_2 {R_CULA_STA}
H9_FMMA NSTA9_2 NSTA10_1 VBaseC {Gain_FMMA9}
RSta10_1 NSTA10_1 NSTA10_2 {R_CULA_STA}
H10_FMMA NSTA10_2 NSTA11_1 VBaseA {Gain_FMMA10}
RSta11_1 NSTA11_1 NSTA11_2 {R_CULA_STA}
H11_FMMA NSTA11_2 NSTA12_1 VBaseA {Gain_FMMA11}
RSta12_1 NSTA12_1 NSTA12_2 {R_CULA_STA}
H12_FMMA NSTA12_2 NSTA13_1 VBaseA {Gain_FMMA12}
RSta13_1 NSTA13_1 NSTA13_2 {R_CULA_STA}
H13_FMMA NSTA13_2 NSTA14_1 VBaseB {Gain_FMMA13}
RSta14_1 NSTA14_1 NSTA14_2 {R_CULA_STA}
H14_FMMA NSTA14_2 NSTA15_1 VBaseB {Gain_FMMA14}
RSta15_1 NSTA15_1 NSTA15_2 {R_CULA_STA}
H15_FMMA NSTA15_2 NSTA16_1 VBaseB {Gain_FMMA15}

```

```

RSta16_1 NSTA16_1 NSTA16_2 {R_CULA_STA}
H16_FMCC NSTA16_2 NSTA17_1 VBaseC {Gain_FMCC16}
RSta17_1 NSTA17_1 NSTA17_2 {R_CULA_STA}
H17_FMCC NSTA17_2 NSTA18_1 VBaseC {Gain_FMCC17}
RSta18_1 NSTA18_1 NSTA18_2 {R_CULA_STA}
H18_FMCC NSTA18_2 NSTA1_1 VBaseC {Gain_FMCC18}

```

Netlist des dents statorique

```

Vbase1 NSTA1_1 NDEN1_1 dc 0
RDMai1_Niv1 NDEN1_1 NDEN1_2 {RDMai_Niv1}
RDMai1_Niv2 NDEN1_2 NDEN1_3 {RDMai_Niv2}
RDMai1_Niv3 NDEN1_3 NDEN1_4 {RDMai_Niv3}
RDMai1_Niv4 NDEN1_4 NDEN1_5 {RDMai_Niv4}
RDIst1_Niv1 NDEN1_5 NDEN1_6 {RDIst_Niv1}
RDTet1_Niv1 NDEN1_6 NDEN1_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase2 NSTA2_1 NDEN2_1 dc 0
RDMai2_Niv1 NDEN2_1 NDEN2_2 {RDMai_Niv1}
RDMai2_Niv2 NDEN2_2 NDEN2_3 {RDMai_Niv2}
RDMai2_Niv3 NDEN2_3 NDEN2_4 {RDMai_Niv3}
RDMai2_Niv4 NDEN2_4 NDEN2_5 {RDMai_Niv4}
RDIst2_Niv1 NDEN2_5 NDEN2_6 {RDIst_Niv1}
RDTet2_Niv1 NDEN2_6 NDEN2_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase3 NSTA3_1 NDEN3_1 dc 0
RDMai3_Niv1 NDEN3_1 NDEN3_2 {RDMai_Niv1}
RDMai3_Niv2 NDEN3_2 NDEN3_3 {RDMai_Niv2}
RDMai3_Niv3 NDEN3_3 NDEN3_4 {RDMai_Niv3}
RDMai3_Niv4 NDEN3_4 NDEN3_5 {RDMai_Niv4}
RDIst3_Niv1 NDEN3_5 NDEN3_6 {RDIst_Niv1}
RDTet3_Niv1 NDEN3_6 NDEN3_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase4 NSTA4_1 NDEN4_1 dc 0
RDMai4_Niv1 NDEN4_1 NDEN4_2 {RDMai_Niv1}
RDMai4_Niv2 NDEN4_2 NDEN4_3 {RDMai_Niv2}
RDMai4_Niv3 NDEN4_3 NDEN4_4 {RDMai_Niv3}
RDMai4_Niv4 NDEN4_4 NDEN4_5 {RDMai_Niv4}
RDIst4_Niv1 NDEN4_5 NDEN4_6 {RDIst_Niv1}
RDTet4_Niv1 NDEN4_6 NDEN4_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase5 NSTA5_1 NDEN5_1 dc 0
RDMai5_Niv1 NDEN5_1 NDEN5_2 {RDMai_Niv1}
RDMai5_Niv2 NDEN5_2 NDEN5_3 {RDMai_Niv2}
RDMai5_Niv3 NDEN5_3 NDEN5_4 {RDMai_Niv3}
RDMai5_Niv4 NDEN5_4 NDEN5_5 {RDMai_Niv4}
RDIst5_Niv1 NDEN5_5 NDEN5_6 {RDIst_Niv1}
RDTet5_Niv1 NDEN5_6 NDEN5_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase6 NSTA6_1 NDEN6_1 dc 0
RDMai6_Niv1 NDEN6_1 NDEN6_2 {RDMai_Niv1}
RDMai6_Niv2 NDEN6_2 NDEN6_3 {RDMai_Niv2}
RDMai6_Niv3 NDEN6_3 NDEN6_4 {RDMai_Niv3}
RDMai6_Niv4 NDEN6_4 NDEN6_5 {RDMai_Niv4}
RDIst6_Niv1 NDEN6_5 NDEN6_6 {RDIst_Niv1}
RDTet6_Niv1 NDEN6_6 NDEN6_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase7 NSTA7_1 NDEN7_1 dc 0
RDMai7_Niv1 NDEN7_1 NDEN7_2 {RDMai_Niv1}
RDMai7_Niv2 NDEN7_2 NDEN7_3 {RDMai_Niv2}
RDMai7_Niv3 NDEN7_3 NDEN7_4 {RDMai_Niv3}

```

```

RDMai7_Niv4 NDEN7_4 NDEN7_5 {RDMai_Niv4}
RDIST7_Niv1 NDEN7_5 NDEN7_6 {RDIST_Niv1}
RDTet7_Niv1 NDEN7_6 NDEN7_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase8 NSTA8_1 NDEN8_1 dc 0
RDMai8_Niv1 NDEN8_1 NDEN8_2 {RDMai_Niv1}
RDMai8_Niv2 NDEN8_2 NDEN8_3 {RDMai_Niv2}
RDMai8_Niv3 NDEN8_3 NDEN8_4 {RDMai_Niv3}
RDMai8_Niv4 NDEN8_4 NDEN8_5 {RDMai_Niv4}
RDIST8_Niv1 NDEN8_5 NDEN8_6 {RDIST_Niv1}
RDTet8_Niv1 NDEN8_6 NDEN8_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase9 NSTA9_1 NDEN9_1 dc 0
RDMai9_Niv1 NDEN9_1 NDEN9_2 {RDMai_Niv1}
RDMai9_Niv2 NDEN9_2 NDEN9_3 {RDMai_Niv2}
RDMai9_Niv3 NDEN9_3 NDEN9_4 {RDMai_Niv3}
RDMai9_Niv4 NDEN9_4 NDEN9_5 {RDMai_Niv4}
RDIST9_Niv1 NDEN9_5 NDEN9_6 {RDIST_Niv1}
RDTet9_Niv1 NDEN9_6 NDEN9_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase10 NSTA10_1 NDEN10_1 dc 0
RDMai10_Niv1 NDEN10_1 NDEN10_2 {RDMai_Niv1}
RDMai10_Niv2 NDEN10_2 NDEN10_3 {RDMai_Niv2}
RDMai10_Niv3 NDEN10_3 NDEN10_4 {RDMai_Niv3}
RDMai10_Niv4 NDEN10_4 NDEN10_5 {RDMai_Niv4}
RDIST10_Niv1 NDEN10_5 NDEN10_6 {RDIST_Niv1}
RDTet10_Niv1 NDEN10_6 NDEN10_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase11 NSTA11_1 NDEN11_1 dc 0
RDMai11_Niv1 NDEN11_1 NDEN11_2 {RDMai_Niv1}
RDMai11_Niv2 NDEN11_2 NDEN11_3 {RDMai_Niv2}
RDMai11_Niv3 NDEN11_3 NDEN11_4 {RDMai_Niv3}
RDMai11_Niv4 NDEN11_4 NDEN11_5 {RDMai_Niv4}
RDIST11_Niv1 NDEN11_5 NDEN11_6 {RDIST_Niv1}
RDTet11_Niv1 NDEN11_6 NDEN11_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase12 NSTA12_1 NDEN12_1 dc 0
RDMai12_Niv1 NDEN12_1 NDEN12_2 {RDMai_Niv1}
RDMai12_Niv2 NDEN12_2 NDEN12_3 {RDMai_Niv2}
RDMai12_Niv3 NDEN12_3 NDEN12_4 {RDMai_Niv3}
RDMai12_Niv4 NDEN12_4 NDEN12_5 {RDMai_Niv4}
RDIST12_Niv1 NDEN12_5 NDEN12_6 {RDIST_Niv1}
RDTet12_Niv1 NDEN12_6 NDEN12_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase13 NSTA13_1 NDEN13_1 dc 0
RDMai13_Niv1 NDEN13_1 NDEN13_2 {RDMai_Niv1}
RDMai13_Niv2 NDEN13_2 NDEN13_3 {RDMai_Niv2}
RDMai13_Niv3 NDEN13_3 NDEN13_4 {RDMai_Niv3}
RDMai13_Niv4 NDEN13_4 NDEN13_5 {RDMai_Niv4}
RDIST13_Niv1 NDEN13_5 NDEN13_6 {RDIST_Niv1}
RDTet13_Niv1 NDEN13_6 NDEN13_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase14 NSTA14_1 NDEN14_1 dc 0
RDMai14_Niv1 NDEN14_1 NDEN14_2 {RDMai_Niv1}
RDMai14_Niv2 NDEN14_2 NDEN14_3 {RDMai_Niv2}
RDMai14_Niv3 NDEN14_3 NDEN14_4 {RDMai_Niv3}
RDMai14_Niv4 NDEN14_4 NDEN14_5 {RDMai_Niv4}
RDIST14_Niv1 NDEN14_5 NDEN14_6 {RDIST_Niv1}
RDTet14_Niv1 NDEN14_6 NDEN14_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase15 NSTA15_1 NDEN15_1 dc 0
RDMai15_Niv1 NDEN15_1 NDEN15_2 {RDMai_Niv1}
RDMai15_Niv2 NDEN15_2 NDEN15_3 {RDMai_Niv2}
RDMai15_Niv3 NDEN15_3 NDEN15_4 {RDMai_Niv3}
RDMai15_Niv4 NDEN15_4 NDEN15_5 {RDMai_Niv4}

```

