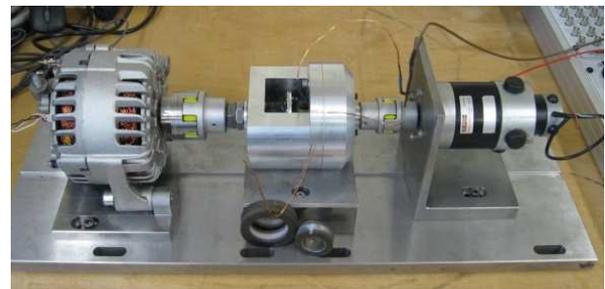
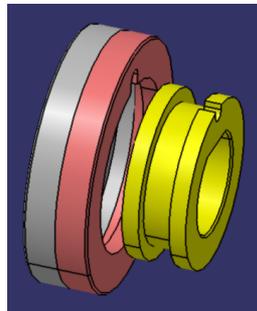
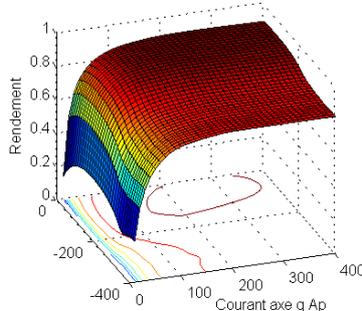
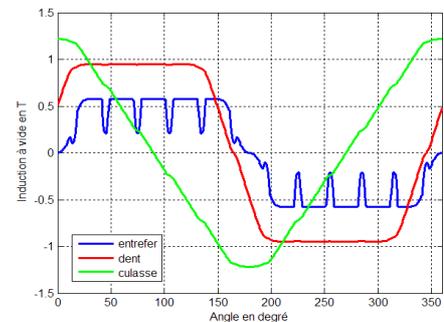
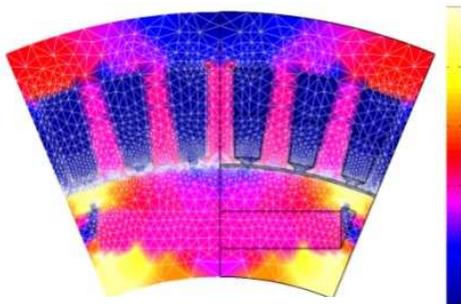


Contribution à l'étude des machines brushless à haut rendement dans les applications de moteurs-générateurs embarqués

par Jérôme LEGRANGER

Thèse pour obtenir le grade de **Docteur de l'Université de Technologie de Compiègne** préparée au Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne avec la société VALEO VES dans le cadre de l'école Doctorale Technologies de l'Information et des Systèmes



Soutenu le 15 Mai 2009 devant le jury composé de :

- M. Pascal BROCHET (Président, Rapporteur)*
- M. Christophe ESPANET (Rapporteur)*
- M. Guy FRIEDRICH (Directeur de thèse LEC)*
- M. Stéphane VIVIER (Directeur de thèse LEC)*
- M. Jean Claude MIPO (Directeur de thèse VALEO)*
- M. Jean Claude MATT (Examineur)*
- M. Christophe FORGEZ (Examineur)*

A mes parents,

Remerciements

Les travaux de recherches présentés dans ce mémoire de thèse sont le fruit d'une convention CIFRE entre la société VALEO Systèmes Electriques Créteil (VES) et le Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne (LEC) de l'Université de Technologie de Compiègne (UTC).

Je tiens donc à remercier tout d'abord mes directeurs de thèse tant industriels : Jean-Claude MIPO qu'universitaires : Pr Guy FRIEDRICH, pour le temps qu'ils m'ont consacré et les nombreux conseils qu'ils m'ont prodigués.

Je remercie ensuite particulièrement mon co-directeur de thèse : Stéphane VIVIER pour son sens critique aiguisé, son esprit cartésien et son immense culture scientifique afférente à des sujets au combien variés comme : la nature des éléments finis, la difficulté d'obtenir des coefficients de convection thermiques, la topologie des éléments de surface et bien d'autres.... Je lui adresse toute ma gratitude pour m'avoir permis d'utiliser son solveur éléments finis SEF sans lequel j'aurais perdu un temps précieux.

Je remercie vivement mes rapporteurs Pr Pascal BROCHET (également président de mon jury) et Pr Christophe ESPANET d'avoir pris le temps d'expertiser ma thèse et pour leurs remarques éclairées.

Je remercie ensuite Christophe FORGEZ et particulièrement Jean-Claude MATT pour avoir accepté de faire partie de mon jury.

Comment ne pas oublier mes collègues de travail de l'université, surtout, celle qui a partagé mon bureau au LEC pendant 3 ans : M^{lle} Caroline DOC, pour sa patience, la pertinence de ses remarques et sa culture tant musicale que scientifique, en lui souhaitant un bon courage pour sa soutenance de thèse prochaine.

Je remercie également Ferhat CHABOUR pour sa bonne humeur générale et ses immenses connaissances en électronique, Vincent LANFRANCHI pour ses conseils et la fameuse excursion Crétoise (IEMDC 07), Nicolas PATIN (.....) pour ses explications en électronique de puissance, sans oublier Khadija EL KADRI BENKARA pour nos conversations matinales et la préparation des diverses manips.

Mes remerciements s'adressent ensuite aux thésards comme AVé (le champion de vélo Aurélien VAUQUELIN), DVD, TD, AG 1, AG 2, ou Julien, le reste du personnel du labo : Anne VERDIERE, Didier LEMOINE ou le Pr Jean Marie BIEDINGER ainsi que les oiseaux de passage (Patrice, la réunionnaise de l'étape : Marie Christine, Amine, Yannick, Farah...).

Merci également aux collègues de VALEO, Luc KOBYLANSKI pour son implication dans le projet M2EI, Christophe DUGUET et Fabrice TAUVRON pour la correction des plans CATIA ainsi que de Fabrice GERMANI pour les typons SMI.

Pour finir, un remerciement particulier à mes parents (Henri et Françoise) et mes oncles et tantes (Stéphanie, Michel et Claudine) qui m'ont soutenu tout au long de cette thèse.

En essayant continuellement on finit par réussir. Donc plus ça rate, plus on a de chance que ça marche.
Jacques Rouxel.

Apprendre sans réfléchir est vain. Réfléchir sans apprendre est dangereux.
Confucius.

Introduction

L'automobile est une des clés de la mobilité et de facto du développement d'une société moderne. Un des indicateurs du niveau de vie d'un pays est en effet son nombre de véhicules pour 1000 habitants. Toutefois, outre la crise économique mondiale subie par l'ensemble du système économique actuel, cette industrie doit relever les nouveaux défis induits par la raréfaction des ressources énergétiques et des matières premières, la nécessité de concevoir des véhicules de moins en moins polluants ainsi que l'électrification croissante des automobiles.

Dans ce contexte, le projet M2EI « Machines électriques et Electronique intégrée », au sein duquel cette thèse CIFRE entre VALEO Systèmes Electriques et le Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne s'intègre, vise à rechercher de nouvelles topologies de machines embarquées pour des applications de type véhicule hybride au sens large.

Il consiste donc à effectuer une analyse comparative des technologies de machines existantes puis à rechercher des solutions innovantes tant en termes de machines électriques que d'électronique associée.

Ces améliorations concernent aussi bien le domaine du transport de personnes ou de marchandises en site urbain que les véhicules particuliers.

De part sa nature multiphysique, la conception optimale d'une machine électrique à haut rendement pour de telles applications « moteur-générateur » embarqués est un problème compliqué qu'il convient de formaliser afin d'obtenir une méthodologie efficace de détermination de solution optimale.

Les travaux de cette thèse s'inscrivent dans cette optique de développement de modèles multiphysiques couplés et utilisation de méthodes d'optimisation robustes dédiés à la conception optimale de structures électrotechniques.

Le premier chapitre détaillera les enjeux automobiles actuels afin de mettre en exergue la nécessité d'implanter des machines électriques embarquées dans les véhicules actuels, notamment des altemo-démarrateurs. Nous en déduirons les contraintes et objectifs auxquels ces machines électriques doivent se conformer avant de dresser un panorama des topologies susceptibles de remplir ces conditions, à savoir principalement les machines à flux radial ou axial en version synchrone ou asynchrone. Finalement, nous dresserons un état des lieux des matériaux magnétiques dur et doux permettant d'atteindre ces performances.

Le second chapitre sera dévolu aux modèles et méthodes de conception optimale de dispositifs électrotechniques embarqués. Il sera, de ce fait, structuré autour d'une méthodologie générale de conception allant de l'analyse du cahier des charges à la vérification des solutions optimales en passant par la création de modèles multiphysiques couplés ainsi que le choix des méthodes d'optimisation. Les modèles multiphysiques présentés sont des modèles directs classés en fonction de leur complexité et domaine de validité.

Le dernier chapitre utilisera la méthodologie précédente afin de concevoir deux applications inhérentes au projet M2EI à savoir une machine synchrone à aimants enterrés simple couche et à bobinage distribué fonctionnant en altemo-démarrateur ainsi qu'un système de transmission d'énergie sans contact destiné à remplacer le système bague balais des machines à bobinage rotorique.

Finalement, une conclusion générale sur ces travaux sera formulée et des perspectives seront abordées.

Sommaire général

1	LES DEFIS DE L'AUTOMOBILE	13
2	L'HYBRIDATION COMME SOLUTION AUX DEFIS AUTOMOBILES	16
2.1	CLASSIFICATION DES ALTERNO-DEMARREURS	16
2.2	PERFORMANCES REQUISES	17
3	TPOLOGIE DES MACHINES ELECTRIQUES EMBARQUEES	18
3.1	MACHINES A FLUX RADIAL (RFM)	20
3.1.1	<i>Machines à courant continu (MCC)</i>	20
3.1.2	<i>Machines asynchrones (IM)</i>	20
3.1.3	<i>Machines synchrones</i>	22
3.1.3.1	Machines à aimants surfaciques (SPM)	23
3.1.3.1.1	Bobinage réparti (SPMrep)	23
3.1.3.1.2	Bobinage concentré à pas fractionnaire (SPMfrac)	24
3.1.3.2	Machine à aimants enterrés (IPM)	27
3.1.3.3	Machine synchrone à rotor bobiné (WRSM)	30
3.1.3.4	Machines à réluctance variable (MRV)	32
3.1.3.4.1	Machines à réluctance variable à doubles saillances (MRVDS)	33
3.1.3.4.2	Machines à simple saillance ou synchro réluctante (MSsyn)	34
3.1.3.5	Machine à commutation de flux (FSPM) et retournement de flux (FRPM)	35
3.1.3.6	Les machines à double excitation (MSDE)	36
3.1.3.6.1	Machines à excitation série (MSDEs)	37
3.1.3.6.2	Machines à excitation parallèle (MSDEp)	38
3.2	LES MACHINES A FLUX TRANSVERSE (MFT)	41
3.3	MACHINES A FLUX AXIAL (AFM)	43
3.3.1	<i>Machines asynchrones (AFIM)</i>	43
3.3.2	<i>Machines synchrones à aimants</i>	44
3.3.2.1	Machines à aimants surfaciques (AFSPM)	44
3.3.2.2	Machines à aimants enterrés (AFIPM)	47
3.3.2.3	Machines à double excitation (AFDE)	48
3.4	BILAN SUR LA TOPOLOGIE DE MACHINES	51
4	MATERIAUX MAGNETIQUES	52
4.1	MATERIAUX DURS : AIMANTS PERMANENTS	52
4.1.1	<i>Caractéristiques</i>	52
4.1.2	<i>Principaux aimants rencontrés dans les machines électriques</i>	53
4.1.2.1	Les ferrites	53
4.1.2.2	Les terres rares	54
4.1.2.3	Les nouveaux matériaux	54
4.1.2.4	Conclusion	55
4.2	MATERIAUX DOUX	56
4.2.1	<i>Matériaux pour application basse fréquence (<5kHz)</i>	56
4.2.1.1	Matériaux laminés	56
4.2.1.2	Matériaux composites ou en poudre	58
4.2.1.3	Bilan	60
4.2.2	<i>Matériaux pour application moyenne fréquence (10 kHz 150 kHz)</i>	60
4.2.2.1	Ferrites doux	60
4.2.2.2	SMC	62
4.2.2.3	Bilan	62
5	CONCLUSION	63
6	BIBLIOGRAPHIE	64

1	TERMINOLOGIE	69
2	PRINCIPE DE DIMENSIONNEMENT OPTIMAL	70
2.1	ETAPE 1 : ANALYSE DU CAHIER DES CHARGES	71
2.2	ETAPE 2 : FORMULATION DU PROBLEME	71
2.2.1	<i>Modèles analytiques.....</i>	<i>74</i>
2.2.1.1	Modèles de pertes joules.....	75
2.2.1.2	Modèles de pertes fer.....	75
2.2.1.2.1	Modèles locaux.....	76
2.2.1.2.2	Modèles globaux	77
2.2.1.3	Modèle mécanique.....	79
2.2.2	<i>Modèles numériques</i>	<i>80</i>
2.2.2.1	Modèle magnétique : cartographie de flux avec modèle de Park	80
2.2.2.1.1	Calcul de flux par la théorie des deux axes dq.....	81
2.2.2.1.2	Méthode de cartographie	83
2.2.2.2	Comparaison des méthodes de calcul de couple.....	85
2.2.3	<i>Modèles semi-numériques.....</i>	<i>87</i>
2.2.3.1	Modèle magnétique : Réseaux de réluctances	88
2.2.3.1.1	Principe.....	88
2.2.3.1.2	Calcul de quelques réluctances	89
2.2.3.2	Modèle thermique : approche nodale	91
2.2.3.2.1	Conduction	92
2.2.3.2.2	Capacités thermiques.....	93
2.2.3.2.3	Rayonnement	94
2.2.3.2.4	Convection	94
2.2.3.2.5	Surface externe de la culasse statorique munie d'ailettes	95
2.2.3.2.6	Surface latérales des culasses et des dents.....	97
2.2.3.2.7	Chignons.....	97
2.2.3.2.8	Entrefer	98
2.2.3.2.9	Rotor.....	98
2.2.3.3	Méthode de résolution formelle des équations de Maxwell.....	99
2.2.3.3.1	Méthodologie.....	99
2.2.3.3.2	Validation sous Flux 2D	102
2.2.4	<i>Conclusion.....</i>	<i>103</i>
2.3	ETAPE 3 : RESOLUTION DU PROBLEME	105
2.3.1	<i>Méthodes d'ordre 0.....</i>	<i>106</i>
2.3.2	<i>Les méthodes d'ordre 1 et 2</i>	<i>109</i>
2.3.3	<i>Conclusion.....</i>	<i>110</i>
2.4	ETAPE 4 : VERIFICATION DES MODELES	110
3	CONCLUSION	111
4	BIBLIOGRAPHIE	112

1	CONTEXTE DES DEUX ETUDES.....	118
2	MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS ENTERRES	119
2.1	CAHIER DES CHARGES	119
2.2	CHOIX DES PARAMETRES DES VARIABLES DE CONCEPTION	121
2.3	CHOIX DES MODELES	122
2.3.1	<i>Couplage des modèles</i>	122
2.3.2	<i>Type de modèles</i>	123
2.3.2.1	Rappel du modèle magnétique.....	125
2.3.2.2	Rappel du modèle mécanique	125
2.3.2.3	Calcul des pertes fer	126
2.3.2.3.1	Description de la méthode	126
2.3.2.3.2	Validation	127
2.3.2.3.3	Intérêt du modèle par rapport à un modèle de pertes à vide.....	128
2.3.2.4	Rappel modèle thermique	129
2.3.2.5	Modèle électrique	130
2.3.2.5.1	Grandeurs électromécaniques	130
2.3.3	<i>Source de tension</i>	131
2.3.4	<i>Loi de commande pour le dimensionnement optimal</i>	131
2.4	OPTIMISATION DE LA STRUCTURE.....	132
2.4.1	<i>Définition du problème d'optimisation</i>	132
2.5	COMPARAISON DES SOLUTIONS OPTIMALES	134
2.5.1	<i>Conclusion</i>	138
3	TRANSFORMATEUR TOURNANT.....	139
3.1	CONTEXTE DE L'ETUDE.....	139
3.1.1	<i>Typologie de transformateurs tournants</i>	140
3.1.1.1	Transformateur.....	141
3.1.1.2	Convertisseur de puissance	143
3.1.2	<i>Cahier des charges et premiers choix</i>	144
3.1.2.1	Cahier des charges	144
3.1.2.2	Choix d'une structure d'étude	144
3.1.2.3	Paramétrage : choix des variables de conception	146
3.2	MODELISATION MULTIPHYSIQUE	147
3.2.1	<i>Choix des types de modèles de couplage</i>	147
3.2.2	<i>Modèle magnétique</i>	148
3.2.2.1	Schéma réductant	148
3.2.3	<i>Calcul des réluctances non saturables</i>	149
3.2.4	<i>Calcul des réluctances saturables</i>	151
3.2.5	<i>Validation du modèle</i>	152
3.2.5.1	Comparaison avec des éléments finis en régime saturé.....	152
3.2.5.2	Validation expérimentale en régime linéaire.....	153
3.2.6	<i>Modèle thermique</i>	155
3.2.6.1	Réseau de résistances thermiques	155
3.2.6.2	Sources de chaleur	156
3.2.6.3	Mesures sur prototype	157
3.2.7	<i>Modèle électrique</i>	158
3.2.7.1	Schéma électrique équivalent	158
3.2.7.2	Pertes dans l'onduleur	159
3.2.7.3	Validation.....	159
3.3	EXPLOITATION DE LA MODELISATION DANS LE CADRE DE DIMENSIONNEMENTS OPTIMA.....	160
3.3.1	<i>Optimisation 1 avec prototype</i>	160
3.3.1.1	Définition du problème d'optimisation	160

3.3.1.2	Résultat de l'optimisation.....	161
3.3.1.3	Validation du dimensionnement optimal	162
3.3.1.3.1	Validation à froid sur MicroAutobox et onduleur en demi pont	162
3.3.1.3.2	Validation à froid sur dSPACE 1103 avec onduleur en pont complet	164
3.3.2	<i>Optimisation 2 : comparaison de différentes topologies.....</i>	165
3.3.2.1	Cahier des charges et modification des modèles.....	165
3.3.2.2	Résultats	166
3.4	CONCLUSION	168
4	BIBLIOGRAPHIE	169

Conclusion générale	171
----------------------------	------------

Annexes	174
----------------	------------

1	ANNEXE 1 : DONNEES SUR LES TRANSFORMATEURS TOURNANTS EXISTANTS	176
2	ANNEXE 2 : COMPARAISON DES LOGICIELS SEF (MATLAB) ET FLUX 2D	177
3	ANNEXE 3 : CARACTERISTIQUES DU TRANSFORMATEUR OPTIMAL	178
4	ANNEXE 4 : COMPARAISON DES SOLUTIONS OPTIMALES.....	181

Glossaire typologie machines

AFDE : Axial Field Doubly Excited / Machine à double excitation à flux axial

AFIM : Axial Field Induction Machine / Machine asynchrone à flux axial

AFIPM : Axial Field Interior Permanent Magnet Machine / Machine synchrone à aimants enterrés à flux axial

AFM : Axial Field Machine / Machine à flux axial

AFSPM : Axial Field Surface Permanent Magnet Machine / Machine synchrone à aimants surfaciques à flux axial

IM : Induction machine / Machine asynchrone

IPM : Interior Permanent Magnet Machine / Machine à aimants enterrés rotoriques

FRPM : Flux Reversing Permanent Magnet Machine / Machine à retournement de flux

FSPM : Flux Switching Permanent Magnet Machine / Machine à concentration de flux

MCC : Machine à courant continu

MFT : Machine à flux transverse

MRV : Machine à réluctance variable

MSDE : Machine synchrone à double excitation

MSDEp : Machine synchrone à double excitation parallèle

MSDEs : Machine synchrone à double excitation série

MSsyn : Machine synchro-réluctante

RFM : Machine à flux radial

SPMfrac : Machine à aimants surfaciques rotorique à bobinage concentré à pas fractionnaire

SPM : Surface Permanent Magnet Machine / Machine à aimants surfaciques rotorique

SPMrep : Machine à aimants surfaciques rotorique à bobinage réparti

WRSM : Wound Rotor Synchronous Machine / Machine à rotor bobiné

Chapitre 1

Analyse bibliographique

Ce chapitre introductif relate le contexte économique dans lequel le monde automobile évolue actuellement afin de mettre en exergue la nécessité d'implanter des machines électriques embarquées dans les véhicules actuels. Nous aborderons ensuite un panorama des machines électriques rencontrées dans le domaine du véhicule hybride, à savoir les machines à flux radial, transverse et axial essentiellement en version synchrone et asynchrone. Finalement, nous dresserons un état des lieux des matériaux magnétiques durs et doux les plus fréquemment rencontrés dans les applications de machines électriques en insistant sur les matériaux utilisés au cours de cette thèse.

Sommaire

1	LES DEFIS DE L'AUTOMOBILE	13
2	L'HYBRIDATION COMME SOLUTION AUX DEFIS AUTOMOBILES	16
2.1	CLASSIFICATION DES ALTERNO-DEMARREURS	16
2.2	PERFORMANCES REQUISES	17
3	TYPOLOGIE DES MACHINES ELECTRIQUES EMBARQUEES	18
3.1	MACHINES A FLUX RADIAL (RFM)	20
3.1.1	<i>Machines à courant continu (MCC)</i>	20
3.1.2	<i>Machines asynchrones (IM)</i>	20
3.1.3	<i>Machines synchrones</i>	22
3.1.3.1	Machines à aimants surfaciques (SPM)	23
3.1.3.1.1	Bobinage réparti (SPMrep)	23
3.1.3.1.2	Bobinage concentré à pas fractionnaire (SPMfrac)	24
3.1.3.2	Machine à aimants enterrés (IPM)	27
3.1.3.3	Machine synchrone à rotor bobiné (WRSM)	30
3.1.3.4	Machines à réluctance variable (MRV)	32
3.1.3.4.1	Machines à réluctance variable à doubles saillances (MRVDS)	33
3.1.3.4.2	Machines à simple saillance ou synchro réluctante (MSsyn)	34
3.1.3.5	Machine à commutation de flux (FSPM) et retournement de flux (FRPM)	35
3.1.3.6	Les machines à double excitation (MSDE)	36
3.1.3.6.1	Machines à excitation série (MSDEs)	37
3.1.3.6.2	Machines à excitation parallèle (MSDEp)	38
3.2	LES MACHINES A FLUX TRANSVERSE (MFT)	41
3.3	MACHINES A FLUX AXIAL (AFM)	43
3.3.1	<i>Machines asynchrones (AFIM)</i>	43
3.3.2	<i>Machines synchrones à aimants</i>	44
3.3.2.1	Machines à aimants surfaciques (AFSPM)	44
3.3.2.2	Machines à aimants enterrés (AFIPM)	47
3.3.2.3	Machines à double excitation (AFDE)	48
3.4	BILAN SUR LA TOPOLOGIE DE MACHINES	51
4	MATERIAUX MAGNETIQUES	52
4.1	MATERIAUX DURS : AIMANTS PERMANENTS	52
4.1.1	<i>Caractéristiques</i>	52
4.1.2	<i>Principaux aimants rencontrés dans les machines électriques</i>	53
4.1.2.1	Les ferrites	53
4.1.2.2	Les terres rares	54
4.1.2.3	Les nouveaux matériaux	54
4.1.2.4	Conclusion	55
4.2	MATERIAUX DOUX	56
4.2.1	<i>Matériaux pour application basse fréquence (<5kHz)</i>	56
4.2.1.1	Matériaux laminés	56
4.2.1.2	Matériaux composites ou en poudre	58
4.2.1.3	Bilan	60
4.2.2	<i>Matériaux pour application moyenne fréquence (10 kHz 150 kHz)</i>	60
4.2.2.1	Ferrites doux	60
4.2.2.2	SMC	62
4.2.2.3	Bilan	62
5	CONCLUSION	63
6	BIBLIOGRAPHIE	64

1 Les défis de l'automobile

L'industrie automobile doit faire face à de nouveaux défis induits par la raréfaction des ressources énergétiques et des matières premières, la nécessité de concevoir des véhicules de moins en moins polluants et peu consommateurs d'énergie mais également l'électrification croissante des automobiles.

La raréfaction des ressources énergétiques engendre une augmentation galopante du prix du baril de pétrole ainsi que des matières premières. En effet, le cours du baril de brut a été multiplié par 4 entre juillet 2008 et janvier 2001 pour atteindre un prix record de 145.45 dollars en juillet 2008 [1]. Dans le même temps, au premier semestre 2008, le groupe PSA Peugeot Citroën a enregistré un surcoût lié aux matières premières de 143 millions d'euros par rapport au premier semestre 2007 [1], résultant en parti d'une multiplication par 1.3 du prix du cuivre entre janvier 2007 et 2008 [2].

Cette hausse est imputable à la fois à la géopolitique actuelle mais surtout à une demande croissante des pays émergents et en particulier du marché chinois dont les importations de gazole ont bondi de 49 % en mai 2008 [1].

Selon une étude du Fond Monétaire International (FMI), cette tendance risque de s'amplifier avec un parc automobile mondial qui devrait s'établir à 2.9 milliards de véhicules à l'horizon 2050 contre 600 millions actuellement [3].

Cette augmentation continue du trafic automobile génère une pollution atmosphérique due aux gaz d'échappements engendrant des maladies respiratoires et contribuant au réchauffement de la planète. En effet, le transport est un des secteurs les plus importants d'émission de Gaz à Effet de Serre (GES) comme le dioxyde de carbone (CO₂) avec 33 % des émissions atmosphériques en France en 2006 [4]. Il contribue également à la production d'autres polluants atmosphériques (Figure I-1), comme le monoxyde de carbone (CO), les oxydes d'azotes (NO_x), les hydrocarbures (HC), les composés organiques volatiles (COV) et les suies aussi appelées particules en suspension (TSP). Ces polluants impactent directement la qualité de l'air en produisant par exemple une pollution photochimique mesurée par l'ozone (O₃) [5].

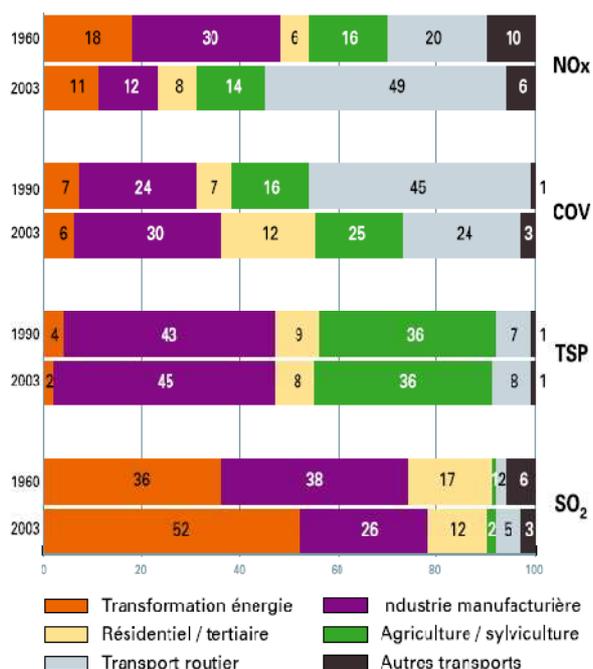


Figure I-1 : Répartition des émissions de quelques polluants atmosphériques en France (en %) en 2005 par secteur selon CITEPA

Afin de limiter les risques de changement climatiques dus aux GES, l'Association des Constructeurs Européens d'Automobiles (ACEA) et la Commission Européenne se sont engagées, dans le cadre des accords de Kyoto, à réduire les émissions de CO₂ des voitures particulières neuves à 140 g/km en 2008 puis à 120 g/km en 2012 contre 163 g/km en 2007 [6] même si en juin 2008 la France et l'Allemagne ont revu ces objectifs à la baisse avec de 136 à 138 g/km en 2012 au lieu de 120 g/km. Comme ces émissions sont directement proportionnelles à la consommation en carburant (de l'ordre de 23.5 fois la consommation (en L/100 km) pour un véhicule essence [6]), ces objectifs nécessitent une amélioration des performances énergétiques des véhicules selon 3 axes majeurs [7] :

- l'amélioration des technologies actuelles : le développement de pneumatiques à plus faible coefficient de roulement ou celui des moteurs conventionnels en diminuant par exemple le nombre de cylindres à puissance équivalente des moteurs essence par l'association de l'injection directe (avec un fonctionnement sur charge stratifiée et mélange pauvre comme sur le 350 GCI de Mercedes), de la turbosuralimentation et d'un système de commande des soupapes variables, ce qui limite les pertes par friction diminue la masse du moteur et améliore son rendement
- l'utilisation de nouvelles technologies de moteurs : hybridation des moteurs thermiques par des machines électriques comme le système micro-hybride StARS (Starter Alternator Reversible System) de VALEO équipant désormais les Mercedes classe A et B, les moteurs à hydrogène ou à gaz (Gaz de Pétrole Liquéfié GPL et Gaz Naturel Véhicule GNV)
- l'utilisation de carburants alternatifs à faible teneur en carbone, comme les biocarburants obtenus par extraction des lipides ou hydrates de carbone des végétaux (éthanol) ou par exploitation de la biomasse (Biomass To Liquid, BTL).

Pour la réduction des autres polluants, il existe trois législations majeures dans le monde réglementant leurs émissions. Aux Etats-Unis la norme EPA (Environmental Protection Agency) est la plus appliquée mais celle éditée par l'état de Californie CARB beaucoup plus restrictive (California Air Ressources Board) est utilisée par quelques états comme le Maine. L'Union Européenne utilise actuellement la norme EURO IV (Figure I-2). Finalement, de nombreuses villes chinoises et indiennes sont soumises à la norme EURO III.

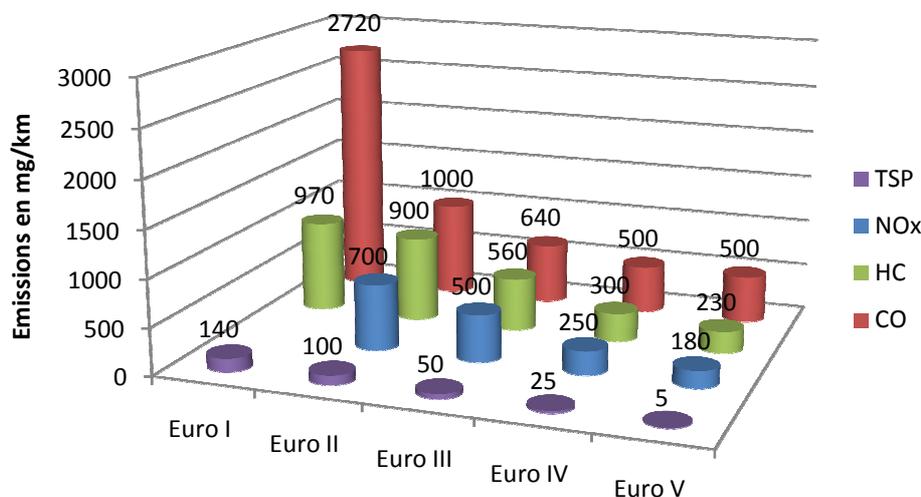


Figure I-2 : Evolution des normes EURO d'émissions véhicules diesel selon ADEME

Les constructeurs automobiles satisfont ces normes en agissant essentiellement sur le système de post-traitement catalytiques des polluants (catalyse trois voies pour les véhicules à essence).

La consommation énergétique à bord des véhicules ne cesse d'augmenter ces dix dernières années avec un taux de croissance de 5 % par an pour atteindre une puissance de 10 kW en 2020 contre 3 kW à 4 kW en moyenne actuellement [8]. On parle de concept de More Electric car ou Cyber véhicules.

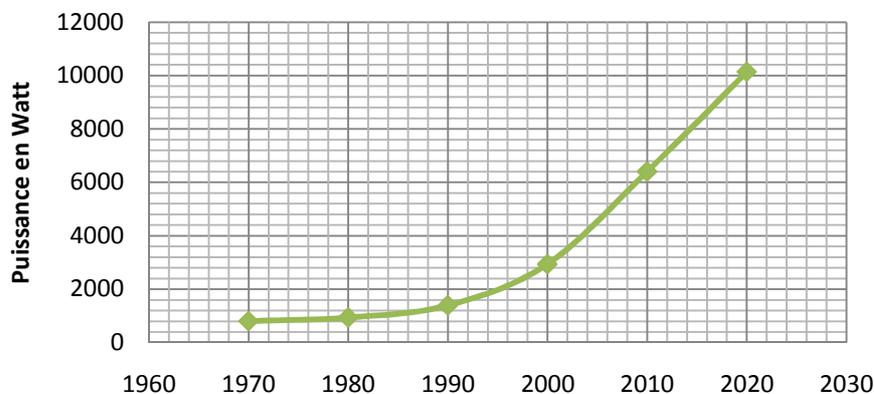


Figure I-3 : Evolution de la puissance requise dans les véhicules selon [9]

Cette modification est imputable à une électrification croissante des organes de commande du véhicule comme la technologie « X-by-Wire » remplaçant les traditionnelles liaisons mécaniques et hydrauliques par des actionneurs électriques ou encore les soupapes électromagnétiques (Camless). Par exemple, la direction assistée électrique EPS (Electric Power Steering) peut consommer jusqu'à 1 kW et le Camless jusqu'à 1.5 kW.

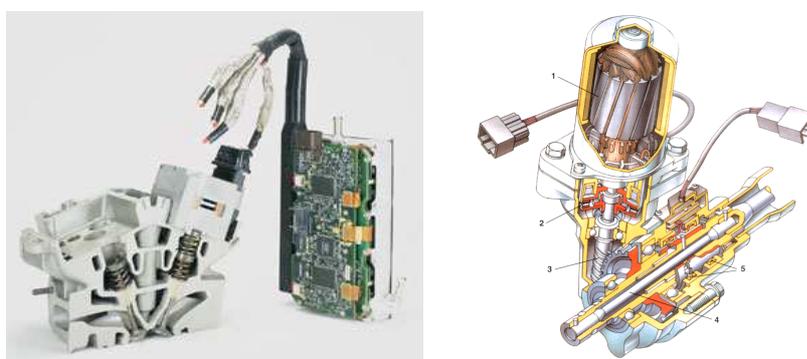


Figure I-4 : Camless Smart Valve Actuation (SVA) de VALEO et direction assistée électrique [10]

Ensuite, les éléments de sécurité passive, capables de corriger des situations dangereuses pour éviter les accidents, sont de plus en plus nombreux. Il s'agit principalement des technologies de tenue de route et d'aide au freinage d'urgence : l'ABS (Antilock Braking Systems) et l'ESP (Electronic Stability Program) équipent désormais en série la plupart des véhicules neufs. A l'avenir, viendront se joindre à eux des systèmes améliorant la visibilité nocturne, de stationnement semi-automatique (Park4U à base de capteurs à ultrasons de VALEO), de détection d'angles morts (Raytheon de VALEO), des systèmes de reconnaissance de panneaux routiers ainsi que la communication entre véhicules.

Enfin, en matière de confort, les ordinateurs de bord, lecteurs multimédias, GPS et autres dispositifs de chauffage climatisation ou d'ouverture se multiplient et nécessitent des puissances de l'ordre de 2 à 4 kilowatt [8] (la climatisation électrique consommant à elle seule 2 kW).

L'ensemble de ces puissances ne sont pas cumulatives à chaque instant.

2 L'hybridation comme solution aux défis automobiles

Devant la pléthore de solutions innovantes relevant les défis imposés par la raréfaction des ressources, l'environnement ou l'électrification des véhicules, VALEO VES mobilise une partie de ses moyens de recherches sur les machines électriques embarquées dans les véhicules hybrides et en particulier les alerno-démarrateurs (AD) [11].

Les alerno-démarrateurs désignent des applications électriques capables d'assurer le rôle de démarreur et d'alternateur au sein d'un véhicule. Cette démarche se matérialise par la gamme de produits StARS mais également au travers du projet M2EI (Machines Electriques et Electronique Intégré) dont dépend la présente thèse. Ce projet PREDIT vise d'une part à rechercher de nouvelle technologie de machines électriques embarquées pour des applications de véhicules hybrides au sens large (voiture, bus, camion...) et d'autre part à comparer et dimensionner les technologies retenues en adoptent une approche systémique englobant les machines électriques elles-mêmes mais aussi leur électronique de puissance associée dès le stade de la conception de ces machines.

2.1 Classification des alerno-démarrateurs

Le concept d'alerno-démarrateur (AD) coïncide avec l'apparition des démarreurs dans les années 1930, époque à laquelle les ingénieurs tentaient d'utiliser des moteurs à courant continu comme AD, sans atteindre les performances requises, en raison du faible développement de l'électronique de puissance [12].

L'alerno-démarrateur se décline couramment en deux versions : une, localisée entre le moteur thermique et la boîte de vitesse, auquel cas elle prend le nom d'Alerno-Démarrateur Intégré (ADI encore dénommé Integrated Starter Generator ISG ou Integrated Starter Alternator ISA) et une autre, dite séparée (ADS), en lieu et place de l'alternateur actuel.

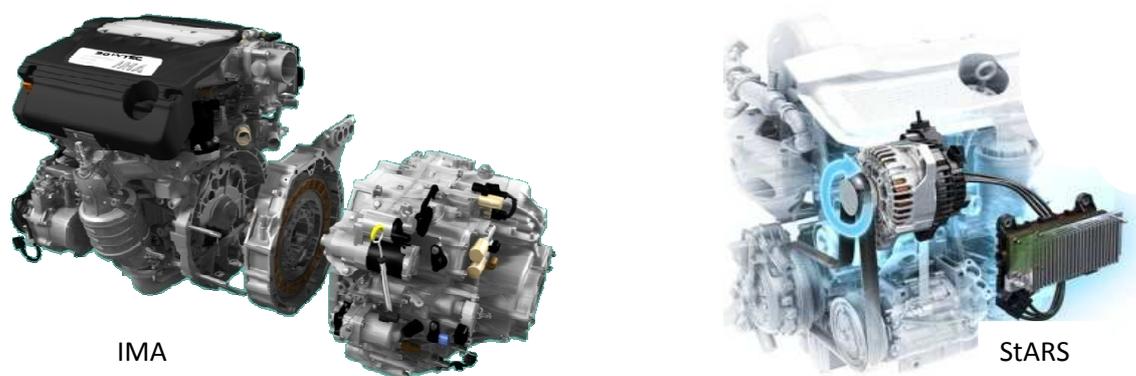


Figure I-5 : Alerno-démareur version intégrée (Honda Insight IMA) et version séparée (StARS Valeo)

De nos jours, en plus des fonctions classiques de démarreur et d'alternateur, les ADI assurent premièrement une fonction « start-stop », consistant à arrêter le moteur à combustion interne lors des opérations au ralenti ou à charge nulle (arrêt à un feu rouge) puis à le redémarrer avec l'ADI en quelques dixièmes de secondes lors d'un appui sur la pédale d'accélération. De plus, certains ADI autorisent le freinage récupératif, convertissant l'énergie mécanique du véhicule lors des décélérations en énergie électrique restituée à la batterie. Ensuite, ils peuvent disposer d'une fonction d'assistance « boost » du moteur à combustion interne en haute vitesse (typiquement 1500 tr/min à 6000 tr/min). Finalement, dans un mode tout électrique (dit ZEV zéro émission), l'ADI assure seul la propulsion du véhicule.

Selon les fonctions proposées et la puissance de la machine (taux d'hybridation entre le moteur électrique et thermique), les ADI sont classés en 3 catégories :

	Fonctions	Puissance électrique	Gains en CO ₂	Gains en carburant	Coûts en 2007
Micro hybrid	Stop start	2-3 kW	8 %	3-5%	300-800 \$
	Stop start Freinage récupératif	3-6 kW	13 %	5-10 %	
Mild hybrid	Stop start Freinage récupératif Assistance accélération	6 -20 kW	30 %	10-20 %	1000-2000 \$
Full hybrid	Stop start Freinage récupératif Assistance accélération Mode tout électrique	> 20kW	45 %	20-30 %	> 4000 \$

Figure I-6 : Classification des ADI selon [13]

A noter que certains ADI possèdent la fonction supplémentaire de « damper » (ISAD de continental) réduisant les vibrations du moteur thermique en envoyant des signaux de commande impulsions à la machine électrique amortissant les oscillations du bloc moteur thermique.

2.2 Performances requises

L'ensemble des fonctionnalités évoquées ci-dessus engendrent une enveloppe couple vitesse contraignante (Figure I-7) pour les machines électriques avec un couple de démarrage important (150 Nm pour un véhicule de tourisme de 70 ch) associé à une zone de survitesse de 4 à 10 fois la vitesse de base et des contraintes de rendement de 80% dans les zones de fonctionnement alternateur comparés aux 60 % des alternateurs à griffes conventionnels.

Ces performances doivent être tenues avec des températures sous capot évoluant de -25°C à froid jusqu'à 140 °C à chaud. A cela s'ajoute une tension de bus continu de 42 Vdc à 400 Vdc selon les technologies et association de batteries choisies, des contraintes de fiabilité (cycle de vie de 250 000 marche arrêts sur dix ans), de robustesse (faible d'entretien), d'encombrement réduit (surtout en version intégrée) et surtout de coût propre au domaine automobile.

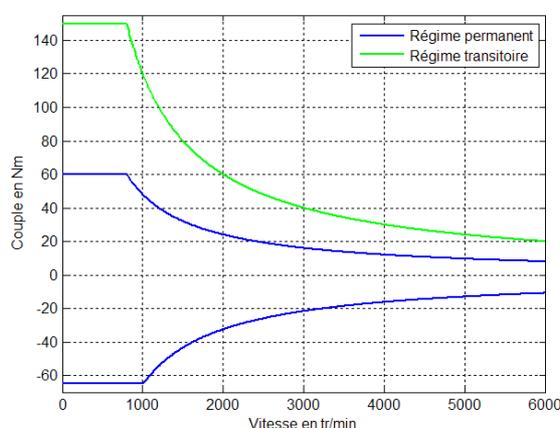


Figure I-7 : Espace couple vitesse typique d'un alerno-démarrreur pour véhicule de tourisme

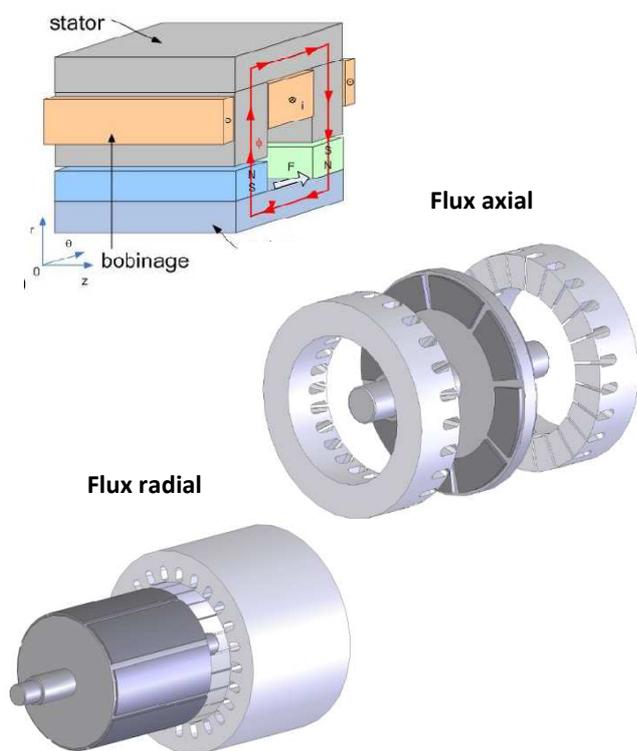
3 Typologie des machines électriques embarquées

Les topologies de machines électriques potentiellement candidates sont nombreuses et variées. Un premier classement peut être opéré en fonction de la direction du trajet du flux principal au niveau du stator et de l'entrefer des machines [14]. On distingue alors les machines à :

- flux radial, pour lesquelles le flux principal est localisé dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation de la machine
- flux axial, le flux est essentiellement inclus dans un plan contenant l'axe de rotation de la machine. Ces deux types de machines sont parfois qualifiés de machines longitudinales [15].
- flux transverse pour laquelle le trajet du flux est transversal ou perpendiculaire au sens du déplacement

Les machines à flux radial sont couramment employées pour les alterno-démarrateurs des véhicules hybrides comme la Honda Insight. Les machines à flux axial sont pour le moment plus marginales mais leur fort couple massique et la faible inertie du rotor en font un candidat potentiel pour les machines fort couple. Les machines à flux transverse [16] sont cantonnées au stade de prototype de laboratoire en raison de leur difficulté de fabrication et leur faible facteur de puissance.

Machines longitudinales



Machines à flux transverse

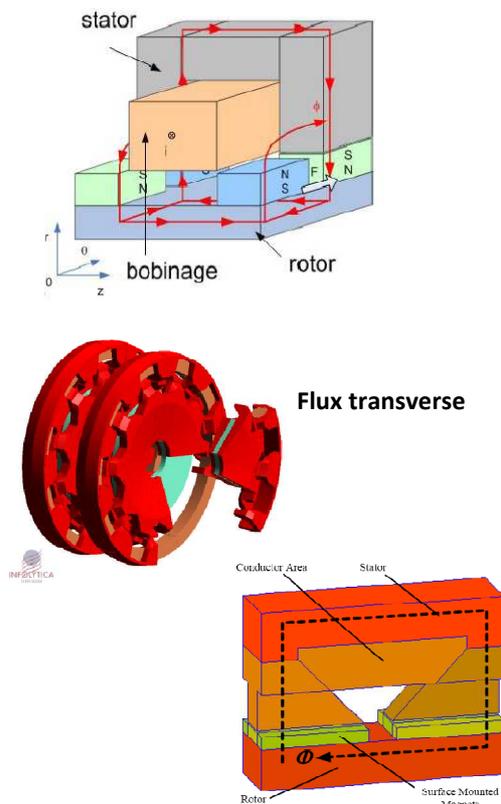


Figure I-8 : Panorama des topologies de machines

Un second classement est basé sur la pulsation du champ magnétique statorique et la vitesse de rotation mécanique, ce qui amène à distinguer :

- Les machines synchrones : la pulsation du champ magnétique statorique (ω_s) et de la vitesse de rotation mécanique (Ω) sont proportionnelles au travers du nombre de paires de pôles (p) : $\omega_s = p \cdot \Omega$. Cette catégorie regroupe les machines synchrones à aimants, à rotor bobiné, à double excitation et à réluctance variable
- Les machines asynchrones : la pulsation du champ magnétique statorique et de la vitesse de rotation mécanique ne sont pas proportionnelles. Il existe un glissement g entre la pulsation des courants statorique et la pulsation des courants rotoriques, à l'origine même de la création des courants induits dans les bobinages du rotor : $\omega_r = (1-g) \cdot \omega_s$.
- Les machines à courant continu, le champ inducteur ne tourne pas tandis que le champ de l'induit est rendu fixe par l'intermédiaire d'un redresseur : le collecteur.

Les deux critères sont complémentaires comme illustré dans la figure non exhaustive ci dessous. Il existe, par exemple, des machines synchrones à flux axial et radial.

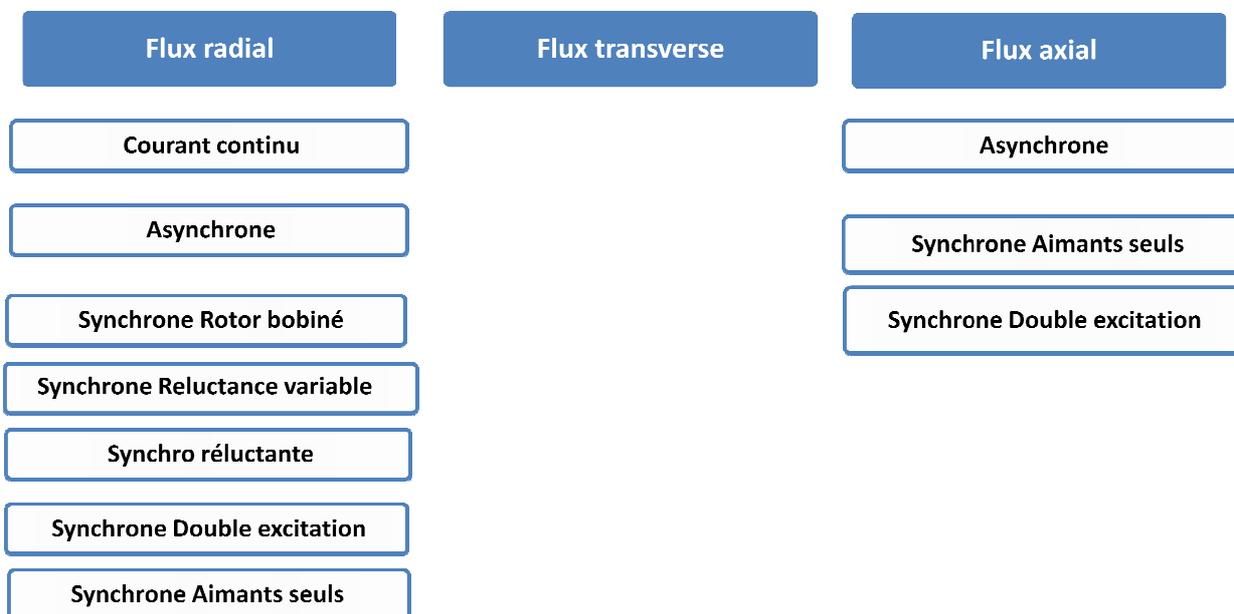


Figure I-9 : liste non exhaustive des principales typologies des machines pouvant fonctionner en AD

Le présent paragraphe dressera un classement des différents types de machines les plus couramment utilisées dans les applications de type véhicule hybride en insistant sur le domaine des alerno-démarrateurs.

3.1 Machines à flux radial (RFM)

Cette topologie de machine est actuellement le plus couramment utilisée dans le cas des applications véhicules hybrides à la fois dans le domaine de la recherche et en production.

3.1.1 Machines à courant continu (MCC)

Les moteurs à courants continus, dont la première version industrielle est attribuée à William Sturgeon en 1832, sont les premières machines électriques utilisées dans le domaine de la traction de véhicules électriques comme la *Jamais Contente* dépassant le record de 100 km/h en 1899. Elles sont également les premières machines électriques à être utilisées en tant qu'alternateur-démarrreur dans les années 1930 [12].

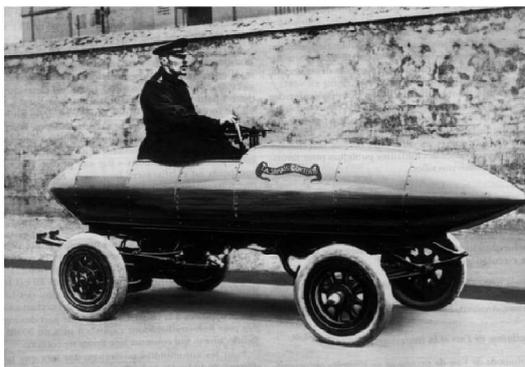


Figure 10 : « *Jamais Contente* » première voiture électrique

Ils bénéficient actuellement d'une électronique de commande simple et d'un défluxage aisé (avec un inducteur bobiné). Cependant leur faible puissance massique, la difficulté de refroidir un induit tournant ajoutée à la nécessité d'utiliser un collecteur mécanique diminuant fortement la durée de vie de la machine (usure par frottements mécaniques aux hautes vitesses mais aussi par des arcs électriques lors de l'inversion du sens du courant entre deux lames du collecteur) ont contribué à l'abandon de ce type de machine pour la traction hybride.

Toutefois, la simplicité de commande de la machine à excitation série lui a permis de subsister, jusqu'à présent, au sein des automobiles en tant que démarreur [17].

3.1.2 Machines asynchrones (IM)

La machine asynchrone, inventée en 1882 par Nikola Tesla soit environ 50 ans après le moteur synchrone (attribué à Thomas Davenport en 1834 [18]), est la machine la plus présente dans l'industrie avec 90 % de l'énergie totale consommée par l'ensemble des moteurs électriques en 1994. Le principe de production de couple est lié à l'interaction du flux rotorique avec les courants statoriques. Les courants rotoriques, à l'origine du flux rotorique, étant en effet induits par les variations de flux statorique.

Ces machines avec un rotor à cage d'écureuil (et non à rotor bobiné) sont brushless et peu coûteuses à fabriquer en raison d'un processus d'industrialisation parfaitement maîtrisé depuis des années (le plus vieux moteur de ABB, série MKB, date par exemple des années 1935 [19]). Elles bénéficient également d'une grande robustesse, particulièrement pour des applications à haute température.

Néanmoins, les IM possèdent un couple massique [20], volumique [16] ainsi qu'un rendement (Figure I-11) plus faible que les machines à aimants. Cette différence est à nuancer en fonction de l'augmentation de la température ambiante.

De part son principe même de fonctionnement, cette machine nécessite également un courant de magnétisation important ce qui réduit fortement son facteur de puissance de l'ordre 0.8 à 0.9 dans la gamme de puissance de 5 à 10 kW et ce particulièrement à charge partielle. Cette contrainte se reporte alors sur l'onduleur de tête qui doit être dimensionné en conséquence.

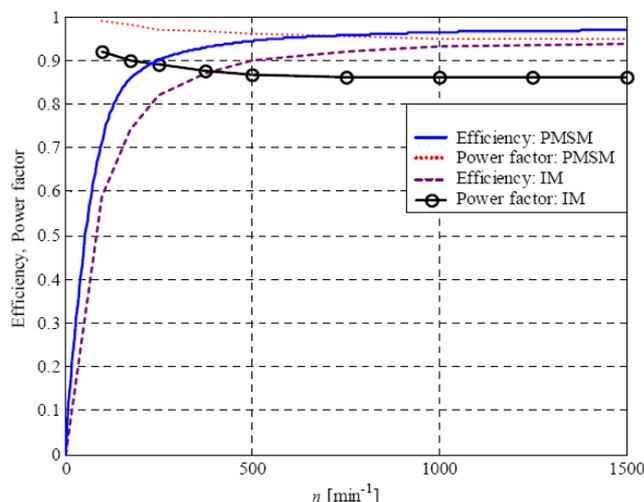


Figure I-11 : Comparaison des rendements et des facteurs de puissance de machines de 55 kW 1500 tr/min de type asynchrone (IM) et à aimants en surface (PMSM) pour une température ambiante de 25°C [21]

De plus, les pertes joules rotoriques sont difficilement évacuables. Enfin, la zone de fonctionnement à puissance constante de la machine asynchrone est réduite (3 à 5) par rapport à certaines machines à aimants et même aux machines synchrones à rotor bobiné (WRSM). En effet, Chédot [22] propose une comparaison de l'espace de fonctionnement en mode générateur deux machines ADI asynchrones et à rotor bobiné dimensionnées de manière optimale pour un même cahier des charges et prototypée au sein du LEC (Figure I-12). La machine WRSM délivre plus de puissance que la machine asynchrone et sur une plus large plage de fonctionnement (à 5000 tr/min la WRSM délivre 6.5kW contre 3kW pour la machine asynchrone).

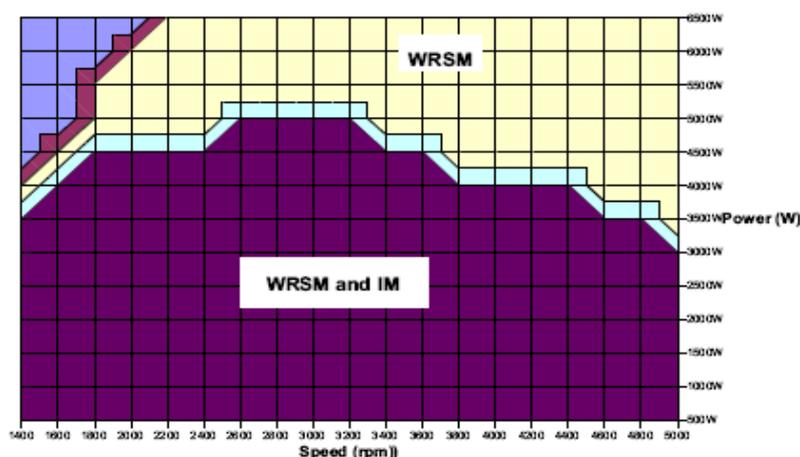


Figure I-12 : Comparaison des zones de fonctionnement en mode alternateur des WRSM et des IM pour un même cahier des charges [23]

Le LEC a développé un prototype d'IM pour une application de type ADI alimentée en 42V pour un poids de 18 kg. La machine génère un couple de démarrage de 140 Nm et une puissance de 5 kW à une vitesse de

3000 tr/min. Dans la plage des fortes puissances, le rendement est supérieur à 75%, en revanche celui-ci chute à 65% pour les vitesses extrêmes [24].

Pour un cahier des charges similaire, le rendement d'une machine à aimants est de 91% et de 80% pour une WRSM.

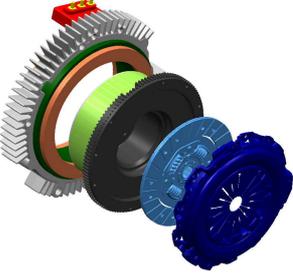
	Couple démarrage	140 Nm
	Puissance générateur	5 kW @ 3000 tr/min
	Longueur fer / totale	63 mm / -
	Diamètre int. / ext.	135 mm / 255 mm
	Poids	18 kg
	Tension bus continu	42 V

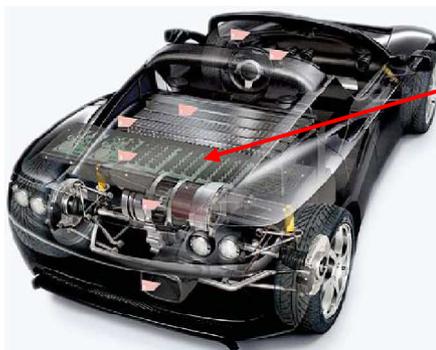
Figure I-13 : Données concernant la machine asynchrone du LEC

Avec la même tension de bus continu (42Vdc), Continental a également prototypé un ADI asynchrone, l'ISAD (integrated starter alternator damper). Cette machine, équipant le pickup Chevrolet Silverado hybride de General Motors, présente la particularité d'ajouter la fonction d'amortisseur de vibrations du bloc thermique en plus des fonctions de moteur générateur conventionnelles.

Enfin, le Tesla roadster est hybride plug-in (rechargement des batteries sur simple prise de courant) équipé d'une machine asynchrone (fonctionnant en moteur exclusivement) de 185 kW maximum sur une plage de vitesse entre 4500 et 8500 tr/min et un couple crête de 350 Nm entre 0 et 4500 tr/min. Le moteur refroidi à air pèse 55 kg et est alimenté en 375 Veff. Le rendement maximum de cette machine est 92% selon Tesla Motors.



ISAD



Tesla Roadster

Figure I-14 : ISAD de Continental (gauche) et Tesla Roadster (centre et droite)

3.1.3 Machines synchrones

D'un point de vue structurel, ce type de machine inventé en 1834 se caractérise par un rotor présentant une excitation à aimants ou bobinée, associée à une partie statorique à bobinage polyphasé (en général triphasé). De plus, elle peut être dotée de saillances magnétiques rotoriques conduisant à la création d'un couple à la fois hybride (interaction flux aimant et bobinage statorique) et réluctant. Ces machines ne présentent pas de saillance statorique (les effets de dentures ne participent pas directement à la production de couple).

Ces machines sont classées selon la localisation et le type de flux d'excitation :

- Simple excitation par aimants rotoriques : machines à aimants surfaciques rotoriques (SPM), machine synchro-réductantes (MSsyn), machines à aimants enterrés rotoriques (IPM)

- Simple excitation par aimants statoriques : machines à concentration de flux (FSPM) ou à retournement de flux (FRPM)
- Simple excitation par bobinage : machine à rotor bobiné (MSRB)
- Double excitation (bobinage et aimants)

3.1.3.1 Machines à aimants surfaciques (SPM)

3.1.3.1.1 Bobinage réparti (SPMrep)

Les SPM à bobinage réparti possèdent une puissance massique supérieure [25] à celle des moteurs à courant continu tout en restant simples à fabriquer. L'absence de bobinage d'excitation (machine brushless) remplacé par les aimants permanents augmente considérablement la durée de vie de la machine tout en annulant les pertes joules rotoriques.

Néanmoins, pour un montage à rotor intérieur, les aimants sont soumis directement aux forces centrifuges (pour des vitesses périphériques de l'ordre de 100 m/s) ce qui oblige à utiliser une frette amagnétique en fibre de verre, fibre de carbone, acier amagnétique (316L) ou encore Inconel provoquant une augmentation de la hauteur d'entrefer et une diminution des inductances synchrones associées. Les deux premières frettes sont, de plus, des isolants thermiques. De ce fait, de pertes fer rotoriques (pulsation de flux à haute vitesse dues aux dentures par exemple) peuvent conduire à des températures élevées des aimants (150°C) et finalement à une diminution de leur induction rémanente. A contrario, pour une application présentant un rotor extérieur, les forces centrifuges contribuent à plaquer les aimants sur la culasse, rendant l'utilisation d'une frette superflue. Le diamètre d'entrefer est en général plus grand ce qui permet d'augmenter le nombre de paires de pôles.

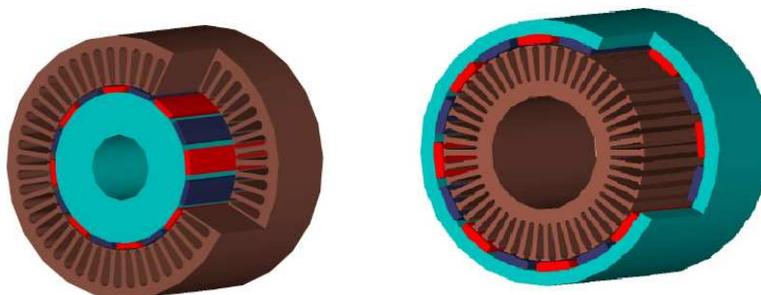


Figure I-15 : Machine à aimants à rotor intérieur (droite) et extérieur (gauche)

Ensuite, une perte de contrôle de l'onduleur à haute vitesse peut conduire à des FEM (Forces ElectroMotrices) élevées endommageant la batterie ou l'onduleur amont. Il est alors nécessaire soit d'utiliser des dispositifs de mise en court circuit ou de limiter la valeur crête de l'induction dans l'entrefer au prix d'une diminution du couple.

Enfin, un inconvénient majeur de ce type de machine réside dans le faible rapport de défluxage de l'ordre de 2 à 3 qui se traduit par une réaction magnétique d'induite relative inférieure à l'unité. La réaction magnétique d'induit (RMI) étant le ratio entre le flux d'axe d produite par le bobinage statorique et le flux produit par l'inducteur :

$$Rmi = \frac{L_a i_d}{\psi_{ap}} \quad \text{Eq. I-1}$$

En effet, l'inductance synchrone des SPM à bobinage réparti est relativement faible à cause de la perméabilité relative des aimants permanents proche de l'unité et de l'importance de l'entrefer tandis que le flux provenant des aimants permanents ne peut être diminué (sous peine de diminution du couple de base) ou le courant de base augmenté pour des raisons thermiques. La faible zone de survitesse ne permet pas à

ces machines de satisfaire au cahier des charges d'un alterno-démarreur. La solution consistant à augmenter la hauteur des encoches (tout en préservant la largeur) afin d'augmenter les inductances de fuite de denture et de facto l'inductance synchrone se révèle souvent inacceptable d'un point de vue de l'encombrement ou de fragilité mécanique particulièrement pour un bobinage automatique.

3.1.3.1.2 Bobinage concentré à pas fractionnaire (SPMfrac)

Le principal avantage des SPM avec un bobinage concentré à pas fractionnaire, brevetées en 1895 [26], par rapport aux SPM avec bobinage conventionnel réparti est d'offrir une zone de survitesse comparable aux machines à aimants enterrés, pouvant atteindre 7 fois la vitesse de base [27]. EL-Refaie dans [28] attribue essentiellement cette amélioration à une augmentation de l'inductance de fuite harmonique (et de facto de l'inductance synchrone), le contenu de la FMM de ce bobinage est beaucoup plus riche en harmoniques. Plus récemment [29], le même auteur admet que les inductances de fuite d'encoche participent également à l'augmentation de l'inductance synchrone.

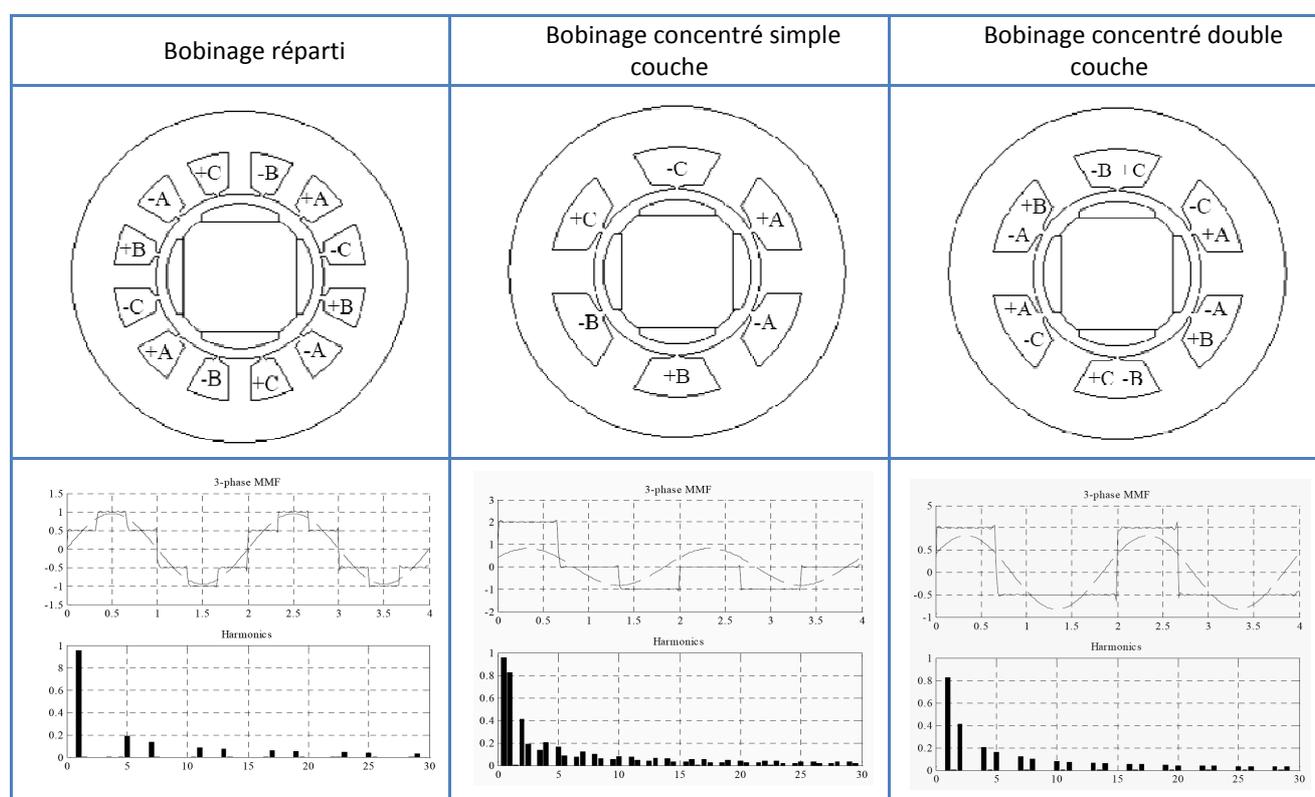


Figure 16 : Facteur de bobinage et forme de la FMM pour différents types de bobinages [30]

En plus des atouts des SPMrep et en choisissant convenablement le nombre d'Encoches par Pôle et par Phase (EPP), cette machine permet une :

- réduction de la longueur des têtes de bobine et de facto des pertes joules, du coût total de la machine et de la longueur totale de la machine
- utilisation des bobines préformées (bobinage automatique) et un stator segmenté (utilisant de plus deux matériaux des tôles GO pour les dents et GNO pour les segments de culasse) ce qui conduit à un facteur de remplissage théorique de 78% [27]
- diminution du courant de court circuit en haute vitesse en raison de l'augmentation des inductances synchrones et donc amélioration de la tolérance aux défauts

- minimisation du couple de détente (2 % du couple de base) sans inclinaison d'encoche en raison notamment du déphasage entre les couples de détente produits par chaque pôle

- obtention d'une FEM quasiment sinusoïdale (THD 6.4 %)

Toutefois, ce type de bobinage induit un certain nombre d'inconvénients, parfois compensables :

- augmentation des pertes fer des aimants (2 kW à 6000 tr/min pour la machine de 6 kW [27]) et de facto de la température des aimants ce qui conduit à termes à leur démagnétisation.

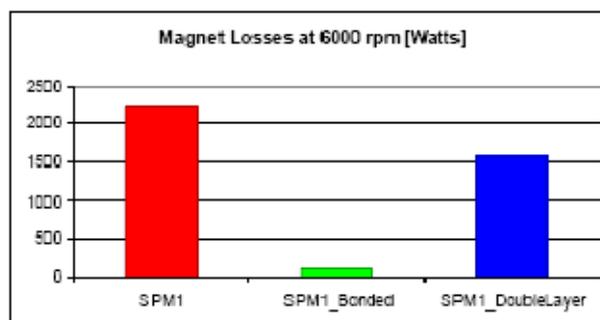


Figure I-17 : Comparaison entre les pertes dans les aimants de trois machines de [28] à 6000 tr/min (SPM1 : SPMrep avec aimants frittés, SPM1 machine identique à SPM1 avec aimants liés, SPM_1_Double layer : double couche).

Cet effet peut être amoindri soit par :

- l'utilisation d'aimants liés plus résistif ($20 \mu\Omega\text{m}$) que les aimants frittés ($1.5 \mu\Omega\text{m}$) au prix d'une induction rémanente plus faible
 - l'utilisation de bobinages concentrés double couche dont le spectre harmonique de FMM est moins riche (partiellement compensé par l'existence d'une mutuelle de fuite ce qui induit une zone de défluxage et un facteur de remplissage (isolant pour séparer les bobines de phases différentes dans la même encoche) plus faibles
 - par la coûteuse segmentation des aimants frittés [28]
- création de bruits acoustiques dépendant du choix du pas fractionnaire en raison notamment d'une dissymétrie des efforts radiaux engendrés. Dans ce cas un choix cohérent du nombre d'encoches par pôle et par phase doit être fait. Les EPP de 2/7 et 2/5 constituant en général un bon compromis [27].
 - le facteur de bobinage de l'harmonique de la FMM correspondant à la fréquence de synchronisme du bobinage est plus faible (0.93 à 0.96) qu'un bobinage distribué avec un nombre d'encoches par pôle et par phase et par phase de 1 (facteur de bobinage de 1).
 - un facteur de puissance moindre par rapport à une machine à aimants surfacique du fait de l'augmentation des inductances synchrones
 - une machine possédant un grand ratio diamètre sur longueur d'au moins 4 ainsi qu'un diamètre extérieur du stator important (200 mm) à cause de la nécessité d'avoir un grand nombre de dents et de paire de pôles pour satisfaire les choix optimums de nombre d'encoches par pôle et par phase [27; 29]

Comme les machines à aimants surfaciques à bobinage réparti, la SPMfrac présente également le problème de génération de fortes FEM à haute vitesse en cas de perte de contrôle de l'onduleur.

Cette machine a déjà fait l'objet de plusieurs prototypes et en particulier d'une mise en série au travers de la Honda Insight et Civic 03.

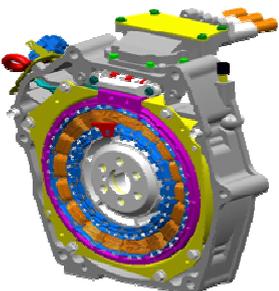
 <p>Civic 03</p>	Couple démarrage	83 Nm (Insight) 108 Nm (Civic 03)
	Couple assistance	50 Nm (Civic 03)
	Puissance générateur	9.2 kW @ 3000 tr/min (Insight) 10 kW (Civic 03)
	Longueur fer / totale	65 mm / 70 mm (Civic Insight)
	Diamètre int. / ext.	- / 250 mm (Civic Insight)
	Poids	19 kg (Insight) 20 kg (Civic 03)
	Tension bus continu	144 V (NiMH)

Figure I-18 : Performances des moteurs des Honda IMA

Ces machines appartiennent au domaine d'application des mild-hybrid et assurent les fonctions de boost, assistance au démarrage et freinage récupératif, mais sont incapables de mouvoir seules le véhicule, à l'inverse de la Prius.

Les caractéristiques de couple vitesse des machines électriques ont été développées pour les moteurs thermiques essence des Honda, un trois cylindres de 1 L de 68 cv pour la Insight contre un i-VTEC 1.3 L 83 cv pour la Civic de 2003.

Ces machines sont localisées entre le CVT (ou la boîte manuelle 5 vitesses) et le moteur thermique et regroupées sous la dénomination de Integrated Motor Assist (IMA).

La machine de l'Insight utilise un bobinage triphasé concentré double couche à dents séparées avec ½ encoche par pôle et par phase (18 encoches stator pour 12 pôles et trois phases). La différence technologique entre les deux générations de machine repose sur [31] :

- au stator : augmentation du facteur de remplissage d'encoches avec un bobinage asymétrique consistant à diminuer l'épaisseur de la couche d'isolant sur le côté intérieur de la dent et à alterner les dents afin d'éviter le recouvrement des bobinages adjacents et nouveau design des trois bus barres en forme d'anneau

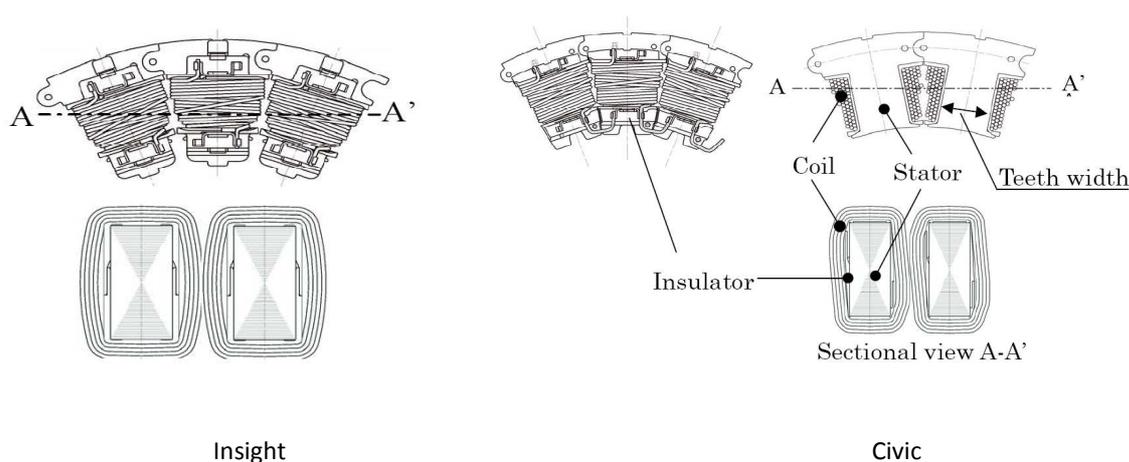


Figure I-19 : Illustration du principe de bobinage asymétrique (à gauche bobinage concentré conventionnel et à droite bobinage asymétrique)

- au rotor : l'acier au carbone S35 assurant la liaison mécanique entre l'arbre et la machine a été remplacé par un matériau de bonne résistance mécanique pour la face en contact avec l'arbre de la

machine électrique et une poudre de fer pour la face en contact avec les aimants. L'assemblage des deux matériaux est obtenu par un process de sinter diffusion bonding. La frette de maintien des aimants a été conservée.

