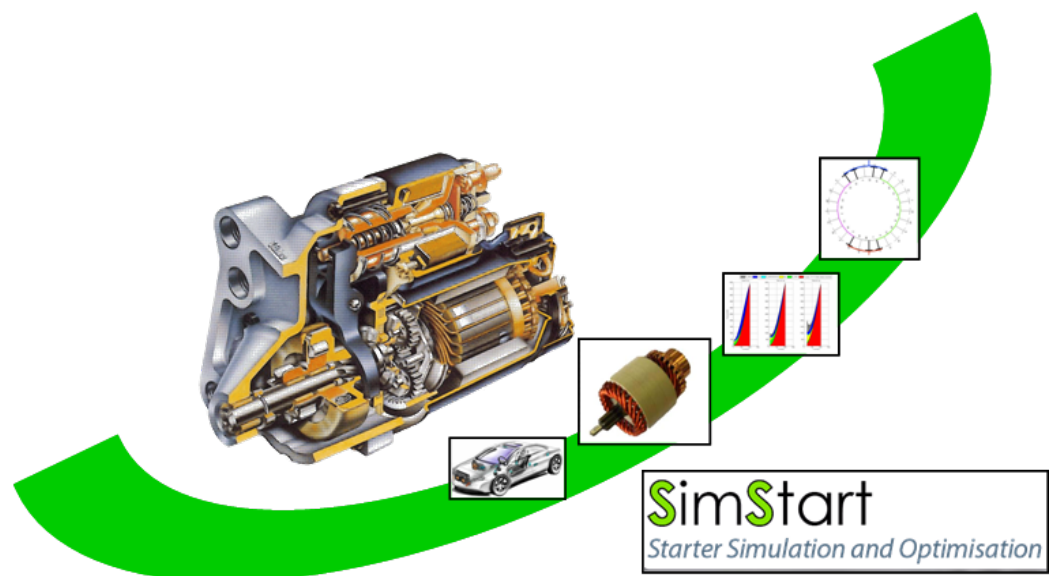


par Aurélien VAUQUELIN

**Contribution à l'Amélioration des Performances
des Machines à Courant Continu à Aimants
Permanents dans des Applications Automobiles
à Forts Courants.**

Thèse présentée pour l'obtention du grade de Docteur de
L'Université de Technologie de Compiègne



Thèse soutenue le 28 Avril 2010

Champ Disciplinaire : Technologies de l'Information et des
Systèmes

Contribution à l'Amélioration des
Performances des Machines à Courant
Continu à Aimants Permanents dans des
Applications Automobiles à Forts
Courants.

Soutenue le 28 avril 2010 devant le jury composé de :

MM. G. FRIEDRICH (Président)
J.P. VILAIN (Directeur de thèse)
C. ESPANET (Rapporteur)
A. FOGGIA (Rapporteur)
N. LABBE
S. VIVIER

Resumé

Dans de nombreuses applications du génie électrique, les machines à commutation mécanique constituent encore à ce jour une solution pertinente à l'implantation d'un actionneur électromécanique. Leur grande fiabilité et leur coût de fabrication relativement limité restent des avantages indéniables malgré les progrès récents de l'électronique. Ceci justifie les recherches actuelles sur ces machines.

Le démarreur automobile, dispositif permettant l'entraînement du moteur thermique, doit répondre à un cahier des charges statique et dynamique exigeant. Ces travaux présentent l'étude des machines électriques mises en œuvre dans les démarreurs. Deux méthodologies de modélisation y sont présentées.

La première consiste à résoudre les équations qui régissent le comportement des circuits électriques équivalents aux différentes topologies de la machine. Elle permet de ressortir les évolutions temporelles de toutes les grandeurs électriques et magnétiques de la machine.

La seconde, plus rapide, reprend la théorie de la modélisation des machines synchrones par vecteurs d'espace. Une généralisation de cette théorie à la machine à courant continu a été élaborée.

Plusieurs dispositifs expérimentaux ont permis d'enrichir ces modèles et de mener une séparation des pertes sur deux appareils de la gamme des démarreurs à aimants : le FS18 et le FS20.

Un nouveau principe nommé VIVA a été élaboré permettant une hausse du rendement des machines. Des validations expérimentales ont permis la vérification des modèles et la validation des concepts.

Mots Clés : Machine à courant continu, Commutation, Balais, Modélisation, Vecteurs d'Espace.

Abstract

In many applications of electrical engineering, DC machines with mechanical commutator are a relevant solution to the implementation of an electromechanical actuator. Their high reliability and manufacturing costs remain relatively low despite the undeniable benefits of recent advances in electronics. This justifies the current research on these machines.

In such a context, the starter motor must meet static and dynamic specifications. These works present the study of electrical machines used in the starters. Two modeling methodologies are presented.

The first one consists in solving the equations governing the behavior of equivalent electrical circuits for different topologies of the machine. It can show the temporal evolutions of all the electrical and magnetic quantities of the machine.

The second one, faster, uses the theory of modeling of synchronous machines by space vector. A generalization of this theory to the DC machine has been developed.

Several experimental devices have served to enhance these models and carry out a separation of two starter losses : the FS18 and FS20.

A new principle called VIVA has been developed to increase the performance of the machine. Experimental validation led to the model verification and validation concepts.

Keywords : Dc Brush Motor, Commutation, Brushes, Modelization, Brushes, Space Vector

Avant Propos

Ces trois années passées entre entreprise et laboratoire universitaire furent ponctuées de temps forts et de riches rencontres. Elles m'ont appris beaucoup, aussi bien sur le plan technique que relationnel. L'expérience acquise sera à n'en pas douter un atout pour mon avenir. Qu'à ce titre, toutes les personnes ayant contribué à la bonne marche de mes travaux en soient remerciées.

Ce travail s'est déroulé sur trois sites distincts. Le premier est le laboratoire d'Electromécanique de l'UTC (Université de Technologie de Compiègne) ; cela a été le lieu de ma formation et j'en garde beaucoup d'attaches. Le deuxième est le site de l'Isle d'Abeau (Isère), c'est un lieu de production mais également de Recherche sur les produits Démarreurs. J'y ai séjourné occasionnellement. Le dernier est le site Valeo de Créteil où je suis resté durant la deuxième moitié de ma thèse.

En premier lieu, je tiens à remercier le Professeur Emérite Albert FOGGIA et le Professeur Christophe ESPANET d'avoir accepté la lourde charge de rapporteur. Ils ont tous deux pris à cœur leur rôle et ont formulé des remarques constructives qui ont permis de finaliser la démarche globale de ce mémoire.

J'exprime toute ma gratitude au Professeur Jean-Paul VILAIN, qui eut la dure tâche de diriger mes travaux. J'ai grandement apprécié cette collaboration et la simplicité des échanges qui en ont découlé. La recette d'une approche technique réussie est triviale : Prenez des concepts simples bien maîtrisés. Ajoutez-y un zeste du légendaire "bon sens paysan". Remuez et vous obtiendrez une analyse précise de problèmes complexes. Le tout peut se servir soit sur un cahier, soit au travers d'un algorithme en Pascal ou en Java.

Je tiens également à remercier toute l'équipe de Valeo L'Isle d'Abeau. Je commencerai par M. Nicolas LABBE mon encadrant Valeo. La confiance et l'autonomie qu'il m'a accordées tout au long de ces travaux ont permis une approche originale aboutissant à des résultats parfois surprenants. J'ai apprécié son engagement et sa faculté à remettre en question des concepts pré-établis. Je n'oublie pas M. Benoit DUPEUX, et toute son équipe (Jean-Sébastien, Philippe, Eric...), sans qui ni maquettes ni expérimentations n'auraient pu voir le jour. Je retiendrai l'expertise technique et le pragmatisme de la démarche de ce chef de projet atypique.

Tout ce travail n'aurait pu avoir lieu sans une équipe d'encadrants dynamiques au sein du laboratoire. A ce titre, je remercie le Professeur Guy FRIEDRICH, directeur du laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, pour la confiance qu'il me porte depuis mon Master Recherche. Je joins à mes remerciements M. Stéphane VIVIER, maître de Conférences, pour l'aide apportée et pour sa participation prévue au jury de soutenance. La mise à disposition de ses outils logiciels ont été d'un très grand secours. Je n'oublierai pas ces quatre années passées auprès des membres du

laboratoire : Anne, Caroline, Khadija, Anthony, Christophe, Didier, Ferhat, Jean-Marie, Jérôme, Nicolas, Patrice, The Dung, Vincent et Vinh.

Toute mon amitié va également à l'équipe des doctorants de Créteil, dirigée par M. Jean-Claude MIPO, dont j'ai beaucoup apprécié la bienveillance et la sympathie. A ce titre, je remercie mes compagnons d'infortune, docteurs en devenir ou accomplis : Anthony, Jérémie, Li et Philippe. Je tiens aussi à remercier M. Cédric PLASSE qui a permis mon embauche au sein de la société Valeo.

Je profite de ces quelques lignes pour accorder toute ma reconnaissance à mes parents qui ont toujours cru en moi, malgré ma différence. Je souhaite entr'autres souligner le temps qu'ils ont passé à agrandir tous les manuels scolaires pour me les rendre accessibles. Leurs efforts de tous les instants portent aujourd'hui leurs fruits. Je leur en serai à jamais reconnaissant.

Je ne terminerai pas sans insister sur l'importance du rôle de ma fiancée Elodie dans la réussite de ces travaux. Au delà du partage du quotidien, sa présence m'a aidé à traverser les bons comme les mauvais moments. Je l'en remercie chaleureusement. Notre union prochaine nous apportera d'autres perspectives, d'autres défis que nous relèverons, j'en suis sûr.

*A mes parents,
A ma fiancée,*

*"Il n'y a ni privilège, ni interdiction susceptible d'empêcher de faire ce que d'autres font."
Philippe Balin*

Liste des principales notations et abréviations

Symbole	Grandeur
$[A]$	Matrice de passage de la topologie de dimension N_s à la topologie de dimension N
B_n	Induction normale dans l'entrefer (T)
B_r	Induction rémanente des aimants (T)
B_t	Induction tangentielle dans l'entrefer (T)
$[C]$	Matrice de passage de la topologie de dimension N à la topologie de dimension N_s
\vec{E}_a	Vecteur FEM dans le repère généralisé
$[E_g]$	Vecteur des FEM de groupes
$[E'_g]$	Vecteur des FEM de groupes (modélisation des arcs par une source de courant)
$[E_{sec}]$	Vecteur des FEM de sections
H_c	Champ coercitif des aimants (A/m)
\vec{I}	Vecteur courant dans le repère généralisé
I_{arc}	Courant d'arc (A)
I_0	Courant de départ de l'arc (A)
I_{dem}	Courant dans le démarreur (A)
I_c	Courant traversant un contact lame/balai (A)
I_d	Composante du courant \vec{I} dans l'axe d
$[I_g]$	Vecteur des courants de groupes
$[I'_g]$	Vecteur des courants de groupes (modélisation des arcs par une source de courant)
I_q	Composante du courant \vec{I} dans l'axe q
I_{sat}	Coefficient régissant la saturation de la matrice inductance (A)
$[I_{sec}]$	Vecteur des courants de sections
J	Dérivée du courant d'arc
k_d	Coefficient de couple et de FEM de la machine
k_Ω	Coefficient faisant apparaître la vitesse de l'induit dans l'expression de $U_{contact}$ (V.min/tr)
k_{sat}	Coefficient de saturation de la matrice inductance

$[L_g]$	Matrice des inductances et des mutuelles de groupes
$[L'_g]$	Matrice des inductances et des mutuelles de groupes (modélisation des arcs par une source de courant)
$[L_{sec}]$	Matrice des inductances et des mutuelles de sections
N_g	Nombre de groupes
n_{arc}	Nombre d'arcs présents dans la topologie
n_{inf}	Nombre d'aimants radiaux d'un demi-pôle sur la couche inférieure
N_s	Nombre de sections du bobinage
n_{sup}	Nombre d'aimants radiaux d'un demi-pôle sur la couche supérieure
p	Nombre de paires de pôle
P_{em}	Puissance électromagnétique (W)
P_{fer}	Pertes fer (W)
P_{mec}	Puissance mécanique de sortie du démarreur (W)
P'_R	Pertes Résistives liés à l'accroissement de résistance au cours de la rotation (W)
$P_s x$	Pertes par frottements secs dans la partie x
P_{source}	Puissance électrique de la source (W)
$P_v x$	Pertes par frottements visqueux dans la partie x
r	Résistance d'une section du bobinage (Ω)
$R_c(S)$	Résistance d'un contact lame/balai dépendant de la surface de contact (Ω)
r_c	Résistance nominale d'un contact lame/balai (Ω)
R_{dem}	Résistance totale du démarreur (Ω)
$[R_g]$	Matrice des résistances de groupes
$[R'_g]$	Matrice des résistances de groupes (modélisation des arcs par une source de courant)
R_{noyau}	Rayon du noyau ferromagnétique (maquette VIVA) (mm)
$[R_{sec}]$	Matrice des résistances de sections
R_{source}	Résistance de la source (batterie et câbles)
R_{tot}	Résistance totale du circuit (Ω)
S	Surface d'une lame (mm^2)
\vec{U}	Vecteur tension dans le repère généralisé
U_0	Force Electromotrice de la batterie (V)
U_b	Tension aux bornes des balais (V)
U_c	Partie constante de la chute de tension entre un balai et une lame (V)
$U_{contact}$	Chute de tension entre un balai et une lame (V)
$[U_g]$	Vecteur des tensions de groupes
$[U'_g]$	Vecteur des tensions de groupes (modélisation des arcs par une source de courant)
$[U_{sec}]$	Vecteur des tensions de sections
ϕ	Déphasage entre \vec{E}_a et \vec{I}
ΔP	Puissance perdue dans le démarreur (W)

ΔS	Surface de contact entre un balai et une lame (mm^2)
θ	Déphasage entre \vec{E}_a et l'axe d de la machine
$\vec{\Phi}_a$	Vecteur du flux des aimants dans le repère généralisé
Ω_{pig}	Vitesse de rotation du pignon (tr/min)
Ω	Vitesse de rotation de l'induit (tr/min)
Ω_0	Vitesse à vide de l'induit (tr/min)
α	Coefficient traduisant l'augmentation de la résistance en fonction de la surface de contact

Table des matières

Introduction	xxiii
1 Présentation de la problématique	1
1.1 Contexte : le démarreur 6 pôles à aimants et réducteur interne	1
1.2 Performances électromécaniques, format normalisé ISO	2
1.3 Les différentes sources de pertes	4
1.4 Objectifs de l'étude	5
1.4.1 Cahier des charges en statique du diagramme ISO	6
1.4.2 Critères dynamiques de démarrabilité avec acyclisme	6
1.4.3 Le risque de fraisage de la couronne	8
2 Etude Bibliographique	9
2.1 Introduction	9
2.2 Utilisation des aimants permanents dans les machines électriques	9
2.2.1 Introduction	9
2.2.2 Machines électriques et aimants permanents	10
2.2.3 Critères de dimensionnement	14
2.2.4 Structures de machines électriques	16
2.3 La structure de Halbach	19
2.3.1 Introduction	19
2.3.2 Intérêts de la structure	20
2.3.3 Domaines d'application	23
2.3.4 Réalisation : la segmentation de la structure	23
2.4 Les arcs électriques et les phénomènes de commutation dans les machines à courant continu	24
2.4.1 Les arcs électriques	24
2.4.2 La commutation dans les machines à courant continu à balais	25
2.5 Conclusion	26
3 Premières modélisations par Eléments Finis	27
3.1 Introduction	27
3.2 Analyse d'une structure d'inducteur à 240 aimants	29

3.2.1	Paramétrage en vue du plan d'expériences	29
3.2.2	Résultat du plan d'expériences	30
3.2.3	Passage à une seule couche d'aimants	31
3.3	Réduction du nombre de pavés d'aimant	33
3.3.1	Présentation des structures	33
3.3.2	Résultats du plan d'expériences pour un calage nul	34
3.3.3	Déroulement des plans d'expériences pour des calages non nuls	34
3.3.4	Conclusions et ouverture	37
3.3.5	Comparaison avec une aimantation purement radiale	38
3.3.6	Structure de Halbach à aimants NdFeB	39
3.4	Réalisations et essais sur des prototypes	40
3.4.1	Les configurations à aimants Ferrites	41
3.4.2	Les configurations à aimants NdFeB	41
3.5	Conclusion	42
4	Modélisation de la machine à courant continu	45
4.1	Introduction	45
4.2	Modélisation fine de la machine à courant continu : le <i>SimStart</i>	46
4.2.1	Préambule	46
4.2.2	Détermination des inductances propres et mutuelles et mise en place de la matrice des inductances	48
4.2.3	Détermination de la matrice inductance pour des inducteurs avec shunts	49
4.2.4	Matrice des résistances	49
4.2.5	Mise en place du vecteur des FEM	50
4.2.6	Mise en place de la topologie	51
4.2.7	Mise en équations	53
4.2.8	Résolution	55
4.2.9	Dispositifs expérimentaux servant à l'écriture du modèle d'arcs	55
4.2.10	Modélisation de l'arc par une source de tension	59
4.2.11	Modélisation de l'arc par une source de courant	60
4.2.12	Affichage des résultats de calcul sous <i>SimStart</i>	65
4.2.13	Recalage du modèle	67
4.2.14	Mise en évidence des différents phénomènes	71
4.3	Modélisation par vecteurs d'espace de la machine à courant continu	80
4.3.1	Préambule	80
4.3.2	Introduction	80
4.3.3	Modélisation par vecteurs d'espace d'une machine à courant continu	80
4.3.4	Comportement de différentes machines à courant continu modélisées par vecteurs d'espace	81
4.3.5	Validation expérimentale de la modélisation par vecteurs d'espace	90
4.4	Conclusion	94

5	Analyse des déficits de puissance et propositions d'amélioration	97
5.1	Analyse des pertes	97
5.1.1	Sources de pertes potentielles	97
5.1.2	Dispositif expérimental pour l'évaluation séparative des pertes	100
5.1.3	Analyse des essais sur FS18 et FS20	103
5.2	Propositions d'amélioration des performances : Vers la suppression du fer tournant	109
5.2.1	Réduction des pertes non électrotechniques	109
5.2.2	Améliorations électrotechniques	109
5.3	Le concept VIVA	110
5.3.1	Raison d'être	110
5.3.2	Etude du concept VIVA	110
5.4	Résultats expérimentaux	111
5.4.1	Maquettage de la VIVA	111
5.4.2	Essais expérimentaux	112
5.4.3	Validation par la modélisation par vecteurs d'espace	112
5.4.4	Evaluation des pertes	116
5.5	Recherche de solutions industriellement viables	118
5.5.1	Plan d'expériences	118
5.5.2	Point sur les inerties	119
5.6	Conclusion	120
	Conclusions et Perspectives	121
	Annexe 1 : Paramètres de modélisation d'un FS18	129
	Annexe 2 : Détermination de l'inductance du circuit à couper	131
	Annexe 3 : Influence des harmoniques dans les courants d'induit	133

Contribution à l'Amélioration des
Performances des Machines à Courant
Continu à Aimants Permanents dans des
Applications Automobiles à Forts
Courants.

Introduction

Dans un milieu très concurrentiel comme l'industrie automobile, la recherche de performances maximales dans un encombrement donné est une priorité. Le démarreur automobile n'échappe pas à cette règle. Les travaux présentés dans ce mémoire constituent le fruit d'une convention CIFRE entre la société Valeo Equipements Electriques Moteur division Démarreurs à l'Isle d'Abeau et le Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne (LEC) rattaché à l'Université de Technologie de Compiègne (UTC).

Le démarreur automobile est une machine électrique très particulière. Son mode de fonctionnement uniquement transitoire et de surcroît le niveau des courants le traversant en font une machine très intéressante mais également très complexe à étudier.