```

RDIst15_Niv1 NDEN15_5 NDEN15_6 {RDIst_Niv1}
RDTet15_Niv1 NDEN15_6 NDEN15_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase16 NSTA16_1 NDEN16_1 dc 0
RDMai16_Niv1 NDEN16_1 NDEN16_2 {RDMai_Niv1}
RDMai16_Niv2 NDEN16_2 NDEN16_3 {RDMai_Niv2}
RDMai16_Niv3 NDEN16_3 NDEN16_4 {RDMai_Niv3}
RDMai16_Niv4 NDEN16_4 NDEN16_5 {RDMai_Niv4}
RDIst16_Niv1 NDEN16_5 NDEN16_6 {RDIst_Niv1}
RDTet16_Niv1 NDEN16_6 NDEN16_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase17 NSTA17_1 NDEN17_1 dc 0
RDMai17_Niv1 NDEN17_1 NDEN17_2 {RDMai_Niv1}
RDMai17_Niv2 NDEN17_2 NDEN17_3 {RDMai_Niv2}
RDMai17_Niv3 NDEN17_3 NDEN17_4 {RDMai_Niv3}
RDMai17_Niv4 NDEN17_4 NDEN17_5 {RDMai_Niv4}
RDIst17_Niv1 NDEN17_5 NDEN17_6 {RDIst_Niv1}
RDTet17_Niv1 NDEN17_6 NDEN17_Tet {RDTet_Niv1}
Vbase18 NSTA18_1 NDEN18_1 dc 0
RDMai18_Niv1 NDEN18_1 NDEN18_2 {RDMai_Niv1}
RDMai18_Niv2 NDEN18_2 NDEN18_3 {RDMai_Niv2}
RDMai18_Niv3 NDEN18_3 NDEN18_4 {RDMai_Niv3}
RDMai18_Niv4 NDEN18_4 NDEN18_5 {RDMai_Niv4}
RDIst18_Niv1 NDEN18_5 NDEN18_6 {RDIst_Niv1}
RDTet18_Niv1 NDEN18_6 NDEN18_Tet {RDTet_Niv1}

```

Netlist des encoches statorique