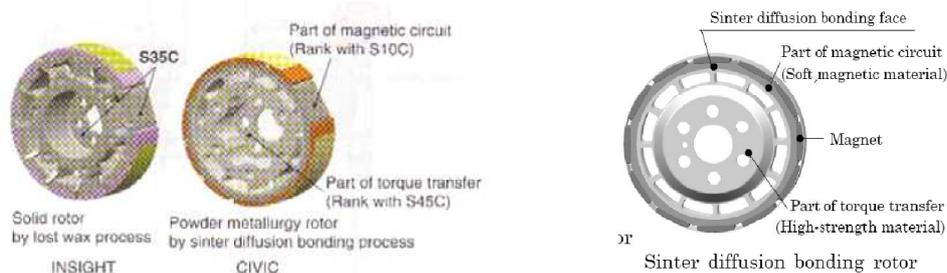


Figure I-20 : Modification du rotor entre les Insight et les Civic

La Civic 03 possède une plage de rendement utile (entre 1500 et 2500 tr/min) supérieure à 92% beaucoup plus étendue que l'Insight attribuable essentiellement à la diminution des pertes joules statoriques par augmentation du coefficient de remplissage. Toutefois, l'écart entre les deux versions de 1 à 2% de rendement pour cette zone de fonctionnement demeure faible, d'autant plus que nous ne disposons pas des conditions de mesures de ces iso-rendements [32].

3.1.3.2 Machine à aimants enterrés (IPM)

Pour ce type de machine, le processus de création de couple est lié à la fois à une interaction du flux produit par l'aimant rotorique Ψ_a et les courants statoriques ainsi qu'au couple réducteur rotorique :

$$C = \frac{3}{2} p (\Psi_{ap} + (L_q - L_d) i_d) i_q \quad \text{Eq. I-2}$$

avec L_d l'inductance d'axe d, L_q l'inductance d'axe q, i_d et i_q , les courants d'axe d et q et Ψ_{ap} le flux dû aux aimants permanents.

Il existe plusieurs variantes de machines à aimants enterrés, que l'on distingue selon la localisation des aimants ou des barrières de flux magnétiques [33] : aimants orthoradiaux segmentés (A), aimants radiaux dit à concentration de flux (B), incliné à une (en V : C ou en U : D) ou plusieurs couches (E), à multi barrières de flux laminé transversalement avec assistance à aimants (F)...

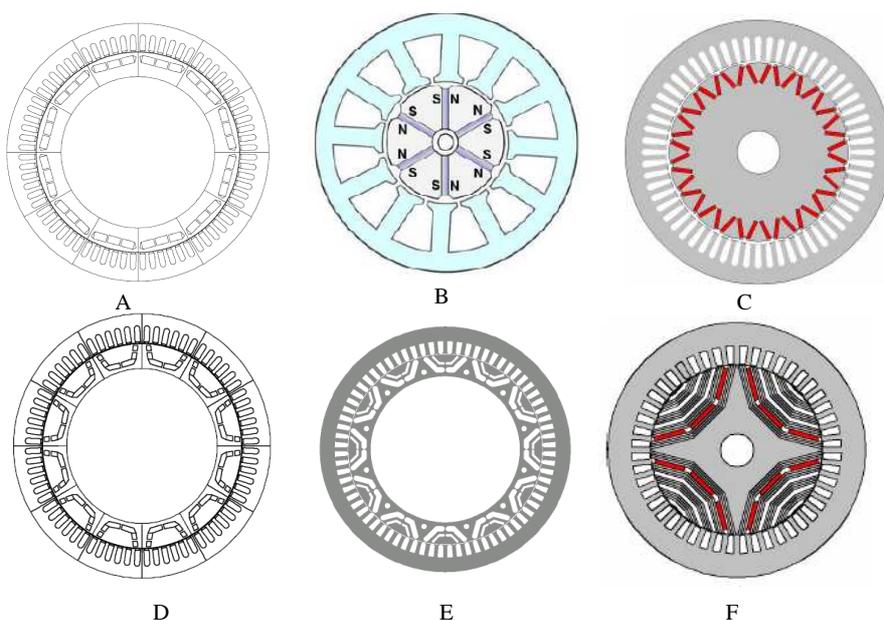


Figure I-21 : A/ Machine à aimants segmentés orthoradiaux, B/ Machine à concentration de flux, C-E/ Machine à multiple barrière de flux, F/ Machine à multi-barrière de flux laminé transversalement

Aux avantages des structures à aimants surfaciques (structure brushless, rendement, couple massique...), s'ajoute la facilité de fixation des aimants dans le rotor ce qui permet le fonctionnement à des vitesses de rotation élevées sans frette supplémentaire. De plus, le risque de démagnétisation des aimants est réduit car ils sont entourés de matériau ferromagnétique et éloignés de l'entrefer. Le matériau ferromagnétique protège également les aimants de la corrosion, des impacts mécaniques et de la poussière. Certaines structures nécessitent des aimants parallélépipédiques (A, C) plus faciles à fabriquer que les aimants en tuile des SPM.

Il est également possible d'utiliser des aimants disposant d'une induction rémanente plus faible (ferrites par exemple) et donc moins coûteux grâce à la concentration de flux (B). Néanmoins la structure B nécessite un arbre amagnétique (ou au moins une bague amagnétique) pour éviter le court circuit magnétique des aimants au niveau de l'arbre ainsi qu'un renforcement de la structure par des tirants ou un design particulier des aimants (comme la gamme de machines HPM de Leroy-Somer), la forme de découpage des tôles diminuant la rigidité de l'empilage.

De plus, les formes des pôles peuvent être arrondies afin d'obtenir une induction d'entrefer totalement sinusoïdale (B, C), favorisant la diminution des ondulations de couple par exemple.

Enfin, ces machines possèdent une plage de défluxage importante, entre 5 à 10 fois la vitesse de base selon le type de machine, du fait même de l'instauration d'un effet de réluctance dans le processus de création de couple.

Néanmoins, le flux de fuite dans les barrières de flux en bout d'aimant, difficilement annulable, vient diminuer le flux d'entrefer de manière beaucoup plus importante que le flux de fuite inter-aimants dans les SPM. Une solution consiste à utiliser dans les barrières de flux des matériaux saturant plus rapidement comme le YEP01 [34].

Les IPM souffrent également des problèmes de génération de FEM élevées à haute vitesse en cas de perte de contrôle de l'onduleur. Ce défaut peut toutefois être amoindri en diminuant le rémanent des aimants et de facto le flux d'entrefer associé et en privilégiant les effets de réluctance dans le processus de conversion d'énergie électrique en mécanique (ou réciproquement), comme dans les structures multicouches (C-F) [35] ou à aimants segmentés (A).

Il existe de nombreuses réalisations de prototypes d'IPM pour machines hybrides comme celle du Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne et de machine équipant un véhicule commercialisé comme la Honda Accord Hybrid 05.

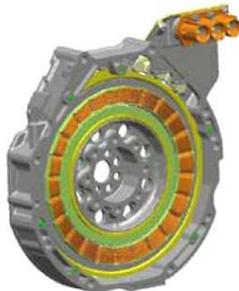
 <p>Accord 05</p>	Couple démarrage	136 Nm
	Couple assistance	Variable (voir graphique)
	Puissance générateur	12 kW
	Longueur fer / totale	68 mm / 70 mm
	Diamètre int. / ext.	- / 255 mm
	Poids	20 kg
	Tension bus continu	144 V

Figure I-22 : Performances de la machine électrique Accord 2005

La machine de l'Accord Hybrid qualifiée de machine annulaire, conserve les principes fondateurs de la gamme des IMA mild-hybrid (Civic 03) mais assiste cette fois un moteur thermique V6 de 3L et 240 cv muni également d'un système à cylindrée variable. On retrouve un stator avec bobinage concentré à pas fractionnaire à denture séparée alimenté par une batterie de 144Vdc. Toutefois, pour le rotor, la frette amagnétique a été remplacée par un matériau ferromagnétique [32].

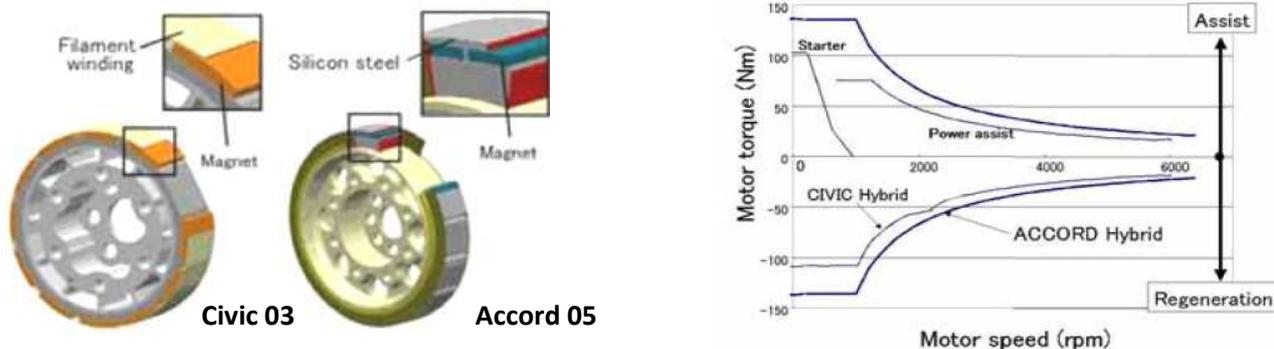


Figure I-23 : Comparaison entre les architectures de Civic et Accord en termes de structure et d'espace couple vitesse

De plus, les aimants implantés au niveau du rotor possèdent une plus grande énergie massique. Le capteur de position des versions précédentes a été remplacé par un résolveur. Le gain annoncé en termes de performance par rapport à la Civic 03 est une augmentation de 1 à 3% de rendement sur l'ensemble de la plage de fonctionnement.

	Couple démarrage	140 Nm
	Puissance générateur**	6 à 8.1 kW (isopuissance)
	Longueur fer / totale	32 mm / 70 mm
	Diamètre int. / ext.	134 mm / 255 mm
	Poids	10 kg (sans arbre ni ailette)
	Tension bus continu	42 V

**la puissance en mode générateur est limitée par les packs batterie et l'électronique de puissance

Figure I-24 : Performances de la MAPI du LEC

La machine dimensionnée au LEC [36] dans le cadre du programme de recherche commun VALEO-LEC, appartient au domaine des applications mild-hybrid. Elle assure les fonctions stop-start et freinage régénératif mais pas d'assistance au moteur thermique pour un encombrement similaire aux IMA de Honda.

Cette machine possède 8 aimants NdFeB disposés transversalement sans concentration de flux, de manière similaire à la Prius 1. Le bobinage statorique est un bobinage réparti avec couplage étoile. Comparé aux machines Honda, le principal challenge réside dans la tension du bus continu de 42 Vdc au lieu de 144 Vdc, particulièrement en mode démarreur mettant en jeu des courants de l'ordre de 550 Aeff.

Avec un refroidissement par ailettes, la machine délivre un couple de 150 Nm jusqu'à 100 tr/min et une puissance de 8.1 kW en mode générateur, pour un rendement supérieur à 90% sur une large plage de fonctionnement.

3.1.3.3 Machine synchrone à rotor bobiné (WRSM)

Comme pour les IPM, le processus de création de couple est à la fois hybride et associé à l'interaction du flux d'excitation commandable par le courant d'excitation et des courants statoriques ainsi qu'aux effets de saillance magnétique du rotor :

$$C = \frac{3}{2}p(\Psi_{\text{exp}}(i_{\text{ex}}) + (L_q - L_d)i_d)i_q \quad \text{Eq. I-3}$$

avec L_d l'inductance d'axe d, L_q l'inductance d'axe q, i_d et i_q , les courants d'axe d et q et Ψ_{ex} le flux d'excitation.

Ces machines bénéficient donc d'une variable de commande supplémentaire par rapport aux machines à aimants : le courant d'excitation. Il permet de faire varier le flux d'excitation et élimine les problèmes de FEM d'amplitude élevée à haute vitesse [22].

De plus, la machine peut fonctionner en redresseur pur en mode générateur, la variable de contrôle de la puissance électrique transmise étant le courant d'excitation.

L'absence d'aimant lui confère finalement une grande zone de défluxage, plus étendue que les SPMrep et que la zone à puissance constante des machines asynchrones.

La machine bénéficie également d'une meilleure puissance massique que les IM sans toutefois atteindre celle des machines à aimants.

L'inconvénient majeur de cette machine réside dans l'utilisation d'un système de transmission d'énergie au rotor comme un système bagues balais qui diminue fortement la durée de vie de la machine et complexifie sa maintenance.

Une solution possible consiste à utiliser un système de transmission d'énergie sans contact au rotor, comme un transformateur tournant [37].

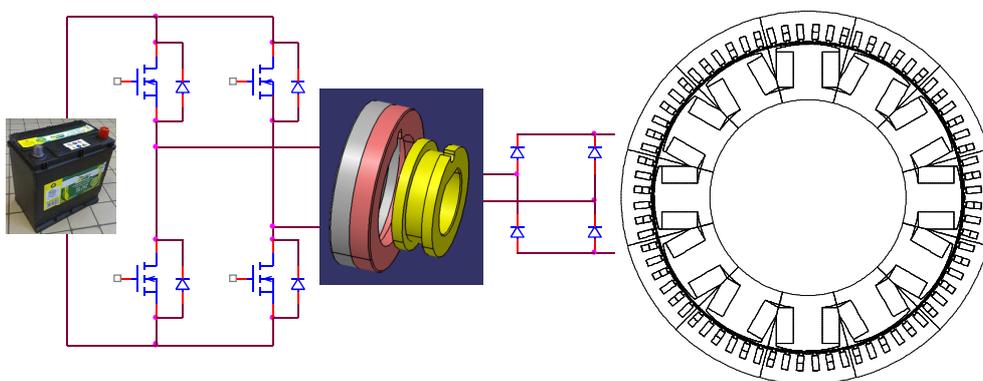


Figure I-25 : Topologie de transformateur tournant avec onduleur primaire et redresseur à diode au secondaire

La présence d'un bobinage au rotor provoque des pertes joules supplémentaires conduisant d'une part à une diminution du rendement de la machine par rapport aux machines à aimants et à un échauffement supplémentaire, d'autant plus que le rotor est difficilement refroidissable.

La machine nécessite, par ailleurs, un hacheur dédié au pilotage du courant d'excitation.

Dans le cadre du programme de recherche commun LEC-VALEO, une WRSM fonctionnant en mode démarreur et assurant le freinage récupératif a été dimensionnée avec un gabarit similaire à celui de la MAPI.

A savoir un encombrement limité à 255 mm de diamètre pour une longueur totale de 70 mm et une tension de bus continu de 42 Vdc. La machine n'assiste pas le moteur thermique.

Le bobinage du stator est un bobinage étoile réparti à pas raccourci (1 encoche). La machine est capable de débiter une puissance de 3kW dès 900 tr/min et plus de 6.5 kW à partir de 3000 tr/min. Les rendements dépassent les 70% à partir de 2.5 kW et culminent à 80% sur une large plage de fonctionnement, ce qui est 11% de rendement de moins qu'une MAPI (91%) dimensionnée pour un cahier des charges identique. Cette différence est notamment imputable à l'alimentation de l'excitation de la WRSM pouvant atteindre 600W.

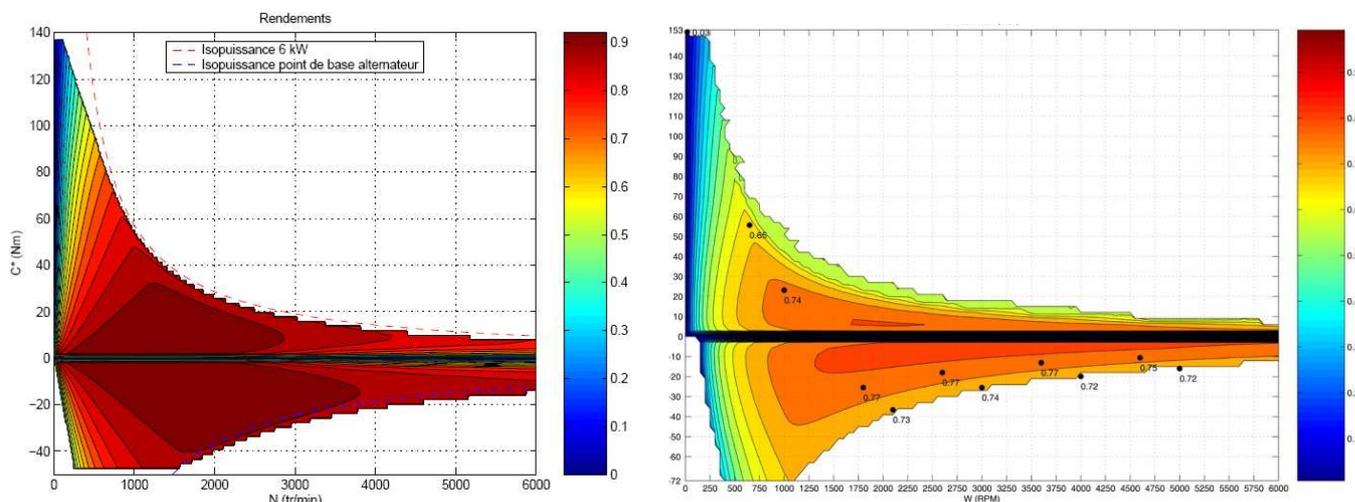


Figure I-26 : Cartographie du rendement de la WRSM développée au LEC (gauche) et de l'IPM (droite) les points représentent les mesures de rendement

	Couple démarrage	45 Nm (démarrage en 300 ms)
	Puissance générateur	2.5 kW
	Longueur fer / totale	80 mm / 140 mm
	Diamètre int. / ext.	20 mm / 150 mm
	Poids	7 kg
	Tension bus continu	14 Vdc

Figure I-27 : Performances d'une version de la StARS de VALEO

De même, la machine à griffes à rotor bobiné avec aimants intergriffes de VALEO dénommée StARS est une application altemo-démarreur séparé (transmission de type courroie). Cette structure peut également être classée dans la catégorie des machines radiales à double excitation (du fait de la présence d'aimants intergriffes) voire dans les machines à flux transverse (en raison du trajet du flux principal) [16].

La StARS fonctionne en démarreur et alternateur uniquement, c'est-à-dire sans freinage récupératif ni assistance au moteur thermique. Elle appartient à la catégorie des applications micro-hybrides avec une puissance en générateur de 2.5 kW. Cette machine est très peu invasive, ne nécessite pas une délocalisation du bloc thermique et est par ailleurs alimentée par une tension batterie de 14 Vdc. Au vue des contraintes, la machine offre un bon rendement de 75% à plus de 80% sur une large plage de fonctionnement.

3.1.3.4 *Machines à réluctance variable (MRV)*

Les machines à réluctance variable inventées en 1842 par Davidson/Paterson [38] sont basées sur un principe de production de couple purement réluctant, facilitant de la sorte le fonctionnement en régime défluxé, avec des profondeurs de défluxage de l'ordre de 10 voire 20.

$$C = \frac{3}{2}p(L_q - L_d)i_d i_q \quad \text{Eq. I-4}$$

avec L_d l'inductance d'axe d, L_q l'inductance d'axe q et i_d et i_q les courants d'axe d et q.

Deux types de machines se distinguent selon le positionnement des saillances :

- machines à double saillance statorique et rotorique qualifiées de MRVDS et alimentées par des créneaux de courant ou des courants sinusoïdaux
- machines à saillances rotoriques qualifiées de machine synchro-réductante (MSsyn) avec un stator à bobinage réparti identique à une machine à aimants ou une machine asynchrone

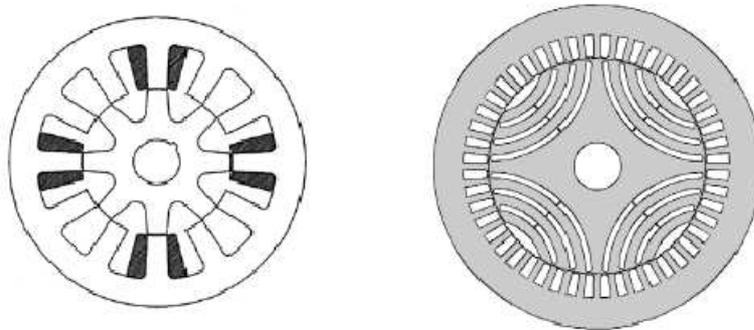


Figure I-28 : Machine à réluctance variable à double saillance (gauche) Machine synchro réductante (droite)

Le rotor passif des MRV favorise le fonctionnement à haute vitesse de ces machines Brushless ainsi qu'à température élevée.

En effet, l'essentiel des pertes se concentre au niveau du stator beaucoup plus facilement refroidi.

De plus, elles ne sont pas sujettes au problème de démagnétisation des aimants.

Ces machines possèdent également une faible inertie (pas de source de production de flux magnétique aimants ou bobinage).

Toutefois, les ondulations de couple inhérentes aux saillances magnétiques de ces machines sont importantes, particulièrement pour une alimentation en créneaux de courant dans le cadre des MRVDS.

De plus, ces machines (MRVDS, MSsyn) possèdent un facteur de puissance moyen et sont soumises à des problèmes de vibrations et de bruits acoustiques.

De fortes ondulations de courant sur le bus continu ou au niveau de l'organe d'entrée de l'onduleur sont observées pour les MRVDS, ce qui risque de perturber le fonctionnement des organes auxiliaires du véhicule.

Finalement, la fabrication de certaines MSsyn multicouches laminées axialement est coûteuse et complexe de part l'empilage des couches de matériaux ferromagnétiques et de barrière de flux. A l'inverse le rotor des MRVDS est relativement simple et bon marché.

3.1.3.4.1 Machines à réluctance variable à doubles saillances (MRVDS)

Les machines à doubles saillances bénéficient d'un rotor de construction aisée et relativement peu coûteux. De plus, le bobinage statorique, de type concentré permet d'une part de diminuer la longueur des têtes de bobine et de facto les pertes joules et d'autre part de faciliter le bobinage tout en augmentant le facteur de remplissage.

Les inconvénients majeurs de ce type de machines résident dans les fortes ondulations de couple, des bruits acoustiques et également les ondulations de courant du bus continu (même en alimentation sinus).

	Couple démarrage	60 Nm
	Puissance générateur	4.3 kW @ 3000 tr/min 78% 5.5 kW @ 5000 tr/min 75 %
	Longueur fer / totale	78.4 mm / -
	Diamètre int. / ext.	20 mm / 137 mm
	Poids	7 kg
	Tension bus continu	42 V

Figure I-29 : Caractéristiques de la MRV 12/8 du SATIE

Le SATIE a prototypé une machine 12/8 pour une application de type ADS comme la StARS VALEO, c'est-à-dire avec un système de transmission de type poulie courroie avec un rapport de l'ordre de 2 à 3 assurant la transmission de puissance entre le moteur thermique et la machine [38]. Cette machine appartient aux applications de type mild-hybrid avec un mode start-stop et freinage récupératif. L'encombrement de la machine correspond environ à celui des alternateurs VALEO actuel (gamme TG) avec toutefois une alimentation en 42Vdc.

Le rotor de la machine, 8 dents, est monté sur un arbre de 20 mm cannelé. Il présente la particularité d'être réalisé avec un paquet de tôles collées de sorte à éviter l'effet de cage d'écureuil provoqué par un soudage axial des tôles entre elles. La tenue mécanique est renforcée par l'ajout de deux flasques en aluminium en face avant et arrière. Le rotor dispose également de deux ventilateurs.

En mode générateur, pour une vitesse de 2500 tr/min soit 600 tr/min au dessus de la vitesse à laquelle la machine est censée commencer à débiter, l'ondulation de courant du bus continu est de 120 A pour un courant moyen est de -18 Adc en mode générateur [38].

3.1.3.4.2 Machines à simple saillance ou synchro réluctante (MSsyn)

Ces machines sont dotées d'un stator à bobinage réparti similaire à celui des machines asynchrones ou synchrones et un rotor saillant. Les performances de ces machines sont inhérentes au rapport de saillance (ratio entre les inductances d'axe d et q) qui doit être le plus élevé possible à tel point que Haataja [19] en propose une classification sur ce critère (Figure I-30) :

- la machine à pôle saillant rotorique unique, avec un rapport de saillance de 2 à 3 est réservée aux faibles diamètres ou aux machines à faible coût
- machine laminée transversalement (TLA) dont le rotor est fabriqué de manière similaire aux IPM, à partir de tôles fer silicium dans lesquelles les barrières de flux sont découpées par poinçonnage ou découpe laser. La tenue mécanique de la machine impose la création de ponts magnétiques au voisinage de l'entrefer. Les TLA des rapports de saillances supérieurs à 10 en fonction du nombre barrières de flux.
- machine laminée axialement (ALA), pour laquelle les parties magnétiques sont superposées (empilage) à des parties amagnétiques jouant le rôle de barrières de flux. Des aimants peuvent être insérés dans les barrières de flux afin d'améliorer leur facteur de puissance et leur rendement. Cette structure possède également des rapports de saillance en général supérieurs aux TLA du fait de l'absence de pont magnétique à l'extrémité des barrières de flux. Toutefois, elles demeurent beaucoup plus coûteuses à fabriquer que les TLA.

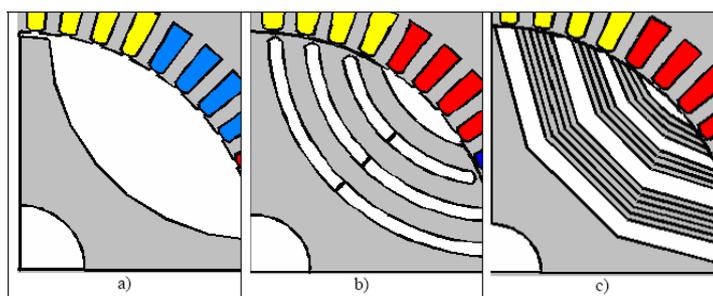


Figure I-30 : (a) machine à simple saillance, (b) machine laminée transversalement (TLA), (c) machine laminée axialement (ALA)

Raminosa dans [39] démontre que pour les mêmes pertes joules, le même stator et le même état de saturation, et à température ambiante (température d'air de 25°C) la MSsyn fournit plus de puissance qu'une machine asynchrone mais que cette dernière possède en général un facteur de puissance légèrement supérieur. A titre d'exemple, une machine asynchrone de 11 kW dispose d'un facteur de puissance de 0.87 tandis qu'il est de 0.85 pour une machine synchro-réductante équivalente [19]. L'ensemble de ces atouts ajoutés à un meilleur rendement font de la MSsyn un concurrent des machines asynchrones, particulièrement pour des alterno-démarrateurs haute vitesse et/ou haute température de part la robustesse de son rotor et l'absence de bobinage rotorique difficilement refroidissables. Ces machines peuvent être pilotées sans capteur de position en raison d'un mode de fonctionnement synchrone et la grande différence entre les inductances d'axe d et q (en absence de forte saturation).

La machine synchrone à aimants à pôles lisses à température ambiante est de loin supérieure à la machine synchro-réductante en termes de couple et de facteur de puissance. La MSsyn étant également sujette à de fortes ondulations de couple (20% du couple de base [19]), des bruits acoustiques et des vibrations.

Toutefois, la MSsyn (TLA) reste moins chère à fabriquer (absence d'aimants). De plus, elle n'est pas limitée en courant par le risque de démagnétisation des aimants et peut en outre fonctionner à des températures élevées. Enfin, elle présente un meilleur comportement en court-circuit que la machine à aimants, ne serait que par l'absence d'excitation.

La recherche bibliographique n'a pas révélé d'alterno-démarrateurs utilisant ce type de machine, même si la TLA semble être le seul candidat économiquement viable pour cette application.

3.1.3.5 Machine à commutation de flux (FSPM) et retournement de flux (FRPM)

Les machines à commutation de flux (FSPM) sont relativement récentes : [40] relate une première machine fonctionnant en générateur datant de 1955. Elles combinent une machine à réluctance variable avec un rotor présentant des saillances magnétiques et une machine à aimants avec des aimants à aimantation orthoradiale et alternée, insérés dans chacune des dents du stator. Le stator est en général constitué de circuits magnétiques en C (C-core) maintenus par une frette amagnétique [41] même si une solution en tôles Fer-Silicium laminées est possible [42].

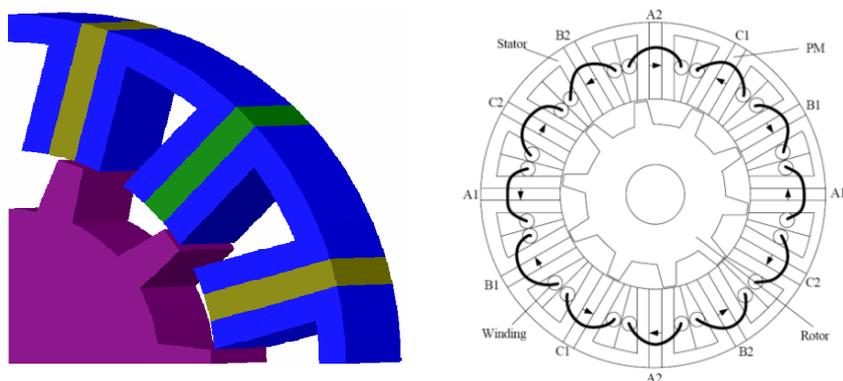


Figure I-31 : Coupe d'une machine à commutation de flux en version 3D et 2D

La machine tente de combiner les avantages des machines à réluctance variable et à aimants enterrés. En effet, le rotor est passif (sans excitation) et robuste ce qui rend cette machine brushless. Le rotor est réalisé à moindre coût et autorise des vitesses de rotation élevées, même si l'augmentation de la vitesse de rotation peut engendrer un effet sirène (fort bruit acoustique) si le rotor n'est pas mécaniquement lisse. Les bobinages du stator sont de type concentrés, ce qui laisse présager de faibles pertes joules statoriques en raison de la faible longueur des chignons et d'un bon facteur de remplissage avec des dentures facilement bobinables. Enfin, les aimants placés au stator fonctionnent en concentration de flux, permettant l'utilisation d'aimants avec une induction rémanente plus faible comme des ferrites. De plus, les aimants sont plus facilement refroidissables par un fluide frigorigère quelconque.

En termes de performances, Pang [43] compare une FSPM de type 12-10 (12 dents statoriques et 10 plots rotoriques) avec une IPM à bobinage concentré à aimants en V de 100 W à 400 tr/min. A encombrement et densité de courant équivalents, les FSPM présentent 10 % de couple en plus que les IPM et offrent une plage de défluxage légèrement supérieure. Toutefois, les résultats annoncés sont à relativiser avec le fait que les machines présentées ne sont pas optimales.

Toutefois, les FSPM présentent d'importantes ondulations de couple (en l'absence de skewing du rotor) et sont sujettes également au bruit acoustique, aux vibrations et à un facteur de puissance relativement bas. De plus, la proximité des bobinages statoriques avec les aimants permanents soulève des questions de thermique.

Comme les FSPM, les FRPM est à la base une machine à réluctance variable à double saillance avec des aimants insérés au stator à la manière des SPM à rotor extérieur. Toutefois, les aimants sont montés à la surface des dents statoriques avec une polarité alternée afin de produire un retournement de flux dans les pôles du stator. La largeur des pôles rotoriques est égale à la moitié de la largeur des dents.

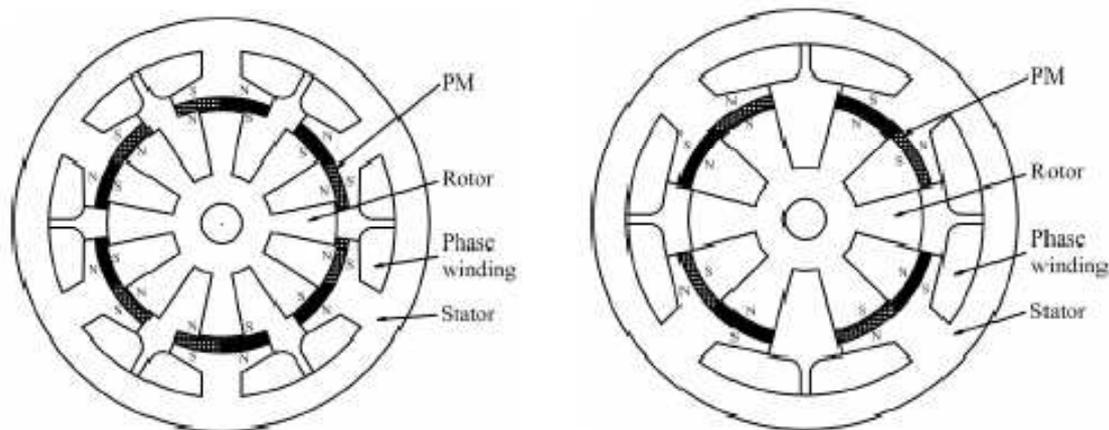


Figure 1-32 : Coupe d'une machine à retournement de flux

Les performances de ce type de machine sont semblables à celles des FSPM, sauf que cette structure présente une meilleure puissance massique pour de grands diamètres statoriques et que le positionnement des aimants en surface des dents conduit à une augmentation de la hauteur d'entrefer [44].

La recherche bibliographique n'a pas révélé des machines FSPM ou FRPM dédiées à des applications de type ADI ou ADS. Ce type de machines étant pour le moment cantonné au stade de prototypes de laboratoire.

3.1.3.6 Les machines à double excitation (MSDE)

La dénomination de machines à double excitation renvoie au fait que le flux d'excitation est produit par deux types d'excitation magnétique une par aimants et une par bobines. Ces machines tentent d'allier les avantages des machines à aimants (rendements élevés, puissance massique) à ceux des machines à excitation bobinée (souplesse de contrôle du flux d'excitation).

Selon Amara, l'apport de la double excitation est de deux ordres, elle améliore premièrement les capacités de défluxage à travers le contrôle du flux d'excitation. Elle permet donc d'élargir la zone de fonctionnement à puissance constante tout en gardant des machines avec une réaction magnétique d'induit très faible. Le facteur de puissance des machines s'en trouve de facto amélioré. Ensuite, elle favorise le calage des zones de rendement optimal sur les zones de l'espace couple vitesse les plus sollicitées [45].

Amara [46] propose une classification des MSDE basée sur l'agencement des sources d'excitation :

- Les machines à excitation série
- Les machines à excitation parallèle

3.1.3.6.1 Machines à excitation série (MSDEs)

Pour ce type de machines, le flux de l'excitation bobiné suit le même chemin que celui des aimants. De ce fait, les bobines d'excitation voient une réluctance magnétique élevée, liée à la faible perméabilité relative des aimants, ce qui réduit considérablement l'efficacité du défluxage. De plus, l'injection d'un fort courant dans les bobinages risque de chauffer les aimants voire de les désaimanter.

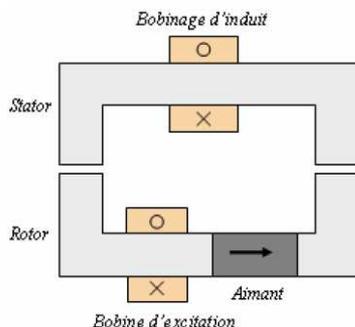


Figure I-33 : Schéma de principe d'une machine à excitation série

Ensuite, les bobines servent en général à augmenter et diminuer le flux ce qui implique un convertisseur réversible en courant, (même si on peut concevoir une machine nécessitant seulement un défluxage auquel cas le convertisseur est unidirectionnel).

Néanmoins, la réduction du flux dans l'entrefer et même dans le fer est effective, localement et de facto globalement. Pour un modèle du premier harmonique, les pertes fer vont donc a priori baisser.

Le bobinage d'excitation peut soit être placé au rotor comme pour la BEGA (biaxial excitation generator for automobiles) de Boldea [47] ce qui implique la nécessité de contacts glissants ou reportés au stator comme la DSPM 4/6 de Léonardi [48].

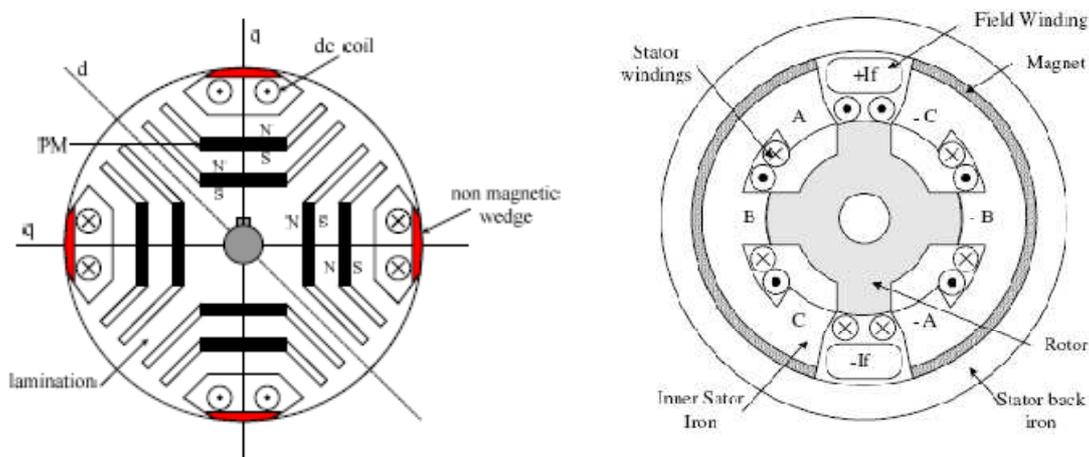


Figure I-34 : Rotor de la BEGA de Boldea (gauche) et machine à doubles saillances avec contrôle de flux de Léonardi DSPM 4/6 (droite)

La BEGA, originellement dimensionnée en mode alternateur pur [47], est présentée comme un alerno-démarrreur de 3 kW en 42Vdc avec un gabarit proche de celui des alerno-démarrreur séparé de type StARS (diamètre du paquet de tôle de 164 mm pour une longueur de 88 mm) et un rendement maximum de 80 %. La machine est issue d'un croisement entre une IPM à double couche et une WRSM. Toutefois, sa vitesse maximale de 9000 tr/min pour deux paires de pôles est peu compatible avec un entraînement par courroie induisant un rapport de réduction de 2 à 3 (soit une vitesse maximale de 12 000 à 18 000 tr/min).

Cette machine présente la particularité d'utiliser une commande vectorielle lui permettant théoriquement de fonctionner avec un facteur de puissance unitaire aussi bien en mode moteur que démarreur [49].

3.1.3.6.2 Machines à excitation parallèle (MSDEp)

Le flux d'excitation et celui des aimants ne suivent pas le même trajet pour les MSDEp. Le flux d'excitation ne traverse que partiellement les aimants ce qui minimise les risques de désaimantation d'une part mais ne permet pas d'annuler localement l'induction dans le fer de la machine contrairement aux machines série. Il existe une pléthore de machines à double excitation parallèle, dont nous décrivons les principales structures utilisables pour une application alerno-démarrreur. Les références [46], [50] et [45] détaillent de manière exhaustive l'ensemble des topologies existantes.

Pour la première structure (Figure I-35), les aimants et les bobinages d'excitation sont au rotor. Sans alimentation de la bobine d'excitation les aimants sont court-circuités au rotor et peu de flux parvient au stator. En injectant un courant dans la bobine du rotor une force magnéto-motrice (FMM) se crée dans le rotor s'opposant à la circulation du flux de l'aimant. L'aimant et la bobine, dans ce cas, font circuler vers le stator leur flux, celui-ci augmente avec l'augmentation du courant d'excitation jusqu'à saturation du circuit magnétique.

L'aimant permet ainsi de diminuer (ou « d'orienter ») le flux de fuite de la bobine comme pour une machine à griffes à aimants intergriffes de type alternateur ou StARS VALEO (voir paragraphe 3.1.3.3 pour les caractéristiques) [51].



Figure I-35 : Schéma de principe d'une structure à double excitation parallèle de type 1 et rotor de machine à griffe

Une seconde structure consiste en la mise en parallèle de deux machines : à aimants et/ou à rotor bobiné. Les machines sont séparées par un pont amagnétique.

Par exemple, la machine CPPM (Consequent Pole Permanent Magnet) de Tapia met en parallèle deux rotors de machines disposant d'aimants aimantés radialement alternés (« consécutifs ») avec des pôles magnétiques. Les deux rotors sont déphasés d'un pas polaire.

L'enroulement d'excitation se situe au stator dont les dents sont en tôles Fer-Silicium laminé tandis que la culasse extérieure est en matériau massif. Le bobinage statorique est un bobinage triphasé réparti.

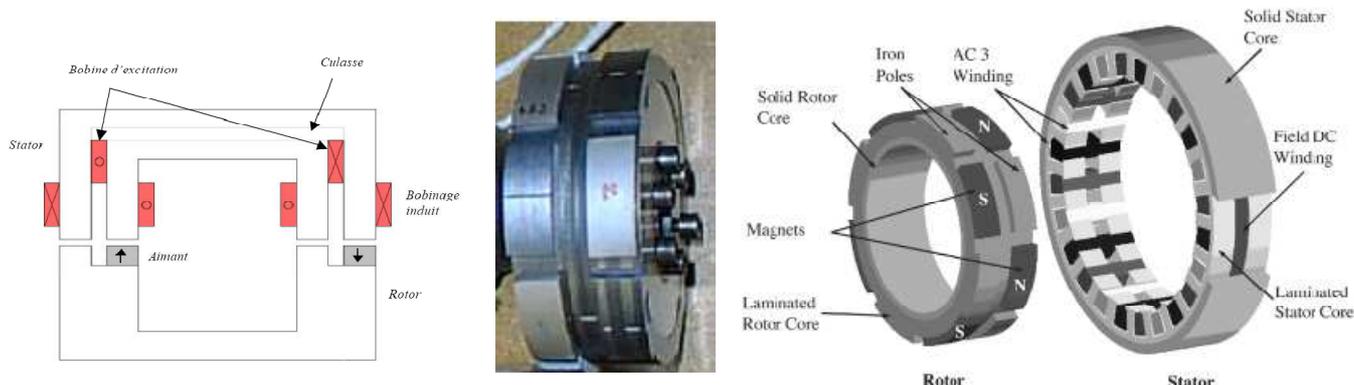


Figure 36 : Schéma de principe d'une structure à double excitation parallèle de type 2 (gauche) et la machine de Tapia développée pour Ford (centre et droite)

La machine permet de réduire le flux d'entrefer sans démagnétiser les aimants, car la réduction du flux d'entrefer se fait dans les pôles magnétiques. En effet, en absence de courant d'excitation, le flux dans la machine est dû aux seuls aimants, et comme leur magnétisation est consécutive, le trajet du flux dans la culasse statorique est oblique. En absence d'aimants, le trajet du flux d'excitation dans l'entrefer empreinte un chemin similaire.

En présence de courant d'excitation négatif de sorte que les flux d'excitation et le flux des aimants se retranchent, le flux traverse le stator de manière axiale.

En inversant le sens du courant, les flux s'additionnent. Dans ce cas, le flux traverse le stator de manière azimutale.

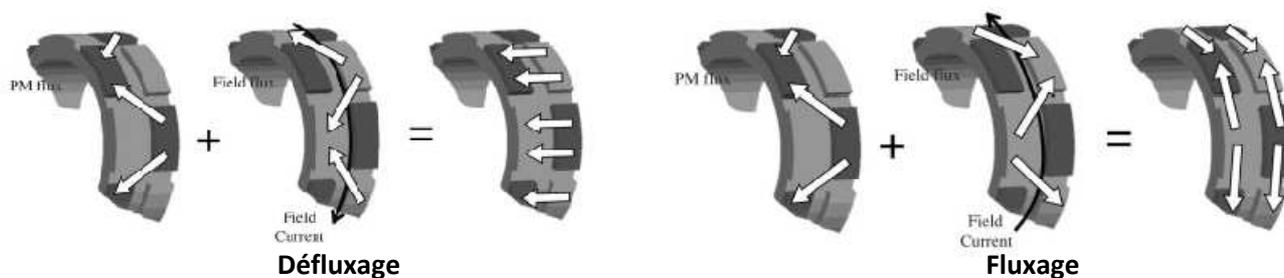


Figure I-37 : Principe d'un fonctionnement en mode défluxé (gauche) et fluxé (droite)

L'inconvénient majeur de cette machine réside dans l'augmentation des pertes fer lors du défluxage, la machine ne permettant pas d'annuler localement le flux dans le fer qui empreinte par ailleurs un cheminement 3D. De plus, comme une partie de la longueur axiale est utilisée pour loger la bobine d'excitation, la longueur active de la machine s'en trouve diminuée et de facto ses performances [46]. En effet, la surface d'entrefer associée au bobinage d'excitation statorique ne participe pas à la production de couple. Enfin, la présence d'une culasse extérieure pour canaliser le flux du bobinage d'excitation augmente sensiblement le poids de la machine.

La machine de Tapia possède le gabarit d'un ADS avec un diamètre de 168 mm et une longueur du paquet de tôles de 40 mm. La machine à 4 paires de pôles a été dimensionnée en mode générateur pur pour Ford avec une puissance de 3kW. Les ampères tours du bobinage d'excitation sont relativement réduits selon le concepteur.

Une troisième topologie repose, pour une cellule élémentaire, sur la succession d'un pôle bobiné, d'un pôle à aimants et de deux pôles intermédiaires assurant le retour du flux. Les aimants peuvent être surfaciques enterrés ou à concentration de flux. En l'absence d'excitation du bobinage rotorique, la cellule présente une paire de pôles au rotor. L'injection d'un courant rotorique positif produit dans le pôle bobiné un flux de même signe que celui produit par l'aimant. Les lignes de flux de l'aimant dans ce cas ne se rebouclent qu'à travers les pôles conséquents, il en est de même pour le flux du pôle bobiné. La cellule présente deux paires de pôles. Le flux total vu par le bobinage statorique se voit alors augmenté. L'injection d'un courant négatif permet de défluxer la machine.

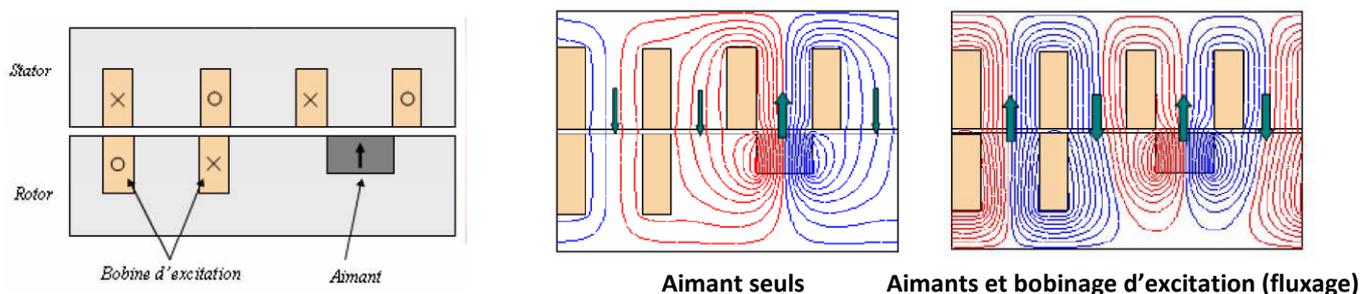


Figure I-38 : Schéma de principe de la troisième topologie (gauche) trajet de flux en l'absence d'excitation rotorique (centre) et avec un courant rotorique droite)

Une étude détaillée de cette structure développée chez VALEO est présentée dans [8]. Cette machine possède des bobines d'excitation rotorique ce qui implique des contacts glissants au rotor ou un système de transmission d'énergie sans contact. De plus, l'alimentation de la bobine rotorique est bidirectionnelle si l'on souhaite profiter des fonctions de fluxage et défluxage.

Enfin, la combinaison d'un nombre de pôles magnétiques rotoriques variables avec le nombre fixe de pôles de la réaction magnétique d'induit engendre des harmoniques d'espace responsables de pertes fer non négligeables voire d'ondulation de couple.

Le prototype de Takorabet est dimensionné comme un générateur avec un stator d'alternateur automobile et dédié à une application de type ADS. La machine débite 230 Adc à 18 000 tr/min pour une tension de 13.5 Vdc soit une puissance de 3.1 kW. Elle possède de moins bonnes performances que la machines à griffes à aimants intergriffes (structure 1) en raison notamment de l'augmentation des pertes fer, des pertes d'excitation [8]. Cette machine est, selon l'auteur, utilisable en alerno-démarrreur.

La dernière structure consiste à utiliser une topologie de machine à aimants (IPM, FSPM), comme celle de la Prius par exemple, et d'ajouter en parallèle au stator ou au rotor un bobinage d'excitation coaxial [46]- [47].

Par exemple, la machine de Hsu (brevet US 7,129,611) [47] combine une machine à aimants enterrés double couche avec deux bobinages d'excitation fixes mais placés au rotor. Cette machine est donc brushless.

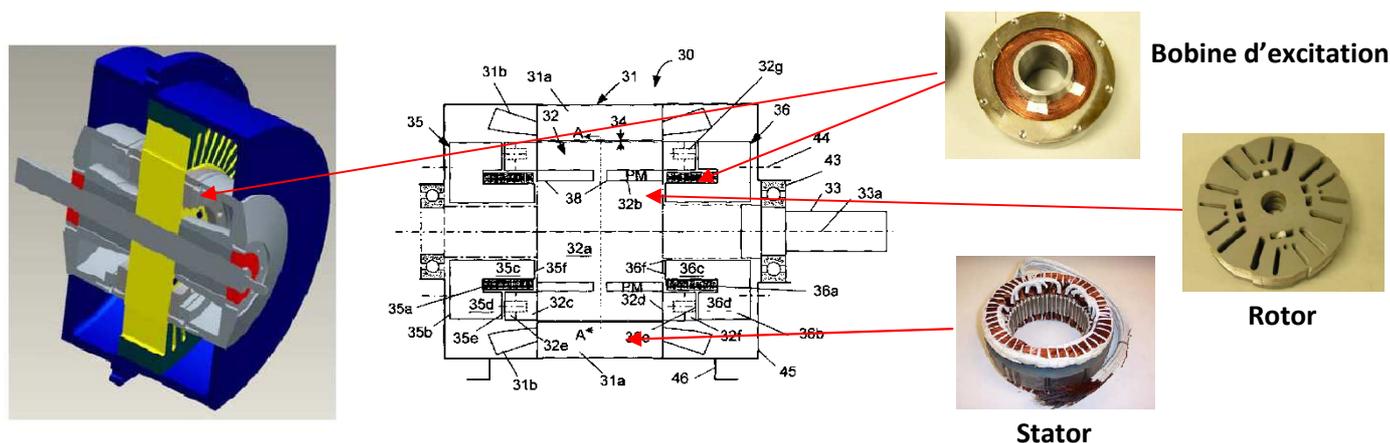


Figure I-39 : Schéma de principe de la machine de Hsu

La machine de Hsu est un moteur rapide (16 000 tr/min) utilisant un rotor similaire à celui de la Prius II dont elle se veut un concurrent, tant en terme de gabarit (diamètre extérieur de 260 mm) que de performances (33 kW à 16 000 tr/min). Le bobinage d'excitation est rendu fixe par un logement magnétique massif supplémentaire placé au niveau du rotor. Cette machine haute vitesse présente un couple de 100 N.m à 3000 tr/min pour un facteur de puissance faible de 0.5 et un rendement de 87%.

3.2 Les machines à flux transverse (MFT)

Cette topologie de machine dont les premiers brevets allemands sont datés de 1904 et 1934 est très peu utilisée dans l'industrie automobile (sauf si l'on considère que les alternateurs à griffes sont des machines à flux transverse). Tel que décrit dans la figure ci-dessous, la structure de base d'une phase d'une MFT possède un bobinage en forme d'anneau dans lequel circule un courant parallèle à la direction de rotation de la machine, correspondant à une phase. Une machine triphasée comporte donc trois structures mises en parallèle. Le stator est composé en général de C-core. Deux rangées d'aimants permanents avec une polarité radiale alternée sont disposées sur la périphérie du rotor [15].

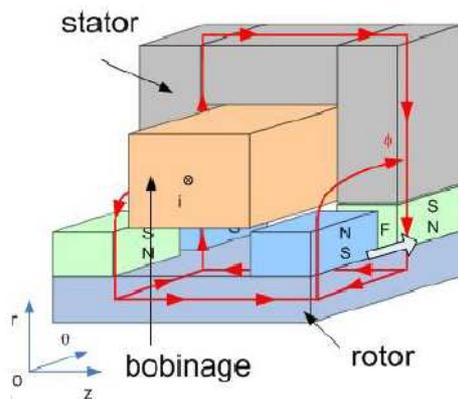


Figure I-40 : Schéma de principe d'une phase d'une structure de MFT

La particularité de cette topologie réside dans le fait que, grâce au découplage des circuits magnétique et électrique, la diminution du pas polaire de la machine n'entraîne pas la réduction de la fenêtre de bobinage ce qui n'est pas le cas des machines conventionnelles. Cette configuration permet ipso facto d'obtenir des densités de puissance par unité de volume jusqu'à trois fois supérieures à celle d'une machine asynchrone à flux radial, ce qui constitue le plus gros avantage de ces machines. Les autres avantages sont les suivants [15] :

- La section de bobinage est plus importante et de réalisation aisée avec un bobinage global (absence de tête de bobine) et le coefficient de remplissage peut atteindre 0.8
- Il est possible de réaliser des machines à pas polaire relativement faible et par conséquent à densité de force élevée, tout en conservant une force magnétomotrice statorique élevée
- Il y a peu d'interactions entre les phases de la MFT ce qui simplifie le contrôle et améliore la robustesse de la machine en cas de défaillance d'une phase

Cependant, cette topologie souffre de nombreux inconvénients [15] :

- Le facteur de puissance d'une MFT est faible en général de l'ordre de 0.35 à 0.55 en raison d'une grande réactance et d'une force électromotrice relativement faible. Cet inconvénient se traduit par un surdimensionnement du convertisseur.
- L'augmentation de la charge linéique et donc du couple massique se traduit par une augmentation du nombre de paires de pôles et de facto des pertes fer.
- La nature tridimensionnelle du flux dans la machine impose l'utilisation de matériaux isotropes comme les poudres de fer possédant notamment une perméabilité et une induction à saturation inférieure aux tôles fer-silicium laminées.
- La construction de certaines machines est particulièrement délicate et chère en raison du grand nombre d'aimants et de l'assemblage des C-cores. Par ailleurs, l'emploi de concentrateurs de flux peut réduire la robustesse mécanique de la machine si aucune précaution n'est prise.
- Certaines structures engendrent des couples fortement pulsatoires

Il existe deux grands types de machines à flux transverse :

- Les MFT à aimants montés en surface
- Les MFT à concentration de flux

L'essentiel des machines développées pour la traction sont des machines fort couple (200 Nm) basse vitesse (1000 tr/min) :

	Vitesse nominale	Nombre de paires de pôles	Fréquence de fonctionnement	Rendement
Prototype de MFT de 75 kW pour un VE [VIO].	570 rpm	22	209 Hz	0,976
Prototype de MFT de 25 kW à attaque directe pour un VE [VIO].	600 rpm	40	400 Hz	0,94
MFT de 55 kW type « moteur roue » pour un tram [BLI].	240 rpm	40	160 Hz	/
MFT Z28 90 kW/1000 Nm de Voith pour la traction électrique [LAN1].	850 rpm	28	400 Hz	> 0,9
MFT 20 MW de Rolls-Royce pour un navire à propulsion électrique [MIT].	180 rpm	65	195 Hz	> 0,98
MFT 6,4 kW pour un aérogénérateur de 0,5 m de diamètre [WEH4].	195 rpm	72	234 Hz	> 0,9

Figure I-41 : Caractéristiques de quelques machines à flux transverse [15]

Toutefois, Lundmark [16] dispose d'un prototype de machine à flux transverse à griffes de 800 W avec un rotor à aimants placés en position de concentration de flux pour une application de type servomoteur. La machine a 20 paires de pôle pour une vitesse maximale de 3000 tr/min et un diamètre extérieur de 115 mm pour une longueur de 80 mm. La machine fournit un couple volumique de 1.25 Nm/kg ce qui est plus faible que ce que l'on peut escompter de cette topologie.

Ce résultat est le fruit d'un compromis entre le couple massique, le facteur de puissance supérieur à 0.8 au point de base (minimisation des fuites magnétiques) et le coût matière estimé à 10 €. La machine pèse 2 kg (parties actives seules) pour un couple de 2.5 Nm.

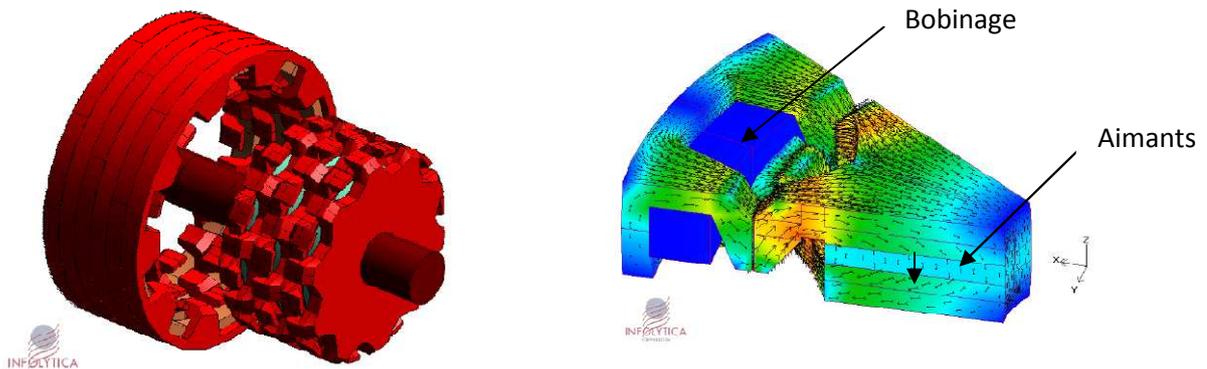


Figure I-42 : Prototype de MFT à griffes de Lundmark (Mark 1)

3.3 Machines à flux axial (AFM)

L'histoire des machines électriques démontre que la première machine électrique inventée par Faraday en 1821 a plus ou moins la forme d'une machine à flux axial. Toutefois, il a fallu attendre la fin des années 1970 pour que les machines axiales donnent lieu à de nouvelles études ou brevets [21]. Le principal avantage de ces machines réside dans leur faible longueur et leur fort couple massique ce qui les rend particulièrement intéressantes dans les applications intégrées. Ensuite, elles disposent d'entrefer plan facilement ajustable et se prêtent bien à une mise en parallèle (structure de type deux stator et un rotor). Enfin, certaines structures disposent d'une faible inertie (rotor peu épais). Toutefois, ces machines sont encore peu présentes dans les applications AD en raison de problèmes mécaniques de maintien des hauteurs d'entrefer sur certaines machines et du choix de matériaux isotropes, le chemin de flux étant en général tridimensionnel.

Toutes les topologies de machines radiales peuvent être transposées en machines axiales en conservant leurs principales caractéristiques (avantages, inconvénients). Néanmoins, le présent chapitre se limitera aux seules machines synchrones à aimants et asynchrones, les plus aptes à répondre aux besoins des alternateurs.

3.3.1 Machines asynchrones (AFIM)

Cette topologie détient les mêmes inconvénients que les machines asynchrones radiales, à savoir un faible facteur de puissance, des pertes joules rotoriques importantes et un faible couple massique comparé aux structures à aimants.

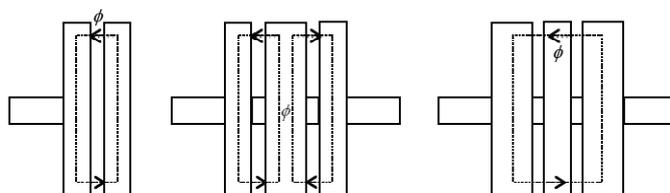


Figure I-43 : Topologies d'AFIM a) simple rotor stator, b) un stator deux rotors, c) deux rotors et un stator

Dès les premières études de ces machines dans les années 1970, les machines à un stator et un rotor sont sujettes à de fortes forces d'attraction magnétiques stator-rotor exercées sur un seul côté de la machine, impliquant un rotor plus épais et l'utilisation de roulements spécifiques. Une structure de type sandwich (deux rotors ou deux stators) apparaît comme beaucoup plus viable [52]. A noter que certains fabricants contournent cette difficulté en diminuant la force d'attraction magnétique (rotor-stator) par l'ajout d'un disque en matériau magnétique laminé (pièce 7 sur la figure ci-dessous).

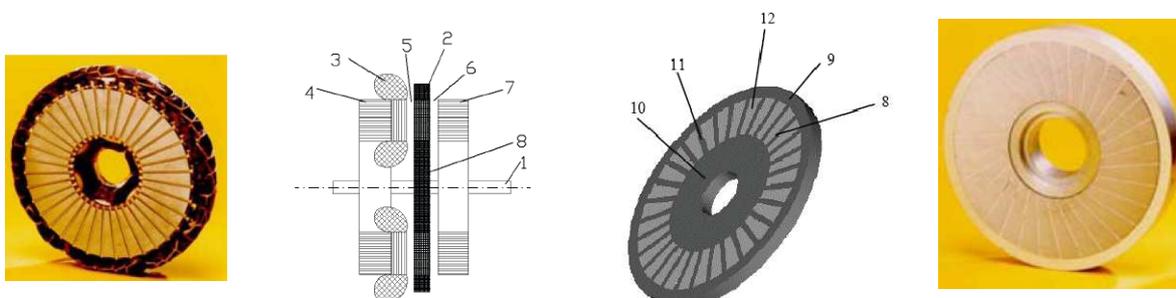


Figure I-44 : Brevet AXCO machine entière et rotor de 2004 [53]

Par ailleurs, la machine à stator central (b) produit beaucoup plus de couple que la machine à un rotor (a) en raison de l'utilisation de deux surfaces actives du stator. La structure à double rotor (c) est sujette aux problèmes des forces centrifuges à haute vitesse périphériques (100 m/s) ce qui impose l'utilisation d'un rotor

à cage d'aluminium à haute résistance mécanique (comme celui de la Figure I-44 où le rotor est formé d'un matériau magnétique massif et de conducteurs en aluminium encerclés par une bague intérieure et extérieure), les machines à rotor massif présentant par ailleurs de piètres performances [54].

Ce type de machines est surtout dédié à des applications de levage, des compresseurs à vis sans fin. Toutefois, Siemens a déposé en 2000 une série de brevets [55] de machines asynchrones à cage pour application alterno-démarrateur. Les déposataires revendiquent une machine à double stator (1,2) laminé radialement avec un rotor discoïdal (3) également laminé comportant une cage d'écureuil. Les tôles sont vraisemblablement formées par roulage.

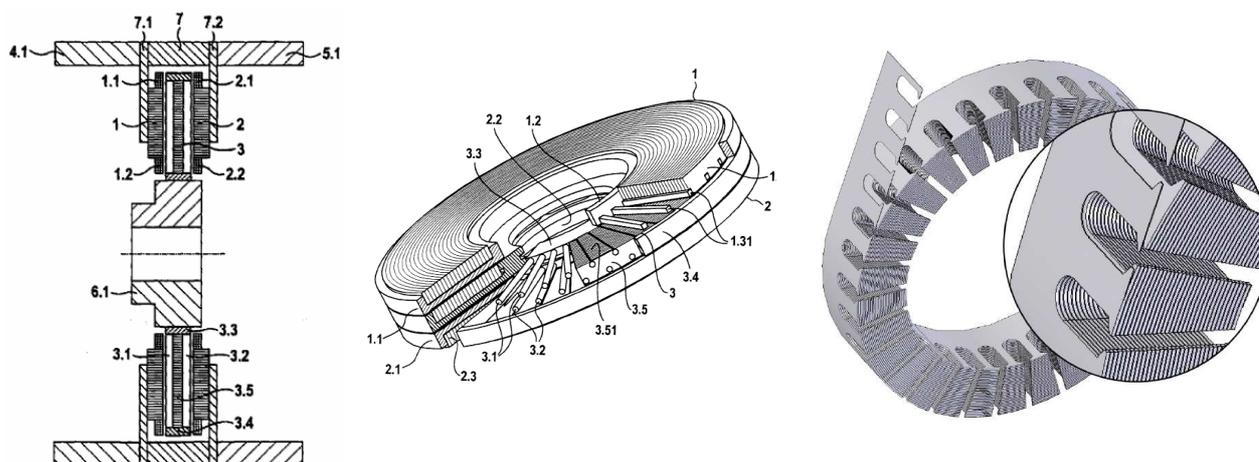


Figure I-45 : Schéma de principe du brevet Siemens et méthode supposée de roulage des tôles stator

3.3.2 Machines synchrones à aimants

Comme pour les machines radiales, cette topologie est la plus couramment étudiée dans la littérature en raison de ces nombreux avantages comme le rendement, la puissance massique ou le facteur de puissance comparés aux machines asynchrones.

3.3.2.1 Machines à aimants surfaciques (AFSPM)

La structure la plus basique est la structure à un seul stator et un rotor. Toutefois, le principal inconvénient de cette structure réside dans les efforts axiaux exercés sur le stator par les aimants qui peuvent même voiler le rotor si aucune précaution mécanique (rotor épais, roulements) ou magnétique (structure sans dent, « slotless ») n'est prévue.

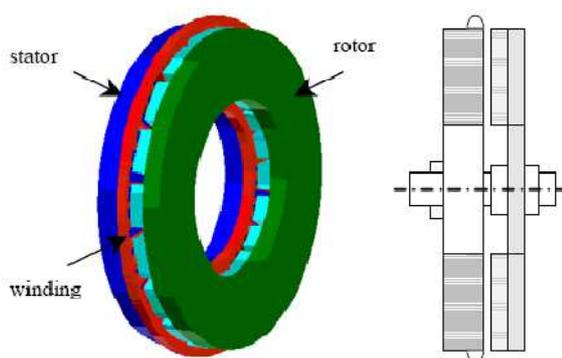


Figure I-46 : Structure à aimants surfaciques à un rotor un stator

Les structures à double stator qualifiées d'AFIR (axial flux interior rotor) ou à double rotor (TORUS) sont en général préférées en version avec denture statorique ou sans (slotless) [56].

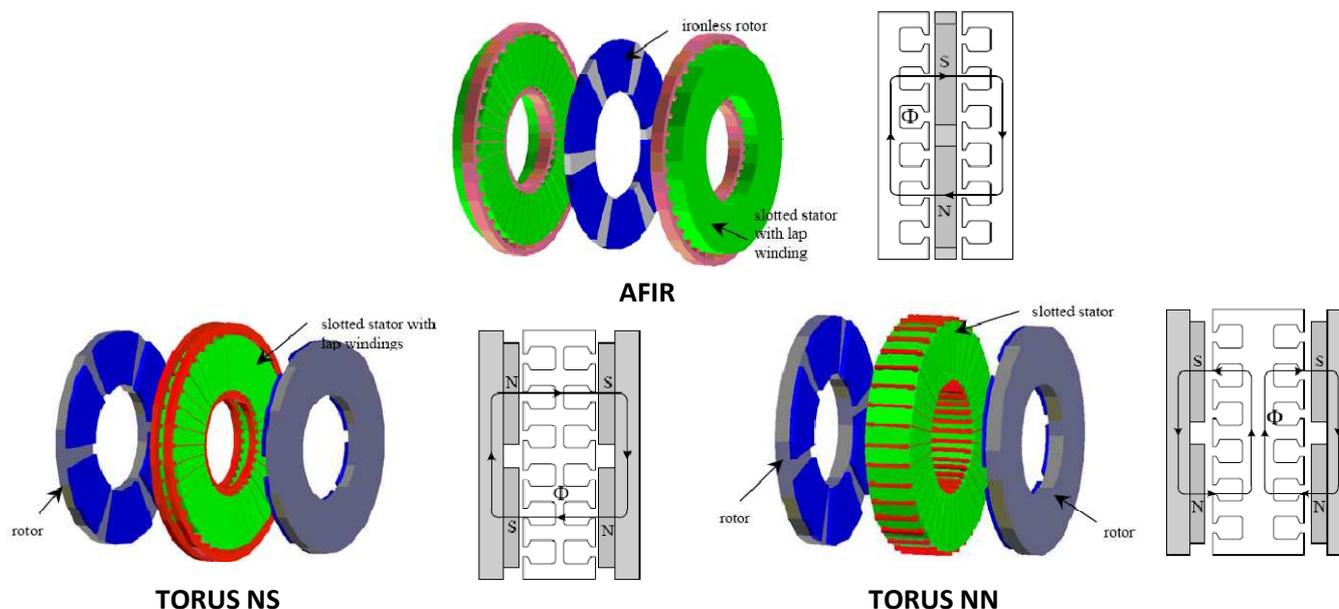


Figure I-47 : Principales machines à aimants et chemin de flux associé

Les Torus sont divisées en deux catégories selon l'épaisseur des culasses. Pour la structure, NN (Nord-Nord) l'induit est bobiné autour du stator ce qui conduit à des têtes de bobines courtes dans les directions axiales et radiales. Mais comme le flux principal doit circuler autour des bobinages, le stator doit être plus épais ce qui conduit à une augmentation des pertes fer et de la longueur de la machine. Pour la structure Nord-Sud (NS), le flux va directement du pôle nord d'un rotor vers le pôle sud de l'autre rotor. Le stator a une épaisseur réduite, mais il requiert l'utilisation de deux couches de bobinages distribué ou concentré ce qui augmente la longueur des têtes de bobines et les pertes joules associées. Les AFIR ont un rotor peu épais, spécialement si les aimants sont insérés dans une matrice amagnétique.

Comme le signale Parviainen [21], certaines configurations de AFSPM sont difficilement bobinables en raison d'un diamètre intérieur trop petit par rapport au diamètre extérieur (ratio inférieur à 0.6) et ce en raison d'un rayon de courbure limité des fils de cuivre. Dans ce cas il est préférable de recourir à un bobinage de type concentré, et ce au prix de pertes fer supplémentaires (comme dans le cas des machines radiales) en fonction du choix du nombre d'encoches par pôle et par phase.



Figure I-48 : Différences entre un bobinage de type distribué (gauche) et concentré (droite)

Comme leurs homologues radiales, ce type de machine souffre de faible réaction magnétique d'induit et donc d'une zone de fonctionnement à puissance constante relativement réduite.

Cette difficulté a toutefois été surmontée dans le prototypage du moteur roue (Torus NN) de Rahman [57] pour General Motors par l'utilisation de cales d'encoches magnétiques augmentant l'inductance de fuite d'encoche de la machine et de facto les possibilités de défluxage. Le prototype est une machine triphasée de 25 kW avec une vitesse de base de 500 tr/min, une vitesse maximum de 1200 tr/min pour un couple maximum de 500 Nm et un rendement maximum de 90 %. Elle se monte dans une roue de 18 pouces et est alimentée en 250 Vdc. La machine est refroidie par eau.

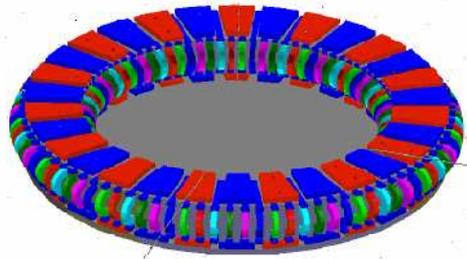


Figure I-49 : Machine TORUS NN de Rahman pour moteur Roue

De manière similaire aux CPPM radiales, Tapia [58] propose d'augmenter la plage de défluxage des SPMA en séparant les aimants des TORUS originelles en deux parties : une partie restant aimantée et une partie laissant place à un pôle en matériau magnétique (de plus forte inductance). La proportion des deux parties est un compromis entre le flux de fuite interaimants et le facteur de survitesse. Toutefois, la denture statorique conduit à une saturation non uniforme des rotors réduisant le flux total de la machine et ses performances. Une solution consiste à adopter des rotors de forme trapézoïdale.

Un prototype du gabarit de diamètre extérieur de 282 mm pour une longueur de 115 mm et une puissance de 5kVA a été construit afin de valider le principe de fonctionnement [59].

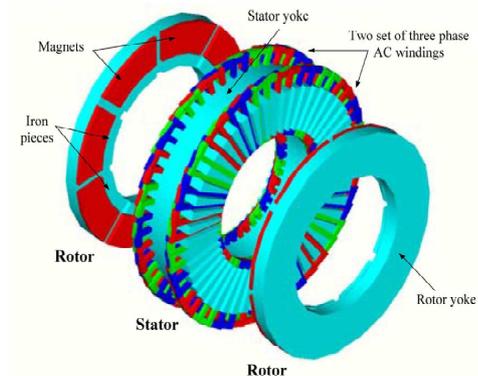
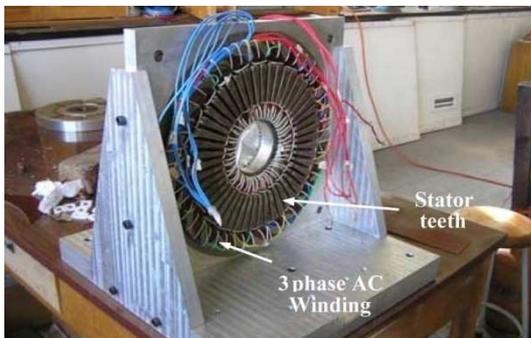


Figure I-50 : Topologie de la machine TORUS de Tapia

3.3.2.2 Machines à aimants enterrés (AFIPM)

Pour les AFIPM, les aimants sont localisés à l'intérieur du disque rotorique, rendant le défluxage des machines plus facile et protégeant les aimants des risques de démagnétisation. De plus, les aimants résistent mieux aux forces centrifuges. Cette machine présente le même risque que les machines radiales de destruction de l'onduleur amont lors de perte de contrôle de la machine en haute vitesse et la génération de FEM d'amplitude importante.