Dans ce secteur reposant largement sur l'expérience, ces travaux ont permis la mise au point de modélisations complètes des machines électriques de démarreur à aimants permanents. Celles-ci apportent une estimation précise de l'évolution des grandeurs électriques et magnétiques de la machine. Dans le but d'augmenter la puissance volumique des machines, de nouvelles structures d'inducteurs à aimants ont été testées.

Le mémoire se décomposera en cinq grands chapitres. Le premier présente le contexte et les objectifs de l'étude. Les contraintes statiques et transitoires y sont exposées et limitent le domaine d'étude. Une étude bibliographique est présentée dans le second chapitre. Elle traite de l'utilisation des aimants permanents dans les machines électriques ainsi que des nouvelles structures d'inducteurs : les structures de Halbach.

Le troisième chapitre développe ces nouvelles structures d'inducteur par le biais de modélisation par éléments finis appliquées à la machine électrique du démarreur.

Le chapitre quatre aborde l'élaboration de deux types de modélisations de la machine électrique du démarreur. La première intitulée *SimStart* résout analytiquement les topologies électriques équivalentes de la machine. La seconde permet une modélisation de la machine à 25 phases par la méthode des vecteurs d'espace.

Le cinquième chapitre dresse un bilan des pertes de différentes machines et aboutit à la définition d'un actionneur à plus haut rendement. Il présente les essais expérimentaux de cette machine et valide les modèles du troisième chapitre.

Une conclusion générale reprenant les points principaux clôture ce mémoire.

Les travaux ont été encadrés par Messieurs Jean-Paul VILAIN et Stéphane VIVIER côté UTC et par Messieurs Nicolas LABBE et Benoit DUPEUX côté Valeo.

Chapitre 1

Présentation de la problématique

1.1 Contexte : le démarreur 6 pôles à aimants et réducteur interne

Le démarreur automobile est le dispositif électromécanique qui permet l'entraînement mécanique du moteur thermique jusqu'à l'auto-entretien des compressions des pistons. Il est alimenté par la batterie du véhicule qui, une fois le moteur thermique en marche, est rechargée via l'alternateur (voir Fig. 1.1).

Le démarreur se compose d'une partie électrique et d'une partie mécanique. La machine électrique est un moteur à courant continu à balais. Ce moteur entraîne un arbre solidaire d'un pignon qui vient mettre en rotation le moteur thermique. La translation de ce pignon vers l'avant (provoquant l'engrènement dans la couronne du moteur thermique) ainsi que la fermeture du contact d'alimentation du moteur électrique sont assurées par le contacteur (voir Fig. 1.2).

La partie mécanique est composée de l'arbre lanceur et éventuellement d'un réducteur de vitesse. Il existe deux grandes catégories de démarreurs : les démarreurs à entraînement direct et les démarreurs à réducteur. De plus dans ces deux types, la machine électrique peut être soit à pôles bobinés soit à aimants permanents. Le choix entre ces quatre grandes catégories se fait suivant le type d'alimentation du moteur thermique (essence ou diesel), la cylindrée, le taux de compression ainsi que d'autres critères comme l'encombrement et le coût...

L'objectif de l'étude est d'optimiser la machine électrique.

La machine étudiée est un démarreur Valeo modèle FS18 ("Fourth generation Starter" gamme

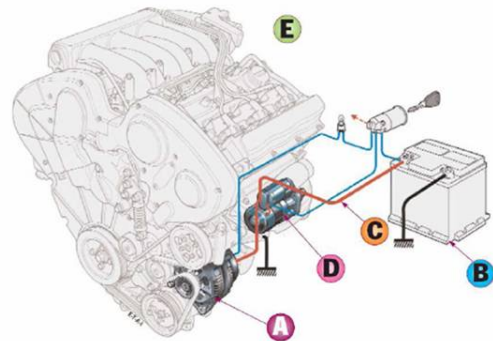


FIGURE 1.1 – Schématisation du circuit de démarrage et de recharge de la batterie. A : Alternateur, B : Batterie, C : Câble de démarrage, D : Démarreur, E : Moteur thermique (Source Valeo)

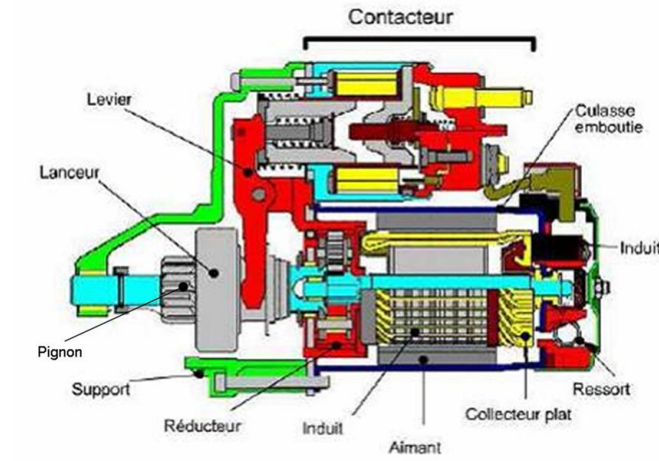


FIGURE 1.2 – Schéma des différentes parties constituant le démarreur (Source Valeo)

1800 W) à 6 pôles constitués d'aimants ferrites d'aimantation radiale ($B_r \approx 0.4 T$). La figure 1.3 présente une vue de l'inducteur et de l'induit d'un FS18. A côté de chacun des 6 aimants, l'inducteur dispose de 6 petites pièces en matériau doux appelées shunts magnétiques. Le bobinage est

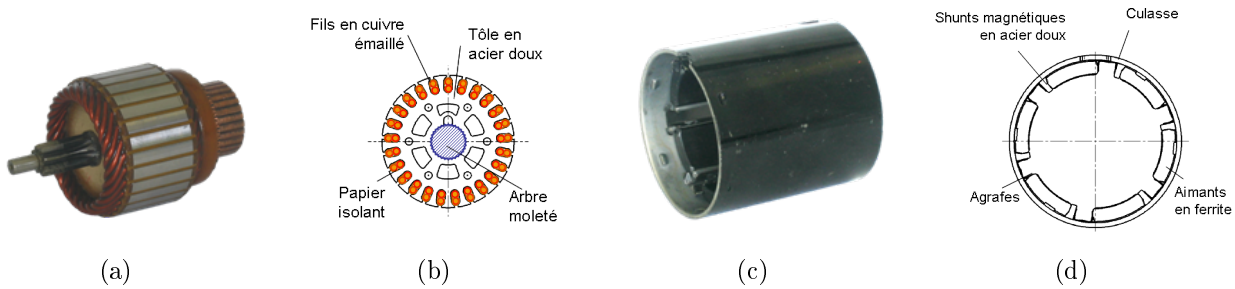


FIGURE 1.3 – Induit (a,b) et Inducteur (c,d) d'un FS18

de type ondulé à 25 sections. Le schéma du bobinage d'un FS18 est donné sur la figure 1.4. La section n est connectée entre la lame n et la lame $n + 8$. Les conducteurs de cette section occupent la demi-encoche supérieure située face à la lame $n + 2$ et la demi-encoche inférieure située face à la lame $n + 6$. Avec ce bobinage, comme le montre la figure 1.5, la machine pourrait comporter 1, 2 ou 3 paires de balais. Dans le FS18, il y en a 2. Cette configuration offre l'avantage de ne pas avoir à croiser les ponts inter-balais (comme il faudrait le faire s'il y en avait 3) tout en diminuant la densité de courant dans chaque balai par rapport à une configuration à 1 paire de balais. Le FS18 fait partie de la famille des démarreurs à réducteur. Le rapport de réduction entre l'arbre du moteur et le pignon est de 6. Les principales caractéristiques utiles à la modélisation de la partie électrique sont présentées dans l'Annexe 1.

1.2 Performances électromécaniques, format normalisé ISO

La caractérisation d'un démarreur se fait sur banc de charge instrumenté suivant la norme ISO 8856. Avant chaque essai, un rodage de l'appareil est nécessaire. Il consiste en deux cycles de 15

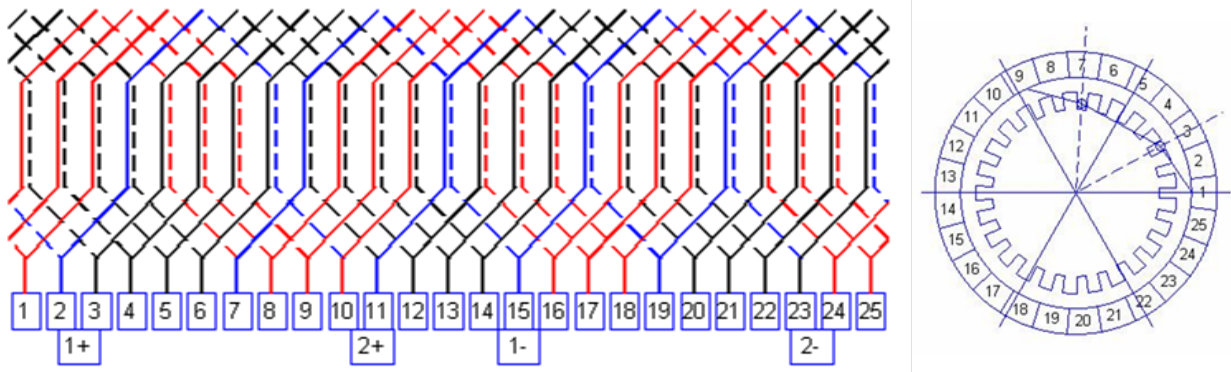


FIGURE 1.4 – Schéma du bobinage d'un FS18 : disposition et connexions d'une section d'induit

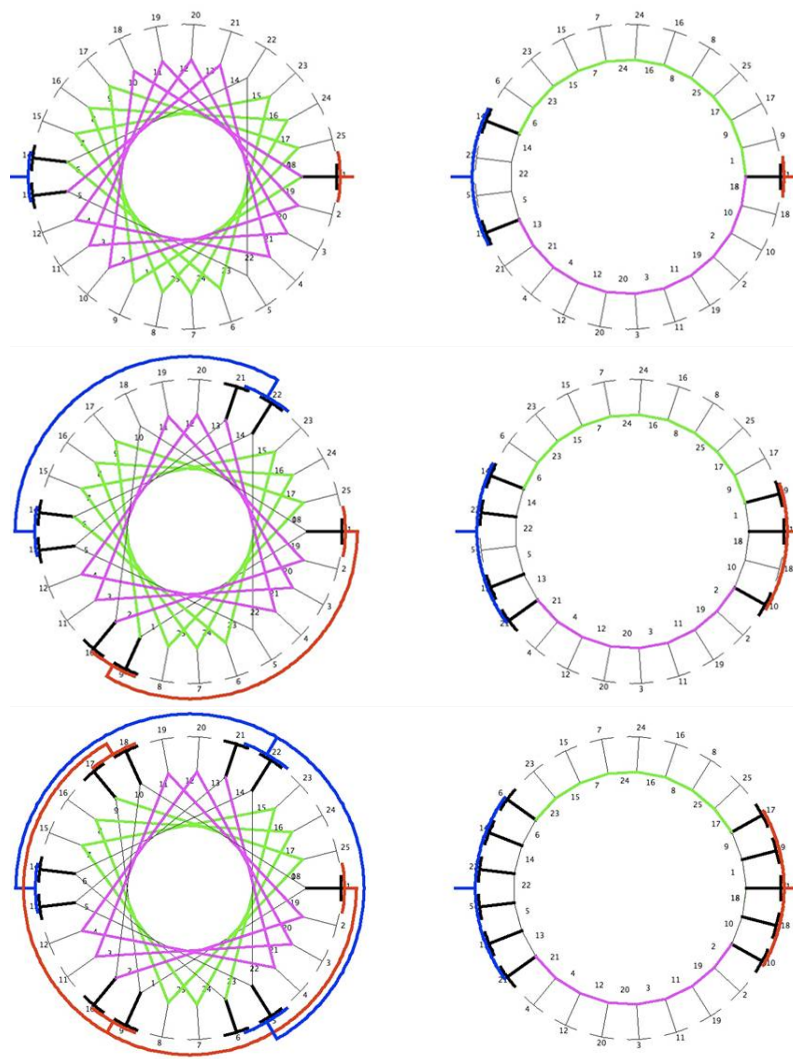


FIGURE 1.5 – Schématisation du bobinage d'un FS18 pour 1, 2 et 3 paires de balais : agencements des lames, connexions et polygones des tensions

secondes au quart du couple de blocage, espacés par un refroidissement de 60 secondes. Ce rodage permet de déposer une patine sur les lames du collecteur.

La norme ISO 8856 exige que les caractéristiques du démarreur apparaissent sous la forme de courbes couple/courant, vitesse/courant et tension/courant comme sur l'exemple de la figure 1.6. La caractéristique puissance/courant est déduite des mesures. L'essai doit se faire à $23^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$. Il peut se dérouler suivant deux procédures. La première consiste à construire la caractéristique point à point. La caractérisation comporte au minimum 6 points de couple de charge, chaque essai durant 3 secondes. Chaque mesure est suivie d'un refroidissement complet de l'appareil. La seconde procédure, moins utilisée, consiste à faire une trace c'est-à-dire à faire varier la vitesse linéairement de zéro au maximum en 5 à 10 secondes.

Selon la norme, la précision des mesures doit être de $\pm 1\%$ sur les grandeurs électriques (tension et courant) et de $\pm 2\%$ sur les grandeurs mécaniques (vitesse et couple).

Avant chaque essai, il faut choisir une source de tension équivalente à une batterie et aux câbles de connexion. Il existe plusieurs sources normalisées. Deux d'entr'elles seront utilisées dans ce mémoire. Leurs paramètres sont présentés dans le tableau 1.1. La courbe tension/courant de la caractéristique du démarreur est évidemment imposée par ces deux paramètres.

Nom de la source	U_0 (V)	R_{source} ($m\Omega$)
Source 0	11.5	10
Source 1	11.5	6.7

TABLE 1.1 – Caractéristiques des différentes batteries normalisées

La figure 1.6 présente ces courbes pour le démarreur FS18 en Source 0. Le maximum de puissance mécanique se trouve autour de 1600 W pour un couple au pignon d'environ 15 Nm et une vitesse au pignon de 1000 tr/min . Compte tenu du rapport de réduction de 6, ceci nous donne sur la machine un couple d'environ 2.5 Nm et une vitesse de 6000 tr/min .

Le démarreur étant alimenté par une source de tension constante, en série avec une résistance et consommant un courant I_{dem} , il n'est physiquement pas possible de prélever plus que

$$P_{source} = (U_0 - R_{source}I_{dem}) \cdot I_{dem}$$

avec un maximum de $P_{s\ max} = U_0^2 / (4 \cdot R_{source})$. La différence entre cette puissance P_{source} et la puissance mécanique de sortie de la machine P_{mec} traduit l'existence de pertes.

Nous avons fait apparaître sur la figure 1.6 les trois courbes P_{mec} (en bleu), P_{source} (en rouge) et leur différence ΔP (en vert). Remarquons qu'au maximum de puissance mécanique disponible, nous avons environ 1400 W de pertes. La marge de manœuvre paraît donc importante.

1.3 Les différentes sources de pertes

Comme tout système de transformation d'énergie, le démarreur présente des pertes qui proviennent de différentes sources, électriques et mécaniques.

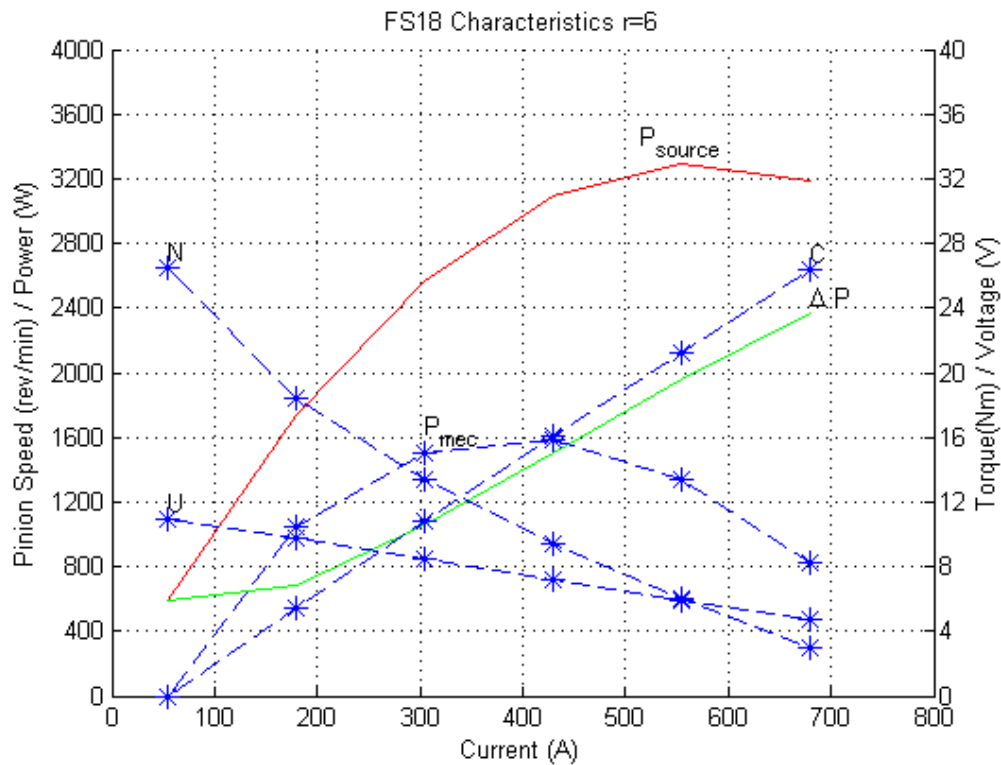


FIGURE 1.6 – Courbes caractéristiques d'un FS18

- Les pertes Joule sont dues au passage du courant dans les balais et dans les sections d'induit.
- Les pertes fer (par hystérésis et par courants de Foucault) sont dues aux variations d'induction dans les parties ferromagnétiques et/ou conductrices.
- Les pertes par commutation constituent l'une des spécificités des machines à courant continu. Elles sont liées à l'apparition d'arcs entre chaque balai et la lame du collecteur qui le quitte. Elles sont soupçonnées d'être à l'origine d'échauffements importants et dégradent la surface des lames et des balais.
- Les pertes mécaniques sont engendrées par des frottements secs et des frottements visqueux dans les paliers, dans le réducteur, et à l'interface balai/collecteur. La pression des ressorts sur les balais génère un couple de frottement non négligeable.

A l'origine du projet, Valeo mettait très fortement en cause les pertes par commutation qui nuisent aux performances des machines et induisent par leur nature une très forte dégradation de la durée de vie des appareils. De plus, la courbure de la caractéristique vitesse/courant visible sur la figure 1.6 serait imputable à ces mêmes effets. Nous reviendrons plus en détail sur les pertes au chapitre 5.

1.4 Objectifs de l'étude

La mission confiée consistait à appréhender et comprendre les différents phénomènes électromécaniques intervenant dans un démarreur. Nous devions ensuite chercher à optimiser le dimen-

sionnement de la partie électrique en respectant les différentes contraintes du cahier des charges que nous allons détailler maintenant en distinguant les contraintes rattachées au diagramme ISO de celles relevant du régime transitoire.

1.4.1 Cahier des charges en statique du diagramme ISO

Les performances des différentes solutions proposées seront au final appréciées sur le diagramme de la norme ISO 8856 (Couple/Courant, Vitesse/Courant, Puissance/Courant). L'objectif sera donc d'augmenter les niveaux de couple et de vitesse afin de maximiser la puissance utile. La vitesse à vide du démarreur doit être maximale. Le couple de blocage doit être supérieur au couple nécessaire pour vaincre les compressions et les frottements du moteur thermique notamment à basse température.

Par ailleurs, le cahier des charges impose un certain nombre de contraintes. Le courant de court-circuit ne peut pas être augmenté. En effet, les constructeurs automobiles imposent une limitation de la pointe de courant d'appel afin que la tension batterie ne descende pas en dessous d'un seuil en deçà duquel le calculateur du véhicule peut se réinitialiser.