```

REncMai1_Ist NDEN1_5 NDEN2_5 {REncMai_Niv1}
REncIst1_Niv1 NDEN1_6 NDEN2_6 {REncIst_Niv1}
REncTet1_Niv1 NDEN1_Tet NDEN2_Tet {REncTet_Niv1}
REncMai2_Ist NDEN2_5 NDEN3_5 {REncMai_Niv1}
REncIst2_Niv1 NDEN2_6 NDEN3_6 {REncIst_Niv1}
REncTet2_Niv1 NDEN2_Tet NDEN3_Tet {REncTet_Niv1}
REncMai3_Ist NDEN3_5 NDEN4_5 {REncMai_Niv1}
REncIst3_Niv1 NDEN3_6 NDEN4_6 {REncIst_Niv1}
REncTet3_Niv1 NDEN3_Tet NDEN4_Tet {REncTet_Niv1}
REncMai4_Ist NDEN4_5 NDEN5_5 {REncMai_Niv1}
REncIst4_Niv1 NDEN4_6 NDEN5_6 {REncIst_Niv1}
REncTet4_Niv1 NDEN4_Tet NDEN5_Tet {REncTet_Niv1}
REncMai5_Ist NDEN5_5 NDEN6_5 {REncMai_Niv1}
REncIst5_Niv1 NDEN5_6 NDEN6_6 {REncIst_Niv1}
REncTet5_Niv1 NDEN5_Tet NDEN6_Tet {REncTet_Niv1}
REncMai6_Ist NDEN6_5 NDEN7_5 {REncMai_Niv1}
REncIst6_Niv1 NDEN6_6 NDEN7_6 {REncIst_Niv1}
REncTet6_Niv1 NDEN6_Tet NDEN7_Tet {REncTet_Niv1}
REncMai7_Ist NDEN7_5 NDEN8_5 {REncMai_Niv1}
REncIst7_Niv1 NDEN7_6 NDEN8_6 {REncIst_Niv1}
REncTet7_Niv1 NDEN7_Tet NDEN8_Tet {REncTet_Niv1}
REncMai8_Ist NDEN8_5 NDEN9_5 {REncMai_Niv1}
REncIst8_Niv1 NDEN8_6 NDEN9_6 {REncIst_Niv1}
REncTet8_Niv1 NDEN8_Tet NDEN9_Tet {REncTet_Niv1}
REncMai9_Ist NDEN9_5 NDEN10_5 {REncMai_Niv1}
REncIst9_Niv1 NDEN9_6 NDEN10_6 {REncIst_Niv1}
REncTet9_Niv1 NDEN9_Tet NDEN10_Tet {REncTet_Niv1}
REncMai10_Ist NDEN10_5 NDEN11_5 {REncMai_Niv1}
REncIst10_Niv1 NDEN10_6 NDEN11_6 {REncIst_Niv1}
REncTet10_Niv1 NDEN10_Tet NDEN11_Tet {REncTet_Niv1}

```

REncMai11_Ist NDEN11_5 NDEN12_5 {REncMai_Niv1}
 REncIst11_Niv1 NDEN11_6 NDEN12_6 {REncIst_Niv1}
 REncTet11_Niv1 NDEN11_Tet NDEN12_Tet {REncTet_Niv1}
 REncMai12_Ist NDEN12_5 NDEN13_5 {REncMai_Niv1}
 REncIst12_Niv1 NDEN12_6 NDEN13_6 {REncIst_Niv1}
 REncTet12_Niv1 NDEN12_Tet NDEN13_Tet {REncTet_Niv1}
 REncMai13_Ist NDEN13_5 NDEN14_5 {REncMai_Niv1}
 REncIst13_Niv1 NDEN13_6 NDEN14_6 {REncIst_Niv1}
 REncTet13_Niv1 NDEN13_Tet NDEN14_Tet {REncTet_Niv1}
 REncMai14_Ist NDEN14_5 NDEN15_5 {REncMai_Niv1}
 REncIst14_Niv1 NDEN14_6 NDEN15_6 {REncIst_Niv1}
 REncTet14_Niv1 NDEN14_Tet NDEN15_Tet {REncTet_Niv1}
 REncMai15_Ist NDEN15_5 NDEN16_5 {REncMai_Niv1}
 REncIst15_Niv1 NDEN15_6 NDEN16_6 {REncIst_Niv1}
 REncTet15_Niv1 NDEN15_Tet NDEN16_Tet {REncTet_Niv1}
 REncMai16_Ist NDEN16_5 NDEN17_5 {REncMai_Niv1}
 REncIst16_Niv1 NDEN16_6 NDEN17_6 {REncIst_Niv1}
 REncTet16_Niv1 NDEN16_Tet NDEN17_Tet {REncTet_Niv1}
 REncMai17_Ist NDEN17_5 NDEN18_5 {REncMai_Niv1}
 REncIst17_Niv1 NDEN17_6 NDEN18_6 {REncIst_Niv1}
 REncTet17_Niv1 NDEN17_Tet NDEN18_Tet {REncTet_Niv1}
 REncMai18_Ist NDEN18_5 NDEN1_5 {REncMai_Niv1}
 REncIst18_Niv1 NDEN18_6 NDEN1_6 {REncIst_Niv1}
 REncTet18_Niv1 NDEN18_Tet NDEN1_Tet {REncTet_Niv1}

Netlist de l'entrefer

XAIR1_R1 NDEN1_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR1_R1
 XAIR1_R2 NDEN1_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR1_R2
 XAIR1_R3 NDEN1_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR1_R3
 XAIR1_R4 NDEN1_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR1_R4
 XAIR1_R5 NDEN1_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR1_R5
 XAIR1_R6 NDEN1_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR1_R6
 XAIR2_R1 NDEN2_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR2_R1
 XAIR2_R2 NDEN2_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR2_R2
 XAIR2_R3 NDEN2_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR2_R3
 XAIR2_R4 NDEN2_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR2_R4
 XAIR2_R5 NDEN2_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR2_R5
 XAIR2_R6 NDEN2_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR2_R6
 XAIR3_R1 NDEN3_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR3_R1
 XAIR3_R2 NDEN3_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR3_R2
 XAIR3_R3 NDEN3_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR3_R3
 XAIR3_R4 NDEN3_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR3_R4
 XAIR3_R5 NDEN3_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR3_R5
 XAIR3_R6 NDEN3_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR3_R6
 XAIR4_R1 NDEN4_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR4_R1
 XAIR4_R2 NDEN4_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR4_R2
 XAIR4_R3 NDEN4_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR4_R3
 XAIR4_R4 NDEN4_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR4_R4
 XAIR4_R5 NDEN4_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR4_R5
 XAIR4_R6 NDEN4_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR4_R6
 XAIR5_R1 NDEN5_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR5_R1
 XAIR5_R2 NDEN5_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR5_R2
 XAIR5_R3 NDEN5_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR5_R3
 XAIR5_R4 NDEN5_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR5_R4

XAIR5_R5 NDEN5_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR5_R5
XAIR5_R6 NDEN5_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR5_R6
XAIR6_R1 NDEN6_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR6_R1
XAIR6_R2 NDEN6_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR6_R2
XAIR6_R3 NDEN6_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR6_R3
XAIR6_R4 NDEN6_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR6_R4
XAIR6_R5 NDEN6_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR6_R5
XAIR6_R6 NDEN6_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR6_R6
XAIR7_R1 NDEN7_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR7_R1
XAIR7_R2 NDEN7_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR7_R2
XAIR7_R3 NDEN7_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR7_R3
XAIR7_R4 NDEN7_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR7_R4
XAIR7_R5 NDEN7_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR7_R5
XAIR7_R6 NDEN7_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR7_R6
XAIR8_R1 NDEN8_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR8_R1
XAIR8_R2 NDEN8_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR8_R2
XAIR8_R3 NDEN8_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR8_R3
XAIR8_R4 NDEN8_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR8_R4
XAIR8_R5 NDEN8_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR8_R5
XAIR8_R6 NDEN8_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR8_R6
XAIR9_R1 NDEN9_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR9_R1
XAIR9_R2 NDEN9_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR9_R2
XAIR9_R3 NDEN9_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR9_R3
XAIR9_R4 NDEN9_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR9_R4
XAIR9_R5 NDEN9_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR9_R5
XAIR9_R6 NDEN9_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR9_R6
XAIR10_R1 NDEN10_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR10_R1
XAIR10_R2 NDEN10_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR10_R2
XAIR10_R3 NDEN10_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR10_R3
XAIR10_R4 NDEN10_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR10_R4
XAIR10_R5 NDEN10_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR10_R5
XAIR10_R6 NDEN10_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR10_R6
XAIR11_R1 NDEN11_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR11_R1
XAIR11_R2 NDEN11_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR11_R2
XAIR11_R3 NDEN11_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR11_R3
XAIR11_R4 NDEN11_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR11_R4
XAIR11_R5 NDEN11_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR11_R5
XAIR11_R6 NDEN11_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR11_R6
XAIR12_R1 NDEN12_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR12_R1
XAIR12_R2 NDEN12_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR12_R2
XAIR12_R3 NDEN12_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR12_R3
XAIR12_R4 NDEN12_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR12_R4
XAIR12_R5 NDEN12_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR12_R5
XAIR12_R6 NDEN12_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR12_R6
XAIR13_R1 NDEN13_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR13_R1
XAIR13_R2 NDEN13_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR13_R2
XAIR13_R3 NDEN13_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR13_R3
XAIR13_R4 NDEN13_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR13_R4
XAIR13_R5 NDEN13_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR13_R5
XAIR13_R6 NDEN13_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR13_R6
XAIR14_R1 NDEN14_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR14_R1
XAIR14_R2 NDEN14_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR14_R2
XAIR14_R3 NDEN14_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR14_R3
XAIR14_R4 NDEN14_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR14_R4
XAIR14_R5 NDEN14_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR14_R5
XAIR14_R6 NDEN14_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR14_R6
XAIR15_R1 NDEN15_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR15_R1

XAIR15_R2 NDEN15_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR15_R2
 XAIR15_R3 NDEN15_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR15_R3
 XAIR15_R4 NDEN15_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR15_R4
 XAIR15_R5 NDEN15_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR15_R5
 XAIR15_R6 NDEN15_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR15_R6
 XAIR16_R1 NDEN16_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR16_R1
 XAIR16_R2 NDEN16_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR16_R2
 XAIR16_R3 NDEN16_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR16_R3
 XAIR16_R4 NDEN16_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR16_R4
 XAIR16_R5 NDEN16_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR16_R5
 XAIR16_R6 NDEN16_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR16_R6
 XAIR17_R1 NDEN17_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR17_R1
 XAIR17_R2 NDEN17_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR17_R2
 XAIR17_R3 NDEN17_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR17_R3
 XAIR17_R4 NDEN17_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR17_R4
 XAIR17_R5 NDEN17_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR17_R5
 XAIR17_R6 NDEN17_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR17_R6
 XAIR18_R1 NDEN18_Tet NROT1 RelAir params: AngAIR = AngAIR18_R1
 XAIR18_R2 NDEN18_Tet NROT2 RelAir params: AngAIR = AngAIR18_R2
 XAIR18_R3 NDEN18_Tet NROT3 RelAir params: AngAIR = AngAIR18_R3
 XAIR18_R4 NDEN18_Tet NROT4 RelAir params: AngAIR = AngAIR18_R4
 XAIR18_R5 NDEN18_Tet NROT5 RelAir params: AngAIR = AngAIR18_R5
 XAIR18_R6 NDEN18_Tet NROT6 RelAir params: AngAIR = AngAIR18_R6

*** Déclaration du netlist du sous-circuit de la résistance magnétique d'entrefer**

```

.subckt RelAir IN OUT
RAir IN OUT R = ...
Rmax-(Rmax-Rmin)/...
(1+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-
AngAIRtheta_r_init)/gamAIR1)**(2*1*betAIR1)
+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-
AngAIRtheta_r_init)/gamAIR2)**(2*2*betAIR2)
+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-AngAIR-
theta_r_init)/gamAIR3)**(2*3*betAIR3)
+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-AngAIR-
theta_r_init)/gamAIR4)**(2*4*betAIR4)
+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-AngAIR-
theta_r_init)/gamAIR5)**(2*5*betAIR5))
-(Rmax-Rmin)/...
(1+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-AngAIR-theta_r_init-
2*pi)/gamAIR1)**(2*1*betAIR1)
+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-AngAIR-theta_r_init-
2*pi)/gamAIR2)**(2*2*betAIR2)
+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-AngAIR-theta_r_init-
2*pi)/gamAIR3)**(2*3*betAIR3)
+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-AngAIR-theta_r_init-
2*pi)/gamAIR4)**(2*4*betAIR4)
+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-AngAIR-theta_r_init-
2*pi)/gamAIR5)**(2*5*betAIR5))
-(Rmax-Rmin)/...
(1+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-AngAIR-
theta_r_init+2*pi)/gamAIR1)**(2*1*betAIR1)
+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-AngAIR-
theta_r_init+2*pi)/gamAIR2)**(2*2*betAIR2)
+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-AngAIR-
theta_r_init+2*pi)/gamAIR3)**(2*3*betAIR3)
  
```