La structure la plus simple consiste en une transposition directe des IPM à double couche en machine axiale comme le brevet de Caterpillar (voir figure ci-dessous). Cette adaptation conduit à accroître exagérément la largeur de la culasse rotorique ce qui réduit la puissance massique de la machine tout en augmentant son inertie. De plus, si la largeur des aimants et leur aimantation est constante selon le rayon de la machine, la partie intérieure du rotor va saturer plus rapidement tandis que la partie extérieure le sera beaucoup moins, il en résulte une répartition non informe de l'induction dans l'entrefer et de facto des pertes fer supplémentaires.

Les machines à aimants enterrés avec deux stators un rotor ou en version TORUS avec aimants enterrés à concentration de flux sont plus compactes que les premières structures.

Profumo [60] propose également une transposition de la machine radiale dite annulaire. Elle comporte deux stators et un seul rotor formé d'aimants aimantés radialement du disque rotorique (pôles principaux) et des pôles de fuite. Deux barrières de flux sont situées entre les pôles rotoriques principaux et ceux de fuite. La taille et position de ces barrières de flux permettent d'augmenter le flux de fuite des aimants et donc de favoriser le défluxage au prix d'un couple massique et d'un facteur de puissance plus faible.

Le prototype de Profumo est un moteur roue de 1.5 kW pour un diamètre extérieur de 191 mm et une longueur de 110 mm. Il délivre un couple de 32 Nm à la vitesse de base de 450 tr/min avec un rendement de 80% pour une vitesse maximale de 900 tr/min.

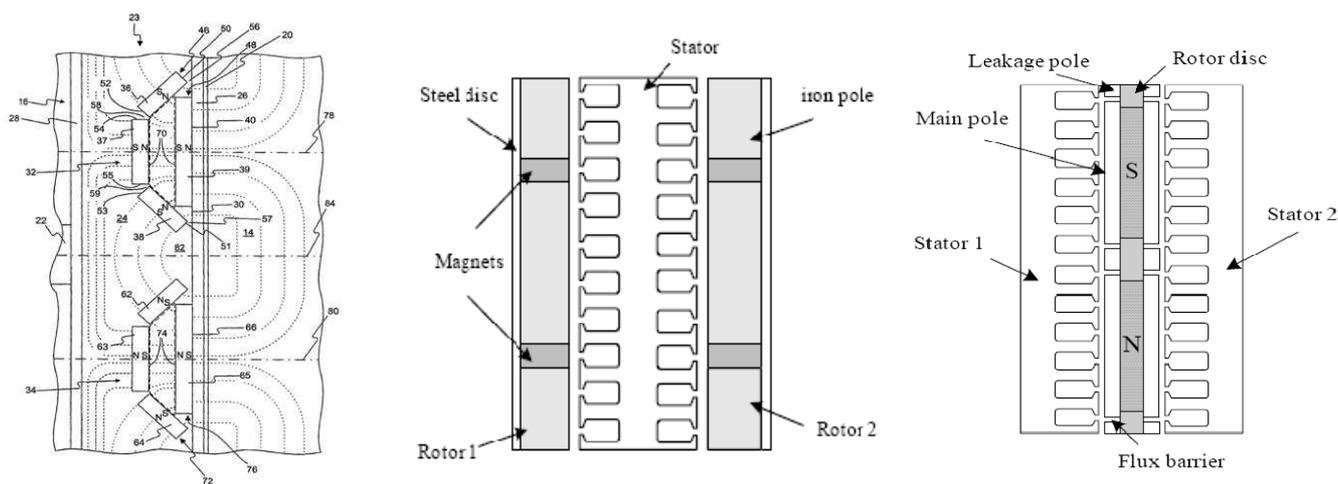


Figure I-51 : Coupe d'AFIPM à aimants enterrés double couche [61] (gauche) et à concentration de flux à stator central ou TORUS à aimants enterrés (centre) et machine de Profumo (droite)

3.3.2.3 *Machines à double excitation (AFDE)*

Les machines à double excitation à flux axial combinent un inducteur bobiné avec un inducteur à aimants. Le fonctionnement en régime défluxé s'en trouve facilité tout comme l'optimisation du rendement dans les zones les plus fortement sollicitées.

La première machine de Hsu, développée pour l'ORNL, [62] repose sur une structure à excitation homopolaire basée sur le principe de la double excitation parallèle. Cette machine possède deux stators identiques. La bobine d'excitation se situe au stator. Le rotor est constitué d'un support amagnétique où sont logés les aimants et des pièces ferromagnétiques massives, de manière similaire à la structure CPPM de Tapia. Les aimants sont tous orientés dans le même sens (une face du rotor étant un Nord et une autre face un Sud). L'arbre de la structure est amagnétique.

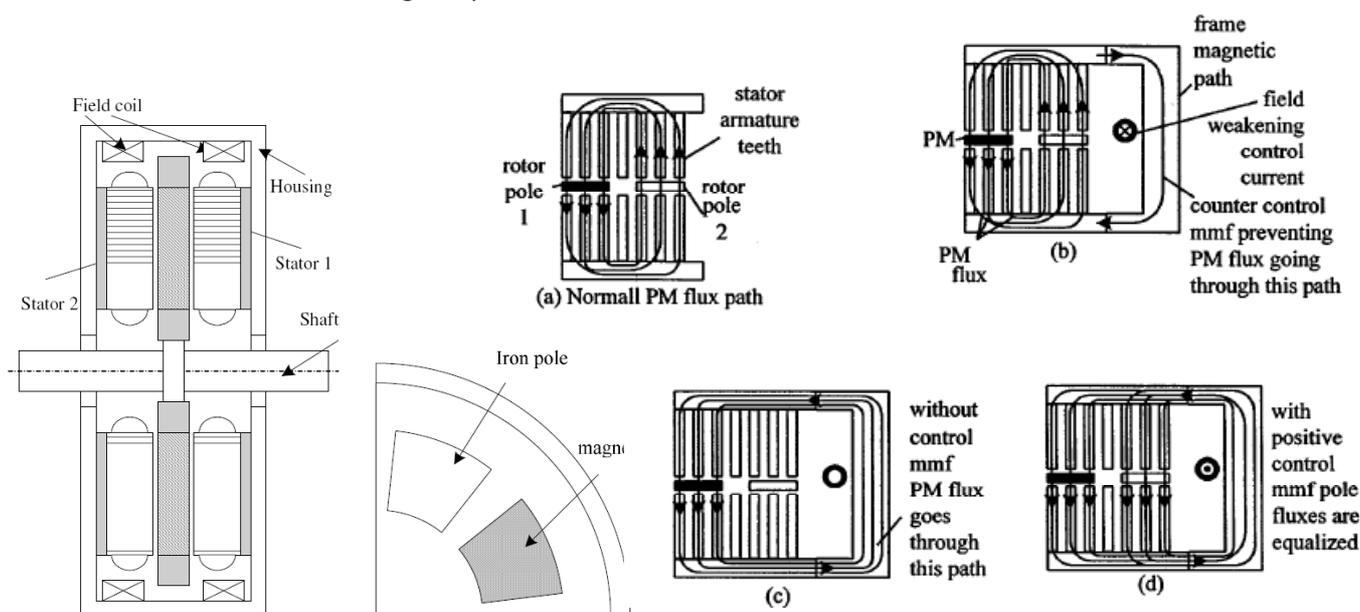


Figure I-52 : Principe de la machine de Hsu et principe de contrôle du flux [63]

En l'absence d'excitation et sans culasse statorique de retour (a), le flux part du pôle nord des aimants traversent le premier entrefer, le premier stator et revient par les pôles magnétiques avant de traverser le second entrefer, le second stator et revenir par le pôle sud de l'aimant. Ce mode de fonctionnement est similaire à celui d'une machine AFSPM.

Si on ajoute une culasse statorique de retour (c) et selon les dimensions de l'entrefer, le flux principal de l'aimant se reboucle au travers de cette culasse et ne traverse pas 4 fois l'entrefer mais deux fois seulement.

Si la bobine d'excitation est alimentée de façon à ce que les pôles magnétiques de nature différente de ceux des aimants (b), les bobinages statoriques voient une variation du flux supplémentaire renforçant l'action des aimants. La FEM a une amplitude plus importante qu'à vide.

Enfin, si la bobine d'excitation est alimentée de façon à créer dans les pièces ferromagnétiques massives des pôles identiques aux pôles des aimants, les enroulements d'induit du stator voient un flux constant et donc il n'y a pas de création de FEM (ou du moins une FEM d'amplitude réduite).

L'alimentation de la bobine d'excitation permet donc d'harmoniser la distribution de l'induction dans l'entrefer.

Le prototype de Hsu est un générateur haute vitesse (50 000 tr/min) de 50 mm de diamètre et de 100 mm de long [63] avec une faible inertie.

Il existe plusieurs variantes de cette machine, dont :

- La machine de Liang [45] qui remplace le rotor amagnétique par un rotor magnétique engendrant un flux de fuite supplémentaire des aimants si les barrières de flux entourant les aimants ne sont pas correctement dimensionnées.
- La machine de Brown est une version à stator intérieur de type TORUS de la machine de Hsu. Le stator est formé par un enroulement de tôles magnétiques et les encoches sont ensuite découpées dans ce cylindre creux. L'avantage de cette machine est de posséder un chemin magnétique plus direct que la machine de Hsu pour réduire le flux des aimants. Toutefois, cette machine est plus longue que les machines de Hsu et dispose de facto d'une inertie plus grande.

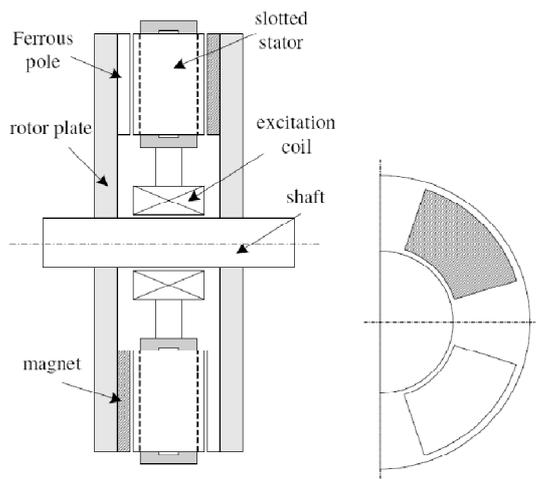


Figure I-53 : Principe de la machine de la machine de Brown

L'université du Wisconsin [56] a introduit un ensemble de machines à excitation parallèle consistant à ajouter un bobinage d'excitation sur chaque stator des machines à aimants à flux axial. Ce principe a été appliqué aux AFSPM, Torus et aux AFIR et même aux machines CPPM axiales à rotor intérieur ou stator intérieur... Cette topologie limite le risque de démagnétisation des aimants car le flux principal des bobines d'excitation reste dans la partie statorique. La structure à pôles consécutif et rotor intérieur a donné lieu à un prototype (FC-AFPM de type NN).

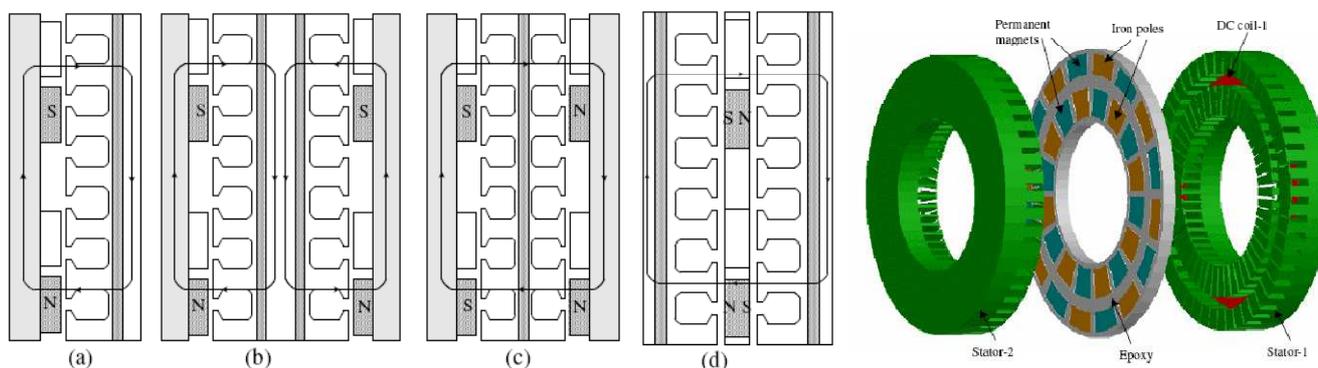


Figure I-54 : Ajout d'un bobinage d'excitation sur le stator des machines axiales : a) AFSPM, b) TORUS NN, c) TORUS NS, d) AFIR et CPPM axiales à rotor intérieur (FC-AFPM NN)

Hsu a également développé une machine à flux axial et radial qui comporte trois stators et trois rotors. Toutes les surfaces du rotor possèdent des aimants et produisent du couple, seul le bobinage intérieur du stator ne produit aucun couple. La machine est déclinée en deux versions : une à stator intérieur et une à rotor intérieur.

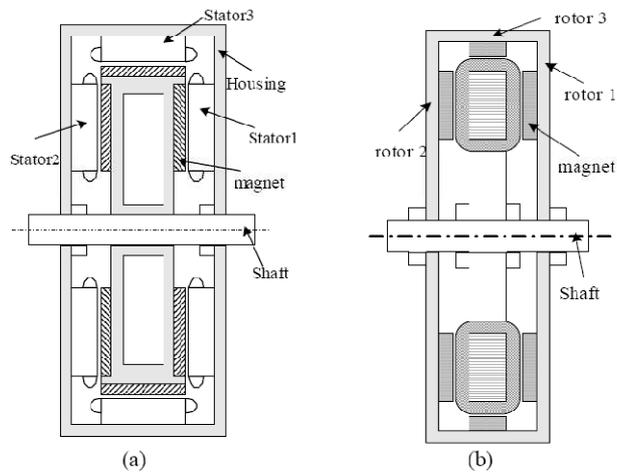


Figure I-55 : Ajout d'un bobinage d'excitation sur le stator des machines axiales

3.4 Bilan sur la topologie de machines

Le tableau ci-dessous classe les machines destinées aux véhicules hybrides selon leurs performances. La classification se veut générale. Les critères envisagés sont propres au domaine du véhicule hybride nécessitant une machine embarquée donc possédant un fort couple massique avec un haut rendement opérant sur une large plage de vitesse et à haute température ambiante (100 °C et plus). De plus, cette machine est associée à un convertisseur de puissance dimensionné notamment en fonction du facteur de puissance de la machine. Enfin, la machine ne doit pas diminuer le confort du véhicule en générant des bruits acoustiques supplémentaires.

Au niveau des machines radiales, les IPM (machines à aimants enterrés) ainsi que les machines à double excitation (MSDE) bénéficient d'un bon compromis entre le couple massique, le défluxage et le facteur de puissance et de facto le coût de l'onduleur. Ces machines sont relativement robustes et possèdent une tenue en température compatible avec des applications automobiles.

Les machines à flux transverse souffrent d'un facteur de puissance faible associé à un coût de fabrication important. Elles ne sont guère utilisées dans les applications automobiles, hormis les moteurs roues.

Les machines à flux axiales à aimants enterrés (AFIPM) ou à double excitation (AFDE) sont des machines en devenir en raison de leur fort couple massique induisant une bonne compacité voire une faible inertie rotorique selon le type de structure. Ces machines sont encore peu présentes dans les applications AD en raison de leur regain d'intérêt récent assujéti à un process industriel nouveau non totalement optimisé pour une production de masse. Par ailleurs, le chemin de flux de ces machines étant tridimensionnel, elles nécessitent un choix de matériaux isotropes. Il subsiste également des problèmes mécaniques de maintien des hauteurs d'entrefer sur certaines machines.

Type	Couple massique	Rendement	Défluxage	Facteur de puissance	Bruit vibration	Tenue température	
Radial	SPMrep	++	+++	-	++	++	+
	SPMfrac	++	++	++	-	-	+
	IPM	++	++	++	++	++	+
	WRSM	+	+	++	++	+	++
	MRV	+	+	+++	-	-	+++
	FSPM / FRPM	++	++	++	-	-	+
	MSSyn	+	+	+++	-	+	+++
	IM	+	+	+	+	++	++
	MSDE	+	++	+++	++	++	++
Transverse	MFT	+++	+	+	--	+	+
Axial	AFPSM	+++	+++	-	++	+	+
	AFIM	+++	+	+	+	+	++
	AFIPM	+++	+++	++	++	+	+
	AFDE	+++	++	+++	++	+	+

Figure I-56 : Comparaison générale des topologies de machines pour application AD

4 Matériaux magnétiques

Les performances des machines sont intrinsèquement liées au type de matériaux mis en œuvre dans leurs structures. Dans ce cadre, nous distinguons :

- Les sources de champs magnétiques avec des matériaux dits durs encore appelés aimants
- Les circuits magnétiques constitués de matériaux doux comme les tôles magnétiques ou les poudres de fer.

Les matériaux doivent posséder des propriétés magnétiques indéniables comme une forte induction à saturation mais aussi des caractéristiques mécaniques en supportant les efforts magnétiques mais aussi centrifuges. Enfin, toutes ces propriétés ne doivent pas être dégradées en fonction de la température.

Le présent chapitre abordera les matériaux durs puis doux les plus couramment rencontrés dans le domaine du véhicule hybride.

4.1 Matériaux durs : aimants permanents

4.1.1 Caractéristiques

Les aimants permanents modernes sont des matériaux durs caractérisés par un cycle d'hystérésis large (champ coercitif supérieur à 1 kA/m) et plus particulièrement par une courbe de première aimantation localisée dans le quatrième quadrant, tracée en induction B ou en aimantation M.

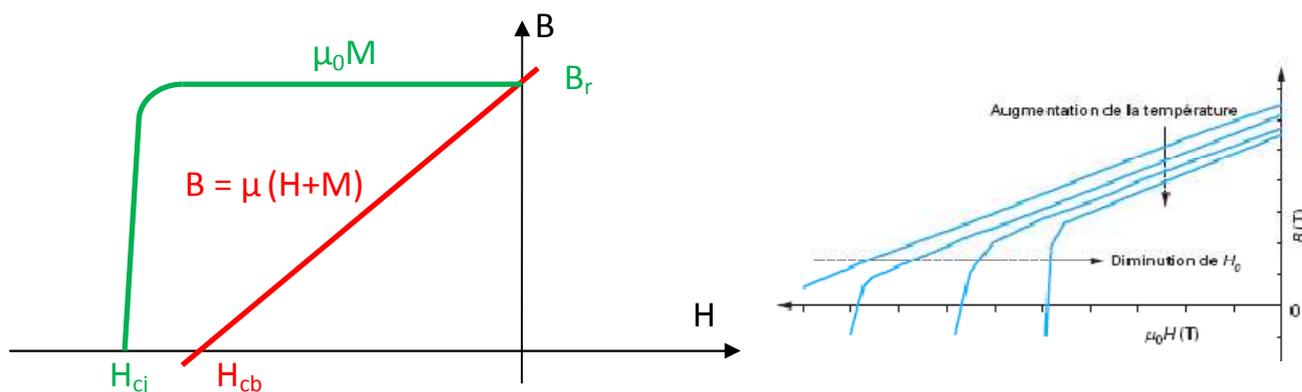


Figure I-57 : Courbe de première aimantation d'un aimant moderne (hors Alnico) (gauche) et influence de la température sur la courbe de première aimantation (droite)

A partir de ces deux cycles, se dégagent les principales caractéristiques des aimants modernes [64]:

- Induction rémanente B_r qui correspond à l'induction résiduelle pour un champ H nul
- Champ coercitif de l'aimantation H_{cj} qui annule l'aimantation, définit la résistance qu'un matériau est capable d'opposer au renversement de son aimantation. Le retournement de cette aimantation est liée à deux conditions : une première est relative à l'anisotropie totale (somme de l'anisotropie magnétocristalline et de forme) et une seconde à la mise en place d'une microstructure spécifique permettant une bonne gestion des défauts que contient le matériau.
- Champ coercitif de l'induction H_{cb} qui annule l'induction
- Le produit d'énergie volumique $(BH)_{max}$

Ces propriétés magnétiques dépendent fortement de la température. En effet, l'augmentation de la température pour le matériau présenté à la Figure I-57 conduit à la diminution du champ coercitif et à la création d'un coude limitant la résistance à la désaimantation.

4.1.2 Principaux aimants rencontrés dans les machines électriques

Les aimants peuvent être classés selon leur induction rémanente B_r , leur champ coercitif H_c et leur stade dans leur cycle de vie. Cela nous amène à distinguer trois grandes familles :

- Les matériaux désuets comme les aciers martensiques, véritables précurseurs des aimants actuels ou les semi durs ductiles facilement usinables mais aussi désaimantables (champ coercitif de 10 kA/m).
- Les matériaux matures comme les Alnico et surtout les ferrites et les terres rares (SmCo et NdFeB) qui constituent l'essentiel du marché actuel.
- Les matériaux en devenir comme les SmFe, encore au stade de développement, mais qui pourraient dans le futur remplacer les aimants NdFeB, spécialement en terme de champ coercitif.

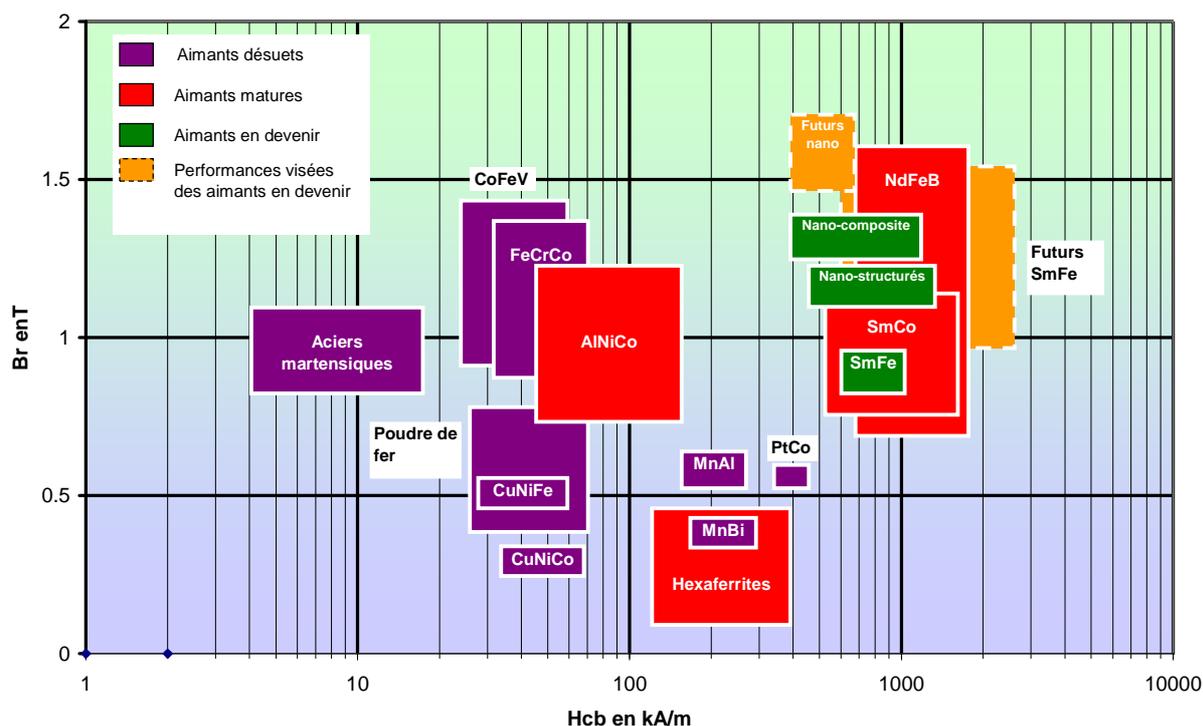


Figure I-58 : Classification des matériaux magnétiques durs en fonction de leur champ coercitif et leur rémanent à 20°C

4.1.2.1 Les ferrites

Les aimants ferrites durs (hexaferrites de baryum ou de strontium) sont apparus dans les années 1950. Ce sont des matériaux ferrimagnétiques céramiques isolants (résistivité de $10^4 \Omega \cdot m$ et conductivité thermique de 3 W/m.K), très stables (résistants à la corrosion à l'oxydation) et peu dense (5000 kg/m^3). Ils sont massivement utilisés dans l'industrie automobile en raison de leur prix relativement bas (2 à 5 €/kg) malgré des performances magnétiques modestes en termes d'induction rémanente (0.4T), de champ coercitif (255 kA/m) et de facto d'énergie massique (30 kJ/m^3). Par ailleurs, ils sont cassants, se dilatent facilement et sont plus durs que les aimants à bases de Terre rares donc plus difficiles à usiner.

Toutefois, ils présentent une particularité unique : le coefficient de température du champ coercitif est positif, ils sont donc moins facilement démagnétisables lorsque la température augmente. Ils sont ainsi utilisables dans les applications moyenne température (jusqu'à 250°C selon les nuances) et à faible induction, et ce particulièrement pour les structures à concentration de flux. Ils font l'objet de nombreuses recherches afférentes notamment à l'augmentation de leur aimantation à saturation et de facto l'induction rémanente ou l'augmentation du champ coercitif. Les améliorations sont essentiellement obtenues par substitution d'éléments chimiques.

4.1.2.2 Les terres rares

Les NdFeB frittés sont apparus dans les années 1980. Ils présentent les meilleures performances magnétiques du marché actuel en termes d'induction rémanente (1.3 T) et d'énergie massique (300 kJ/m³) [65]. Une nouvelle nuance de Hitachi Metal délivre même une énergie de 440 kJ/m³ avec une induction rémanente de 1.52 T, proche de la limite théorique des du cristal NdFe₁₄B de 510 kJ/m³. Toutefois, ces performances sont limitées à une température maximale de 100°C [21].

En effet, ces aimants souffrent d'une température de Curie relativement faible de 300°C en raison d'une forte dépendance du moment magnétique du néodyme avec la température. Ce défaut peut être corrigé avec la substitution du néodyme par du dysprosium et du fer par du cobalt ce qui permet d'obtenir une température maximale de fonctionnement de 200°C au prix d'une diminution de l'induction rémanente à 1.2T à froid et de facto de l'énergie massique. Par ailleurs, l'ajout de Cobalt augmente le prix de l'aimant très attractif de 50 à 100 €/kg.

Par ailleurs ces aimants sont fortement sensibles à la corrosion conduisant à l'ajout d'un revêtement de surface, comme de l'époxy, du nickel ou de l'aluminium avec une épaisseur de l'ordre de 30 à 50 µm.

D'un point de vue mécanique, ces aimants sont durs et fragiles avec une résistance à la traction (TRS) de 83 MPa. Ils sont donc peu résistants aux impacts et par extension aux usinages. Une solution consiste à utiliser des aimants liés obtenus par le mélange d'une poudre de NdFeB avec des matériaux polymères. Les aimants peuvent être alors injectés, compressé et calandrés. Le produit final peut donc avoir des formes diverses moins friables sans avoir recours à l'usinage. Toutefois, ces avantages mécaniques sont obtenus au détriment des propriétés magnétiques avec un rémanent de 0.5 à 0.7 T ainsi que d'une résistivité électrique accrue de 30 µΩ.m et de propriétés thermiques moindres (conductivité thermique de 2 à 3 W/m.K et température maximum de 120°C). Les NdFeB frittés sont utilisés dans les actionneurs automobiles nécessitant une forte induction sur des plages de températures faibles.

Les samarium-cobalt ont été découverts dans les années 1960. Ils tirent parti des propriétés des phases SmCo₅ et Sm₂Co₁₇. Ces aimants présentent des performances magnétiques très supérieures aux deux familles précédentes, notamment en termes de champ coercitif (1500 kA/m) et de tenue en température (550°C), mais leur coût constitue un inconvénient majeur (130 à 200 €/kg). Le cobalt est un matériau cher, stratégique et dont les réserves sont concentrées dans un nombre réduit de pays. Le samarium est l'une des terres rares les plus chères. Relativement stables en température et résistants à la corrosion, ces aimants sont indispensables dans les domaines où les conditions d'utilisation difficiles (notamment les hautes températures) sont prépondérantes par rapport au coût.

4.1.2.3 Les nouveaux matériaux

Depuis sa découverte par Coey et Sun en 1989, le composé Sm₂Fe₁₇N_x a attiré particulièrement l'attention des chercheurs. En effet, il possède une bonne aimantation à saturation (1.54T@20°C) légèrement inférieure à celle du Nd₂Fe₁₄B (1.61T@20°C), un champ coercitif H_{cj} de quelques MA/m (similaire aux SmCo) et une température de Curie de 476°C (soit 150°C de plus que les NdFeB). De nombreuses techniques de fabrication sont à l'heure actuelle à l'étude pour la fabrication de ces aimants. Néanmoins pour l'instant, le SmFe ne peut être fritté par des techniques de frittage conventionnelles en raison d'une décomposition en SmN et α-Fe à 650°C.

De ce fait, l'essentiel des applications actuelles de SmFe (fabriqué par Bomatec) est limité à des aimants liés aux performances magnétiques réduites (induction de 0.8 T, champ coercitif de 1 MA/m et énergie de 110kJ/m³) intermédiaires entre les hexaferrites et les NdFeB liés pour un coût pour le moment prohibitif en raison notamment de l'absence de maturation des procédés d'industrialisation de ce type de matériau.

4.1.2.4 Conclusion

Au cours de ces dix dernières années, le marché des aimants permanents destinés au domaine automobile est partagé entre les ferrites aux performances magnétiques modestes comblées par un coût très faible et utilisées notamment dans les démarreurs et les NdFeB aux propriétés magnétiques (induction rémanente et champ coercitif) supérieures mais fortement dépendantes de la température et plus chers. Par ailleurs ces aimants sont utilisés en deux versions différentes par leurs propriétés magnétique et mécanique : les aimants liés sont plus facilement usinables et formables que les frittés mais offrent des performances magnétiques réduites.

Le prix de revient des SmCo les cantonnent au domaine des hautes températures (>250°C) si le prix du cobalt n'est pas rédhibitoire.

Enfin des aimants plus récents et encore au stade de développement, comme les SmFe apparaissent comme de futurs concurrents pour les NdFeB quand leur process de fabrication sera mature et permettra de développer des versions frittées de ces aimants.

	$B_r@25^\circ\text{C}$ (T)	$H_{cj}@25^\circ\text{C}$ (kA/m)	$\Delta H_{cj}/T$ (%/°C)	$\Delta B_r/T$ (%/°C)	$(BH)_{\text{max}}$ (kJ/m ³)	T max (°C)	Densité (kg/m ³)	ρ ($\mu\Omega\cdot\text{m}$)	λ (W/m.K)	Prix (€/kg)
Ferrites	0.3 à 0.4	290	+0.4	-0.2	20 à 35	250	5 000	10 ¹⁰	2 à 5	2 à 5
NdFeB fritté	1 à 1.5	900 à 2000	-0.4	-0.1	190 à 440	140 à 200	7600	1.5	9 à 10	50 à 100
NdFeB lié	0.5 à 0.7	600 à 1000	-0.4	-0.12	40 à 90	120 à 150	4000 à 6000	10 à 30	2 à 3	80 à 120
SmCo*	1 à 1.3	500 à 2000	-0.15 à -0.3	-0.03	280 à 380	350 à 550	8400	0.5 à 0.7	9 à 12	130 à 200
SmFe lié	0.6 à 0.8	750 à 1000	-0.51	-0.06	70 à 110	180	/	/	/	/

* caractéristiques des nuances 1-5 et 2-17

Figure I-59 : Principales propriétés physiques des aimants rencontrés dans le domaine automobile

4.2 Matériaux doux

Les matériaux magnétiques doux permettent de canaliser le champ magnétique et non de le produire contrairement aux aimants permanents qui sont des sources de champ. Leurs caractéristiques principales reposent plus sur le choix de leur induction à saturation B_s , leur perméabilité relative μ_r dans la zone linéaire, leur niveau de pertes P_{fer} voire leur comportement fréquentiel que sur leur induction rémanente ou leur champ coercitif relativement faible en raison d'un cycle d'hystérésis plus étroit que celui des aimants permanents.

Il existe deux grandes familles de matériaux magnétiques doux :

- Les matériaux laminés : tôles (Fer Silicium) FeSi, (Fer Nickel) FeNi ou (Fer Cobalt) FeCo en version grains orientés ou non orientés
- Les matériaux composites ou poudres : Soft Magnetic Composites (SMC), Ferrites ou encore amorphes et nanocristallins

Le présent chapitre sera focalisé sur les matériaux utilisés dans les domaines des véhicules hybrides en distinguant deux domaines d'application qui seront abordés dans le dernier chapitre de cette thèse : les machines électriques basse fréquence (<5kHz) comme les alterno-démarrateurs et le domaine des transformateurs moyenne fréquence (5kHz à 150 kHz) comme le transformateur tournant.

Malgré leur perméabilité exceptionnelle (400 000) ainsi que leurs faibles pertes (0,5W/kg à 1,5T 60 Hz) les amorphes comme le 2605CO de Metglas souffrent de caractéristiques mécaniques médiocres et d'une découpe délicate, les rendant actuellement peu compatibles avec les alternateurs tournant à plus de 15 000 tr/min ou d'une machine grand diamètre, même si la MFT Dehlinger est partiellement réalisée avec des C-cores en amorphes [15]. Ils ne seront donc pas présentés au même titre que les nanocristallins encore plus fragiles que les amorphes et limitant, pour le moment, d'autant la possibilité d'obtenir des géométries complexes comme un stator de machine à flux radial [66].

4.2.1 Matériaux pour application basse fréquence (<5kHz)

Les matériaux basse fréquence sont avant tout destinés au domaine des machines électriques pour lesquelles les tôles FeSi constituent les matériaux les plus utilisés, même si certaines applications 3D (machines claw-pole ou axiales) bénéficient des propriétés isotropes des poudres de Fer comme les SMC. Les tôles FeCo étant réservées aux applications où la masse de l'actionneur est prépondérante par rapport au prix.

4.2.1.1 Matériaux laminés

De par son volume et son ancienneté, les tôles Fe-Si constituent le matériau par excellence du génie électrique. L'ajout de Silicium, non magnétique, à taux inférieur à 6.5 % aux poudres de Fer permet d'accroître la résistivité électrique (et donc de diminuer les pertes par courant de Foucault) et de rendre les tôles plus facilement manipulables et usinables que le fer pur au détriment toutefois de l'induction à saturation. En outre, elles sont mieux adaptées aux traitements à haute température (laminages, recuits).

Les évolutions dans les techniques métallurgiques ont permis de développer des tôles alliées de type Fer-Silicium de plus en plus performantes, même si les efforts de recherche se concentrent ces dernières années plus sur les revêtements et la pureté des matériaux. Ces tôles « fully process » sont in fine disponibles en deux grandes catégories :

- Les tôles à grains orientés (GO) : présentant une forte anisotropie avec des caractéristiques magnétiques plus favorable dans le sens du laminage que dans le sens transverse (pertes diminuées

par 3, perméabilité multipliée par 2 ou 3 et induction à saturation augmentée de 30%). Cette particularité les cantonne à des applications à flux pulsant comme les transformateurs voire les dents des machines électriques.

- Les tôles à grains non orientés NO avec des propriétés identiques dans l'axe du laminage et transverse. Elles sont de ce fait mieux adaptées aux flux tournant comme dans les culasses de stator de machine à flux radial.

Il existe de nombreuses nuances de tôles FeSi différents par des caractéristiques additionnelles comme une perméabilité améliorée, une haute conductivité thermique, de plus faibles pertes à haute fréquence ou une meilleure tenue mécanique.

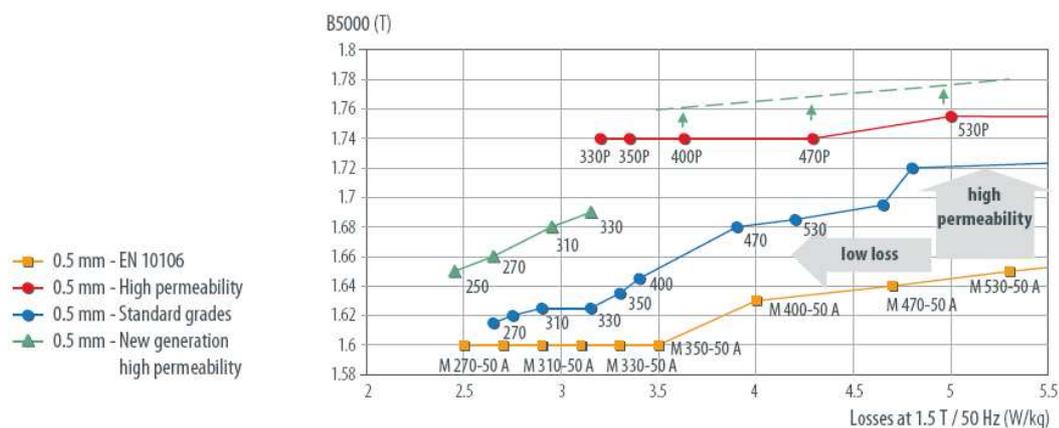


Figure I-60 : Propriétés magnétiques typiques pour les nuances de tôles faibles et moyennes pertes d'ARCELOR

Pour sa gamme fully-process NO, Arcelor distingue en effet :

- la tôlerie standard (D20) avec une gamme complète allant des tôles faible pertes comme les M 235-35A pour les machines fortes puissances (>100 kW), les produits moyennes puissances avec les M 400-50A et les produits automobiles avec des tôles facilement poinçonables comme la M 800-50 A avec des pertes fer de 8 W/kg à 50Hz 1.5T.
- la gamme haute perméabilité ou haute conductivité thermique (D22) avec des grades comme la M 470P-50A présentant une induction de 1.75 T à 5000 A/m contre 1.64 T pour une M 470-50A.
- la gamme haute fréquence (D24) spécialement conçue pour les applications MLI, grâce à leur faible épaisseur 0.2mm et leur taux élevé de silicium ce qui permet de réduire les pertes par courant de Foucault. Par exemple la nuance NO20 présente une résistivité de 520 $\mu\Omega.m$ pour des pertes fer de 15W/kg à 400 Hz et 1 T contre plus de 50 W/kg pour des tôles M 800-50 A.
- la gamme à haute résistance mécanique (D26) avec une limite conventionnelle d'élasticité à 0.2% de 500 MPa (nuance M 470SYS-50 A) contre 350 MPa pour les tôles standards.

D'autres fondeurs comme Hitachi Metals proposent même une nuance de tôles bi-state (YEP-FA1), dont les propriétés mécaniques et magnétiques sont modifiables avec un traitement thermique. Le matériau (Fe-17.5Cr-0.5C) a une perméabilité relative de 900 pour une résistance à la traction ($R_{p0.2}$) de 640 MPa sans traitement. Après traitement thermique, ces valeurs sont modifiées à 1 pour la perméabilité relative et 350 MPA pour le $R_{p0.2}$. une application possible de ce matériau est la réalisation de rotor d'IPM pour lesquels un pont amagnétique diminue le flux de fuite de l'aimant [34].

Toutefois, ces performances sont à tempérer avec l'augmentation en fréquence pour les courbes de première aimantation induisant une diminution de la perméabilité initiale ainsi que les contraintes mécaniques des procédés de fabrication (découpe, poinçonnage) et de montage (serrage) qui contribuent fortement à l'augmentation des pertes fer dans les machines de plus de 20 % [67].

Les alliages FeCo sont plus coûteux à cause du Cobalt mais possèdent une polarisation à saturation (J_s) plus élevée de 2.4T ce qui permet une réduction du volume et de la masse du circuit magnétique. Ces matériaux bénéficient en outre d'une haute perméabilité (10^4 pour le AFK502 LL d'Imphy) et une forte résistivité (ajout de vanadium ou chrome) ce qui réduit les pertes fer de ces tôles comparées aux tôles FeSi (5 W/kg à 2T et 50Hz et 45 W/kg à 400 Hz 2T).

4.2.1.2 Matériaux composites ou en poudre

Les SMC sont des matériaux ferromagnétiques doux relativement récents (années 1970), issus des derniers développements de la métallurgie des poudres. Ils sont obtenus par un mélange de fines poudres de fer de 10 à 100 μm enrobées avec un liant (isolant ou additif) organique ou inorganique assurant l'isolation des particules et diminuant in fine les pertes fer des SMC. Le mélange est ensuite compacté entre 600 et 800 MPa avant de subir un processus de traitement thermique par pyrolyse (entre 300 et 500°C). L'ensemble de ces trois étapes ainsi que les proportions relatives de poudre de fer et de liant fixent les propriétés magnétique, thermique et mécanique des SMC.

Le principal avantage [68] des SMC est leur isotropie magnétique associée à une bonne usinabilité ce qui permet de réaliser des formes complexes en 3 dimensions présentant notamment des arrondis impossibles à réaliser avec des tôles Fer-silicium laminées. Par conséquent, le facteur de remplissage des encoches s'en trouve augmenté d'autant plus qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser un isolant de fond d'encoche (le liant des SMC jouant le rôle d'isolant). D'ailleurs, le procédé de moulage permet d'obtenir directement les formes finales, sans usinage supplémentaire, ni recuit relaxant les contraintes mécaniques de découpe voire d'assemblage comme sur les tôles FeSi. De plus, les SMC présentent une isotropie thermique avec une conductivité thermique de 17 à 20 W/m.K dans les trois axes, contre 40 W/m.K dans le sens du laminage et de 4 à 20 W/m.K dans le sens perpendiculaire (isolant) pour les tôles Fer-Silicium. Les SMC agissent comme des isolants électriques, du fait de la présence du liant, ce qui réduit l'amplitude des courants conduits circulant dans les roulements et limite les perturbations CEM par la réduction des courants de fuite à la terre. Enfin, les SMC sont plus facilement recyclables que les tôles FeSi parce qu'ils sont aisément compressibles sous forme de poudre.

Néanmoins, à cause de leur faible perméabilité relative <1000 comparés aux 4000 à 6000 des tôles Fe-Si, ils sont dédiés aux machines avec un circuit magnétique fortement réloquent, comme les machines à aimants. Ils présentent par ailleurs une plus faible induction à saturation que les tôles. De ce fait, un SMC comme le Somaloy 500 (avec additif 0.5% Kenolube) dispose d'une courbe de première aimantation moins intéressante qu'un acier de construction classique non allié comme le S232JR et a fortiori que le FeCo AFK 502.

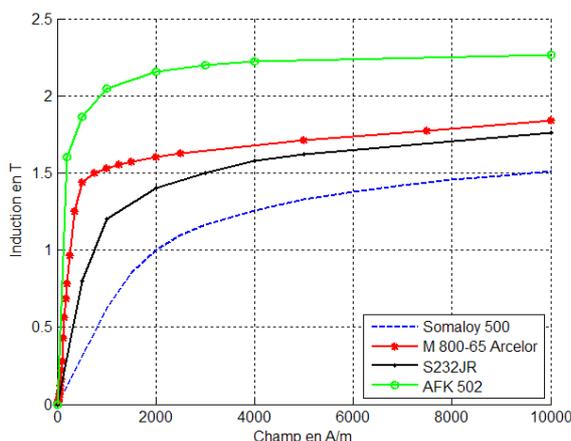


Figure I-61 : Courbe de première aimantation de quelques matériaux doux

De plus, la résistance pratique d'un $R_{p0.2}$ de 100 MPa au maximum contre plus de 350 MPa pour les tôles FeSi standard. Cette faible résistance à la traction est un facteur limitant pour les rotor de machines tournant à haute vitesse en raison des forces centrifuges s'exerçant sur les culasses.

Enfin, le bilan des pertes fer est mitigé. En effet, les pertes fer dans les SMC sont majoritairement liées à des pertes par hystérésis du fait de la présence du liant et de la fine taille des particules de poudre de fer limitant les pertes par courant de Foucault. En première approche, les pertes fer augmentent donc en fonction de la fréquence. De ce fait, les SMC comme le Somaloy 500 possèdent des pertes fer supérieures à celui des tôles magnétiques standard comme la M 800-50 à 50 Hz. La tendance s'inverse pour les hautes fréquences à partir de 500 Hz selon la qualité des tôles FeSi envisagées.

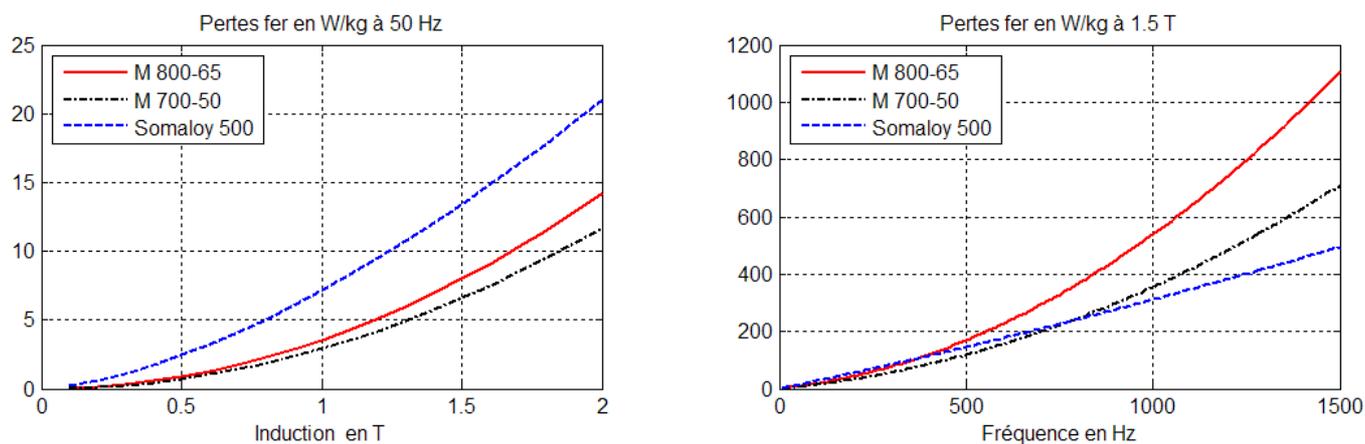


Figure I-62 : Comparaison des pertes fer massiques entre les SMC et les tôles FeSi

Comme pour les tôles FeSi, le fabricant Höganäs décline sa gamme de SMC en trois grades en fonction des additifs (Kenolube et LB1) utilisés et des conditions (température, pression) de fabrication :

- la gamme 1P ou standard s'étendant du Somaloy 500 au 700 HR caractérisés par une résistance pratique faible de 40 MPa, une perméabilité relative maximale de 360 à 540 et des pertes fer de 148 W/kg à 1T et 1 kHz
- La gamme 3P avec une résistance mécanique accrue de 140 MPa et une perméabilité de 850 pour le Somaloy 1000
- La gamme 5P ou faibles pertes avec le Somaloy 700 HR présente des pertes fer de 100 W/kg à 1T et 1 kHz

4.2.1.3 Bilan

Les tôles Fe-Si de grade standard constituent la majeure partie des tôleries des machines radiales actuelles avec des caractéristiques mécaniques et magnétiques excellentes en basse fréquence (50 Hz).

Les tôles FeCo sont destinées aux applications nécessitant une forte induction à saturation ou une meilleure résistance mécanique au prix d'un coût certain. Ces tôles présentent également des pertes Fer haute fréquence plus faible que les tôles FeSi standard. Ce résultat est à nuancer par le fait que la nuance de tôle FeSi présentée dans ce tableau est une qualité standard et que des nuances, comme la NO20 présente des pertes fer bien inférieures de 15W/kg à 400 Hz 1T sans toutefois égaler les caractéristiques mécaniques et d'induction à saturation des FeCo.

Les SMC bénéficient d'une isotropie permettant la fabrication de pièces en trois dimensions et ce spécialement pour les machines à flux axial ou transverse. Les pertes fer des ces matériaux sont dimensionnées pour les hautes fréquences (1kHz) et donc des machines hautes vitesses ou à grand nombre de paires de pôles. Toutefois, ces matériaux possèdent une faible résistance mécanique ainsi qu'une perméabilité initiale 10 fois plus faibles que les autres matériaux.

	ρ ($\mu\Omega.m$)	R_m (Mpa)	B @10 kA/m (T)	μ_{max}	λ (W/m.K)	P 1.5T 50 Hz (W/kg)	P 1T 400 Hz (W/kg)
FeSi (M800-65)	50	450	1.75	4000	40	8	120
FeCo (0.35 mm) AFK 502 R	40	600	2.35	>7000	32	2	40
SMC (Somaloy 500 HR)	1100	40	1.45	360	17	12	56
SMC (Somaloy 1000 3P)	75	140	1.63	850	17	10	46

Figure I-63 : Propriétés des principaux matériaux magnétiques doux

4.2.2 Matériaux pour application moyenne fréquence (10 kHz 150 kHz)

Les matériaux moyenne fréquence concernent le domaine de l'électronique de puissance essentiellement et en particulier celui des transformateurs. Ce domaine est actuellement dominé par les poudres de Fer et en particuliers les Ferrites doux. Toutefois, les SMC de part leur meilleure tenue mécanique et l'absence de risque d'emballement thermiques lié aux pertes fer peuvent être utilisés dans les applications automobiles tournantes à haute température.

4.2.2.1 Ferrites doux

Les ferrites doux sont des matériaux magnétiques présentant un magnétisme particulier appelé ferrimagnétisme. Ils sont constitués d'oxydes de Fer « Fe_2O_4 » auxquels on ajoute des métaux comme le Manganèse (Mn), le Nickel (Ni) ou le Zinc (Zn) afin d'en modifier les propriétés magnétiques (perméabilité et surtout résistivité) et mécaniques. Les principales étapes de fabrication des ferrites résidant dans le pressage d'un mélange de poudre et la cuisson à température élevée (1300°C).

Les ferrites doux sont regroupés en 3 familles de matériaux [69] :

- Les ferrites manganèse-zinc (Mn-Zn) utilisés pour des fréquences allant de 10 kHz à 1 MHz (résistivité de $1 \Omega.m$) dans les domaines de la conversion d'énergie ou le traitement du signal.
- Les ferrites nickel-zinc (Ni-Zn) et de nickel-zinc-cuivre utilisés entre 1 et 500 MHz (résistivité électrique de $10^8 \Omega.m$) pour la réalisation de transformateurs ou d'inductances.
- Les ferrites « hyperfréquences » (0,1 à 100 GHz) utilisés pour la réalisation de composants hyperfréquences spécifiques tels que les circulateurs (ou isolateurs).

Les ferrites Mn-Zn constituent la majeure partie de la production mondiale. Ils seront les seuls abordés dans ce mémoire car ils correspondent à la gamme de fréquence et de puissance d'un transformateur tournant.

La polarisation à saturation des ferrites (MnZn) est inférieure (0.6 T) à celles de tôles FeSi (2.2T). En revanche leur résistivité est bien supérieure ($1 \Omega.m$) comparée à celle du Fer doux ($10^{-8} \Omega.m$), ce qui induit une réduction des pertes par courant de Foucault à haute fréquence (0.5 W/kg à 0.2 T et 25kHz pour le 3C92 de Ferroxcube) non comparables avec les tôles Fer-Silicium (8 W/kg à 1.5T et 50 Hz). Les ferrites sont également plus légères que les tôles avec une densité de 4800 kg/m^3 contre 7850 kg/m^3 pour les tôles FeSi et leur perméabilité initiale est comprise entre 1000 et 10000. Finalement, selon leur composition, les ferrites se comportent comme des diélectriques isolants ou des semi-conducteurs.

Toutefois, les performances magnétiques dépendent fortement de la température. Par exemple, pour la K2004 de Kaschke, l'induction de saturation passe de 455 mT à 25°C à 280 mT à 170°C soit une diminution de 40%. La perméabilité initiale des ferrites dépend également fortement de la température.

De plus, Les ferrites comme les 3C9x de Ferroxcube sont en général dimensionnées pour les applications basses températures (<100°C) en raison du risque d'emballement thermique lié aux pertes fer. En effet, les ferrites sont conçues pour avoir des pertes minimales à une température de 60°C à 80 °C. Ensuite, les pertes augmentent avec l'augmentation de la température, d'où emballement. Seule la nuance 3C93 qui présente un minimum de pertes à 140°C peut convenir pour des applications automobiles.

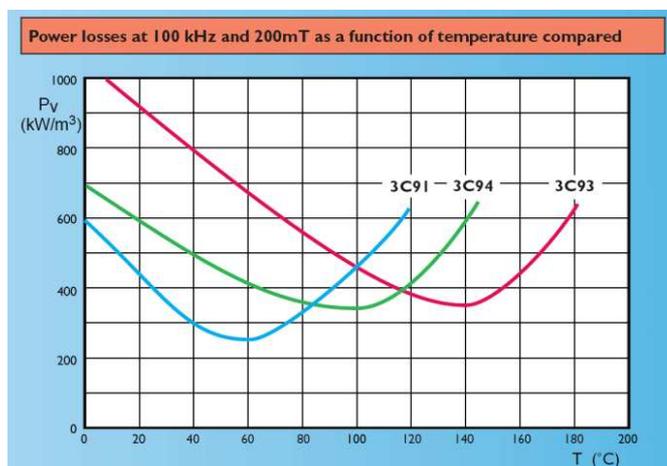
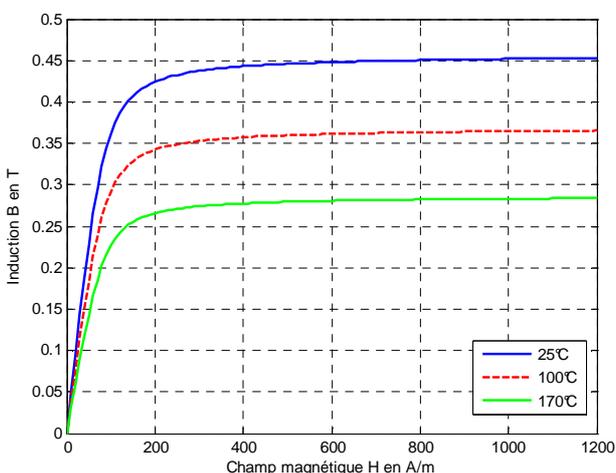


Figure I-64 : Courbe de première aimantation du K2004 selon la température de fonctionnement (gauche) et pertes fer des Ferrites 3C9x en fonction de la température selon Ferroxcube (droite)

Ensuite, les ferrites présentent une limite d'élasticité de 40-50 MPa contre les 350 MPa pour les tôles FeSi. Par ailleurs, les ferrites sont des matériaux durs et fragiles. Enfin, la conductivité thermique des ferrites est de 4 W/mK donc dix fois inférieures à celle des tôles FeSi.

4.2.2.2 SMC

Le fabricant de poudre Högans a mis sur le marché des SMC à la perméabilité accrue (7 mΩ.m) afin de diminuer les pertes fer en moyenne fréquence et concurrencer les ferrites. Le matériau dénommé Somaloy 110i est limité à des fréquences de 100 kHz maximum.

Son principal avantage réside dans une meilleure stabilité thermique que les ferrites et en particulier une absence d'emballement thermique. De plus, les SMC sont facilement usinables et disposent d'une induction à saturation de 1.33 T.

Toutefois, ils souffrent d'une faible perméabilité initiale de 110 comparé au 3000 pour un ferrite classique et de pertes fer encore largement supérieures (377 kW/m³ pour le Somaloy 110i à 0.1 T 20 kHz contre 11 kW/m³ pour le 3C93). Cette dernière différence s'explique en partie par une résistivité 1000 fois plus importante pour les ferrites.

4.2.2.3 Bilan

Les ferrites sont les matériaux les plus adaptés pour les applications fixes à basse température avec des pertes fer faibles associées à une perméabilité initiale importante. Toutefois, les problèmes d'emballement thermiques à haute température (140 °C) ainsi qu'une fragilité mécanique relative constituent des critères rédhibitoires pour des applications à haute températures et tournantes. Dans ce contexte, la nuance 3C93 de Ferroxcube a été optimisée pour des températures de l'ordre de 120°C mais reste difficilement usinable et fragile.

A l'inverse, les SMC comme le Somaloy 110i bénéficient d'une meilleure résistance mécanique et d'une meilleure tenue thermique. Ces performances sont néanmoins obtenues au détriment des pertes fer ce qui limite la fréquence maximale de fonctionnement de ce matériau à 50 kHz (si l'on ne souhaite pas diminuer de manière excessive le rendement de l'application).

	ρ (mΩ.m)	R_m (Mpa)	B @10 kA/m (T)	μ_{ini}	λ (W/m.K)	P 0.1T 10 kHz (W/m ³)
Ferrite (MnZn) 3C93	5000	20-65	0.52	3000	5	15
SMC (Somaloy 110i P1)	7	40-100	1.33	100	17	180

Figure I-65 : Comparaison des caractéristiques des matériaux doux pour les moyennes fréquences

5 Conclusion

Ce chapitre introductif a permis de comprendre les enjeux de l'hybridation des véhicules, à savoir la diminution des rejets de polluants, l'augmentation de la puissance électrique à bord des véhicules et la raréfaction des ressources énergétiques mondiales.

A la lumière de ces constatations, les performances caractéristiques des alerno-démarreurs pour des applications automobiles ont été déduites. L'étude a mis en exergue des notions de points de fonctionnement multiples sur une large plage de fonctionnement, de l'espace couple vitesse associés à des critères de rendement et de facteur de puissance. A ces contraintes s'ajoutent un coût limité, un environnement thermique chaud, une source d'énergie à la puissance et la tension limitée et un encombrement réduit. Finalement, la machine ne doit pas nuire au confort du passager en termes de bruits et vibrations.

La recherche bibliographique sur les topologies de machines pouvant satisfaire ces contraintes dégagent deux axes de progression :

- Les machines radiales faisant l'objet de nombreux prototypes voire de mise en série comme la machines à aimants surfaciques de la Honda Insight constituent la presque totalité des alerno-démarreurs équipant des véhicules hybrides. Elles bénéficient d'un process de fabrication fiable et économiquement éprouvé. Parmi les structures les plus intéressantes pour l'application, les machines à aimants enterrés sont actuellement les meilleurs challengers en termes de puissance massique, plage de défluxage, facteur de puissance. Ces machines souffrent toutefois d'un risque de génération de forte FEM destructrices à haute vitesse en l'absence de mécanisme de protection. Les autres possibilités sont les machines à double excitation parallèle bénéficiant de la souplesse de contrôle d'un bobinage et la puissance massique des machines à aimants et enfin, les machines asynchrones mettant en avant leur faible coût lié à une maîtrise quasiment totale des process de fabrication.
- Les machines axiales sont des machines en devenir, de part leur forte puissance massique et leur faible inertie (spécialement pour les machines à un rotor et deux stators). Les machines à double excitation ainsi que les machines à aimants enterrés à flux axial sont affublées d'excellentes performances de manière similaire à leurs homologues radiales. Ces machines rencontrent néanmoins des problèmes mécaniques de maintien des entrefers axiaux et de choix de matériaux isotropes.

L'ensemble des performances de ces machines est lié aux choix des matériaux dont la dernière partie du chapitre a fait l'objet. Pour les matériaux durs, les aimants ferrites durs avec un faible coût pour une induction rémanente moyenne (0.4T à 25°C) et une bonne tenue en température constituent l'essentiel du marché. Ils sont remplacé par les NdFeB liés si une plus forte induction rémanente est nécessaire (1.2T à 25°C) et que les conditions thermiques le permettent (température inférieure à 150 °C). Les aimants SmCo sont cantonnés à des niches requérant des performances extrêmes en termes de température et d'induction, si leur coût n'est pas rédhibitoire. Pour les matériaux doux dans le domaine des basses fréquences (<5kHz), les tôles FeSi constituent un choix optimal pour des chemins de flux bidimensionnels à la fois en termes d'induction à saturation que de pertes. Cette hégémonie est fortement contestée dans le domaine des chemins de flux tridimensionnels associés à des plages de fréquences de l'ordre de 1kHz où les SMC offrent de meilleures caractéristiques. Dans le domaine des moyennes fréquences, les SMC sont cantonnés aux applications à haute température ou avec des contraintes mécaniques forte tandis que les ferrites doux occupent le reste du marché en raison de leur plus faible pertes fer.

6 Bibliographie

- [1] Echos, Les., "La flambée du pétrole brut porte les carburants à des prix record." 30 Juillet 2008.
- [2] Sullivan, C. R., "Aluminum Windings and Other Strategies for High-Frequency Magnetics Design in an Era of High Copper and Energy Costs." *Trans. on Power Electronics*. Juillet 2008, Vol. 23, pp. 2044-2051.
- [3] CCFA, Comité des Constructeurs Français d'Automobiles., "Mobilité." *Revue de presse Thématique*. Mai 2008, 5.
- [4] CITEPA., "Emissions dans l'air - Données annuelles nationales – GES." Mai 2008.
- [5] AFSSET., "Pollution atmosphérique." Juin 2006.
- [6] VALEO., "L'automobile face aux défis environnementaux." Mars 2008.
- [7] ACEA., "Réduire les émissions de polluants des voitures en adoptant une approche intégrée." Février 2008.
- [8] Takorabet, A., "Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure innovante pour une application alternateur automobile. Comparaison à des structures classiques." SATIE, Janvier 2008.
- [9] Traub, N., "SAE 42V." 2002, Avril 2002.
- [10] Doc, C., "Etude d'une direction assistée en mode de fonctionnement dégradé." 2006.
- [11] Richard, D., MAtt, J.-C. et Plasse, C., "Technological steps for range extension of VALEO systems as affordable solutions in micro-hybrid applications." *AEA 2008*.
- [12] Cai, W., "Comparison and review of electric machines for integrated starter alternator applications." *IAS 2004*.
- [13] Wailand, F., "Future remanufacturing of combined starter-generators & electrical machines." *APRA 2007*. Juin 2007. Amsterdam.
- [14] Multon, B., "Cours de DEA Master SESP." 2005.
- [15] Dehlinger, N., "Etude des performances d'une machine à flux transverse à noyaux ferromagnétiques amorphes." *Thèse de Laval*. 2007.
- [16] Lundmark, S., "Application of 3D computation of magnetic field to the study of claw pole motors." *Thesis*. 2005.
- [17] Legranger, J. et Vauquelin, A., "Rapport Annuel VALEO UTC." 2007.
- [18] Kinnune, J., "Direct on line axial flux permanent magnet synchronous generator static and dynamic performance." 2007.
- [19] Haataja, J., "A comparative performance study of four pole induction motors and synchronous reluctance motors in variable speed drives." 2003.
- [20] ALHASSOUN, Y., "Etude et mise en oeuvre de machines à aimantation." *Thèse INPT*. 2005.
- [21] Parviainen, A., "Design of axial-flux permanent-magnet low-speed machines and performances comparison between radial-flux and axial-flux machines." *Thèses de Lappeenranta*. 2005.
- [22] Chedot, L. et Friedrich, G., "Comparison of two optimal machines design for integrated Starter generator applications." [éd.] ICEM. 2002.
- [23] Biedinger, J.-M., et al., "Etude de faisabilité d'un alerno-démarrreur intégré Comparaison des solutions asynchrone et synchrone à rotor bobiné." 1999.
- [24] Ly, P., "Commande optimale de l'alternateur avec prise en compte de la saturation magnétique." 2003.
- [25] Huang, S., Aydin, M. et Lipo, T. A., "A direct approach to electrical machine performance evaluation : torque density assessment and sizing optimization." *ICEM*. 2002.
- [26] 92958, Patent No., "PMehrphasenmaschine mit ungleicher ankerspulen und polzahl." *Deutsches Reichspatent*. 1895.

- [27] EL-Refaeie, A. M. et Jahns, T.M., "Scalability of surface PM machines with concentrated windings designed to achieve wide speed ranges of constant power operation." *IEEE energy conversion*. Juin 2006, Vol. 21, 2, pp. 362-369.
- [28] —. "Impact of winding layer number and magnet type on synchronous surface PM machines designed for wide constant power speed range operation." IAS, 2006.
- [29] EL-Refaeie, A. M., et al., "Winding Inductances of Fractional Slot Surface-Mounted Permanent Magnet Brushless Machines." *IAS 08*. 2008.
- [30] Magnussen, F. et Sadarangani, C., "Windings factors and joules losses of permanent magnets machines with concentrated windings." IEMDC, Juin 2003.
- [31] Shibutani, A., Kato, S. et Kaku, T., "Development of Motor Assist Sytem for Hybrid Four Door Sedan." *Electric Vehicle Symposium 19*. 2002.
- [32] Yamamoto, K., "Development of Motors for EV FCV and HEV." [éd.] International power Electronics. 2005.
- [33] Dutta, R., "A segmented interior permanent magnet machine with wide field weakening range." [éd.] PhD Thesis University of New South Wales. 2007.
- [34] EL-Refaeie, A et Jahns, T. A., "Application of Bistate magnetic material to an automotive IPM starter/alternator machine." *IEEE trans. on energy conversion*. mars 2005, Vol. 20, 1, pp. 71-79.
- [35] Lovelace, E. C., "Optimization of a Magnetically saturable interior Permanent Magnet synchronous machine drive." [éd.] Phd Thesis MIT. Juin 2000.
- [36] Chedot, L., "Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de focntionment. Application à l'alternateur-démarrreur." *Thèse du LEC*. 2004.
- [37] Legranger, J., et al., "Design of a Brushless Rotor Supply for a Wound Rotor Synchronous Machine for Integrated Starter Generator." *VPPC 07*. 2007.
- [38] De Vries, A., "Commande et dimensionnement de machines à réluctance variable à double saillance pour application alternateur-démarrreur automobile." *Thèse du SATIE*. 2004.
- [39] Raminosa, T., "Optimisation des performances des machines synchro-réluctantes par réseaux de perméances." *Thèse INPL*. 2006.
- [40] Owen, R. L., et al., "Fault-Tolerant Flux-Switching Permanent Magnet Brushless AC Machines." *IAS 2008*. Octobre 2008.
- [41] Hua, W., et al., "Analysis and optimization of Back EMF waveform of a flux-switching permanent magnet motor." *IEEE trans. on energy conversion*. sept. 2008, Vol. 23, 3.
- [42] Hoang, E., et al., "Entraînement électrique d'un déshuileur aéronautique." *RIGE*. 2007, Vol. 10, 3-4, pp. 430-448.
- [43] Pang, Y., et al., "Comparative study of flux switching and interior permanent magnet machines." *ICEMS 2007*. oct. 2007.
- [44] Zhang, J., et al., " New approach to power equation for comparison of doubly salient electrical machines." *IAS 2006*.
- [45] Amara, Y., et al., "Machines synchrones à double excitation." *RIGE*. 2004, Vol. 7, pp. 163-199.
- [46] Amara, Y., "Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation : Application au véhicule hybride." *Thèse du SATIE*. décembre 2001.
- [47] Boldea, I., et al., "BEGA—A Biaxial Excitation Generator for Implementation and Performance for Wide Speed Range at Unity Power Factor." *IEEE trans. on industry application* . Juillet 2005, Vol. 41, 4.
- [48] Leonardi, F., et al., "Design considerations and test results for a doubly salient PM motor with flux control." *IAS 96*. 1996.
- [49] Boldea, I., et al., "BEGA Starter/Alternator – Vector Control Implementation and Performance for Wide Speed Range at Unity Power Factor." *IAS 2008*.
- [50] Lipo, T. A. et Aydin, M., "Field weakening of permanent magnet machines, design approaches." *EPE PEMC 2004*. Septembre 2004.

- [51] Albert, L., "Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes : application au domaine automobile." *Thèse INPG*. 2004.
- [52] Valtonen, M., "Performances characteristics of an axial flux solid rotor core induction motor." *PhD Thesis of Lappeenranta University of technology*. Décembre 2007.
- [53] AXCO., "Axial flux induction electric machine." *EP1794869*. Août 2005.
- [54] Kubzdela, S. et Weglinski, B., "Magnetodielectrics in induction motors with disk rotor." *IEEE trans. on magnetics*. janvier 1988, Vol. 24, 1.
- [55] Siemens., "Starter-Generator for combustion vehicle." *Brevet européen EP1059440*. Décembre 2000.
- [56] Aydin, M., Huang, S et Lipo, T. A., "Axial flux permanent magnet disc machines : a review." *Research report 2004-10*. 2004.
- [57] Rahman, K., et al., "Application of direct drive wheel motor for fuel cell electric and hybrid electric vehicle propulsion system ." *IAS 04*. 2004.
- [58] Tapia, J. A., et al., "Increasing field weakening capability of an axial flux PM machine." *IAS 2004*. 2004.
- [59] Gonzales-lopez, D. A, et al., "Design and test of an axial flux permanent magnet machine with field control capability." *IEEE trans. on magnetics*. septembre 2008, Vol. 44, 9, pp. 2168-2173.
- [60] Profumo, F., et al., "Novel axial flux interior PM synchronous motor with powdered soft magnetic material." *IAS 98*. 1998.
- [61] Aydin, M., "Axial Flux Electric machine." *World patent WO/2008/016425*. juillet 2006.
- [62] Hsu, J. S., "Direct control of air gap flux in permanent magnet machines." *Patent US 6057622*. mai 2000.
- [63] —. "Direct control of airgap flux in permanent magnet machines." *IEEE trans. on energy conversion*. décembre 2000, Vol. 15, 4.
- [64] Doc, C., Legranger, J. et Vauquelin, A., "Caractéristiques des aimants permanents destinés au domaine automobile." *Rapport interne LEC*. 2006.
- [65] Lechevalier, L., et al., "Aimants permanents : applications et perspectives." *Techniques de l'ingénieur*. 2008, Vol. D 2102.
- [66] Alves, F., "Matériaux magnétiques novateurs pour l'information et l'énergie." *Cours de master SESP : IST-C01*. 2006.
- [67] Kedous-Lebouc, A., "Matériaux magnétiques en génie électrique 1." *Traité EGEM*. juin 2006.
- [68] Lipo, T. A., Madani, S. M. et White, R., "Soft magnetic composites for AC machines - a fresh perspective." *PEMC 04*. 2004.
- [69] Lebourgeois, R., "Ferrites doux pour l'électronique de puissance." *Techniques ingénieur*. Vol. N 3620.

Chapitre 2

Méthodes et Modèles de conception optimale

Les applications électromagnétiques sont des problèmes complexes en termes de modélisation et de recherche d'une solution optimale. En effet, leur transcription mathématique nécessite de considérer un grand nombre d'équations débouchant parfois sur un grand nombre de solutions potentielles autant pour l'établissement de modélisations que pour le recherche de candidats potentiels. La résolution de ce type de problèmes nécessite donc une démarche structurée. Ce chapitre expose les principes généraux de la démarche à suivre. Elle sera appliquée à trois exemples empruntés au domaine de la conception optimale de machines électriques pour la traction de véhicules hybrides.

Sommaire

1	TERMINOLOGIE	69
2	PRINCIPE DE DIMENSIONNEMENT OPTIMAL	70
2.1	ETAPE 1 : ANALYSE DU CAHIER DES CHARGES.....	71
2.2	ETAPE 2 : FORMULATION DU PROBLEME.....	71
2.2.1	<i>Modèles analytiques</i>	74
2.2.1.1	Modèles de pertes joules.....	75
2.2.1.2	Modèles de pertes fer.....	75
2.2.1.2.1	Modèles locaux.....	76
2.2.1.2.2	Modèles globaux.....	77
2.2.1.3	Modèle mécanique.....	79
2.2.2	<i>Modèles numériques</i>	80
2.2.2.1	Modèle magnétique : cartographie de flux avec modèle de Park.....	80
2.2.2.1.1	Calcul de flux par la théorie des deux axes dq.....	81
2.2.2.1.2	Méthode de cartographie.....	83
2.2.2.2	Comparaison des méthodes de calcul de couple.....	85
2.2.3	<i>Modèles semi-numériques</i>	87
2.2.3.1	Modèle magnétique : Réseaux de réluctances.....	88
2.2.3.1.1	Principe.....	88
2.2.3.1.2	Calcul de quelques réluctances.....	89
2.2.3.2	Modèle thermique : approche nodale.....	91
2.2.3.2.1	Conduction.....	92
2.2.3.2.2	Capacités thermiques.....	93
2.2.3.2.3	Rayonnement.....	94
2.2.3.2.4	Convection.....	94
2.2.3.2.5	Surface externe de la culasse statorique munie d'ailettes.....	95
2.2.3.2.6	Surface latérales des culasses et des dents.....	97
2.2.3.2.7	Chignons.....	97
2.2.3.2.8	Entrefer.....	98
2.2.3.2.9	Rotor.....	98
2.2.3.3	Méthode de résolution formelle des équations de Maxwell.....	99
2.2.3.3.1	Méthodologie.....	99
2.2.3.3.2	Validation sous Flux 2D.....	102
2.2.4	<i>Conclusion</i>	103
2.3	ETAPE 3 : RESOLUTION DU PROBLEME.....	105
2.3.1	<i>Méthodes d'ordre 0</i>	106
2.3.2	<i>Les méthodes d'ordre 1 et 2</i>	109
2.3.3	<i>Conclusion</i>	110
2.4	ETAPE 4 : VERIFICATION DES MODELES.....	110
3	CONCLUSION	111
4	BIBLIOGRAPHIE	112

1 Terminologie

Ce premier paragraphe a pour but de préciser la terminologie employée dans cette thèse en matière d'optimisation. Le but d'un problème d'optimisation est de chercher un objet mathématique (un vecteur de variables de conception) minimisant (ou maximisant) une fonction objectif f obtenue à partir de paramètres d'entrée x_e et de variables de conception x_o tout en respectant des contraintes g .

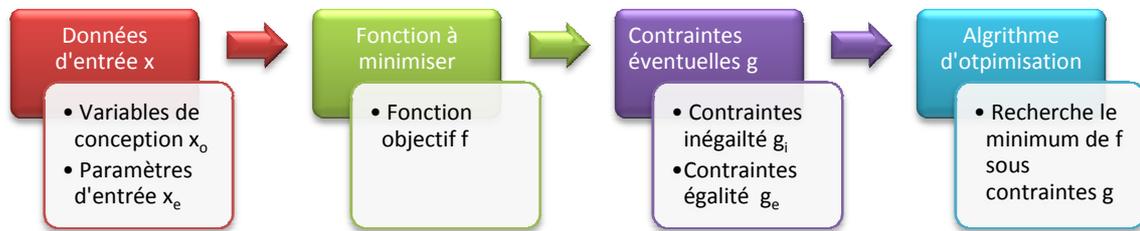


Figure II-1 : Synoptique d'une optimisation

La **fonction objectif** ou de coût, notée f , est une fonction de paramètres d'entrée et de variables de conception dont on recherche un minimum ou un maximum. L'objectif de cette fonction est soit unique ou multiple auquel cas il est nécessaire de faire un compromis entre des buts généralement concurrents. Par exemple, le meilleur rendement est généralement atteint au détriment de la réduction de la taille de la machine.