Ces critères du diagramme ISO sont incontournables mais ne suffisent pas. D'autres aspects plus dynamiques interviennent. Ils rendent compte de la manière avec laquelle le démarreur "accompagne" le moteur thermique jusqu'à la vitesse limite de démarrage.

1.4.2 Critères dynamiques de démarrabilité avec acyclisme

Dans cette section, nous exposerons trois exemples d'entraînement d'un moteur thermique. Pour démarrer ce type de moteur, il faut vaincre les frottements auxquels s'ajoute le couple résistant variant en fonction des cycles de compression/détente du gaz dans les cylindres. La figure 1.7 présente l'évolution du couple de charge du démarreur pour un moteur thermique donné.

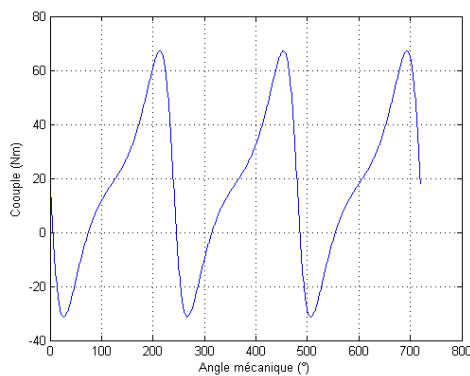


FIGURE 1.7 – Evolution du couple de charge du démarreur évalué sur l'axe du vilebrequin

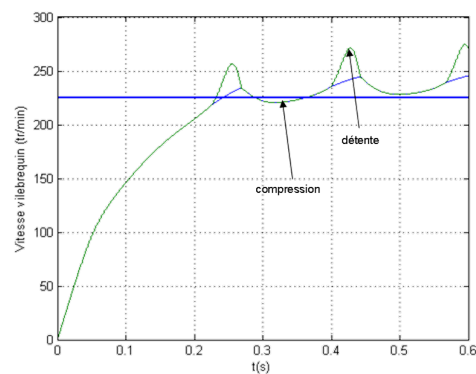


FIGURE 1.8 – Evolution des vitesses du vilebrequin et de l'arbre du démarreur (ramenée sur le vilebrequin)

Durant les phases de détente, le moteur thermique va avoir tendance à entraîner le démarreur. Dans ces conditions, la roue libre du pignon du démarreur désaccouple la machine électrique de

la couronne du vilebrequin et libère l'arbre d'induit de toute charge mécanique. L'énergie fournie au moteur thermique est donc transmise de façon discontinue.

La Figure 1.8 montre l'évolution des vitesses du volant moteur (en vert) et de l'arbre d'induit (rapportée à celle du volant moteur en bleu) lors d'un entraînement correct. Dans cet exemple, un entraînement réussi consiste à amener le moteur thermique dans une phase de compression à plus de 225 tr/min en moins de 0.6 s .

On constate que durant les phases de roue libre le moteur du démarreur accélère. Il se trouve à ces moments là sous charge nulle. Le raccrochage de la roue libre s'effectue à une vitesse supérieure et la compression suivante peut avoir lieu. Cette augmentation de la vitesse de passage des compressions est une condition importante de démarrabilité d'un moteur thermique.

Les figures 1.9 présentent des entraînements échoués. Dans le premier cas, l'inertie des parties tournantes est trop importante. Le démarreur a du mal à accélérer et, lors des phases de roue libre, la vitesse du moteur n'augmente pas suffisamment. Dans le second cas, l'inertie du démarreur est trop faible. Lors du raccrochage de la roue libre, le démarreur n'arrive pas à faire face à la compression. Le moteur thermique fait décélérer le démarreur.

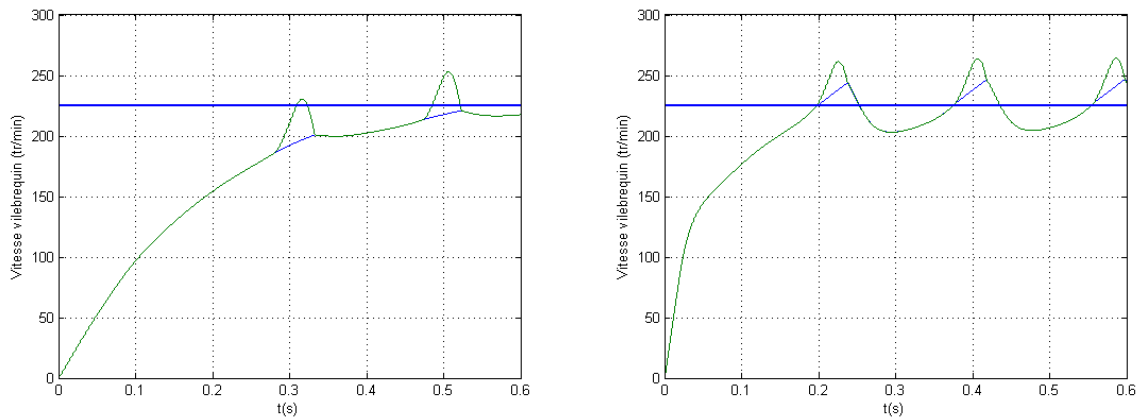


FIGURE 1.9 – Cas d'un démarrage échoué par excès d'inertie à gauche et par manque d'inertie à droite

Tous ces phénomènes font qu'il est très difficile de dimensionner un démarreur. De plus les paramètres de charges dépendent beaucoup des conditions extérieures (température, type d'huile utilisée, frottements...).

En résumé, le démarreur est un dispositif complexe qui doit être capable de fournir des performances acceptables dans une plage de température très étendue. Quatre critères de performance sont à retenir : la puissance, le couple, la vitesse à faible charge, l'inertie vue du pignon. La figure 1.10 résume ces contraintes sur le diagramme de la norme ISO.

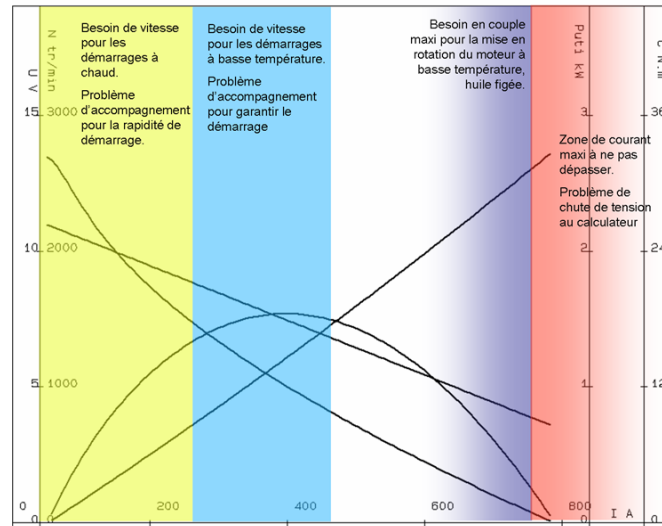


FIGURE 1.10 – Caractéristique type d'un démarreur

1.4.3 Le risque de fraisage de la couronne

Le phénomène du fraisage de la couronne du vilebrequin intervient si le pignon est mis en rotation trop tôt alors que le contacteur n'a pas encore fait pénétrer le pignon dans la couronne. Dans le cadre d'une redéfinition du moteur électrique, comme c'est le cas dans ce travail, il importait de s'assurer que le nouveau comportement de mise en vitesse du pignon soit compatible avec les capacités dynamiques du contacteur. Cette compatibilité est évaluée au moyen d'un critère de fraisage qui a été mis en place il y a quelques années ([Lab]). Des simulations magnétiques et mécaniques ont abouti à cet indice qui est, à ce jour, le meilleur critère auquel Valeo fait référence auprès de ses clients. Le calcul de cet indice est basé sur celui d'un régime transitoire de moteur électrique et un calcul de mécanisme. Il s'agit essentiellement d'un ratio entre le couple crête du moteur électrique et la pénétration axiale du pignon du démarreur dans la couronne moteur en N.m/mm. Pour atténuer ce problème, il faudrait que le couple moteur s'établisse moins rapidement. Le rapport de réduction interne, l'inertie du démarreur par rapport au moteur thermique, les caractéristiques électriques (inductance et résistance) du démarreur sont autant de paramètres qui influent sur le risque de fraisage.

Chapitre 2

Etude Bibliographique

2.1 Introduction

L'étude bibliographique est découpée en trois parties. La première traite de l'utilisation des aimants permanents dans les machines électriques et aborde les différentes façons de placer ces aimants pour générer un champ inducteur. La seconde partie expose une manière particulière de placer les aimants : les structures de Halbach. Enfin, la modélisation des arcs électriques est abordée dans la dernière partie.

2.2 Utilisation des aimants permanents dans les machines électriques

2.2.1 Introduction

Les aimants permanents ont fait leur apparition pour la première fois sur des machines électriques par les travaux de J. Henry [Deg] en 1831. Le système d'excitation était composé d'aimants métalliques ou au tungstène. Ce n'est qu'à l'avènement des aimants de type AlNiCo cent ans plus tard (1932) [LR] que les systèmes d'inducteur à aimants sont devenus intéressants notamment dans les machines à courant continu à collecteur mécanique. En effet, en dessous d'une certaine puissance, les machines électriques à aimants offrent des avantages notables par rapport aux machines bobinées [GW02] :

- Aucune énergie électrique n'est nécessaire à la création du flux de l'inducteur. Il n'y a plus de pertes Joule dans l'inducteur ce qui engendre une hausse du rendement global de la machine.
- La puissance massique est plus élevée.
- Les caractéristiques dynamiques sont améliorées grâce à la plus forte densité de flux magnétique dans l'entrefer.
- La construction des machines et la maintenance associée (absence de bobinage) sont simplifiées.
- Le coût global est réduit sur les plus petites machines.

Cependant, les moteurs à aimants présentent des inconvénients pour certaines applications :

- Ils sont plus coûteux pour des puissances moyennes à importantes (surtout avec les aimants terres rares).
- Il y a des risques de désaimantation (irréversible) liés aux courants d'induit (surtout pour les aimants céramiques) et aux températures élevées.
- Le défluxage est difficile.

Tout au long de cette partie, nous allons nous attacher à exposer tous les critères liés à la conception et à l'utilisation des aimants permanents dans des machines électriques. Nous chercherons à comprendre en quoi l'utilisation de ces aimants peut apporter un bénéfice dans le fonctionnement global de ces machines.

2.2.2 Machines électriques et aimants permanents

Marché global

Sur l'ensemble des applications à base d'aimants, une large majorité se retrouve dans les moteurs et générateurs électriques. Comme le présente la figure 2.1, en seconde position, nous retrouvons les actionneurs et capteurs. Aujourd'hui l'utilisation des aimants de type terres rares a fortement augmenté. Ces aimants dont le prix avait considérablement diminué ces dernières années, laissent envisager de nouvelles applications industrielles. Dans le monde de l'automobile, l'électrification croissante et la multiplication des petits actionneurs (voir Fig. 2.2) laissent présager une croissance forte du marché des aimants. D'autres innovations comme les poudres de fer compressées ouvrent également la porte aux développements de petits actionneurs à aimants.

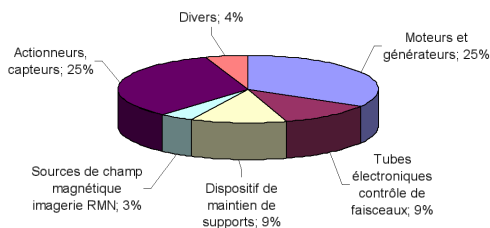


FIGURE 2.1 – Répartition des applications des aimants permanents (Source Valeo)

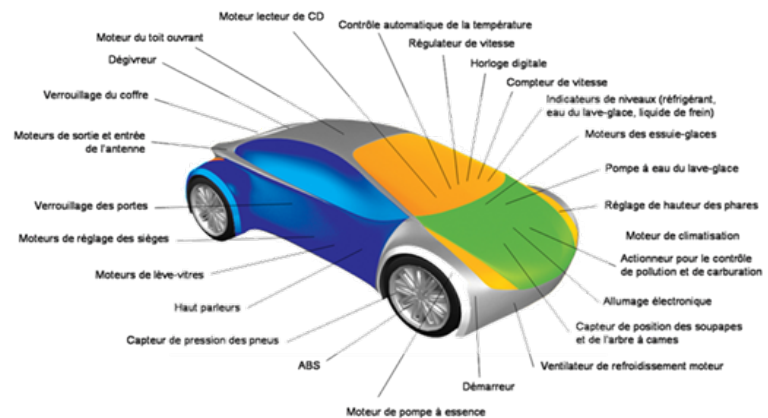


FIGURE 2.2 – Plus de 100 aimants permanents dans une automobile moderne (Source Valeo)

Cependant, malgré une hausse constante des quantités produites, l'évolution des prix des aimants terres rares s'est complètement inversée ces derniers mois et ils augmentent d'une manière exponentielle [Bic07]. La hausse des taxes chinoises à l'exportation et le surcoût lié aux dispositifs antipollutions en sont les principales raisons invoquées.

Type de machine concernée

La figure 2.3 présente une vue synthétique des différents types de machines électriques. Environ un tiers font appel à des aimants permanents.

Il est important de distinguer les différents usages des aimants permanents. Dans la majorité des cas, ils sont employés pour générer un champ inducteur, au rotor ou au stator. Cependant, dans certaines applications, comme les alternateurs automobiles à inducteur bobiné, de petits aimants peuvent s'intercaler entre les pièces polaires (aimants interpolaire) de manière à augmenter le couple en ajoutant une aimantation dans une certaine direction. Ce domaine d'application est en pleine expansion car il permet d'accroître les performances des machines sans pour autant changer leur principe de fonctionnement ([Tam08]). On parle de machines à double excitation.

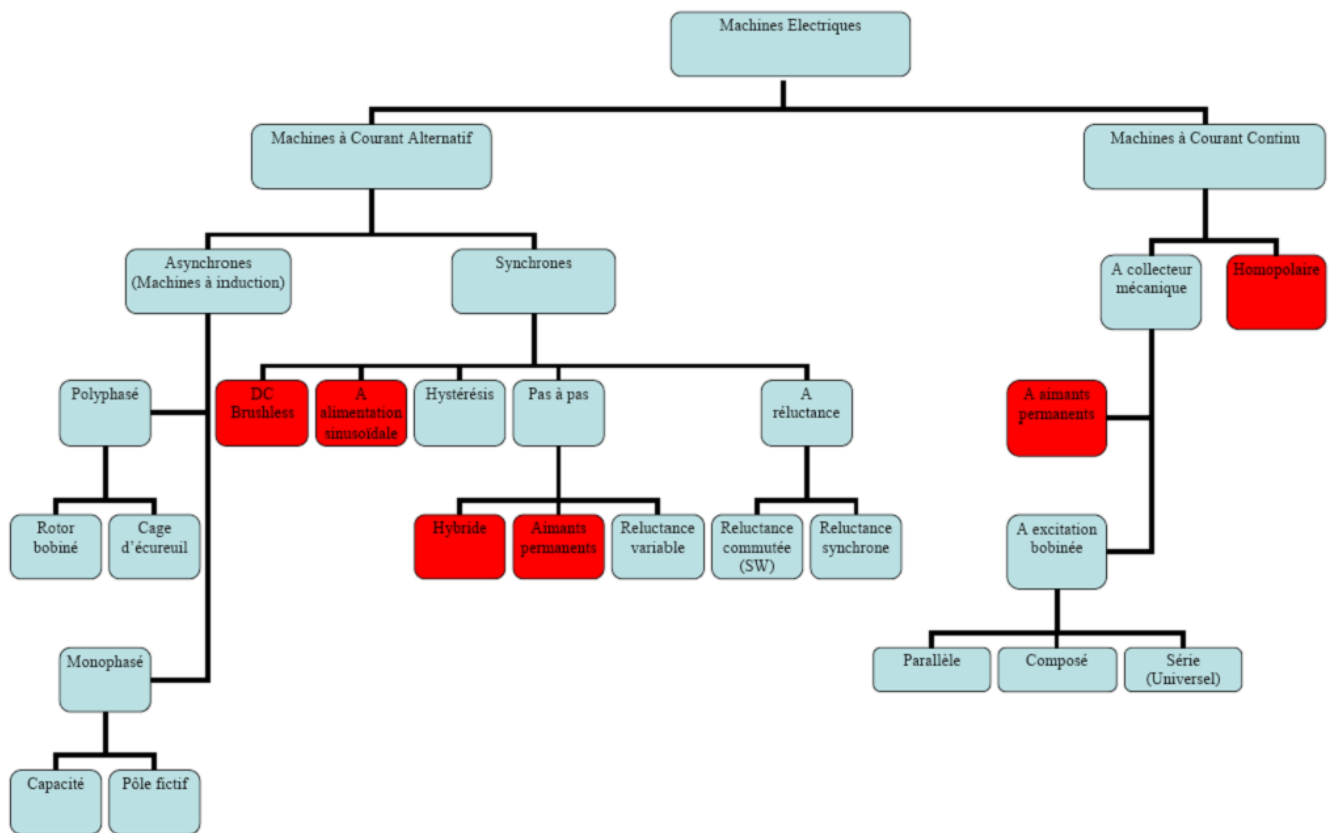


FIGURE 2.3 – Les différents types de moteur et les opportunités d'adjonction d'aimants permanents (carrés rouges)

Caractéristiques générales des aimants permanents

Un état de l'art des technologies d'aimants a été rédigé en début de thèse. Il n'est pas reproduit ici afin de ne pas alourdir inutilement le mémoire. Toutefois, les caractéristiques des principales familles d'aimants ainsi que leur comportement face à la température sont repris dans le tableau 2.1.

La figure 2.4 présente les différentes familles d'aimants suivant leur rémanence et leur champ coercitif. Une échelle colorée permet d'apprécier leur degré de maturité sur le marché global.

Type	B_r à 20 °C (T)	H_{cb} à 20°C (kA/m)	H_{cj} à 20°C (kA/m)	$(B.H)_{max}$ (kJ/m ³)	ΔB_r à 25°C (%/K)	ΔH_c à 25°C (%/K)	T_{max} (°C)
Ferrites 7	0.34	260	320	21.9	-0.2	0,2 / 0,5	250/300
Ferrites 8	0.385	235	245	27.8	-0.2	0,2 / 0,5	250/300
Ferrites 10	0.41	225	230	31.8	-0.2	0,2 / 0,5	250/300
Alnico frittés	0.7	44	45	11.9	-0.015	-0.02	450
$SmCo_5$ frittés	0,85/1,02	620/755	1190/2390	135/205	-0.04	-0.25	300
Sm_2Co_{17} liés	0,95/1,16	480/840	560/2070	190/240	-0.03		300/350
NdFeB frittés	1,02/1,42	763/955	1350/3260	190/400	-0,09/-0,12	-0,55/-0,77	100/150
NdFeB liés	0,2/0,75	300/480		600/1270	40/95		

TABLE 2.1 – Caractéristiques des principales familles d’aimants

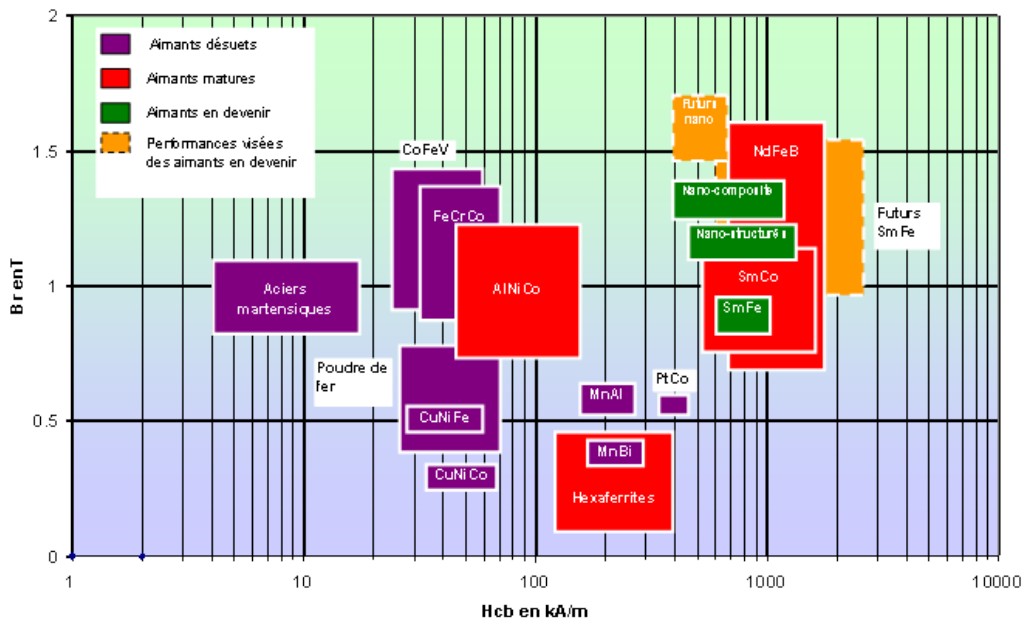


FIGURE 2.4 – Classification des matériaux selon leur champ coercitif et leur rémanence (20°C) et leur cycle de vie (Source Vaccumschmelz)

La réaction magnétique d’induit.