```

+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-AngAIR-
theta_r_init+2*pi)/gamAIR4)**(2*4*betAIR4)
+abs((omega*(time)-int(omega*(time)/(2*pi))*2*pi-AngAIR-
theta_r_init+2*pi)/gamAIR5)**(2*5*betAIR5))
.ends RelAir

```

Netlist du rotor

```

VAim1 NROT1 NAIM1 dc {VAim1}
VAim2 NROT2 NAIM2 dc {VAim2}
VAim3 NROT3 NAIM3 dc {VAim3}
VAim4 NROT4 NAIM4 dc {VAim4}
VAim5 NROT5 NAIM5 dc {VAim5}
VAim6 NROT6 NAIM6 dc {VAim6}
RRot1 NAIM1 NAIM2 {R_CULA_ROT}
RRot2 NAIM2 NAIM3 {R_CULA_ROT}
RRot3 NAIM3 NAIM4 {R_CULA_ROT}
RRot4 NAIM4 NAIM5 {R_CULA_ROT}
RRot5 NAIM5 NAIM6 {R_CULA_ROT}
RRot6 NAIM6 NAIM1 {R_CULA_ROT}

```

Netlist du couplage électrique-magnétique

```

F_1 ncPositif_1 0 Vbase1 {1}
F_2 ncPositif_2 0 Vbase2 {1}
F_3 ncPositif_3 0 Vbase3 {1}
F_4 ncPositif_4 0 Vbase4 {1}
F_5 ncPositif_5 0 Vbase5 {1}
F_6 ncPositif_6 0 Vbase6 {1}
F_7 ncPositif_7 0 Vbase7 {1}
F_8 ncPositif_8 0 Vbase8 {1}
F_9 ncPositif_9 0 Vbase9 {1}
F_10 ncPositif_10 0 Vbase10 {1}
F_11 ncPositif_11 0 Vbase11 {1}
F_12 ncPositif_12 0 Vbase12 {1}
F_13 ncPositif_13 0 Vbase13 {1}
F_14 ncPositif_14 0 Vbase14 {1}
F_15 ncPositif_15 0 Vbase15 {1}
F_16 ncPositif_16 0 Vbase16 {1}
F_17 ncPositif_17 0 Vbase17 {1}
F_18 ncPositif_18 0 Vbase18 {1}
L_1 ncPositif_1 0 {1}
L_2 ncPositif_2 0 {1}
L_3 ncPositif_3 0 {1}
L_4 ncPositif_4 0 {1}
L_5 ncPositif_5 0 {1}
L_6 ncPositif_6 0 {1}
L_7 ncPositif_7 0 {1}
L_8 ncPositif_8 0 {1}
L_9 ncPositif_9 0 {1}
L_10 ncPositif_10 0 {1}
L_11 ncPositif_11 0 {1}
L_12 ncPositif_12 0 {1}

```


L_13 ncPositif_13 0 {1}
L_14 ncPositif_14 0 {1}
L_15 ncPositif_15 0 {1}
L_16 ncPositif_16 0 {1}
L_17 ncPositif_17 0 {1}
L_18 ncPositif_18 0 {1}
E_PhA1 E_PhA1 E_PhA2 ncPositif_1 0 {Gain_FEMA1}
E_PhA2 E_PhA2 E_PhA3 ncPositif_2 0 {Gain_FEMA2}
E_PhA3 E_PhA3 E_PhA4 ncPositif_3 0 {Gain_FEMA3}
E_PhA4 E_PhA4 E_PhA5 ncPositif_4 0 {Gain_FEMA4}
E_PhA5 E_PhA5 E_PhA6 ncPositif_5 0 {Gain_FEMA5}
E_PhA6 E_PhA6 E_PhA7 ncPositif_6 0 {Gain_FEMA6}
E_PhA7 E_PhA7 E_PhA8 ncPositif_7 0 {Gain_FEMA7}
E_PhA8 E_PhA8 E_PhA9 ncPositif_8 0 {Gain_FEMA8}
E_PhA9 E_PhA9 E_PhA10 ncPositif_9 0 {Gain_FEMA9}
E_PhA10 E_PhA10 E_PhA11 ncPositif_10 0 {Gain_FEMA10}
E_PhA11 E_PhA11 E_PhA12 ncPositif_11 0 {Gain_FEMA11}
E_PhA12 E_PhA12 E_PhA13 ncPositif_12 0 {Gain_FEMA12}
E_PhA13 E_PhA13 E_PhA14 ncPositif_13 0 {Gain_FEMA13}
E_PhA14 E_PhA14 E_PhA15 ncPositif_14 0 {Gain_FEMA14}
E_PhA15 E_PhA15 E_PhA16 ncPositif_15 0 {Gain_FEMA15}
E_PhA16 E_PhA16 E_PhA17 ncPositif_16 0 {Gain_FEMA16}
E_PhA17 E_PhA17 E_PhA18 ncPositif_17 0 {Gain_FEMA17}
E_PhA18 E_PhA18 Noeud_etoi_char ncPositif_18 0 {Gain_FEMA18}
E_PhB1 E_PhB1 E_PhB2 ncPositif_1 0 {Gain_FEMB1}
E_PhB2 E_PhB2 E_PhB3 ncPositif_2 0 {Gain_FEMB2}
E_PhB3 E_PhB3 E_PhB4 ncPositif_3 0 {Gain_FEMB3}
E_PhB4 E_PhB4 E_PhB5 ncPositif_4 0 {Gain_FEMB4}
E_PhB5 E_PhB5 E_PhB6 ncPositif_5 0 {Gain_FEMB5}
E_PhB6 E_PhB6 E_PhB7 ncPositif_6 0 {Gain_FEMB6}
E_PhB7 E_PhB7 E_PhB8 ncPositif_7 0 {Gain_FEMB7}
E_PhB8 E_PhB8 E_PhB9 ncPositif_8 0 {Gain_FEMB8}
E_PhB9 E_PhB9 E_PhB10 ncPositif_9 0 {Gain_FEMB9}
E_PhB10 E_PhB10 E_PhB11 ncPositif_10 0 {Gain_FEMB10}
E_PhB11 E_PhB11 E_PhB12 ncPositif_11 0 {Gain_FEMB11}
E_PhB12 E_PhB12 E_PhB13 ncPositif_12 0 {Gain_FEMB12}
E_PhB13 E_PhB13 E_PhB14 ncPositif_13 0 {Gain_FEMB13}
E_PhB14 E_PhB14 E_PhB15 ncPositif_14 0 {Gain_FEMB14}
E_PhB15 E_PhB15 E_PhB16 ncPositif_15 0 {Gain_FEMB15}
E_PhB16 E_PhB16 E_PhB17 ncPositif_16 0 {Gain_FEMB16}
E_PhB17 E_PhB17 E_PhB18 ncPositif_17 0 {Gain_FEMB17}
E_PhB18 E_PhB18 Noeud_etoi_char ncPositif_18 0 {Gain_FEMB18}
E_PhC1 E_PhC1 E_PhC2 ncPositif_1 0 {Gain_FEMC1}
E_PhC2 E_PhC2 E_PhC3 ncPositif_2 0 {Gain_FEMC2}
E_PhC3 E_PhC3 E_PhC4 ncPositif_3 0 {Gain_FEMC3}
E_PhC4 E_PhC4 E_PhC5 ncPositif_4 0 {Gain_FEMC4}
E_PhC5 E_PhC5 E_PhC6 ncPositif_5 0 {Gain_FEMC5}
E_PhC6 E_PhC6 E_PhC7 ncPositif_6 0 {Gain_FEMC6}
E_PhC7 E_PhC7 E_PhC8 ncPositif_7 0 {Gain_FEMC7}
E_PhC8 E_PhC8 E_PhC9 ncPositif_8 0 {Gain_FEMC8}
E_PhC9 E_PhC9 E_PhC10 ncPositif_9 0 {Gain_FEMC9}
E_PhC10 E_PhC10 E_PhC11 ncPositif_10 0 {Gain_FEMC10}
E_PhC11 E_PhC11 E_PhC12 ncPositif_11 0 {Gain_FEMC11}
E_PhC12 E_PhC12 E_PhC13 ncPositif_12 0 {Gain_FEMC12}
E_PhC13 E_PhC13 E_PhC14 ncPositif_13 0 {Gain_FEMC13}
E_PhC14 E_PhC14 E_PhC15 ncPositif_14 0 {Gain_FEMC14}
E_PhC15 E_PhC15 E_PhC16 ncPositif_15 0 {Gain_FEMC15}