Si ces fonctions présentent un seul optimum elles sont qualifiées d'unimodales. Toutefois, elles possèdent généralement plusieurs optima (et par définition un seul optimum global) et prennent alors le qualificatif de multimodales.

Les **variables de conception** encore dénommées variables d'optimisation ou facteurs x_o sont des grandeurs d'entrée supposées influencer sur la fonction objectif de l'optimisation. Ces variables peuvent être :

- Continues et adopter toutes les valeurs numériques d'un intervalle fini
- Discrètes et prendre un nombre fini de valeurs sur un intervalle, comme le nombre de spires
- Qualitatives et traduire un état ou une configuration particulière, comme le type de rotor : intérieur ou extérieur

Les paramètres de conception satisfaisant les contraintes sont qualifiés de faisables.

Les **paramètres d'entrés** x_e sont des grandeurs d'entrée (voire des fonctionnelles) qui ne varient pas lors du process d'optimisation. Ils sont de facto qualifiés de fixes mais figurent dans les expressions mathématiques des modèles. Le choix d'une tôle avec une courbe de première aimantation en constitue un exemple.

Le **domaine d'étude** est défini comme un espace k dimensionnel dans lequel chaque point représente une combinaison des valeurs possibles des k variables d'optimisation (les variables qualitatives sont donc exclues). Pour 2 variables d'optimisation, il forme donc un plan.

L'étendue domaine d'étude peut être restreinte par des **contraintes** d'inégalité g_i et plus rarement d'égalité g_e qui sont (dans le cadre de cette thèse) des fonctions linéaires des paramètres d'entrée et des variables de conception.

Les contraintes ne faisant intervenir que les variables de conception sont parfois qualifiées de contraintes en position tandis que les contraintes faisant intervenir les variables de conception ainsi que la fonction objectif sont des contraintes en valeurs atteintes.

2 Principe de dimensionnement optimal

La conception optimale d'applications électromagnétiques, comme les machines électriques ou les transformateurs de puissance, est une démarche séquentielle qui vise à déterminer les valeurs optimales des variables de conception satisfaisant au mieux les performances spécifiées par le cahier des charges tout en respectant les contraintes [1]. Cette démarche parfaitement maîtrisée conduit, à terme, à réaliser notamment un prototypage virtuel.

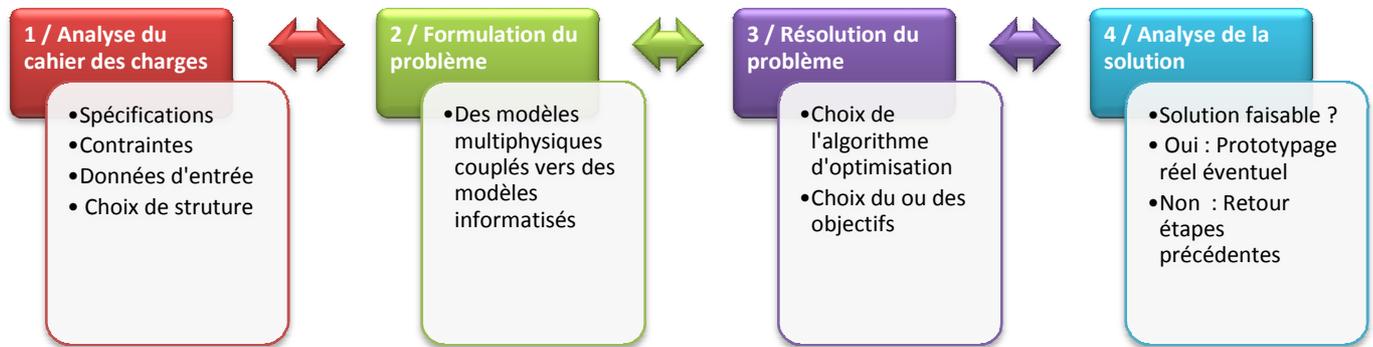


Figure II-2 : Méthodologie de dimensionnement optimal

Le processus de dimensionnement optimal (Figure II-2) consiste donc, dans un premier temps, à analyser le cahier des charges afin de définir les limites du problème. Comme nous venons de le voir dans le chapitre précédent, ces limites sont de nature multiphysique avec par exemple, un encombrement limité, un échauffement restreint, des contraintes mécaniques fortes en termes de masse, inertie ou effort et enfin des conditions d'alimentation électrique (tension, courant) assujetties aux caractéristiques des sources d'énergies embarquées. A partir de son expérience, le concepteur détermine alors, la ou les structures de machine les plus aptes à répondre aux besoins évoqués dans le cahier des charges.

Dans un deuxième temps et pour chaque structure (étape 2), le concepteur traduit les données du cahier des charges en un modèle multiphysique, c'est-à-dire une description mathématique du système à l'aide d'équations, puis en un modèle numérique codant informatiquement les équations précédentes. Ces modèles peuvent présenter des couplages internes (la température dépendant, par exemple, des pertes joules qui dépendent de la température au travers de l'évaluation des résistances électriques). Le choix d'un modèle est in fine un compromis entre la précision envisagée pour représenter les phénomènes physiques et le temps de calcul numérique associé.

Ensuite, un algorithme d'optimisation adapté (de type essai et erreur structuré) recherche le minimum de la fonction objectif calculée à partir des modèles précédents tout en respectant les contraintes imposées par le cahier des charges.

Enfin, le résultat final est analysé afin de valider la solution vers laquelle l'algorithme d'optimisation a convergé. Cette analyse peut conduire soit à une acceptation de la solution et à un prototypage réel éventuel soit à un rejet de cette solution pour des causes multiples, comme le non respect des conditions d'optimalité ou un arrêt de la procédure de recherche suite à un temps de calcul excessif. Dans ce cas, il convient de relancer une nouvelle optimisation après avoir réévalué les choix précédents, à savoir :

- Etape 3 : changement d'algorithme d'optimisation ou adaptation des paramètres de réglages de l'algorithme (comme la solution initiale des algorithmes de descente de gradient)
- Etape 2 : utilisation de nouveaux modèles avec hypothèses de validité élargies
- Etape 1 : révision des contraintes du cahier des charges et/ou des objectifs

2.1 Etape 1 : Analyse du cahier des charges

L'analyse du cahier des charges est l'étape la plus importante du processus de conception au sens où elle fixe les limites et buts à atteindre du problème. Outre le choix de la fonction objectif, des contraintes et le listage des variables d'entrée, elle implique le choix des paramètres de conception qu'il convient de limiter car ils déterminent fortement le temps de calcul.

En effet, et en première approximation, le temps de calcul global, dans le cadre d'une optimisation multiphysique d'actionneurs électriques, est dominé par l'évaluation de la fonction objectif et des contraintes au travers du modèle et non par le calcul propre des routines des algorithmes d'optimisation. De ce fait, le temps de calcul global augmente généralement de manière exponentielle avec le nombre de variables pour un algorithme évolutionnaire [2] et de manière linéaire avec les algorithmes déterministes de type descente de gradient (calcul d'une composante supplémentaire du gradient par paramètre ajouté).

Le choix de ces variables repose sur :

- l'expérience du concepteur [3]
- l'utilisation de techniques de screening (sélection) basées par exemple sur une méthode de plans d'expériences [4]. La technique de screening permet de déterminer parmi les variables de conception sélectionnées au préalable par le concepteur, celles qui ont une influence statistiquement non négligeable sur la fonction objectif. Cette technique suppose au préalable l'établissement d'un modèle de la structure à dimensionner (pré-étude) et un temps de calcul rallongé.

Les deux approches peuvent être utilisées de manière complémentaire.

2.2 Etape 2 : Formulation du problème

La modélisation permet de traduire des phénomènes physiques en équations mathématiques. Dans le cadre d'un processus d'optimisation multiphysique, les modèles les plus couramment utilisés sont dits directs, c'est-à-dire qu'ils fournissent les performances d'une structure en fonction des variables de conception et des paramètres d'entrée. Le modèle fournit un résultat unique pour un jeu de grandeurs d'entrée donné.



Figure II-3 : Modèle direct

La démarche inverse, en l'occurrence la recherche de la meilleure solution (sorties) en termes des valeurs des variables de conception (entrées) afin d'obtenir les performances adéquates peut être assurée notamment par les algorithmes d'optimisation.

De par sa nature multiphysique, le modèle se décompose en sous-ensembles appartenant à des domaines différents de la physique qu'il est nécessaire de coupler. A ce titre, il existe deux approches de couplage :

- Le couplage faible : la réalisation de simulations en série (calcul séquentiel de la Figure II-) : la solution d'un modèle sert d'entrée à un autre modèle
- Le couplage fort : l'intégration d'un ou plusieurs domaines de la physique au sein d'un même solveur au cours de la même résolution autorisant des couplages parallèles des modèles

La première solution est la plus fréquente car la plus simple à implémenter. Elle se justifie également par les constantes de temps des différents phénomènes physiques mis en jeu.

La méthodologie de conception d'actionneurs électriques décrite dans cette thèse met en jeu 4 types de modèles : mécanique, électrique, thermique et magnétique.

Les modèles mécaniques sont basés essentiellement sur une étude de résistances des matériaux et sont supposés entièrement découplés des autres modèles. Par hypothèse, les effets thermiques, comme la dilatation, influent peu sur les propriétés mécaniques des matériaux mis en jeu et la magnétostriction est considérée comme négligeable.

Au contraire, les modèles électriques et thermiques sont couplés par l'intermédiaire de la température des bobinages engendrant une augmentation de la résistivité du cuivre et de facto des pertes joules à courant constant. Le mode de couplage choisi est un couplage faible, plus économique en temps de calcul associé à une méthode de résolution des problèmes non linéaires de point fixe.

Le modèle magnétique dépend à la fois des paramètres électriques au travers de la saturation des matériaux magnétiques elle-même liée à l'intensité du courant électrique traversant les bobinages, et également des paramètres thermiques, en raison de la dépendance des caractéristiques magnétiques des aimants avec la température. Le modèle magnétique est considéré comme indépendant des caractéristiques mécaniques même si la courbe de première aimantation et les pertes fer varient fortement en fonction du taux de compression des paquets de tôle lors du montage et de leur usinage. Le modèle magnétique sera traité de plusieurs manières (Figure II-) :

- Découplage total : les matériaux magnétiques sont supposés linéaires et leurs propriétés indépendantes de la température (particulièrement en cas d'absence d'aimants permanents)
- Couplage total : les matériaux magnétiques sont considérés comme saturables et possèdent des caractéristiques dépendant de la température
- Couplage partiel : les matériaux magnétiques sont supposés saturables mais leurs propriétés ne dépendent pas de la température. Cette méthode utilise le même organigramme que le modèle avec découplage total à la seule différence que les paramètres magnétiques (flux) ne sont plus fixes et dépendent des courants

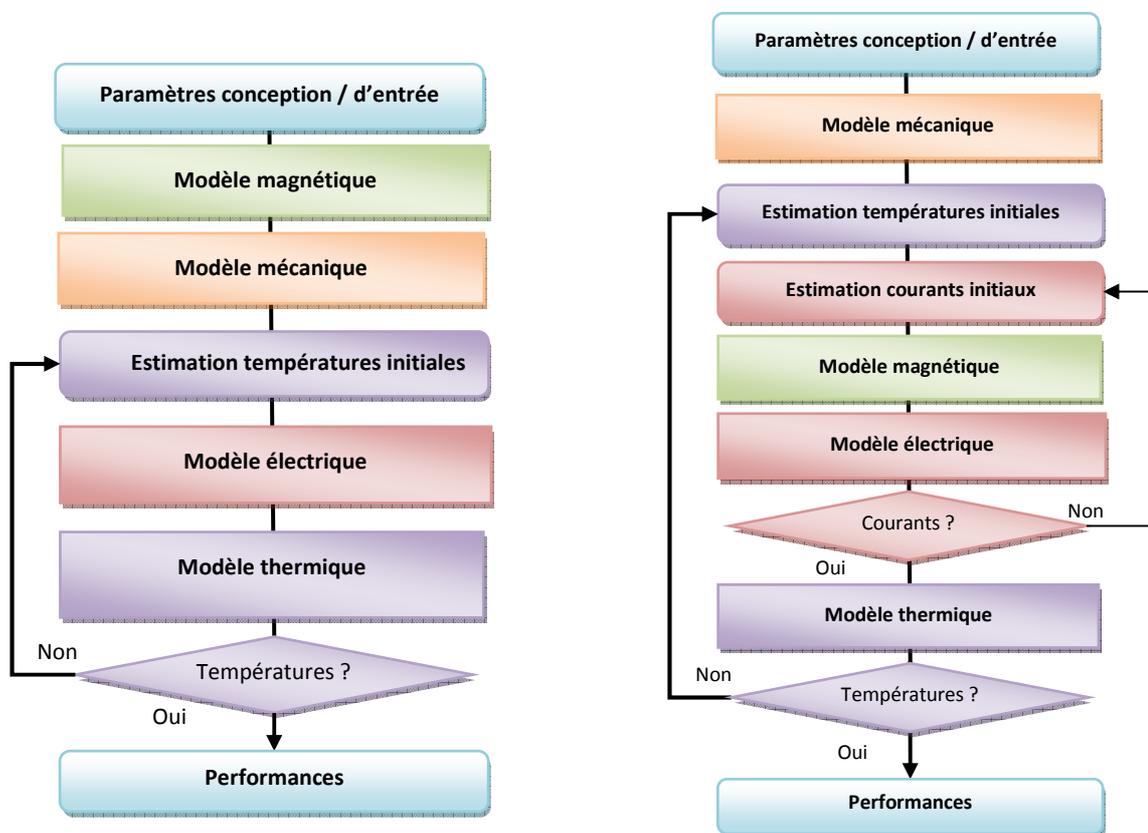


Figure II-4 : Organigramme d'un modèle multiphysique direct avec couplage faible des modèles : modèle magnétique totalement découplé (gauche), modèle magnétique couplé totalement (droite)

Parmi la diversité des classifications possibles, nous avons choisi de répartir les techniques de modélisation selon leur effet d'échelle ou granulométrie, ie la prise en compte de manière précise de la géométrie des systèmes modélisés :

- Les modèles analytiques qui constituent une démarche de description rationnelle des phénomènes physiques par des équations spécifiques en nombre limité, avec des hypothèses lourdes comme la linéarité des phénomènes physiques ou des formes géométriques sommaires (cylindres, parallélépipèdes...)
- Les modèles éléments finis consistant en la discrétisation du système (et de facto une prise en compte précise de la géométrie des systèmes mis en jeux) en un nombre fini de points (nœuds) formant un maillage, puis en la résolution des lois de la physique en chacun de ces points. L'extension des résultats aux points de l'espace non maillés est obtenue par interpolation
- Les modèles semi-numériques ou semi-analytiques réunissent les deux caractéristiques des modèles précédents. En effet, ils utilisent d'une part une discrétisation géométrique médiane par rapport aux modèles précédents et sont d'autre part analytiques et non linéaires. La non linéarité est prise en compte par une méthode de point fixe (substitution ou Newton-Raphson).

Les sous paragraphes suivants détaillent les principales caractéristiques de ces 3 types de modélisations qui seront utilisées lors d'applications ultérieures. Ces modèles sont dédiés à la conception optimale de systèmes électrotechniques par nature multiphysique et complexe, c'est-à-dire non représentables par le jeu d'une ou deux équations.

2.2.1 Modèles analytiques

Les modèles analytiques se caractérisent en général par une rapidité d'exécution et une facilité de mise en œuvre notamment dans le calcul de dérivées (calcul formel). Toutefois, ces qualités sont inhérentes aux lourdes hypothèses qui ont permis l'établissement des équations régissant ces modèles, dont les plus fréquentes, dans le domaine de la conception de machine, sont la linéarité des phénomènes, l'annulation des pertes mises en jeux et la simplification des géométries.

Ces formulations ont, de ce fait, un cadre de validité restreint et doivent être correctement paramétrées dans le cadre d'un processus de dimensionnement optimal. De plus, la construction d'un modèle analytique est un processus long fortement lié à l'expérience du concepteur et dont la méthode est difficilement exportable pour la création de modèles appartenant à un champ disciplinaire différent (la création d'un modèle analytique thermique n'est pas sujette à la même méthode qu'un modèle magnétique).

De ce fait, ces modèles ont deux finalités distinctes :

- L'obtention d'une géométrie préliminaire d'actionneur et par extension la comparaison de différentes structures de machines entre elles. A ce titre, nous pouvons citer des équations de type $D_{is}^2 L_{zs}$ encore qualifiées de « output equation » [5] reliant le diamètre d'entrefer D_{is} et la longueur active de la machine L_{zs} au couple délivré par l'intermédiaire de la contrainte tangentielle σ_t :

$$C = 2\sigma_t D_{is}^2 L_{zs} \quad \text{Eq. II-1}$$

Cette contrainte σ_t dépend de la densité de courant admissible dans les bobinages et de l'induction dans l'entrefer et varie de 3 à 20 kN.m/m³ [6] selon les conditions de refroidissement et/ou le type d'aimants utilisé. Elle peut être obtenue à partir du calcul de la puissance électromagnétique en négligeant les résistances et inductances des machines, en définissant une forme d'onde empirique de l'induction dans l'entrefer ainsi que des courants statoriques

- La modélisation de phénomènes complexes au travers de formules empiriques comme pour les pertes fer avec la formule de Bertotti [7], le calcul des inductances de tête de bobines [8], la prise en compte des effets de peau voire de proximité dans le calcul des pertes joules, des modèles mécaniques basés sur la résistance des matériaux, des modèles vibro-accoustiques [9] ainsi que les corrélations empiriques de calcul de coefficients de convection en thermique [10].

Hormis les modèles mécaniques basés sur la résistance des matériaux, les autres modèles sont généralement utilisés conjointement avec des modèles de nature différente :

- numériques, avec par exemple un modèle de pertes fer analytique s'appuyant sur les courbes d'induction fournies par un modèle magnétique par éléments finis
- semi-numériques avec un réseau thermique à constantes localisées dont les résistances en convection sont estimées par le modèle analytique

Dans le cadre d'une approche de dimensionnement optimale complexe, seuls les modèles analytiques destinés à modéliser des phénomènes complexes sont en général utilisés. Le paragraphe suivant relate quelques exemples de ces modèles appliqués au domaine de la conception de machines électriques à aimants.

2.2.1.1 Modèles de pertes joules

Pour un ensemble de N_s conducteurs de forme cylindrique mis en série et soumis à une densité de courant J uniforme, les pertes joules sont :

$$P_j = \iiint_V \rho J^2 dV = \frac{\rho(T) N_s L_c}{S_c} I_{eff}^2 \quad \text{Eq. II-2}$$

avec V le volume d'un conducteur en m^3 , ρ la résistivité (dépendante de la température T du conducteur) en $\Omega.m$, L_c la longueur moyenne d'une spire en m , I_{eff} le courant efficace parcourant le conducteur en A_{eff} et S_c la section utile d'un conducteur en m^2 .

Lorsque la fréquence des courants traversant les conducteurs augmente, la densité de courant J n'est plus uniforme, en raison de courants de Foucault non négligeables (effet de peau). Les densités de courant se concentrent à la périphérie des conducteurs, leur section utile diminue et les pertes joules augmentent. Cette augmentation est prise en compte par la formule de Field [11] :

$$P_j = \frac{K \rho(T) N_s L_c}{S_c} I_{eff}^2 \quad \text{avec} \quad K = \lambda_c \frac{sh(2 \lambda_c) + \sin(2 \lambda_c)}{ch(2 \lambda_c) - \cos(2 \lambda_c)} \quad \text{et} \quad \lambda_c = \frac{d_c}{\sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 f}}} \quad \text{Eq. II-3}$$

avec d_c le diamètre du conducteur en mm , f la fréquence des courants en Hz .

2.2.1.2 Modèles de pertes fer

L'objectif est ici d'obtenir une formulation simple et efficace des pertes fer directement intégrable dans une approche de conception optimale limitée par définition en temps de calcul.

La modélisation des pertes fer tente de transcrire des phénomènes microscopiques complexes (déplacement des parois de Bloch sous champ, variation d'état des matériaux) à l'aide de grandeurs macroscopiques (induction globale, température...). Le problème revient à rechercher des données reproductibles les plus indépendantes possibles des conditions d'utilisation (géométrie, conditions d'excitation...).

Elle suppose premièrement l'adoption d'un modèle hystérétique d'aimantation du matériau ainsi qu'un modèle de pertes par courants de Foucault tous deux fondés sur une approche expérimentale comme des mesures sur cadre d'Epstein sous différents type d'excitations (sinus triangle, Modulation de largeur d'impulsion...) [12] ou directement sur prototype [13].

Ensuite, ces derniers modèles sont couplés avec des modèles magnétiques permettant de calculer les variations des formes d'ondes d'induction dans les parties ferromagnétiques des machines comme les éléments finis ou les réseaux de réductances. Certains modèles requièrent également un couplage avec des modèles thermique voire mécanique afin de prendre en compte la variation des propriétés physiques des matériaux avec les changements de température ou les contraintes mécaniques [14].

Parmi la pléthore de modèles décrivant l'hystérésis statique ou dynamique [15], nous distinguons deux types de modèles de pertes fer que nous allons détailler.

2.2.1.2.1 Modèles locaux

Les modèles que nous qualifions de locaux sont basés sur la construction du cycle statique voire dynamique $B(H)$ ou sa réciproque $H(B)$ reproduisant le comportement du matériau en fonction de la forme d'onde et de la fréquence d'excitation. Le calcul de la surface du cycle $B(H)$ obtenue permet d'en déduire les pertes par hystérésis. Les pertes par courants de Foucault sont estimées par une méthode classique. Nous pouvons citer par exemple la méthode de Jiles-Atherton [16], le modèle de Preisach ou le modèle LS (Loss Surface) développé par le LEG [12]. Kedous-Lebouc dresse une liste exhaustive de ces méthodes et de leurs nombreuses variantes dans [17].

Ces méthodes requièrent en général la connaissance de l'induction B voire de sa dérivée par rapport au temps dB/dt afin de déterminer le champ magnétique $H(B, dB/dt)$ du cycle d'hystérésis au moyen de données expérimentales.

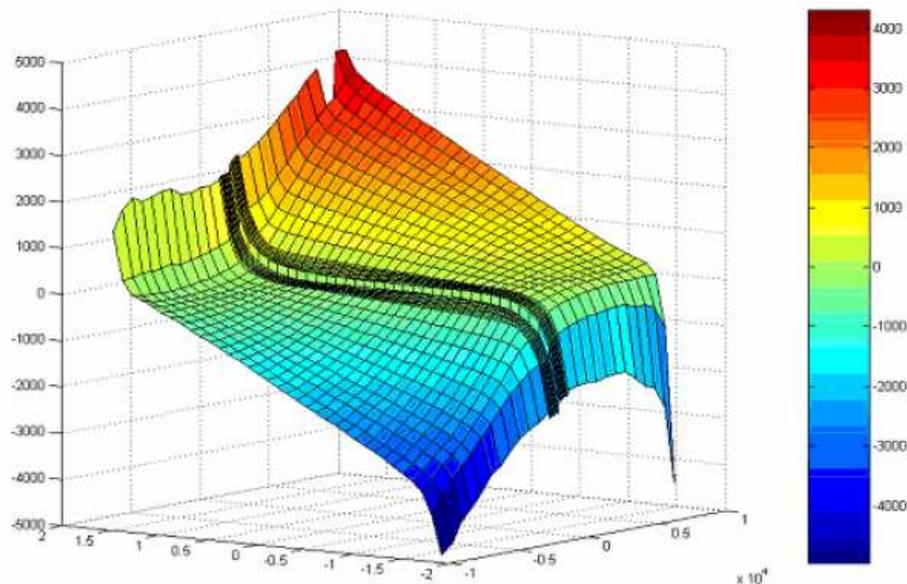


Figure II-5 : Surface $H(B, dB/dt)$ extraite de [12] pour 1.75 T pour le modèle LS

Par exemple, le modèle de Jiles-Atherton requiert l'estimation de six paramètres tandis que le modèle LS nécessite un ensemble de caractérisation du matériau sous induction triangulaire afin de prendre en compte les aspects statiques et dynamiques du cycle d'hystérésis. De ce fait, ces modèles sont en général couplés avec des logiciels d'éléments finis.

Ces modèles sont en général précis à 20 % près par rapport à des mesures sur prototypes [12] en prenant en compte les cycles d'hystérésis mineurs ainsi que des formes de champ elliptique notamment dans les culasses des machines.

Toutefois, l'obtention des données expérimentales pour les nuances de tôles envisagées ainsi que le temps de calcul lié au stockage des données puis à la détermination des pertes rend ces approches inadaptées pour un dimensionnement optimal à l'heure actuelle.

Par ailleurs, ces approches négligent en général l'influence des contraintes mécaniques et thermiques sur les pertes et ne permettent pas de déterminer avec précision les pertes fer dans le sens perpendiculaire au laminage des tôles FeSi (champ transverse).

2.2.1.2.2 Modèles globaux

Les modèles globaux sont fondés sur une approche qualifiée de fréquentielle par [17].

Deux formulations principales se distinguent alors :

- la formule de Steinmetz, en régime d'excitation sinusoïdal, décomposant les pertes en pertes par hystérésis, égales à l'aire de la boucle majeure d'hystérésis multipliée par la fréquence électrique f , et pertes par courants de Foucault proportionnelles au carré de l'induction maximale B et de la fréquence :

$$P_{fer} = S_1 f B^\beta + S_2 f^2 B^2 \quad \text{Eq. II-4}$$

avec S_1 , α et S_2 les coefficients de Steinmetz obtenus par des corrélations sur des données constructeur.

Il existe plusieurs variantes de cette formule, en particulier, l'estimation des pertes fer dans les Ferrites fortement résistifs conduit à négliger les pertes par courants de Foucault devant les pertes par hystérésis [18].

- le modèle de Bertotti généralisé (ou étendu aux régimes d'excitation autres que sinusoïdaux), appliqué à la modélisation de matériaux de type SMC [19] ou tôles FeSi [20], sépare les pertes fer (P_{fer} en W/m^3) en pertes par hystérésis ($K_h f B_m^\alpha$) et pertes dynamiques à savoir les pertes par courants de Foucault ($\frac{e}{12\rho} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt$) et par excès ($K_{ex} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt}\right)^{3/2} dt$) :

$$P_{fer} = K_h f B_m^\alpha + \frac{e}{12\rho} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt + K_{ex} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt}\right)^{3/2} dt \quad \text{Eq. II-5}$$

où K_h , K_{ex} , α sont des coefficients obtenus par des corrélations à partir de mesures sur cadre d'Epstein, e est l'épaisseur de la tôles et ρ sa résistivité, enfin, T est la période électrique.

Dans ces formulations, les pertes par hystérésis ne dépendent que de la valeur crête de l'induction et non de sa forme d'onde. De plus, le modèle ne nécessite que la détermination de 3 coefficients (voire 2 si les pertes par excès sont négligées) que l'on peut déduire en première approximation des données fabricant brutes, mêmes si des mesures sur banc offrent une meilleure précision (les mesures fabricant sont en général données à 50 Hz ou 60 Hz).

Enfin, la forme d'onde de l'induction peut être déduite de modèles peu gourmands en temps de calcul :

- un réseau de réluctances approchant la forme d'onde d'induction comme l'approximation trapézoïdale de Slemon [21] (dans le cadre des machines synchrones à aimants alimentées par des courants statoriques de faible amplitude)
- des éléments finis en magnétostatique associés à la règle de conservation du flux comme proposé dans le chapitre 3 de cette thèse
- des éléments finis en régime magnétodynamique (malgré un temps de calcul plus grand que les méthodes précédentes)

De ce fait, la méthode est plus rapide et facilement applicable à une approche de conception mais elle demeure moins précise que les modèles hystérétiques locaux.

En effet, elle ne dissocie premièrement pas les cycles d'hystérésis statiques (à faible fréquence) des cycles d'hystérésis dynamiques. L'augmentation de la fréquence électrique conduisant notamment à une déformation du cycle d'hystérésis en plus de son élargissement [17]. L'amélioration du modèle de Bertotti proposé par Hoang [13] consiste à scinder les pertes par hystérésis en deux parties au moyen des coefficients k_{h1} et k_{h2} traduisant respectivement ces deux phénomènes :

$$P_{hystérésis} = 2 k_{h1} f B + 4 k_{h2} f B^2 \quad \text{Eq. II-6}$$

Deuxièmement, les cycles mineurs d'hystérésis liés à des variations non monotones de l'induction sont négligés (ou avec des inductions présentant un taux d'harmonique important). Leurs contributions sur le terme correspondant aux pertes par courants de Foucault sont directement calculées avec le terme suivant :

$$P_{cycles_mineurs} = \sum_{i=1}^n (k_{h1} \Delta B_i + k_{h2} \Delta B_i^2) f \quad \text{Eq. II-7}$$

avec ΔB_i variation de l'induction du cycle mineur et n le nombre de cycles mineurs.

Troisièmement, lorsqu'il existe deux composantes de l'induction magnétique, qui est alors qualifiée de rotationnelle (notamment dans les culasses statoriques des machines électriques), les pertes doivent être estimées en additionnant les pertes dans les deux directions

$$P_{fer} = P_{ferx} + P_{fery} \quad \text{Eq. II-8}$$

avec P_{ferx} les pertes fer dans une première direction et P_{fery} les pertes fer dans une seconde direction.

De plus, la détermination des divers coefficients doit prendre en compte au mieux les conditions de montage des tôles engendrant des contraintes mécaniques modifiant notablement les pertes. Par exemple, Wilder [22] estime l'augmentation des pertes fer pour une tôle Hiperco@50HS à +150W/kg à 1Khz avec une contrainte de compression de -4 ksi, soit 25 % de plus que les mesures sans cette contrainte.

Ensuite, pour certains matériaux comme les Ferrites, les pertes fer sont fortement dépendantes de la température en raison des modifications des propriétés des liants utilisés dans leur fabrication. On observe également un phénomène d'emballement thermique lié à une augmentation des pertes en fonction de la température au dessus de 80 °C pour le K2004.

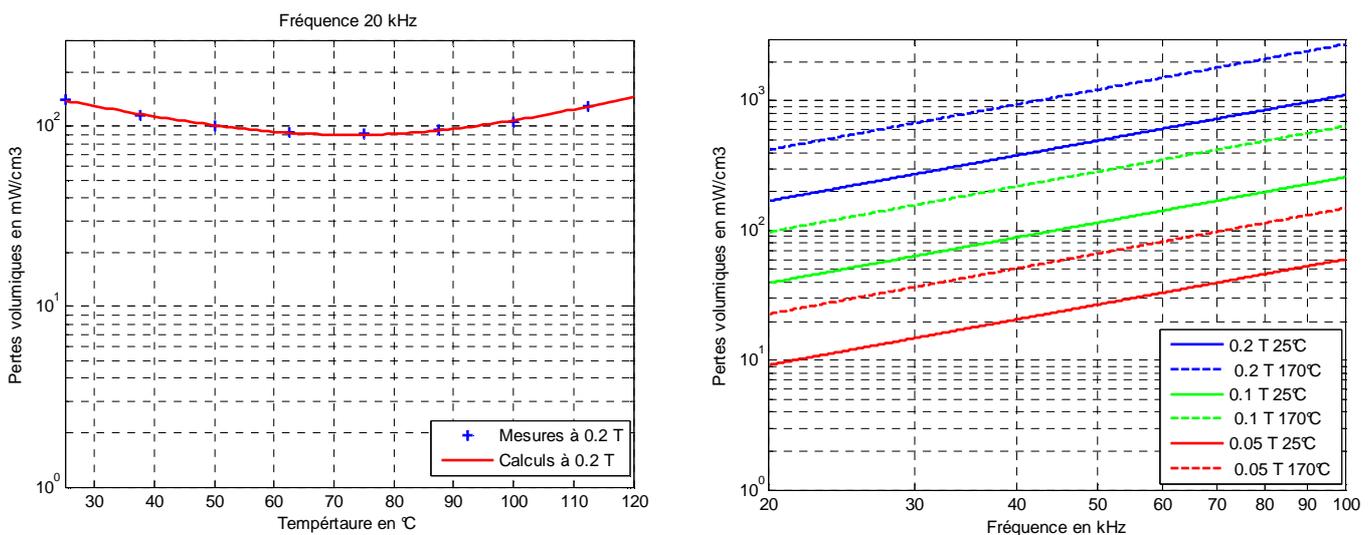


Figure II-6 : Pertes par hystérésis et résiduelles en fonction de la température et de la fréquence pour le K2004 Kashke

Malgré ces imprécisions, la modélisation de Bertotti reste la plus couramment employée dans le domaine de l'estimation des pertes fer pour la conception optimale de structures magnétiques.

2.2.1.3 Modèle mécanique

Le modèle mécanique analytique est destiné au dimensionnement des ponts magnétiques des machines synchrones à aimants enterrés simple couche. Il est basé sur un calcul de résistance des matériaux. Le modèle permet de vérifier que la hauteur du pont magnétique h_f est suffisante pour éviter que les forces centrifuges ne viennent projeter l'aimant dans l'entrefer pour un fonctionnement à hautes vitesses.

Les contraintes mécaniques exercées sur le pont magnétique sont évaluées avec l'approche de Binder [23]. Elle consiste à remplacer l'aimant ainsi que le fer au dessus de l'aimant par un tube équivalent ayant pour diamètre extérieur celui de l'entrefer R_{er} et pour épaisseur la hauteur du pont magnétique h_f .

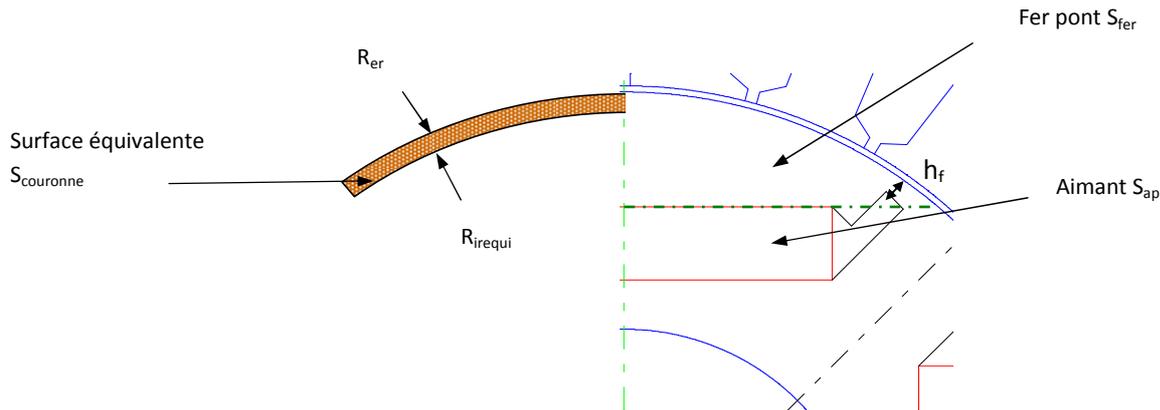


Figure IV-7 : Représentation de la géométrie du pont magnétique

La masse volumique du tube est modifiée afin d'être égale à celle du fer et de l'aimant.

$$\rho_{couronne} = \frac{\rho_{fer} S_{fer} + \rho_{ap} S_{ap}}{S_{couronne}} \quad \text{Eq. II-9}$$

où ρ_{fer} , ρ_{ap} , $\rho_{couronne}$ sont les masses volumiques du fer des aimants et de la couronne, S_{ap} , S_{fer} , $S_{couronne}$ sont les aires des aimants, du fer recouvrant l'aimant et de la couronne.

Cette couronne subit la même force centrifuge que l'assemblage initial. La contrainte tangentielle dans la couronne équivalente à la vitesse maximale ω_{max} est alors de :

$$\sigma_{couronne} = \left(R_{er} + \frac{h_f}{2} \right)^2 \omega_{max}^2 \rho_{couronne} \quad \text{Eq. II-10}$$

Compte tenu de l'élasticité des aciers, la contrainte qui en résulte ne doit pas dépasser la limite d'élasticité (résistance pratique à l'allongement $R_{p0.2\%}$) des tôles FeSi soit de 300 à 450 MPa pour les tôles standard et plus de 850 MPa pour les aciers spéciaux.

En général un coefficient de 2 est adopté afin de prendre en compte la concentration de contrainte au niveau des encoches des fentes, soit :

$$\sigma_{couronne} < \frac{R_{p0.2\%}}{2} \quad \text{Eq. II-11}$$

2.2.2 Modèles numériques

Les modèles numériques sont basés essentiellement sur la méthode des éléments finis (MEF). Les autres méthodes comme les différences finies ou les volumes finis étant plus rares. La MEF est une technique de résolution générale d'équations différentielles (EDP) aux conditions limites (conditions de type Dirichlet (valeurs aux bords), ou Neumann (gradients aux bords) ...) s'appuyant sur une écriture intégrale faible des équations locales connues.

Cette méthode est scindée en trois étapes :

- Le préprocesseur : choix des types et du nombre de nœuds des éléments (par exemple triangle à trois nœud ou quadrangle à 8 nœuds), puis maillage de la géométrie de la structure 2D ou 3D en profitant des symétries et périodicités éventuelles, choix des matériaux et conditions limites associées.
- Le solveur : résolution des EDP propres au domaine de la physique étudié en utilisant des formulations variationnelles appropriées et des techniques de discrétisation. Certains solveurs intègrent également des méthodes de calcul pas à pas dans le temps afin de prendre en compte l'aspect temporel des formulations
- Le postprocesseur : calcul à partir de la solution obtenue par le solveur de grandeurs supplémentaires comme le couple.

Ces outils numériques sont en général plus précis que les modèles analytiques car ils prennent en compte de manière fidèle la géométrie. De plus, la méthodologie mise en œuvre s'applique à de nombreux domaines de la physique (mécanique, thermique, magnétisme) ce qui facilite les couplages. Néanmoins, cette précision est obtenue par un temps de calcul (fortement dépendant de la qualité du maillage utilisé et du type de solveur) au moins cent fois plus long que pour les modèles analytiques et ce particulièrement dans le cadre de géométries 3D ou de l'étude de régime transitoire. Pour la conception de machines électriques, cet inconvénient conduit à privilégier les modèles en 2D en général magnétiques et statiques. Les autres modèles (thermiques 3D ou magnétiques 3D) requièrent trop de ressources informatiques.

2.2.2.1 Modèle magnétique : cartographie de flux avec modèle de Park

Dans le cadre de la conception optimale de machines électriques tournantes triphasées, les modèles magnétiques permettent d'une part de calculer le couple électromagnétique produit par la machine en fonction de ses conditions d'alimentation, d'autre part de déterminer les flux traversant les bobinages des trois phases statoriques pour un couplage ultérieur avec un modèle électrique et, enfin, d'estimer la forme d'onde d'induction dans les parties ferromagnétiques afin de prévoir les pertes fer.

Les modèles éléments finis magnétiques à trois dimensions ou en régime transitoire ne sont pas, en l'état actuel des systèmes informatiques, directement utilisables pour répondre efficacement à ces besoins. L'approche proposée est focalisée sur une cartographie de flux basée sur un modèle de Park (ou transformation dq) couplé à un calcul éléments finis magnéto-statique en deux dimensions. La méthode est entièrement implémentée sous MATLAB et automatisée afin d'être couplée à un optimiseur dans le cadre d'un dimensionnement. Le modèle estime donc un élément essentiel des calculs magnétiques et électriques que sont les flux d'axe d et q en prenant en compte la saturation simple et la saturation croisée, mais il permet également d'évaluer l'induction moyenne dans les culasses statoriques de la machine.

En raison des hypothèses liées au modèle de Park et de la modélisation 2D, cette méthodologie est applicable uniquement aux machines à flux radial à bobinage réparti (et non concentré). Pour des facilités de validation, elle sera exposée pour une machine à aimants enterrés simple couche dont les dimensions sont issues de la thèse de Chédot [24] mais ne se restreint en aucun cas à cette topologie.

2.2.2.1.1 Calcul de flux par la théorie des deux axes dq

Un des problèmes de base du dimensionnement est de connaître les relations non linéaires reliant les courants des bobinages statoriques (voire du bobinage d'excitation pour les machines à double excitation ou à rotor bobiné) et les flux dans les trois phases associées. Nous préférons la notion de flux à la notion d'inductance dont la définition en régime non-linéaire est sujette à caution. La théorie classique pour les machines synchrones à bobinage réparti est basée sur la transformée dq généralement dans la forme attribuée à Park. La transformée dq consiste en un changement de repère qui permet, dans un cas idéal, d'éliminer la dépendance des flux principaux Ψ_m ou magnétisants vis-à-vis de la position rotorique θ , tout en réduisant le nombre de flux, de courants et de tensions de 3 à 2 (a,b,c à d,q) pour des machines triphasées. Les flux de fuite sont calculés à partir de formulations analytiques, soit :

$$\begin{aligned}\Psi_d &= \Psi_{md} + L_f i_d \\ \Psi_q &= \Psi_{mq} + L_f i_q\end{aligned}\quad \text{Eq. II-12}$$

où i_d i_q sont les courants d'axe d et q, Ψ_d et Ψ_q sont les flux d'axe d et q et L_f l'inductance de fuite.

Comme les flux de fuites traversent majoritairement des zones d'air, par nature linéaire, un grand nombre d'auteurs [25], [24] et [6] les déterminent au travers de l'estimation des inductances de fuite. Pour notre application, le calcul des inductances de fuite de têtes de bobines est issu des formulations analytiques comme celle de Liwschitz [26]. D'autres auteurs comme Wentzloff [25] prennent également en compte le flux de fuite autour des logements des aimants en face avant et arrière de la machine en l'ajoutant à l'inductance de fuite de tête de bobine de l'axe d uniquement.

Néanmoins, la théorie de décomposition en deux axes est sujette aux hypothèses fondamentales que Miller [27] formule de la manière suivante :

- répartition sinusoïdale des bobinages : les bobinages sont distribués sinusoïdalement autour de la périphérie du stator induisant une variation sinusoïdale des inductances avec la position du rotor et une FEM sinusoïdale. Cette méthode ne permet donc pas de prendre en compte les bobinages concentrés.
- absence de saturation : le circuit magnétique est linéaire et nous pouvons donc appliquer le théorème de superposition des flux

D'autres auteurs comme Louis [28] formulent de manière élégante ces hypothèses par :

- Circularité englobant les principes de symétrie et de linéarité c'est-à-dire que les enroulements d'une armature triphasée ainsi que les portions de culasse associées à chaque phase sont identiques et décalées de $2\pi/3$ dans l'espace
- Premier harmonique : la distribution des champs dans l'entrefer est sinusoïdale
- Pas de phénomène secondaire : effets thermiques (les résistances ne dépendent pas des courants injectés), effets de peau dans les matériaux magnétiques (pas de variation de la perméabilité des matériaux magnétiques en fonction de la fréquence) et effet d'encoche ou de denture statorique

Dans ce cadre, la transformation dq en régime permanent conduit à l'expression suivante des flux (la même matrice de passage est utilisable pour les courants et tensions) :

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(0) & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix}\quad \text{Eq. II-13}$$

Les deux hypothèses de Miller énoncées précédemment ne sont, à strictement parler, jamais respectées et en toute exactitude les flux dépendent des courants d'axe d et q mais également de la position rotorique θ (dénommé modèle 1) :

$$\Psi_d = \Psi_d(i_d, i_q, \theta, \Psi_{ap}) \text{ et } \Psi_q = \Psi_q(i_d, i_q, \theta) \quad \text{Eq. II-14}$$

où Ψ_{ap} est le flux de l'aimant.

Dans ce cadre, il est nécessaire de faire un grand nombre de calculs afin de déterminer un couple, ce qui n'est pas compatible, actuellement, avec une approche de dimensionnement optimal.

Une simplification consiste à considérer les flux indépendants de la position rotorique mais fonction de la saturation et de la saturation croisée (dénommé modèle 2) :

$$\Psi_d = \Psi_d(i_d, i_q, \Psi_{ap}) \text{ et } \Psi_q = \Psi_q(i_d, i_q) \quad \text{Eq. II-15}$$

En effet, la dépendance des flux avec la position est due aux harmoniques de bobinage mais également à toute variation de perméances lors d'une rotation de la machine.

Cela inclut les effets de dentures statoriques, la présence d'éléments magnétiques dissymétrisants dans les culasses comme les trous, chanfreins ou l'utilisation de tôles FeSi à grains orientés.

Par ailleurs, même pour un bobinage sinusoïdal et en considérant les effets secondaires évoqués ci-dessus comme négligeables, il subsiste une dépendance des flux en fonction de la position à cause de saturations locales de la machine en particulier dans les dents, qui sont ici considérées comme négligeables.

Le modèle précédent peut encore bénéficier d'une simplification consistant à négliger les effets de saturation croisée, par ailleurs relativement faibles en ce qui concerne la dépendance du flux d'axe q avec le courant d'axe d (dénommé modèle 3) :

$$\Psi_d = \Psi_d(i_d, \Psi_{ap}) \text{ et } \Psi_q = \Psi_q(i_q) \quad \text{Eq. II-16}$$

Une simplification ultime consiste à négliger purement et simplement la saturation. Seule la dépendance du flux de l'aimant fixe avec une température donnée subsiste (modèle 4) :

$$\Psi_d = \Psi_d(\Psi_{ap}) \text{ et } \Psi_q = \Psi_q \quad \text{Eq. II-17}$$

Les 4 modèles évoqués ci-dessous peuvent être classés selon les critères suivants :

Modèles	1	2	3	4
Dépendance position	☑			
Saturation croisée	☑	☑		
Saturation	☑	☑	☑	
Temps de calcul	-	+/-	+	++

Figure II-8 : Comparaison des modèles dq

Les modèles 1 et 4 ne sont pas applicables, à l'heure actuelle, dans une approche de dimensionnement optimale. Le modèle 4 est trop peu précis et le modèle 1 induit un temps de calcul trop long. En effet, il revient à effectuer une simulation magnétodynamique de la machine au moins sur un demi pas dentaire. Seuls les modèles 2 et 3 sont utilisés pour un dimensionnement optimal.

2.2.2.1.2 Méthode de cartographie

La cartographie de flux consiste à définir une grille convenablement choisie (compromis temps de calcul et précision) de courants dans les axes d et/ou q selon le modèle choisi. Le choix du nombre de points de calcul obéit aux règles suivantes :

- Le flux dans l'axe d est toujours démagnétisant, donc les calculs seront effectués avec des courants i_d négatifs
- Les flux présentent des symétries ou antisymétries en fonction du courant i_q et ce pour tout courant i_d négatif, soit en prenant en compte la saturation croisée :

$$\begin{aligned}\Psi_d(i_d, i_q) &= \Psi_d(i_d, -i_q) \\ \Psi_q(i_d, i_q) &= -\Psi_q(i_d, -i_q)\end{aligned}\quad \text{Eq. II-18}$$

De là, pour chaque point de fonctionnement de la grille, un calcul éléments finis magnétostatique non linéaire, utilisant le mailleur de la toolbox Pdetool de MATLAB avec éléments de type T3 (triangles à trois nœuds) et le solveur SEF de Vivier [29], permet de déterminer les flux dans les axes a, b et c.

(Le solveur SEF associé au mailleur Pdetool de MATLAB a été validé par comparaison avec un logiciel de calcul élément finis commercial de référence FLUX 2D (voir annexes) afin d'écartier toute considération relative au choix du maillage et type d'éléments utilisé dans les résultats énoncés. Les résultats ont conduit à une différence inférieure à 0.5 % entre les deux logiciels.)

Finalement, les flux dans les axes d et q sont déduits d'une transformation de Park (équation II-5). Les points hors grille sont approximés par une méthode d'interpolation linéaire.

L'ensemble de la procédure a été automatisée par implémentation sous MATLAB pour une intégration à un optimiseur. Le coefficient de foisonnement des tôles est supposé unitaire.

La figure ci-dessous, calculée avec le modèle 2, illustre la prise en compte du phénomène de saturation sur l'axe q d'une IPM, tandis que la saturation croisée est plus visible sur l'axe d.

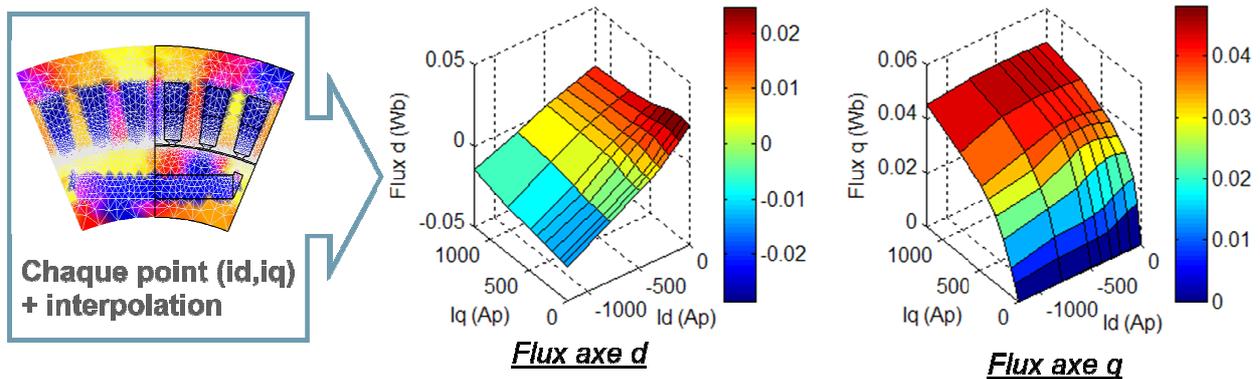


Figure II-9 : Cartographies de flux dans les axes d et q

Les cartographies ainsi établies permettent notamment de déterminer le couple (selon la formule II-11) produit par la machine en fonction de l'amplitude des courants statoriques et de l'angle de couple (angle formé entre le courant statorique et l'axe d) :

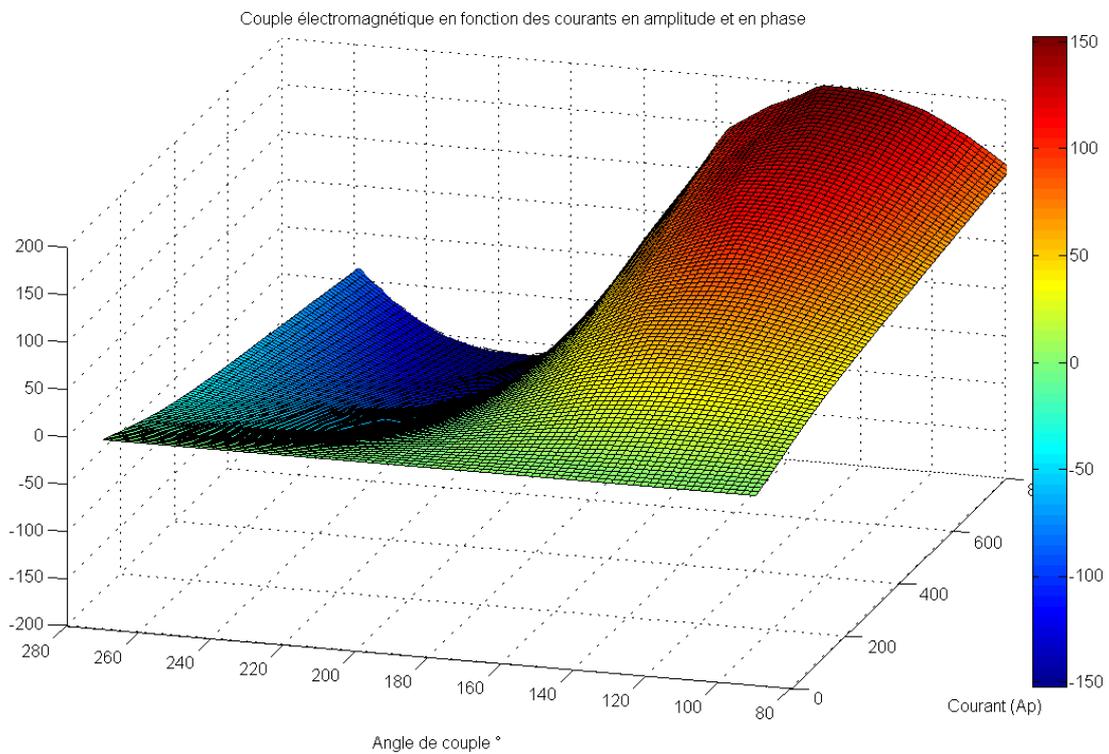


Figure II-10 : Calcul du couple à partir des cartographies dq et le modèle 2

Pour chaque point du maillage, la procédure permet également de déterminer deux autres cartographies, à savoir celle de l'induction moyenne dans les aimants ainsi que l'induction dans l'entrefer en fonction de la position rotorique.

Ces cartographies sont utilisées dans le cadre d'un couplage avec d'autres modèles, dont le modèle électrique ou de pertes fer.

2.2.2.2 Comparaison des méthodes de calcul de couple

Au travers du calcul du couple électromagnétique moyen produit par une machine synchrone à aimants simple couche alimentée par des courants purement sinusoïdaux, le paragraphe compare les deux modèles avec une méthode de référence :

- La méthode de référence utilise la dérivée de l'énergie avec la position associée à un calcul éléments finis en magnétodynamique en deux dimensions sous FLUX 2D de Cedrat. Ce calcul est fondé sur le premier principe de la thermodynamique et n'est sujet à aucune hypothèse concernant la linéarité des matériaux ou la dépendance des flux en fonction de la position [30]. Le couple moyen est obtenu par une moyenne des couples instantanés sur une période électrique.
- Les deux autres calculs utilisent les cartographies de flux basées sur les modèles 2 et 3 ainsi que la formule de calcul de couple issue de la théorie de Park et donc respectant les hypothèses énoncées précédemment (linéarité, répartition sinusoïdale du bobinage) :

$$C = \frac{3}{2} p (\Psi_d(i_d, i_q) i_q - \Psi_q(i_d, i_q) i_d) \tag{Eq. II-19}$$

Les résultats pour un courant fixe puis un angle de couple fixe sont les suivants :

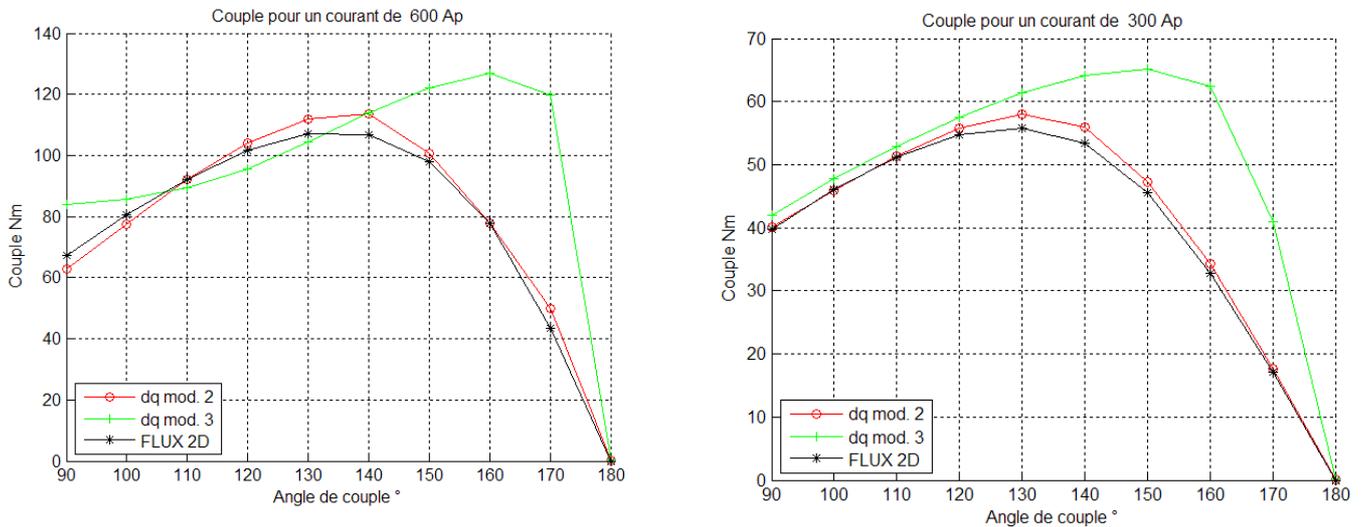


Figure II-11 : Calcul du couple à courant crête imposé pour diverses méthodes

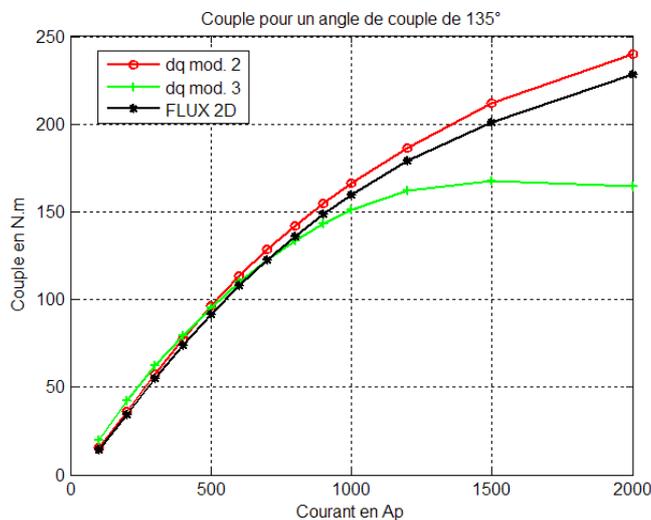


Figure II-12 : Calcul du couple à angle de couple imposé (135°) pour diverses méthodes

Le modèle 3 négligeant la saturation croisée offre une bonne précision pour les faibles courants (300 Ap) et des angles de couples inférieurs à 130° , ce qui en toute logique est suffisant pour le calcul de points de fonctionnement de type assistance moteur thermique pour une machine fonctionnant en tant qu'alternodémarrreur. Toutefois, la corrélation se dégrade pour atteindre 60 % pour des angles de couple supérieurs à 135° ou de forts courants en raison notamment de l'influence du flux produit par les aimants sur le flux d'axe q pour les faibles courants d'axe q, comme le montre la figure ci-dessous et l'indique Han [31].

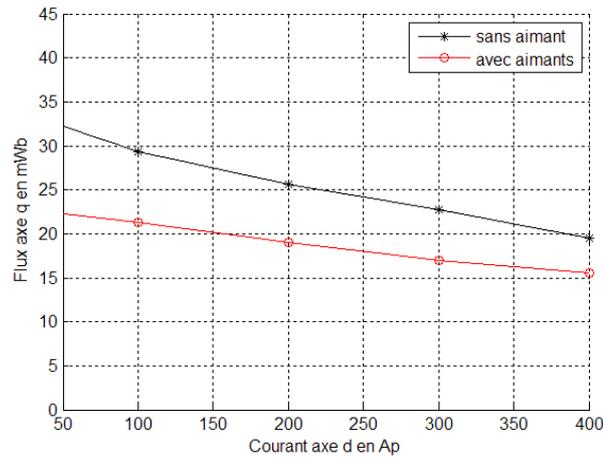


Figure II-13 : Influence de la saturation croisée sur les flux d'axe q pour un courant d'axe q de 100 Ap

Le modèle 2 fournit la meilleure corrélation avec la méthode de dérivée de l'énergie par rapport à la position avec une surestimation maximale de 10 % sur toute la plage de fonctionnement et quelque soient les conditions d'alimentation (amplitude des courants statoriques et angle de couple). Toutefois, pour cette structure, l'erreur reste quasiment constante et inférieure à 7 % malgré une très forte saturation des tôles magnétiques de l'ordre de 2.1 T dans les culasses statoriques conformément à la Figure II-12 (2000 Ap correspondent à une densité de courant de 80 A/mm^2 pour un facteur de remplissage d'encoche de 0.5).

La surestimation initiale est liée à la saturation locale de certaines parties de la machines comme les ponts magnétiques déformant les formes d'ondes des flux mais également aux effets de denture. En effet, le couple instantané en fonction de la position angulaire obtenu par dérivée de l'énergie par rapport à la position varie entre 95 Nm et 120 Nm pour un couple moyen de 107 Nm dans le cadre d'une alimentation sinusoïdale.

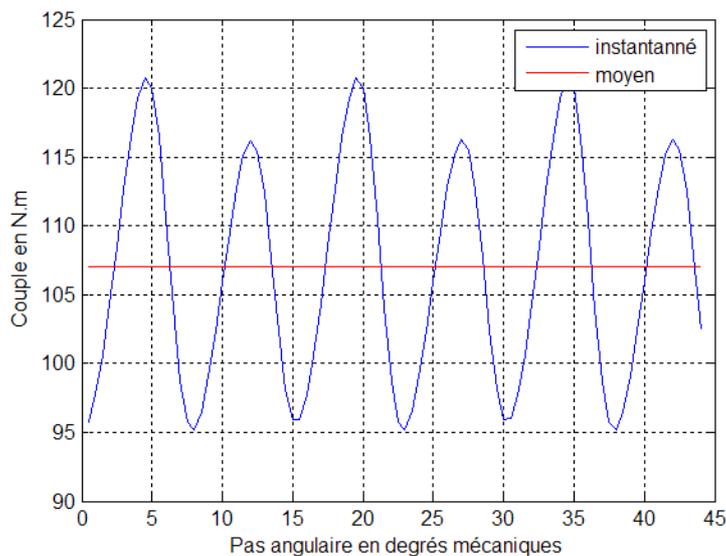


Figure II-14 : Ondulations de couple pour un courant de 600Ap et un angle de couple de 130°

2.2.3 Modèles semi-numériques

Les méthodes semi-numériques tentent d'allier les avantages des modèles analytiques et numériques à savoir rapidité de calcul, précision et couplage aisé. Ces modèles sont longs à mettre en œuvre mais bénéficient d'une meilleure portabilité entre les applications comme les techniques à base de réseaux de résistances.

Parmi les méthodes les plus couramment employées dans le domaine de la conception d'actionneur, nous pouvons citer :

- Les réseaux de perméances [32] qui consistent en une identification des chemins de flux principaux, puis une décomposition en éléments macroscopiques en fonction des lignes de champ et enfin un calcul des réluctances (ou perméances associées) en général en régime non linéaire. Le système est résolu par une technique analogue à celle des circuits électriques.
- La méthode thermique nodale qui, de manière similaire aux réseaux de perméances, détermine des résistances thermiques équivalentes. Toutefois, il présente la particularité que les résistances thermiques de ce réseau peuvent être négatives et que les phénomènes de stockage d'énergie (en régime transitoire) sont pris en compte par des capacités thermiques [3].
- La méthode de résolution formelle des équations de Maxwell dans l'entrefer des machines ne présentant pas de saillance magnétique (comme les machines à aimants surfaciques ou les machines asynchrones) par l'intermédiaire de la méthode de séparation des variables et de la décomposition en séries de Fourier. Cette méthode a été initialement mise en œuvre par Hagues [33] puis améliorée par Zhu qui l'utilise notamment dans le calcul des FEM des machines à aimants permanents à flux radial tournant à haute vitesse [34].
- Les méthodes de résolution de circuits électriques à base de schéma équivalent avec possibilité d'intégrer une routine de résolution d'équation en pas à pas dans le temps pour la modélisation, par exemple, de l'empiétement dans un pont de diodes alimenté par un transformateur et chargé par une charge formée d'une résistance et d'une inductance [35].

Les paragraphes suivants traitent en détail des méthodes de réseaux électriques équivalents en s'appuyant sur un modèle thermique nodal et un réseau de réluctances en régime saturé ainsi que la démarche de résolution formelle des équations de Maxwell en les appliquant à des machines synchrones à aimants soit enterrés soit surfaciques. Les modèles proposés sont validés par des modèles éléments finis ou des mesures sur prototype.

2.2.3.1 Modèle magnétique : Réseaux de ré reluctances

2.2.3.1.1 Principe

Comme le modèle magnétique par des éléments finis, le modèle à base de réseaux de ré reluctances en régime saturé permet de déterminer les flux d'axe d et q d'une machine synchrone à aimants enterrés. Le modèle proposé dans cette partie est l'équivalent du modèle élément finis 3 (voir paragraphe 2.2.2.1.1) au sens où il ne prend pas en compte la saturation croisée. Toutefois, il est possible de prendre en compte la saturation croisée à partir d'un réseau de ré reluctances légèrement différent de celui proposé dans le présent paragraphe.

La construction du réseau inspirée des travaux d'Ostovic [32] et de Lovelace [36], consiste premièrement à positionner la machine dans son axe d ou q, puis à analyser les trajets des lignes de flux obtenus par calculs éléments finis. A chaque ligne de flux est associée une ré reluctance équivalente.

Cette ré reluctance R est généralement calculée à partir de la formule :

$$R = \int_{l_1}^{l_2} \frac{dl}{\mu \cdot S} \tag{Eq. II-20}$$

où S est la section du tube de flux, l la longueur du tube et μ la perméabilité.

Il est parfois plus simple (section du tube de flux variable) de calculer la ré reluctance à partir de son inverse la perméance P :

$$P = \frac{1}{R} = \iint \frac{\mu \, dS}{L} \tag{Eq. II-21}$$

Le réseau de ré reluctances saturables une fois construit est réduit à son expression la plus simple au moyen de la théorie des réseaux, en profitant des symétries ou antisymétries. Les non linéarités sont traitées par un algorithme de point fixe comme la substitution. Pour une machine à aimants enterrés à 4 paires de pôles, le réseau de ré reluctances le plus approprié pour l'axe q est représenté à la Figure II-15 (les résistances oranges sont saturables et bleues ne le sont pas). Un réseau similaire de ré reluctances peut prendre en compte l'axe d.

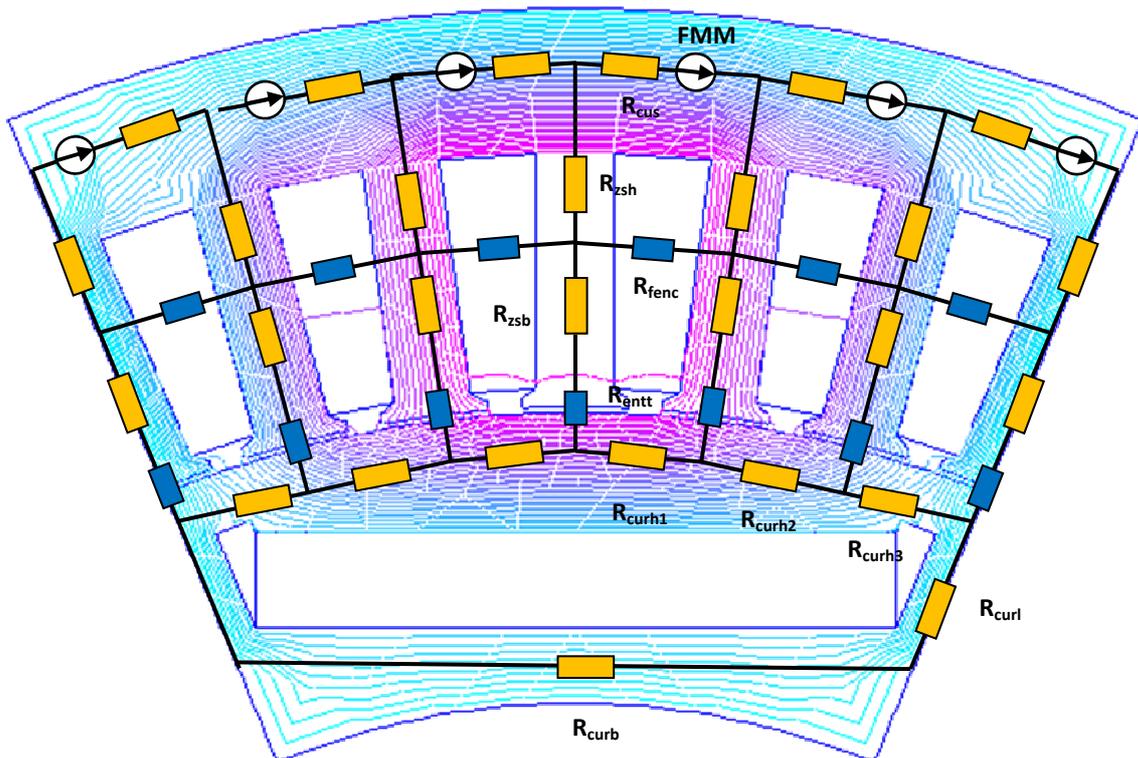


Figure II-15 : Schéma de ré reluctances pour l'axe q

2.2.3.1.2 Calcul de quelques réluctances

La denture du stator est composée de 5 réluctances. Les deux réluctances de fuite d'entrefer (R_{fr_ent}) et la réluctance d'entrefer (R_{ent}) en parallèle ont été remplacées par une unique réluctance R_{entt} sur la Figure II-15.

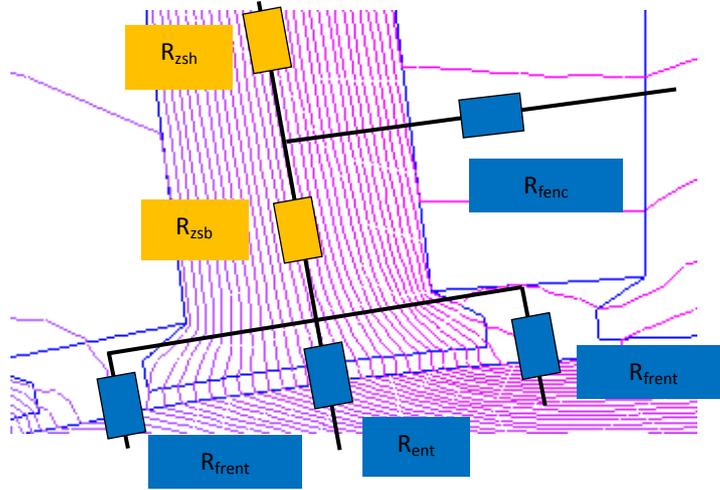


Figure II-16 : Schéma de réluctances pour une dent statorique

Comme la denture est droite à flancs parallèles et en négligeant les becs d'encoche, les dents sont assimilables à des parallélépipèdes rectangles. Les lignes de flux étant purement radiales dans les dents, les réluctances fer R_{zsh} et R_{zsb} sont identiques, soit :

$$R_{zs} = \frac{h_{dent}}{2 \mu_o \mu_r k_{foi} L_{zs} b_{zs}} \quad \text{Eq. II-22}$$

où h_{dent} est la hauteur de la dent, μ_r la perméabilité relative de la tôle, k_{foi} le coefficient de foisonnement de la tôle, L_{zs} la largeur de la machine et b_{zs} la largeur de la dent.

L'estimation des réluctances de fuite d'encoche R_{fenc} est fondée sur les travaux de Foggia [37]. Le calcul est issu du théorème d'Ampère afin d'obtenir le champ magnétique dans l'encoche et en déduire la réluctance associée. Il est fondé sur deux hypothèses : le champ H est purement orthoradial dans l'encoche et la perméabilité des matériaux magnétiques entourant l'encoche est infinie. L'expression de la réluctance de fuite pour l'encoche primaire est alors :

$$R_{fenc} = \frac{1}{\mu_o k_{foi} L_{zs} \left(\frac{2 h_{esbob}}{b_{esh} - b_{esb}} + \frac{h_{esbec}}{b_{esb} - b_{eso}} \ln \left(\frac{b_{esb}}{b_{eso}} \right) + \frac{h_{eso}}{b_{eso}} \right)} \quad \text{Eq. II-23}$$

où h_{esbob} est la hauteur de l'encoche, b_{esh} et b_{esb} respectivement la largeur haute et basse de l'encoche, b_{eso} la largeur d'isthme et h_{eso} la hauteur d'isthme.

La zone d'entrefer sous la dent statorique est assimilable à un rectangle parcouru par des lignes de flux radiales, la réluctance R_{ent} est alors :

$$R_{ent} = \frac{ent}{\mu_o L_{zs} \left(\frac{2 \pi R_{is}}{N_{enc}} - b_{eso} \right)} \quad \text{Eq. II-24}$$

où ent est la hauteur d'entrefer, R_{is} le rayon intérieur du stator et N_{enc} le nombre d'encoches.

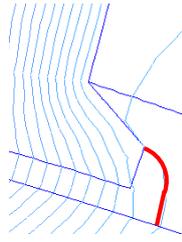


Figure II-17 : Modélisation des lignes de flux au niveau des becs (en rouge)

Pour les réluctances de fuite d'entrefer prenant naissance au niveau des becs d'encoche, le chemin de flux est assimilé à un quart de cercle et une partie rectiligne (figure ci-dessus):

$$P_{frent} = \frac{1}{R_{frent}} = \frac{2 \mu_0 L_{zs}}{\pi} \ln \left(\frac{\pi b_{eso} + 4 ent}{4 ent} \right) \quad \text{Eq. II-25}$$

Pour les culasses statoriques, le flux emprunte un chemin orthoradial au travers d'un morceau de cylindre, soit :

$$R_{cus} = \frac{2 \pi}{N_{enc} \mu_0 \mu_r k_{foi} L_{zs} \ln \left(\frac{R_{es}}{R_{es} - h_{cus}} \right)} \quad \text{Eq. II-26}$$

Les réluctances rotoriques sont obtenues de manière similaire.

Le réseau précédent est résolu par une méthode de substitution afin de prendre en compte la saturation. La composante radiale de l'induction dans l'entrefer est ensuite déterminée en fonction de l'angle mécanique, puis intégrée numériquement selon la procédure décrite par Bianchi [38]. Le flux d'axe q est alors le produit de cette induction B_{ent} par la surface d'un pôle, soit :

$$\Psi_q = \frac{B_{ent} k_{bob} N_{spire} D_{is} L_{zs}}{p} \quad \text{Eq. II-27}$$

où k_{bob} est le facteur de bobinage, N_{spire} le nombre de spires par phase et p le nombre de paires de pôles. Ce flux principal ne prend pas en compte les flux de fuite d'encoche ou différentiel à l'inverse du modèle établi par éléments finis du paragraphe 2.2.2.1.

Les résultats entre le modèle à base de réluctances et FLUX 2D pour une même machine sont similaires sauf en régime fortement saturé (600 Ap et 2T) où les hypothèses émises sur le trajet des lignes de champ est moins valide.