Dans tous les moteurs à aimants, il y a superposition d’un champ inducteur créé par les aimants et d’un champ d’induit créé par le bobinage. Ce champ d’induit vient s’opposer en certains endroits à celui des aimants et à tendance à les désaimanter. Il est très important de prendre en compte ces phénomènes sous peine de perdre complètement toutes les caractéristiques magnétiques de l’aimant considéré. Cette réaction est d’autant plus importante que les courants traversant l’induit sont intenses (cas du démarreur automobile par exemple). Ce phénomène est très marqué dans les moteurs à courant continu. La figure 2.5 présente le phénomène. L’emploi de nuances d’aimant à fort champ coercitif est plus que souhaitable. La solution classique était d’utiliser des aimants bi-qualités (nuance à fort champ coercitif pour les zones critiques et nuance à forte rémanence pour le reste de l’aimant). Les progrès de la métallurgie ont permis l’industrialisation d’aimants bas coût à fort champ coercitif (ferrites). Les nuances bi-qualités ont été abandonnées.

La réaction magnétique d’induit est beaucoup moins importante dans les machines à aimants

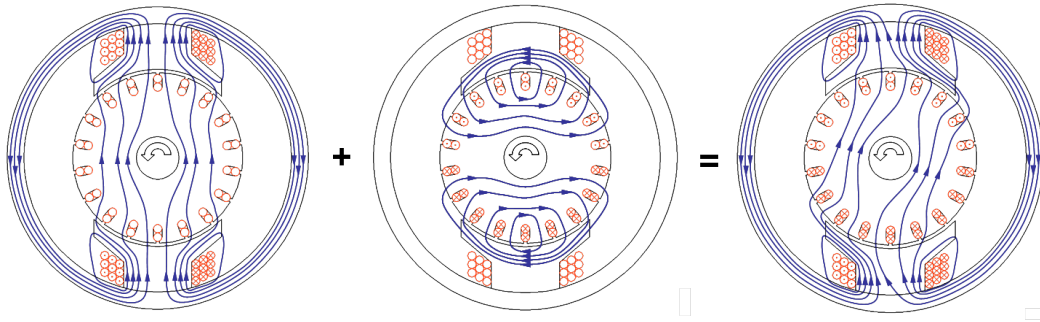


FIGURE 2.5 – Coupe droite d'un moteur à courant continu : mise en évidence de la réaction magnétique d'induit

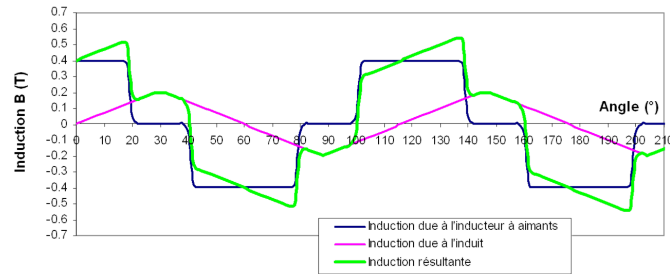


FIGURE 2.6 – Superposition des inductions dues à l'aimant et à l'induit

que dans les machines bobinées parce que la perméabilité relative (μ_r) des pôles bobinés est beaucoup plus importante que celle des aimants (proche de l'unité). Ainsi, vu de l'induit, les aimants permanents se comportent magnétiquement comme de l'air. Dans les machines bobinées le champ magnétique de réaction d'induit est canalisé par le noyau ferromagnétique du pôle.

Pour contrer les risques de désaimantation, certains constructeurs ajoutent des pièces polaires en fer doux (appelées Pole shoe) entre l'aimant et l'entrefer (voir Fig. 2.7). Cette disposition permet de faire de la concentration de flux et de limiter les risques de démagnétisation des aimants. Les lignes de champ de l'induit qui tendraient à démagnétiser l'aimant viennent se refermer majoritairement dans ces pièces polaires. Cette disposition particulière ne change cependant rien aux effets de la réaction d'induit sur la forme de l'induction dans l'entrefer.

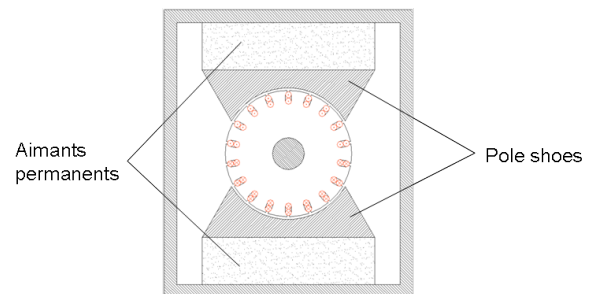


FIGURE 2.7 – « Pole shoe » sur une machine bipolaire à courant continu

La tenue en température

Les pertes Joule subies par les bobinages échauffent inéluctablement l'intégralité de la machine électrique. Les conditions environnementales sous le capot d'une voiture ne font qu'empirer les choses. De manière générale, une hausse de la température détériore les caractéristiques magnétiques des aimants. En effet, si la température de la machine passe au-dessus de la température

maximale d'utilisation (120°C pour certaines nuances de NdFeB), des pertes importantes mais réversibles seront constatées. De plus, si la température passe au dessus de la température de Curie (310°C pour les NdFeB), toutes les propriétés magnétiques seront définitivement perdues.

Il convient de garder toujours ces constatations à l'esprit. Les fonctionnements transitoires à courants très élevés (phase de démarrage ou de freinage) peuvent induire par convection puis par radiation des échauffements notables sur les aimants de la machine. Des systèmes de ventilation (forcée ou non) sont généralement prévus sur les machines électriques. Des événements peuvent également être dimensionnés pour pallier ces problèmes. Pour les moteurs à forts couples des systèmes à convection forcée (circulation d'un liquide calorifuge dans un serpentin) sont actuellement commercialisés mais nécessitent un entretien et une maintenance plus lourde.

Les problèmes de mise en œuvre

Le montage des aimants reste toujours une difficulté en raison de leur relative fragilité et de leur magnétisation (in situ ou non). Les techniques classiques sont les suivantes :

- L'agrafage : les aimants sont agrafés à la culasse par une pièce mécanique. Nous retrouvons ici des systèmes traversant la culasse ou des systèmes complètement solidaires de la culasse.
- Le collage : dans les petites machines, les aimants peuvent être collés. Ces colles sont très sensibles au cisaillement.
- Le clipsage : certains aimants comme les plasto-aimants, disposent d'une certaine élasticité permettant le clipsage dans des formes diverses du stator ou du rotor.

Il convient de prendre certaines précautions lors du montage des structures d'aimants. Des risques de désaimantation peuvent apparaître durant la phase d'insertion des aimants dans la culasse ([DZS⁺]).

De manière générale, et dans la limite de faisabilité, il est souhaitable de maintenir les aimants dans des dispositifs mécaniques. En raison de leur sensibilité à la corrosion et à l'oxydation, les aimants sont des pièces à protéger particulièrement.

2.2.3 Critères de dimensionnement

Notion de volume critique

Considérons un circuit magnétique simple (figure 2.8), de forme rectangulaire, de perméabilité infinie et de section $S_m = (a.b)$, excité soit par un enroulement de section $S_e = c.d$ et de densité moyenne de courant J , soit par un aimant de hauteur l_a , d'induction rémanente B_a et de perméabilité relative $\mu_r = 1$. Nous allons nous intéresser à l'induction B_e créée dans l'entrefer de longueur l_e .

Dans le cas d'une excitation bobinée, la réluctance du circuit vaut $\mathfrak{R} = \mathfrak{R}_{entrefer} = l_e/(\mu_0.S)$. Dans le cas de l'aimant, la réluctance du circuit vaut $\mathfrak{R} = \mathfrak{R}_{aimant} + \mathfrak{R}_{entrefer} = (l_a + l_e)/(\mu_0.S)$. Cette simple constatation montre une nouvelle fois que la réaction magnétique d'induit n'aura pas le même effet sur un moteur à aimant et sur un moteur bobiné. En appliquant le théorème d'Ampère et la conservation du flux, nous retrouvons :

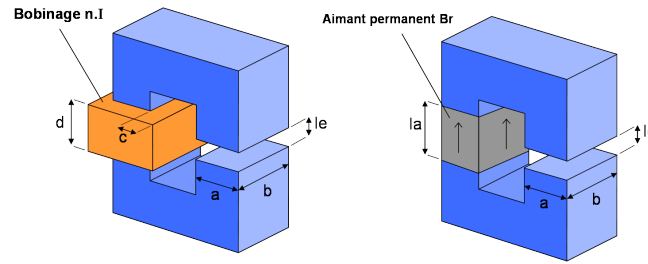


FIGURE 2.8 – Circuit magnétique mettant en évidence la notion de volume critique

Pour l'aimant :

$$\left. \begin{array}{l} H_a \cdot l_a + H_e \cdot l_e = 0 \\ B_a \cdot S_a = B_e \cdot S_e \\ B_a = \mu_0 \cdot H_a + B_r \end{array} \right\} B_e = B_r \cdot \frac{l_a}{l_a + l_e}$$

Pour le circuit bobiné :

$$\left. \begin{array}{l} H_e \cdot l_e = N \cdot I = c \cdot d \cdot J \\ B_e = \mu_0 \cdot H_e \end{array} \right\} B_e = \mu_0 \cdot J \cdot \frac{c \cdot d}{l_e}$$

Si l'on divise toutes les dimensions par un facteur d'échelle k tel que :

$$\begin{aligned} a' &= a/k; & c' &= c/k; & l'_a &= l_a/k; \\ b' &= b/k; & d' &= d/k; & l'_e &= l_e/k. \end{aligned}$$

on observe deux comportements antagonistes vis-à-vis du rapport d'échelle k .

Dans le cas d'une excitation par aimant, le niveau d'induction dans l'entrefer est inchangé.

$$B'_e = B_r \cdot \frac{l'_a}{l'_a + l'_e} = B_r \cdot \frac{l_a}{l_a + l_e} = B_e$$

Par contre, dans le cas d'une excitation par enroulements, on obtient :

$$B'_e = \mu_0 \cdot J \cdot \frac{c' \cdot d'}{l'_e} = \mu_0 \cdot J \cdot \frac{c \cdot d}{l_e \cdot k} = \frac{B_e}{k}$$

Il est nécessaire de multiplier la densité de courant J par k pour obtenir le même niveau d'induction dans l'entrefer. L'échauffement des conducteurs limite les possibilités d'augmenter J .

Pour résumer, il apparaît qu'en dessous d'une certaine taille critique, les aimants permanents sont capables de fournir des niveaux d'induction que les bobinages ne peuvent pas atteindre en raison des densités de courant trop importantes mises en jeu.

Règles générales de dimensionnement

Nous reprendrons ici les différents principes liés à la conception d'un système à aimants. Dans un premier temps, le matériau doit avoir un champ coercitif supérieur à tous les champs créés par les autres organes de la machine (par exemple, l'induit dans une machine à courant continu). On veillera également à disposer des structures ferromagnétiques (culasse ou pièces polaires) dimensionnées de manière à limiter les flux de fuite entre les aimants. La saturation de ces pièces ferromagnétiques est aussi à éviter.

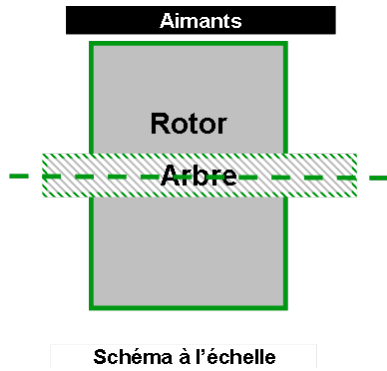


FIGURE 2.9 – Schéma à l'échelle montrant le dépassement des aimants par rapport au rotor

Dans une machine, il s'avère très intéressant de laisser dépasser les aimants par rapport à l'induit. Cette disposition permet aux flux de fuite de se refermer et d'augmenter le flux magnétique dans l'entrefer. C'est le cas pour la machine FS18 comme présenté sur la figure 2.9.

[LR] montre également que les structures à aimants permettent l'obtention de couples plus élevés aux basses vitesses par rapport à des structures bobinées de type « Shunt ». La caractéristique couple/vitesse est théoriquement complètement linéaire ce qui facilite le pilotage des moteurs.

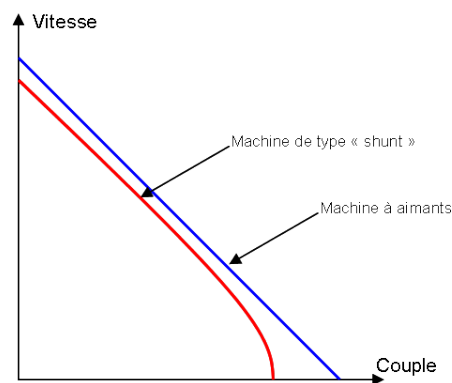


FIGURE 2.10 – Comparaison de la caractéristique couple/vitesse pour un inducteur à aimants et pour un inducteur à pôles bobinés

On retrouve les aimants permanents dans des machines très différentes. Il apparaît que pour des puissances de 20 W à 5 kW, les ferrites sont le matériau le plus intéressant. Les aimants terres rares (NdFeB et SmCo) sont plus compétitifs sur des petites applications (quelques watts) ou sur les grosses applications (plusieurs dizaines de kilowatts).

En effet, certaines applications de fortes voire très fortes puissances font appel à des technologies à aimants. Il existe commercialement des machines synchrones de 100 kW voire de quelques MW [Bie]. Les technologies à aimants sont également privilégiées lorsque le nombre de paires de pôles est important et par conséquent lorsque l'ouverture polaire est faible. Les constructeurs aboutissent alors à de petits pôles à aimants à la place de pôles plus larges bobinés.

2.2.4 Structures de machines électriques

La littérature nous fournit de multiples façons de placer des aimants dans des machines électriques. Nous balayerons principalement les machines brushless à aimants aux rotors puis les machines à courant continu à excitation par aimants au stator.

Les structures d'inducteurs rotoriques à aimants

Aimants périphériques Bien que notre étude concerne des inducteurs statoriques, il est intéressant d'analyser les structures à inducteur rotorique car elles sont les plus nombreuses et peuvent être source d'inspiration pour des structures de stators. Dans les machines synchrones à aimants périphériques (voir Fig. 2.11), les aimants sont placés à la périphérie d'un rotor ferromagnétique suivant une succession alternée de pôles nord et sud. Leur aimantation est radiale. Le stator est alors feuilleté. Il doit être dimensionné de manière à assurer le retour du flux magnétique inter aimant ([Han94]. Les aimants sont généralement collés sur le rotor. Une frette amagnétique peut être ajoutée afin de limiter les effets des forces centrifuges. Cette frette est généralement constituée de fibres de verre ou de carbone liées par une résine époxy. Des cales amagnétiques entre les aimants peuvent aussi rigidifier mécaniquement le rotor.

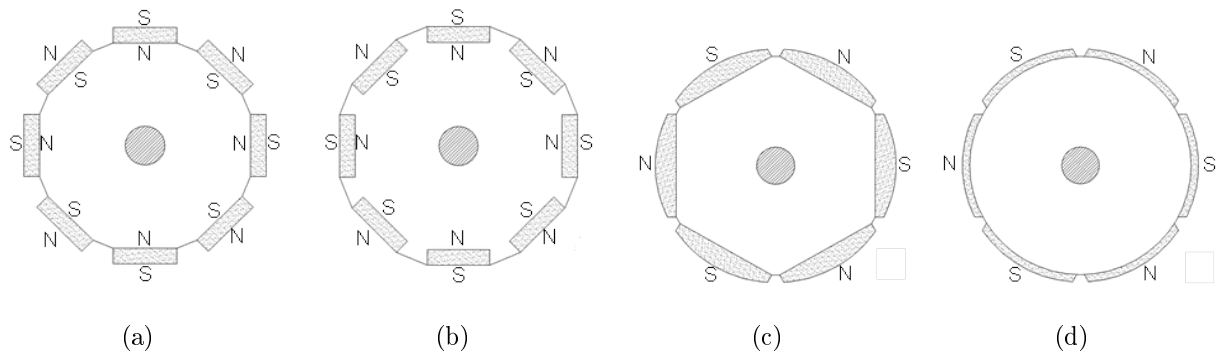


FIGURE 2.11 – Structure d'inducteurs à aimants périphériques dans les machines à champ radial a) structure à aimants surfaciques sans effet de saillance b) structure à aimants surfaciques avec effet de saillance c) Structure " breadloaf " (en référence à la forme des aimants) d) Configuration à aimants surfacique type NdFeB

Cette construction offre la possibilité de tourner à des vitesses relativement élevées en raison de la structure mécanique rigide et sans torsion (sur un diamètre de 20 cm, le rotor peut tourner à 14000 *tr/min* [Bie]). Cette topologie de rotor est relativement simple à concevoir. Des constructions à faible inertie sont envisageables par l'optimisation du rapport longueur/diamètre du rotor. Un rapport 3 semble un bon compromis. Les moteurs synchrones peuvent également disposer de rotors creux (saturation magnétique à étudier).

La perméabilité relative des aimants proche de l'unité permet de considérer ce type de rotor comme étant à pôles lisses. L'inductance synchrone est indépendante de la position du rotor et beaucoup plus faible que pour des pôles bobinés. Cette caractéristique permet d'obtenir des variations de courants beaucoup plus rapides dans l'induit et par conséquent des caractéristiques dynamiques bien supérieures (temps d'établissement du couple notamment). Ce type de machine est donc plus adapté à des fonctionnements de type actionneur (voir [KN85] et [GW02]). On distingue ensuite les machines synchrones à alimentation sinusoïdale (machines synchrone autopilotées) et les machines synchrones à alimentation rectangulaire (ou machine à courant continu Brushless).

Aimants intérieurs Parmi les machines à aimants au rotor, il existe aussi des constructions permettant de placer les aimants à l'intérieur du rotor ([Lac]). La mise en œuvre est plus compliquée puisqu'il faut faire appel à des technologies composites. Les aimants sont alors plus faciles à disposer (il suffit de les glisser à l'intérieur de fentes) et sont plus protégés contre les agressions extérieures (corrosion, oxydation...). Cependant, cette structure composite du rotor interdit des vitesses de rotation très élevées ([Mulb]). On retrouve généralement deux principes :

- Montage classique des aimants radiaux. Le flux par pôle correspond au flux créé par un seul aimant (voir Fig. 2.12).
- Des structures à concentration de flux où les aimants sont aimantés tangentiellement. Le flux par pôle est alors créé par deux aimants. On obtient dans l'entrefer un niveau d'induction supérieur à l'induction rémanente des aimants. Cette structure est d'autant plus usitée que le nombre de paires de pôles est élevé. L'emploi de matériaux amagnétiques entre les aimants est à envisager pour éviter les courts-circuits magnétiques.