```

E_PhC16 E_PhC16 E_PhC17 ncPositif_16 0 {Gain_FEMC16}
E_PhC17 E_PhC17 E_PhC18 ncPositif_17 0 {Gain_FEMC17}
E_PhC18 E_PhC18 Noeud_eto_i_char ncPositif_18 0 {Gain_FEMC18}

```

Netlist du circuit électrique

```

*Phase A
VBaseA      EPhaseA1 EPhaseA2 dc 0
ResiPhaseA  EPhaseA2 E_PhA1 {ResiPhase}
*Phase B
VBaseB      EPhaseB1 EPhaseB2 dc 0
ResiPhaseB  EPhaseB2 E_PhB1 {ResiPhase}
*Phase C
VBaseC      EPhaseC1 EPhaseC2 dc 0
ResiPhaseC  EPhaseC2 E_PhC1 {ResiPhase}

```

Netlist du convertisseur et de la commande

```

V_DC NVbus      0          {U_DC}
S_a1 NVbus      EPhaseA1 NVcomd_a1 0 MonInterrup
S_a2 EPhaseA1  0          NVcomd_a2 0 MonInterrup
S_b1 NVbus      EPhaseB1 NVcomd_b1 0 MonInterrup
S_b2 EPhaseB1  0          NVcomd_b2 0 MonInterrup
S_c1 NVbus      EPhaseC1 NVcomd_c1 0 MonInterrup
S_c2 EPhaseC1  0          NVcomd_c2 0 MonInterrup
V_sin_a NVsin_a 0 SINE(0 {Amp_sin} {f_sin} 0 0 {0})
V_sin_b NVsin_b 0 SINE(0 {Amp_sin} {f_sin} 0 0 {120})
V_sin_c NVsin_c 0 SINE(0 {Amp_sin} {f_sin} 0 0 {240})
V_CompDC NVcompDC 0 {Amp_CompDC}
B_Sa1 NVcomd_a1 0 V = if(V(NVsin_a) >= V(NVcompDC) ,1 ,0)
B_Sa2 NVcomd_a2 0 V = if(V(NVsin_a) < V(NVcompDC) ,1 ,0)
B_Sb1 NVcomd_b1 0 V = if(V(NVsin_b) >= V(NVcompDC) ,1 ,0)
B_Sb2 NVcomd_b2 0 V = if(V(NVsin_b) < V(NVcompDC) ,1 ,0)
B_Sc1 NVcomd_c1 0 V = if(V(NVsin_c) >= V(NVcompDC) ,1 ,0)
B_Sc2 NVcomd_c2 0 V = if(V(NVsin_c) < V(NVcompDC) ,1 ,0)

```

Netlist directive

```

R_masseM NSTA1_1 0 1T
.TRAN 0 {Tfini} {Tinit}
.options abstol=1e-6 reltol=0.1 vntol=1e-6
.inc .\ParamCOM.net
.inc .\ParamMAC.net
.MODEL MonInterrup SW(Ron=1e-6 Roff=1e6 Vt=0.9 Vh=0)
.backanno
.end

```



```
.param Gain_FEMA7=-22.5
.param Gain_FEMB7=22.5
.param Gain_FEMC7=22.5
.param Gain_FMMA8=0
.param Gain_FMMB8=0
.param Gain_FMMC8=-15
.param Gain_FEMA8=-22.5
.param Gain_FEMB8=22.5
.param Gain_FEMC8=7.5
.param Gain_FMMA9=0
.param Gain_FMMB9=0
.param Gain_FMMC9=-15
.param Gain_FEMA9=-22.5
.param Gain_FEMB9=22.5
.param Gain_FEMC9=-7.5
.param Gain_FMMA10=15
.param Gain_FMMB10=0
.param Gain_FMMC10=0
.param Gain_FEMA10=-22.5
.param Gain_FEMB10=22.5
.param Gain_FEMC10=-22.5
.param Gain_FMMA11=15
.param Gain_FMMB11=0
.param Gain_FMMC11=0
.param Gain_FEMA11=-7.5
.param Gain_FEMB11=22.5
.param Gain_FEMC11=-22.5
.param Gain_FMMA12=15
.param Gain_FMMB12=0
.param Gain_FMMC12=0
.param Gain_FEMA12=7.5
.param Gain_FEMB12=22.5
.param Gain_FEMC12=-22.5
.param Gain_FMMA13=0
.param Gain_FMMB13=-15
.param Gain_FMMC13=0
.param Gain_FEMA13=22.5
.param Gain_FEMB13=22.5
.param Gain_FEMC13=-22.5
.param Gain_FMMA14=0
.param Gain_FMMB14=-15
.param Gain_FMMC14=0
.param Gain_FEMA14=22.5
.param Gain_FEMB14=7.5
.param Gain_FEMC14=-22.5
.param Gain_FMMA15=0
.param Gain_FMMB15=-15
.param Gain_FMMC15=0
.param Gain_FEMA15=22.5
.param Gain_FEMB15=-7.5
.param Gain_FEMC15=-22.5
.param Gain_FMMA16=0
.param Gain_FMMB16=0
.param Gain_FMMC16=15
.param Gain_FEMA16=22.5
.param Gain_FEMB16=-22.5
.param Gain_FEMC16=-22.5
```

```
.param Gain_FMMA17=0
.param Gain_FMMA18=0
.param Gain_FMMB17=0
.param Gain_FMMB18=0
.param Gain_FMMC17=15
.param Gain_FMMC18=15
.param Gain_FEMA17=22.5
.param Gain_FEMA18=22.5
.param Gain_FEMB17=-22.5
.param Gain_FEMB18=-22.5
.param Gain_FEMC17=-7.5
.param Gain_FEMC18=7.5
.param AngAIR1_R1=-0.5236
.param AngAIR2_R1=-0.17453
.param AngAIR3_R1=0.17453
.param AngAIR4_R1=0.5236
.param AngAIR5_R1=0.87266
.param AngAIR6_R1=1.2217
.param AngAIR7_R1=1.5708
.param AngAIR8_R1=1.9199
.param AngAIR9_R1=2.2689
.param AngAIR10_R1=2.618
.param AngAIR11_R1=2.9671
.param AngAIR12_R1=-2.9671
.param AngAIR13_R1=-2.618
.param AngAIR14_R1=-2.2689
.param AngAIR15_R1=-1.9199
.param AngAIR16_R1=-1.5708
.param AngAIR17_R1=-1.2217
.param AngAIR18_R1=-0.87266
.param AngAIR1_R2=-1.5708
.param AngAIR2_R2=-1.2217
.param AngAIR3_R2=-0.87266
.param AngAIR4_R2=-0.5236
.param AngAIR5_R2=-0.17453
.param AngAIR6_R2=0.17453
.param AngAIR7_R2=0.5236
.param AngAIR8_R2=0.87266
.param AngAIR9_R2=1.2217
.param AngAIR10_R2=1.5708
.param AngAIR11_R2=1.9199
.param AngAIR12_R2=2.2689
.param AngAIR13_R2=2.618
.param AngAIR14_R2=2.9671
.param AngAIR15_R2=-2.9671
.param AngAIR16_R2=-2.618
.param AngAIR17_R2=-2.2689
.param AngAIR18_R2=-1.9199
.param AngAIR1_R3=-2.618
.param AngAIR2_R3=-2.2689
.param AngAIR3_R3=-1.9199
.param AngAIR4_R3=-1.5708
.param AngAIR5_R3=-1.2217
.param AngAIR6_R3=-0.87266
.param AngAIR7_R3=-0.5236
.param AngAIR8_R3=-0.17453
.param AngAIR9_R3=0.17453
```

.param AngAIR10_R3=0.5236
.param AngAIR11_R3=0.87266
.param AngAIR12_R3=1.2217
.param AngAIR13_R3=1.5708
.param AngAIR14_R3=1.9199
.param AngAIR15_R3=2.2689
.param AngAIR16_R3=2.618
.param AngAIR17_R3=2.9671
.param AngAIR18_R3=-2.9671
.param AngAIR1_R4=2.618
.param AngAIR2_R4=2.9671
.param AngAIR3_R4=-2.9671
.param AngAIR4_R4=-2.618
.param AngAIR5_R4=-2.2689
.param AngAIR6_R4=-1.9199
.param AngAIR7_R4=-1.5708
.param AngAIR8_R4=-1.2217
.param AngAIR9_R4=-0.87266
.param AngAIR10_R4=-0.5236
.param AngAIR11_R4=-0.17453
.param AngAIR12_R4=0.17453
.param AngAIR13_R4=0.5236
.param AngAIR14_R4=0.87266
.param AngAIR15_R4=1.2217
.param AngAIR16_R4=1.5708
.param AngAIR17_R4=1.9199
.param AngAIR18_R4=2.2689
.param AngAIR1_R5=1.5708
.param AngAIR2_R5=1.9199
.param AngAIR3_R5=2.2689
.param AngAIR4_R5=2.618
.param AngAIR5_R5=2.9671
.param AngAIR6_R5=-2.9671
.param AngAIR7_R5=-2.618
.param AngAIR8_R5=-2.2689
.param AngAIR9_R5=-1.9199
.param AngAIR10_R5=-1.5708
.param AngAIR11_R5=-1.2217
.param AngAIR12_R5=-0.87266
.param AngAIR13_R5=-0.5236
.param AngAIR14_R5=-0.17453
.param AngAIR15_R5=0.17453
.param AngAIR16_R5=0.5236
.param AngAIR17_R5=0.87266
.param AngAIR18_R5=1.2217
.param AngAIR1_R6=0.5236
.param AngAIR2_R6=0.87266
.param AngAIR3_R6=1.2217
.param AngAIR4_R6=1.5708
.param AngAIR5_R6=1.9199
.param AngAIR6_R6=2.2689
.param AngAIR7_R6=2.618
.param AngAIR8_R6=2.9671
.param AngAIR9_R6=-2.9671
.param AngAIR10_R6=-2.618
.param AngAIR11_R6=-2.2689
.param AngAIR12_R6=-1.9199