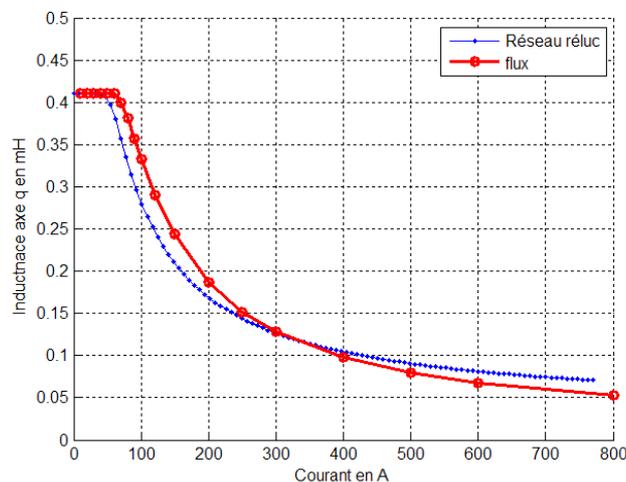


Figure II-18 : Comparaison entre FLUX 2D et le réseau de réluctances

2.2.3.2 Modèle thermique : approche nodale

Le modèle thermique permet de déterminer la température moyenne d'une machine en plusieurs points de fonctionnement en régimes transitoire et permanent au moyen d'un réseau de résistances thermiques 3D. Il est appliqué à une machine synchrone à aimants enterrés destiné à une application de type alterno-démarrreur. Le modèle a été validé sur banc (voir chapitre 3).

Au stade de dimensionnement, ce type de modélisation requiert des hypothèses sur l'environnement thermique immédiat de la machine généralement mal connu. Par exemple, nous supposons que :

- La température de l'arbre sur lequel est montée le rotor de la machine est une donnée du cahier des charges
- Les échanges thermiques entre le stator et l'air ambiant se font par convection naturelle uniquement grâce à des ailettes de refroidissement. Le bâti du stator ainsi que ses fixations ne sont pas prises en compte. Cette hypothèse simplificatrice constitue le cas le plus défavorable pour la machine qui ne peut se refroidir au travers de son bâti (par augmentation de la surface d'échange avec l'air extérieur).

Ces hypothèses dépendent du type d'application utilisée.

De manière analogue à la modélisation magnétique par réseaux de réluctances, la structure est ensuite décomposée en cellules thermiques élémentaires [39] puis modélisée par un ensemble de résistances traduisant les flux 3D de chaleur axiaux, radiaux ou orthoradiaux.

Il est nécessaire de distinguer les échanges de chaleur par conduction, par convection et rayonnement (rassemblés au sein de la même résistance) ainsi que les sources de chaleur comme les pertes joules au niveau des bobinages statoriques et les pertes fer dans les culasses.

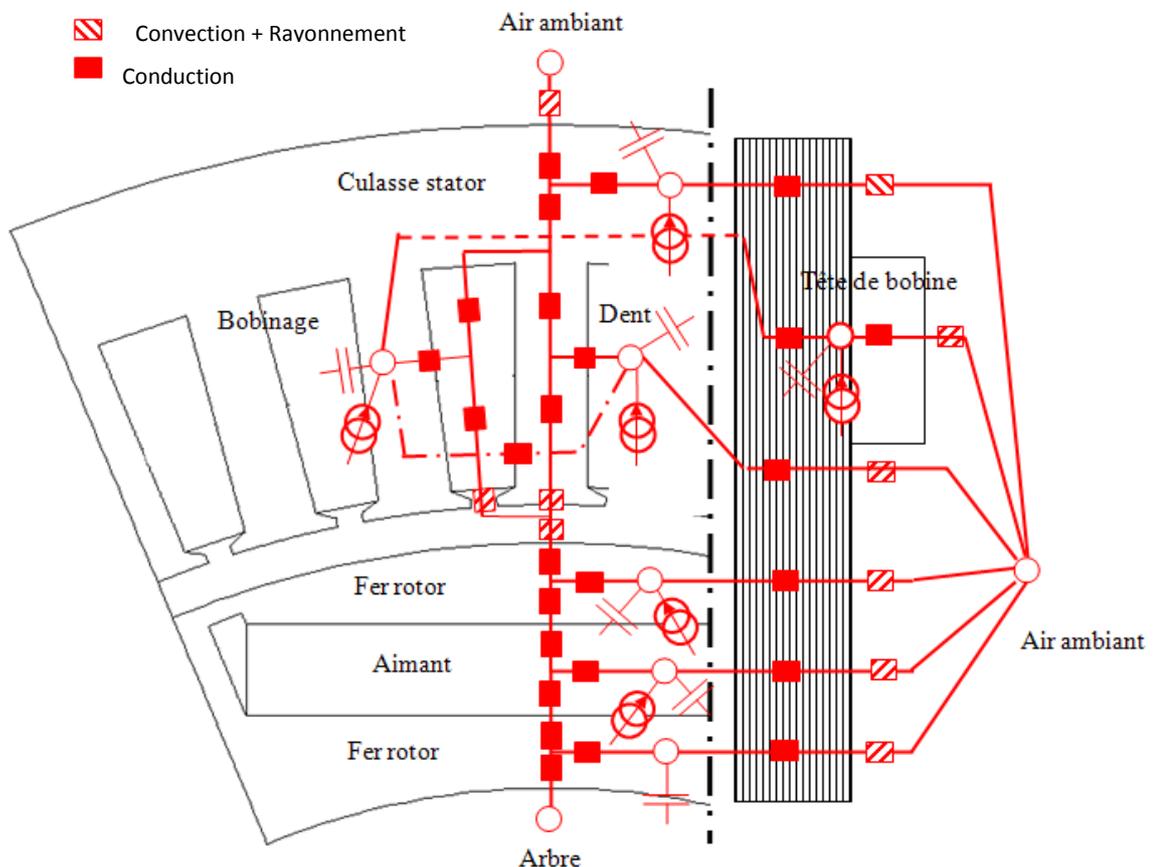


Figure II-19 : Réseau de résistances et capacités thermique du modèle thermique

2.2.3.2.1 Conduction

La conduction caractérise le phénomène de transfert de chaleur au sein d'un solide ou fluide au repos. Sa prise en compte est effectuée par la loi de Fourier et l'équation de la chaleur :

$$\rho c_m \frac{\partial T}{\partial t} = \text{div} \left(\lambda \overrightarrow{\text{grad}(T)} \right) + p \quad \text{Eq. II-28}$$

où λ est la conductivité thermique (W/m.K), ρ la masse volumique (kg/m³), c_m la capacité thermique massique (J/(kg.K)) et p la source volumique de chaleur (W/m³).

Pour un matériau isotrope et dont la conductivité est indépendante de la température, l'équation en régime permanent se simplifie en :

$$\Delta T = -\frac{p}{\lambda} \quad \text{Eq. II-29}$$

Le calcul des résistances thermiques est basé sur la résolution de l'équation Eq. II-20 sur un élément de base (un secteur de cylindre creux) avec les hypothèses supplémentaires suivantes :

- Le flux de chaleur est bi ou tridimensionnel et indépendant dans chacune des directions
- Les densités de pertes sont uniformes et représentées par une source de chaleur ponctuelle au sein de la cellule

L'objectif est de calculer la température moyenne T_{moy} dans un élément. Soit pour un flux bidirectionnel :

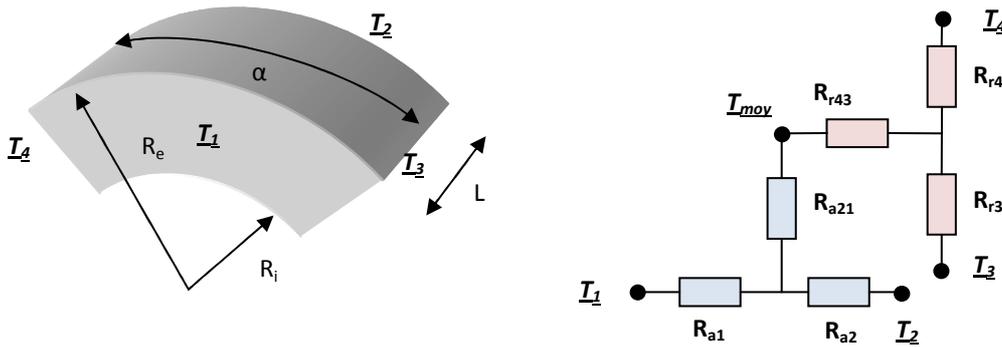


Figure II-20 : Cylindre creux et réseau de résistances thermiques associées

Dans la direction axiale, les résistances d'indice a sont :

$$R_{a1} = R_{a2} = \frac{L}{\alpha \lambda (R_e^2 - R_i^2)} \quad \text{et} \quad R_{a21} = -\frac{L}{3\alpha \lambda (R_e^2 - R_i^2)} \quad \text{Eq. II-30}$$

Dans la direction radiale, les résistances d'indice r sont :

$$R_{r4} = \frac{1}{2\alpha \lambda L} \left(1 - \frac{2R_i^2 \ln\left(\frac{R_e}{R_i}\right)}{R_e^2 - R_i^2} \right), \quad R_{r3} = \frac{1}{2\alpha \lambda L} \left(\frac{2R_e^2 \ln\left(\frac{R_e}{R_i}\right)}{R_e^2 - R_i^2} - 1 \right) \quad \text{Eq. II-31}$$

$$R_{r43} = \frac{-1}{4\alpha (R_e^2 - R_i^2) \lambda L} \left(R_e^2 + R_i^2 - \frac{4R_e^2 R_i^2 \ln\left(\frac{R_e}{R_i}\right)}{R_e^2 - R_i^2} \right) \quad \text{Eq. II-32}$$

Pour les cellules possédant des sources de chaleur de faibles valeurs, les résistances R_{a21} et R_{r43} peuvent être négligées dans le schéma thermique ci-dessus, ce qui conduit à une légère surestimation de la température (proportionnelle à la source de chaleur).

La principale difficulté dans le calcul de ces résistances réside dans la détermination de la conductivité thermique des bobinages. Cette dernière dépend en effet du :

- Facteur de remplissage : rapport entre la section cuivre et la surface totale d'encoche
- Disposition relative des conducteurs dans les encoches (quinconce, linéaire...)
- Nombre de conducteurs dans l'encoche

Le calcul de la conductivité thermique du bobinage est implémenté dans le programme au moyen d'une tabulation des travaux de Renard [40].

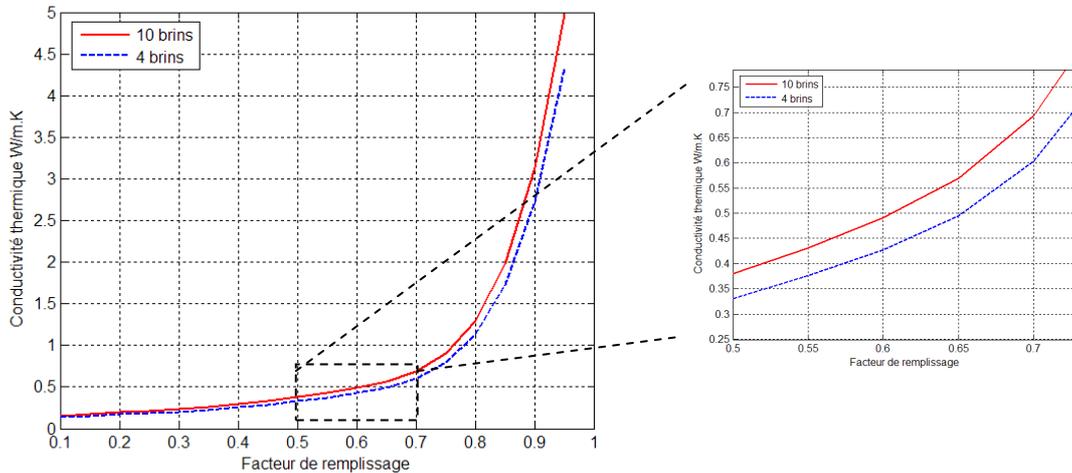


Figure II-21 : Evolution de la conductivité du bobinage pour des fils ronds en quinconce en fonction du facteur de remplissage et du nombre de brins

Le modèle néglige les résistances de contact existantes du fait de la présence de fines couches d'air entre deux solides imparfaitement en contact comme les bobinages enduits de résine et les culasses par exemple [41]. Elles sont indirectement prises en compte dans l'évaluation des coefficients de remplissage d'encoche.

2.2.3.2.2 Capacités thermiques

Les capacités thermiques C_m représentent l'accumulation de chaleur au sein des corps solides de la machine durant les régimes transitoires, selon la formule suivante :

$$C_m = \rho V c_m \quad \text{Eq. II-33}$$

avec ρ la masse volumique du corps, V le volume du corps considéré.

Pour le bobinage, la capacité thermique équivalente C_{bob} est déduite de la somme des capacités des matériaux le composant, à savoir le cuivre et la résine (l'émail du bobinage est assimilé à de la résine d'un point de vue thermique) :

$$C_{bob} = (\rho_{cu} \tau C_{cu} + \rho_{résine} (1 - \tau) C_{résine}) V_{total} \quad \text{Eq. II-34}$$

avec τ le coefficient de remplissage, $C_{m_{cu}}$ et $C_{m_{résine}}$ les capacités massiques du cuivre et de la résine, V_{total} le volume total de cuivre et de résine.

La masse volumique équivalente ρ_{bob} est déduite de la même manière. La capacité équivalente du bobinage s'exprime alors par :

$$C_{bob} = C_{cu} \tau \frac{\rho_{cu}}{\rho_{bob}} + C_{résine} (1 - \tau) \frac{\rho_{résine}}{\rho_{bob}} \quad \text{Eq. II-35}$$

2.2.3.2.3 Rayonnement

Le rayonnement thermique se caractérise par un transfert d'énergie sans support matériel (rayonnement électromagnétique composé de longueur d'ondes différentes et dont l'intensité dépend de la température du corps [42]). La puissance rayonnée $P_{rayonnée}$ pour un corps opaque chaud de température T (en Kelvin) par rapport à l'air ambiant de température $T_{ambiant}$ est donnée par l'équation de Stefan-Boltzmann :

$$P_{rayonnée} = \varepsilon \sigma S (T^4 - T_{ambiant}^4) \quad \text{Eq. II-36}$$

Avec ε l'émissivité de la surface (de 0 à 1), σ la constante de Stefan Boltzmann et S la surface limite entre le corps chaud et le milieu ambiant (ici l'air).

L'échange de chaleur est donc d'autant plus important que la différence de température du corps chaud est grande par rapport à celle de l'air, ce qui est typiquement le cas pour des applications automobiles avec des températures d'air sous capot de 120 °C et des températures de culasse de 180°C.

Dans le cadre de la théorie des réseaux équivalents, cet échange est pris en compte par une résistance thermique équivalente R_{ray} associée à la détermination d'un coefficient d'échange par radiation h_r :

$$R_{ray} = \frac{1}{h_r S} \text{ et } h_r = \varepsilon \sigma (T^2 + T_{ambiant}^2) (T + T_{ambiant}) \quad \text{Eq. II-37}$$

Pour un corps mat, l'émissivité est comprise entre 0,7 et 0,8 [6].

2.2.3.2.4 Convection

La convection traduit les échanges de chaleur entre la paroi d'un solide et un fluide environnant. Lorsque le mouvement du fluide est uniquement lié à un gradient thermique entre le fluide et la paroi du solide, c'est-à-dire qu'il est dû à une élévation de son énergie interne suite à un échange de chaleur avec la surface du solide, la convection est qualifiée de naturelle. Si le mouvement du fluide est provoqué par une action extérieure (ventilateur), on parle de convection forcée.

En régime permanent, les transferts de chaleur par convection sont modélisés par une relation linéaire entre le flux thermique ϕ et la différence de température entre la paroi T_p et le fluide T_f , par l'intermédiaire du coefficient de convection h_c (loi de Newton) :

$$\phi = h_c (T_p - T_f) \quad \text{Eq. II-38}$$

La résistance de transfert thermique par convection est alors :

$$R_{conv} = \frac{1}{h_c S} \quad \text{Eq. II-39}$$

Le coefficient de convection est fonction de l'écoulement (laminaire, turbulent) du fluide, des propriétés thermiques du fluide et de la géométrie du système. Sa valeur numérique n'est en général pas uniforme sur une surface. Dans le cadre de cette thèse, nous nous limiterons à la détermination du coefficient de convection moyen établi expérimentalement par des lois de similitudes.

Cette approche permet d'approximer le coefficient d'échange (au mieux à 10 % près) mais ne constitue en aucun cas une détermination exacte de ce coefficient. Les lois de similitudes permettent de regrouper toutes les expériences possibles de détermination du coefficient d'échange sur un certain nombre de classes d'écoulements semblables [43] au travers de nombres adimensionnels dont les plus utilisés sont :

- Nombre de Nusselt Nu , rapport entre les coefficients de transfert de chaleur par conduction et par convection au niveau de la surface du solide :

$$Nu = \frac{h_c L_c}{\lambda} \quad \text{Eq. II-40}$$

L_c est une dimension caractéristique de l'écoulement (hauteur, diamètre) prise dans le « gradient » de couche limite

Un nombre de Nusselt proche de l'unité traduit un régime d'écoulement laminaire tandis qu'il est turbulent pour des valeurs de l'ordre de 100 à 1000. En pratique, c'est une mesure rapide du coefficient d'échange de chaleur par convection.

- Nombre de Prandtl, rapport entre la viscosité cinématique ν (m^2/s), et la diffusivité thermique α (m^2/s) :

$$Pr = \frac{\nu}{\alpha} = \frac{\mu c_m}{\lambda} \quad \text{Eq. II-41}$$

avec μ la viscosité dynamique en Pa.s et c_m la capacité thermique massique (J/kg.K)

Il ne dépend que des caractéristiques du fluide et vaut entre 0.7 à 0.8 pour la plupart des gaz.

- Nombre de Grashof G_r , rapport entre l'effet de flottaison par force motrice d'Archimède et l'effet résistif de l'écoulement :

$$G_r = \frac{g \beta L^3 (T_p - T_f)}{\nu^2} \quad \text{Eq. II-42}$$

avec g accélération de la pesanteur (m/s^2), β le coefficient d'expansion thermique ($1/T$) et L est une longueur caractéristique.

- Nombre de Reynolds caractérise le type d'écoulement :

$$Re = \frac{\rho U L}{\mu} \quad \text{Eq. II-43}$$

où U est la vitesse moyenne du fluide en m/s.

Si le nombre de Reynolds est plus petit que sa valeur critique (2300 pour un écoulement interne et 300 000 pour un écoulement externe) l'écoulement est laminaire. Il est turbulent dans le cas contraire.

2.2.3.2.5 Surface externe de la culasse statorique munie d'ailettes

Le calcul du coefficient de convection pour la surface extérieure du stator munie d'ailettes de refroidissement est réalisé en deux parties :

- La surface extérieure est considérée comme lisse (sans ailettes). En l'absence de ventilation indépendante, comme la machine est montée horizontalement on peut raisonnablement assimiler la surface d'échange de la partie supérieure de la culasse avec de la convection naturelle sur surface cylindrique horizontale lisse.

De nombreux auteurs [3] utilisent alors la corrélation de Churchill et Chu sur un cylindre horizontal :

$$N_u^{\frac{1}{2}} = 0.6 + 0.387 \left(\frac{G_r P_r}{\left(1 + \left(\frac{0.559}{P_r} \right)^{\frac{9}{16}} \right)^{\frac{16}{9}}} \right)^{\frac{1}{6}} \quad \text{Eq. II-44}$$

Chauveau [41] préfère une formule de convection sur plans horizontaux. Cette approche est difficilement justifiable dans le cadre d'une machine tournante dont la largeur est faible devant le rayon extérieur, nous utiliserons donc la première corrélation.

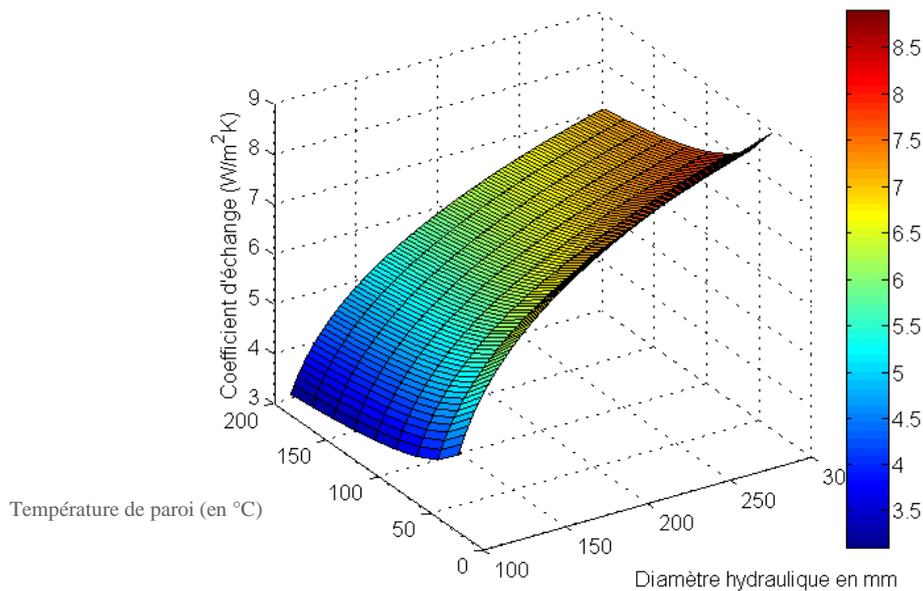


Figure II-22 : Evolution du coefficient de convection pour une température d'air de 100°C en fonction du diamètre hydraulique et de la température de paroi

- Ces coefficients sont majorés pour prendre en compte la présence d'ailettes au travers du coefficient m [3] :

$$m = \xi \frac{S_{\text{lisse}}}{S_{\text{avec ailettes}}} \quad \text{Eq. II-45}$$

où ξ est le coefficient d'efficacité d'ailettes, S_{lisse} la surface du stator sans ailettes, $S_{\text{avec ailettes}}$ la surface totale d'échange avec les ailettes.

Le coefficient d'efficacité d'ailettes est le ratio du flux de chaleur réel avec ailettes sur celui de l'objet dépourvu d'ailettes de refroidissement. Pour une ailette de section rectangulaire, sa formule est :

$$\xi = \frac{1}{n d} \frac{\frac{h}{n d} + \tanh(n d)}{1 + \frac{h}{n d} \tanh(n d)} \quad \text{et} \quad n = \sqrt{\frac{2 h}{\lambda L}} \quad \text{Eq. II-46}$$

où d est la longueur de l'ailette, L la profondeur de l'ailette, h le coefficient d'échange et λ la conductivité thermique du matériau composant l'ailette.

2.2.3.2.6 Surface latérales des culasses et des dents

Pour la surface latérale des dents et des culasses, la surface d'échange est assimilable à un plan vertical. Comme le stator est assez proche du rotor tournant, l'air brassé par ce dernier refroidit également les dents et la surface latérale de la culasse statorique. L'écoulement est donc mixte, c'est-à-dire en convection forcée sur une partie de la longueur de la culasse ou des dents puis par convection naturelle sur une autre partie.

Nous ferons l'hypothèse que le régime d'écoulement est uniquement par convection naturelle en surestimant donc la température des culasses. Dans ce cas, nous utilisons la corrélation de Churchill et Chu sur plan :

$$N_{\frac{1}{u}}^{\frac{1}{2}} = 0.825 + 0.387 \left(\frac{G_r P_r}{\left(1 + \left(\frac{0.492}{P_r} \right)^{\frac{9}{16}} \right)^{\frac{16}{9}}} \right)^{\frac{1}{6}} \quad \text{Eq. II-47}$$

2.2.3.2.7 Chignons

Pour les chignons de l'IPM [44], les coefficients de convection de cette partie de la machine dépendent de nombreux facteurs comme la forme et la longueur des têtes de bobines, des zones de turbulence dues à l'état de surface des matériaux. De nombreuses corrélations traduisent la dépendance du coefficient d'échange (convection et radiation) avec la vitesse locale de l'air à travers des formules du type :

$$h_c = k_1 (1 + k_2 v^{k_3}) \quad \text{Eq. II-48}$$

où le terme k_1 traduit les échanges par convection naturelle tandis que les coefficients k_2 et k_3 sont liés aux échanges par convection forcée à la vitesse de référence v .

Ces formulations sont établies en général pour des machines totalement fermées et conduisant à des coefficients fortement variables, comme le montre la figure suivante.

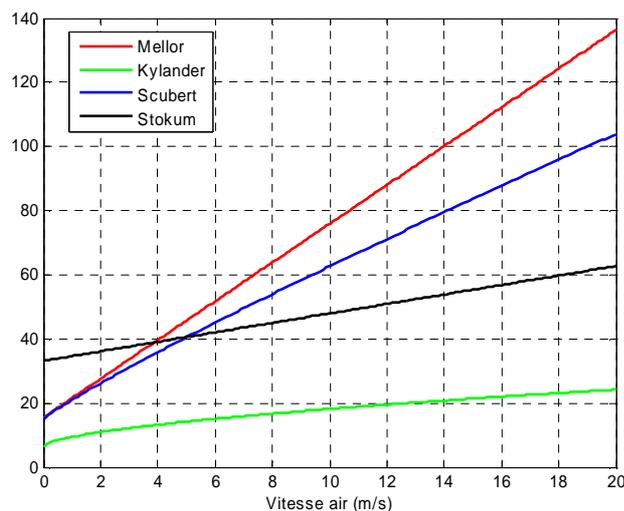


Figure II-23 : Coefficients d'échange (en $W/m^2 K$) en fonction de la vitesse de l'air

Nous utiliserons la formulation de Kylander, d'une part parce qu'elle a été établie pour une machine à aimants tandis que les autres sont validées sur des machines asynchrones ou à réluctance variable et d'autre part parce qu'elle constitue le cas le plus défavorable.

2.2.3.2.8 Entrefer

L'entrefer est une zone d'air limitée par deux cylindres coaxiaux dont un est en rotation pure. En supposant que les deux cylindres sont totalement lisses, ce qui n'est pas réellement le cas à cause des encoches, l'écoulement de rotation est caractérisé par le nombre de Taylor T_a [40] :

$$T_a = \frac{\omega^2 R_{is} ent^3}{\nu^2} \quad \text{Eq. II-49}$$

Où ω est la vitesse de rotation, ent la hauteur d'entrefer et R_{is} le rayon d'entrefer

Lorsque le nombre de Taylor est inférieur à un seuil critique ($T_{a0} = 1700$), Becker et Kaye [40] constatent expérimentalement que le transfert thermique se fait essentiellement par conduction (zone d'écoulement laminaire). Ils évaluent le nombre de Nusselt constant et égal à 2.

$$N_u = 2 \text{ si } T_a < 1700 \quad \text{Eq. II-}$$

Lorsque le nombre de Taylor dépasse un seuil critique, le transport de matière d'une paroi à l'autre de l'espace annulaire favorise les échanges de chaleur. Il en résulte l'apparition de tourbillons qui se traduisent par l'augmentation du nombre de Nusselt et donc du coefficient de convection :

$$N_u = 0.128 T_a^{0.367} \text{ si } 1700 < T_a < 10000 \quad \text{Eq. II-51}$$

Au-delà de la valeur du nombre de Taylor de 10^4 , le nombre de Nusselt varie de façon plus modérée :

$$N_u = 0.409 T_a^{0.241} \text{ si } T_a > 10000 \quad \text{Eq. II-52}$$

2.2.3.2.9 Rotor

Le rotor est assimilé à un disque tournant dans un milieu infini. Les coefficients de convection locaux sont déterminés par les corrélations de Kreith et Dorfmann [40]. Si le nombre de Reynolds est inférieur à 250000, le régime est laminaire, soit :

$$h_{local} = 0.35 \lambda_{air} \left(\frac{\omega}{\nu} \right)^{0.5} \quad \text{Eq. II-53}$$

ω_{rotor} est la vitesse de rotation du rotor.

Si le nombre de Reynolds est supérieur à 250000, le régime est turbulent, soit :

$$h_{local} = 0.0195 \frac{\lambda_{air}}{r} \left(\frac{\omega r^2}{\nu} \right)^{0.8} \quad \text{Eq. II-54}$$

r est le rayon hydraulique.

A partir de la connaissance du coefficient local issu d'une corrélation, le coefficient de convection moyen est calculé par intégration :

$$h_c = \frac{1}{\pi(R_2^2 - R_1^2)} \int_{R_1}^{R_2} h_{local}(r) 2 \pi r dr \quad \text{Eq. II-55}$$

Dans le cadre d'un écoulement mixte, c'est-à-dire présentant une zone laminaire et une autre zone turbulente, l'estimation du coefficient de convection consiste à déterminer la limite d'écoulement puis à effectuer la moyenne spatiale des coefficients :

$$h_c = \frac{h_{laminaire} S_{laminaire} + h_{turbulent} S_{turbulent}}{S_{laminaire} + S_{turbulent}} \quad \text{Eq. II-56}$$

2.2.3.3 Méthode de résolution formelle des équations de Maxwell

La méthode de résolution formelle des équations de Maxwell est une méthode analytique déterminant la répartition instantanée du potentiel magnétique dans l'entrefer de machines sans saillance magnétique à flux radial ou axial (machines synchrones à aimants surfaciques radiales [34] ou axiales [45], moteurs à courant continu [46] ou machines asynchrones [47]). Cette méthode permet de prendre en compte les bobinages répartis et concentrés et est utilisée pour l'étude des courants de Foucault dans les aimants des machines haute vitesse [48] [49].

Dans le cadre de cette thèse, cette méthode a été utilisée en tant que modèle magnétique de machines synchrones à aimants surfaciques à flux radial et bobinage réparti (SPM).

2.2.3.3.1 Méthodologie

Pour les structures disposant d'aimants, la méthode de résolution des équations de Maxwell repose sur la superposition des champs dus aux aimants et aux bobinages statoriques. De ce fait, elle nécessite plusieurs hypothèses :

- le calcul est bidimensionnel et néglige donc les effets de bord, comme un débordement de l'aimant. Ils peuvent toutefois être pris en compte a posteriori par un coefficient de correction empirique k_{3D} [46]
- le calcul est linéaire afin de pouvoir appliquer le théorème de superposition des flux. Les perméabilités des matériaux magnétiques doux constituant les culasses sont supposées infinies.
- Les effets de saturation sont simulés au travers d'une augmentation équivalente de l'entrefer par un coefficient de saturation k_{sat} (ratio entre la FMM totale du circuit et la FMM entrefer) issu du modèle réductant emprunté en partie à Biedinger [3] et Espanet [50].

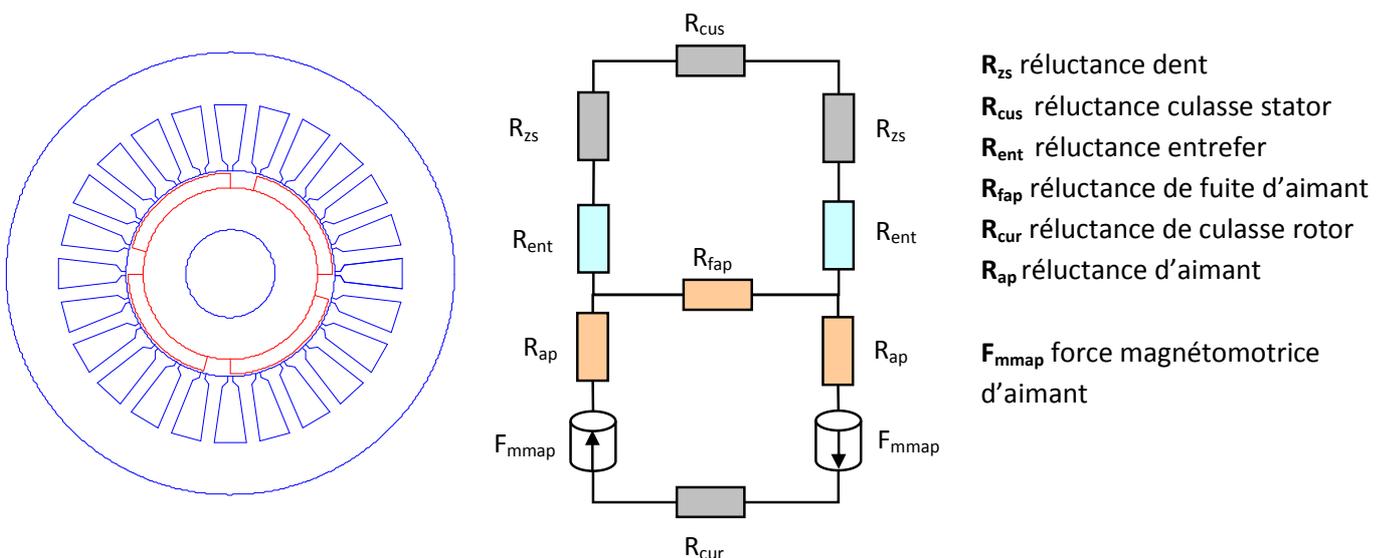


Figure II-24 : Schéma réductant d'une machine à aimants surfaciques

- les effets de dentures sont pris en compte par l'intermédiaire du coefficient de Carter k_c

La mise en équation du système est basée sur une structure de SPM équivalente réduite à deux zones :

- l'entrefer équivalent de perméabilité μ_0 de rayon intérieur R_m et extérieur R_s , est caractérisé par $\vec{B} = \mu_0 \vec{H}$
- la région des aimants permanents de rayon intérieur R_r et extérieur R_m . Les aimants possèdent une seule couche aimantée radialement. Leur caractéristique de désaimantation est linéaire dans le second quadrant de fonctionnement de telle sorte que $\vec{B} = \mu_a \mu_0 \vec{H} + \mu_0 \vec{M}$. L'aimantation M est exprimée sous forme d'une série de Fourier en coordonnées polaires :

$$\vec{M} = M_r \vec{r} + M_\theta \vec{\theta}$$

$$\text{avec } M_r = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} M_{rn} \cos(np\theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(4 B_r)}{\pi n \mu_0} \sin\left(\frac{n \alpha_{ap}}{2}\right) \cos(np\theta) \quad \text{et } M_\theta = 0 \quad \text{Eq. II-57}$$

α_{ap} l'ouverture d'aimant et p le nombre de paires de pôles et B_r l'induction rémanente de l'aimant.

Pour la structure considérée, l'aimantation est purement radiale et se présente alors sous la forme de créneau (rang des harmoniques égal à 100) dont l'ouverture est égale à celle de l'aimant:

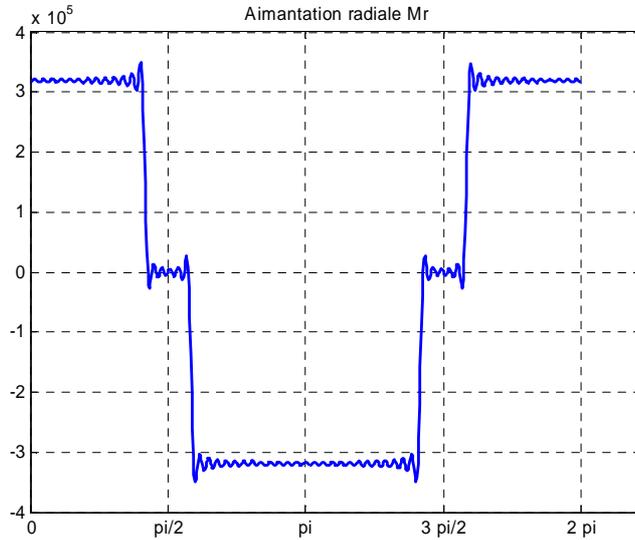


Figure II-25 : Allure de l'aimantation radiale en fonction de l'angle électrique

La symétrie cylindrique du moteur nous conduit à résoudre le problème en coordonnées polaires en utilisant le potentiel scalaire magnétique ϕ . Le champ magnétique de chaque région se calcule à partir de la formule :

$$\vec{H} = -\vec{\nabla}\phi = \begin{cases} -\frac{\partial\phi}{\partial r} \\ \frac{1}{r} \frac{\partial\phi}{\partial\theta} \end{cases} \quad \text{Eq. II-58}$$

Après simplification des équations de Maxwell, le potentiel scalaire dans l'entrefer (d'indice a) est donné par l'équation de Laplace :

$$\nabla^2 \phi_a = 0 \Rightarrow \frac{\partial^2 \phi_a}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \phi_a}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \phi_a}{\partial \theta^2} = 0 \quad \text{Eq. II-59}$$

Le potentiel scalaire dans la région de l'aimant (d'indice m) est donné par l'équation de Poisson :

$$\nabla^2 \phi_m = \frac{\text{div } \vec{M}}{\mu_r} \Rightarrow \frac{\partial^2 \phi_m}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \phi_m}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 \phi_m}{\partial \theta^2} = \frac{M_r}{r \mu_r} \quad \text{Eq. II-60}$$

La méthode de séparation des variables conduit à rechercher une solution de ces équations sous la forme de :

$$\begin{aligned} \varphi_a &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (A_n r^{np} + B_n r^{-np}) \cos(np\theta) \text{ pour l'entrefer} \\ \varphi_{am} &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left(A_m r^{np} + B_m r^{-np} + \frac{M_{rn} r}{\mu_r(1-(np)^2)} \right) \cos(np\theta) \text{ pour les aimants sous} \end{aligned} \quad \text{Eq. II-61}$$

l'hypothèse de $(np \neq 1)$

avec pour conditions limites les relations suivantes :

$$\begin{aligned} H_{\theta a} \parallel_{R_s} &= K \text{ ou } 0 \\ H_{\theta a} \parallel_{R_r} &= 0 \\ H_{\theta a} \parallel_{R_m} &= H_{\theta m} \parallel_{R_m} \\ B_{ra} \parallel_{R_m} &= B_{rm} \parallel_{R_m} \end{aligned} \quad \text{Eq. II-62}$$

et R_s le rayon intérieur du stator, R_r le rayon du rotor sous aimant et R_m le rayon extérieur du rotor

La première condition limite est nulle dans le cas de l'étude du fonctionnement de la machine à vide ou est égale à la densité de courant statorique linéique dans le cas du fonctionnement en charge ou pour l'étude de la réaction magnétique d'induit.

Les densités de courant linéiques équivalentes ($K_{eq} = n I / b_{eso}$) ont une forme de créneaux dont l'ouverture est égale à la largeur d'isthme (b_{eso}). Une décomposition possible en série de Fourier est :

$$\begin{aligned} K_{sa} &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} k_{bob} N_s i_a(t) \frac{4}{\pi b_{eso} n} \sin\left(\frac{\pi n}{2}\right) \sin\left(\frac{n b_{eso}}{2 R_s}\right) \sin(np\theta) \\ K_{sb} &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} k_{bob} N_s i_b(t) \frac{4}{\pi b_{eso} n} \sin\left(\frac{\pi n}{2}\right) \sin\left(\frac{n b_{eso}}{2 R_s}\right) \sin\left(np\theta - \frac{2n\pi}{3}\right) \\ K_{sc} &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} k_{bob} N_s i_c(t) \frac{4}{\pi b_{eso} n} \sin\left(\frac{\pi n}{2}\right) \sin\left(\frac{n b_{eso}}{2 R_s}\right) \sin\left(np\theta - \frac{4n\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad \text{Eq. II-63}$$

avec N_s le nombre de spires, k_{bob} le coefficient de bobinage

Dans les formules précédentes, le rayon statorique R_{is} est corrigé d'une part avec le coefficient de Carter k_c afin de prendre en compte les effets de dentures et d'autre part avec le coefficient de saturation k_{sat} traduisant les effets de saturation du matériau magnétique, soit une formule globale :

$$R_s = R_{is} + (k_c k_{sat} - 1) \text{ent} \quad \text{Eq. II-64}$$

2.2.3.3.2 Validation sous Flux 2D

Pour le moteur non alimenté (« à vide »), l'induction radiale dans le milieu de l'entrefer calculée à partir des expressions analytiques est proche du calcul éléments finis (FLUX 2D) hormis pour les effets de denture, négligés par hypothèse.

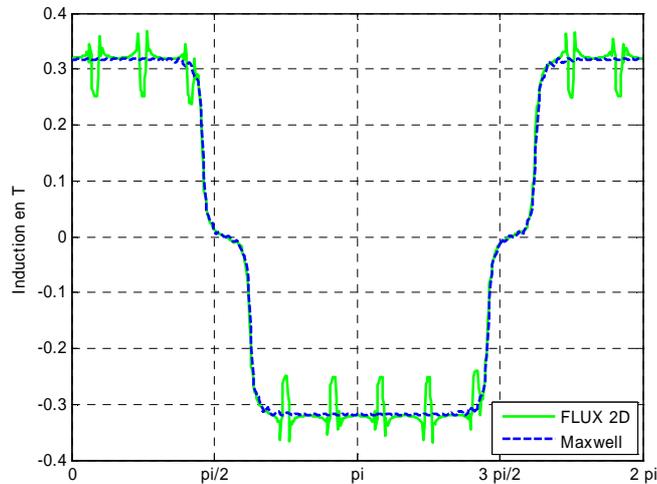


Figure II-26 : Comparaison des inductions radiales à vide dans le milieu de l'entrefer en fonction de l'angle électrique

De la même façon, le modèle permet d'estimer les inductions radiales dans l'entrefer avec un courant sinusoïdal de 20A_p crête dans l'axe d. Les principaux écarts constatés sont également dus à la présence d'encoches et de dents que le modèle analytique utilisé (Maxwell) ne prend pas en compte. La diminution locale de l'induction radiale dans l'entrefer pour les deux modèles est de l'ordre de 0.1 T par rapport au modèle à vide.

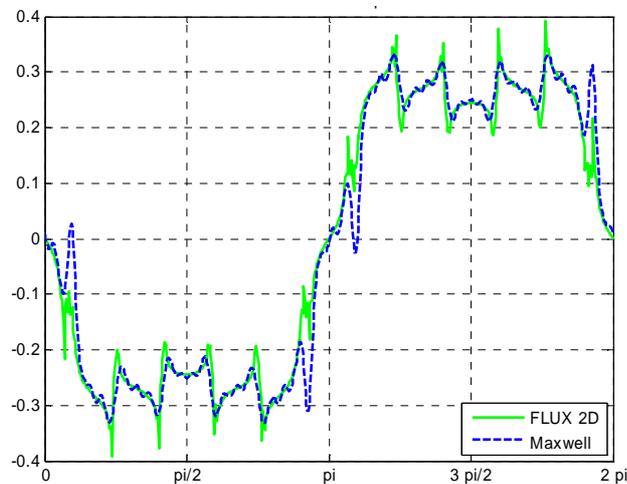


Figure II-27 : Comparaison des inductions radiales dans le milieu de l'entrefer en charge en fonction de l'angle électrique

2.2.4 Conclusion

La mise au point de dispositifs électrotechniques nécessite une phase de modélisation ne serait-ce que pour réduire les coûts de conception.

La modélisation des ces systèmes par nature multiphysique impose le choix des domaines de la physique (mécanique, thermique, magnétique, électrique) mis en jeux puis des dépendances éventuelles entre ces modèles. Pour chaque lien, il convient ensuite d'utiliser une technique de couplage faible, sérialisant les calculs entre les domaines, ou de couplage fort, parallélisant les calculs.

Ensuite, trois types de modèles de conception optimale s'offrent au concepteur :

- Les modèles numériques centrés sur des méthodes d'éléments finis permettant de résoudre localement les lois de la physique en prenant en compte la géométrie exacte de la structure
- Les modèles analytiques transposant les phénomènes locaux au niveau global au moyen d'hypothèses lourdes et au prix d'une perte de précision
- Les modèles semi-numériques comme les schémas équivalents tentant d'associer la rapidité de calcul des modèles analytiques à la précision des modèles numériques, notamment par la prise en compte des dimensions non-linéaires des phénomènes physiques

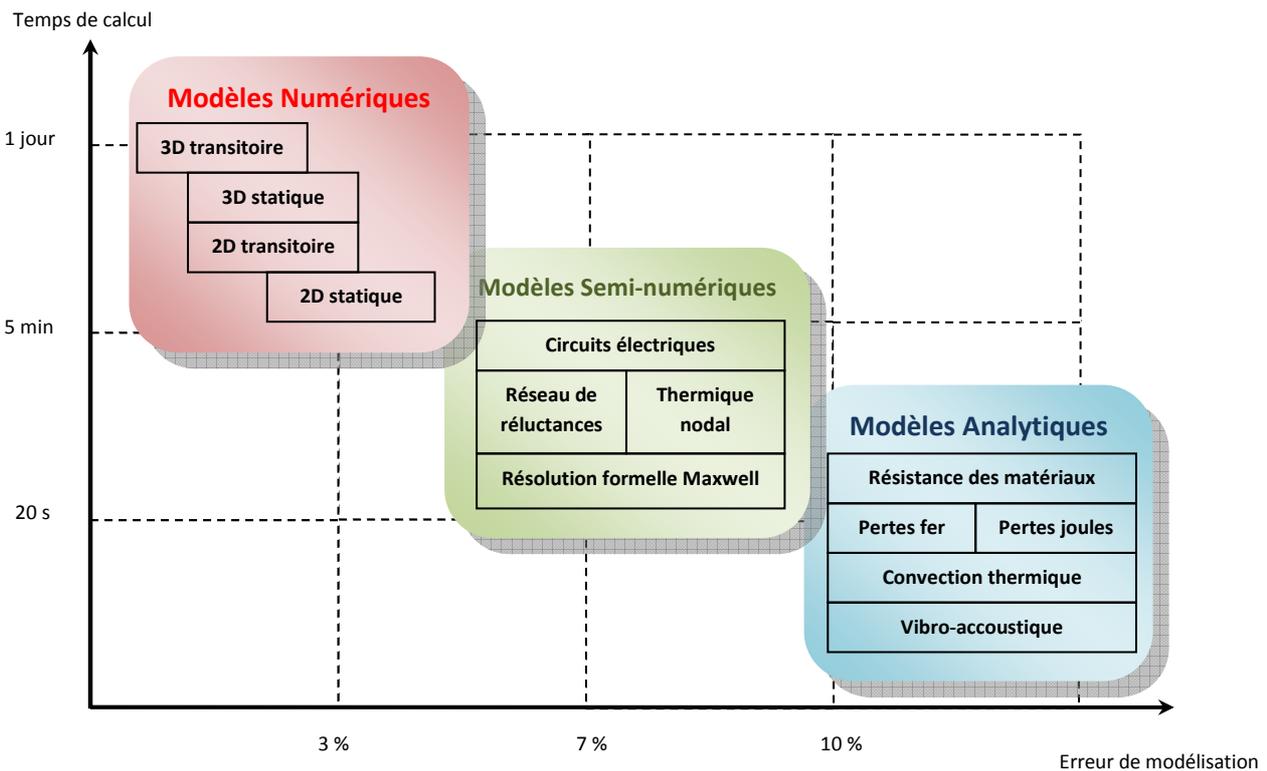


Figure II-28 : Positionnement relatif des modèles les plus couramment utilisés dans le domaine de la conception d'actionneurs (le temps de calcul correspondant à celui du modèle seul et non d'une optimisation totale impliquant une centaine d'itérations du modèle)

Pour chaque domaine de la physique, le choix d'une typologie de modèle de conception optimale repose sur deux critères de qualité [17] :

- La précision ou faculté de transposer les connaissances depuis une situation connue vers une utilisation à géométrie ou environnement très différent
- La simplicité du modèle avec un nombre de paramètres réduit et un temps de calcul faible permettant une mise en œuvre plus aisée dans le cadre d'une intégration dans une approche optimale

Ce compromis complexité-domaine de validité, illustré par la Figure II-28 par un graphique précision et temps de calcul, dépend de l'adéquation entre les hypothèses du modèle avec les conditions réelles d'utilisation d'une part et des moyens informatiques mis en jeu pour implémenter les modèles d'autre part. De ce fait, il n'y a pas de solution unique et il faudra choisir un type de modèle au cas par cas.

Toutefois, au stade actuel des moyens de calcul, les modèles numériques de type éléments finis en 3 dimensions, spécialement en régime transitoire, avec un temps de calcul de l'ordre d'une journée ne sont pas aptes à être intégrés directement dans une approche optimale, mais ils facilitent l'amélioration d'autres types de modèles comme les réseaux de réluctances, ne serait-ce que par la visualisation des trajets de flux dans la machine.

De la même manière, les modèles purement analytiques de machines (comme le D²L et non les modèles analytiques dédiés à la prise en compte de phénomènes complexes (pertes fer, coefficient de convection...)) se basent sur une géométrie trop peu précise de la machine pour être utilisables dans le cadre d'une approche optimale, mais ils constituent un excellent moyen pour appréhender le volume global d'un dispositif.

Enfin, pour un même domaine de la physique, il n'est pas rare d'associer plusieurs types de modèles comme un réseau de résistances thermiques avec un calcul empirique (analytique) des coefficients de convection afin de modéliser un phénomène thermique ou encore un modèle analytique de pertes fer avec un modèle magnétique par éléments finis déterminant des formes d'onde d'induction dans l'entrefer pour estimer les pertes fer.

2.3 Etape 3 : Résolution du problème

La résolution du problème de dimensionnement optimal d'actionneurs électriques consiste à trouver les meilleures valeurs des variables de conception qui satisfont les contraintes et minimisent la fonction objectif :

$$\begin{cases} \min f(x_o, x_e) \\ g_i(x_o, x_e) \leq 0 \\ g_e(x_o, x_e) = 0 \end{cases} \quad \text{Eq. II-65}$$

Une fonction objectif « mono objectif » est directement évaluable par les algorithmes d'optimisation. Au contraire, les fonctions objectif impliquant plusieurs buts nécessitent des compromis. Une approche classique (technique d'agrégation) consiste à définir plusieurs fonctions objectif f_i traduisant chaque objectif à atteindre, puis à les pondérer, les sommer (ou les multiplier) et les rassembler au sein d'une fonction objectif globale f .

$$f = \sum_i \alpha_i f_i \quad \text{avec} \quad \sum_i \alpha_i = 1 \quad \text{Eq. II-66}$$

Les coefficients de pondérations α_i sont définis par le concepteur.

Les méthodes de front de Pareto et à réduction d'objectifs [1] constituent des alternatives plus structurées pour ce type de problème. Le front de Pareto est l'ensemble des points du domaine de recherche tel qu'il n'existe aucun point qui est strictement meilleur que lui sur tous les critères de la fonction multiobjectif simultanément. Il s'agit de l'ensemble des meilleurs compromis réalisables entre les objectifs contradictoires. L'optimisation identifie dans un premier temps cet ensemble de compromis optimaux entre les objectifs puis l'utilisateur sélectionne, a posteriori, le meilleur point dans cet ensemble.

Le problème d'optimisation met en jeu un ensemble d'équations multivariées non linéaires avec des boucles implicites issues du couplage entre les différentes parties du modèle. De ce fait, il est qualifié de compliqué car on ne peut calculer « complètement » ou explicitement la solution mais seulement l'approcher de manière numérique.

La résolution du problème d'optimisation passe par le choix d'une méthode d'optimisation appropriée. Les méthodes les plus efficaces apportent un meilleur compromis entre le temps de calcul et la probabilité de trouver l'optimum global du problème d'optimisation.

Vivier distingue ces méthodes selon deux critères [51] :

- L'aspect déterministe ou son contraire l'aspect stochastique (aléatoire) voire mixte
- L'emploi ou non de la dérivée que l'on qualifie d'ordre. Par exemple, les méthodes d'ordre 0 ne nécessitent pas de calcul de dérivée, les méthodes d'ordre 1 impliquent le calcul du gradient de la fonction objectif et le calcul du jacobien des contraintes, enfin une méthode d'ordre 2 implique le calcul de la dérivée seconde et la matrice hessienne de la fonction objectif et de chacune des contraintes.

Brisset ajoute à ces critères [1] :

- Les opérateurs de recherche
 - ✓ la diversification, exploration de l'espace de solution pour localiser de manière vague l'optimum global
 - ✓ l'intensification, localisation précise d'un optimum local ou global
- La robustesse ou sensibilité vis-à-vis de la solution initiale de l'algorithme

Dans une forme générale, les algorithmes d'optimisation se décomposent en trois blocs :

- La solution initiale du problème à partir de laquelle l'algorithme débute sa recherche
- Les paramètres de contrôle avec notamment les critères d'arrêt de la prospection, comme la tolérance sur les contraintes ou sur la fonction objectif, ou les critères d'évolution de l'algorithme (probabilité de mutation ou de croisement des algorithmes génétiques)
- La méthode de recherche proprement dite

La sélection d'une solution initiale tout comme le choix des bons paramètres de contrôle sont issus majoritairement du savoir-faire du concepteur et dépendent fortement du type de problème rencontré.

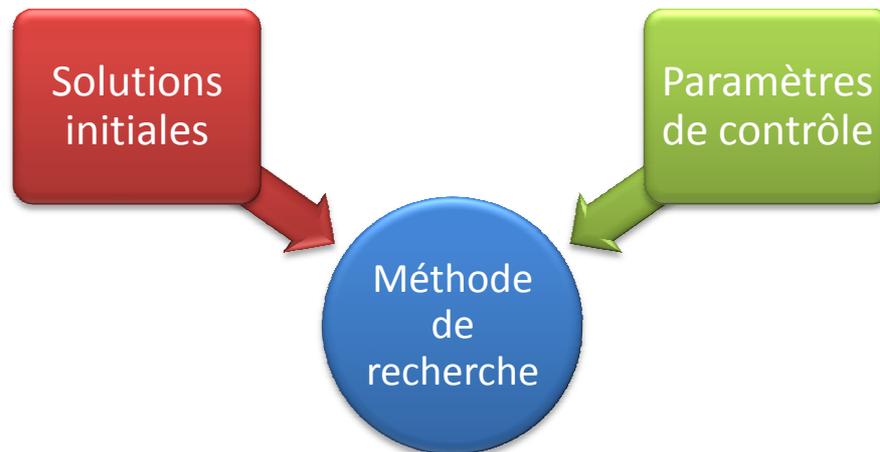


Figure II-29 : Principe de fonctionnement d'un algorithme d'optimisation

Les paragraphes suivants présentent quelques méthodes d'optimisation les plus utilisées dans le domaine de la conception des machines électriques et employées au cours de cette thèse.

2.3.1 Méthodes d'ordre 0

Les méthodes d'ordre 0 ne nécessitent pas de calcul de gradient et de facto aucune condition sur la continuité et la dérivabilité de la fonction objectif ou des contraintes associées. Elles sont donc particulièrement adaptées aux fonctions définies par morceaux ou fortement bruitées.

La méthode d'énumération est le plus simple et direct algorithme d'optimisation. C'est un algorithme déterministe sans calcul de solution initiale, ni de réel opérateur de recherche.

Cette méthode consiste à attribuer un certain nombre de niveaux pour chacun des paramètres de conception et de calculer pour chaque point du maillage, satisfaisant les contraintes, la fonction objectif.

Ces méthodes nécessitent en général un grand nombre de calculs s'expliquant par la nécessité d'utiliser un pas de maillage suffisamment fin pour approcher l'optimum. Elles permettent toutefois la représentation de la fonction objectif en fonction des paramètres de conception sur tout l'espace de recherche et donc facilitent la compréhension et l'exploitation des liens entre les résultats.

Elles sont parfois utilisées en combinaison avec d'autres méthodes, par exemple, comme solution initiale d'algorithmes Sequential Quadratic Programming (en utilisant un pas de maillage grossier) [52].

La méthode du simplexe séquentiel [53] (à ne pas confondre avec la méthode du simplexe tout court destinée à la résolution des problèmes d'optimisation sous contraintes linéaires) est un algorithme évolutif déterministe de type intensif, robuste. Il est basé sur le calcul d'un simplexe, qui est l'enveloppe d'un ensemble de $k+1$ points dans un espace de dimension k , où k désigne le nombre de variables d'optimisation. Dans un espace de recherche à deux paramètres de conception, il s'agit donc d'un triangle (Figure II-30).

L'algorithme consiste à :

- Calculer la valeur de la fonction objectif et des contraintes sur les $k+1$ points du simplexe initial fourni par le concepteur
- Trier les points obtenus relativement à l'optimum recherché et d'en déduire le plus mauvais point (noté W comme Worst)
- De remplacer ce point W par un nouveau point obtenu par réflexion de la position rejetée relativement au k points restants. Cette réflexion peut être accompagnée d'une contraction ou expansion éventuelle (méthode du modified simplex). L'ensemble de ces points forment un nouveau simplexe
- La taille du simplexe évolue ainsi en convergeant d'itérations en itérations vers un optimum

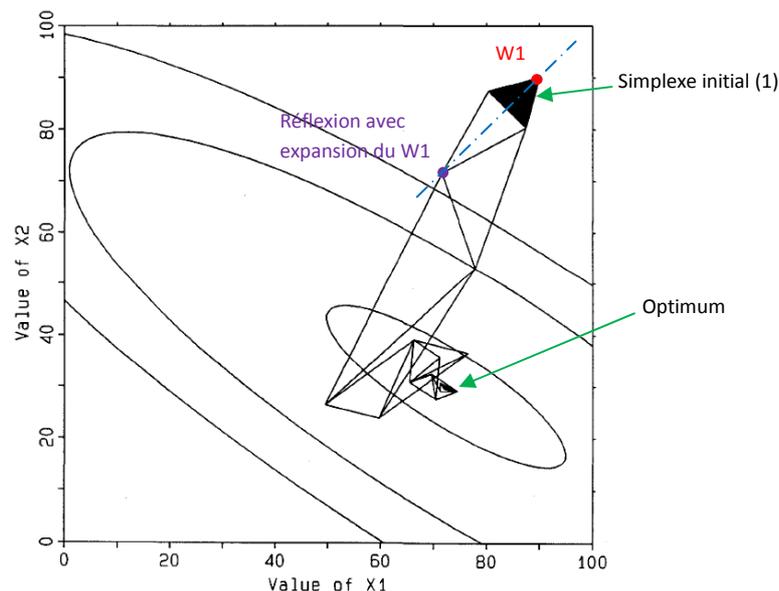


Figure II-30 : Exemple de convergence d'un modified simplex en deux dimensions avec contraction et expansion

Il existe de nombreuses variantes à cet algorithme initial dont la méthode du super modified simplex qui améliore les expansions ou contractions du simplexe, particulièrement au niveau des contraintes du domaine d'étude. Le temps de calcul est inférieur à celui de la méthode exhaustive mais la convergence reste problématique pour des problèmes fortement contraints présentant une zone de variables de conception faisables très restreinte (du fait même de la nature multi-dimensionnelle du simplexe) ou avec des fonctions contraintes exprimées implicitement.

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes stochastiques à la fois intensifs et extensifs, basés sur la théorie de l'évolution de Darwin. Cette théorie postule que les individus les mieux adaptés à leur environnement ont la plus grande probabilité de survivre et de se reproduire en donnant des descendants les mieux adaptés. Par analogie, l'algorithme fait évoluer une population de variables de conception à l'aide de divers opérateurs : sélection, croisement, mutation voire de dominance. Un mécanisme d'élitisme conserve les meilleurs individus d'une génération à la suivante pour assurer sa convergence. Il existe de nombreuses variantes à cette méthode de base en fonction des opérateurs, paramètres de contrôle associés et des critères d'arrêt.

Cette méthode est très généraliste et s'adapte bien aux problèmes mal posés, c'est-à-dire présentant des discontinuités franches ou aux problèmes où les méthodes déterministes montrent leurs limites. Elles ont une grande capacité à trouver un optimum global d'une fonction. La tendance actuelle est d'utiliser ces méthodes dans la résolution de problèmes multi-objectifs car elles permettent de calculer facilement des fronts de Pareto, comme la Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II [54].

Néanmoins, comme les autres méthodes stochastiques, elle dispose d'une répétabilité faible, c'est-à-dire que l'exécution successive de l'algorithme avec les mêmes paramètres de contrôle conduit en général à des solutions différentes. Ensuite, son principal inconvénient réside dans le nombre généralement important d'évaluations de la fonction objectif, ce qui induit un choix au niveau des critères d'arrêt (temps de calcul imparti, valeur donnée de la fonction objectif). Enfin, le réglage de l'ensemble des paramètres de contrôle est par ailleurs délicat et passe par une étape obligatoire d'adaptation au problème posé.

Parmi la multitude d'algorithmes stochastiques, les autres algorithmes plus fréquemment employés dans le domaine du génie électrique sont : la méthode de Monte-Carlo [36], le recuit simulé [55]- [56]...

Les méthodes de plans d'expériences sont des algorithmes déterministes utilisant une approche algébro-statistique consistant en la réalisation raisonnée de séries d'expériences a priori coûteuses en temps de calcul. L'algorithme nécessite :

- la sélection des caractéristiques d'un plan (type, taille...), les plus économiques possibles (profitant notamment des possibilités de récupération de points entre les plans d'expériences) permettant de modéliser localement la fonction objectif
- le choix d'une stratégie de progression avec des techniques de glissements, par zooms successifs ou de modélisation globale (plan exhaustif)

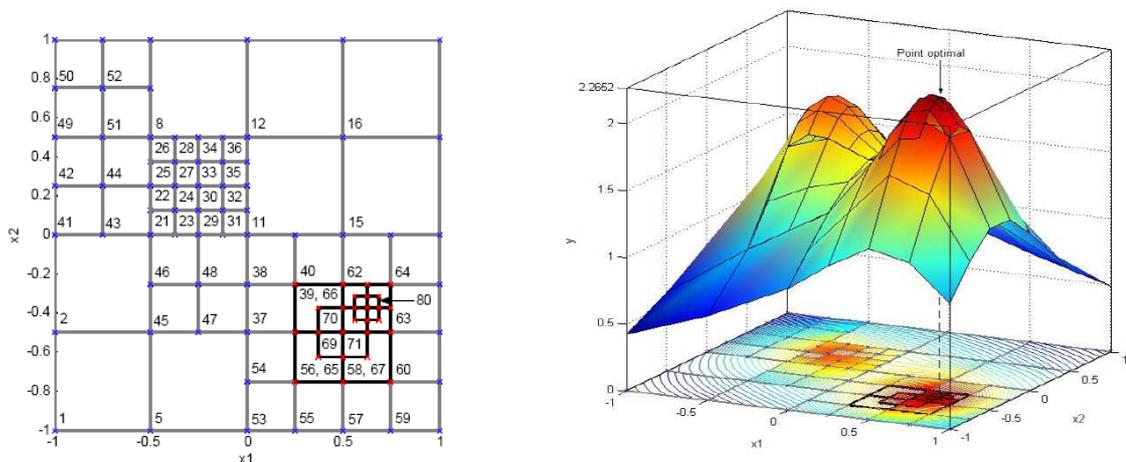


Figure II-31 : Exemple de disposition de plans d'expériences dans le cadre d'une méthode exhaustive

Le choix de ces deux caractéristiques conditionne fortement le temps de calcul et la probabilité de trouver un optimum global.

Par exemple, les méthodes par glissement utilisant des plans d'expériences d'ordre 1 permettent de trouver des optima locaux avec un temps de calcul relativement restreint (nombre d'expériences limité pour chaque itération) tandis que les méthodes exhaustives utilisant des plans factoriels permettent de trouver l'optimum global au prix d'un grand nombre d'expériences.

Vivier [52] propose une comparaison exhaustive des techniques d'optimisation par plans d'expérience.

2.3.2 Les méthodes d'ordre 1 et 2

Les méthodes d'ordre 1 et 2 sont des méthodes de descente de gradient. Elles se décomposent en deux étapes distinctes :

- Calcul d'une direction de descente
- Recherche linéaire dans cette direction du pas de progression, afin d'obtenir une amélioration de la fonction objectif

Les méthodes d'ordre 1 comme celles de la plus grande pente ou du gradient conjugué ne sont guère utilisées en tant que telles dans les problèmes d'optimisation.

Les méthodes d'ordre 2 comme la méthode SQP (Sequential Quadratic Programming) de type Quasi-Newton leur sont préférées en raison d'un temps de calcul plus court et d'une précision accrue. Cet algorithme déterministe utilise une méthode de recherche intensive.

Au lieu de chercher directement les variables de conception satisfaisant la fonction objectif, les méthodes SQP résolvent séquentiellement des problèmes intermédiaires minimisant la fonction de Lagrange suivante :

$$L(x_o, \mu) = f(x_o) + \sum_{i=1}^n \mu_i g_i(x_o) \quad \text{Eq. II-67}$$

où μ sont les coefficients de Lagrange associés aux fonctions de contraintes d'inégalité g_i (en supposant qu'il n'y a pas de contraintes d'égalité).

En faisant l'hypothèse que la fonction objectif est localement quadratique et en remplaçant les contraintes par des approximations linéaires, le sous problème quadratique suivant apparaît :

$$\begin{cases} \min \frac{1}{2} d^T H_k d + \nabla f(x_o)^T d \\ \nabla g_i(x_o)^T d + g_i(x_o) \leq 0 \end{cases} \quad \text{Eq. II-68}$$

où d est une direction de descente et H est la matrice Hessienne associée à la fonction de Lagrange L .

Le sous-problème peut être résolu par une méthode de type Quasi-Newton avec un calcul de Hessien adapté.

Cette méthode permet de trouver un optimum local (et non global) avec précision, en un nombre réduit d'itérations.

Toutefois, ce type d'optimum est fortement conditionné par le choix de la solution initiale. De plus, la fonction objectif doit être dérivable au moins localement ce qui exclut de minimiser des fonctions objectifs discontinues.

2.3.3 Conclusion

Les méthodes d'optimisation abordées dans les paragraphes précédents peuvent être classées selon 5 critères : la précision des solutions, la rapidité ou en d'autres termes le temps de calcul, la prise en compte des contraintes, la facilité de calcul des fonctions objectif de type multi-objectif et enfin la probabilité de trouver un optimum global.

La Figure II-32 montre qu'aucune méthode ne peut prétendre être la plus efficace sur tous les critères bien que certaines méthodes (c'est-à-dire algorithmes et paramétrage correct des variables de contrôle) sont plus adaptées que d'autres pour certaines classes de problèmes.

Il devient intéressant de combiner plusieurs méthodes comme les génétiques et le SQP afin de couvrir le maximum de surface possible et de résoudre une vaste gamme de problèmes.

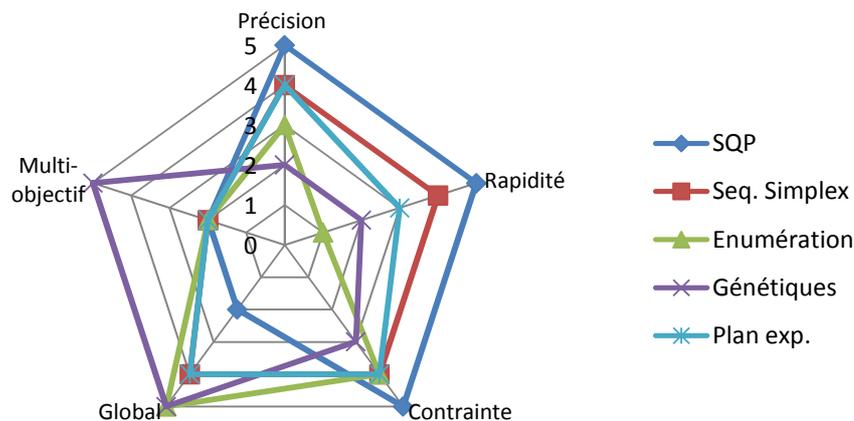


Figure II-32 : Classification possible proposée par l'auteur des méthodes d'optimisation en fonction de 5 critères

Dans le cadre de cette thèse, nous combinerons uniquement deux méthodes déterministes, c'est à dire les algorithmes SQP, ainsi que la méthode du simplexe séquentiel. Ce choix résulte d'une part du fait que les fonctions objectif envisagées sont mono-objectif (ce qui limite l'intérêt d'utiliser des algorithmes génétiques) et d'autre part que le temps de calcul des modèles multiphysiques couplés mis en jeu est long.

L'utilisation successive des deux méthodes permet de pallier les problèmes de globalité des algorithmes SQP en positionnant leur solution initiale aussi proche que possible de l'optimum global tout en gardant un temps de calcul raisonnable.

2.4 Etape 4 : Vérification des modèles

Cette dernière étape permet de vérifier que les différentes hypothèses émises lors de la création des modèles restent valides pour la solution optimale trouvée par l'algorithme d'optimisation.

Pour la partie magnétique, une simulation avec des éléments finis en 3D ou 2D et en régime transitoire [57] permet la validation d'une grande partie des modèles électriques et magnétiques, même si la détermination précise des pertes fer reste une question délicate.

D'un point de vue thermique, la construction d'un prototype suivie de son implantation sur le véhicule s'avère être la seule source fiable de détermination de la température réelle de la machine tant les hypothèses sur l'environnement thermique exact de la machine sont sujettes à caution.

3 Conclusion

La conception d'une machine électrique est un problème compliqué qu'il convient de formaliser afin d'obtenir une méthodologie efficace de détermination de la meilleure structure répondant au cahier des charges.

Cette méthodologie a été présentée dans ce chapitre et sera appliquée sur plusieurs problématiques afférentes au projet M2EI dans le chapitre suivant.

Après une analyse détaillée du cahier des charges permettant de fixer les données d'entrée, la fonction objectif ainsi que les contraintes du problème, le concepteur recherche le nombre minimum de variables de conception afin de limiter le temps de calcul.

Ensuite, la modélisation consiste à choisir les domaines de la physique concernés par le problème posé puis à en déduire les couplages entre domaines. Pour chaque domaine, le concepteur doit une nouvelle fois sélectionner le meilleur type de modélisation directe en fonction de la précision requise et du temps de calcul.

A ce titre, les modèles analytiques traduisent les lois de la physique avec des équations linéaires simples au prix de lourdes hypothèses et donc très souvent d'une faible précision. Ils sont confrontés aux modèles numériques à base d'éléments finis beaucoup plus précis mais dont le temps de calcul est plus élevé. Les modèles semi-numériques tentent de combiner les avantages précédents tout en limitant les inconvénients de ces deux types de modèles.

Le modèle direct est alors intégré dans un algorithme d'optimisation recherchant le meilleur jeu de paramètres de conception améliorant la fonction objectif et respectant les contraintes. A ce titre, nous associons deux méthodes déterministes : le simplexe séquentiel permettant de localiser l'optimum global de la fonction objectif et un algorithme de descente (SQP) permettant de trouver avec précision l'optimum global de la fonction à partir de la solution précédemment obtenue par le simplexe.

Finalement, la solution optimale trouvée est validée par éléments finis et/ou par prototypage afin de vérifier la validité des hypothèses émises lors de la modélisation.

Notre principal apport dans cette méthodologie réside, outre dans le choix approprié des méthodes d'optimisation, dans la détermination et le couplage des modèles les plus adaptés à la représentation des phénomènes physiques mis en jeux.

4 Bibliographie

- [1] Brisset, S., "Démarches et outils pour la conception optimale des machines électriques." *HDR Lille*. 2007.
- [2] Magnin, V., "Optimisation et algorithmes génétiques." *EUDIL*. 2003.
- [3] Biedinger, J-M et Vilain, J-P., "Dimensionnement des actionneurs électriques alimentées à fréquence variable sous faible tension : I. Analyse du problème couplé magnétique, thermique, électrique." *EPJAP*. 1998, Vol. 3, pp. 101-118.
- [4] Gillon, F. et Brochet, P., "Screening and response surface method applied to the numerical optimization of electromagnetic devices." *IEEE trans. on magnetics*. juillet 2000, Vol. 36, pp. 1163-1167.
- [5] Honsinger, V. B., "Sizing equations for electrical machinery." *IEEE trans. on energy conversion*. 1987, Vol. 2, pp. 116-121.
- [6] Miller, T. J. E., "Speed's electric motor." *University of Glasgow*. 2007.
- [7] G., Bertotti., "General properties of power losses in soft ferromagnetic materials." *IEEE trans. on Magnetics*. janvier 1988, Vol. 24, pp. 621-630.
- [8] Ban, D., Zarko, D. et Mandic, I., "Turbogenerator End-winding leakage inductance calculation using a 3-D analytical approach based on the solution of Neumann integrals." *IEEE trans. on energy conversion*. mars 2000, Vol. 20, pp. 98-105.
- [9] Ait-Hammouda, A., "Pré-dimensionnement et étude de sensibilité vibro-acoustique de machines à courant alternatif et à vitesse variable ." *Thèse L2EP*. 2005.
- [10] Lienhard 4, J. H et Lienhard 5, J. H., "Heat transfer textbook 3 edition." *Phlogiston Press*. 2006.
- [11] Grellet, G., "Pertes dans les machines électriques tournantes." *Techniques ingénieur D3450*. 1989.
- [12] Gautreau, T., "Estimation des pertes fer dans les machines électriques. Modèles d'hystérésis Loss surface et application aux machines synchrones à aimants." *Thèse INPG*. décembre 2005.
- [13] Hoang, E., "Etudes, modélisation et mesures des pertes magnétiques dans les moteurs à réluctance variable à double saillance." *Thèse SATIE*. 1995.
- [14] Lutun, J., "Prototypage virtuel de l'alternateur à griffes." *Rapport de master*. 2007.
- [15] Sixdenier, F., "Prédiction de signatures électriques dans un actionneur en prenant en compte les lois de matériaux." *Thèse Lyon*. novembre 2005.
- [16] Azzouz, M., "Identification-optimisation paramétrique et quantification des pertes dans les matériaux magnétiques doux." *Thèse de Batna*. 1996.
- [17] Kedous-Lebouc, A., "Matériaux magétiques en génie électrique 2." *EGEM*. juin 2006.
- [18] Perrottet, M., "Transmission électromagnétique rotative d'énergie et d'information sans contact." *Thèse EPFL*. 2000.
- [19] Zhu, G.O et Ramsden, V. S., "Improved Formulations for Rotational Core Losses in Rotating Electrical Machines." *IEEE transaction on Magnetics*. juillet 1998, Vol. 34, 4, pp. 2234-2242.
- [20] Bertotti, G., " General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials." *IEEE transaction on magnetics*. janvier 1988, Vol. 24, 1.
- [21] Semon, G. R. et Liu, X., "Core losses in permanent magnet motors." *IEEE trans. on Magnetics*. 1990, Vol. 26, pp. 1653-1655.
- [22] Wilder, A.T., "Characterization of power losses in Soft Magnetic materials." *Electric Ship Technologies Symposium, 2005 IEEE*. juillet 2005.
- [23] Binder, A., Schneider, T. et Klohr, M., "Fixation of buried and surface mounted magnets in high speed permanent magnet synchronous machines." *IEEE trans on industry application*. juillet 2006, Vol. 42, 4, pp. 1031-1036.
- [24] Chedot, L., "Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur-démarrateur." *Thèse du LEC*. 2004.