Enfin, notons que cette configuration d'aimant n'offre pas des performances dynamiques élevées en raison de la forte valeur relative de l'inductance synchrone (par rapport à des aimants périphériques par exemple). En effet, la valeur du champ magnétique de réaction d'induit dépend de sa position relative par rapport au rotor. La figure 2.12 présente la grande majorité des solutions permettant l'insertion d'aimants dans le rotor d'une machine à flux axiale.

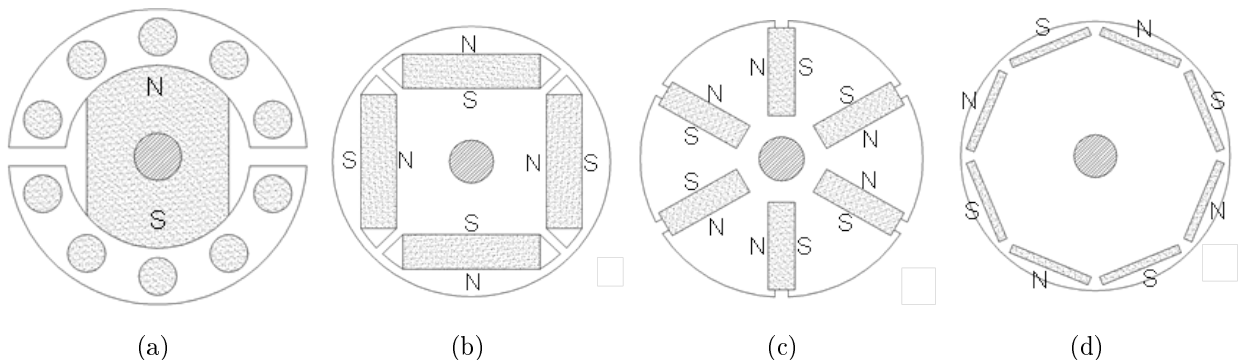


FIGURE 2.12 – Structure d'inducteurs à aimants enterrés dans les machines à champ radial a) configuration avec cage d'écureuil pour démarrage asynchrone à fréquence d'alimentation fixe b) structure à aimants intérieurs c) structure à aimants enterrés et concentration de flux (répartition symétrique) d) Structure à aimants intérieurs 6 pôles simple couche

Disposition axiale ou discoïdale Dans cette configuration, les aimants sont solidaires d'un disque amagnétique en rotation (généralement en aluminium pour une faible inertie). Le champ d'entrefer tout comme l'aimantation des aimants sont axiaux. Le stator est constitué d'un anneau de fer doux situé dans un plan rotorique. Le fort ratio diamètre/longueur est favorable au dimensionnement de machines à nombre de pôles élevé (voir [Gir08]), travaillant principalement à basse vitesse. Le rapport puissance/poids élevé de ces machines les destine principalement à la traction de véhicule ou à l'aviation. Les faibles inerties (dues au rotor sans fer) permettent d'atteindre des performances dynamiques importantes. Comme pour les machines à aimants pé-

riphériques, la faible valeur de l'inductance synchrone permet l'établissement rapide du courant dans les bobinages statoriques.

Les structures d'inducteurs statoriques

Les systèmes d'inducteurs au stator sont généralement utilisés dans les petites machines à courant continu. Des aimants en forme de tuiles sont collés ou agrafés à l'intérieur d'une culasse ferromagnétique. Cette culasse doit être dimensionnée de manière à laisser passer l'intégralité du flux magnétique entre les aimants. Il s'agit généralement de segments ferrites pour leurs faibles coûts de fabrication. Des critères de faisabilité de ces ferrites sont détaillés par Mateos-Bugatti [Bug04].

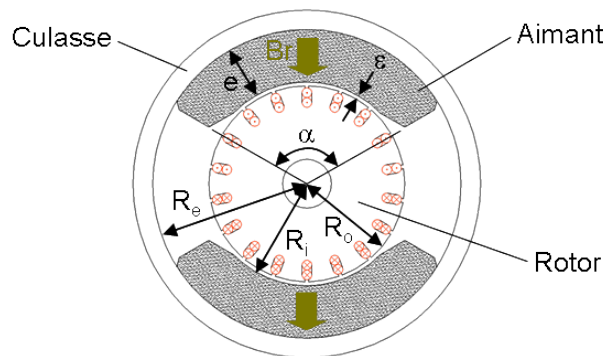


FIGURE 2.13 – Disposition classique des aimants dans les inducteurs statoriques

La conception des inducteurs à ferrites est légèrement différente de celle des inducteurs à aimants terres rares. En effet, leurs champs coercitifs relativement importants offrent la possibilité de les placer au plus près de l'induit. Cela permet entre autres d'obtenir des niveaux d'induction plus importants dans l'entrefer. Pour des raisons évidentes de coût et de compacité de la machine, les aimants terres rares sont les plus fins possibles. Cependant, pour une même section d'aimant et pour une même longueur, la densité de flux magnétique dans un moteur à aimants terres rares est le double de celle d'un moteur à aimants ferrites. D'après [KN85], entre un même moteur monté tantôt avec des aimants ferrites tantôt avec des aimants SmCo, les constantes de temps électriques et mécaniques sont multipliées respectivement par 0.7 et 0.5. Le couple est quant à lui augmenté de 50% et la puissance crête de sortie en régime transitoire est doublée.

2.3 La structure de Halbach

2.3.1 Introduction

Dans les années 80, Klauss Halbach [Hal80] (physicien au laboratoire National de Livermore en Californie) inventa le principe éponyme. L'aimantation dite de Halbach consiste à accoler des aimants dont la direction de polarisation est différente afin d'orienter le champ magnétique. Plus tard, une variante consiste à faire varier l'orientation de l'aimantation à l'intérieur d'un même aimant. La première application consistait à focaliser les rayons d'un accélérateur de particules.

De nombreux chercheurs ont montré que ce principe avait d'autres applications, notamment dans les machines électriques. On retrouve ainsi ce type de structure dans les machines tournantes (au rotor comme au stator) mais aussi dans les actionneurs linéaires. Dans ce mémoire, nous ne nous attacherons qu'aux machines tournantes.

Dans la littérature, la structure de Halbach est généralement proposée au rotor de machines synchrones à aimants. Elle consiste à faire varier continûment l'orientation de l'aimantation (voir figure 2.14). L'induction normale B_n et l'induction tangentielle B_t des aimants s'expriment comme suit :

$$B_n = A.\cos(p.\theta) \quad (2.1)$$

$$B_t = A.\sin(p.\theta) \quad (2.2)$$

avec A : amplitude de l'induction

p : nombre de paires de pôles de la machine

θ : angle mécanique du rotor

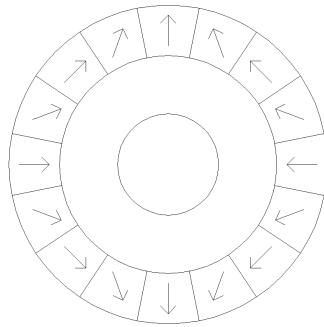


FIGURE 2.14 – Schéma d'un rotor de machine synchrone équipé d'une aimantation Halbach

Dans le cas d'un démarreur automobile, l'idée serait de placer cette structure non plus au rotor mais au stator. D'après la bibliographie et les premières études faites chez Valeo, cette structure présenterait plusieurs avantages ([Laba]). Nos partenaires industriels nous ont encouragés à explorer cette voie. La figure 2.15 présente une structure de machine radiale et différentes structures de Halbach (3 et 4 aimants par pôles).

D'autres recherches ont aussi profité des progrès des aimants NdFeB pour aboutir à de nouvelles façons de concevoir, de mettre en forme et de magnétiser ces structures (voir [ZXA⁺00a] et [ZXA⁺00c]).

Enfin, nous pouvons retrouver ces structures dans des applications très particulières [BCTM] qui nécessitent une densité de flux très importante (rayon X. . .).

2.3.2 Intérêts de la structure

Depuis de nombreuses années, les scientifiques cherchent à tirer parti de la structure de Halbach combinée à l'utilisation d'aimants terres rares. Une équipe de Sheffield en Angleterre propose différents articles sur le sujet. ZQ Zhu [Zhu07] énonce les différents intérêts de cette structure :

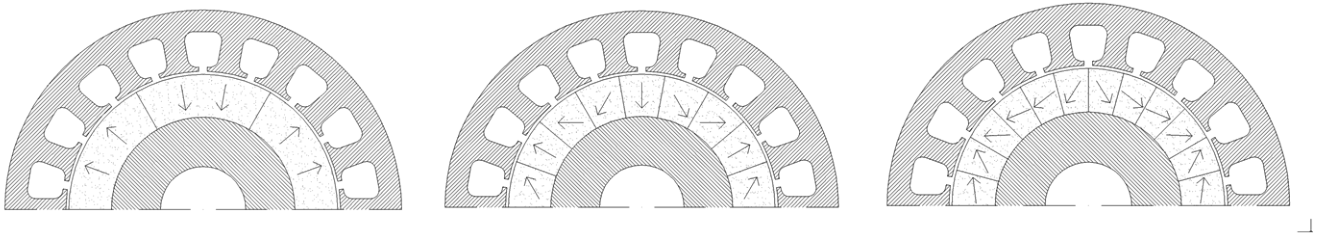


FIGURE 2.15 – Présentation d’une structure radiale et de deux structures de Halbach (3 et 4 segments par pôles)

- Dans un entrefer donné, la structure de Halbach idéale génère une répartition de la densité de flux parfaitement sinusoïdale. Ceci a pour conséquence immédiate de limiter le nombre d’harmoniques présents dans l’entrefer et donc de réduire les pertes fer de l’induit. Cela a pour effet d’augmenter significativement le rendement global des machines et d’envisager des fonctionnements à haute vitesse. Cette induction sinusoïdale génère dans les bobinages de l’induit une force électromotrice (FEM) parfaitement sinusoïdale. Par conséquent, les pulsations de couple sont extrêmement réduites.
- L’organe de retour du flux (culasse ferromagnétique au stator) peut être supprimé. En effet, par sa nature, le cylindre de Halbach oriente le flux directement d’un pôle à l’autre. Dans ces conditions, la culasse ne sert qu’à maintenir mécaniquement les aimants. De ce fait, les parties ferromagnétiques du stator peuvent être remplacées par des matières moins denses voire supprimées. La masse globale de la machine peut alors être réduite.
- Les dispositions servant à minimiser le taux d’harmoniques de FEM ou à limiter les pulsations de couple telles que le vrillage des induits ne sont plus nécessaires. La suppression de ces opérations lors de la fabrication constitue un réel gain économique dans les industries de masse comme l’automobile.
- Pour certains types de machines, un bobinage particulier est adopté afin de minimiser les pulsations de couple liées aux pulsations de FEM. Avec une structure de Halbach ces types de bobinage ne sont plus nécessaires d’où une diminution de la quantité de cuivre. Le rendement global de la machine peut par ce biais être augmenté.
- La structure de Halbach est une structure à concentration de flux. Une densité de flux plus importante peut être ainsi obtenue dans l’entrefer par utilisation de cette méthode.

Cette dernière propriété est confirmée par Marinescu [MMM92]. L’auteur démontre que le couple de la machine peut être accru de plus de 30%. Cet accroissement est lié à l’augmentation de la quantité d’aimants donc du flux magnétique général de la machine.

D’autre part, Marinescu montre que la structure de Halbach est moins sensible à la réaction magnétique d’induit. En effet, le décalage de l’axe du flux entre un comportement à vide et en charge est largement moins important dans une structure de Halbach que dans une structure classique. La figure 2.16 permet de comparer le comportement d’une structure radiale et d’une structure Halbach successivement à vide, au courant nominal et à huit fois le courant nominal. Nous pouvons nous apercevoir dans ce dernier cas que même si la réaction magnétique d’induit

est très forte, les lignes de champ passent toujours dans les aimants de la structure de Halbach alors que le champ est nul dans certains aimants de la structure radiale.

Il apparaît également sur la figure 2.16 que les aimants sont moins sensibles à la démagnétisation. Dans des conditions de très fortes charges, où la réaction d'induit est maximale, les aimants sont soumis à un champ qui n'est pas inverse à leur direction de magnétisation. Selon certains auteurs ([LLG04]), la structure de Halbach empêcherait aussi les flux de fuites. Selon la bibliographie, le flux magnétique est "guidé" par les aimants.

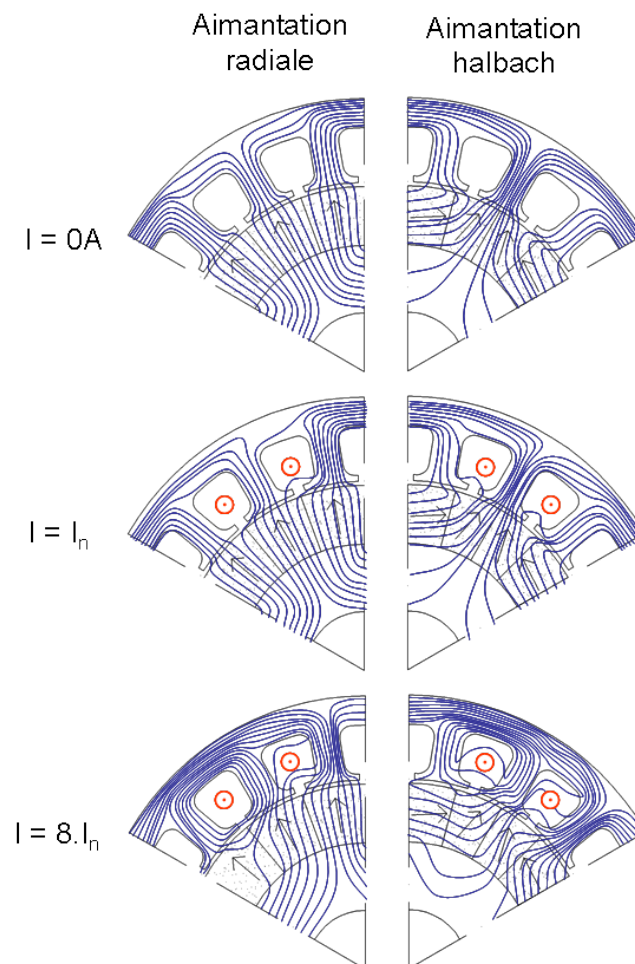


FIGURE 2.16 – Effet de la réaction magnétique d'induit sur une structure radiale et sur une structure Halbach

La suppression de cette réaction magnétique d'induit réduit la différence de comportement entre la machine à vide et la machine en charge. La FEM de l'inducteur récoltée en charge est donc très proche de la FEM récoltée à vide (sans courants d'induit).

Tous ces avantages ont poussé Valeo à étudier de près ces structures. En effet, les démarreurs étant des machines à très forts courants, les problèmes de saturation des pièces ferromagnétiques sont importants. Une suppression de ces pièces par le rebouclage des lignes de champs directement dans les aimants permettrait de supprimer cet inconvénient. De plus, les aimants ferrites des démarreurs sont soumis à de forts risques de désaimantation. Les courants très élevés génèrent des champs de réaction d'induit qui peuvent se reboucler dans la culasse. Les aimants sont alors

soumis à de très forts champs contraires qui risquent de les désaimanter. La structure de Halbach permettrait de pallier ces problèmes.

2.3.3 Domaines d'application

Les structures de Halbach se rencontrent généralement dans les machines électriques lorsqu'il faut générer un champ constant de grande amplitude. Elles tirent leur épingle du jeu dans les applications à hautes vitesses (absence de partie ferromagnétique donc de pertes fer [JJRC01]) mais aussi dans les applications nécessitant une grande dynamique (inertie faible et fort niveau de couple). Les structures de Halbach se retrouvent ainsi sur des alternateurs grandes vitesses, sur des servomoteurs (besoin de très fortes dynamiques donc de très forts couples). La présence au rotor d'un cylindre de Halbach en une seule pièce peut être intéressante d'un point de vue mécanique. En effet, contrairement aux structures radiales, les aimants n'ont pas besoin d'être maintenus à la périphérie et les risques liés à la centrifugation n'existent plus.

Pour les mêmes raisons de nombreux moteurs linéaires munis de structures de Halbach [LLG04] ou à mouvement combiné (hélicoïdal) [JLCC03] ont fait l'objet de recherches.

On retrouve aussi ces structures dans les accouplements magnétiques ou dans les paliers magnétiques. Le flux magnétique accru peut générer des forces ou des couples importants très recherchés dans ces applications. Cette technologie permet donc d'obtenir des performances toujours supérieures dans un encombrement donné.

2.3.4 Réalisation : la segmentation de la structure

La structure de Halbach offre une grande diversité de réalisations. Pour faire la transition entre deux pôles radiaux successifs, nous sommes libres d'imaginer toutes les combinaisons d'aimants (de forme et d'orientation différentes). Ainsi la première étape consiste à introduire entre les deux pôles un aimant purement orthoradial. L'étape suivante consiste à discrétiser la périphérie de la culasse en n segments d'aimant et à faire varier la direction de l'aimantation continûment entre les axes des pôles consécutifs. Le vecteur magnétisation des aimants tourne donc le long de l'entrefer.

L'étape suivante consiste à fabriquer un aimant d'ouverture angulaire égale à un pas polaire généralement en NdFeB moulé et à l'aimanter de façon sinusoïdale. La culasse est donc composée de $2p$ aimants jointifs. L'ultime étape est de fabriquer un cylindre de Halbach qui pourrait directement remplacer le stator à savoir les aimants et la culasse.

Il existe bien d'autres solutions pour réaliser une telle structure. Les transitions peuvent avoir toutes les formes voulues, les rémanences de ces transitions peuvent aussi différer de celles des aimants radiaux... On parle alors d'aimants interpolaires (voir figure 2.17).

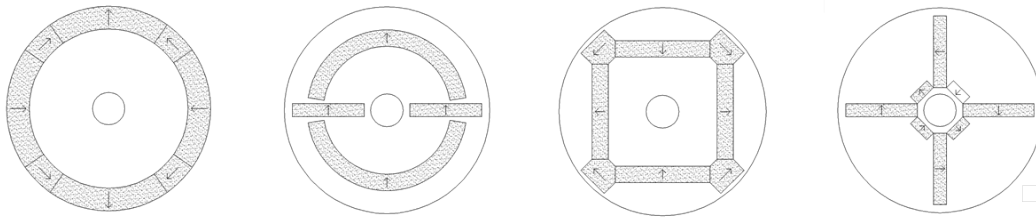


FIGURE 2.17 – Quelques configurations de rotor à aimants interpolaires

D'autres auteurs ([ZH01]) présentent des variantes de cette structure réalisées avec des bobines. Celles-ci se répartissent autour du stator avec des orientations choisies pour générer un champ dont l'orientation évolue continûment d'un pôle à l'autre. La segmentation des aimants permet la réalisation de Halbach à plus bas coût. Beaucoup d'articles traitent de ce point (voir [ZXH02], [AH98], [XZH04]). Pour une aimantation unique par segment, plus la discrétisation est forte, plus les atouts de la structure sont importants. A contrario, plus la structure dispose d'un nombre de segments limité, plus la densité de flux s'éloignera d'un sinus pur. Les avantages sont donc moins nombreux. Cependant, quelle que soit la discrétisation choisie, la quantité d'aimant dans la culasse est toujours supérieure à celle d'une configuration radiale d'où un accroissement du flux magnétique global et du couple électromagnétique créé.

Les structures de Halbach sont généralement réalisées en aimants NdFeB. Ces aimants peuvent être soit frittés soit liés. Cette dernière catégorie d'aimants est plus difficile à mettre en forme pour la réalisation de structure de Halbach. En effet, les grains sont anisotropes. Il faut donc aligner les grains avec l'aimantation au cours du moulage (voir [ZXA⁺00a] et [ZXA⁺00c]).