```
.param AngAIR13_R6=-1.5708
.param AngAIR14_R6=-1.2217
.param AngAIR15_R6=-0.87266
.param AngAIR16_R6=-0.5236
.param AngAIR17_R6=-0.17453
.param AngAIR18_R6=0.17453
.param VAim1=1674.0408
.param VAim2=0
.param VAim3=-1674.0408
.param VAim4=-1674.0408
.param VAim5=0
.param VAim6=1674.0408
.param gamAIR1=2.9409
.param betAIR1=1.9196
.param gamAIR2=1.4034
.param betAIR2=1.8824
.param gamAIR3=0.99318
.param betAIR3=6.221
.param gamAIR4=1.0203
.param betAIR4=1.8493
.param gamAIR5=0.99862
.param betAIR5=13.9936
.param Rmin=3893345.3957
.param Rmax=1947222605.4683
```

ParamCOM.net

```
.param Amp_CompDC=0
.param Amp_sin=1
.param f_sin =213.0506
.param U_DC=549.8614
.param Tfini=0.0070406
.param Tinit=0.0011734
.param t_choix=1e-005
.param omega=1338.6364
.param fr=213.0506
.param theta_r_init=1.2005
```


Références

- [1] F. Le Berr, A. Abdelli, D.-M. Postariu, and R. Benlamine, “Design and Optimization of Future Hybrid and Electric Propulsion Systems: An Advanced Tool Integrated in a Complete Workflow to Study Electric Devices,” *Oil Gas Sci. Technol. – Rev. d’IFP Energies Nouv.*, vol. 67, no. 4, pp. 547–562, 2012.
- [2] “<http://www.citepa.org/fr/air-et-climat/polluants/effet-de-serre/dioxyde-de-carbone>.” .
- [3] “Le panorama de la consommation d’énergie en France,” *L’union française de l’électricité*, 2012.
- [4] “Le Parlement adopte une législation réduisant les émissions de CO2 des voitures,” *Parlement européen*, 2014. [Online]. Available: <http://www.europarl.europa.eu/news/fr/news-room/content/20140221IPR36626/html/Le-Parlement-adopte-une-l%C3%A9gislation-r%C3%A9duisant-les-%C3%A9missions-de-CO2-des-voitures>.
- [5] “Le chiffre de la semaine (2013),” *CiTEPA*, 2014. [Online]. Available: <http://www.citepa.org/fr/actualites/1390-le-chiffre-de-la-semaine-2013>.
- [6] A. Emadi, *Advanced Electric Drive Vehicles*. CRC Press, Taylor & Francis Group, 2015.
- [7] C. C. Chan, “The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles,” *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 4, 2007.
- [8] E. Carraro and N. Bianchi, “Design and comparison of interior permanent magnet synchronous motors with non-uniform airgap and conventional rotor for electric vehicle applications,” *IET Electr. Power Appl.*, vol. 8, no. January, pp. 240–249, 2014.
- [9] K. I. Laskaris, A. Chaniotis, and A. G. Kladas, “High performance traction motor design and construction for small passenger electric car,” *19th Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2010*, pp. 1–6, 2010.
- [10] G. Pellegrino, A. Vagati, P. Guglielmi, and B. Boazzo, “Performance comparison between surface-mounted and interior PM motor drives for electric vehicle application,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 803–811, 2012.
- [11] “https://fr.wikipedia.org/wiki/Ford_T.” .
- [12] “https://fr.wikipedia.org/wiki/Voiture_%C3%A9lectrique.” .
- [13] C. C. Chan, “The State of the Art of Electric and Hybrid Vehicles,” *Proc. IEEE*, vol. 90, no. 2, pp. 247–275, 2002.
- [14] B. Sarrazin, “Optimisation d’une chaîne de traction pour véhicule électrique,” Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2013.
- [15] “<http://www.ev-box.fr/base-de-connaissance/faq/temp>.” .
- [16] Z. Q. Zhu and C. C. Chan, “Electrical Machine Topologies and Technologies for Electric , Hybrid , and Fuel Cell Vehicles,” *IEEE Veh. Power Propuls. Conf.*, pp. 1–6, 2008.
- [17] D. Fluxtorque, C. Of, I. Machine, E. Vehicle, and A. Atiqns, “Direct flux and torque control of induction machine for electric vehicle applications,” *Seventh Int. Conf. Electr. Mach. Drives (Conf. Publ. No. 412)*, no. 4, pp. 349–353.

- [18] Y. Guan, Z. Q. Zhu, I. A. A. Afinowi, J. C. Mipo, P. Farah, A. T. Characteristic, and D. Reference, "Calculation of Torque-Speed Characteristic of Induction Machine for Electrical Vehicle Application Using Analytical Method," *Int. Conf. Electr. Mach. (ICEM), Berlin*, pp. 2715–2721, 2014.
- [19] T. Schuhmann, B. Cebulski, and S. Paul, "Comparison of Time-Harmonic and Transient Finite Element Calculation of a Squirrel Cage Induction Machine for Electric Vehicles," *Int. Conf. Electr. Mach.*, pp. 1037–1043.
- [20] P. H. Nguyen, E. Hoang, and M. Gabsi, "Performance synthesis of permanent-magnet synchronous machines during the driving cycle of a hybrid electric vehicle," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 5, pp. 1991–1998, 2011.
- [21] J. Wang, X. Yuan, and K. Atallah, "Design optimization of a surface-mounted permanent-magnet motor with concentrated windings for electric vehicle applications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 62, no. 3, pp. 1053–1064, 2013.
- [22] M. Degano, E. Carraro, and N. Bianchi, "Robust Optimization of a Traction PMASR Motor According to Given Driving Cycles," *IEEE Int. Conf. Electr. Mach.*, 2014.
- [23] A. Athavale, K. Sasaki, B. S. Gagas, T. Kato, and R. D. Lorenz, "Variable flux permanent magnet synchronous machine (VF-PMSM) design to meet electric vehicle traction requirements with reduced losses," *ECCE 2016 - IEEE Energy Convers. Congr. Expo. Proc.*, vol. 53, no. 5, pp. 4318–4326, 2016.
- [24] P. D. Gerling, F. Defense, G. Dajaku, F. Gmbh, D. K. Mühlbauer, and F. Defense, "Cost-Effective Electric Traction Drive with High Efficiency at Low-Load Operation Summary," *Emobility - Electr. Power Train*, vol. 10, pp. pp. 1–6.
- [25] X. Yuan, J. Wang, and S. Member, "Torque Distribution Strategy for a Front- and Rear-Wheel-Driven Electric Vehicle," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 8, pp. 3365–3374, 2012.
- [26] T. Barlow, S. Latham, I. Mccrae, and P. Boulter, *A reference book of driving cycles for use in the measurement of road vehicle emissions*. 2009.
- [27] B. NEDJAR, S. HLIOUI, L. VIDO, Y. AMARA, M. GABSI, and A. MIRAOU, "Design of a permanent magnet synchronous machine for hybrid traction applications : impact of magnetic properties," *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 1426–1431, 2010.
- [28] L. Chédot, G. Friedrich, J. M. Biedinger, P. Macret, and L. Chedot, "Integrated Starter Generator: The Need for an Optimal Design and Control Approach. Application to a Permanent Magnet Machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 2, pp. 551–559, 2007.
- [29] P. Nguyen, "Impacts des modèles de pertes sur l'optimisation sur cycle d'un ensemble convertisseur – machine synchrone. Applications aux véhicules hybrides," *ecole normale superieure de cachan*, 2012.
- [30] E. Carraro, S. Member, M. Morandin, and N. Bianchi, "Traction PMASR Motor Optimization According to a Given Driving Cycle," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 1, pp. 209–216, 2016.
- [31] G. Krebs, E. De Cecco, and C. Marchand, "Design approach of an axial flux motor for electrical powertrain vehicle," in *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2012, pp. 2812–2817.
- [32] L. Chen, J. Wang, P. Lazari, and X. Chen, "Optimizations of a permanent magnet machine targeting different driving cycles for electric vehicles," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2013, pp. 855–862.

- [33] P. Lazari, J. Wang, and L. Chen, "A computationally efficient design technique for electric vehicle traction machines," *Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 2596–2602, 2012.
- [34] E. Carraro, M. Morandini, and N. Bianchi, "Optimization of a Traction PMASR Motor According To a Given Driving Cycle," *IEEE Transp. Electr. Conf. Expo*, vol. 2, pp. 1–6, 2014.
- [35] G. J. Li, J. Ojeda, E. Hoang, M. Lecrivain, and M. Gabsi, "Comparative Studies Between Classical and Mutually Coupled Switched Reluctance Motors Using Thermal-Electromagnetic Analysis for Driving Cycles," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 4, pp. 839–847, 2011.
- [36] G. Li, J. Ojeda, E. Hoang, M. Gabsi, and M. Lecrivain, "Thermal-electromagnetic analysis for driving cycles of embedded flux-switching permanent-magnet motors," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 1, pp. 140–151, 2012.