- [25] Wentzloff, D. D., "Experimental verification of an Integrated Starter/generator." *Master Thesis MIT*. 2002.
- [26] Liwschitz, M., "Calcul de machines électriques." *SPES Lausanne*. 1967.
- [27] Miller, T. J. E., et al., "Performance estimation of interior permanent magnet brushless motors using the voltage driven flux MMF diagramm." *IEEE trans. on magnetics*. juillet 2006, Vol. 42, 7, pp. 1867-1872.
- [28] Louis, J.P., "Modèles pour la commande des actionneurs électriques." *Traité EGEM série Génie électrique*. ISBN 2-7462-0917-9, 2004.
- [29] Vivier, S., "Notes sur la programmation d'un logiciel d'éléments finis." *Rapport interne LEC*. 2008.
- [30] Biedinger, J-M., "MC01 : machines électriques." *Polycopié de cours*. 2005.
- [31] Han, S-H, Janhs, T. M. et Soong, W. L., "A magnetic circuit model for an IPM synchronous machine incorporating moving airgap and cross-coupled saturation effects." *IEMDC 2007*. 2007.
- [32] Ostovic, V., "Dynamic of Saturated electric machines." *Springer Verlag*. 1989.
- [33] Hague, B., "The principles of electromagnetism applied to electrical machines." *Dover Publications*. 1962.
- [34] Zhu, Z.Q., et al., "Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. I. Open-circuit field." *IEEE trans. on Magnetics*. janvier 1993, Vol. 29, pp. 124-135.
- [35] Legranger, J., et al., "Design of a Brushless Rotor Supply for a Wound Rotor Synchronous Machine for Integrated Starter Generator." *VPPC 07*. 2007.
- [36] Lovelace, E. D, Jahns, T. M. et Lang, J. H., "A saturating lumped parameters model for an interior PM synchronous machine." *IEEE trans. on industry application*. juin/ juillet 2002, Vol. 18, 3.
- [37] Foggia, A., "Méthode de calcul des inductances de fuites." *Techniques de l'ingénieur*. D 3440.
- [38] Bianchi, N., "Electrical machine analysis using finite elements." *CRC Taylors and Francis*. 2005.
- [39] Cassat, A, Espanet, C. et Wavre, N., "BLDC motor stator and rotor iron losses and thermal behavior based on lumped schemes and 3D FEM analysis." *IEEE trans. on industry application*. septembre 2003, Vol. 39, pp. 1314-1322.
- [40] Renard, B., "Etude expérimentale et modélisation du comportement thermique d'une machine électrique multifonction, application à un alerno-démarrreur." *Thèse ENSMA*. 2003.
- [41] Chauveau et E., "Contribution au calcul électromagnétique et thermique des machines électriques : Application à l'étude de l'influence des harmoniques sur l'échauffement des moteurs asynchrones." *Thèse Saint Nazaire*. 2001.
- [42] Gasc, L., "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile." *Thèse ENSEEIHT*. 2004.
- [43] Vasilescu, C., " Modélisation du transfert de chaleur au sein des machines électriques tournantes : dimensionnement et optimisation de leur système de refroidissement ." *Thèse UPMC*. 2002.
- [44] Chin, Y.K., Nordlund, E. et Staton, D. A., "Thermal analysis : lumped circuit model and finite element analysis." *Sixth International Power Engineering Conference (IPEC2003)*. 27 - 29 novembre 2003.
- [45] De la Barrière, O., B., Ahmed H. et Gabsi, M., "PM axial flux machine design for hybrid traction." *Rencontres de l'IFP*. 25 novembre 2008.
- [46] Mateos Bugatti, M., "Dimensionnement par optimisation des inducteurs à aimants pour application auxiliaire automobile." *Thèse LEG*. 2004.
- [47] Caron, J-P., "Modélisation des machines électriques par le calcul analytique des champs." 2005.
- [48] Bianchi, N., Bolognani, S. et Luise, F., "Potentials and Limits of High-Speed PM Motors." *IEEE trans. on industry application*. novembre 2004, Vol. 40, pp. 1570-1578.
- [49] —. "Analysis and Design of a PM Brushless Motor for High-Speed Operations." *IEEE trans. on energy conversion*. septembre 2005, Vol. 20, pp. 629-637.
- [50] Espanet, C., Miraoui, A. et Kauffmann, J-M., "Optimal Design of an High Torque DC Brushless In-Wheel Motor." *IEMDC 03* . 2003.
- [51] Vivier, S., "SyM51 : Cours de conception de machines électriques." 2008.

- [52] —. "Stratégies d'optimisation par la méthode des plans d'expériences et application aux dispositifs électrotechniques modélisés par éléments finis." *Thèse L2EP*. 2002.
- [53] Walters, Parker, Morgan, Deming., "Sequential Simplex Optimisation." *CRC Press*. 1991.
- [54] Deb, K., et al., "A Fast and Elitist Multiobjective Genetic Algorithm: NSGA-II." *IEEE trans. on Evolutionary Computation*. 2002, Vol. 6, 2, pp. 182-197.
- [55] Jianzhong, Sun, Fengxian, Bai et Renyuan, Tang., "Optimization design of special induction motors using improved intelligent simulated annealing algorithm." *ICEMS 01*. 2001.
- [56] Poloujadoff, M., Mipo, J.C. et Siarry, P., "Designing p/2p windings by the simulated annealing method [induction machines]." *Electric Machines and Drives Conference Record, 1997, IEEE International*. mai 1997.
- [57] Fontchastagner, J., "Validation numérique de solutions au problème inverse de conception d'actionneurs électriques." *JCGE 05*. juin 2005 .

Chapitre 3

Applications

Ce chapitre utilise la méthodologie et les modèles du chapitre précédent afin de dimensionner de manière optimale deux applications propre au projet predict M2EI (Machines électriques et électronique intégrée), à savoir la conception d'une machine synchrone à aimants enterrés et à bobinage réparti ainsi qu'un système de transmission d'énergie sans contact destiné à remplacer le système bagues-balais des machines à bobinage rotorique. Pour chacune des applications, les modèles multiphysiques couplés sont détaillés et validés par des mesures calculs numériques. Une conception optimale inhérente au domaine des alterno-démarreur permet de lever les verrous technologiques posés par les cahiers des charges des deux études.

Sommaire

1	CONTEXTE DES DEUX ETUDES	118
2	MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS ENTERRES.....	119
2.1	CAHIER DES CHARGES.....	119
2.2	CHOIX DES PARAMETRES DES VARIABLES DE CONCEPTION	121
2.3	CHOIX DES MODELES.....	122
2.3.1	<i>Couplage des modèles</i>	122
2.3.2	<i>Type de modèles</i>	123
2.3.2.1	Rappel du modèle magnétique	125
2.3.2.2	Rappel du modèle mécanique.....	125
2.3.2.3	Calcul des pertes fer	126
2.3.2.3.1	Description de la méthode.....	126
2.3.2.3.2	Validation.....	127
2.3.2.3.3	Intérêt du modèle par rapport à un modèle de pertes à vide	128
2.3.2.4	Rappel modèle thermique.....	129
2.3.2.5	Modèle électrique	130
2.3.2.5.1	Grandeurs électromécaniques.....	130
2.3.3	<i>Source de tension</i>	131
2.3.4	<i>Loi de commande pour le dimensionnement optimal</i>	131
2.4	OPTIMISATION DE LA STRUCTURE	132
2.4.1	<i>Définition du problème d'optimisation</i>	132
2.5	COMPARAISON DES SOLUTIONS OPTIMALES	134
2.5.1	<i>Conclusion</i>	138
3	TRANSFORMATEUR TOURNANT.....	139
3.1	CONTEXTE DE L'ETUDE	139
3.1.1	<i>Typologie de transformateurs tournants</i>	140
3.1.1.1	Transformateur	141
3.1.1.2	Convertisseur de puissance.....	143
3.1.2	<i>Cahier des charges et premiers choix</i>	144
3.1.2.1	Cahier des charges.....	144
3.1.2.2	Choix d'une structure d'étude.....	144
3.1.2.3	Paramétrage : choix des variables de conception	146
3.2	MODELISATION MULTIPHYSIQUE	147
3.2.1	<i>Choix des types de modèles de couplage</i>	147
3.2.2	<i>Modèle magnétique</i>	148
3.2.2.1	Schéma réductant.....	148
3.2.3	<i>Calcul des réductances non saturables</i>	149
3.2.4	<i>Calcul des réductances saturables</i>	151
3.2.5	<i>Validation du modèle</i>	152
3.2.5.1	Comparaison avec des éléments finis en régime saturé	152
3.2.5.2	Validation expérimentale en régime linéaire	153
3.2.6	<i>Modèle thermique</i>	155
3.2.6.1	Réseau de résistances thermiques	155
3.2.6.2	Sources de chaleur	156
3.2.6.3	Mesures sur prototype.....	157
3.2.7	<i>Modèle électrique</i>	158
3.2.7.1	Schéma électrique équivalent	158
3.2.7.2	Pertes dans l'onduleur	159
3.2.7.3	Validation	159
3.3	EXPLOITATION DE LA MODELISATION DANS LE CADRE DE DIMENSIONNEMENTS OPTIMA	160
3.3.1	<i>Optimisation 1 avec prototype</i>	160
3.3.1.1	Définition du problème d'optimisation.....	160

3.3.1.2	Résultat de l'optimisation	161
3.3.1.3	Validation du dimensionnement optimal.....	162
3.3.1.3.1	Validation à froid sur MicroAutobox et onduleur en demi pont.....	162
3.3.1.3.2	Validation à froid sur dSPACE 1103 avec onduleur en pont complet.....	164
3.3.2	<i>Optimisation 2 : comparaison de différentes topologies.....</i>	165
3.3.2.1	Cahier des charges et modification des modèles	165
3.3.2.2	Résultats.....	166
3.4	CONCLUSION.....	168
4	BIBLIOGRAPHIE.....	169

1 Contexte des deux études

Les méthodes et modèles décrits dans le chapitre précédent sont appliquées au dimensionnement optimal de dispositifs électrotechniques dans le cadre du projet M2EI : « machines électriques et électronique intégrée ». Ce projet PREDIT, débuté en 2007, rassemble autour du pôle de compétitivité Mobilité et Transport Associés (MTA), des partenaires industriels tels VALEO, LEROY SOMER, IRISBUS ou RENAULT TRUCKS mais également des laboratoires universitaires comme le LEC, le SATIE, le LGEP, le LET ou LAPLACE.

Ce projet s'inscrit dans la démarche de recherche de nouvelles technologies de machines embarquées pour des applications véhicules hybrides au sens large. Il consiste à effectuer une analyse comparative des technologies existantes, puis à rechercher des solutions innovantes tant en termes de machines électriques que d'électroniques associées avec pour objectifs :

- une amélioration significative du rendement de la chaîne de traction électrique
- une réduction de la masse et du volume des machines (plus compactes)
- une optimisation du rapport prestations/coût

Ces améliorations concernent deux grandes catégories de véhicules :

- le transport de personnes ou de marchandises en site urbain (puissances entre 30 et 100 kW)
- l'automobile de tourisme (5 et 50 kW)

Les machines étudiées opèrent aussi bien en ADI qu'en ADS pour des applications de type mild-hybrid.

Dans le cadre de ce projet, la méthodologie de prototypage virtuel développée au chapitre 2, allant de l'analyse du cahier des charges à l'optimisation en passant par les choix des modèles, a été utilisée pour le dimensionnement de deux types de systèmes électrotechniques, à savoir :

- les machines synchrones à flux radial, à aimants permanents enterrés et à bobinage réparti, qualifiées d'IPM. L'objectif de cette étude est de disposer d'une structure de référence afin de fournir un point de comparaison avec d'autres topologies décrites au chapitre 1, et ce, pour divers cahiers des charges. Excepté le problème de génération de FEM de forte amplitude à vitesse élevée, les IPM constituent en effet un bon compromis entre le couple massique, le défluxage et le facteur de puissance en ce qui concerne les machines à flux radial.

Pour la présente thèse, le dimensionnement optimal est uniquement focalisé sur une machine à aimants enterrés simple couche mais la démarche s'applique également à d'autres types de machines comme les machines à concentration de flux ou à aimants en V, avec des modifications mineures des modèles présentés.

- un système de transmission d'énergie sans contact qualifié de « transformateur tournant » destiné à supprimer le système bagues balais des machines synchrones avec bobinage d'excitation rotorique, comme les machines à rotor bobiné (WRSM), les machines à double excitation (MSDE) de type BEGA ainsi que les machines à griffes à rotor bobiné. L'étude permet de lever un verrou technologique majeur de ce type de machines qu'est l'usure du système bagues balais conditionnant la durée de vie de la machine, et de facto, son utilisation dans un environnement intégré.

2 Machine synchrone à aimants enterrés

Dans le cadre du véhicule hybride, les machines synchrones à aimants enterrés à bobinage distribué, constituent une référence, ne serait ce que par leur utilisation dans la Toyota Prius. Le paragraphe suivant propose de dimensionner cette machine dans le cadre d'une application alerno-démarrreur selon la démarche de conception optimale exposée dans le chapitre 2. Les quatre étapes de dimensionnement évoquées précédemment sont détaillées :

- Etape 1 : analyse du cahier des charges
- Etape 2 : modélisation multiphysique couplée de la machine avec validation des modèles
- Etape 3 : choix d'un algorithme d'optimisation avec fonction objectif et contraintes
- Etape 4 : dimensionnement optimal des deux machines selon le cahier des charges évoqué. Les machines diffèrent par le type de modèle thermique utilisé (modèle nodal ou estimation indirecte de l'échauffement par densités de courant). Les résultats sont commentés.

2.1 Cahier des charges

Le cahier des charges consiste à hybrider un véhicule de tourisme de type berline haut de gamme. Une solution est de loger un alerno-démarrreur intégré (ADI) en sortie de l'arbre moteur entre le moteur thermique et l'embrayage. Dans ce cas, la machine assure le rôle de démarrage avec fonction Stop Start, d'alternateur avec freinage récupératif. La fonction d'assistance couple du moteur thermique n'est pas jugée pertinente pour cette version. Le cahier des charges comporte trois points de fonctionnement :

- Un démarrage : 180 Nm @ 100 tr/min
- Deux générateurs : 6 kW@ 1500 tr/min (générateur 1)
10 kW@ 6000 tr/min (générateur 2)

La vitesse maximale à laquelle la machine est entraînée est de 8000 tr/min.

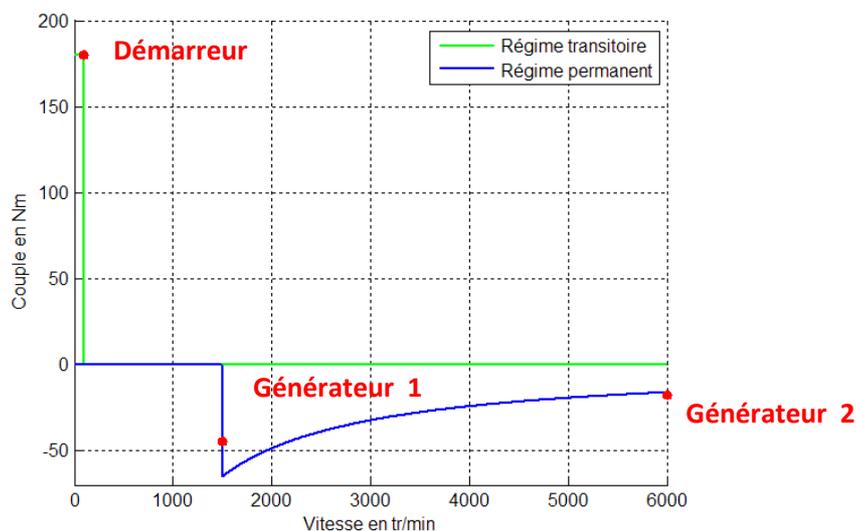


Figure III-1 : espace couple vitesse du cahier des charges d'alternateur-démarrreur

Une des topologies de machines candidate pour cette application est une machine synchrone à aimants enterrés simple couche à bobinage réparti.

La localisation de la machine entre le moteur thermique et l'embrayage implique le choix d'un diamètre extérieur de 255 mm maximum et un diamètre d'arbre de 134 mm. L'objectif étant de vérifier la faisabilité de ce concept et, donc, de minimiser la largeur de la machine, pour un refroidissement par convection naturelle au moyen d'ailettes disposées sur la périphérie du stator.

La température de l'air ambiant (définissant les points de fonctionnement en générateur) est de 120°C. Elle est fixée à 25 °C pour le point démarreur. (Le démarrage à froid est plus contraignant que le démarrage à chaud, en raison notamment de la viscosité de l'huile.)

La machine sera alimentée par un onduleur triphasé dont la tension de bus continu est de 300 Vdc pour une batterie dont la puissance instantanée maximale est de 25 kW.

Finalement, il convient de respecter les contraintes de fabrication comme les épaisseurs minimales de tôleries imposées par l'outil de découpe des tôles et d'éviter de démagnétiser les aimants permanents pour chaque point de fonctionnement.

2.2 Choix des paramètres des variables de conception

Les variables de conception de l'IPM sont déduites de l'expérience du concepteur et n'ont pas fait l'objet d'une méthode de screening.

Certaines hypothèses ont toutefois été nécessaires :

- Le diamètre du rotor R_{ir} est fixé au diamètre de l'arbre sur lequel est montée la machine
- La forme des barrières de flux rotoriques a été simplifiée à un quadrangle en profitant du plus grand nombre de parallélismes et perpendicularités offertes par la structure
- La denture statorique est droite à flancs parallèles
- Le nombre d'encoches par pôle et par phase ainsi que le nombre de paires de pôles sont des paramètres d'entrée

Ces variables ont été normalisées afin de faciliter le maillage automatique de la structure et augmenter la robustesse des modèles de conception.

h_f	Hauteur pont magnétique rotor
l_a	Hauteur aimant
h_{cr}	Hauteur sous aimant
t_{cr}	Distance fente / axe de symétrie
ent	Hauteur d'entrefer
R_{is}	Rayon d'entrefer
Ratiobzbsbes	Ratio entre la largeur dent et encoche
h_{esbob}	Hauteur encoche bobinée
L_{zs}	Longueur de la machine
N_{cond_enc}	Nombre de conducteur par encoche
h_{cus}	Hauteur de culasse stator

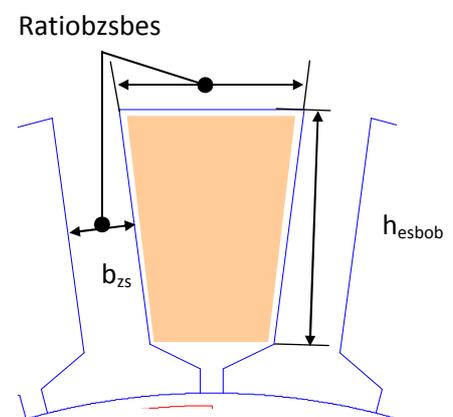
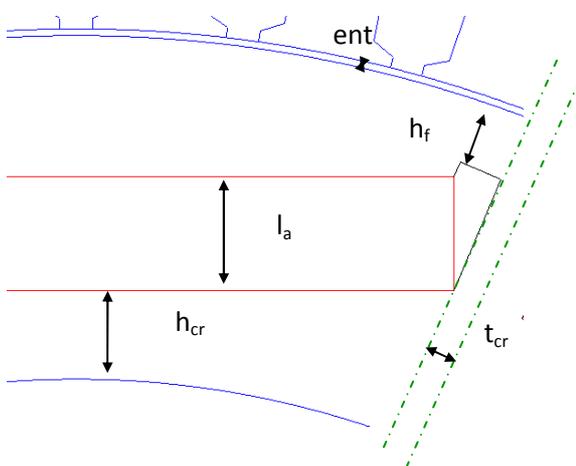
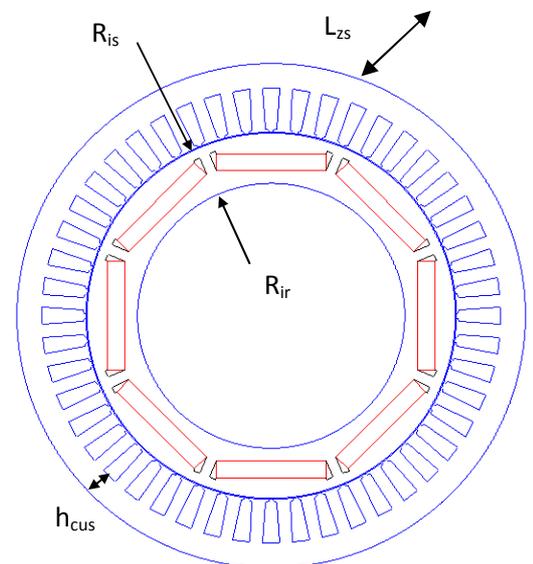


Figure III-2 : Liste des variables d'optimisation

2.3 Choix des modèles

De part sa nature multiphysique, la modélisation des IPM fonctionnant en ADI en vue de leur conception optimale requièrent l'utilisation de quatre modèles couplés : magnétique, thermique, électrique et mécanique.

Dans l'industrie automobile d'aujourd'hui, les coûts de conception doivent être réduits au même titre que les coûts de fabrication. Il s'agit alors de coupler les 4 modèles de la manière la plus économique en temps de calcul, c'est-à-dire de limiter les boucles internes, puis de choisir les modèles réalisant le meilleur compromis domaine de validité et complexité.

2.3.1 Couplage des modèles

Le couplage proposé n'intervient qu'au niveau des modèles électriques et thermique, la prise en compte de la dépendance des flux magnétiques est tabulée au niveau du modèle magnétique. Cette boucle interne (thermique-électrique) est itérée pour chacun des trois points de fonctionnement de l'espace couple vitesse.

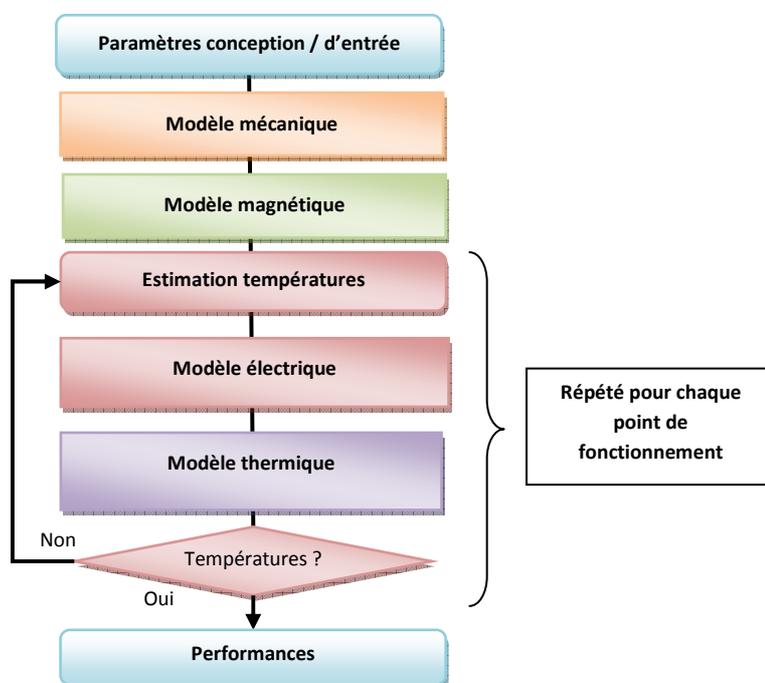


Figure III-3 : Couplage des modèles pour la conception optimale d'une IPM

En effet, le modèle mécanique ne sert qu'à dimensionner la hauteur de pont magnétique du rotor au regard des conditions de survitesse du cahier des charges. Le cahier des charges n'impose in fine aucune condition de vibration et la hauteur d'entrefer minimale est une donnée spécifiée. Par ailleurs, en estimant que la dilatation thermique des tôles fer silicium est négligeable, nous remarquons que le modèle mécanique est totalement découplé des autres modèles et peut être traité de manière indépendante.

Ensuite, les modèles électrique et thermique sont obligatoirement couplés ne serait ce par le fait que les pertes Joule dépendent de la température des bobinages statoriques par l'intermédiaire de la résistivité. Le couplage choisi de type est de type faible (voir chapitre 2), c'est-à-dire que les modèles sont exécutés l'un après l'autre en série et non de manière parallèle.

Enfin, le modèle magnétique est également couplé au modèle thermique car les flux dans la machine sont liés aux courants la traversant par la non-linéarité des courbes de première aimantation des tôles magnétiques. L'introduction de cette boucle au sein du couplage thermique-électrique augmenterait

considérablement le temps de calcul des boucles en raison des deux critères de test (température et courant) inhérents à la résolution des systèmes non-linéaires. Un choix plus économique consiste à tabuler les courbes de flux en fonction du courant statorique au moyen d'un modèle magnétique extérieur avec prise en compte de la saturation et saturation croisée. Le gain en temps de calcul vient du fait que le nombre de points de la matrice flux en fonction des courants (et de facto le temps de calcul du modèle magnétique) est plus faible que le nombre d'itérations thermique-électrique-magnétique (le modèle magnétique est calculé une fois par itération), d'autant plus que ce processus serait répété pour chaque point de fonctionnement.

2.3.2 Type de modèles

Le choix d'un type de modèle parmi les trois types disponibles (numériques, semi-numériques et analytiques) répond à des critères de robustesse, temps de calcul, domaine de validité et précision. Ces critères doivent être évalués au regard de leur intégration dans une approche de conception optimale de machines électriques avec utilisation d'un optimiseur. A ce titre, les modèles numériques à base d'éléments finis 3D ou en régime transitoire ont été écartés en raison du coût en terme de temps de calcul tout comme les modèles analytiques de conception globale (comme le D²L et non de prise en compte de phénomènes complexes comme celles de la figure ci dessous) pas assez précis (voir chapitre 2).

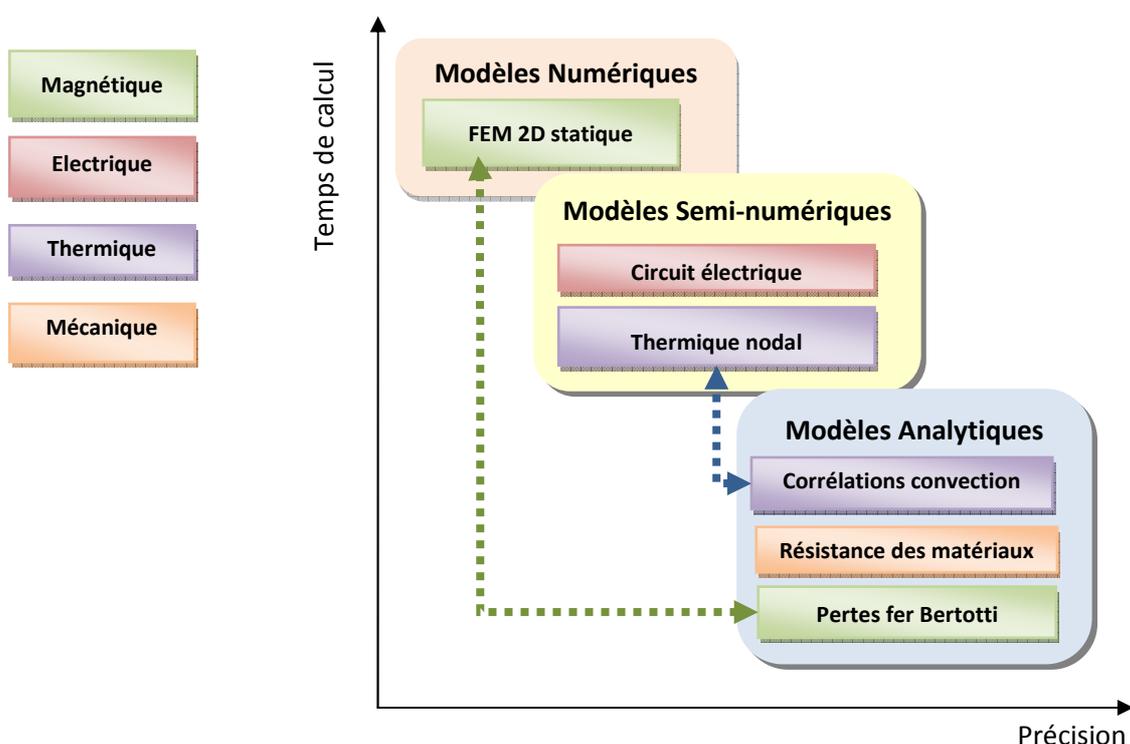


Figure III-4 : Typologies des modèles utilisés pour les 4 domaines de la physique

Pour le modèle magnétique, les cartographies de flux associent un calcul par éléments finis 2D en magnétostatique et la théorie des deux axes de Park. La construction du modèle est entièrement automatisée sous MATLAB ce qui inclut le maillage avec la toolbox Pdetool, le solveur SEF de [1] ainsi que le post-traitement.

Ce modèle présente une meilleure précision que des méthodes semi-numériques comme celle de Lovelace basée sur un réseau de réluctance saturable et la théorie des deux axes [2] ou celle de Biedinger associant un calcul des inductances en régime linéaire avec des entrefers non uniformes et une correction par un facteur de saturation issu d'un réseau de perméances [3]. En effet, il prend en compte la saturation et la saturation croisée sans avoir recours à des hypothèses sur le trajet des lignes de champ dans la machine ou

sur l'état de saturation des ponts magnétiques. En outre, la procédure est applicable directement à plusieurs types de machines à aimants enterrés comme les machines à aimants en V ou à concentration de flux.

Toutefois, le temps de calcul du modèle est de 7 secondes (moyenne sur une station de calcul) réparti entre 4 secondes pour la création du maillage et 3 secondes pour la résolution et le postprocessing. A titre de comparaison, le temps de calcul d'un modèle semi-numérique (réseau de réluctances) est de l'ordre de 0.2 secondes soit 40 fois moins. Ces temps sont fournis à titre indicatif car ils dépendent fortement de la station de calcul et du type de maillage du modèle éléments finis. La différence est à relativiser par le fait que le maillage de la structure est effectué une fois par machine alors que la résolution des problèmes éléments finis dépend du nombre de points de la matrice de courants i_d et i_q choisie (de l'ordre de 42 à 64 points).

De plus, ce type de modèle est sujet au bruit numérique du fait de la présence d'un maillage automatique mais aussi à la discrétisation de la matrice de flux, calculée en un nombre fini de points. Ces difficultés sont surmontées par un choix judicieux des pas minimum de calcul des gradients ou hessiens d'algorithme d'optimisation d'ordre 2 comme le SQP.

Enfin, le domaine de validité du modèle est lié aux hypothèses de construction du modèle de Park, dont la précision est de 7% en terme de calcul de couple, par rapport à une méthode de dérivée de l'énergie par rapport à la position et ce quelles que soient les conditions de saturation de la machine.

Le modèle magnétique permet également de déterminer une cartographie de l'induction dans l'entrefer des machines en fonction des courants dans les axes d et q, puis d'en déduire les formes d'ondes d'induction dans les culasses statoriques. Ces informations sont reliées avec un modèle de pertes fer analytiques basé sur la formulation empirique de Bertotti (voir chapitre 2, paragraphe 2.2.1.2). Ce couplage sera développé au paragraphe suivant.

En ce qui concerne la thermique, l'environnement tridimensionnel de la machine impose l'utilisation d'un modèle 3D. Comme l'utilisation de modèles éléments finis trois dimensions intégrant des calculs d'écoulement de fluide est proscrite au vu des temps de calcul, le modèle thermique est un réseau de résistances non linéaires et de capacités thermiques 3D dont les résistances par convection sont estimées par un modèle analytique à base de formulations empiriques. La dépendance des résistances thermique en convection par rapport à la température de l'air est prise en compte par une boucle interne s'appuyant sur une méthode de point fixe. Ce type de modèle bénéficie d'un temps de calcul très rapide de moins de 1 seconde mais souffre des difficultés de prendre en compte un environnement thermique mal connu au stade de la conception. Il requiert donc un ensemble d'hypothèses d'autant plus lourdes que les coefficients de convection issus des formulations empiriques ont une précision de l'ordre de 20 % par rapport à des mesures thermiques. Le modèle thermique présenté sera validé au cours de la suite du chapitre.

Le modèle électrique consiste en un schéma électrique (modèle semi-numérique) issu de la théorie de deux axes et l'hypothèse du premier harmonique pour les courants et tensions (découpage MLI négligé). Les résistances électriques dépendantes des températures des bobinages statoriques sont issues du modèle thermique ainsi que des effets de peau, tandis que les flux sont déduits des cartographies du modèle magnétique.

Enfin, le modèle mécanique est purement analytique. Il permet de déterminer la hauteur du pont magnétique au travers d'un calcul de résistance des matériaux basé sur les forces centrifuges. Un modèle de type éléments finis avec calcul des contraintes sur les ponts offrirait une meilleure précision notamment des concentrations de contraintes au niveau des angles des deux barrières de flux latérales, pour un temps de calcul toutefois supérieur.

2.3.2.1 Rappel du modèle magnétique

Le modèle magnétique est une cartographie de flux basée sur un modèle de Park (modèle dq) et une méthode de calcul par éléments finis statique intégrée dans un environnement MATLAB propice aux calculs répétitifs induits par l'optimisation de machines électriques. La méthode ainsi que la théorie de Park ont été exposées et validées en détails au paragraphe 2.2.2.1 du chapitre 2, nous en rappelons les principes dans ce paragraphe.

La cartographie de flux consiste à définir une grille de courants dans les axes d et q afin de calculer les flux principaux d'axe d et q.

En effet, pour chaque point $i_d i_q$ de la matrice de courant, une transformée de Park estime les courants i_a, i_b, i_c . Ces courants sont ensuite injectés dans un modèle éléments finis 2D statique qui détermine les flux dans les trois phases, puis les flux magnétisants d'axe d et q par une transformée de Park inverse.

Comme les flux sont fonctions des courants dans les deux axes, le modèle prend en compte la saturation et la saturation croisée.

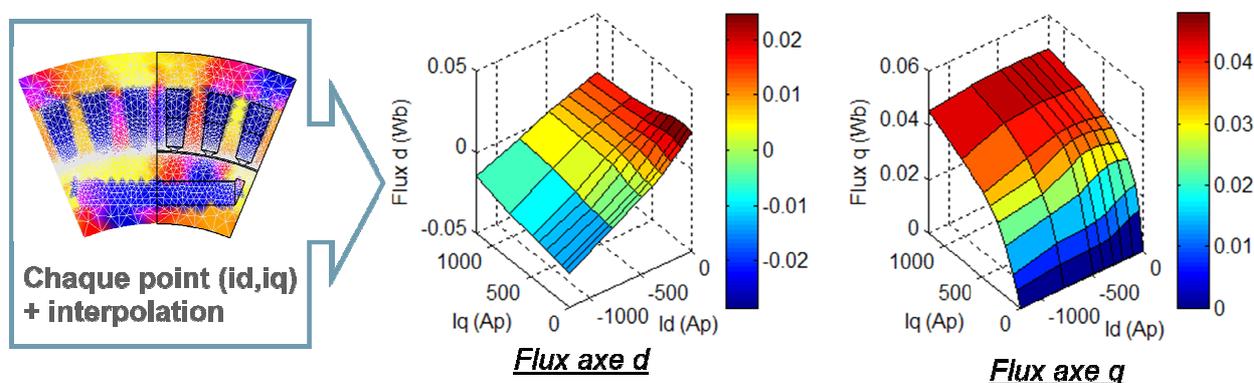


Figure III-5 : Calcul des cartographies de flux dans les axes d et q

La transformée de Park repose sur des hypothèses de linéarité, de bobinage dit sinusoïdal et de premier harmonique des courants. Bien que ces hypothèses soient partiellement violées dans le cadre d'une machine à aimants enterrés à bobinage réparti, la théorie de Park conduit à une erreur sur le calcul de couple inférieure à 10% même en régime très fortement saturé, comme énoncé par Miller dans [4].

Le calcul des inductances de fuite de têtes de bobines est issu de formulations analytiques, comme celle de Liwschitz [5].

2.3.2.2 Rappel du modèle mécanique

Le modèle mécanique est un modèle purement analytique basé sur un calcul de résistance des matériaux. Le modèle permet de vérifier que la hauteur du pont magnétique h_f est suffisante pour éviter que les forces centrifuges ne viennent projeter l'aimant dans l'entrefer pour un fonctionnement à hautes vitesses selon l'approche de Binder [6], détaillée au chapitre 2, paragraphe 2.2.1.3.

2.3.2.3 Calcul des pertes fer

2.3.2.3.1 Description de la méthode

L'approche proposée, inspirée des travaux de Chin [7], consiste à utiliser la formulation empirique de perte fer de Bertotti (équation II-5) en négligeant les cycles mineurs d'hystérésis ainsi que l'aspect tournant des inductions.

Ensuite, pour le stator, la forme d'onde d'induction dans l'entrefer à vide et en charge est obtenue à partir des calculs éléments finis du modèle magnétique précédent.

L'induction dans les dents statorique s'en déduit en estimant que le flux d'entrefer passe intégralement dans les dents sans fuite. Comme la composante radiale de l'induction forme la majeure composant de l'induction, elle est exprimée en fonction de la position θ par :

$$B_{dent} = \frac{1}{b_{zs}} \int_{\theta}^{\theta+\tau_s} B_{ent} R_{is} d\alpha \quad \text{Eq. III-1}$$

avec τ_s le pas dentaire, b_{zs} la largeur de dent, B_{ent} l'induction dans l'entrefer.

A l'inverse, l'induction dans les culasses est majoritairement orthoradiale (exceptée au niveau des pieds de dents soumis à un champ elliptique) et se sépare en deux sur un pas polaire, soit :

$$B_{culasse} = \frac{1}{2 h_{cus}} \int_{\theta}^{\theta+\tau_p} B_{ent} R_{is} d\alpha \quad \text{Eq. III-2}$$

avec τ_p le pas polaire et h_{cus} la hauteur des culasses.

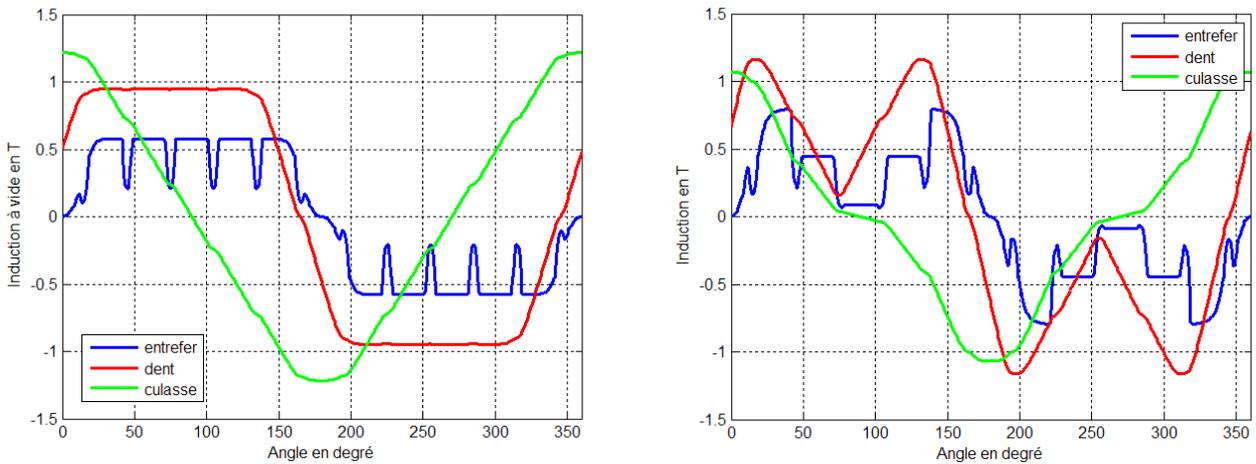


Figure III-6 : Inductions dans le stator et l'entrefer à vide (gauche) et en régime défluxé (droite)

Les pertes fer sont alors déduites des formulations de Bertotti généralisées distinguant les pertes fer par pertes fer par hystérésis P_{hyst} et les courant de Foucault P_{cf} :

$$P_{hyst} = K_h B^n f \quad \text{et} \quad P_{cf} = \frac{\sigma \pi^2 d^2}{12 \rho} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad \text{Eq. III-3}$$

avec B l'induction en T, d l'épaisseur des tôles, f la fréquence, K_h et n les coefficients d'hystérésis déterminés à partir des données constructeur ou de mesures sur cadre d'Epstein, ρ la résistivité de la tôle et T la période.

Les pertes par excès sont considérées comme négligeables dans un premier temps. Elles pourront être ajoutées ultérieurement en fonction des données de fabricants de tôles.

Pour le rotor, l'essentiel des pertes résulte des effets de dentures modulant l'induction à la surface du rotor. Ces pertes superficielles sont modélisées par les formules d'Albert [8] :

$$P_s = k_s (k_c - 1)^2 B_e^2 v^{\frac{3}{2}} t_d b_{eso}^{-\frac{1}{2}} \quad \text{Eq. III-4}$$

avec B_e l'induction maximale dans l'entrefer, v la vitesse tangentielle du rotor, t_d le pas dentaire, b_{eso} la largeur d'isthme, k_s le facteur caractéristique du matériau et k_c le coefficient de Carter [9].

2.3.2.3.2 Validation

La validation consiste d'une part à une comparaison des résultats avec un logiciel d'éléments finis 2D et dans un autre cas avec des mesures sur prototype.

Pour le calcul des pertes fer, le logiciel d'éléments finis FLUX 2D [10] utilise la formulation de Bertotti généralisée [11] associée au calcul de l'induction en chaque point du maillage. Seul le calcul des pertes fer statoriques est considéré, les pertes fer rotoriques ne sont pas estimables avec la version de FLUX 2D utilisée.

Les résultats obtenus avec la machine de référence (issue de la thèse de [11]) démontrent une excellente corrélation avec le modèle implanté sous Matlab et décrit au paragraphe précédent. L'erreur est en effet inférieure à 5 % pour un régime de fonctionnement saturant peu les classes du stator (300 Ap) et de 10% pour un régime fortement saturé correspondant à une induction statorique moyenne de 1.8 T (600 Ap). L'estimation de la forme d'onde d'induction dans le fer statorique à partir de l'induction d'entrefer est donc validée par cette comparaison. Les coefficients de pertes fer par hystérésis et courant de Foucault des tôles utilisées sont strictement identiques pour les deux méthodes de calcul.

Pertes en W	0 Ap	300Ap 90°	300Ap 130°	300Ap 160°	600Ap 90°	600Ap 130°	600Ap 160°
Matlab	42	122	107	98	150	128	145
Flux 2D	42	124	111	100	146	135	160

Figure III-7 : Pertes fer statoriques à 66.66 Hz avec une alimentation sinusoïdale pure

Les mesures sur banc sont issues de la thèse de Chédot [11] et résultent d'une méthode de séparation des pertes. Les mesures et les simulations de calcul sont assez proches à 40 % près.

Comme le signale Chédot, une partie de cette erreur provient des méthodes de mesures de pertes séparées. Ensuite, les différences sont issues de la détermination exacte des coefficients de Bertotti nécessitant des mesures sur le même échantillon de tôles que celui utilisé pour fabriquer la machine et non de simples données du fabricant. A cela s'ajoutent les hypothèses du modèle programmé et notamment le fait de négliger le découpage (hypothèse du premier harmonique).

Couple N.m	2	5	2	2	2
Vitesse tr/min	2000	2000	2500	3000	3500
Matlab	97	110	150	216	295
Mesures	124	114	194	156	268

Figure III-8 : Pertes fer totales sur l'espace couple vitesse

2.3.2.3.3 Intérêt du modèle par rapport à un modèle de pertes à vide

Notre modèle traduit bien le phénomène d'augmentation des pertes fer en régime de défluxage déjà décrit par Kukolj [12] (pour une IPM à deux couches d'aimants). En effet, le défluxage permet certes de réduire le fondamental de l'induction dans l'entrefer et de facto le fondamental de l'induction dans les dents du stator, passant de 1 à 0.5 T pour la structure de la figure ci-dessous [11]. Toutefois, il s'accompagne d'une augmentation du taux d'harmoniques en particulier du 3^{ème} et 9^{ème} dû à une augmentation de la composante zig-zag du flux statorique [12]. Ces harmoniques engendrent la part la plus importante des pertes fer car celles-ci dépendent, en première approximation, de la fréquence des harmoniques au carré.

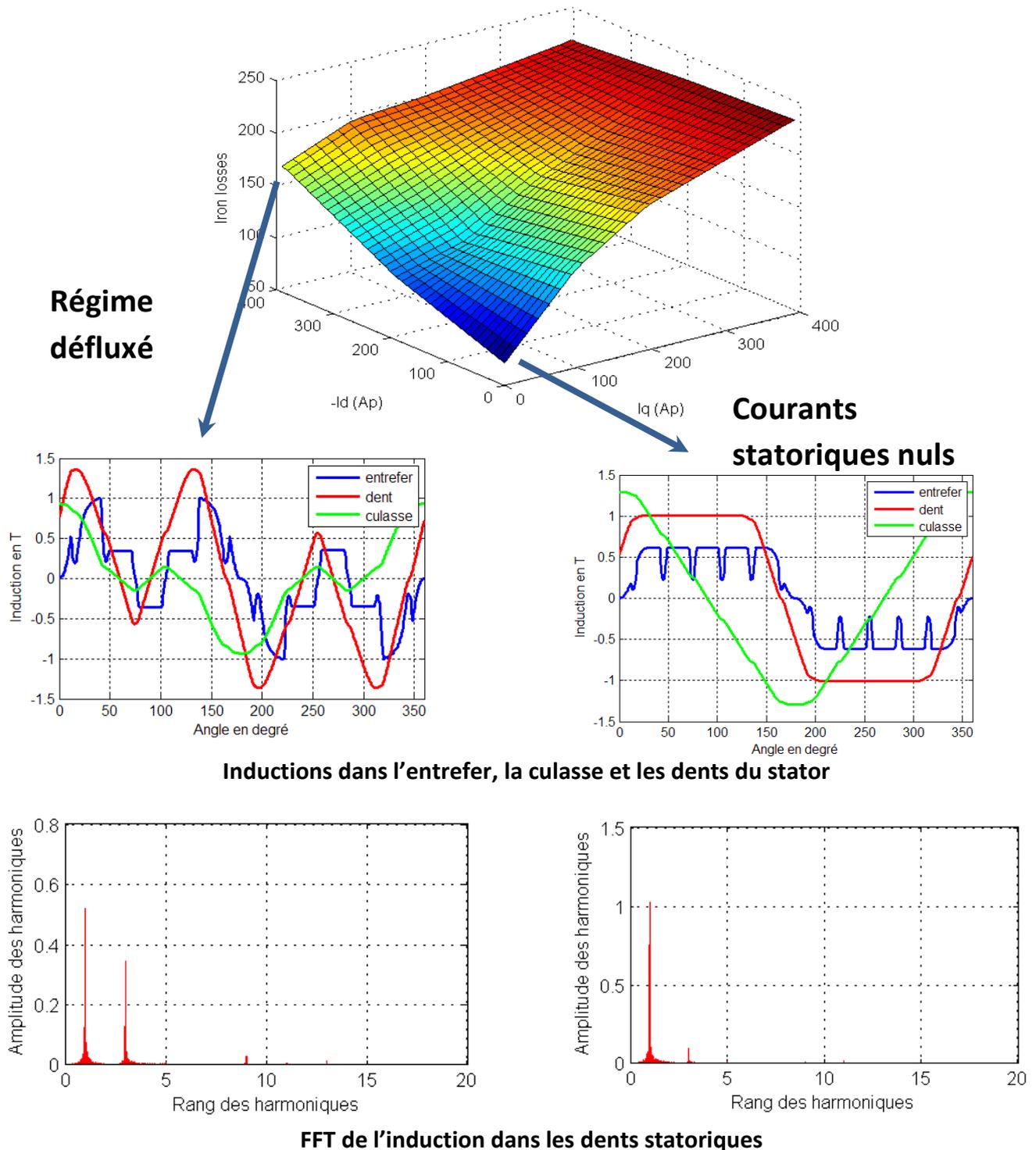


Figure III-9 : Comparaison des pertes à vide et en régime défluxé pour la même fréquence

2.3.2.4 Rappel modèle thermique

Le modèle thermique en régime permanent et transitoire permet de déterminer la température moyenne de plusieurs points de la machine à l'aide d'un réseau de résistances et capacités thermiques en trois dimensions. Comme l'environnement thermique exact de l'IPM n'est pas entièrement connu lors du dimensionnement, les deux hypothèses suivantes sont émises :

- La température de l'arbre sur lequel est montée la machine est une donnée du cahier des charges
- Les échanges thermiques entre le stator et l'air ambiant se font par convection naturelle au travers d'ailettes de refroidissement. Le bâti du stator ainsi que ses fixations au moteur thermique du véhicule sont donc négligées. Cette hypothèse simplificatrice constitue le cas le plus défavorable pour la machine qui ne peut se refroidir au travers de son bâti (par augmentation de la surface d'échange avec l'air extérieur).

Le réseau thermique 3D non linéaire utilisé est similaire à celui du paragraphe 2.2.3.2 du chapitre 2. En raison des nombreuses hypothèses émises lors de la création du réseau, la validation du modèle est présentée dans ce paragraphe. Le banc d'essai est composé d'une IPM prototypée dans le cadre de la thèse de Chédot équipée de 8 thermocouples de type T. Les thermocouples sont reliés à un conditionneur datalogger GL200A avec une résolution de 0.1°C. Dans la plage de températures mesurées, la précision de l'appareil est de 2°C. La validation consiste à chauffer le stator de l'IPM, mécaniquement fixe, au moyen d'une source de courant contrôlée (alimentation de laboratoire) et de mesurer l'évolution des températures de la machine ainsi que la température ambiante en régime permanent.

Une fois le régime permanent atteint, le courant et la tension primaire sont mesurés afin de déterminer les pertes Joule primaires.

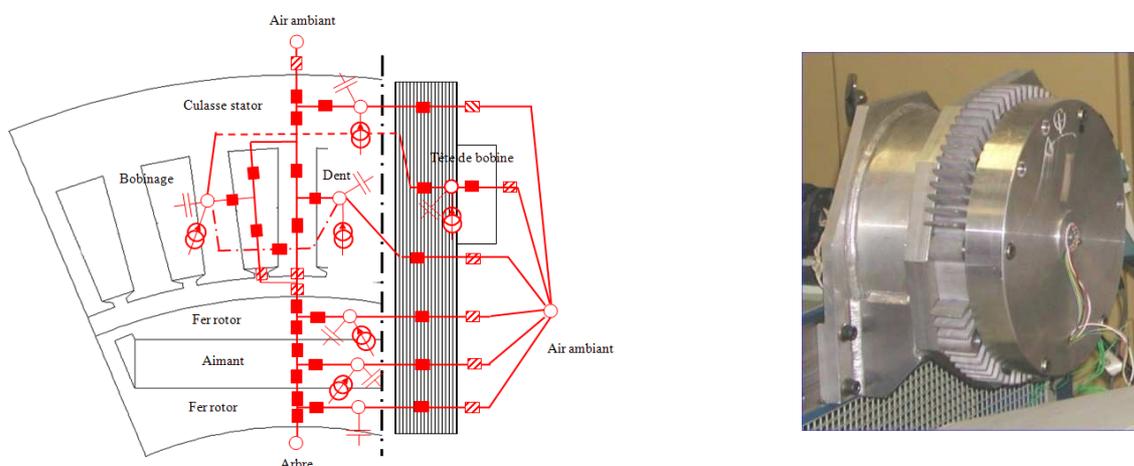


Figure III-10 : Schéma thermique et machine montée sur banc

Le modèle thermique précédent a été adapté aux conditions de montage de la machine et notamment à la présence d'un carter supplémentaire et l'absence de rotation de l'IPM.

Les mesures ont été effectuées pour les deux niveaux de puissance suivants, la température ambiante et la température de l'arbre sont des données d'entrée du modèle thermique nodal :

Température en °C	Bobinage encoche	Bobinage chignon	Dent stator	Arbre	Air ambiant
Modèle	52	53	46	40	25
Mesures	51	52	45	40	25

Figure III-11 : Températures machine pour des pertes Joule de 50 W

Température en °C	Bobinage encoche	Bobinage chignon	Dent stator	Arbre	Air ambiant
Modèle	152	154	111	85	29
Mesures	145	146	110	85	29

Figure III-12 : Températures machine pour des pertes Joule de 320 W

L'écart entre les températures est inférieur à 6 % pour les deux configurations. La modélisation est donc validée.

2.3.2.5 Modèle électrique

Comme le modèle magnétique, le modèle électrique est basé sur la théorie des deux axes en régime permanent. Pour les deux modes de fonctionnement : moteur ou générateur, nous adoptons la convention de signe du mode moteur.

2.3.2.5.1 Grandeurs électromécaniques

L'estimation des grandeurs de commande repose sur un modèle de cartographie de flux intégrant la saturation et la saturation croisée associée à une cartographie de pertes fer sur les deux axes. Les tensions aux bornes des bobinages statoriques sont issues de la traduction de la loi d'ohm généralisée au moyen de la transformée de Park puis par l'ajout successif des pertes fer et mécaniques. En l'absence de pertes fer et mécaniques, les tensions d'axe d et q s'écrivent :

$$\begin{aligned} v_d &= R(T_{cu}) i_d - \omega_e \psi_q(i_d, i_q) \\ v_q &= R(T_{cu}) i_q + \omega_e \psi_d(i_d, i_q) \end{aligned} \quad \text{Eq. III-5}$$

où ω_e désigne la pulsation des courants statoriques, les flux d'axe d et q sont issus du modèle magnétique tandis que les résistances statoriques $R(T_{cu})$ prennent en compte l'influence de la température cuivre T_{cu} .

Les pertes fer sont prises en compte au travers d'une résistance fer $R_{fer}(i_d, i_q)$ traduisant les lois de conservation de puissance entre les puissances électrique, mécanique et de pertes fer.

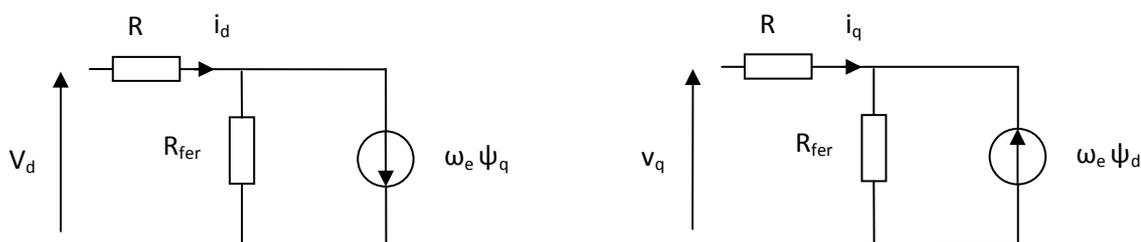


Figure III-13 : Schéma électrique équivalent en deux axes dans le repère dq

Le concept de résistance fer est préféré à celui du couple fer équivalent car les pertes fer sont majoritairement dissipées dans la culasse statorique (et donc issues de la différence entre la puissance électrique P_{elec} fournie par le réseau et la puissance électromagnétique $P_{electromeca}$ localisée dans l'entrefer) et non sous forme mécanique au niveau du rotor de la machine. Les pertes mécaniques $P_{pertesmeca}$ sont utilisées dans le calcul de la puissance mécanique réelle P_{meca} dont dispose la machine :

$$P_{meca} = P_{electromeca} - P_{pertesmeca} = C_{utile} \Omega_{mecanique} \quad \text{Eq. III-6}$$

avec $\Omega_{mecanique}$ la vitesse de rotation mécanique.

Le rendement global de la machine devient alors :

$$\eta = \left(\frac{P_{meca}}{P_{elec}} \right)^{\text{signe}(\text{Couple})} \quad \text{Eq. III-7}$$

2.3.3 Source de tension

La machine est alimentée par un onduleur triphasé associé à une batterie. L'onduleur est considéré comme idéal, c'est à dire sans chute de tension et avec un rendement unitaire. (Les pertes onduleur peuvent être ajoutées à posteriori). En considérant ces 3 tensions de sortie comme parfaitement sinusoïdales (pas de surmodulation) et le point neutre stabilisé à la moitié de la tension de batterie U_b , la tension maximale disponible aux bornes de chaque phase vaut en valeur crête V_p la moitié de celle de la batterie :

$$V_p = \frac{U_b}{2} \quad \text{Eq. III-8}$$

La batterie est modélisée par une source de tension E_b en série avec une résistance interne R_b . La tension disponible aux bornes de la batterie en fonction de la puissance soutirée P_b à celle-ci vaut alors :

$$U_b = \frac{E_b + \sqrt{E_b^2 - 4 R_b P_b}}{2} \quad \text{Eq. III-9}$$

2.3.4 Loi de commande pour le dimensionnement optimal

Pour chacun des 5 points de fonctionnement en mode moteur ou générateur, la loi de commande adoptée au cours du dimensionnement est une loi de commande en couple (couple positif en mode moteur et négatif en mode générateur) avec une recherche du meilleur rendement et non de minimiser les pertes Joule seules comme dans l'approche classique du couple par ampère.

En d'autres termes, cette loi consiste à trouver les courants i_d et i_q minimisant les pertes et permettant d'obtenir les couples requis. De plus, l'alimentation de la machine étant assurée par un onduleur triphasé alimenté par une batterie, les tensions, courants et puissances aux bornes de la machine sont limitées.

Ce problème d'optimisation est résolu pour chaque point par un algorithme d'optimisation de type SQP implanté sous MATLAB.

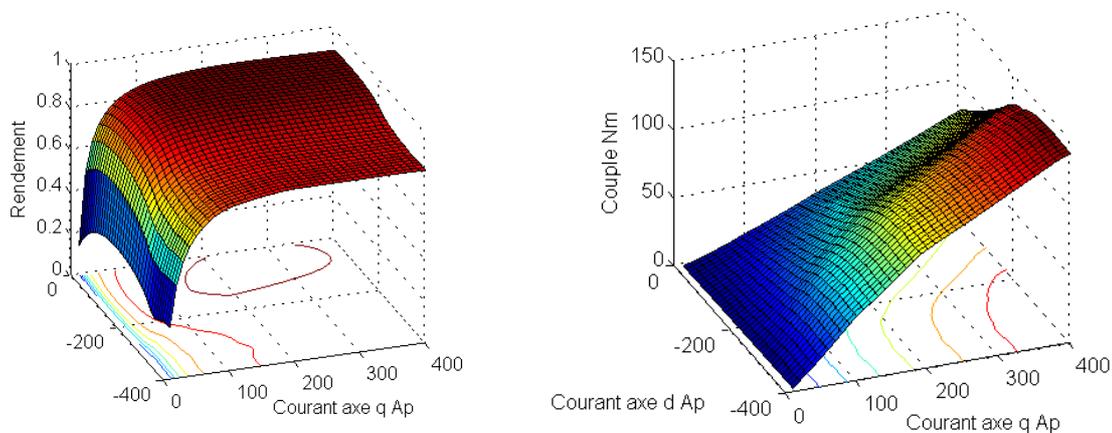


Figure III-14 : Evolution du rendement total et du couple d'une IPM en fonction des courants d'axe d et q pour une même température et vitesse de rotation

2.4 Optimisation de la structure

L'objectif est de comparer la modélisation précédente basée sur un quadruple modèle mécanique, thermique, électrique et magnétique couplés avec une modélisation dont le modèle thermique est limité au choix de densités de courant maximales. Les autres parties des modèles (mécanique, magnétique, électrique) restent inchangées entre les deux modélisations. Les deux approches sont exercées sur le même cahier des charges avec les mêmes optimiseurs.

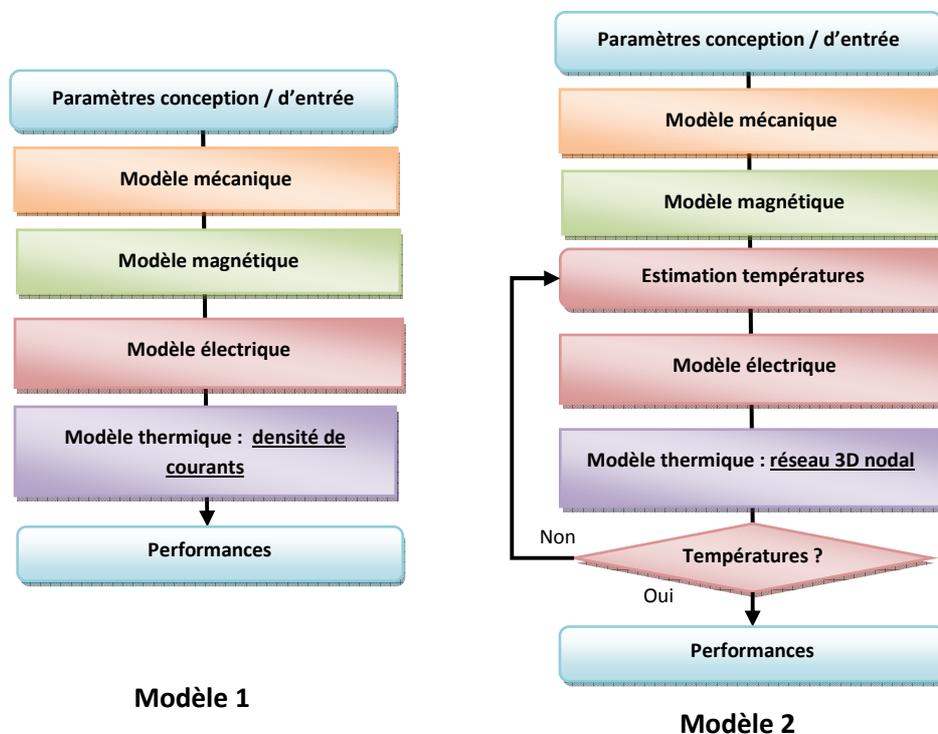


Figure III-15 Modèle 1 avec modèle thermique à base de densités de courant et modèle 2 avec modèle thermique nodal

2.4.1 Définition du problème d'optimisation

Le dimensionnement optimal des IPM consiste à vérifier la possibilité d'intégration mécanique de l'ADI entre la boîte de vitesse et le moteur thermique et de facto sa compacité. Pour cette conception, la fonction objectif consiste donc à minimiser la largeur L_{z5} du paquet de tôles de la machine.

Les contraintes sont de plusieurs types :

- Espace couple vitesse avec 3 points de fonctionnement à respecter :
 - Un en régime démarreur : 180 Nm @ 100 tr/min
 - Deux en régime générateur : 6 kW@ 1500 tr/min et 10 kW@ 6000 tr/min

Pour chaque point de fonctionnement, les aimants ne doivent pas être démagnétisés.

- Dimensionnelles ou mécaniques :
 - Le diamètre extérieur est fixé à 255 mm au maximum et à 134 mm au minimum pour l'alésage rotorique
 - Les ponts magnétiques du rotor doivent supporter la vitesse mécanique maximale de la machine soit 8000 tr/min
 - L'entrefer minimal est fixé à 0.5 mm pour des raisons de tolérances dimensionnelles et géométriques

- **Electriques :**
 - Le courant de court circuit est fixé à une densité de courant maximale de 15 A/mm^2 pour une vitesse de rotation de 6000 tr/min
 - La tension de batterie est de 300 Vdc et une puissance maximale de 25 kW
- **Thermiques :**
 - Le moteur est refroidi par convection naturelle au moyen d'ailettes de refroidissement en aluminium (50 ailettes de refroidissement de 40 mm de hauteur).
 - La température maximale des bobinages est de 230°C (classe X) pour la résolution avec modèle thermique nodal. Les points en régime générateur doivent être tenus de manière permanente pour une température ambiante de 120°C , tandis que le point démarreur est dimensionné afin de supporter 10 démarrages successifs à froid soit 30°C .
 - Pour le modèle thermique avec des densités de courant, en régime démarreur la densité maximale est fixée à 40 A/mm^2 pour une température de 40°C et de 15 A/mm^2 avec 230°C en mode générateur

Les machines utilisent les mêmes aimants avec une induction rémanente de 1.2 T et le même type de tôles M 700-65, dont la courbe de première aimantation est issue de données fabricant. (La courbe de première aimantation est supposée indépendante de la fréquence d'utilisation et des contraintes mécaniques induites par la découpe et le montage des tôles). Le bobinage des machines est un bobinage étoile réparti avec 2 encoches par pôle et par phase soit un total de 48 encoches pour 4 paires de pôles. Le coefficient de remplissage est de 0.4.

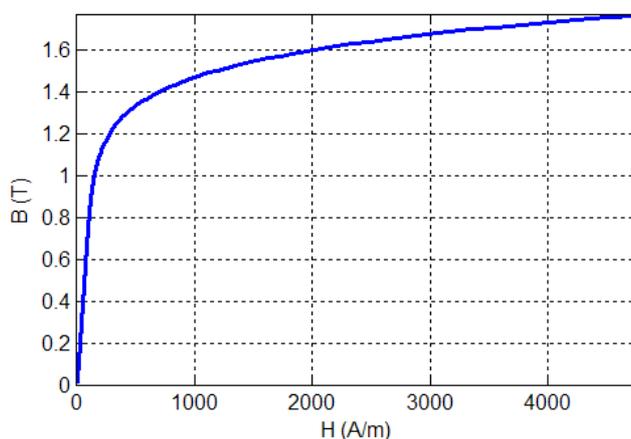


Figure III-16 : Courbe de première aimantation du M 700-65

L'intégration des modèles multiphysiques au sein des optimiseurs intégrés à MATLAB a conduit dans un premier temps à normaliser les variables de conception puis à les borner afin d'éviter à la fois les configurations infaisables ou difficilement maillables ainsi que de faciliter la convergence des algorithmes d'optimisation. Comme décrit au chapitre 2, un optimiseur de type Simplex Séquentiel, ne nécessitant aucun calcul de gradient, permet d'approcher un optimum global. Une solution faisable issue de cet algorithme est ensuite utilisée comme solution initiale d'un algorithme d'optimisation de MATLAB sous contrainte (fonction `fmincon`). Le pas de calcul des gradients ou hessiens a été ajusté afin d'éviter les bruits numériques du modèle par éléments finis. Comme ces algorithmes ne sont capables d'optimiser que des nombres réels, le nombre de spires statoriques est traité en deux parties. Dans une première optimisation, il est considéré comme un réel. Une seconde optimisation est effectuée avec le nombre de spire précédent arrondi.

Il s'en suit un temps de calcul pour le modèle 1 de $11\text{h}44$ contre $29\text{h}41$ pour le second et ce uniquement pour la partie SQP. La différence de temps de calcul est liée à la boucle thermique interne. Les solutions optimales des deux dimensionnements ont été validées par éléments finis magnétodynamiques avec une erreur maximale de 7 % pour le calcul des couples et des grandeurs électriques.

2.5 Comparaison des solutions optimales

L'optimiseur couplé au modèle multiphysique a convergé vers les solutions ci-dessous, dans le cadre des deux cahiers des charges (modèle 1 : densité de courant et modèle 2 : modèle thermique avec refroidissement par ailettes) :

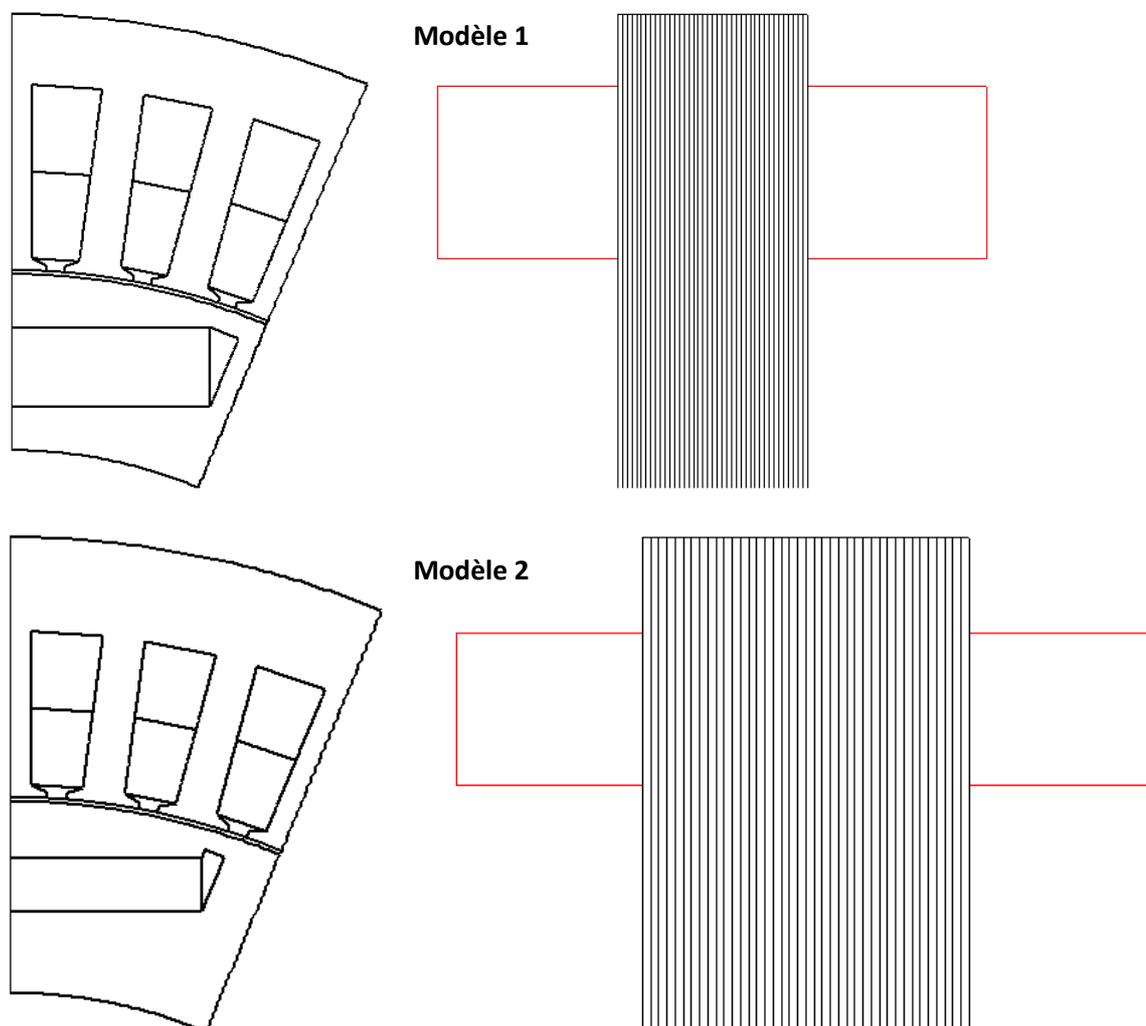


Figure III-17 : Coupe des machines optimales

Le moteur dimensionné avec le modèle 1 est moins large que le moteur dimensionné avec le modèle 2 avec une largeur du paquet de tôles de 26 mm contre 43 mm. Le gain observé en termes de largeur se concrétise par un gain similaire en termes de masse avec une 9.9 kg contre 13.6 kg.

Toutefois, l'impact est moins significatif sur les masses d'aimants seuls, avec respectivement 940 g et 910 g. Ce résultat est imputable à une hauteur d'aimant 1.5 fois plus grande pour le second moteur que le premier en raison des conditions de non démagnétisation des aimants en mode démarreur. Le flux magnétique démagnétisant est en effet supérieur pour la machine dimensionnée avec des densités de courant (courant axe d de -617 Ap avec 5 conducteurs par encoche pour le modèle 1 contre -428 Ap avec 4 conducteurs pour le modèle 2). Pour ce point de fonctionnement, l'optimiseur a effectué en quelques sortes un compromis entre le respect de la condition de production de couple et donc l'injection d'un plus fort courant pour une machine de faible largeur et la condition de non démagnétisation des aimants notamment en agissant sur le nombre de spires et la hauteur du pont magnétique.

La hauteur minimale du pont est dimensionnée par la contrainte de survitesse de 8000 tr/min et de facto la contrainte de résistance mécanique des tôles aux forces centrifuges issues des aimants et de la calotte cylindrique au dessus des aimants.

La longueur plus réduite de la première machine est due aux contraintes d'optimisation en butée :

- Pour le premier modèle, c'est le point démarreur et en particulier la densité de courant de 40 A/mm² ainsi que les contraintes de démagnétisation associées à ce point de fonctionnement que l'optimiseur cherche à satisfaire au plus juste. Les températures des bobinages sont fixées dans le cahier des charges.
- Les densités de courant des points démarreurs étant largement inférieures à 15 A/mm² (avec respectivement 8.9 A/mm² et 3.7 A/mm²) tout comme les contraintes de courant de court circuit ainsi que les limitations de tension et de puissance de l'association batterie et onduleur. L'optimiseur a de ce fait tenté de maximiser la surface bobinable dans les limites d'une largeur de denture usinable.
- Finalement, la batterie est surdimensionnée en termes de puissance et de tension, une batterie de 252 Vdc (correspondant à une tension simple machine de 126 Vp) avec une puissance de 17 kW serait suffisante.

Points	Démarreur (180 Nm 100 tr/min)	Générateur 1 (6 kW 1500tr/min)	Générateur 2 (10 kW 6000 tr/min)
Modèle 1 (densités de courant)	40°C 40 A/mm² 619 Aeff @ 135° 13.2 Vp 17 kW	230°C 8.9 A/mm ² 140 Aeff @ 225° 21.7 Vp 6 kW	230°C 3.7 A/mm ² 56.4 Aeff @ 225° 86.6 Vp 10 kW
Modèle 2 (thermique ailettes)	32°C 24.2 A/mm ² 398 Aeff @ 140° 8.5 Vp 7 kW	230°C 5.4 A/mm ² 92.5 Aeff @ 225° 31.7 Vp 6 kW	230°C 2.6 A/mm ² 47.4 Aeff @ 225° 117.9 Vp 10kW

Figure III-18 : Caractéristiques des points de fonctionnement requis (avec dans l'ordre : température bobinage, densité de courant, courant efficace, angle de couple, tension simple crête machine et puissance batterie)

- Pour le second modèle, ce sont les températures maximales des bobinages en mode générateur de 230°C qui limitent l'optimiseur. Malgré le fort échauffement joule en mode démarreur avec 15 kW de pertes, la température de la machine reste basse en raison de la constante de temps thermique. La température du point démarreur est obtenue après 10 démarrages successifs à froid (20°C) de 3 secondes. L'optimiseur tente donc de minimiser la largeur de la machine et ipso facto la surface extérieure d'échange thermique tout en produisant le moins de pertes fer possibles (ces pertes état majoritaires à ces vitesses) et en respectant la condition de production de puissance.