Le dimensionnement d'inducteurs à aimantation de Halbach peut s'effectuer de deux manières. La première consiste à résoudre analytiquement des équations de Maxwell (voir [XZH04] ou [LLG04]). La seconde consiste à faire des simulations par Eléments Finis.

2.4 Les arcs électriques et les phénomènes de commutation dans les machines à courant continu

2.4.1 Les arcs électriques

La modélisation des arcs électriques est un domaine relativement peu étudié. Néanmoins, certaines études existent sur la rupture des arcs dans les contacteurs haute puissance où ces phénomènes peuvent avoir une grande incidence sur la sécurité des installations électriques ([Pel02] et [Mor]). Dans ces appareils, différents dispositifs existent et ont pour mission d'accélérer l'extinction de l'arc (notamment par soufflage). Beaucoup d'approches énergétiques (modèle de Cassie et de Mayr) ([CFM⁺]) ont été étudiées au détriment d'une modélisation purement électrique des phénomènes. Ces modélisations cherchent à exprimer l'énergie dissipée dans l'arc soit par conduction (modèle de Mayr) soit par convection (modèle de Cassie). Certaines de ces modélisations ont été appliquées à des machines électriques ([Jou90]) mais restent majoritairement développées pour d'autres applications.

Cependant, certaines équipes de recherche anglo-saxonnes [Sui34] ont modélisé l'arc de façon électrique lorsque la distance entre les deux électrodes est fixe. La relation entre la tension U_a entre ses deux électrodes et le courant d'arc I_a s'exprime comme présenté dans l'équation 2.3

$$U_a(I_a) = U_0 + \frac{k}{I_a^n} \quad (2.3)$$

D'autres approches permettent une modélisation dynamique de l'arc ([KB08] et [Pel02]). En effet, lorsque la distance entre les électrodes e_a augmente, la tension d'arc croît plus rapidement que dans le cas d'arcs statiques. Le modèle le plus répandu est le modèle d'Ayrton (équation 2.4).

$$U_a(I_a, e_a) = U_0 + \frac{k}{I_a} + C.e_a + \frac{D.e_a}{I_a} \quad (2.4)$$

Une équipe canadienne [SGC08] a également montré que la tension d'arc lorsque le courant était supérieur à $2A$ pouvait se modéliser de façon intéressante par un modèle d'Ayrton simplifié ne contenant que deux coefficients comme présenté dans l'équation 2.5.

$$U_a(e_a) = U_0 + C.e_a \quad (2.5)$$

2.4.2 La commutation dans les machines à courant continu à balais

Certaines études ont porté sur la commutation des machines à courant continu à balais ([Lem83]). Ce phénomène très transitoire est très souvent négligé mais dans certaines applications les pertes provoquées peuvent ne pas être négligeables.

De plus les arcs électriques créés induisent des surtensions importantes qui peuvent par exemple polluer le réseau de bord d'une automobile. Outre ces aspects purement électriques, les arcs électriques génèrent des interférences conduites qui peuvent poser des difficultés pour les organes électroniques situés à proximité (calculateur...). De multiples précautions doivent être prises pendant le dimensionnement de la machine afin que ces perturbations soient les plus faibles possibles (voir [Rak98]).

Autre aspect non négligeable lié à ces arcs, l'usure des balais. De trop nombreux arcs échauffent la surface des balais et du collecteur et détériorent de façon très importante la durée de vie des balais (voir [HAH98]).

Il convient donc de limiter au maximum les arcs électriques.

P.F. Desesquelles ([Des95]) a mis au point une représentation particulière pour la machine à courant continu. Il s'agit de représenter le flux inducteur traversant une section en fonction du courant la traversant. Dans le cas d'une machine idéale, le flux est sinusoïdal et le courant est un créneau déphasé de $\pi/2$ électriques. Sous ces conditions, cette caractéristique a la forme d'un parallélogramme (voir figure 2.18). La commutation est donc supposée idéale et instantanée. Dans un cas réel, la commutation n'est pas instantanée et on peut voir aisément l'apparition de cycles mineurs dans la caractéristique flux/courant. La puissance électromagnétique peut être aisément déduite de la surface du cycle.

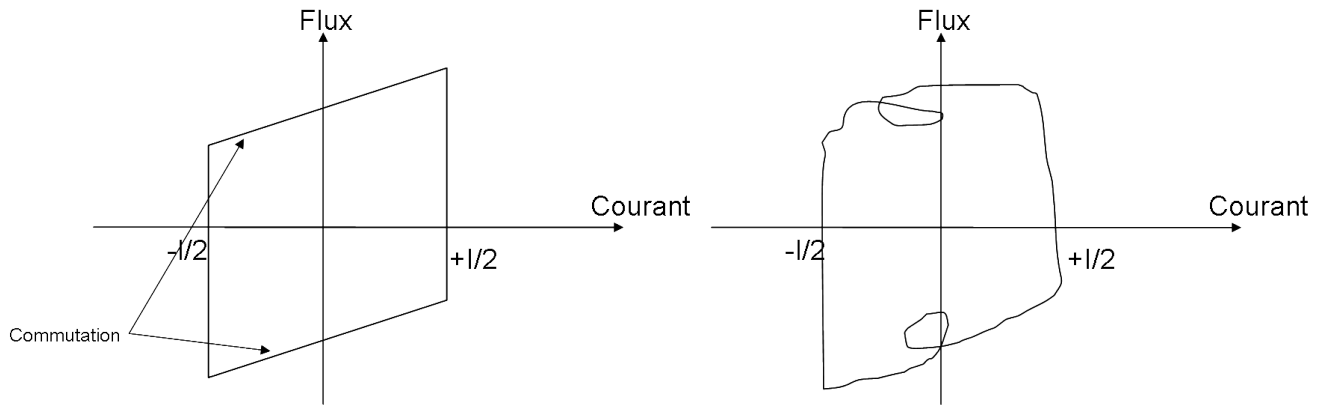


FIGURE 2.18 – Représentation flux/courant de la machine à courant continu idéale (à gauche) et réelle (à droite)

2.5 Conclusion

Cette étude bibliographique a montré l'intérêt des aimants permanent pour les machines électriques de petites tailles comme les démarreurs. Cependant, les aimants restent des matières fragiles, sensibles à la température. . . Il convient de prendre de multiples précautions dans la mise en œuvre de ces produits surtout lorsqu'ils doivent être soumis aux conditions présentes sous le capot d'une automobile. A ce stade, la structure de Halbach semble une bonne solution pour maximiser la puissance volumique des machines de démarreur. La hausse du flux magnétique devrait engendrer un accroissement du couple utile à la maximisation de la puissance. Il reste cependant beaucoup de points à éclaircir. Nous ne pouvons nous prononcer à ce stade sur l'effet d'une structure de Halbach sur la commutation.

Chapitre 3

Premières modélisations par Eléments Finis

3.1 Introduction

Notre partenaire industriel nous a demandé de commencer par une optimisation rapide d'un inducteur de type Halbach afin de réaliser très vite un prototype de validation. La démarche consistait à effectuer, par la méthode des éléments finis, une modélisation numérique de la machine électrique équipant le démarreur FS18 munie d'aimants, puis à appliquer le principe des plans d'expériences pour tenter d'optimiser la structure de l'inducteur.

La rapidité souhaitée pour l'obtention des résultats nous a conduits à adopter les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La géométrie du rotor a été modifiée. Ainsi, nous avons choisi de ne modéliser que 24 encoches sur les 25 réellement présentes dans la machine. Cette hypothèse permet de ne modéliser qu'un pôle soit un sixième de la machine et de diviser par 36 le temps de calcul.
- La répartition des courants d'induit est donnée de façon arbitraire. Dans l'approche très simplifiée du fonctionnement d'une machine à courant continu à bobinage ondulé, on suppose que chaque conducteur d'induit est parcouru par $\pm \frac{I}{2}$. Dans la réalité, comme on le voit sur la figure 1.5, les phénomènes de commutation mettent en jeu un certain nombre de sections de bobinage dans lesquelles le courant évolue entre ces deux valeurs. Conjointement à l'hypothèse simplificatrice sur le nombre d'encoches du rotor, et afin de tenter de prendre en compte les effets de la commutation, seuls 6 conducteurs sur les 8 d'un pôle sont supposés alimentés par un courant de 200 A. Les conducteurs latéraux ne sont pas alimentés (voir Fig. 3.2).
- Afin de pouvoir approcher la structure de Halbach, l'inducteur est découpé en différents pavés d'aimant dont la direction d'aimantation est paramétrable. La zone d'aimant sur un pôle a été découpée en deux couches de 20 aimants. L'aimantation est ainsi définie pour chacun de ces 40 morceaux (équivalent à 240 pour toute la machine). La géométrie d'un pôle de la machine a été reprise des plans du démarreur correspondant. La Figure 3.1 présente l'architecture modulaire permettant d'élaborer le plan d'expériences. Chacune des 40 pavés sera rempli d'aimant (radial ou non), ou d'air, ou d'un matériau magnétique.

Les aimants utilisés ont une induction rémanente $B_r = 0.4 T$ et une perméabilité relative

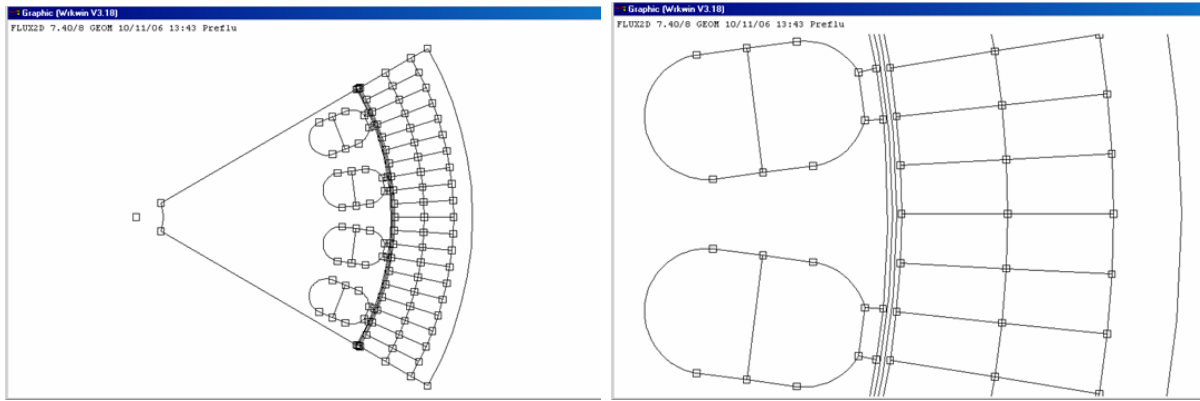


FIGURE 3.1 – Points et lignes, pour le seul pôle modélisé parmi 6

$\mu_r = 1.05$. La figure 3.3 donne la courbe de magnétisation du matériau utilisé pour les parties ferromagnétiques.

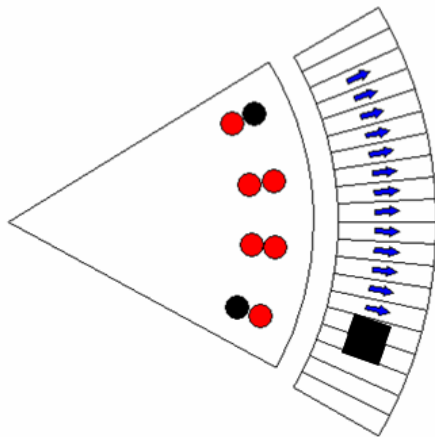
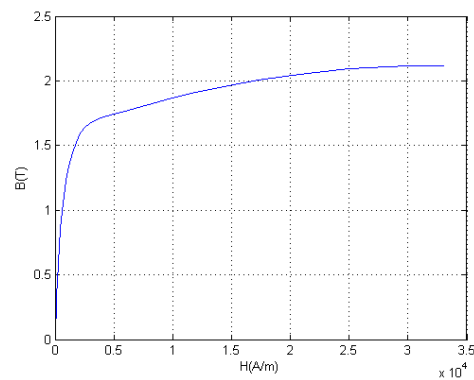


FIGURE 3.2 – Géométrie d'un FS18 une fois modélisé

FIGURE 3.3 – Caractéristique $B = f(H)$ du matériau TCSAT

La méthode des plans d'expériences, qui consiste à faire varier différents paramètres et à lancer de manière automatique un calcul pour chaque jeu de paramètres, a été employée. Cette méthode permet un gain de temps certain. Ces plans systématiques ont permis dans un premier temps l'optimisation de la structure complète à 240 morceaux d'aimants puis de la simplifier. Toutes les simulations éléments finis ont été réalisées avec le logiciel commercial FLUX 2D (version 9.2.2) de CEDRAT. Dans certaines configurations, afin d'automatiser les tâches et donc d'accélérer les traitements, le logiciel SOPHEMIS (Superviseur d'OPTimisation de macHines Electricques Modéllisées développé par Stéphane VIVIER) a été utilisé.

Ces simulations consistent à trouver, à un courant d'alimentation donné (400A), la répartition idéale d'induction dans l'entrefer permettant d'obtenir le couple magnétique le plus élevé sur le rotor. Nous nous donnons deux degrés de liberté :

- L'orientation de l'aimantation de chacun des 40 aimants de la structure modulaire
- L'induction rémanente des aimants utilisés (la même pour tous).

L'entrefer est divisé en 3 zones concentriques equidistantes. Deux bandes d'air entourent une zone appelée " bande de roulement " qui se déforme lorsque l'induit tourne face à l'inducteur.

Toutes les données de couples fournies dans cette étude ont été calculées par la méthode des travaux virtuels.

Suite à ces modélisations, des maquettes ont été réalisées par la société TE2M à la demande de Valeo. L'ensemble des résultats de calcul a été confronté aux mesures expérimentales effectuées à L'Isle d'Abeau.

3.2 Analyse d'une structure d'inducteur à 240 aimants

3.2.1 Paramétrage en vue du plan d'expériences

Soit un repère cartésien $(\vec{O}x, \vec{O}y)$ centré sur l'axe du moteur. On suppose unique l'orientation de l'aimantation dans chaque pavé d'aimant. Pour chacun des morceaux on repère la position angulaire α de son axe par rapport à $\vec{O}x$. Cette position correspond à \vec{u}_r sur la figure 3.4. L'angle β est défini comme l'angle entre ce vecteur \vec{u}_r et le vecteur de magnétisation \vec{M} du pavé d'aimant considéré.

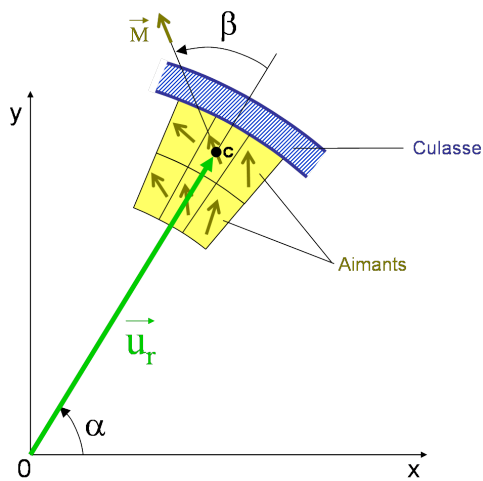


FIGURE 3.4 – Schématisation des aimants pour l'étude par plan d'expériences

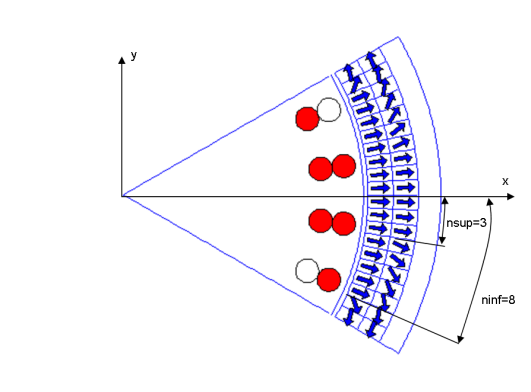


FIGURE 3.5 – Exemple illustrant la symétrie des configurations

Dans cette première partie, tous les inducteurs que nous avons modélisés sont symétriques par rapport à l'axe $y=0$ (voir Fig. 3.5) et l'axe de la partie inducteur modélisé est confondu avec celui de la partie d'induit. Pour chacune des expériences, nous nous fixons un nombre d'aimants radiaux ($\beta = 0$) sur un demi-pôle (compris entre 1 et 10) dans chaque couche. Le reste des aimants (voir Fig. 3.5) est aimanté de manière à obtenir sur la frontière du dernier aimant une orientation orthoradiale ($\beta = 90^\circ$). Une régression linéaire s'applique alors et permet de calculer au centre de chacun des aimants la valeur de β correspondante. La figure 3.6 donne la valeur de β en fonction de α pour toutes les configurations testées.

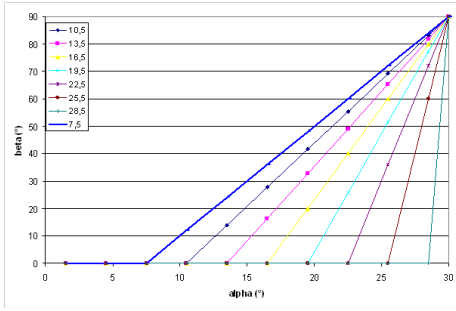


FIGURE 3.6 – Angle $\beta = f(\alpha)$ pour différentes largeurs d'aimantation radiale

Dans la suite de ce paragraphe, nous allons exposer les résultats obtenus par le déroulement de notre plan d'expériences. Nous avons appelé n_{sup} et n_{inf} , les variables représentant le nombre de segments orientés radialement sur un demi-pôle respectivement pour la couche supérieure et la couche inférieure. Par exemple, la figure 3.5 correspond à $n_{sup}=3$ et $n_{inf}=8$.

3.2.2 Résultat du plan d'expériences

La Figure 3.7 présente les résultats du plan d'expériences complet. Elle donne une image de l'évolution du couple magnétique développé au rotor (en bleu les couples faibles en marron les couples forts) en fonction des deux paramètres n_{sup} et n_{inf} . La diagonale représentée en trait pointillé correspond à l'ensemble des configurations où $n_{sup}=n_{inf}$. Le coin inférieur gauche (A) regroupe des structures proches d'une configuration Halbach parfaite alors que le coin supérieur droit (B) représente une configuration où tout le pôle serait recouvert d'aimants radiaux. On constate que le couple ma-

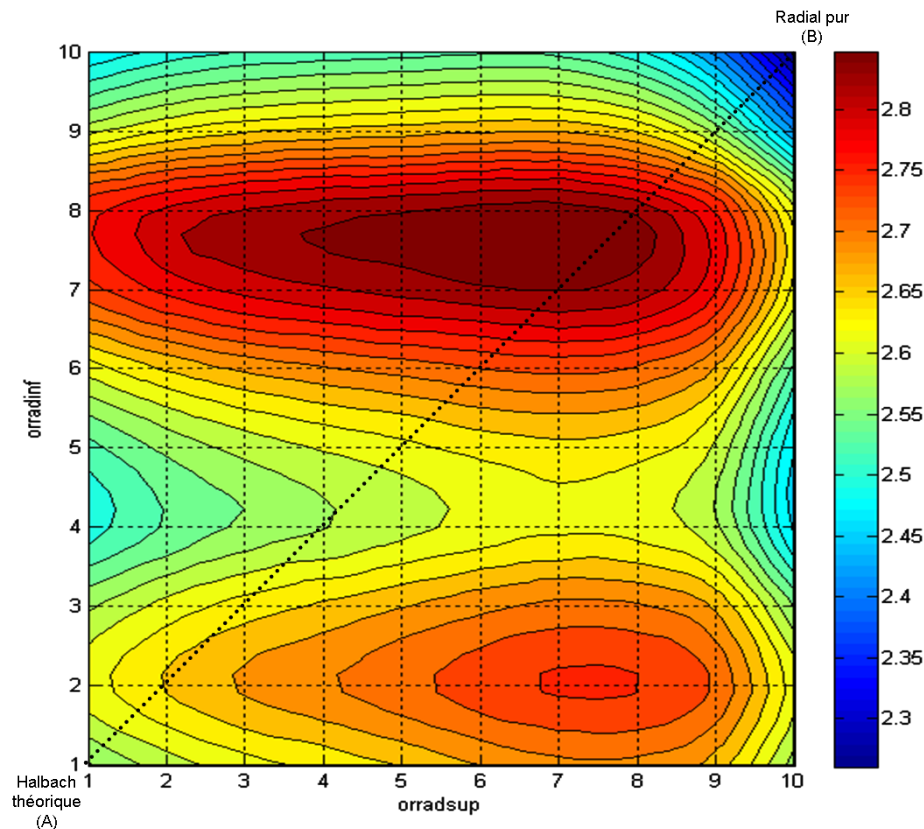


FIGURE 3.7 – Couple magnétique au rotor en fonction de n_{sup} et n_{inf}

gnétique au rotor est maximal pour la configuration $n_{sup} = 7$ et $n_{inf} = 8$ (soit 14 aimants radiaux sur la couche supérieure et 16 aimants radiaux sur la couche inférieure). Le gain en couple est

alors de 45% par rapport à la configuration FS18 actuelle. L'orientation de chaque aimant est représentée sur la Figure 3.8. La configuration optimale est donc obtenue pour de larges aimants radiaux (7/10 du pôle) et un léger effet Halbach sur les bords et non pas pour un Halbach pur.