- [37] V. Ruuskanen, J. Nerg, J. Pyrhönen, S. Ruotsalainen, and R. Kennel, "Drive Cycle Analysis of a Permanent-Magnet Traction Motor Based on Magnetostatic Finite-Element Analysis," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 3, pp. 1249–1254, 2015.
- [38] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi, L. Kobylanski, and D. Condamine, "Permanent magnet synchronous machines: Performances during driving cycles for a hybrid electric vehicle application," *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 1432–1438, 2010.
- [39] L. Qi, F. Tao, W. Xuhui, T. Xiang, L. Ye, and Z. Guangzhen, "Modeling of the Efficiency MAP of Surface Permanent Magnet Machine for Electrical Vehicles," *Int. Conf. Electr. Mach. Syst. (ICEMS), Busan*, pp. 1222–1225, 2013.
- [40] A. Abdelli and F. Le Berr, "Global Methodology to Integrate Innovative Models for Electric Motors in Complete Vehicle Simulators Global Methodology to Integrate Innovative Models for Electric Motors in Complete Vehicle Simulators," *Oil Gas Sci. Technol. – Rev. IFP Energies Nouv.*, vol. 66, no. 5, pp. 877 – 888.
- [41] S. Gunther, S. Ulbrich, and W. Hofmann, "Driving cycle-based design optimization of interior permanent magnet synchronous motor drives for electric vehicle application," *2014 Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion*, pp. 25–30.
- [42] A. Garcia, J. Riba, and L. Romeral, "Design and optimization for vehicle driving cycle of rare-earth-free SynRM based on coupled lumped thermal and magnetic networks," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. PP, pp. 1–1, 2017.
- [43] T. J. . Soong, W.L, Miller, "Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 141, no. 6, p. 331, 1994.
- [44] I. M. Morandini, "Electric Drives with Permanent Magnet Synchronous Machines Connected to Internal Combustion Engines," UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA, 2013.
- [45] L. Chen, J. Wang, P. Lombard, P. Lazari, and V. Leconte, "Design optimisation of permanent magnet assisted synchronous reluctance machines for electric vehicle applications," *XXth Int. Conf. Electr. Mach. Marseille*, pp. 2647–2653, 2012.
- [46] A. Frias, A. Kedous-Lebouc, C. Chillet, L. Albert, L. Calegari, and O. Messal, "Loss Minimization of an Electrical Vehicle Machine Considering Its Control and Iron Losses," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 52, no. 5, 2016.
- [47] A. Fonseca, C. Chillet, E. Atienza, A.-L. Bui-Van, and J. Bignon, "Motors For Electric And Hybrid Vehicles," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Cambridge, USA*, pp. 173–178, 2001.

- [48] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasu, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 41, no. 5, pp. 511–517, 1994.
- [49] Y. Amara, L. Vido, M. Gabsi, E. Hoang, A. H. Ben Ahmed, and M. Lécivain, "Hybrid Excitation Synchronous Machines: Energy-Efficient Solution for Vehicles Propulsion," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 5, pp. 2137–2149, 2009.
- [50] T. Windisch and W. Hofmann, "Loss Minimization of an IPMSM Drive Using Pre-calculated Optimized Current References," *IECON 2011 - 37th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 4704–4709, 2011.
- [51] N. Bernard, F. Martin, and M. E. Za, "Design Methodology of a Permanent Magnet Synchronous Machine for a Screwdriver Application," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 3, pp. 624–633, 2012.
- [52] N. Bernard, R. Missoum, L. Dang, N. Bekka, H. Ben Ahmed, and M. E. Za, "Design Methodology for High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no. 2, pp. 477–485, 2016.
- [53] T. J. E. Miller, *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*. Clarendon Press, Oxford University Press in Oxford, New York, 1989.
- [54] W. Roshen, "Iron Loss Model for Permanent-Magnet Synchronous Motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 8, pp. 3428–3434, 2007.
- [55] W. Q. Chu, Z. Zhu, X. Liu, D. A. Stone, and M. P. Foster, "Iron Loss Calculation in Permanent Magnet Machines Under Unconventional Operations," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 11, pp. 5–8, 2014.
- [56] H. Sato and T. Shimizu, "Study on an accurate iron loss calculation method considering the non-uniformity of the magnetic flux density," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal*, pp. 3032–3039, 2015.
- [57] L. Zhu, J. Park, and C.-S. Koh, "A Dynamic Hysteresis Model Based on Vector Play Model for Iron Loss Calculation Taking the Rotating Magnetic Fields into Account," *IEEE Trans. Magn.*, vol. PP, pp. 1–1, 2017.
- [58] J. F. Gieras, R.-J. Wang, and M. J. Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*, 2nd ed. Springer Science & Business Media, 2008.
- [59] V. Pyrhönen, J. Jokinen, T., & Hrabovcova, *Design of rotating electrical machines*. Chichester, West Sussex, United Kingdom, Wiley, 2008.
- [60] F. Martin, "Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses," Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2013.
- [61] J. Saari, "Thermal Analysis of High-speed Induction Machines," Finnish Academy of Technology, 1998.
- [62] M. E. H. Zaïm, H. Ben Ahmed, and N. Bernard, *Machines électriques rapides*. EGEM, Lavoisier, 2011.
- [63] G. Schweitzer, "Active magnetic bearings-chances and limitations," *6th Int. Conf. Rotor Dyn.*, pp. 1–14, 2002.
- [64] A. Borisavljevic, H. Polinder, and J. A. Ferreira, "On the speed limits of permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 220–227, 2010.
- [65] P. H. Mellor, D. Roberts, and D. R. Turner, "Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design," *Electr. Power Appl. IEE Proc. B*, vol. 138, no. 5, pp.

- 205 – 218, 1991.
- [66] Aldo Boglietti, Andrea Cavagnino, David Staton, Martin Shanel, Markus Mueller, and Carlos Mejuto, “Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 871–882, 2009.
 - [67] G. D. Demetriades, H. Z. de la Parra, E. Andersson, and H. Olsson, “A Real-Time Thermal Model of a Permanent-Magnet Synchronous Motor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 2, pp. 463–474, 2010.
 - [68] R. Missoum, “Modélisation, Conception et Optimisation d’un moteur-générateur pour coupleur électromagnétique,” Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2008.
 - [69] B. Nicolas, “Dimensionnement des machines synchrones à fréquence optimale de conversion-Vers une méthode déterministe de dimensionnement sur cycle,” 2017.
 - [70] J. F. Trigeol, Y. Bertin, and P. Lagonotte, “Thermal modeling of an induction machine through the association of two numerical approaches,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 314–323, 2006.
 - [71] F. Chabot, “Contribution à la conception d’un entraînement basé sur une machine à aimants permanents fonctionnant sans capteur sur une large plage de vitesse,” Thèse de Doctorat de l’Institut national polytechnique de Toulouse, 2000.
 - [72] H. Bouker, “Conception et optimisation des machines synchrones à aimants permanents à haute vitesse dédiées aux véhicules électriques/hybrides,” Thèse de Doctorat de l’Université Paris-Saclay, 2016.
 - [73] M. Hecquet, “Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des schémas équivalents magnétiques : application à l’alternateur automobile,” Thèse de Doctorat de l’Université des Sciences et Techniques de Lille (USTL), 1995.
 - [74] B. Sheikh-Ghalavand, S. Vaez-Zadeh, and A. Hassanpour Isfahani, “An improved magnetic equivalent circuit model for iron-core linear permanent-magnet synchronous motors,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 1, pp. 112–120, 2010.
 - [75] N. Brackowski, M. Hecquet, P. Brochet, and S. V. Shirinskii, “Multiphysics modeling of a permanent magnet synchronous machine by using lumped models,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 6, pp. 2426–2437, 2012.
 - [76] E. C. Cherry, “The duality between the inter-linked electric and magnetic circuits,” *Phys. Soc*, vol. 62, pp. 101–111, 1949.