Enfin, avec une tension de batterie surdimensionnée par rapport à l'application, les machines n'ont pas besoin de défluxer énormément à haute vitesse et ne fonctionnent pas quasi court-circuit à l'inverse des machines 42 Vdc de Chédot [11] ou de Legranger [13]. Cet avantage se concrétise par un facteur de puissance de l'ordre de 0.95 pour les deux machines, ainsi, une faible consommation de puissance réactive.

En effet, le faible besoin en défluxage ne nécessite pas d'avoir une réaction magnétique d'induit unitaire et donc limite les besoins de puissance réactive.

La répartition des pertes est la suivante pour chacun des points de fonctionnement :

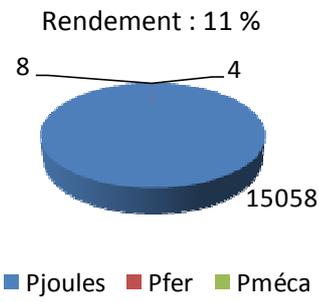
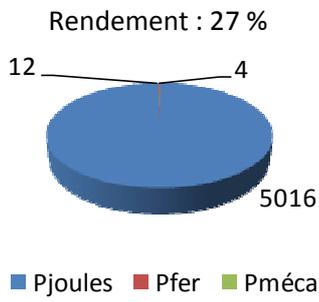
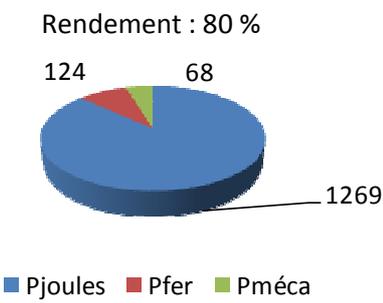
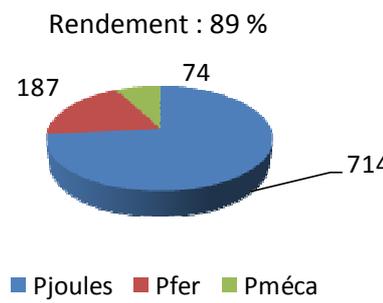
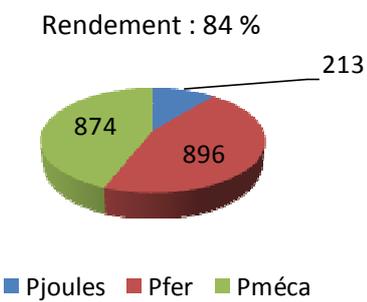
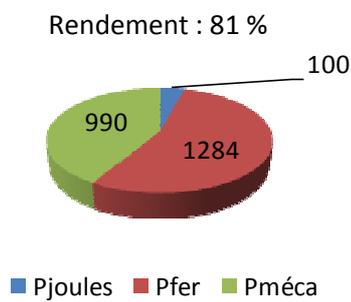
Pertes en W	Modèle 1 : (densités de courant)	Modèle 2 : (thermique nodal)
Démarreur (180 Nm 100 tr/min)	Rendement : 11 %  ■ Pjoules ■ Pfer ■ Pméca	Rendement : 27 %  ■ Pjoules ■ Pfer ■ Pméca
Générateur 1 (6 kW 1500 tr/min)	Rendement : 80 %  ■ Pjoules ■ Pfer ■ Pméca	Rendement : 89 %  ■ Pjoules ■ Pfer ■ Pméca
Générateur 2 (10 kW 6000 tr/min)	Rendement : 84 %  ■ Pjoules ■ Pfer ■ Pméca	Rendement : 81 %  ■ Pjoules ■ Pfer ■ Pméca

Figure III-19 : Comparaison des performances énergétiques des trois points de fonctionnement

De manière générale, la machine dimensionnée avec le modèle 2 dispose d'un meilleur rendement que la première machine en raison de sa plus grande taille.

Pour le point démarreur, les pertes Joule contribuent majoritairement au rendement des machines. La machine 1 dispose alors d'un moins bon rendement à cause de son plus grand nombre de spires, d'un courant efficace plus important (condition de production de couple) et ce malgré une plus faible longueur de ses spires (largeur de la machine plus faible). Les pertes Joule dépendent en effet du nombre de spires et de l'intensité efficace du courant électrique au carré tandis que leur dépendance est linéaire vis-à-vis de la longueur d'une spire.

Pour le point générateur 1, la différence entre les rendements est également imputable aux pertes Joule. Les pertes fer sont toujours minoritaires malgré l'augmentation de la vitesse.

Pour le point générateur 2, les pertes mécaniques et surtout les pertes fer conditionnent le rendement. Ces pertes fer sont plus importantes qu'au point Générateur 1 en raison de l'augmentation de la vitesse et donc de la fréquence. Ce sont ces pertes qui échauffent les bobinages et contraignent l'optimiseur. Cela constitue une particularité de dimensionnement que le modèle à base de densité de courant ne met pas à jour car il ne prend en compte que les pertes Joule et les échauffements liés. Un modèle plus judicieux consisterait à se fixer une limite de pertes à évacuer par unité de surface.

2.5.1 Conclusion

Les machines synchrones à aimants permanents enterrés à flux radial à bobinage réparti sont des typologies de machines compatibles avec le projet Predit M2EI visant à la comparaison de machines électriques fonctionnant en tant qu'alternateur-démarrateurs. Elles allient couple volumique, rendement et forte capacité de défluxage et constituent donc une machine de référence.

Un dimensionnement optimal de ces machines synchrones est proposé dans ce paragraphe, selon la méthodologie proposée au chapitre 2. Cette méthode associe une modélisation multiphysique couplée avec un algorithme d'optimisation intégré dans un environnement MATLAB. L'outil logiciel développé est susceptible d'optimiser des machines présentant des formes quelconques d'aimants rotoriques (simple couche, double couche, en v, à concentration de flux), même si les machines à aimants simple couche ont été utilisées à titre d'exemple dans ce chapitre en raison de la facilité de validation de calcul avec des données expérimentales disponibles au laboratoire.

L'originalité du modèle développé repose d'une part sur l'utilisation d'un modèle magnétique déterminant de manière automatique des cartographies de flux selon la théorie de Park en prenant en compte les phénomènes de saturation et de saturation croisée. Le calcul des flux dans les trois phases de la machine est effectué par un logiciel d'éléments finis intégré à MATLAB et la théorie des deux axes.

D'autre part, ces calculs éléments finis permettent d'extraire la forme d'onde d'induction dans l'entrefer et de facto, en appliquant une règle de conservation de flux, la forme d'onde d'induction dans les culasses en dents statoriques. Ces données associées à une formulation empiriques de Bertotti permettent de déterminer les pertes fer dans la machine de manière plus précise qu'un modèle classique à vide. En particulier, le modèle a permis de visualiser le phénomène d'augmentation des pertes fer lors du défluxage des machines (par rapport à un fonctionnement sans courant statorique) attribuable à l'augmentation de l'amplitude et du taux des harmoniques malgré une diminution de l'amplitude du fondamental.

Ensuite, le modèle électrique intègre une loi de commande onduleur en couple avec recherche des courants optima pour obtenir le meilleur rendement dans la limite des contraintes en tension et courant de l'onduleur. Les courants optimaux dans l'axe d et q sont déterminés par une optimisation au moyen des cartographies de flux du modèle magnétique et des résistances calculées par couplage faible avec le modèle thermique.

Ce dernier consiste en un réseau de résistances et capacité thermiques en trois dimensions basé sur les hypothèses de température d'arbre fixe et de refroidissement par ailettes.

Finalement, le modèle mécanique détermine la hauteur de pont magnétique suffisante pour supporter les forces centrifuges des aimants et de la partie ferromagnétique au dessus.

L'ensemble de ces modèles a été validé par comparaison avec des mesures sur prototype ou de calcul par d'autres logiciels.

L'outil logiciel formé du modèle multiphysique couplé avec les optimiseurs associé permettra de répondre aux nombreux cahiers des charges M2EI pour des applications dont la puissance s'échelonne entre 20 kW (véhicule de tourisme) et 100 kW (bus pour transport urbain). Un exemple de dimensionnement d'application alternateur-démarrateur de 10 kW pour berline est proposé à la fin du chapitre. Il permet de confronter le modèle complet (réseau thermique nodal) avec un modèle utilisant des densités de courant pour la partie thermique. Les résultats optimaux démontrent l'utilité du modèle thermique, le modèle à base de densités de courant ne prenant pas en compte les échauffements liés aux pertes fer.

3 Transformateur tournant

3.1 Contexte de l'étude

Dans le cadre du projet M2EI, les machines possédant un bobinage rotorique, comme les machines synchrones à flux radial à rotor bobiné [14] ou les machines radiales à griffes [15], nécessitent un système de transmission d'énergie entre un bobinage tournant et une électronique fixe. La solution actuelle consiste à utiliser une transmission par contact entre des bagues rotoriques et des balais, composés de : graphites (60 à 70%), de métaux comme le cuivre ou l'argent (25 à 35%) et d'oxydes métalliques (2 à 5%).

Le contact entre les bagues et les balais est un processus complexe fortement non linéaire, qui ne se limite pas à un simple frottement mécanique entre deux organes. En effet, il n'y a, en moyenne, qu'entre 5 et 20 zones de contact par balais pour une surface de contact n'excédant pas 0.1 % de la surface du balais [16]. Enfin, les balais sont les premiers facteurs de panne de ces machines ce qui empêche de les utiliser dans le cadre d'une application intégrée.



Figure III-20 : Balais en nuance carbographitiques et métallographitiques de carbone Tunisie

La suppression du système bagues balais permettrait donc de :

- Augmenter la durée de vie des balais et de facto de la machine rendant possible l'utilisation de MSRB ou de MSDE à bobinage d'excitation rotorique en tant qu'AD
- Pallier les problèmes de « fritting », c'est à dire la formation d'une couche isolante ou « patine » surabondante au niveau de la zone de contact bague balais dans certaines conditions de fonctionnement ce qui limite la conduction métallique des balais et perturbe la boucle de régulation d'excitation. La couche isolante est constituée d'oxydes formés sur les bagues lorsqu'elles ont été exposées à l'air avant la mise en contact.
- Réduire le couple de frottement supplémentaire des balais sur les bagues particulièrement pour les bagues de grand diamètre ou à haute vitesse nécessitant une force de pression des balais sur les bagues importantes
- Eviter les projections de débris ou de poussière inhérentes à l'usure des balais
- Supprimer les risques de création d'arcs électriques
- Réduire les bruits mécaniques

La solution proposée consiste à remplacer le système bague-balais par un système de transmission d'énergie sans contact par couplage inductif, dénommé transformateur tournant. Ce système présente un meilleur rendement et une plus grande facilité d'implantation que des transmissions de type micro onde, optiques (cellule solaires) ou thermique (thermopile) [17].

3.1.1 Typologie de transformateurs tournants

Le système de transmission d'énergie sans contact qualifié de transformateur tournant est un convertisseur de puissance continu-continu, généralement dédié à des applications embarquées, formé de trois sous-systèmes (développés dans de plus amples détails dans le paragraphe suivant) :

- un convertisseur primaire « onduleur », chargé de transformer la tension continue délivrée par un bus continu telle une batterie en une tension périodique transmise au transformateur tournant
- un transformateur assurant la transmission de l'énergie entre le primaire fixe et le secondaire tournant par couplage inductif « sans contact »
- un convertisseur secondaire « redresseur » ou « pont de diodes » chargé de redresser la tension périodique issue du transformateur en une tension continue afin d'alimenter la charge, par exemple, l'enroulement d'excitation de la machine synchrone

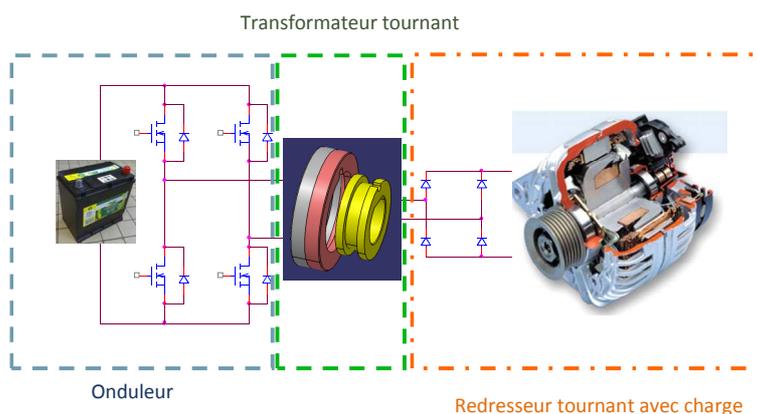


Figure III-21 : Topologie d'un transformateur tournant

Les premières études concernant les transformateurs tournants sont dévolues à des applications aéronautiques, antérieures aux années 1960 [18]. Plus récemment, Roberts [17] (1996) a développé un transformateur tournant coaxial de 250 W, utilisant des C-Cores en ferrite pour modules de satellites (Figure III-21 et caractéristiques en annexe). Toutefois, ils ne sont pas restreints à des applications aéronautiques avec, par exemple, le transfert de 2 kW au plateau tournant d'une machine d'usinage [19] ou l'interconnexion de réseaux électriques asynchrones avec un transformateur à fréquence variable de 100 MW pour Hydro Quebec[20]. Ces systèmes de transmission d'énergie ont également fait l'objet de nombreux brevets en particulier dans le domaine automobile avec Bosch pour un alternateur à griffes [21] et Rosen [22] ou Petrinko [23] pour un ADI.

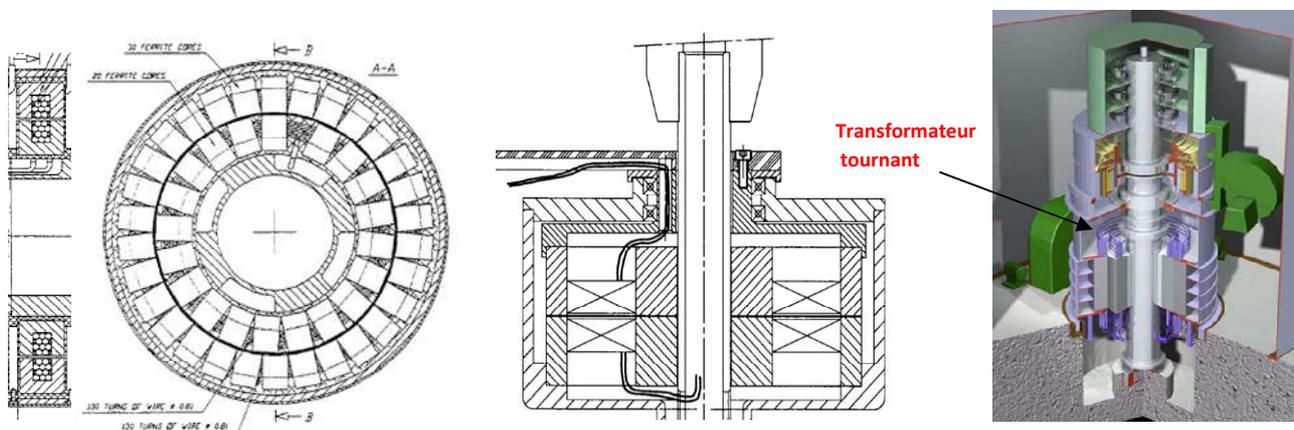


Figure III-22 : Schéma de principe du transformateur tournant doublé selon Roberts (gauche), Perottet (centre) et Hydro Quebec (droite)

3.1.1.1 Transformateur

Le transformateur tournant diffère d'un transformateur classique 50Hz essentiellement par une forme cylindrique et par la présence d'un entrefer obligatoire pour la rotation du primaire par rapport au secondaire. Selon la section des culasses, on distingue deux topologies :

- les transformateurs coaxiaux dans lesquels les bobinages sont superposés. Ce transformateur est déclinable en plusieurs variantes selon la forme des sections des culasses : L I ou U. Toutefois, pour des raisons de robustesse mécanique et de fixation des bobinages, seules les structures en U ont fait l'objet de prototypes et de réelles études [17]. Cette structure est particulièrement recommandée pour un montage de type horizontal en raison de sa robustesse aux désalignements radiaux et de sa compacité.
- les transformateurs en pot [24] pour lesquels les bobinages sont en vis-à-vis ou juxtaposés. Cette structure est plus destinée à un montage de type vertical en raison essentiellement de la difficulté de maintenir un entrefer constant (problème de coplanarité des culasses primaires et secondaires et d'équilibrage dynamique de la structure à haute vitesse).

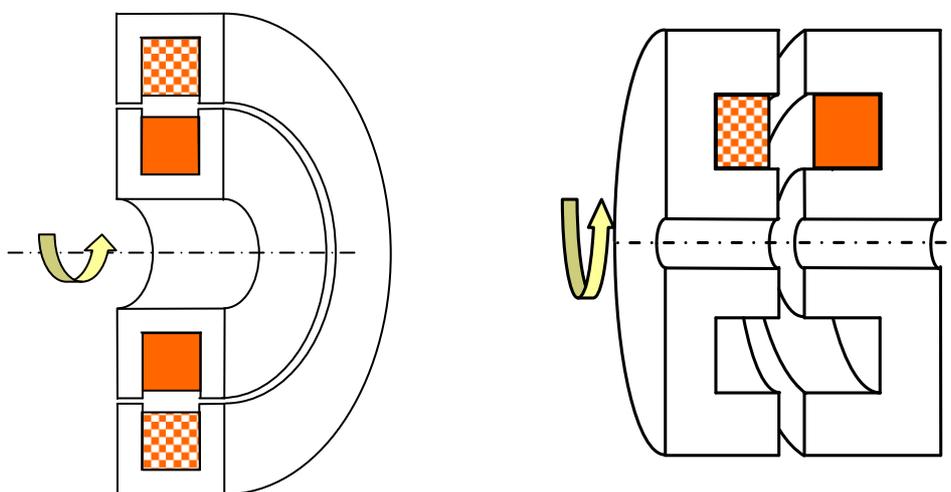


Figure III-23 : Transformateur tournant coaxial (gauche) et en pot (droite)

Ces transformateurs sont typiquement réalisés avec trois matériaux :

- les tôles FeSi standards (M 800-50) pour les basses fréquences (<1kHz) ou moyennes fréquences (NO20). Elles disposent d'une forte induction à saturation (2T) mais nécessitent un assemblage particulier de type collage ce qui fragilise la résistance mécanique de la structure particulièrement pour le rotor. Elles présentent des pertes fer importantes pour des fréquences supérieures à 5kHz, d'autant plus qu'elles montrent une anisotropie due à la présence de l'isolant. A noter que le transformateur coaxial peut être réalisé à base de C-Core de façon similaire aux machines à flux transverse (voir chapitre 1).
- les ferrites doux standard (3C93). Elles sont optimisées pour le domaine des moyennes et hautes fréquences (> 20 KHz) en termes de pertes fer. Elles bénéficient également d'une isotropie magnétique et thermique. Néanmoins, leur résistance mécanique et leur usinabilité est plus faible que les tôles FeSi. De plus, elles sont sujettes à un emballement thermique lié aux pertes fer ce qui limitent leur température maximale de fonctionnement à 150 °C environ.

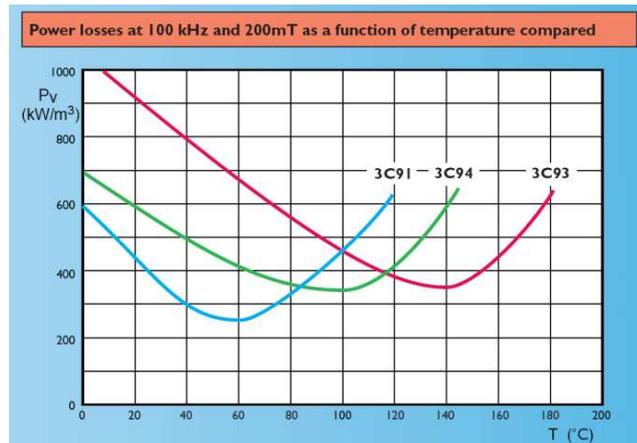


Figure III-24 : Pertes fer de différentes qualités de Ferrites de Phillips en fonction de la température

Elles ont fait l'objet de nombreux prototypes dans le cadre des applications basse température par Perottet [19] avec une structure en pot, ou par de Roberts [17] avec une structure coaxiale (250 W à 25 kHz).

- les SMC avec, par exemple, le Somaloy 500 ou 110i. Elles bénéficient d'une meilleure tenue mécanique que les ferrites, associée à une bonne usinabilité. De plus, à même niveau d'induction et fréquence que les Ferrites et les tôles FeSi, leurs pertes fer sont intermédiaires entre ces deux derniers. Leur principal inconvénient réside dans une faible perméabilité relative n'excédant pas 350 pour les deux qualités énoncées ci-dessus.

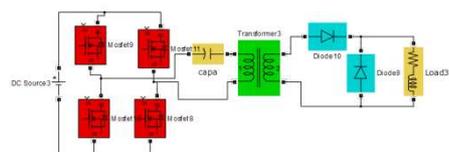
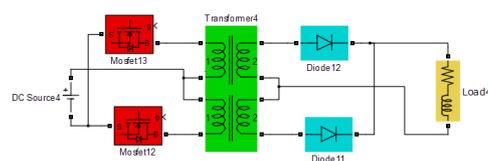
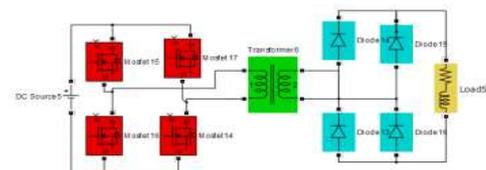
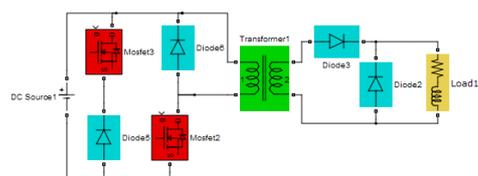
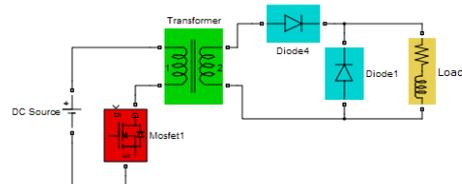
3.1.1.2 Convertisseur de puissance

Dans le cadre d'une machine embarquée pouvant fonctionner en AD, le système de transmission d'énergie sans contact est en général alimenté par une batterie et a pour charge l'excitation d'une machine synchrone à rotor bobiné dont on cherche notamment à contrôler l'excitation par l'intermédiaire du courant d'excitation. La charge est ainsi une inductance de forte valeur mise en série avec une résistance.

La source de tension étant continue, il est nécessaire de la mettre en forme par l'intermédiaire d'un ou de plusieurs transistors au primaire. Au secondaire, la tension variable est redressée par un pont de diodes et filtrée par la charge. Aucun filtrage supplémentaire (LC) n'est nécessaire car seule la forme d'onde des courants importe pour l'alimentation de l'inducteur. Ce filtrage est une particularité par rapport aux alimentations à découpage classiques délivrant une tension continue.

Dans la littérature, plusieurs structures de transfert de puissance répondent à ces critères :

- Flyback (avec écréteur non représenté) : convertisseur simple à accumulation (« transformateur » utilisé comme inductance couplée) avec un seul transistor primaire, redresseur simple alternance (PS2), réservé au domaine des faibles puissances (< 100 W)
- Forward double : convertisseur direct avec transformateur, au primaire deux transistors commandés simultanément pour la magnétisation et deux diodes pour la démagnétisation, redresseur simple alternance (PS2), pour des puissances moyennes de quelques centaines de Watts
- Onduleur en pont (complet) : le pont primaire est commandé en pleine onde décalée (POd) ou en modulation de largeur d'impulsion (MLI), le redresseur simple (PS2) ou double alternance (PD2), fortes puissances de plusieurs centaines de Watts. (une commande en pleine onde simultanée n'est pas utilisable en raison de la composante continue générée)
- Montage push-pull : alimentation symétrique avec deux transistors et diode antiparallèle et redressement double alternance, fortes puissances de plusieurs centaines de Watts
- Onduleur à résonance : ajout d'éléments résonnants à l'onduleur en pont, diminuant les pertes (en commutation), limitations des risques de court-circuit (par l'inductance de résonance), fortes puissances (qq 100 W)



Il existe également de nombreuses variantes de ces structures de base, selon le type de démagnétisation (dissipative ou récupératrice d'énergie) ou la présence éventuelle d'éléments résonnants (primaire, secondaire, série, parallèle...) offrant la possibilité de fonctionner en ZVS ou ZCS.

3.1.2 Cahier des charges et premiers choix

3.1.2.1 Cahier des charges

Dans le cadre du projet M2EI, Le transformateur tournant doit équiper une machine synchrone à griffes avec aimants intergriffes susceptible de fonctionner en tant qu'ADS. Cette machine prend la place d'un alternateur classique.

Le transformateur doit être monté sur la face arrière (côté électronique de puissance et donc opposé à la poulie) de la machine synchrone en lieu et place du système bague balais actuel.

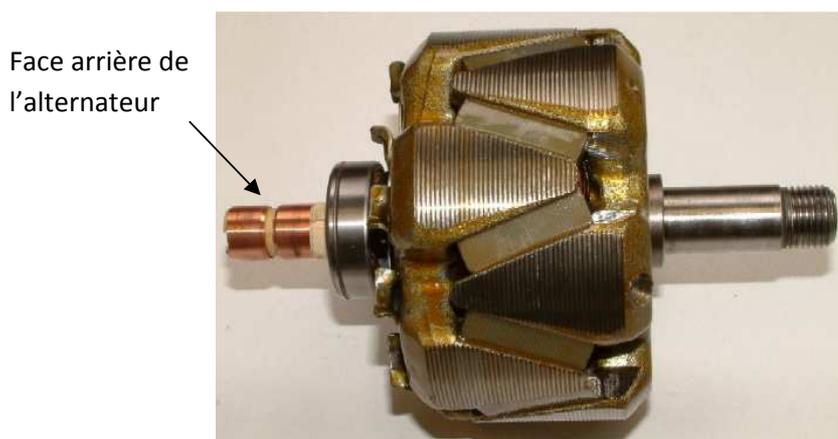


Figure III-25 : implantation du transformateur

Ce montage limite le diamètre extérieur du transformateur à 62 mm et l'alésage du transformateur au diamètre de l'arbre.

Le transformateur est alimenté par une tension de bus continu de 13.5 Vdc maximum et subit les contraintes mécaniques et thermiques de l'AD à savoir une température d'air de 125°C pour une température de l'arbre de l'alternateur de 140°C.

Le transformateur doit délivrer à chaud un courant de 3 Adc pour une charge de 4.7 Ω ce qui correspond aux données de la machine synchrone actuelle. Il n'y pas été prévu de modifier le nombre de spires de la bobine d'excitation de l'alternateur pour le prototype.

L'objectif de l'étude est d'étudier la compacité du transformateur et en particulier de minimiser sa largeur.

3.1.2.2 Choix d'une structure d'étude

A la lumière de ce cahier des charges, la structure coaxiale a été préférée à une structure en pot pour des raisons mécaniques de robustesse aux désalignements axiaux et de tolérancement dimensionnel et géométrique sur les entrefers (difficilement tenables pour une structure en pot).

Pour le choix du matériau, les SMC (Somaloy 500 et 110i) constituent le meilleur compromis en termes de tenue mécanique et thermique malgré leurs pertes fer plus élevées que les ferrites et leur faible perméabilité relative comparé aux tôles FeSi.

En effet, les tôles FeSi laminées axialement doivent être assemblées par collage en raison de la taille du transformateur ce qui nuit à la solidité mécanique du transformateur, d'autant plus que le laminage introduit des entrefers radiaux parasites.

Les ferrites, particulièrement adaptées aux applications hautes fréquences, sont toutefois thermiquement instables aux hautes températures (150 °C) en raison du phénomène d’emballement thermique lié aux pertes fer. Elles restent très fragiles aux chocs et difficilement usinables.

Le choix du type de convertisseur est lié au respect de 3 critères :

- La tenue thermique : les composants doivent supporter une température de 150°C minimum. Cette contrainte se traduit par l’impossibilité d’utiliser des condensateurs plastiques standards dont la température maximale d’utilisation est de 100°C (MKP) à 125°C (MKN).

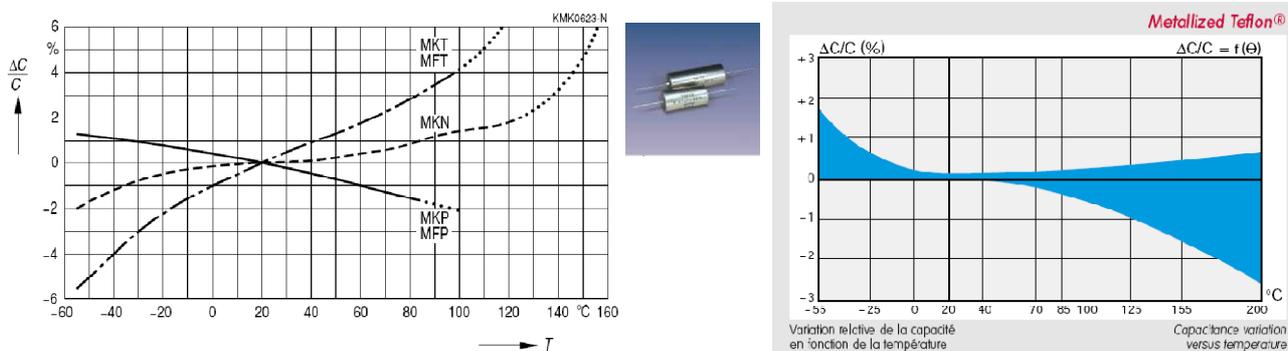


Figure III-26 : Variation relative de la capacité en fonction de la température des condensateurs plastiques (gauche) selon EPCOS et Téfion (droite) selon Eurofarad

L’utilisation de condensateur haute température (200°C) au téflon est possible mais est coûteuse. Les structures résonnantes utilisant des condensateurs sont donc à écarter.

- Le prix et la fiabilité : Les structures doivent avoir le minimum de composants possibles (ce qui réduit le risque de défaillance) ou posséder des composants moins coûteux. Il est donc préférable de ne pas utiliser un transformateur à point milieu (qui nécessite un isolant supplémentaire entre les deux enroulements) et de facto des montages push-pull ou un forward classique présentant un enroulement de démagnétisation au primaire. Par ailleurs, des montages comme le Flyback nécessitent des écrêteurs afin de limiter les risques de surtension au niveau de l’interrupteur primaire.
- La compacité : le transformateur doit disposer du plus petit volume possible. Les structures Flyback utilisant le transformateur en tant qu’inductances couplées sont écartées. Ce principe de fonctionnement conduit à un volume plus important nécessaire au stockage de l’énergie magnétique [19].

Trois structures électroniques concilient ces critères :

- le forward asymétrique en demi pont parfois qualifié de double forward
- l’onduleur en pont complet avec redresseur PD2 et une commande MLI
- l’onduleur en pont complet avec redresseur PD2 et une commande pleine onde décalée.

Dans le cadre d’une étude de faisabilité et en fonction des matériaux alors disponibles pour le prototypage (Somaloy 500), la structure de type onduleur à pont complet en MLI avec une modulante basse fréquence (< 5 kHz) a été retenue. Le prototypage de cette structure optimale permettra la validation des modèles mis en jeux. Ces derniers seront utilisés dans un second temps pour la comparaison des trois topologies de convertisseur évoquées ci-dessus.

3.1.2.3 Paramétrage : choix des variables de conception

Le transformateur tournant de forme cylindrique possède une culasse haute (primaire), d'indice h, et une culasse basse (secondaire), d'indice b, tournante car solidaire avec l'arbre de l'alternateur. Le bobinage est centré dans les culasses en forme de U dont les deux jambes possèdent la même largeur.

Les variables de conception sont déduites de l'expérience et ne résultent pas d'une étude de screening préalable. Afin de diminuer le nombre de paramètres, certains choix sont effectués :

- Le diamètre intérieur du transformateur R_{cubi} est fixé au diamètre de l'arbre sur lequel le transformateur est monté
- La largeur des encoches haute et basse L_e est identique
- Le nombre de spires du bobinage d'excitation de l'alternateur est spécifié dans le cahier des charges
- La hauteur des cales d'encoches statorique et rotorique (différence entre la hauteur de l'encoche H_{ehbob} et la hauteur du bobinage de cuivre H_{eh}) sont choisies par l'utilisateur en fonction des choix de systèmes de fixation des bobinages
- La hauteur d'entrefer est fixée au minimum mécaniquement réalisable. En effet, une augmentation de la hauteur d'entrefer (les autres paramètres restant constant) conduit à une diminution de l'inductance magnétisante et de facto une augmentation du courant magnétisant qu'il convient de minimiser dans le cadre d'une amélioration du rendement ou une diminution des échauffements.

Dans ce cadre, 9 paramètres d'optimisation se distinguent :

H_{cuh}	Hauteur culasse haut (primaire)
R_{cubi}	Rayon intérieur bas (secondaire)
L_e	Largeur encoche
L_{ar}	Largeur totale
H_{eh}	Hauteur d'encoche haut (primaire)
H_{eb}	Hauteur d'encoche bas (secondaire)
Freq	Fondamental de la fréquence électrique
N_p	Nombre de spires primaire
N_s	Nombre de spires secondaire

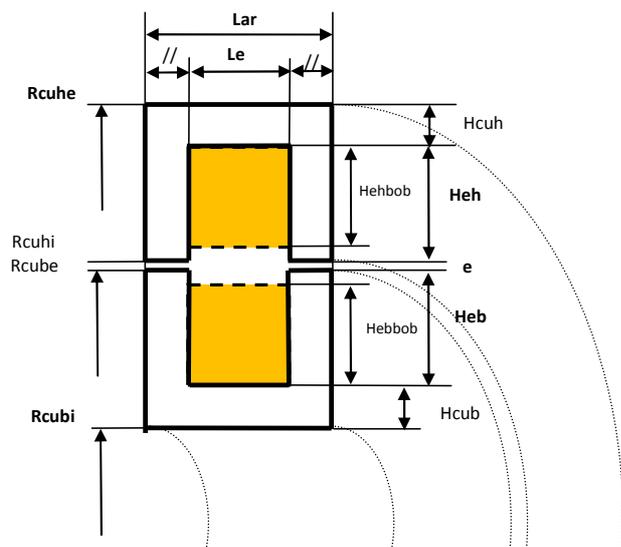


Figure III-27 : Liste des variables d'optimisation

Les valeurs des paramètres restant comme le diamètre intérieur de la culasse primaire ou la hauteur des parties centrales des culasses sont déduites de ces considérations.

Les paramètres de conception ont des valeurs réelles bornées, hormis le nombre de spires qui est par nature discret. Des valeurs de ces paramètres seront fournies dans la suite de l'optimisation.

3.2 Modélisation multiphysique

3.2.1 Choix des types de modèles de couplage

De manière similaire à la machine synchrone à aimants enterrés, le modèle du transformateur tournant est multiphysique avec l'association d'un modèle magnétique basé sur un calcul de l'inductance magnétisante en régime non linéaire et d'un modèle électrique lié au modèle thermique par un couplage faible.

A l'inverse du modèle précédent, le test de convergence du couplage est effectué sur l'amplitude du courant primaire et non la température des deux bobinages.

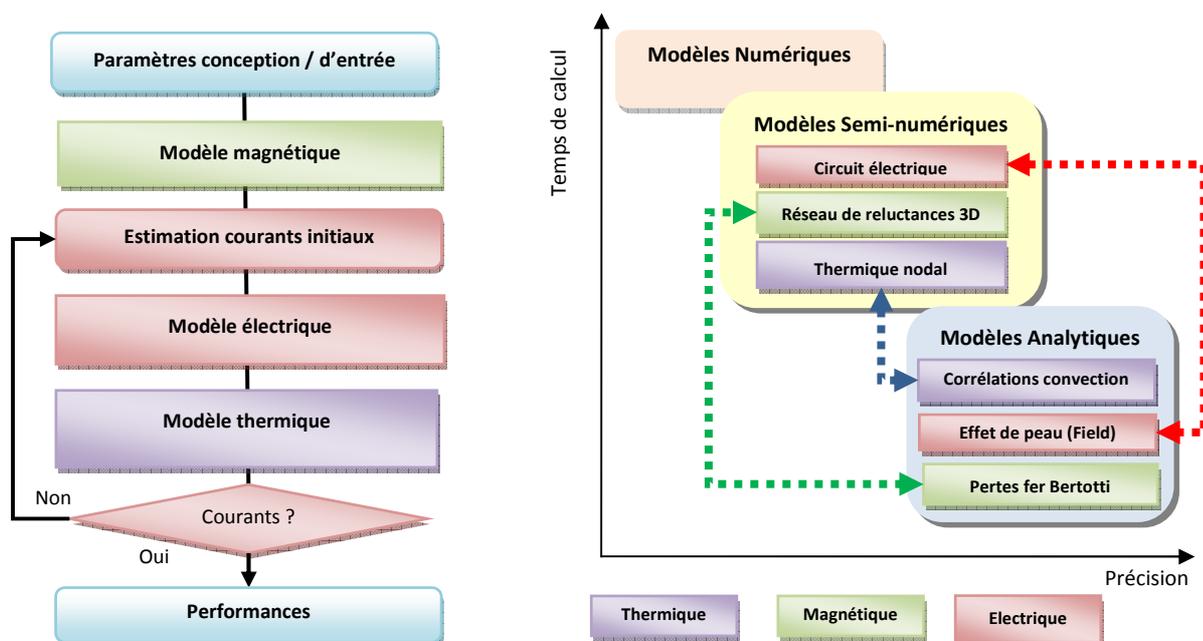


Figure III-28 : Couplage et choix des modèles pour la conception optimale d'un transformateur tournant

Le choix des types de modèles obéissent à un compromis entre les critères de robustesse, temps de calcul, domaine de validité et précision. De ce fait, les inductances magnétisantes et de fuite du modèle magnétique sont déterminées à partir d'un réseau de réductances saturables axisymétrique implémenté sous MATLAB. Pour cette structure dont la géométrie est plus simple qu'une IPM, le modèle offre une précision de 5 % sur le calcul des inductances de magnétisation en régime saturé pour un temps de calcul de 0.1 secondes. De plus, ce type de modèle n'induit pas de bruit numérique contrairement aux éléments finis.

La détermination des inductions crêtes dans plusieurs points de la culasse est également issue du modèle magnétique, sous hypothèse d'inductions sinusoïdales. Elle est utilisée dans le cadre du calcul des pertes fer.

En ce qui concerne le modèle thermique, le choix d'un modèle thermique nodal axisymétrique non linéaire en régime permanent associé à une estimation des coefficients de convection par formulations analytiques s'impose sur des critères de temps de calcul (comparé aux éléments finis).

Finalement, le modèle électrique est fondé sur une approche de type circuit électrique en régime transitoire avec résolution temporelle des équations aux dérivées ordinaires par utilisation de la toolbox Simpower de Matlab. Sous l'hypothèse du premier harmonique au niveau de l'onduleur primaire, l'utilisation de ce modèle non linéaire permet d'appréhender les chutes de tensions inductives ainsi que les déformations des formes d'ondes de tension et de courant dus aux phénomènes d'empiètement dans les diodes du secondaire, particulièrement important pour des applications faibles tension (12Vdc). La précision de ce modèle est à relativiser avec un temps de calcul conséquent de 4 secondes. A ce modèle semi-numérique est associé un modèle analytique de calcul des effets de peau dans les conducteurs à moyenne fréquence.

3.2.2 Modèle magnétique

Le modèle magnétique est un réseau de réluctances saturables de type axisymétrique construit sur l'hypothèse que le transformateur est monté dans un logement en matériaux amagnétiques, comme le duralumin. Le modèle a pour but de calculer l'inductance magnétisante saturable et les inductances de fuite afin des les intégrer dans le modèle électrique. Il évalue également les inductions moyennes dans chaque partie des culasses pour une liaison avec le modèle de calcul des pertes fer.

3.2.2.1 Schéma réluctant

Dans une première approche, un calcul éléments finis axisymétrique a été effectué afin de déterminer le trajet des lignes de champs dans le transformateur, à savoir :

- Les lignes de champ principal (1)
- Les lignes de fuites : dans les encoches (2), les franges internes d'entrefer (3), les franges externes d'entrefer (4) ainsi que les franges externes de la culasse primaire non apparentes (5) et les franges internes de la culasse secondaire (6)

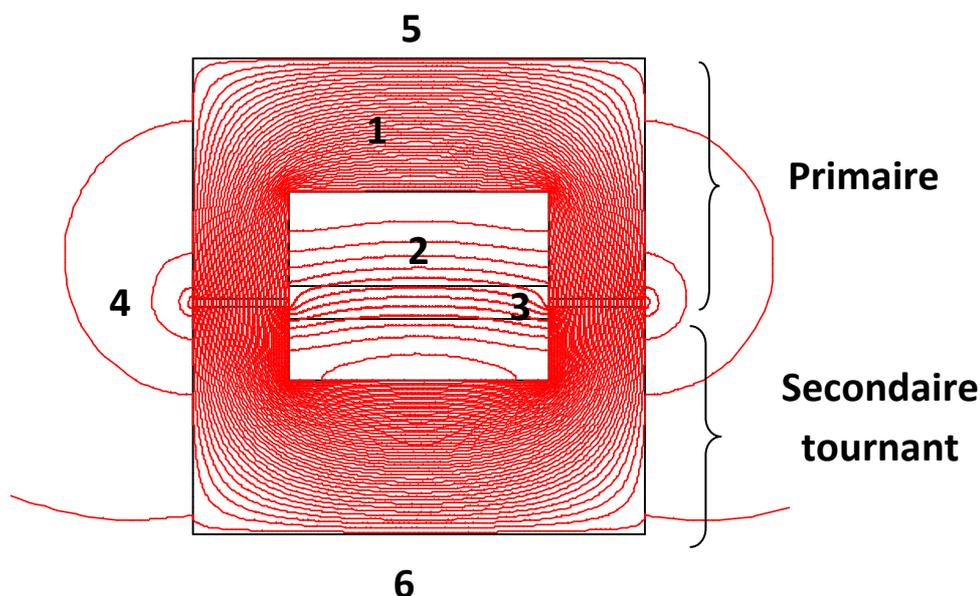


Figure III-29 : Lignes de champ d'un transformateur coaxial

L'établissement du réseau de réluctances qui en découle repose sur les hypothèses suivantes [19] :

- Les franges de fuites externes à la culasse primaires (5) et internes à la culasse secondaire (6) sont négligées
- L'établissement du chemin moyen des lignes de champ ne fait intervenir que des arcs de cercles et des droites
- La hauteur de l'entrefer est faible par rapport à la hauteur des culasses
- La géométrie de la structure est axisymétrique
- Les réluctances de frange de fuites internes et externes d'entrefer sont mises en parallèle et rassemblées dans la même réluctance

Le schéma de réductant est alors le suivant :

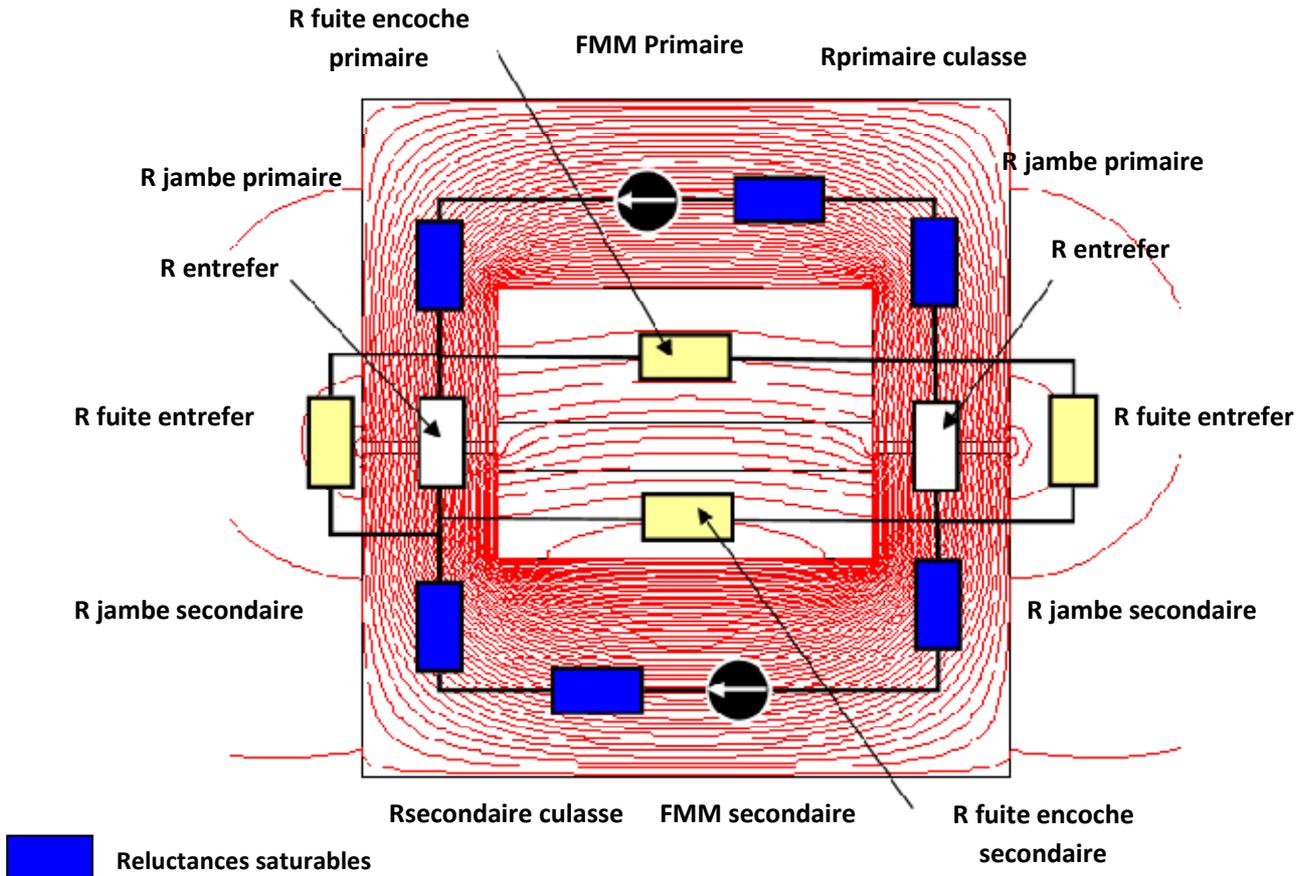


Figure III-30 : Schéma réductant du transformateur tournant

3.2.3 Calcul des réductances non saturables

Le calcul des réductances non saturables comprend la réductance d'entrefer ainsi que les réductances de fuite. Seul le calcul des réductances primaires est présenté, le calcul des réductances secondaires étant similaire.

Réductance d'entrefer $R_{entrefer}$: les lignes de champ dans l'entrefer sont purement radiales. Le calcul de la réductance associée est alors :

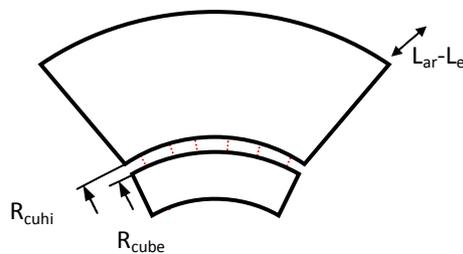


Figure III-31 : Trajet des lignes de champ dans l'entrefer

$$R_{entrefer} = \int_{R_{cube}}^{R_{cubi}} \frac{dR}{\mu_0 S_e} = \frac{1}{\pi \mu_0 (L_{ar} - L_e)} \ln \left(\frac{R_{cubi}}{R_{cube}} \right) \quad \text{Eq. III-10}$$

Réductances de fuite d'encoche R_{fep} : l'estimation de ces réductances est basée sur les travaux de Foggia [25]. Le calcul est issu du théorème d'Ampère afin d'obtenir le champ magnétique dans l'encoche et d'en déduire la réductance associée. Il est fondé sur deux hypothèses : le champ H est purement radial dans l'encoche et la perméabilité des matériaux magnétiques entourant l'encoche est infinie. L'expression de l'inductance de fuite pour l'encoche primaire est alors [25] :

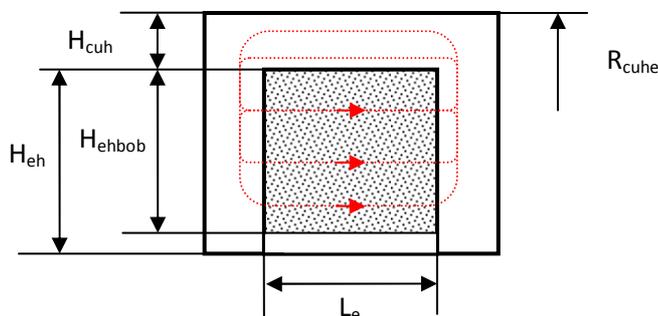


Figure III-32 : Trajet des lignes de champ de fuite d'encoche

$$\frac{1}{R_{fep}} = \frac{\pi \mu_0}{L_e} \left(2 (R_{cuhe} - H_{cuh})(H_{eh} - H_{ehbob}) - (H_{eh} - H_{ehbob})^2 - 2H_{eh}(H_{eh} - H_{ehbob}) - 0.5 H_{eh}^2 + \frac{2}{3} (R_{cuhe} - H_{cuh})H_{eh} \right) \quad \text{Eq. III-11}$$

Réductances de fuite d'entrefer $R_{fuite\ entrefer}$: La modélisation des trajets de lignes de champ de fuite entre deux surfaces séparées par un entrefer a fait l'objet de nombreuses études dont :

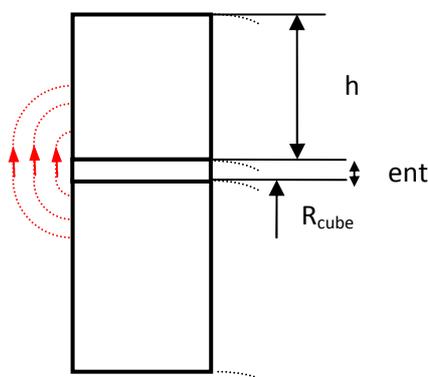


Figure III-33 : Lignes de champ de fuite d'entrefer

- celles de Roters [8] basées sur une estimation statistique des chemins de flux (un circulaire pour les lignes de champ de coin et un autre semi circulaire pour les lignes de champ les plus proches de l'entrefer)
- les transformées conformes comme celle de Scharwz Christoffel (SC) utilisées par Carter en 1900, dans le domaine des machines électriques. Les méthodes de transformation conforme sont des outils de résolution analytique en régime linéaire des équations de Poisson en 2D basées sur une transformation d'une géométrie originale établie dans le plan réel en une géométrie équivalente dans un plan complexe au moyen d'une transformée mathématique convenablement choisie [26].
- L'approche de Perrottet [19] basée sur la détermination du chemin le plus court en assimilant les lignes de champ à deux arcs de cercles et un segment de droite.

La modélisation choisie est celle de Perrottet car les deux autres méthodes présentent l'inconvénient d'être établies pour des géométries parallélépipédiques et non axisymétriques. Par exemple, pour la frange extérieure, nous avons :

$$\frac{1}{R_{fuite\ entrefer}} = \frac{1}{2\pi\mu_0 \left(\frac{h}{\pi} + \frac{\pi R_{cube} - ent}{\pi^2} \ln \left(1 + \frac{\pi h}{ent} \right) \right)} \quad \text{Eq. III-12}$$

où h est la plus petite des hauteurs de culasse (primaire ou secondaire) et ent la hauteur d'entrefer. La même approche permet de prendre en compte les fuites internes.

3.2.4 Calcul des réluctances saturables

Les inductances saturables sont calculées en deux étapes :

- Evaluation de la réluctance en régime linéaire en considérant un trajet moyen de flux dans les culasses
- Les perméabilités relatives μ_r sont ensuite mises à jour à partir de la courbe de première aimantation des SMC, modélisée par la formule de Marocco, au moyen d'une méthode de point fixe :

$$R(B) = \frac{L_{eq}}{\mu_0 \mu_r(B) S_{eq}} \quad \text{et} \quad B = \frac{\phi}{S_{eq}} \quad \text{Eq. III-13}$$

où L_{eq} est une longueur équivalente, μ_r la perméabilité relative du SMC dépendant de l'état de saturation, ϕ le flux, S_{eq} la section équivalente et B l'induction moyenne.

Réluctance de la partie centrale $R_{primaire}$: la réluctance de la culasse primaire est alors :

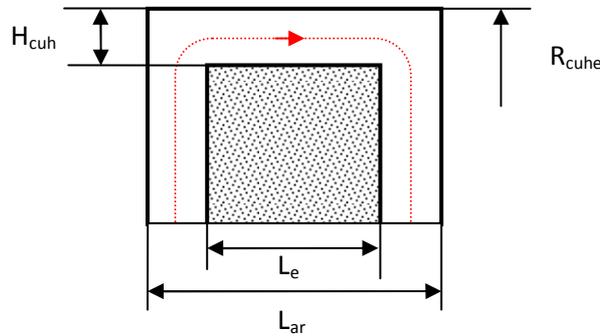


Figure III-34 : Lignes de champ dans la partie centrale de la culasse primaire

$$R_{primaire} = \frac{\frac{3}{4}L_{ar} - \frac{1}{4}L_e}{\pi\mu_0\mu_r(R_{cube}^2 - (R_{cube} - H_{cuh})^2)} \quad \text{Eq. III-14}$$

Réluctances des jambes $R_{jambe\ primaire}$: le calcul des réluctances en régime linéaire est similaire à l'équation Eq. III-13. Comme la section des jambes n'est pas constante, la section équivalente pour le calcul de la perméabilité en régime saturée est déterminée à partir de la formulation de [8].

3.2.5 Validation du modèle

La validation du modèle est réalisée en deux temps : premièrement par comparaison avec un modèle éléments finis en régime saturé et ensuite avec des mesures en régime linéaire sur un prototype.

3.2.5.1 Comparaison avec des éléments finis en régime saturé

La validation par éléments finis 2D axisymétrique par le logiciel flux 2D de Cedrat porte sur la structure ci-dessous destinée à alimenter le rotor d'une machine synchrone à rotor bobiné utilisée en ADI. Le calcul éléments finis consiste, dans un premier temps, à déterminer l'inductance totale secondaire (somme des inductances de fuite L_{fs} et magnétisante primaire L_{mp} ramenée au secondaire) de la structure au travers de l'énergie totale. L'inductance de fuite L_{fs} est ensuite obtenue en soustrayant l'inductance mutuelle à l'inductance totale. Les calculs sont réalisés avec les mêmes caractéristiques (données géométriques et matériaux) pour les modèles à base de réductances et FEM.

Rcuhe	127.5 mm
Rcubi	67.00 mm
Rcube	97.0 mm
e	0.5 mm
Le	5.49 mm
Lar	16.57 mm
Heh et Heb	24.51 mm
Np et Ns	14 spires

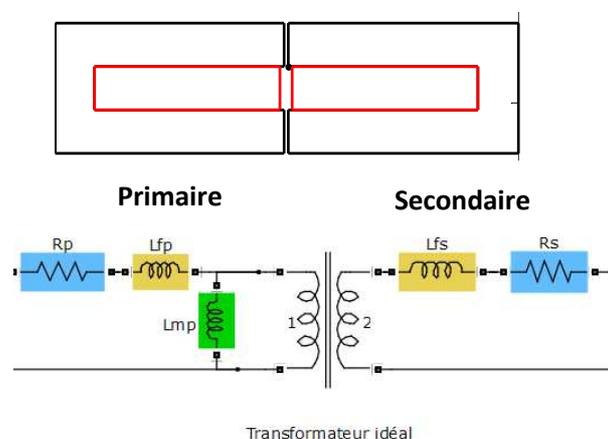


Figure III-35 : Caractéristiques du transformateur tournant de test et schéma électrique en T

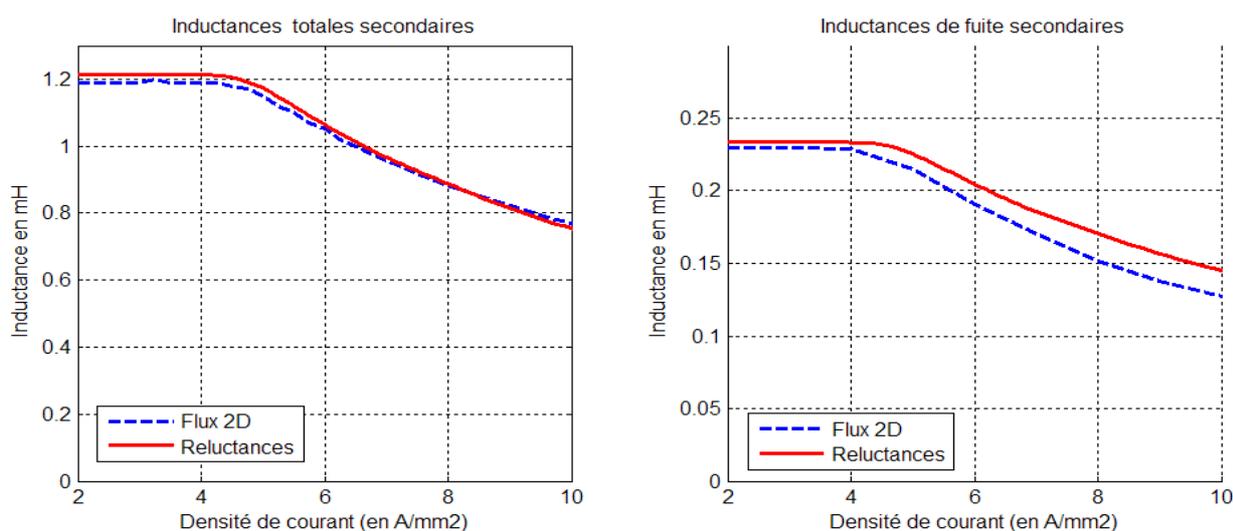


Figure III-36 : Comparaison des inductances secondaires en fonction des densités de courant (facteur de remplissage unitaire)

En régime linéaire, les deux modèles diffèrent de 5 % pour le calcul des inductances secondaires. Le modèle à base de réductances surestime légèrement les valeurs. En régime saturé, la différence entre les deux modèles reste inférieure à 5 % pour l'estimation de l'inductance totale mais atteint 13 % pour le calcul de l'inductance de fuite, en raison notamment des hypothèses sur le trajet des lignes de champ du modèle réductant.

3.2.5.2 Validation expérimentale en régime linéaire

La validation expérimentale est basée sur la structure coaxiale en SMC d'Höganäs (obtenue après optimisation pour le cahier des charges VALEO présenté au premier paragraphe) opérant à 3.5 kHz et dont les caractéristiques sont rappelées en annexe.



Figure III-37 : Vue du prototype avec primaire en deux demi-coques et secondaire

La détermination des inductances totales du primaire (somme de l'inductance de fuite L_{fp} et magnétisante L_{mp}) et du secondaire est obtenue par un essai à vide du transformateur alimenté par une source sinusoïdale de courant contrôlée en amplitude et fréquence (GBF et amplificateur de puissance KEPKO BOP 100-4M limité à 200Vpp et 8App). La bande passante de l'amplificateur de puissance est supérieure à 10 kHz ce qui garantit une absence d'atténuation du signal injecté jusqu'à une fréquence de 5 kHz. Aux vues des faibles ampères tours mis en jeu (nombre de spires primaire de 11 et secondaire de 34 pour un courant maximum de 8App), le transformateur en SMC Somaloy 500 n'est jamais saturé.

Comme les ondes de tension et de courant sont parfaitement sinusoïdales, la mesure de l'inductance totale est réalisée à partir d'une estimation des impédances :

$$L = \frac{\sqrt{\left(\frac{U_p}{I_p}\right)^2 - R^2}}{2 \pi f} \quad \text{Eq. III-15}$$

avec U_p la tension crête primaire, I_p le courant crête primaire, R la résistance du bobinage et f la fréquence.

La résistance du bobinage concerné (R_p ou R_s) a été déterminée par une mesure volt-ampèremétrique. Elle influe peu sur le calcul (sauf aux basses fréquences), le rapport U_p/I_p lui étant en général 10 fois supérieur. Les mesures sont réalisées pour différentes fréquences et différentes amplitudes de courant.

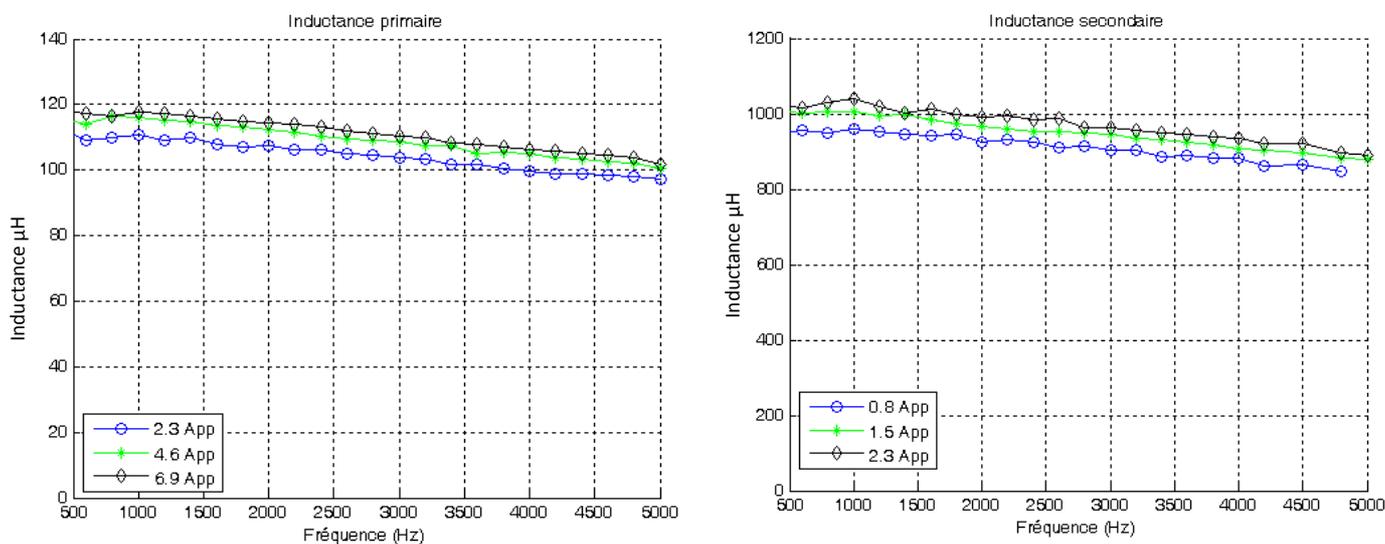


Figure III-38 : Mesures des inductances totales en fonction de la fréquence et du courant injecté

La valeur des inductances diminue avec l'augmentation de la fréquence comme le confirment les mesures d'Höganäs. Elle est imputable à une diminution de la perméabilité relative des SMC avec la fréquence par effet de peau de manière similaire à celui des tôles FeSi.

On observe également une variation de l'inductance en fonction du courant injecté traduisant l'existence d'une zone de Rayleigh pour ce matériau. Cette constatation est mise en évidence par des mesures complémentaires à fréquence fixe.

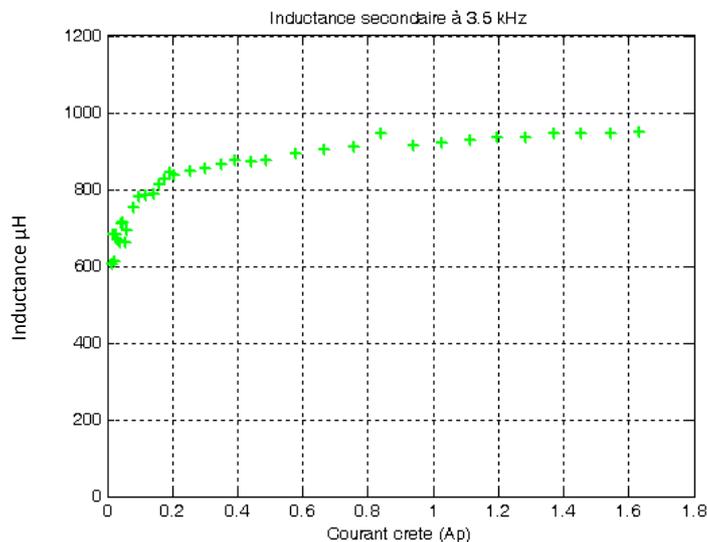


Figure III-39 : Mesures de l'inductance totale secondaire en fonction du courant injecté pour une fréquence de 3.5 kHz

Pour les faibles fréquences (1<kHz), l'inductance primaire est de 110 µH et l'inductance secondaire de 1020 µH, contre 105 µH et 920 µH à 3.5 kHz, fréquence à laquelle le transformateur a été dimensionnée.

Dans les mêmes conditions, (même géométrie obtenue à des dimensions réelles du prototype), le tableau ci-dessous fournit la valeur calculée, par le réseau de réluctances, des inductances primaire et secondaire totales en fonction de 3 perméabilités relatives du SMC :

Inductance (µH)	μ_r 150	μ_r 250	μ_r 350
Primaire	97	113	121
Secondaire	896	1051	1135

Figure III-40 : Calcul des inductances totales en fonction de la perméabilité relative

Pour une perméabilité relative de 350 (valeur issue des datasheets pour la nuance Somaloy 500 du fabricant Höganäs), l'erreur relative entre le modèle et les mesures est de 11 %. Outre la précision des mesures évaluée à 5 %, cette différence est imputable aux hypothèses du modèle à réluctances, à la mesure des dimensions géométriques exactes (principalement de l'entrefer) mais surtout à l'estimation de la valeur de la perméabilité relative des SMC. La valeur de 350 est en effet une perméabilité relative maximale mesurée sur un échantillon torique non usiné à faible fréquence. A l'inverse, les gorges du prototype sont usinées et le matériau est sollicité par des champs magnétiques de faible amplitude ne correspondant pas aux conditions de détermination de cette perméabilité.

3.2.6 Modèle thermique

Le modèle thermique permet de déterminer la température moyenne, en régime permanent, du transformateur en 6 points distincts au moyen d'un réseau de résistances thermiques axisymétrique. L'environnement thermique immédiat du système de transmission d'énergie sans contact étant difficilement connu lors du stade de conception, le modèle est basé sur deux hypothèses :

- La température de l'arbre, sur lequel est monté le transformateur, est fixée au niveau du cahier des charges.
- Les échanges thermiques au niveau du primaire mécaniquement fixe se font uniquement par convection naturelle et ne prennent donc pas en compte le logement dans lequel le transformateur est fixé. La température de l'air ambiant est un paramètre d'entrée du cahier des charges.

3.2.6.1 Réseau de résistances thermiques

Comme dans le cadre de la modélisation magnétique, la structure est décomposée en cellules élémentaires puis modélisées par un ensemble de résistances traduisant les flux de chaleur axiaux, orthoradiaux ou radiaux. Dans ce cas, il est nécessaire de distinguer les échanges de chaleur par conduction, par convection et rayonnement (rassemblés au sein de la même résistance) ainsi que les sources de chaleur comme les pertes Joule et les pertes fer.

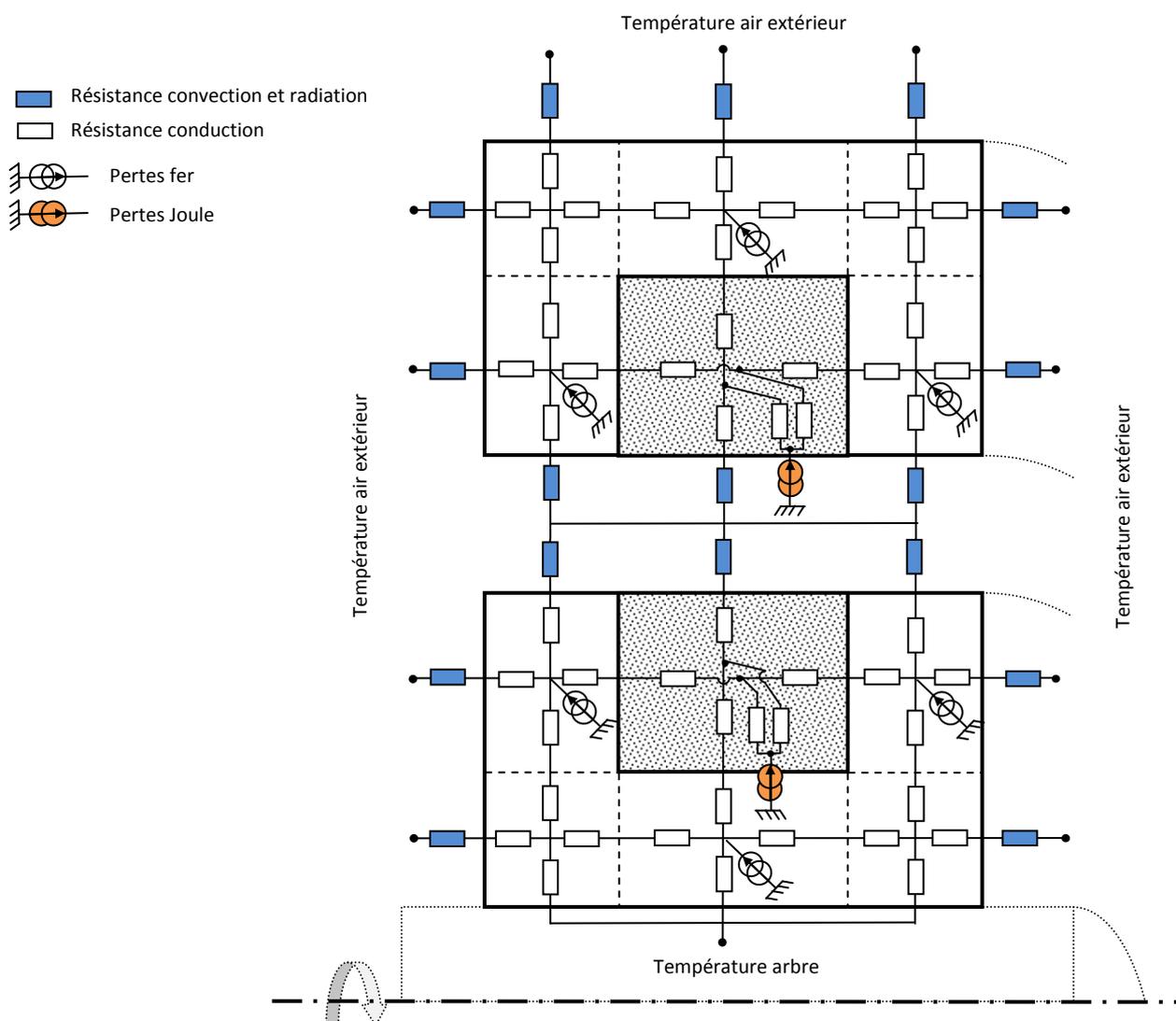


Figure III-41 : Réseau de résistances thermiques du modèle thermique

Le calcul des résistances par conduction et rayonnement est conforme aux principes édictés dans le chapitre 2 paragraphe 2.2.3.2, à savoir la résolution de l'équation de la chaleur et la loi de Stefan-Boltzmann.

La modélisation des phénomènes de convection utilise le même type de corrélations empiriques :

- Culasse statorique : comme le transformateur est monté horizontalement, la surface d'échange de la partie supérieure de la culasse avec de la convection naturelle sur surface cylindrique horizontale lisse. De nombreux auteurs [9] utilisent alors la corrélation de Churchill et Chu sur un cylindre horizontal (Eq II-36 chapitre 2).
- Surface latérale des jambes : la surface d'échange est assimilable à un plan vertical. Comme le stator est assez proche du rotor tournant, l'air brassé par ce dernier refroidi également les jambes de la culasse statorique. L'écoulement au niveau des jambes est donc mixte, c'est-à-dire en convection forcée sur une partie de la longueur de la culasse puis par convection naturelle sur une autre partie en fonction notamment de la hauteur des jambes. Nous ferons l'hypothèse que le régime d'écoulement est uniquement par convection naturelle en sur estimant donc la température des culasses. Dans ce cas, nous utilisons la corrélation de Churchill et Chu sur plan (Eq II-39 chapitre 2).
- Entrefer : l'entrefer est une zone d'air limitée par deux cylindres coaxiaux dont un est en rotation pure. En supposant que les deux cylindres sont totalement lisses, ce qui n'est pas réellement le cas à cause des encoches, l'écoulement de rotation est caractérisé par la formulation de Taylor (Eq II-41 chapitre 2).
- Rotor : le rotor est assimilable à un disque en rotation en régime laminaire, le coefficient de convection est obtenu par la formulation de Dorfmann (Eq II-45 chapitre 2).

3.2.6.2 Sources de chaleur

Les sources de chaleur du modèle thermique nodal sont les pertes Joule et les pertes fer.

Les pertes Joule sont déterminées selon les formules du paragraphe 2.2.1.1 du chapitre 2 en prenant en compte à la fois la dépendance des résistances en fonction de la température et de l'effet de peau.

Dans le cadre du dimensionnement optimal, les formules empiriques de calcul des pertes fer les plus couramment utilisées sont des corrélations analytiques basées sur des mesures effectuées sur des échantillons soumis à des champs sinusoïdaux (voir chapitre 2).

Nous baserons notre estimation de pertes fer sur l'hypothèse du premier harmonique en supposant donc que les inductions sont purement sinusoïdales et déterminées à partir du modèle magnétique à base de schéma réductant. Ensuite, nous choisissons la formulation de Steinmetz, les pertes dans les SMC étant essentiellement hystérétiques en raison de la présence du liant séparant les particules de fer et limitant les courants induits :

$$P_{fer} = C f^y B^x \quad \text{Eq. III-16}$$

où f est la fréquence en Hz, B l'induction crête en T, C x et y sont des coefficient de Steinmetz obtenus par interpolation sur des mesures du fabricant.

D'autres auteurs, comme Guo, proposent une approche similaire à partir du modèle de Bertotti sinusoïdal [27].

3.2.6.3 Mesures sur prototype

Le banc d'essai est constitué du prototype (issu de la conception optimale développée au paragraphe suivant) de transformateur tournant coaxial en statique (non tournant) équipé de 4 thermocouples de type T (bobinage primaire, partie centrale de la culasse primaire, partie latérale de la culasse primaire et partie centrale de la culasse secondaire). Les thermocouples sont reliés à un conditionneur datalogger GL200A avec une résolution de 0.1°C. Dans la plage de températures mesurées, la précision de l'appareil est de 2°C. La validation consiste à chauffer le primaire du transformateur au moyen d'une source de courant contrôlée (alimentation de laboratoire) et de mesurer l'évolution des températures du transformateur ainsi que la température ambiante. Une fois le régime permanent atteint, le courant et la tension primaire sont mesurés afin de déterminer les pertes Joule primaires.