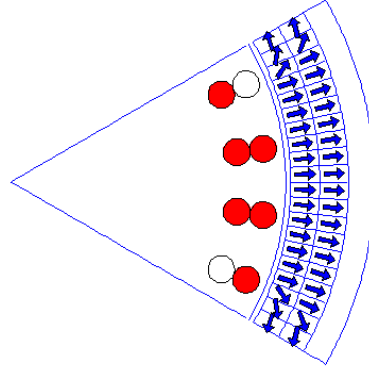


FIGURE 3.8 – Configuration optimale du plan complet ($n_{sup}=8$, $n_{inf}=7$)

3.2.3 Passage à une seule couche d'aimants

Au vu de la complexité de réalisation d'une telle structure double couche et compte tenu du fait que l'optimum est atteint pour des valeurs très proches de n_{sup} et n_{inf} , nous avons extrait de ce premier plan d'expériences les valeurs du couple magnétique sur la diagonale, c'est-à-dire pour $n_{sup}=n_{inf}$ (voir Fig. 3.9). Cela nous ramène à une structure à 120 aimants au lieu de 240.

Il apparaît qu'une structure centrée (inducteur et induit calés à 0°), avec 7 aimants orientés radialement sur un demi pôle offre un couple magnétique de 2.85 Nm soit un gain de 40% de couple par rapport à un FS18 actuel. La Figure 3.10 illustre la géométrie correspondante. La figure 3.11 propose une explication à cette augmentation du couple. Il montre une cartographie des lignes de champ ainsi que l'évolution des inductions normales et tangentielles sous un pôle au

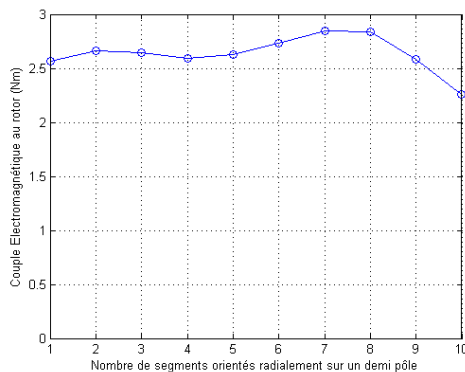


FIGURE 3.9 – Courbe de réponse pour $n_{sup}=n_{inf}$

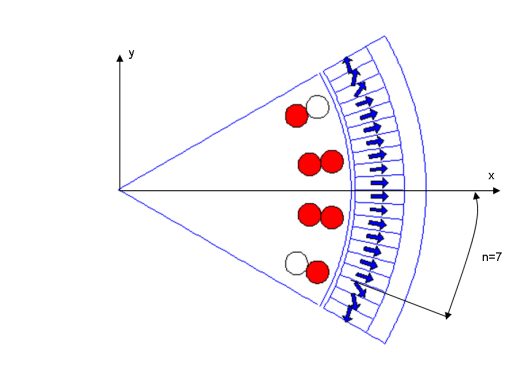


FIGURE 3.10 – Configuration optimale pour une structure composée d'une seule couche

cœur de l'entrefer pour la configuration FS18 classique et pour une configuration $n_{sup}=n_{inf}=7$. Il est aisé de remarquer que dans la seconde configuration, une partie de lignes de champ se referme à travers l'aimant alors que dans le cas FS18 classique, les lignes de champ ne se referment que par la culasse. Le niveau d'induction moyen dans l'entrefer est donc plus élevé dans la seconde configuration et permet d'obtenir un couple magnétique plus important.

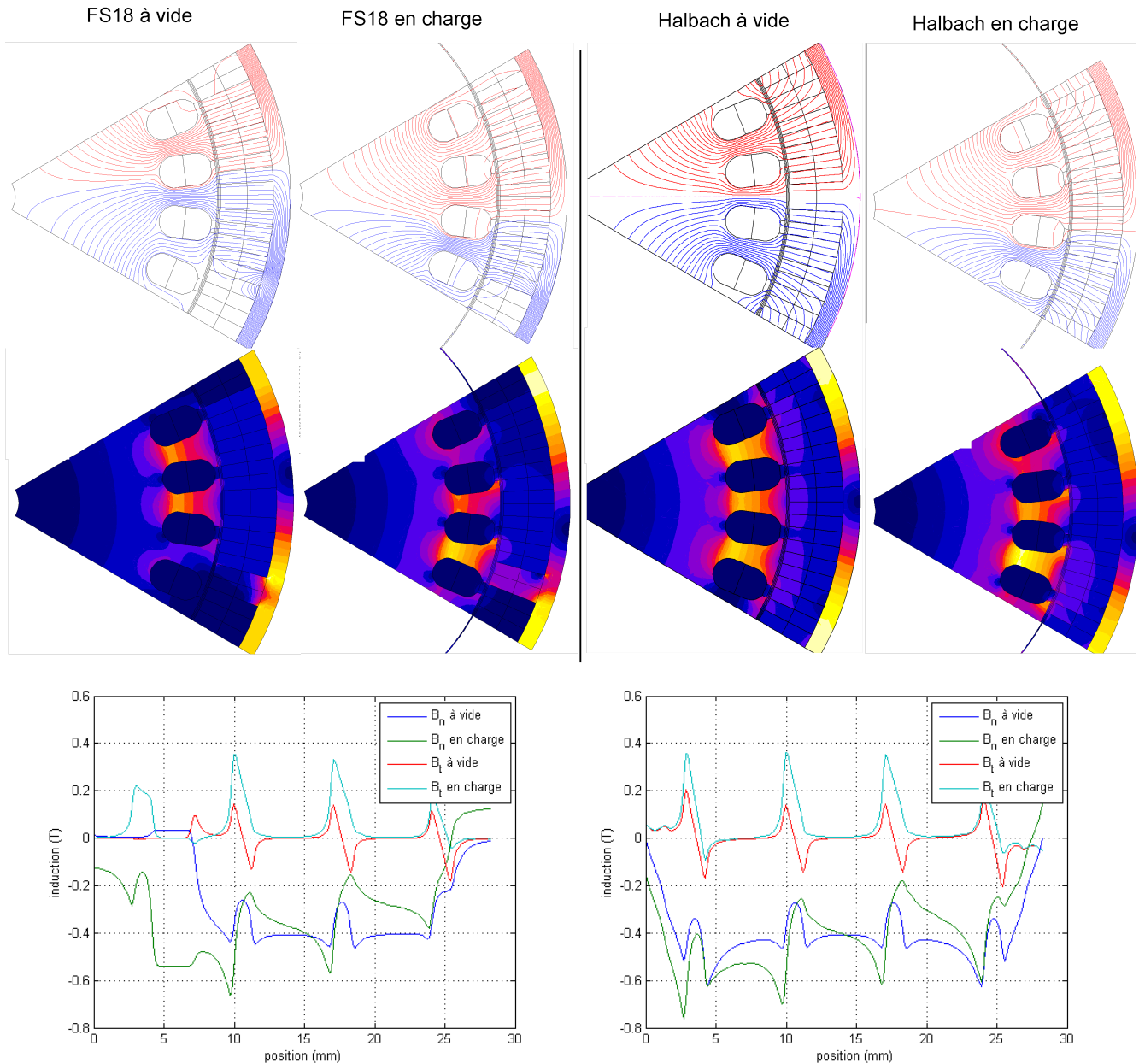


FIGURE 3.11 – Niveaux d'induction dans l'entrefer pour une configuration FS18 classique (à gauche) et une configuration monocouche Halbach (à droite)

FS18 -configuration classique : couple = 1.94 Nm Structure $n_{sup}=n_{inf}=7$: couple = 2.85 Nm

On semble aussi constater qu'il y a moins de réaction magnétique d'induit dans la configuration à $n_{sup}=n_{inf}=7$ puisque la courbe de répartition de l'induction normale reste centrée dans la configuration optimale alors qu'elle est déphasée vers la droite pour une configuration FS18.

3.3 Réduction du nombre de pavés d'aimant

Suite à cette étude, Valeo a fait réaliser des maquettes par la société TE2M. Pour faciliter le montage de ces maquettes, le nombre de morceaux d'aimant a été réduit. Des solutions à 4 aimants par pôles soit 24 pour toute la machine ont été envisagées avec différentes variantes de configuration. En outre, il nous faut évaluer l'influence du calage de l'induit par rapport à l'inducteur sur le couple électromagnétique délivré. Sur les démarreurs Valeo actuels, les balais sont décalés de quelques degrés vers l'arrière pour améliorer la commutation et donc prolonger la durée de vie des balais et aussi " compenser " la réaction magnétique d'induit. D'après la littérature, les structures de type Halbach permettent — en raison de l'atténuation forte de la réaction magnétique d'induit — de rester à 90° électrique. Il apparaît donc primordial de bien analyser l'effet du calage de l'induit par rapport à l'inducteur. Notons que l'angle de calage représente l'écart angulaire entre le centre de la zone radiale du pôle inducteur et l'axe de symétrie de l'induit.

3.3.1 Présentation des structures

L'ensemble des structures et leur paramétrage sont illustrés dans la figure 3.12.

Structure à deux aimants radiaux (PE2)

Dans cette configuration, chaque pôle comporte 4 aimants (soit 24 pour toute la machine). Cette première partie vise à savoir, en conservant les deux aimants du centre radiaux, quel est l'angle d'aimantation optimal pour les deux aimants latéraux.

Structure à un aimant radial et un aimant orthoradial (PE3)

Une autre structure correspondant aux prototypes livrés par la société TE2M a été simulée. Elle comporte 4 aimants par pôle. Elle se décompose en un aimant orthoradial et un aimant radial entouré de deux aimants à orientations symétriques. C'est l'orientation optimale de ces deux aimants qu'il nous faut déterminer sachant que les angles β de ces aimants auront des valeurs opposées.

Effet de l'ouverture angulaire de la zone radiale (PE4)

Un nouveau plan d'expériences a été élaboré pour étudier l'effet de l'ouverture de la zone radiale sur une configuration de type PE3. Ces structures à un aimant radial et à un aimant orthoradial offrent des couples magnétiques plus élevés tout en conservant les intérêts d'une structure Halbach. Ainsi, nous avons choisi sur l'ensemble de l'ouverture polaire (60°) d'en placer 1/5 en aimantation orthoradial puis 1/5 en transition, 2/5 orientés radialement pour enfin finir par une nouvelle transition d'1/5 (à β opposé par rapport à la première transition).

3.3.2 Résultats du plan d'expériences pour un calage nul

La figure 3.12 donne le couple magnétique au rotor en fonction de la valeur de l'angle des deux aimants périphériques pour chacune des structures à calage nul. D'après les simulations, l'angle optimal pour la structure PE2 est de $\beta=42^\circ$ (couple de 2.4 Nm soit une hausse de 20% par rapport au FS18 actuel mais une baisse de 16% par rapport à la situation optimale à 120 aimants).

Pour la structure PE3, une aimantation à $\pm 22^\circ$ offre un couple de 2.73 Nm soit un gain en couple de 36% (toujours par rapport à un inducteur FS18 à aimants radiaux+shunt).

Pour la structure PE4, il y a clairement un optimum pour $\beta = 30^\circ$ ce qui donne un couple de 2.54 Nm soit un accroissement du couple de 25% par rapport à la configuration actuelle. Cette structure est la moins sensible au paramètre β .

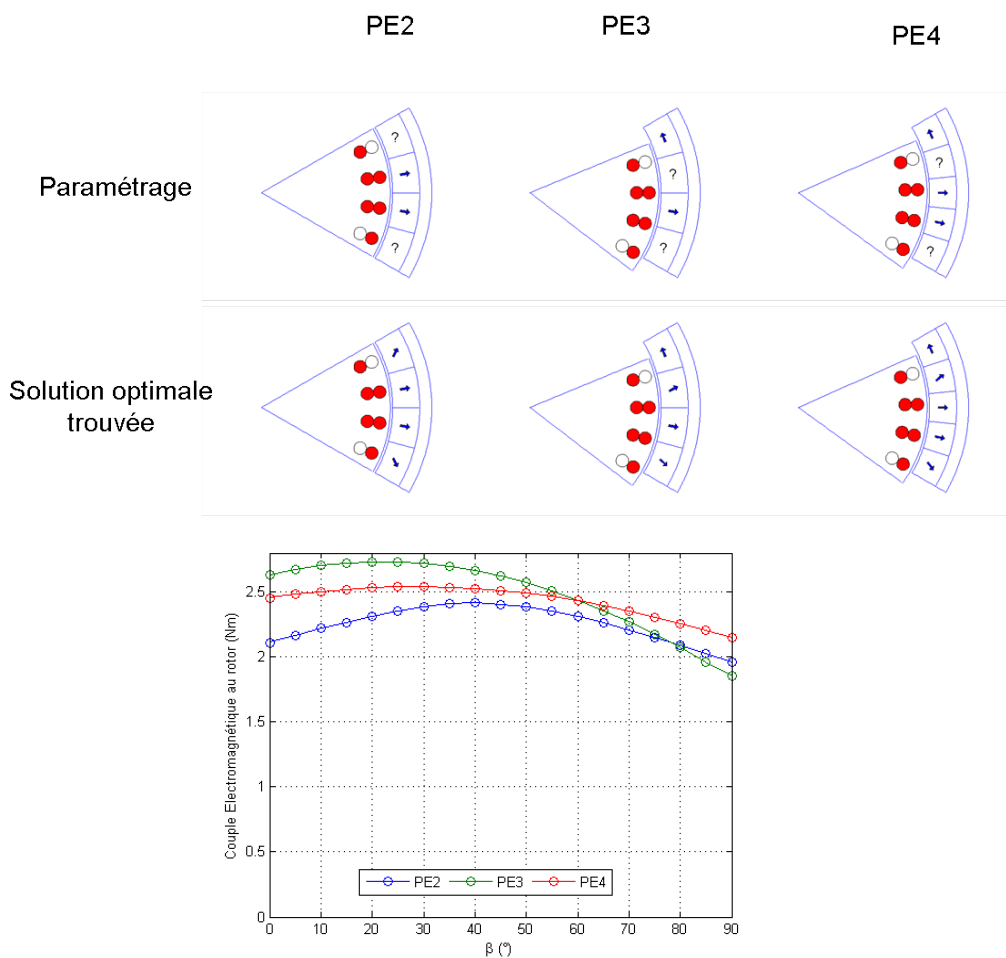


FIGURE 3.12 – Présentation des topologies et résultats pour un calage nul

3.3.3 Déroulement des plans d'expériences pour des calages non nuls

Jusqu'à présent, l'axe magnétique de l'induit était confondu avec le centre de la zone radiale de l'inducteur. Dans cette partie, nous nous proposons de faire varier cet angle de calage.

Le déroulement de ces différents plans grilles a montré une forte dépendance de ce paramètre sur le couple électromagnétique. La figure 3.13 présente, pour chacune des structures, les évolutions

des couples électromagnétiques pour différents calages et pour différents angles de transition. Le choix de l'angle optimal des transitions angulaires est en réalité un paramètre du second ordre. Dans chacune de ces structures, un mauvais calage dégrade fortement le couple électromagnétique. Il apparaît également que les couples maximaux obtenus pour chacune des structures de Halbach sont quasiment les mêmes et nettement supérieurs au couple maximum du FS18.

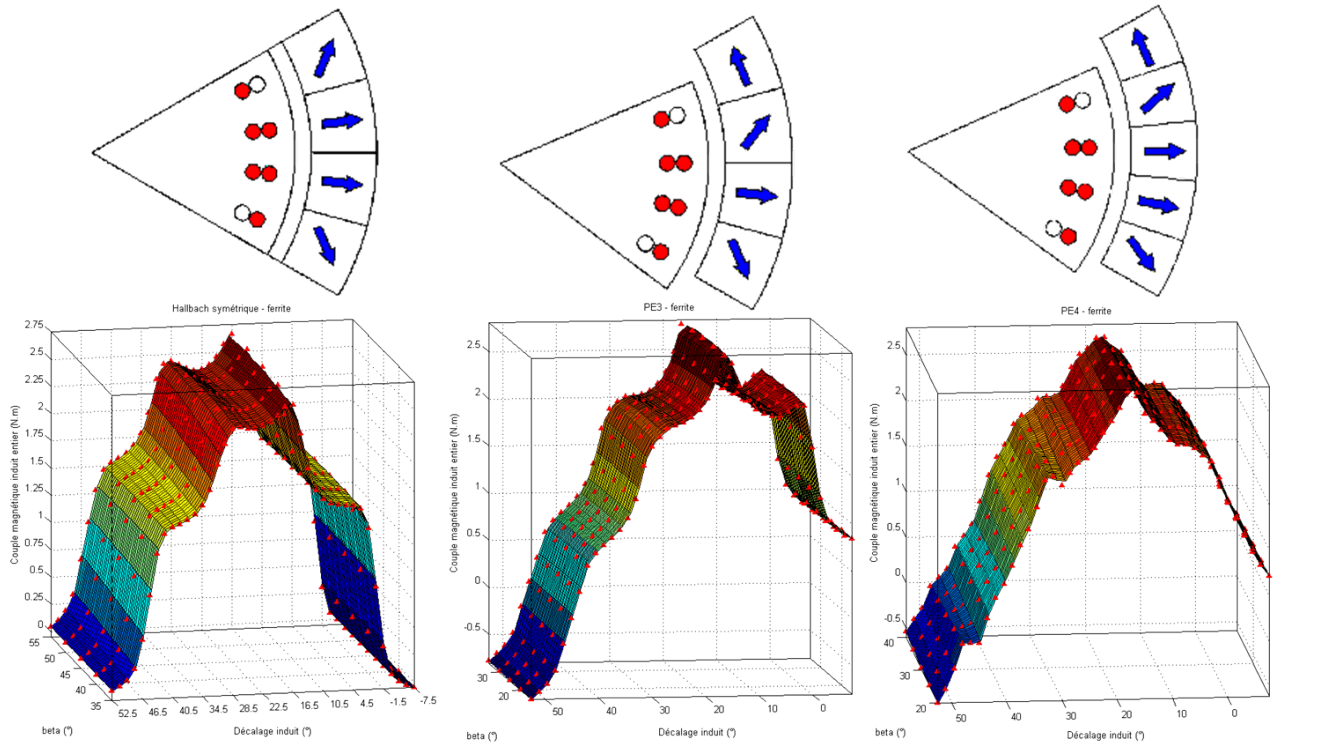


FIGURE 3.13 – Effet du calage angulaire sur les configurations PE2 à 4

Pour chacun de ces graphes, nous avons choisi de ne conserver que la courbe $Couple = f(Calage)$ sur laquelle le couple instantané maximal est atteint, c'est à dire pour la valeur optimale de β .