 - [77] J. C. J. Carpenter, “Magnetic equivalent circuits,” *Inst. Electr. Eng.*, vol. 115, no. 10, p. 1503, 1968.
 - [78] V. Ostovic, *Dynamics of saturated electric machines*. Springer, 1988.
 - [79] M. Hecquet, “Contribution à l’instrumentation de la démarche de conception des machines électriques,” L’habilitation à diriger des recherches, Université des sciences et technologies de Lille, 2007.
 - [80] E. Ilhan, E. Motoasca, J. Paulides, and E. Lomonova, “Conformal mapping: Schwarz-Christoffel Method for Flux-Switching PM Machines,” *Math. Sci.*, vol. 6, no. 1, p. 37, 2012.
 - [81] E. Ilhan, J. Paulides, L. Encica, and E. Lomonova, “Tooth Contour Method Implementation for the Flux-Switching PM Machines,” *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1–6, 2010.
 - [82] H. Roisse, M. Hecquet, and P. Brochet, “Simulations of synchronous machines using a electric-magnetic coupled network model,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 34, no. 5, pp. 3656–3659, 1998.

- [83] M. F. Hsieh and Y. C. Hsu, "A generalized magnetic circuit modeling approach for design of surface permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 779–792, 2012.
- [84] T. Raminosa, I. Rasoanarivo, F. Meibody-Tabar, and F.-M. Sargos, "Time-Stepping Simulation of Synchronous Reluctance Motors Using a Nonlinear Reluctance Network Method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 12, pp. 4618–4625, 2008.
- [85] N. Bracikowski, "Modélisation multi-physique par modèles à constantes localisées ;Application à une machine synchrone à aimants permanents en vue de son dimensionnement," Thèse de Doctorat de l'école central de Lille, 2012.
- [86] G. Liu, S. Jiang, W. Zhao, and Q. Chen, "Modular Reluctance Network Simulation of a Linear Permanent Magnet Vernier Machine Using New Mesh Generation Methods," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, pp. 5323–5332, 2017.
- [87] S.-A. El-Hamamsy and E. I. Chang, "Magnetics modeling for computer-aided design of power electronics circuits," *20th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2, pp. 635–645, 1989.
- [88] M. Marty, D. Dixneuf, and D. G. Gilibert, *Principes d'électrotechnique: cours et exercices corrigés*. 2005.
- [89] L. Dang, N. Bernard, N. Bracikowski, and G. Berthiau, "Analytical model and reluctance network for high-speed PMSM design optimization application to electric vehicles," *Proceedings - 2016 22nd International Conference on Electrical Machines, ICEM 2016*, pp. 1359–1365, 2016.
- [90] R. Missoum, N. Bernard, and M. E. Zaim, "Optimization of high speed surface mounted permanent magnet synchronous machines," *Int. Aegean Conf. Electr. Mach. Power Electron.*, no. 2, pp. 446–451, 2007.
- [91] R. Missoum, "Modélisation, conception et optimisation d'un moteur-générateur pour coupleur électromagnétique," Ecole polytechnique de l'Université de Nantes, 2008.
- [92] L. Dang, N. Bernard, N. Bracikowski, and G. Berthiau, "Design optimization with flux-weakening of High-Speed PMSM for electrical vehicle considering the driving cycle," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [93] "<http://w3app.siemens.com/mcms/infocenter/dokumentcenter/ld/Documentsu20Brochures/hv-motor/ws-hs-modyn-en.pdf>." .
- [94] "<http://www.skf.com/group/products/magneticsystems/index.html?alias=www.magnetic-drives.com>." .
- [95] D. K. Hong, B. C. Woo, C. W. Ahn, and D. H. Koo, "Unbalance analysis of 15KW, 120krpm, ultra high speed permanent magnet synchronous motor," *2012 6th Int. Conf. Electromagn. F. Probl. Appl. ICEF'2012*, pp. 3–6, 2012.
- [96] T. Noguchi and M. Kano, "Development of 150000 r/min, 1.5 kW Permanent-Magnet Motor for Automotive Supercharger," *7th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, pp. 183–188, 2007.
- [97] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay, and A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2005.
- [98] Mathworks, "Matlab documentation (gamultiobj function)," 2017.
- [99] C. Delforge, "Modélisation d'un actionneur asynchrone et de sa commande vectorielle par réseaux de perméances," Université des sciences et technologies de Lille, 1995.
- [100] H. Roisse, "contribution a la modelisation des systemes electrotechniques par la methode

des reseaux de permeances couples. application aux machines synchrones a aimants permanents,” Université de Lille, 1998.

[101] G. Brocard, *Le simulateur LTspice IV Manuel, méthodes et applications*. Dunod, 2011.

Thèse de Doctorat

Thi Nhat Linh DANG

Dimensionnement sur cycle d'une machine synchrone à aimants permanents à haute vitesse de rotation
Application à la propulsion des véhicules automobiles

Driving-cycle based design optimization of a permanent magnet synchronous machine at high-speed rotation
Application to the propulsion of motor vehicles

Résumé

Dans cette étude, une méthodologie analytique est présentée pour dimensionner les machines fonctionnant sur cycle pour les applications de véhicules électriques. Les objectifs sont de minimiser simultanément les énergies perdues sur cycle et le volume de machines synchrones à aimants permanents (PMSM) non saillants à grande vitesse en considérant tous les points de fonctionnement du cycle de conduite. La méthode permet d'optimiser à la fois la géométrie de la machine et la stratégie de commande (via l'angle d'autopilotage et la force magnétomotrice). Les valeurs de l'angle d'autopilotage sont optimisées pour réduire les pertes totales (pertes cuivre et pertes fer) pendant le cycle de conduite. On montre comment le mode de défluxage réduit à la fois les pertes moyennes sur cycle dans la machine et les contraintes sur le convertisseur de puissance. La performance de la machine optimisée est validée pour tous les points du cycle de conduite à l'aide d'un réseau de réluctances. Ce modèle permet de prendre en compte le mouvement du rotor, les flux de fuites et la réaction de l'induit. De plus, il permet également de modéliser le couplage entre le moteur et son système d'alimentation, composé du convertisseur de puissance et de la commande. Cela permet d'étudier l'influence des différentes stratégies de commandes telles que la commande en pleine onde ou par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur les performances du moteur. Un dimensionnement optimal est réalisé pour un véhicule urbain sur le cycle Urban Dynamometer Driving Schedule (UDDS).

Mots clés :

Machines synchrones à aimants permanents, haute vitesse, dimensionnement optimal sur cycle, contrôle optimal, défluxage.

Abstract

In this study, an analytical method is presented to size the machines working over a driving cycle for electrical vehicle applications. The objectives are to simultaneously minimize the energy losses over the cycle and the volume of high-speed non-salient Permanent Magnet Synchronous Machines (PMSM) considering all working points of a driving cycle. The method allows optimizing both the geometry of the machine and the control strategy (via the torque angle and the magnetic force). The values of the torque angle are optimized to reduce the energy losses during the driving cycle. It is shown how flux-weakening reduces both the constraints on the energy losses in the machine and the power converter. The performance of the optimal designed machine is validated at all working points of the driving cycle by means of a reluctance network model. This model allows taking into account the movement of the rotor, the flux leakage, the armature reaction. In addition, it permits to model the coupling between the motor and its power supply system composed of a power converter and its command. The model allows studying the influence of different control strategies such as the full wave operation or the Pulse Width Modulation (PWM) on the performance of the motor. A study is carried out for the Urban Dynamometer Driving Schedule (UDDS) and an urban vehicle.

Key Words:

Permanent magnet synchronous machines, high speed, design optimization over driving cycle, optimal control, flux-weakening.