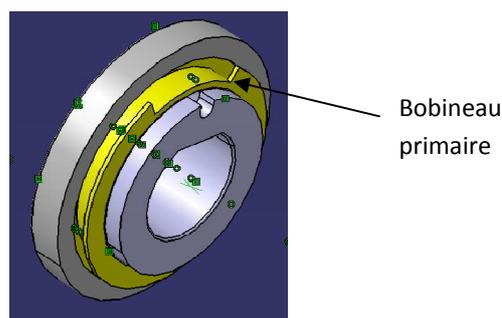
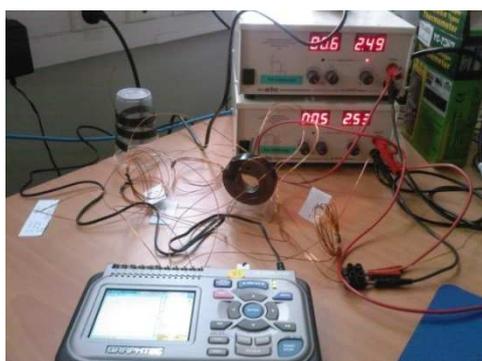


Figure III-42 : Banc d'essai thermique et coupe du transformateur tournant étudié

Le modèle thermique précédent a été modifié afin de se conformer aux conditions expérimentales. Le transformateur étant fixe, les coefficients de convection au niveau du secondaire sont calculés avec la corrélation de Churchill et Chu sur plan et non celle de Dorfman. De plus, la hauteur d'entrefer est maintenue constante par l'intermédiaire d'un scotch isolant de conductivité thermique 0.3 W/m.K. Enfin, le bobinage primaire intérieur est maintenu fixe dans son logement par une bague en PA 6.6 (bobineau primaire) cylindrique et de section en U ajoutée au modèle de base.

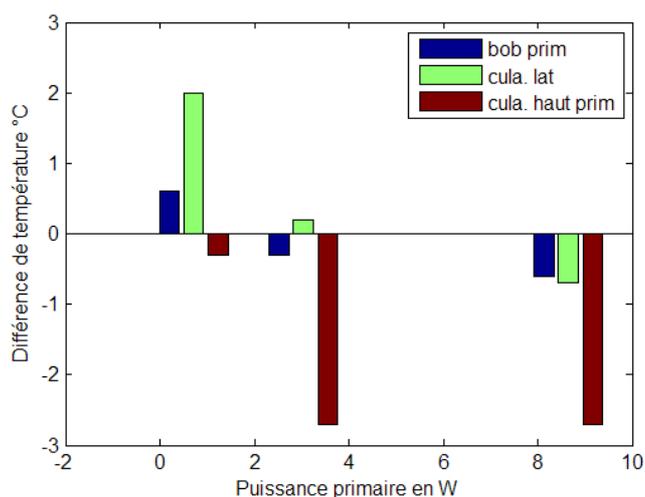
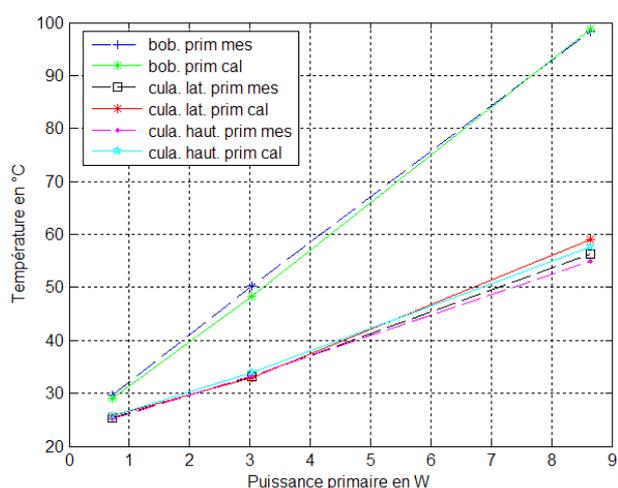


Figure III-43 : Evolution des températures du transformateur (gauche) et de la différence de températures mesure et modèle (droite) en fonction des puissances primaires

L'écart entre les températures estimées et mesurées n'excède pas 3°C pour les trois puissances mises en jeu, ce qui valide le modèle thermique nodal.

3.2.7 Modèle électrique

Le modèle électrique non linéaire, repose sur un schéma électrique équivalent avec l'hypothèse que l'onduleur délivre une tension purement sinusoïdale (premier harmonique). Les équations de circuit sont résolues par une méthode de calcul numérique des équations différentielles ordinaires comme les méthodes à pas variables de Rosenbrock des toolboxes Simulink et Simpower de MATLAB.

Le modèle détermine la forme d'onde des courants primaire et secondaire du transformateur ainsi que l'amplitude du courant dans la charge.

3.2.7.1 Schéma électrique équivalent

Le réseau électrique s'appuie sur la toolbox Simpower de Matlab et comprend un onduleur, piloté avec une stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI) intersective à deux niveaux, modélisé par une source de tension purement sinusoïdale selon l'hypothèse du premier harmonique. L'amplitude de la tension est égale à la tension du bus continu diminuée des chutes de tension des interrupteurs de puissance.

Le transformateur est représenté par un schéma en T dont les paramètres sont issus du modèle magnétique pour les inductances et du modèle thermique pour les résistances.

Les diodes du pont de diodes parallèle double sont implémentées avec une résistance à l'état bloqué et une source de tension (tension directe) associée à une résistance à l'état passant.

Finalement, la charge du transformateur composée d'une résistance en série avec une inductance est représentée par une source de courant continue, du fait d'une part de la forte valeur de l'inductance de la charge lissant fortement le courant et d'autre part que seul le régime permanent électrique est dimensionnant pour l'application.

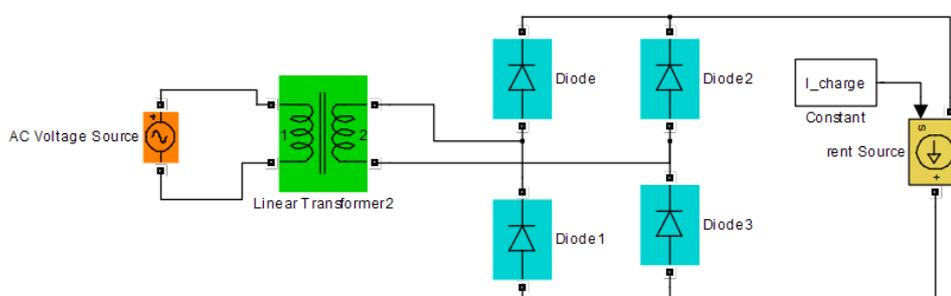


Figure III-44 : Modèles électrique implémenté sous MATLAB

A la différence du modèle purement analytique de Perottet [19], le modèle permet de prendre en compte :

- L'empiètement au niveau du pont de diodes du fait des inductances de fuite du transformateur sans recourir à une hypothétique forme d'onde sinusoïdale du courant secondaire
- Les chutes de tension de chaque composant du système en particulier pour une faible tension de bus continu de 12 Vdc.

3.2.7.2 Pertes dans l'onduleur

Les pertes de l'onduleur se répartissent entre les pertes en commutation et les pertes en conduction.

Pour les Mosfets, les pertes en conduction se déduisent à partir de l'évaluation du courant efficace I_{moseff} circulant dans le Mosfet et de la résistance à l'état passant du composant R_{dson} , soit :

$$P_{mosconc} = R_{dson} I_{moseff}^2 \quad \text{Eq. III-17}$$

Sous l'hypothèse de décroissance ou croissance linéaires des courants et tensions au cours des commutations des Mosfets pour une commutation dure sans assistance, les pertes en commutation peuvent être approximées par :

$$P_{moscom} = \frac{1}{2} V_{max} I_{max} (t_r + t_f) f \quad \text{Eq. III-18}$$

avec V_{max} et I_{max} la tension et le courant maximal aux bornes du composant, t_r et t_f les temps de montée et de descente et f la fréquence de découpage.

3.2.7.3 Validation

La validation du modèle consiste à comparer les formes d'ondes obtenues par le modèle à base de circuit électrique équivalent et le logiciel de simulation de circuit ORCAD Pspice pour le même circuit électrique avec les mêmes composants.

La comparaison entre les deux méthodes porte sur l'étude du régime établi du transformateur.

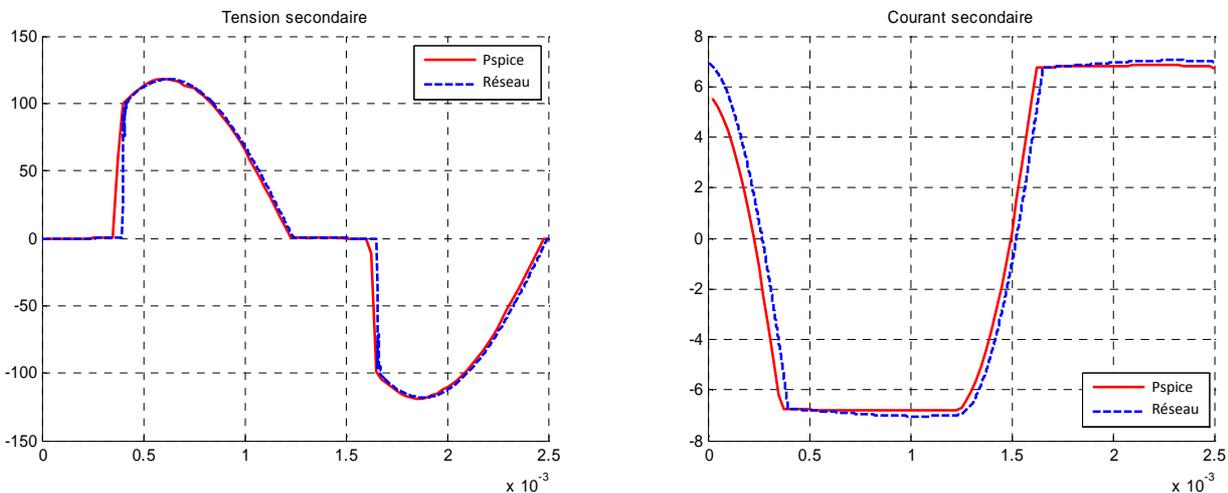


Figure III-45 : Comparaison entre les formes d'onde obtenue avec ORCAD (Pspice) et le réseau électrique équivalent

Les formes d'onde de tension et de courant secondaires des deux modèles (Pspice et Matlab) présentent une bonne corrélation. Les légères différences sont imputables d'une part au modèle plus complet de diode de Pspice ainsi qu'à un algorithme de résolution de circuit à pas variable différent pour les deux modèles.

Le phénomène d'empiètement est par ailleurs bien visible au niveau de la tension secondaire en raison des inductances de fuite liées à la présence d'un entrefer.

3.3 Exploitation de la modélisation dans le cadre de dimensionnements optima

Dans un premier temps, la modélisation précédente liée à un algorithme d'optimisation a été exercée sur le cahier des charges présenté en début de ce paragraphe. Le résultat optimal a été prototypé puis validé sur banc. Dans un second temps, les modèles ont été étendus à diverses structures électroniques (Forward, onduleur avec pleine onde décalée) dans un but de comparaison de performances.

3.3.1 Optimisation 1 avec prototype

3.3.1.1 Définition du problème d'optimisation

Selon le cahier des charges évoqué précédemment le dimensionnement optimal du transformateur tournant coaxial consiste à maximiser la compacité de la structure, pour un point de fonctionnement à chaud (température de l'air ambiant de 125°C et de l'arbre de 140 °C) correspondant à une charge de 4.7 Ω pour un courant de 3 Adc. Les rayons dimensionnants étant fixés, la fonction objectif est donc la largeur du transformateur :

$$f_{\min} = L_{ar} \quad \text{Eq. III-19}$$

Les contraintes de l'optimisation portent sur les domaines :

- Fabrication : la technologie des poudres induit une épaisseur minimale de paroi de 3 mm
- Thermique : avec une température bobinage ne devant pas dépasser 170°C
- Tension du bus continu maximale de 13.5 Vdc
- Rayon extérieur du stator (R_{cube}) limité par le diamètre maximum du transformateur alloué dans le cahier des charges
- Rendement minimal de l'ensemble transformateur et électronique fixé à 65%

Les variables d'optimisation sont bornées de la façon suivante :

L_e	3 mm	27 mm
L_{ar}	9 mm	50 mm
H_{eh}	3.5 mm	50 mm
H_{eb}	2 mm	50 mm
H_{cuh}	4 mm	15 mm
R_{cube}	15 mm	28 mm
Freq	200 Hz	5 000 Hz
N_s, N_p	1	50

Figure III-24 : Bornes des variables d'optimisation

La fréquence de 5 kHz correspond à la fréquence maximale pour laquelle les caractéristiques des SMC Somaloy 500 (courbe de première aimantation et pertes fer issues de données fabricant).

L'algorithme d'optimisation utilisé est de type SQP avec utilisation plusieurs solutions initiales faisables obtenues à partir des règles de l'art. L'optimisation du nombre de spires est réalisée en deux étapes : au cours d'une première optimisation il est considéré comme réel, puis la valeur optimale est arrondie à l'entier le plus proche et une nouvelle optimisation est effectuée en considérant le nombre de spires comme un paramètre d'entrée et non une variable d'optimisation. Le temps de calcul d'une optimisation SQP moyen est de 11h22.

3.3.1.2 Résultat de l'optimisation

Le processus d'optimisation est lancé avec le cahier des charges précédent. Les principales caractéristiques de la solution optimale sont rappelées ci-dessous (voir les annexes pour plus de détails) :

Freq	3.5 kHz
Lar	15.7 mm
N_s	34
N_p	11
Rendement total	65 %
Induction max	70 mT
Température max	166 °C
Tension batt	13.5 Vdc

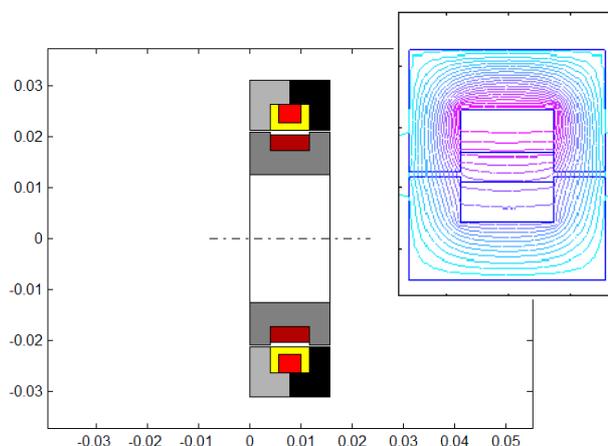


Figure III-25: Principales caractéristiques du transformateur tournant optimal (gauche), Coupe du transformateur tournant avec tracé des lignes de champ (droite)

Une des directions privilégiées pour la minimisation de la largeur du transformateur tournant passe par l'augmentation de la fréquence fondamentale des courants. Elle favorise la diminution du courant magnétisant mais contribue à l'augmentation des pertes fer (l'induction ne décroît pas aussi vite que l'augmentation de la fréquence) et surtout à l'augmentation des pertes en commutation de l'onduleur. En effet, la stratégie de commande envisagée étant une MLI intersective à deux niveaux, la fréquence de la porteuse est estimée en première approximation à dix fois la fréquence de la modulante soit 35 kHz. Le rendement global constitue par ailleurs la contrainte limitante du dimensionnement.

La température maximale de 165 °C est inférieure au maximum de 170°C. Cette température est afférente au bobinage primaire fixe qui est moins bien refroidi que le bobinage secondaire tournant.

Force est également de constater que le matériau magnétique du transformateur est utilisé dans sa zone de fonctionnement linéaire avec une induction maximale de 70 mT. Cette induction maximale est due à l'augmentation de fréquence. En effet selon la loi de Faraday, une augmentation de fréquence conduit à section magnétique, tension d'alimentation et nombre de spires constants, à une diminution de l'induction.

La tension est constante du fait de la limite en tension du bus continu. De plus, la section est constante car les épaisseurs des jambes et parties centrales des culasses sont limitées par les contraintes de métallurgie des poudres (dans le cas présent, la largeur des jambes des culasses est de 3 mm).

Enfin, le transformateur fonctionne en abaisseur de courant et élévateur de tension car d'une part le bobinage de la machine actuel est dimensionné pour une tension de 12 Vdc et d'autre part la tension du bus continu de 13.5 Vdc doit compenser les chutes de tensions des divers interrupteurs du primaire, du transformateur mais également du pont de diodes.

Il serait plus intéressant d'optimiser également le nombre de spires de l'excitation avec le reste du transformateur afin notamment de diminuer le courant primaire, source de pertes Joule et de pertes importantes dans l'onduleur, ce qui n'a pas été envisagé au cours de cette étude.

Le graphique ci-dessous montre que l'essentiel des pertes du système de transmission d'énergie sans contact est produit par l'onduleur. L'importance des pertes en commutation 8.6 W est relative la fréquence de commutation élevée et peut être réduite avec le choix approprié de composants ou par l'amélioration de la stratégie de commande de l'onduleur. Les pertes dans le transformateur sont dominées par les pertes Joule, les pertes fer étant réduites du fait des faibles inductions mises en jeux.

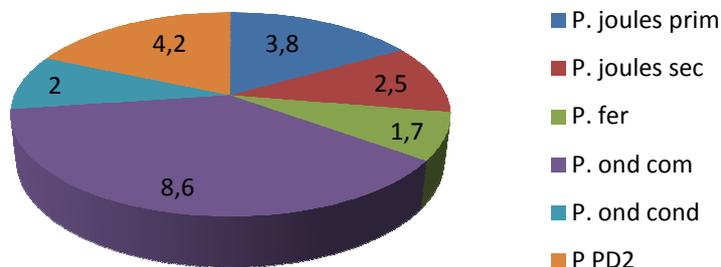


Figure III-26 : Répartition des pertes du transformateur en W

3.3.1.3 Validation du dimensionnement optimal

3.3.1.3.1 Validation à froid sur MicroAutobox et onduleur en demi pont

Le transformateur tournant « optimal » est alimenté par un onduleur monophasé à diviseur capacitif, piloté par la MicroAutobox 1401/1501 de dSPACE et possède le bobinage d'excitation d'une machine synchrone à griffes comme charge. Le bras de pont de l'onduleur provient d'un module de la Rapid Pro supportant un courant maximum de 30A permanents (Mosfet IRF 2804S). La Rapid Pro et la MicroAutobox piloté sont alimentées par le même bus continu supportant une tension maximum de 20 Vdc.

Le pont de diode est réalisé avec des diodes Schottky MBR1045 possédant une tension inverse de 45 V un courant direct de 10A et un temps de recouvrement inverse de 65ns. Leur chute de tension directe est de 0.4 V à 10A.

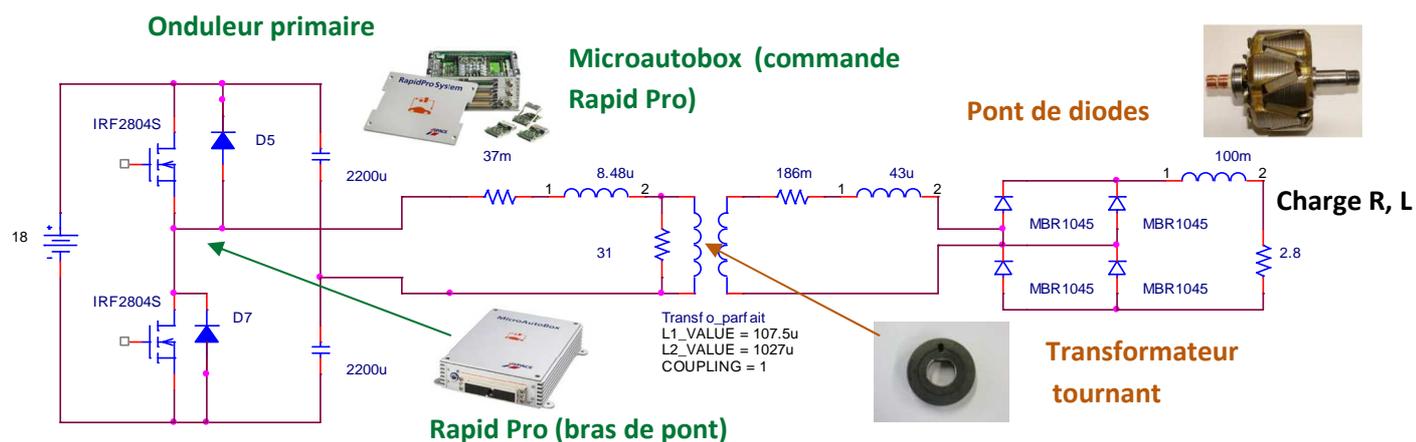


Figure III-27 : Synoptique du banc de test du transformateur tournant

Le choix du type d'onduleur (demi-pont par rapport au pont complet initialement prévu) est lié aux limitations des périodes de découpage acceptables pour la MicroAutobox de 80µs (12.5 kHz) pour la gestion de deux bras de pont (module triphasé ou deux monophasés), notre application requérant une fréquence minimale de 35 kHz.

La stratégie de commande de l'onduleur est une MLI de type intersective à deux niveaux. Le signal MLI, découpé à 35 kHz, est modulé par une porteuse sinusoïdale de 3.5 kHz. Le rapport cyclique α suit la loi d'évolution temporelle :

$$\alpha = 0.5 + \beta \sin(\omega t) \quad \text{Eq. III-20}$$

avec ω la pulsation de la modulante en rad/s et β la profondeur de modulation admettant une valeur maximale de 0.48.

La validation est réalisée à froid (25°C) et consiste à vérifier que le courant débité par la MicroAutobox est de 3.45 Adc pour une amplitude de tension primaire en sortie d'onduleur de 9.5 V crête, un rapport de modulation de 0.48 et une fréquence de modulante de 3.5 kHz. Pour cet essai, le transformateur est fixe.



Figure III-27 : Transformateur tournant monté sur le banc d'essai Microautobox

Le graphique ci-dessous donne l'évolution des courants dans le bobinage d'excitation de l'alternateur en fonction du rapport cyclique de l'onduleur primaire et de la tension du point milieu relevée avec une sonde PR30 et un oscilloscope numérique Yokogawa DL408.

Le courant de 3.45 Adc est obtenu pour une tension de point milieu de 9 V crête et un rapport cyclique de 0.5. La tension de 9V crête correspond à 18 Vdc de tension de bus continu soit 2 volt en dessous de la tension maximale admissible par la RapidPro.

Le prototype est légèrement plus performant que le modèle ne le prévoit en raison de la chute de tension à l'état passant des diodes Schottky utilisées. Elle est en effet de 0.4 V contre 0.8 V tel que considéré dans l'optimiseur.

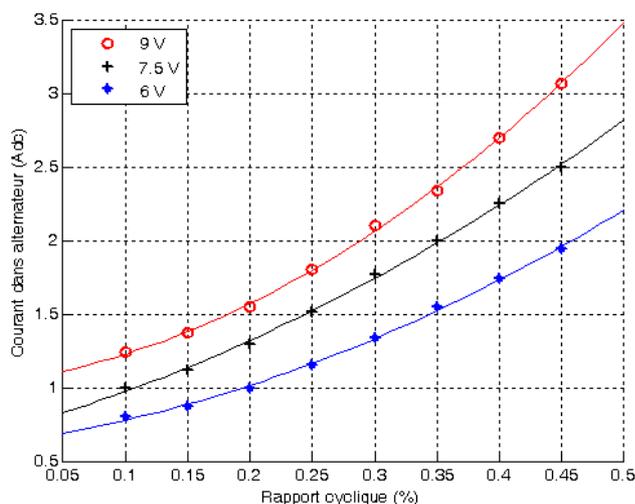


Figure III-28 : Courant débité dans le bobinage d'excitation de l'alternateur en fonction du rapport cyclique et de la tension du point milieu

3.3.1.3.2 Validation à froid sur dSPACE 1103 avec onduleur en pont complet

Le banc d'essai est cette fois constitué d'un onduleur 500 Aeff en pont complet (décrit dans [11]) commandé par une carte dSPACE 1103. Le transformateur est toujours chargé par le bobinage d'excitation de la machine à griffe précédente associé à un pont de diodes tournant de type STPS1045B (diodes montées en surface avec des caractéristiques identiques aux MBR1045).

Le primaire fixe du transformateur est logé dans un bâti en duralumin déporté afin de faciliter les prises de mesures et l'étude de différentes machines. Le rotor du transformateur est monté sur un arbre également en duralumin entraîné en rotation par l'intermédiaire d'un moteur à courant continu Parvex.

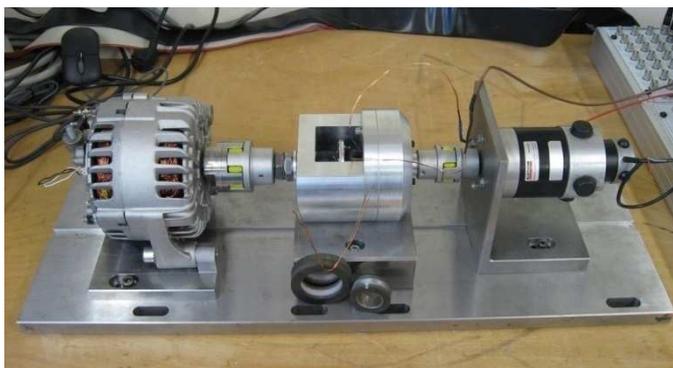
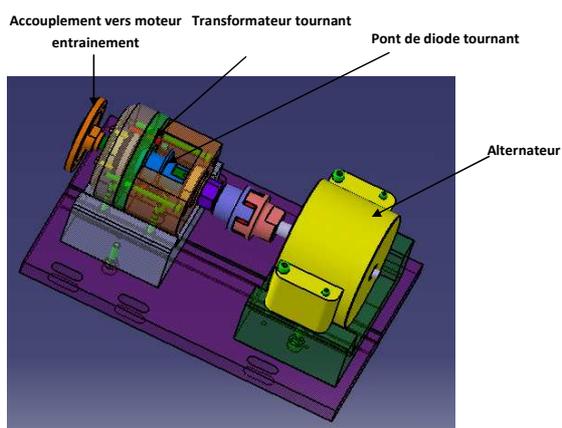


Figure III-29 : Transformateur tournant monté sur le banc d'essai dSPACE

Dans un premier temps, le banc démontre que le niveau sonore émis par le transformateur est faible, malgré une fréquence de modulante de 3.5 kHz.

Ensuite, pour une vitesse de rotation de 1000 tr/min le point de base (3.45 Adc) a été atteint pour une tension de batterie de 13 Vdc et un rapport cyclique de 0.45 confirmant les résultats précédents.

Dans ces conditions, le rendement de l'ensemble alternateur et pont de diodes (sans onduleur) est de 75% contre 83 % initialement prévu. Cette différence est imputable essentiellement à la longueur des fils du bobinage primaire de section plus faible que calculée dans les modèles. La résistance primaire a en effet été mesurée à 70 mΩ au lieu des 30 mΩ prédéterminées ce qui se traduit par une augmentation de 4 W des pertes Joule.

3.3.2 Optimisation 2 : comparaison de différentes topologies

Cette optimisation consiste à comparer différentes topologies de convertisseurs (double Forward, onduleur MLI en pleine onde décalée (POd)...) sur le même cahier des charges. Les modèles électrique et thermique ont été adaptés afin de prendre en compte ces diverses topologies.

3.3.2.1 Cahier des charges et modification des modèles

La comparaison des topologies porte sur un critère de rendement total, c'est-à-dire du transformateur et de l'électronique associée.

Le transformateur est inséré dans un logement, en face arrière d'une machine synchrone à griffes, dont l'encombrement est limité aux dimensions suivantes :

- Rayon intérieur : 5 mm
- Rayon extérieur : 18.75 mm
- Largeur maximale : 24 mm

La charge alimentée présente une résistance de 2.5 Ω à froid et de 4.2 Ω à chaud. A froid, la charge nécessite un courant de 4.5 Adc (soit 50 W) à froid et 2.7 Adc à chaud. Ces deux points sont pris en compte lors du dimensionnement.

Afin de comparer les rendements des structures de manière impartiale, les composants suivants sont imposés :

- Convertisseur primaire : Mosfet avec R_{dson} de 10 m Ω et diodes de 0.2V de chute de tension directe pour une résistance dynamique de 8 m Ω . Les Mosfet du convertisseur MLI disposent toutefois d'un rise time et un fall time deux fois plus faible que ceux des deux autres convertisseurs.
- Pont de diodes secondaire : diodes de 0.7V de chute de tension directe pour une résistance dynamique de 15 m Ω

Les trois transformateurs sont fabriqués en SMC haute fréquence (<50 kHz) de perméabilité relative de 180. Les autres contraintes sont similaires au cahier des charges précédent.

Comme le transformateur fonctionne en régime linéaire, le modèle magnétique à base de réluctances saturables a fait place à un calcul éléments finis en régime linéaire utilisant la Pdetool de Matlab comme mailleur et le logiciel SEF comme solveur.

Ensuite, devant les faibles pertes du transformateur et les incertitudes sur l'environnement thermique extérieur du système de transmission d'énergie sans contact, le modèle thermique nodal a été remplacé par un modèle thermique à base de densités de courant (8 A/mm² à froid et 7 à chaud).

Enfin, le modèle électrique a été modifié afin d'intégrer un onduleur commandé en MLI intersective deux niveaux (sans hypothèse de premier harmonique), un double forward, un onduleur en pont complet avec une commande de type pleine onde décalée sous un environnement Matlab Simpower. Le modèle permet d'évaluer plus finement les pertes en conduction dans les convertisseurs. Les pertes en commutation sont toujours déterminées selon l'hypothèse de linéarisation des formes d'onde de tension et de courant.

L'optimisation est similaire à celle du précédent transformateur avec une méthode SQP et une gestion du nombre de spires en deux étapes.

3.3.2.2 Résultats

L'optimisation conduit aux structures suivantes :

	Onduleur MLI PD2	Forward	Onduleur P0d PD2
	Perméabilité relative : 180 Largeur : 24 mm Largeur encoche : 14.8 mm	Perméabilité relative : 180 Largeur : 24 mm Largeur encoche : 12.5 mm	Perméabilité relative : 180 Largeur : 24 mm Largeur encoche : 10.6 mm
Données électriques	Nombre de spires prim : 5 Nombre de spires sec : 17 Fréquence : 12 kHz Fréquence découpage : 120 kHz MLI trois niveaux	Nombre de spires prim : 7 Nombre de spires sec : 17 Fréquence : 34 kHz	Nombre de spires prim : 7 Nombre de spires sec : 13 Fréquence : 35 kHz Pleine onde décalée
Point à froid (4.5Adc 50W)	Densité sec. : 6.8 A/mm ² Densité prim. : 8.0 A/mm ² Pertes Transfo : 2.1 W Onduleur cond : 5.8 W Onduleur com. : 4.3 W Pont diodes : 6.9 W Rendement total : 72 %	Densité sec. : 5.7 A/mm ² Densité prim. : 8.0 A/mm ² Pertes Transfo : 3.1 W Onduleur cond : 2.5 W Onduleur com. : 2.4 W Pont diodes : 3.4 W Rendement total : 82 %	Densité sec. : 7.3 A/mm ² Densité prim. : 8.0 A/mm ² Pertes Transfo : 1.8 W Onduleur cond : 1.4 W Onduleur com. : 2.8 W Pont diodes : 6.9 W Rendement total : 81 %
Point à chaud (2.7Adc 30W)	Densité sec. : 4.2 A/mm ² Densité prim. : 5.5 A/mm ² Pertes Transfo : 1.8 W Onduleur cond : 2.6 W Onduleur com. : 2.4 W Pont diodes : 4 W Rendement total : 73 %	Densité sec. : 3.5 A/mm ² Densité prim. : 5.8 A/mm ² Pertes Transfo : 2.5 W Onduleur cond : 1.6 W Onduleur com. : 1.7 W Pont diodes : 2 W Rendement total : 80 %	Densité sec. : 4.5 A/mm ² Densité prim. : 5.1 A/mm ² Pertes Transfo : 1.7 W Onduleur cond : 0.3 W Onduleur com. : 0.9 W Pont diodes : 4 W Rendement total : 81 %

Figure III-29 : Résultats optimaux pour les trois types de convertisseurs

Pour les trois types de machines, l'optimiseur a logiquement maximiser la taille du transformateur, notamment avec une largeur de 24 mm afin d'obtenir le meilleur rendement, et ce pour les trois topologies. Outre les épaisseurs de culasses limitées par la métallurgie des poudres à 3 mm, la contrainte bloquante du dimensionnement réside dans la densité de courant primaire (8 A/mm^2). Finalement, comme pour le transformateur dimensionné précédemment l'essentiel des pertes se concentrent dans l'électronique et non dans le transformateur.

Toutefois, le transformateur alimenté par un onduleur MLI trois niveaux présente le plus de pertes (10% de rendement en moins) en raison de sa fréquence de modulante 3 fois plus faible que celle des montages forward ou MLI POd ce qui induit un courant magnétisant plus important.

De plus, les pertes en commutation sont deux fois plus grandes que le montage Forward car la fréquence de découpage est égale à 10 fois celle de la modulante (dans le cadre d'une stratégie de pilotage de type intersective à deux niveaux et ce malgré des composants plus rapides). Une stratégie de commande plus élaborée permettrait toutefois de réduire ces pertes.

Enfin, les pertes dans le pont de diodes sont deux fois plus importantes car deux diodes conduisent en même temps pour le PD2. L'importance de ces pertes résulte du choix du type de diode qui est la même pour tous les montages. Une diode à plus faible chute de tension ou Shottky serait plus adaptée.

Les transformateurs associés à des convertisseurs de type forward ou onduleur en pont complet commandés en POd présentent le même rendement pour les deux points de fonctionnement à chaud et à froid. La différence entre les montages provient du nombre de composants utilisés avec un net avantage pour le forward. Ce montage utilise toutefois plus de cuivre que l'onduleur POd, notamment avec une fenêtre de bobinage 2mm plus large. Enfin, l'utilisation de diodes à chute de tension plus faible serait particulièrement bénéfique au montage POd en raison de son pont de diode double au secondaire.

3.4 Conclusion

Les machines disposant d'un bobinage rotorique, comme les machines synchrones à rotor bobiné, les machines à griffes ou certaines machines à double excitation nécessitent un système de transmission d'énergie entre une électronique fixe et un bobinage rotorique tournant. Une solution usuelle consiste à utiliser un système bagues balais souffrant d'une durée de vie limitée et rendant difficile l'utilisation de ces technologies dans le cadre d'applications totalement intégrées comme les ADI du projet M2EI. Ce verrou technologique est levé avec l'utilisation d'un système de transmission d'énergie sans contact qualifié de transformateur tournant et composé d'un onduleur primaire, d'un transformateur cylindrique disposant d'un entrefer et d'un pont de diodes tournant secondaire.

Le dimensionnement optimal de ce transformateur tournant dans le cadre d'une application embarquée emprunte la méthodologie décrite au chapitre 2 à savoir un modèle multiphysique couplé associé à un optimiseur. Le transformateur choisi pour cette étude est une structure coaxiale avec onduleur MLI en pont complet.

Le modèle adopté est un triple modèle essentiellement semi-numérique : magnétique, électrique et thermique. Le modèle magnétique est un réseau de réductances saturables de type axisymétrique construit sur l'hypothèse que le transformateur est monté dans un logement amagnétique.

Le modèle est couplé avec un modèle électrique au travers du calcul des inductances saturables. Ce dernier est basé sur la théorie des réseaux électriques non linéaires (à cause des diodes) sous l'hypothèse que l'onduleur primaire délivre une tension purement sinusoïdale (premier harmonique). Il est finalement lié avec le modèle thermique, formé d'un réseau de résistances thermiques de type axisymétrique, par l'estimation des températures des bobinages.

Les trois modèles ont été validés séparément par des logiciels de référence (FLUX 2D et ORCAD) ainsi que des mesures sur prototype.

Ce modèle associé à un optimiseur SQP a permis de réaliser une première étude de faisabilité qui consiste à minimiser la largeur du transformateur débitant sur l'excitation d'une machine synchrone à griffes de type ADS opérant sur un point de fonctionnement à chaud. L'optimiseur a convergé vers un transformateur de 16 mm de large, ce qui légèrement moins que l'encombrement du système bague balais actuel. Les performances du transformateur en termes de débit et tenue thermique ont été validées par mesures sur prototype.

Une fois la faisabilité du système de transmission d'énergie assuré, les modèles ont été améliorés et étendus afin de prendre en compte d'autres types de convertisseur comme le double forward asymétrique et l'onduleur en pont complet avec pont de diodes double au secondaire et commandés en pleine onde décalée.

Une nouvelle optimisation avec pour fonction objectif le rendement du montage a démontré d'une part que l'essentiel des pertes des montages est concentré dans l'électronique et que d'autre part les transformateurs tournants à base de forward ou de pleine onde décalée permettraient d'améliorer le rendement global pour atteindre 80%, proche de systèmes bagues balais actuels.

4 Bibliographie

- [1] Vivier, S., "Notes sur la programmation d'un logiciel d'éléments finis." *Rapport interne LEC*. 2008.
- [2] Lovelace, E. D, Jahns, T. M. et Lang, J. H., "A saturating lumped parameters model for an interior PM synchronous machine." *IEEE trans. on industry application*. juin/ juillet 2002, Vol. 18, 3.
- [3] Biedinger, J.-M., et al., "Etude de faisabilité d'un alterno-démarrreur intégré. Comparaison des solutions asynchrone et synchrone à rotor bobiné." 1999.
- [4] Miller, T. J. E., et al., "Performance estimation of interior permanent magnet brushless motors using the voltage driven flux MMF diagramm." *IEEE trans. on magnetics*. juillet 2006, Vol. 42, 7, pp. 1867-1872.
- [5] Liwschitz, M., "Calcul de machines électriques." *SPES Lausanne*. 1967.
- [6] Binder, A., Schneider, T. et Klohr, M., "Fixation of buried and surface mounted magnets in high speed permanent magnet synchronous machines." *IEEE trans. on industry application*. juillet 2006, Vol. 42, 4, pp. 1031-1036.
- [7] Y.-K., Chin., "A permanent magnet synchronous motor for an hybrid electric vehicle : design analysis." *Master, KTH suède*. 2004.
- [8] Albert, L., "Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes : application au domaine automobile." *Thèse INPG*. 2004.
- [9] Biedinger, J-M et Vilain, J-P., "Dimensionnement des actionneurs électriques alimentés à fréquence variable sous faible tension ." *The european journal of applied physics (EJAP)*. 1998.
- [10] Gautreau, T., "Estimation des pertes fer dans les machines électriques. Modèles d'hystérésis Loss surface et application aux machines synchrones à aimants." *Thèse INPG*. décembre 2005.
- [11] Chedot, L., "Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alterno-démarrreur." *Thèse du LEC*. 2004.
- [12] Zivotic-Kukulj, V, Soong, W. L. et Ertugrul, N., "Iron loss reduction in an interior PM automotive alternator." *IEEE trans. on industry application*. 2006, Vol. 42, 6, pp. 1478-1486.
- [13] Legranger, J, et al., "Combination of Finite Element and Analytical Models in the Optimal Multi-Domain Design of Machines : Application to an Interior Permanent Magnet Starter Generator." *IAS 2008*. 5-9 octobre 2008.
- [14] Legranger, J., et al., "Design of a Brushless Rotor Supply for a Wound Rotor Synchronous Machine for Integrated Starter Generator." *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2007.
- [15] —. "A Coupled Magneto-thermal Model of Rotary Transformers for the Optimal Design of Claw Pole Alternators Excitation." *SIA Automotive APE*. septembre 2007.
- [16] Magnussen, F., et al., "Measurement on slip ring unit for characterization of performances."
- [17] Roberts, G., et al., "A contactless transfer device for power and data." *Proc. IEEE 1996 Aerospace Applications Conference, Aspen , Colorado*. 3-10 Fevrier 1996, pp. 333-345.
- [18] Landsmann, E., "Rotary transformer Design." *PSCS-70*. 1970, pp. 139-152.
- [19] Perrottet, M., "Transmission électromagnétique rotative d'énergie et d'information sans contact." *Thèse EPFL*. 2000.
- [20] Gagnon, J. M., et al., "A 100 MW variable frequency transformer on the hydro quebec network ." 2006.
- [21] Bosch, Gmbh., "Alternator with exciting means arrangement." *US patent 6.33.581*. décembre 2001.
- [22] Rosen, H. A., Jensen, B. R. et Hudspeth, T., "Wound rotor synchronous motor-generator and field control system therefor ." *United States Patent 5770909* . 23 jun 1998.
- [23] Petrinko, A., "Brushless electric exciter for dynamoelectric machines ." *US 6,483,218* . 22 novembre 2002.
- [24] Wiley, J., "Rotary transformers for spacecraft." 1985.
- [25] Foggia, A., "Méthode de calcul des inductances de fuite." *Techniques de l'ingénieur*. D 3440.

[26] Markovic, M., "Magnetic field analysis in electrical motor using conformal mapping." *Thèse EPFL*. 2004.

[27] Guo, Y. G., et al., "Core losses in claw pole permanent magnet machines with soft magnetic composite stators." *IEEE trans. on Magnetics*. septembre 2003, Vol. 39, 5, pp. 3199-3201.

Conclusion générale

Le véhicule hybride constitue une solution aux défis de l'automobile que sont la raréfaction des ressources énergétiques et des matières premières, la nécessité de concevoir des véhicules de moins en moins polluants ainsi que l'électrification croissante des automobiles. Cette hybridation contraint fortement les machines électriques en termes de profondeur de défluxage, encombrement, rendement, températures sous capot et tension batterie.

Nous avons présenté, dans le premier chapitre, les topologies de machines susceptibles de satisfaire ces contraintes. La classification a été réalisée en fonction du trajet du flux principal et la vitesse relative des champs rotorique et statorique en s'appuyant sur d'abondantes références bibliographiques. Deux grandes catégories de machines se sont révélées aptes à une utilisation pour une application moteur-générateur embarquée :

- Les machines radiales alliant une grande plage de défluxage, un bon facteur de puissance et un processus de fabrication mature, comme les machines à aimants enterrés, les machines à double excitation parallèle ou les machines asynchrones.
- Les machines axiales, particulièrement à deux stators et un rotor, sont des machines en devenir, de part leur forte puissance massique et leur faible inertie et, ce, malgré des problèmes mécaniques de maintien des entrefers axiaux et de choix de matériaux isotropes.

Ensuite, nous avons analysé les matériaux magnétiques destinés à des moteurs-générateurs embarqués en distinguant les matériaux durs (aimants permanents) et doux (tôles Fer-Silicium, SMC et Ferrites) ainsi que les domaines de fréquence d'utilisation.

Le deuxième chapitre est focalisé sur les méthodes et surtout les modèles multiphysiques couplés pour le dimensionnement optimal de ces structures mécatroniques. Après une analyse du cahier des charges spécifiant les contraintes et objectifs du problème, la méthodologie de conception consiste, en effet, à choisir les domaines de la physique concernés puis le type de couplage entre ces domaines avant d'appliquer un algorithme d'optimisation. Le choix des modèles de conception repose sur un compromis précision et temps de calcul, ce qui nous a permis de distinguer des approches :

- analytiques : rapides mais peu précises. Elles sont destinées à la modélisation de phénomènes empiriques complexes comme les pertes fer, les coefficients de convection thermique ou la résistance des matériaux
- numériques : précises mais lentes car capable de prendre en compte la géométrie exacte de la structure. Elles sont à base d'éléments finis, essentiellement statiques en deux dimensions
- semi-numériques : réalisant un compromis entre les modèles précédents. Elles sont partagées entre la théorie des réseaux électriques équivalents (thermique, magnétique, électrique) et la méthode de résolution formelle des équations de Maxwell

Pour chaque type de modèles, nous avons premièrement résumé leur domaine de validité. Ensuite, nous les avons appliqués à des problématiques propres à cette thèse, à savoir les machines à aimants enterrés ou surfaciques ainsi qu'un transformateur tournant coaxial. Finalement, nous les avons validés par des comparaisons avec des mesures ou des modèles de référence.

Enfin, nous avons recensé les méthodes d'optimisation selon leur ordre et leur caractère déterministe. Nous avons montré qu'une approche combinant deux modèles déterministes, le premier d'ordre 0 (donc sans calcul de dérivées) de type Sequential Simplex et le second d'ordre 2 de type SQP, permet de trouver plus précisément l'optimum global avec un temps de calcul raisonnable.

Dans le dernier chapitre, nous avons appliqué la méthodologie précédente au dimensionnement optimal de deux applications inhérentes au projet M2EI : une machine synchrone à aimants enterrés et un transformateur tournant.

La première concerne la conception de machines synchrones à aimants enterrés à bobinage distribué fonctionnant en alerno-démarreur. L'originalité de l'approche repose sur le choix d'un quadruple modèle multiphysique couplé et la possibilité d'utiliser le modèle pour différentes topologies de rotor avec des modifications mineures des modèles.

En particulier, le modèle magnétique détermine de manière automatique sous MATLAB des cartographies de flux selon la théorie de Park au moyen de calculs éléments finis en deux dimensions, en prenant en compte la saturation et la saturation croisée. Nous avons constaté que, bien que les hypothèses du modèle de Park ne sont pas entièrement satisfaites, les calculs de couple par cette méthodologie offre une bonne précision comparée à une méthode de dérivée de l'énergie par rapport à la position, beaucoup plus gourmande en temps de calcul.

De plus, le calcul éléments finis permet d'extraire la forme d'onde de l'induction dans l'entrefer et de facto d'estimer la forme d'onde de l'induction dans les culasses, par conservation du flux. Ces données, associées au modèle de pertes fer de Bertotti, nous ont permis de vérifier que les pertes fer en régime défluxé sont plus importantes qu'à vide, à cause de l'augmentation du taux d'harmonique.

Ensuite, le modèle électrique intègre une loi de commande de l'onduleur en couple avec recherche des courants dq optimum afin de maximiser le rendement total au point de dimensionnement requis en utilisant les flux calculés par le modèle magnétique et la température issue du modèle thermique.

Le modèle thermique est basé sur un réseau de résistances et de capacités thermiques en trois dimensions validé par mesures sur prototype refroidi par ailettes de refroidissement.

Finalement, nous avons confronté ce modèle multiphysique couplé avec un modèle utilisant des densités de courant pour la thermique sur un même cahier des charges, avec les mêmes optimiseurs. Les résultats ont démontré l'utilité du modèle thermique, le modèle à densité de courant ne prenant pas en compte l'échauffement lié aux pertes fer.

La seconde application concerne le remplacement du système bague balais des machines à bobinage rotorique par un système de transmission d'énergie sans contact qualifié de transformateur tournant, afin de lever le verrou technologique lié à l'usure des balais. L'apport concerne aussi bien l'utilisation et la mise en œuvre d'un matériau novateur que sont les SMC (Somaloy 500), que la création d'un triple modèle couplé dans un but de conception optimale.

Dans un premier temps, nous avons recherché et comparé les topologies de système de transmission d'énergie aussi bien en termes de formes du transformateur (coaxial ou en pot) que de topologies de convertisseur (double Forward et onduleur en pont complet) répondant aux critères d'une application automobile embarquée.

Ensuite, nous avons explicité le triple modèle couplé comprenant un modèle magnétique à base de réseaux de réductances saturées, un modèle thermique en régime permanent de type réseau de résistances thermiques et un modèle électrique fondé sur une théorie des réseaux électriques non linéaire. La particularité du modèle réside dans la prise en compte de la topologie exacte des convertisseurs (diodes, interrupteurs) dans le modèle.

Une première étude de faisabilité pour un transformateur coaxial en SMC avec onduleur MLI et pont de diodes complet, avec pour charge le bobinage d'excitation d'une machine synchrone à griffes, a permis de valider la démarche et le couplage des modèles. La fonction objectif consistait à minimiser la largeur du transformateur (critère d'intégration). Nous avons constaté que le transformateur opérait en régime linéaire et que le critère limitant résidait dans les pertes du convertisseur choisi plus que dans des températures maximale d'utilisation.

Dans une seconde approche, nous avons optimisé trois topologies de transformateurs sur un même cahier des charges avec une fonction objectif de type rendement. Nous avons constaté que les montages à base de double forward ou d'onduleur en pont complet commandé en pleine onde décalée permettaient d'améliorer le rendement global de l'application de 10% par rapport à un onduleur MLI.

Au terme de cette étude, une méthodologie globale de conception de structures électrotechniques fondée sur un ensemble de modèles multiphysiques couplés a été exposée, analysée et utilisée sur des cas concrets inhérents au projet M2EI.

Elle est transposable à la conception optimale de nombreuses structures de machines et permet de facto une comparaison relative de leurs performances sur un même cahier des charges, dans l'optique de choisir la meilleure topologie satisfaisant les exigences du projet M2EI.

Cette méthodologie n'est finalement ni figée en termes de modèles, avec la possibilité d'ajouter des modèles vibro-acoustiques par exemple, ni en termes d'optimiseurs. En effet, les optimisations paramétriques présentées au cours de cette thèse peuvent être remplacées, par exemple, par des techniques de Space Mapping visant à améliorer le temps de calcul en combinant des modèles grossiers corrigés par des modèles plus fins voire étendues à la prise en compte de variables entières, comme le nombre de spires, par des méthodes de Branch and Bound.

Annexes

Sommaire

1	ANNEXE 1 : DONNEES SUR LES TRANSFORMATEURS TOURNANTS EXISTANTS.....	176
2	ANNEXE 2 : COMPARAISON DES LOGICIELS SEF (MATLAB) ET FLUX 2D.....	177
3	ANNEXE 3 : CARACTERISTIQUES DU TRANSFORMATEUR OPTIMAL.....	178
4	ANNEXE 4 : COMPARAISON DES SOLUTIONS OPTIMALES	181

1 Annexe 1 : Données sur les transformateurs tournants existants

Caractéristiques du transformateur tournant de Roberts	
Puissance à transmettre (secondaire)	250 W
Tension primaire	28 à 50 V DC
Tension secondaire	28 à 50 V DC
Diamètre extérieur	155 mm
Diamètre intérieur	75 mm
Largeur	24 mm
Températures de fonctionnement	- 45°C + 90°C
Vitesses de rotation	0 à 31 tr/min
Type de transformateur	Pot C-Core en Ferrites
Convertisseur	Convertisseur à résonance

Caractéristiques du transformateur tournant de Perrottet	
Puissance charge secondaire	1700 W
Puissance primaire	2000 W
Rendement global	85 %
Tension primaire transformateur crête	470 V AC
Tension secondaire transformateur crête	280VAC min 320VAC max
Tension charge	263V DC
Diamètre extérieur transformateur	66 mm
Largeur transformateur	56 mm
Température air extérieur	40°C
Températures bobinages max	110°C
Hauteur d'entrefer	0.5 mm
Type de transformateur	Pot 66/56 en Ferrites 3F3 de Phillips
Convertisseur	Convertisseur à résonance avec capacités primaire et secondaire à 100kHz redresseur de type PD2

2 Annexe 2 : comparaison des logiciels SEF (MATLAB) et FLUX 2D

Dans un premier temps, nous comparons le logiciel FLUX 2D de CEDRAT considéré comme un standard et notre approche associant la Pdetool à SEF au sein de MATLAB.

L'étude consiste, premièrement, à calculer les flux dans les conducteurs parcourus par un courant I non nul, en utilisant la formulation suivante :

$$\Psi = \frac{n}{l} \iiint_V A J dV \quad \text{Eq. IV-1}$$

où A est le potentiel vecteur magnétique, J est la densité de courant et n le nombre de spires

Les flux dans les axes d et q s'en déduisent au moyen de la procédure évoquée dans le paragraphe précédent. Finalement, le couple moyen, est obtenu par la formule :

$$C = \frac{3}{2} p (\Psi_d(i_d, i_q) i_q - \Psi_q(i_d, i_q) i_d) \quad \text{Eq. IV-2}$$

où p est le nombre de paires de pôles.

La principale différence entre les deux logiciels se situe au niveau du maillage, à savoir le type d'éléments utilisés avec des triangles à trois nœuds (T3) pour la Pdetool contre des triangles à 6 nœuds (T6) associés à des quadrangles à 8 nœuds (Q8) pour FLUX 2D, ainsi que le nombre d'éléments avec respectivement 8842 pour Pdetool et 6894 pour FLUX 2D.

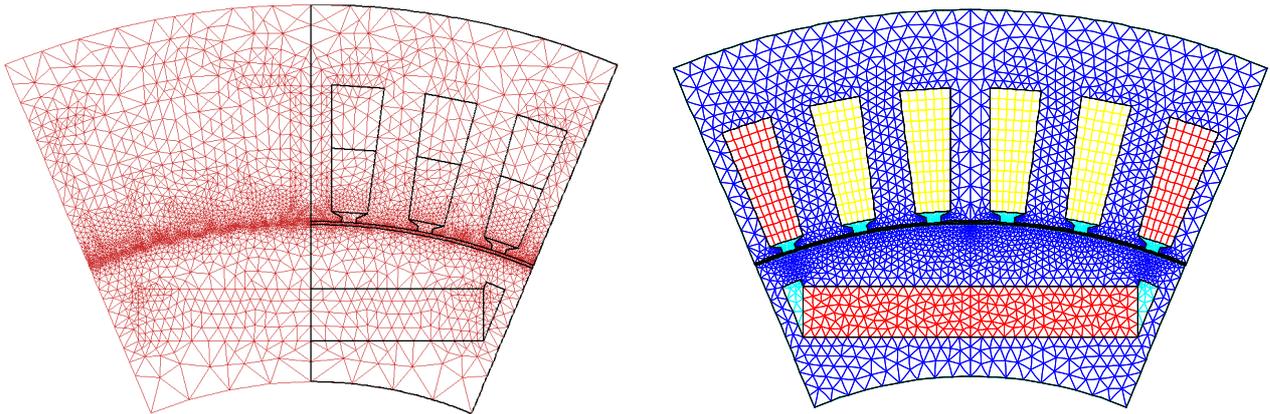


Figure IV-1 : Tracé du maillage de Pdetool (gauche) Flux 2D (droite)

Angle	90°	110°	170°
Pdetool	62.59	92.14	49.98
Flux 2D	62.73	92.25	50.09

Figure IV-2 : Calcul des couples (en N.m) pour un courant sinus de 600 Ap

Les valeurs déterminées par les deux modèles sont très proches à moins de 0.5% ce qui démontre que les différences de maillages n'influent pas sur le calcul de couple et de flux et valide le couplage des toolboxes Pdetool et SEF sous Matlab.

De plus, le temps de calcul d'un couple moyen par notre logiciel est rapide avec 7.4 secondes au total réparti entre les 4.25 secondes pour la création du maillage et les 3.15 secondes pour la résolution et le postprocessing avec un ordinateur portable du commerce (HP 8710w). Par ailleurs, il est important de noter que la mise à jour du maillage n'est nécessaire que pour une nouvelle structure et n'est donc réalisée qu'une seule fois lors du calcul de l'ensemble des points de fonctionnement d'une même machine.

3 Annexe 3 : Caractéristiques du transformateur optimal

Résultats du dimensionnement optimal du transformateur tournant à chaud (125°C)

1 / Paramètres géométriques

1.1 / Paramètres du cahier des charges

Rayon extérieur culasse haute (Rcuhe):
31.00 mm

Rayon intérieur culasse basse (Rcubi) :
12.00 mm

Hauteur d'entrefer (ent) : 0.30 mm

1.2 / Paramètres optimisés

Rayon extérieur culasse basse (Rcube):
20.85 mm

Largeur totale (Lar) : 15.70 mm

Hauteur d'encoche haut (Heh) : 5.10 mm

Hauteur d'encoche bas (Heb) : 3.60 mm

Largeur d'encoche haute (Leh) : 7.50
mm

Largeur d'encoche basse (Leb) : 7.50
mm

Nombre de spires bas : 34.00

Nombre de spires haut : 11.00

Fréquence : 3500.00 Hz

Hauteur culasse haute : 4.75 mm

1.3 / Paramètres déduits

Rayon extérieur culasse haute (Rcuhi) :
31.00 mm

Rayon intérieur culasse haute (Rcuhi) :
21.15 mm

Largeur de culasse haute et basse (Lcuh
Lcub) : 4.10 mm

Hauteur d'encoche bob bas (Hebbob): 3.10
mm

Hauteur d'encoche bob haut (Hehbob) :
3.60 mm

Hauteur de la culasse haute (yoke) (Hcuh)
: 4.75 mm

Hauteur de la culasse basse (yoke) (Hcub)
: 5.25 mm

1.4/ Paramètres Electriques Charge

Puissance requise dans la charge RL : 42
W

Puissance entrée convertisseur : 65 W

Résistance de charge : 4.70 Ohm

Intensité courant charge : 2.99 A

Courant haut crête : 12.49 A

Intensité courant haut efficace : 9.88 A

Tension haut crête : 11.63 V

Tension batterie : 13.63 V

2 / Résultats de calcul

2.2 / Schéma équivalent

Coeff de couplage bas : 0.97

Coeff de couplage haut : 0.94

Inductance basse fuite : 43 µH

Inductance haute fuite : 8.57 µH

Inductance magnétisante haute : 126 µH

Inductance magnétisante basse : 1206 µH

Résistance basse : 337 mOhm

Résistance haut : 38 mOhm

Résistance fer : 32 Ohm

2.3 / Conducteurs

Facteur de remplissage : 0.50

Nombre de spires haut : 11

Diamètres de conducteurs haut : 1.25 mm

Nombre de spires bas : 34

Diamètres de conducteurs bas : 0.66 mm

Densité de courant bas : 8.01 A/mm²

Densité de courant haut : 8.05 A/mm²

2.4 / Pertes

Pertes joules haut : 3.8 W

Pertes joules bas : 2.5 W

Pertes joules totales : 6.3 W

Volume fer : 25.9 cm³

Poids fer : 0.2 Kg

Pertes fer haut : 1.0 W

Pertes fer bas : 0.7 W

Pertes fer totales: 1.7 W

Pertes totales transfo : 8.0 W

Pertes onduleur conduc : 2.0 W

Pertes onduleur commut : 8.6 W

Pertes onduleur : 10.5 W

Pertes PD2 : 4.2 W

Rendement transfo : 84.0 %
Rendement total : 64.9 %
2.5 / Inductions

Perméabilité relative : 350
Induction culasse haut : 50 mT
Induction jambe haut : 70 mT
Induction jambe bas : 70 mT
Induction culasse bas : 60 mT

Température air latéral : 125.0 °C
Température air haut : 125.0 °C
Température culasse haut : 162.0 °C
Température jambe haut : 161.9 °C
Température bobinage haut : 165.3 °C
Température jambe bas : 150.7 °C
Température bobinage bas : 155.6 °C
Température culasse bas : 150.3 °C
Température arbre : 150.0 °C

2.6 / Températures

Résultats à froid (température air de 25°C)

1.4/ Paramètres Electriques *****

Puissance requise dans la charge RL :
33 W
Puissance entrée convertisseur : 54 W
Résistance de charge : 2.80 Ohm
Intensité courant charge : 3.4 A
Courant haut crête : 13.1 A
Intensité courant haut efficace :
10.64 A
Tension haut crête : 9.5 V
Tension batterie : 11.5 V

2 / Résultats de calcul -----

2.2 / Schéma équivalent *****

Coeff de couplage bas : 0.97
Coeff de couplage haut : 0.94

Inductance basse fuite : 43 µH
Inductance haute fuite : 9 µH

Inductance magnétisante haute : 126
µH
Inductance magnétisante basse : 1206
µH

Résistance basse : 252 mOhm
Résistance haut : 28 mOhm
Résistance fer : 32 Ohm

2.3 / Conducteurs *****

Facteur de remplissage : 0.50

Nombre de spires haut : 11
Diamètres de conducteurs haut : 1.25
mm

Nombre de spires bas : 34
Diamètres de conducteurs bas : 0.66 mm

Densité de courant bas : 8.99 A/mm²

Densité de courant haut : 8.67 A/mm²

2.4 / Pertes *****

Pertes joules haut : 3.2 W
Pertes joules bas : 2.4 W
Pertes joules totales : 5.6 W

Pertes fer haut : 0.7 W
Pertes fer bas : 0.4 W
Pertes fer totales: 1.1 W

Pertes totales transfo : 6.7 W

Pertes onduleur conduc : 2.3 W
Pertes onduleur commut : 7.6 W
Pertes onduleur : 9.9 W

Pertes PD2 : 4.3 W

Rendement transfo : 83.2 %
Rendement total : 61.4 %

2.5 / Inductions *****

Perméabilité relative : 350
Induction culasse haut : 40 mT
Induction jambe haut : 60 mT
Induction jambe bas : 50 mT
Induction culasse bas : 40 mT

2.6 / Températures *****

Température air latéral : 25.0 °C
Température air haut: 25.0 °C
Température culasse haut : 65.8 °C
Température jambe haut : 65.7 °C
Température bobinage haut : 68.3 °C
Température jambe bas : 50.7 °C
Température bobinage bas : 55.6 °C
Température culasse bas : 50.3 °C
Températures arbre : 50.0 °C

4 Annexe 4 : comparaison des solutions optimales

Solution avec modèle à base de densités de courant :

Variables optimisées

Rotor

Rayon rotor (Rir) : 67.00 mm
 Hauteur ap déduite (la) : 11.02 mm
 Hauteur pont magnétique (hf) : 3.05 mm
 Distance rotor bas aimant déduite (hcr) : 5.96 mm
 Distnace isthme axe de symétrie (tcr) : 2.76 mm

Stator

Hauteur d'entrefer (ent) : 0.53 mm
 Rayon intérieur rotor (Ris) : 91.97 mm
 Ratio entre largeur dent et encoche (ratiobzsbes) : 0.42
 Hauteur d'encoche bobinée (hesbob) : 24.03 mm
 Hauteur culasse stator (hcus) : 9.89 mm

Paramètres communs

Longueur de la machine (Lzs) : 26.03 mm
 Longueur total de la machine : 75.42 mm
 Nombre de conducteur par encoche (Ncondenc) : 5.00

Autres variables géométriques

Nombre de paires de pôles : 4
 Nombre d'encoches : 48
 Nombre d'encoches raccourcies : 0.00
 Facteur d'inclinaison (non pris en compte) : 0.00

Données batterie et onduleur

Tension batterie : 300 V
 Résistance batterie : 20 mOhm
 Puissance batterie : 25000 W

Type de conducteurs

Facteur de remplissage encoche: 0.40
 + Nombre de conducteurs par encoche : 5.00
 - Nombre de brins : 10.00
 Section d'un conducteur principal: 15.41 mm²
 Diamètre d'un brin : 1.40 mm

AP

Type d'aimant : NdFeB NEOMAG 31VC1
 Br des aps à froid: 1.20 T
 Températures des aps : 100.00 °C
 Br des aps : 1.11 T

Tôles

Type de tôles : 700-65
 Epaisseur : 0.65 mm

Courant de cc

Vitesse donnée : 6000.0 tr/min
 Courant : 219.3 Aeff
 Densité de courant : 14.2 A/mm²

Partie mécanique

Vitesse maximale demandée : 8000.0 tr/min
 Vitesse maximale atteignable : 8008.1 tr/min
 Vitesse tangentielle : 76.6 m/s
 Inertie rotor seul (sans arbre): 15.6 g.m²

Total : 9.88 kg
 + Stator : 7.46 kg
 - dents : 1.44 kg
 - culasse : 1.52 kg
 - cuivre : 4.49 kg
 + Rotor : 2.42 kg
 - fer : 1.49 kg
 - aimants : 0.94 kg

Point Démarreur ou Moteur

Couple : 180.0 N.m (180.0 N.m) @ 100.0 tr/min
 Courant total: 619.4 Aeff @ 134.9°
 Rendement : 11.1 %
 Tension simple machine : 13.2 Vp
 Température bobinage : 40.0°C chignons : 40.0°C
 Densités de courant : 40.2 A/mm² (40.0 A/mm²)

Détails courants pertes

=====
 Courant total: 619.4 Aeff @ 134.9°
 Courant sans pertes fer (cem) : 618.8 Aeff (875.1 Ap) @ 134.8°

Rendement : 11.1 %
 Puissance absorbée : 16954.3 W
 Puissance utile : 1885.0 W
 Pertes totales : 15069.3 W
 + Pertes joules : 15057.8 W
 + Pertes fer : 7.5 W
 - Dent stator : 3.4 W
 - Culasse stator : 4.0 W
 - Rotor : 0.1 W
 + Pertes mécaniques : 4.0 W

Couple utile : 180.0 N.m
 Couple electro : 180.4 N.m

Paramètres schéma équivalent

=====
 Résistance stator : 13.1 mOhm
 Inductance de fuite (tête) : 21.8 µH

Facteur puissance : 0.98
Point Générateur 1

Puissance : 6000.0 W (-6000.0 W) @ 1500.0 tr/min
Courant total: 137.5 Aeff @ 225.2°
Rendement : 80.4 %
Tension simple machine : 21.7 Vp
Température bobinage : 230.0°C chignons : 230.0°C
Densité de courant : 8.9 A/mm2 (15.0 A/mm2)

Détails courants pertes

=====
Courant total: 137.5 Aeff @ 225.2°
Courant sans pertes fer : 139.7 Aeff @ 225.0°

Rendement : 80.4 %
Puissance absorbée : -6000.0 W
Puissance utile : -7462.4 W
Pertes totales : 1462.4 W
+ Pertes joules : 1269.6 W
+ Pertes fer : 124.4 W
- Dent stator : 67.7 W
- Culasse stator : 51.3 W
- Rotor : 5.4 W
+ Pertes mécaniques : 68.4 W

Couple utile : -47.5 N.m
Couple electro : -47.1 N.m

Paramètres schéma équivalent

=====
Résistance stator : 22.4 mOhm
Inductance de fuite (tête) : 21.8 µH
Facteur puissance : -0.95

Point Générateur 2

Puissance : 10000.0 W (-10100.0 W) @ 6000.0 tr/min
Courant total: 56.4 Aeff @ 224.0°
Rendement : 83.6 %
Tension simple machine : 86.6 Vp
Température bobinage : 230.0°C chignons : 230.0°C
Densité de courant : 3.7 A/mm2 (15.0 A/mm2)

Détails courants pertes

=====
Courant total: 56.4 Aeff @ 224.0°
Courant sans pertes fer : 61.1 Aeff @ 225.0°

Rendement : 83.6 %
Puissance absorbée : -10100.0 W
Puissance utile : -12085.0 W
Pertes totales : 1985.0 W
+ Pertes joules : 213.7 W
+ Pertes fer : 896.9 W
- Dent stator : 496.7 W
- Culasse stator : 367.3 W
- Rotor : 32.9 W
+ Pertes mécaniques : 874.4 W

Couple utile : -19.2 N.m

Couple electro : -17.8 N.m

Paramètres schéma équivalent

=====

Résistance stator : 22.4 mOhm

Inductance de fuite (tête) : 21.8 μ H

Facteur puissance : -0.97

Solution avec modèle à base de modèle thermique :

Variables optimisées

Rotor

Rayon rotor (Rir) : 67.13 mm
Hauteur ap déduite (la) : 7.03 mm
Hauteur pont magnétique (hf) : 2.67 mm
Distance rotor bas aimant déduite (hcr) : 10.82 mm
Distnace isthme axe de symétrie (tcr) : 6.54 mm

Stator

Hauteur d'entrefer (ent) : 0.53 mm
Rayon intérieur rotor (Ris) : 93.03 mm
Ratio entre largeur dent et encoche (ratiobzsbes) : 0.40
Hauteur d'encoche bobinée (hesbob) : 20.28 mm
Hauteur culasse stator (hcus) : 12.59 mm

Paramètres communs

Longueur de la machine (Lzs) : 42.90 mm
Longueur total de la machine : 91.90 mm
Nombre de conducteur par encoche (Ncondenc) : 4.00

Autres variables géométriques

Nombre de paires de pôles : 4
Nombre d'encoches : 48
Nombre d'encoches raccourcies : 0.00
Facteur d'inclinaison (non pris en compte) : 0.00

Données batterie et onduleur

Tension batterie : 300 V
Résistance batterie : 20 mOhm
Puissance batterie : 25000 W

Températures et thermique

Température air sup : 120.00
Température air latéral : 120.00
Température bobinage maxi : 230.00

Type de conducteurs

Facteur de remplissage encoche: 0.40
Facteur de remplissage chignon: 0.80
Facteur d'écrasement : 0.60
+ Nombre de conducteurs par encoche : 4.00
- Nombre de brins : 10.00
Section d'un conducteur principal: 16.55 mm²
Diamètre d'un brin : 1.45 mm

AP

Br des aps à froid: 1.20 T
Températures des aps : 100.00 °C
Br des aps : 1.11 T

Toles

Type de toles : 700-65
Epaisseur : 0.65 mm
Masse volumique : 7650.0 kg/m³

Courant de cc

Vitesse donnée : 6000.0 tr/min
Température du calcul : 180.00 °C
Courant : 223.2 Aeff
Densités de courant : 13.5 A/mm²

Partie mécanique

Vitesse maximale demandée : 8000.0 tr/min
Vitesse maximale atteignable : 8395.9 tr/min
Vitesse tangentielle : 77.5 m/s
Inertie rotor seul (sans arbre): 27.3 g.m²

Total : 13.59 kg
+ Stator : 9.41 kg
- dents : 1.95 kg
- culasse : 3.15 kg
- cuivre : 4.31 kg
+ Rotor : 4.18 kg
- fer : 3.26 kg
- aimants : 0.91 kg

Point Démarreur ou Moteur

Couple : 180.0 N.m (180.0 N.m) @ 100.0 tr/min
Courant total: 399.8 Aeff @ 139.3°
Rendement : 27.2 %
Tension simple machine : 8.5 Vp
Température bobinage : 31.8°C chignons : 28.4°C
Densités de courant : 24.2 A/mm²

Détails courants pertes

=====

Courant total: 399.8 Aeff @ 139.3°
Courant sans pertes fer (cem) : 398.6 Aeff (563.7 Ap) @ 139.1°

Rendement : 27.2 %
Puissance absorbée : 6917.3 W
Puissance utile : 1884.9 W
Pertes totales : 5032.4 W

+ Pertes joules : 5016.0 W
+ Pertes fer : 12.3 W
- Dent stator : 6.4 W
- Culasse stator : 5.7 W
- Rotor : 0.2 W
+ Pertes mécaniques : 4.1 W

Couple utile : 180.0 N.m
Couple electro : 180.4 N.m

Paramètres schéma équivalent

=====

Résistance stator : 10.5 mOhm
Inductance de fuite (tête) : 14.1 μ H
Facteur puissance : 0.96

Point Générateur 1

Puissance : 6000.0 W (-6000.0 W) @ 1500.0 tr/min
Courant total: 89.9 Aeff @ 225.2°
Rendement : 89.4 %
Tension simple machine : 31.7 Vp
Température bobinage : 230.5°C chignons : 232.7°C
Densité de courant : 5.4 A/mm²

Détails courants pertes

=====

Courant total: 89.9 Aeff @ 225.2°
Courant sans pertes fer : 92.5 Aeff @ 225.0°
Courant id : -89.7 Ap
Courant iq : -90.2 Ap

Rendement : 89.4 %
Puissance absorbée : -6000.0 W
Puissance utile : -6714.9 W
Pertes totales : 714.9 W
+ Pertes joules : 454.0 W
+ Pertes fer : 186.6 W
- Dent stator : 101.5 W
- Culasse stator : 76.5 W
- Rotor : 8.6 W
+ Pertes mécaniques : 74.3 W

Couple utile : -42.7 N.m
Couple electro : -42.3 N.m

Paramètres schéma équivalent

=====

Résistance stator : 18.7 mOhm
Inductance de fuite (tête) : 14.1 μ H
Facteur puissance : -0.99

Point Générateur 2

Puissance : 10000.0 W (-10100.0 W) @ 6000.0 tr/min
Courant total: 42.5 Aeff @ 223.1°
Rendement : 81.0 %
Tension simple machine : 117.9 Vp
Température bobinage : 229.4°C chignons : 226.2°C
Densité de courant : 2.6 A/mm2

Détails courants pertes

=====
Courant total: 42.5 Aeff @ 223.1°
Courant sans pertes fer : 47.4 Aeff @ 225.0°

Rendement : 81.0 %
Puissance absorbée : -10100.0 W
Puissance utile : -12475.7 W
Pertes totales : 2375.7 W
+ Pertes joules : 100.4 W
+ Pertes fer : 1284.9 W
- Dent stator : 721.5 W
- Culasse stator : 512.6 W
- Rotor : 50.8 W
+ Pertes mécaniques : 990.4 W

Couple utile : -19.9 N.m
Couple electro : -18.3 N.m

Paramètres schéma équivalent

=====
Résistance stator : 18.5 mOhm
Inductance de fuite (tête) : 14.1 µH
Facteur puissance : -0.95

Résumé de la thèse en Français :

L'objectif de cette thèse est de fournir une méthodologie de conception optimale de systèmes mécatroniques dans le cadre du projet M2EI afférent au véhicule hybride. L'approche proposée combine un ensemble de modèles multiphysiques couplés avec des optimiseurs paramétriques.

La méthode est appliquée premièrement au dimensionnement optimal de moteurs-générateurs synchrones brushless à aimants enterrés et bobinage réparti. Le modèle magnétique utilisé prend en compte la saturation croisée en associant éléments finis 2D avec la théorie de Park tout en estimant les pertes fer en régime défluxé au moyen du modèle de Bertotti. Le modèle thermique est un réseau nodal en 3D. Le modèle mécanique réside dans un calcul de résistance des matériaux en statique. Enfin, le modèle électrique est basé sur une commande en couple de la machine avec recherche du courant optimal minimisant les pertes totales sur chaque point de fonctionnement. Un dimensionnement optimal sur un cahier des charges de type alterno-démarrreur montre l'intérêt du modèle thermique face à un modèle à base de densités de courant ne prenant pas en compte les échauffements liés aux pertes fer.

La seconde application concerne le remplacement d'un système bague balais de machines synchrones à rotor bobiné par un système de transmission d'énergie sans contact : un transformateur tournant. La méthode proposée favorise la comparaison de la topologie des convertisseurs mis en jeu en intégrant un modèle électrique fin sous SimPower dans la boucle d'optimisation. Elle met en exergue les convertisseurs de type double Forward et pont complet en pleine onde décalée face à un pont complet MLI pour des applications embarquées.

Mots-Clés :

Véhicule hybride
Conception / Dimensionnement optimal
Machines brushless
Transformateur tournant
Modélisation multiphysique
Alterno-démarrreur
Transmission d'énergie sans contact
Machine synchrone à aimants enterrés