La Figure 3.14 présente les évolutions des couples instantanés développés sur l'induit par chacune de ces configurations. Ces couples présentent des ondulations et les maxima ne sont pas forcément atteints pour des calages nuls. Cette dernière remarque peut avoir des conséquences sur certains phénomènes comme la commutation.

Couple moyen sur un pas de lame du collecteur

Contrairement à une machine synchrone autopilotée (dans un fonctionnement classique), le moteur à courant continu ne permet pas d'aligner à tous les instants de la rotation les axes magnétiques d'inducteur et d'induit. En effet, un contact lame/balai reste inchangé pendant un pas dentaire du rotor (soit 14.4° dans le cas du FS18). Le couple développé au rotor pour un calage donné peut être calculé par la relation suivante :

$$C = \int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} C_{inst} \cdot d\alpha \quad (3.1)$$

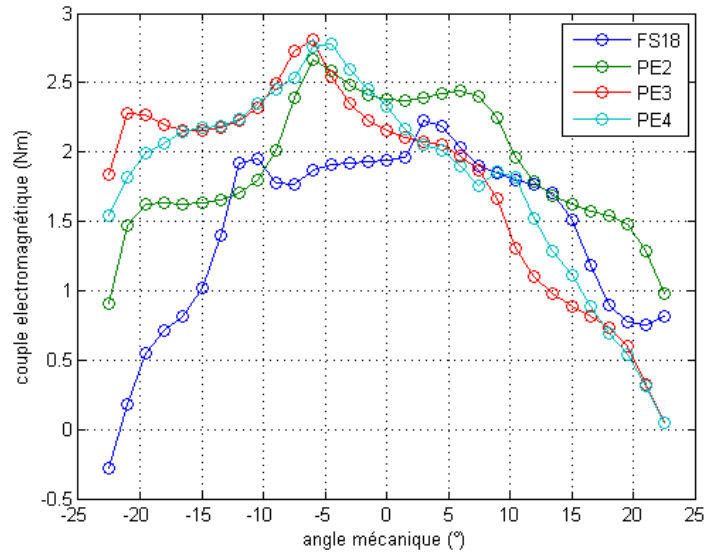


FIGURE 3.14 – Evolutions des couples instantanés développés sur l'induit en fonction du décalage mécanique des balais

avec a : pas dentaire rotorique (en degrés) et C_{inst} : couple instantané au rotor (en N.m)

Il s'agit donc d'une moyenne glissante sur un pas dentaire. Le résultat est présenté sur la Figure 3.15. Les configurations PE2 à 4 présentent des couples relativement similaires compris entre $2.38 Nm$ et $2.44 Nm$ à comparer avec $1.97 Nm$ obtenu avec la structure actuelle radiale+shunt. Les trois structures offrent donc des couples supérieurs de 20% par rapport à la structure FS18 de départ mais différent très peu entre elles.

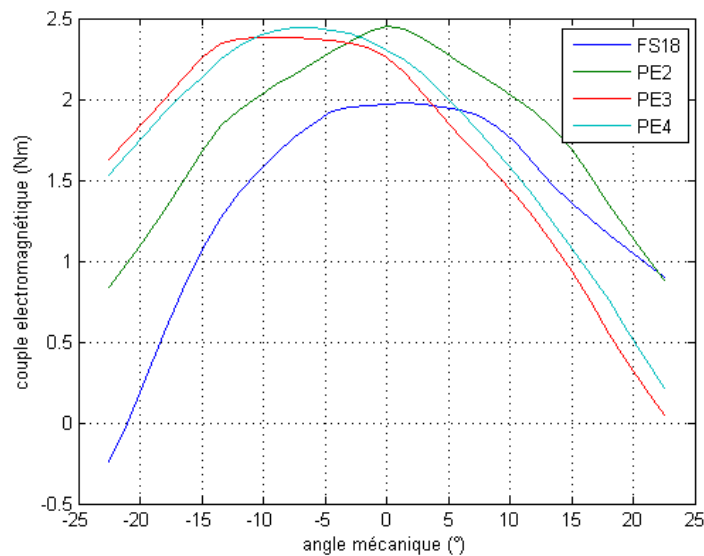


FIGURE 3.15 – Evolutions des couples moyennés développés sur l'induit en fonction du décalage mécanique des balais

Calages angulaires optimaux

Les calages optimaux ne se situent pas nécessairement au centre de la zone radiale de l'inducteur. Le Tableau 3.1 donne — en fonction de la structure utilisée — les valeurs du paramètre calage pour lesquelles les couples maximaux sont atteints. Notons que les structures sont plus ou moins sensibles à ce paramètre. La configuration PE2 s'avère comme la moins stable vis-à-vis de ces problèmes de calage. Dans le Tableau 3.1, les valeurs associées sont données d'une part par rapport au centre de l'inducteur (Cf courbe ci-dessus) et d'autre part par rapport à l'axe de symétrie de la zone radiale associée.

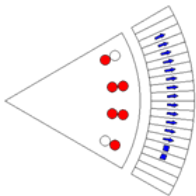
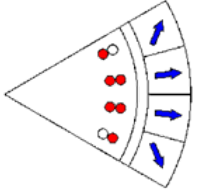
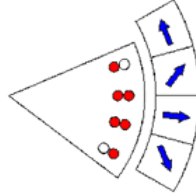
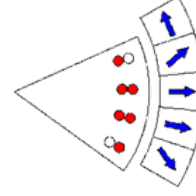
	Radial+Shunt	PE2	PE3	PE4
				
Couple Magnétique au Rotor	1.97N.m	2.45Nm	2.38Nm	2.44 Nm
Décalage/centre inducteur	+1.5°	0°	De -10.5° à -6°	De -7.5° à -6°
Décalage/centre de la zone radiale	-3° (/aimant) 0° (/aimant+shunt)	0°	De -3° à +1.5°	De -1.5° à 0°

TABLE 3.1 – Couples maximaux développés sur les différentes structures

3.3.4 Conclusions et ouverture

D'après le Tableau 3.1, les configurations PE2 à 4 offrent des couples magnétiques au rotor supérieurs de 20% à la structure FS18 (radiale+shunt). Nous pouvons alors nous demander si ce regain de couple est dû :

- A l'augmentation de la couverture angulaire des aimants sur un pôle (augmentation du rapport $\theta_{aimant}/\theta_{ouverturepolaire}$)
- Au rajout d'aimants non radiaux qui engendrerait des effets bénéfiques pour la production du couple magnétique.

Ce sera donc l'objet de la prochaine partie du rapport.

3.3.5 Comparaison avec une aimantation purement radiale

Présentation du plan d'expériences

Un nouveau plan d'expériences a été élaboré visant à mettre en évidence l'intérêt d'une structure non radiale. Pour ceci, nous avons voulu connaître la valeur maximale du couple que l'on pouvait obtenir avec une machine à aimantation radiale. Pour chaque valeur du paramètre " ouverture radiale " (évoluant de 6° à 60° tous les 6°), nous avons fait balayer l'induit comme précédemment suivant un angle de calage allant de -30° à $+30^\circ$. La quantité d'aimant est toujours centrée par rapport à l'axe de symétrie du pôle inducteur. Le paramètre " ouverture radiale " est défini par la relation suivante :

$$\theta_{aimant} = n.6^\circ \quad (3.2)$$

Résultats

La figure 3.16 représente la nappe de réponse du plan d'expériences. Il apparaît clairement que plus la quantité d'aimant est importante plus le couple magnétique développé au rotor est important. Nous retrouvons bien suivant l'axe du paramètre calage des pulsations de couple liées au phénomène de réluctance variable (dû aux dents d'induit). Ce phénomène est surtout notable lorsqu'il y a peu d'aimant. Il est évidemment atténué voire inexistant si l'angle de couverture d'aimant est un multiple entier du pas dentaire rotorique.

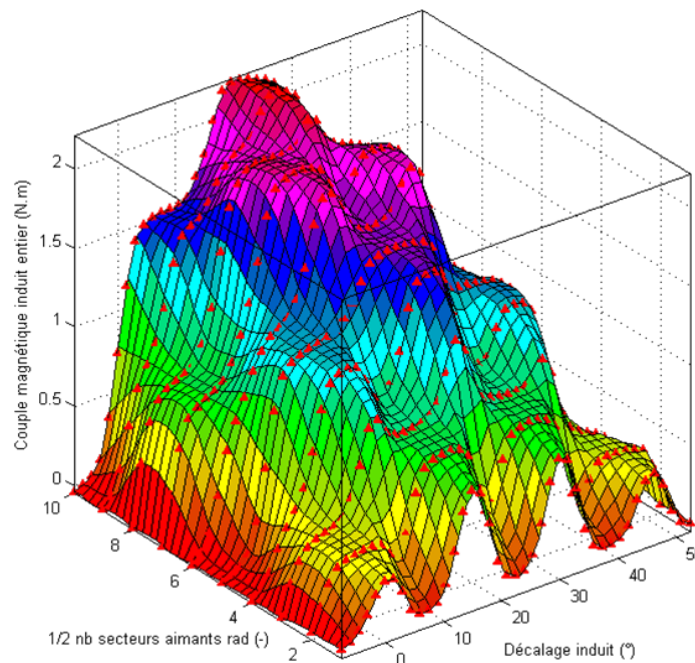


FIGURE 3.16 – Nappe de réponse du plan grille

La figure 3.17 présente la projection de la nappe de réponse dans un repère Couple instan-

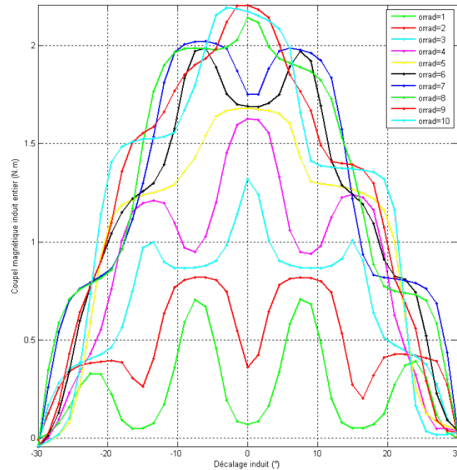


FIGURE 3.17 – Evolutions des couples instantanés développés sur l'induit en fonction du décalage mécanique des balais

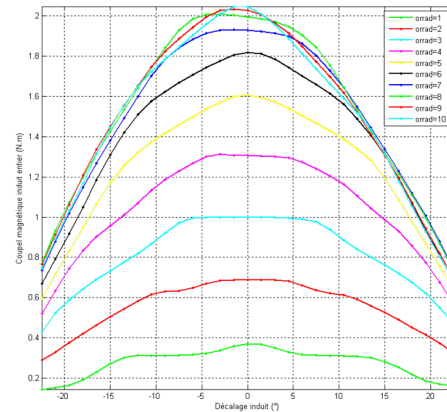


FIGURE 3.18 – Evolutions des couples moyennés développés sur l'induit en fonction du décalage mécanique des balais

tané/Calage d'induit. La figure 3.18 représente l'évolution du couple moyen développé sur l'induit pour différentes valeurs du nombre de secteurs radiaux sur un demi-pôle $n = \text{orrad}$. Le couple maximal développé par une structure purement radiale est de 2.04 Nm . Cette valeur est atteinte pour une configuration à aimant/ouverture polaire=1 (soit $\text{orrad}=10$), ce qui est inenvisageable en pratique en raison des difficultés liées à la commutation des sections dans une telle structure. Les gains obtenus par l'ajout successif de 6° d'aimant ne sont pas constants. Il apparaît nettement qu'au dessus de 36° d'aimant radiaux dans l'inducteur, des effets de saturation du circuit magnétique ainsi que des bouclages entre les pôles interviennent. Il faut également noter que plus le nombre d'aimants est important plus le calage optimal se situe en arrière par rapport à la zone radiale.

Sur ce dernier graphe on voit que le couple maximal atteint par une structure purement radiale est de 2.05 Nm . Les gains obtenus précédemment par les structures PE2 à PE4 atteignant 2.44 Nm (voir Fig. 3.15) ne sont donc pas dus à la seule quantité d'aimant mais bien aux effets d'une aimantation non radiale.

3.3.6 Structure de Halbach à aimants NdFeB

Cette structure est rigoureusement la même que la configuration PE3 excepté que la rémanence des aimants est passée à $B_r = 1.15 \text{ T}$. Cette fois encore, nous faisons varier le décalage sur une plage de 60° mécaniques, correspondant à 180° électriques, pour vérifier que l'on aboutit bien à une demi-périodicité. L'évolution du couple instantané est donnée sur la figure 3.19. La première remarque est que l'on atteint un couple maximal de 10.5 Nm , soit 3.88 fois plus qu'avec la ferrite. Par contre, nous voyons que le calage doit être très précis et qu'une légère modification du calage provoque un écroulement du couple.

Ce résultat confirme les remarques faites précédemment sur l'effet extrêmement important de l'angle de calage. On s'aperçoit qu'une variation angulaire de 9° fait passer du couple maximal

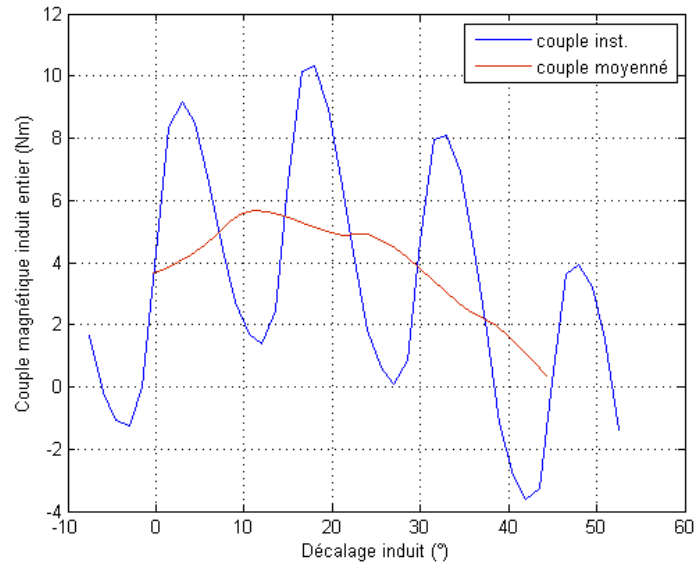


FIGURE 3.19 – Evolution du couple fonction du calage pour une structure Halbach à aimants NdFeB

(calage = 18°) à zéro (calage = 27°). De plus, ces dernières simulations montrent bien la présence d'un couple de pulsation dentaire important dans les configurations à NdFeB. Il ne faut donc pas considérer les couples instantanés ; une fois lissée, l'évolution du couple présente un maximum bien plus faible (5.5 Nm).

Cette solution en NdFeB présente un couple supérieur aux configurations à aimants ferrite. Cependant la présence d'un couple de pulsation dentaire violent traduit des variations d'induction importantes dans les dents du rotor qui peuvent être à l'origine de pertes fer et de creux de couple inacceptables ainsi que de vibrations.

3.4 Réalisations et essais sur des prototypes

Suite aux différentes études menées début 2007, le projet d'un inducteur FS a pris de nouvelles orientations. Les plans d'expériences ont abouti à la réalisation de plusieurs prototypes qui ont été caractérisés sur les bancs d'essais Valeo. Il est apparu nettement que les performances attendues n'étaient pas au rendez-vous. Les gains en puissance constatés ont été contrebalancés par des résultats très médiocres en endurance (risque de fraisage de la couronne moteur par exemple).

Les nuances d'aimants frittés utilisées pour ces prototypes constituent néanmoins une alternative intéressante pour les prochaines années. L'ensemble des configurations de démarreur a été évalué sur un certain nombre de critères rassemblés dans le tableau 3.2. Chacune des configurations est définie par la nuance d'aimant utilisée, l'induction rémanente de ces aimants, la structure d'aimantation (radiale, Halbach segmenté ou Halbach parfait), l'épaisseur des aimants par rapport à la culasse, le rapport de réduction interne et le décalage angulaire des balais. Dans chaque cas, les performances globales ont été appréciées et déclinées suivant un gain en puissance, un gain en couple ou un gain résultant d'une meilleure commutation. Deux critères Valeo figurent dans le

tableau. Il s'agit de la qualité d'accompagnement — très importante durant les forts acyclismes des moteurs diesels par exemple — et de l'indice de pénétration pignon/couronne (lié au risque de fraisage). Le Tableau 3.2 propose une vue d'ensemble de toutes ces configurations.

3.4.1 Les configurations à aimants Ferrites

La configuration classique (FS18 produit en série) est composée de 6 aimants radiaux en ferrites ($B_r = 0.4 T$). Ce sera notre configuration de référence. Ce démarreur dispose d'un rapport de réduction de 6 ce qui lui confère des qualités d'accompagnement et de pénétration pignon/couronne acceptables. Pour améliorer l'endurance de ces démarreurs, Valeo cherche à décaler les balais vers l'arrière. Cette disposition permet de récupérer sur les enroulements d'induit des forces électromotrices qui aident la commutation. Les arcs électriques entre lames du collecteur et balais sont donc moins intenses et la durée de vie des balais s'en retrouve prolongée.

Suite à notre démarche d'optimisation, un prototype fut maqueté en partant du FS18 et en changeant uniquement la structure d'aimantation (radial vers Halbach). L'inducteur fut recouvert de 24 segments ferrites de 15° chacun reproduisant une structure Halbach segmentée. Ce prototype n'a permis aucun gain de puissance. Le couple était plus élevé conformément aux résultats des simulations, mais évidemment la vitesse était plus lente. Il faut également noter que les machines à aimants ferrites sont très sensibles à la réaction magnétique d'induit puisque les simulations éléments finis montrent un fort décalage de la ligne neutre entre un fonctionnement à vide et en charge. Toutefois, une structure de Halbach réduit sensiblement ce défaut.

3.4.2 Les configurations à aimants NdFeB

Un prototype identique à celui présenté précédemment a été maqueté en NdFeB ($B_r = 1.15 T$). Les essais ont abouti à un doublement de la pente de couple et un gain en puissance d'environ 200 W. Ce moteur fournissant plus de couple mais tournant moins vite que le FS18, il a fallu modifier le rapport de réduction pour aboutir à des valeurs acceptables concernant la pénétration pignon/couronne. Un rapport 3.1 permettrait d'avoir un couple identique à celui d'un appareil à aimants ferrites tout en conservant le gain en puissance. Après simulation, il apparaît une nouvelle fois que l'indice de risque de fraisage est fort.

Les études sur l'optimisation de l'inducteur ont poussé Valeo à mettre au point des inducteurs disposant d'un flux magnétique très important. Ces machines offraient donc beaucoup de couple mais de très peu de vitesse à vide. Pour remédier à ce problème Valeo a fait passer le rapport de réduction de 6 à 3 (basculement des courbes vitesse/courant et couple/courant). Ce démarreur n'entraînait pas assez vite le moteur thermique car l'inertie ramenée sur le pignon était quatre fois plus faible que celle d'un démarreur délivrant moins de couple mais disposant d'un rapport de réduction de 6. La vitesse du vilebrequin pendant les compressions restait basse trop longtemps et le moteur ne démarrait pas assez vite.

En résumé, tous ces appareils disposent d'inerties trop faibles et de couples sur l'induit trop élevés. Ils ne peuvent être reçus pour les risques de fraisage précédemment évoqués. Cependant,

il est important de noter que ces appareils subissent moins les effets de la réaction magnétique d'induit. En effet, le décalage de la ligne neutre magnétique est diminué de moitié pour des configurations à Halbach segmentés et de 75% pour une structure Halbach parfaite.

3.5 Conclusion

Cette première campagne de plan d'expériences appliquée à la modélisation des démarreurs Valeo a abouti à plusieurs conclusions notables. Dans un premier temps, l'analyse d'une structure Halbach à 240 aimants a montré l'existence d'optimums. Des simulations ont été aussi élaborées pour valider les maquettes. Ces simulations ont fait apparaître deux types de topologies à 24 aimants ferrites. Il semble que la configuration à un aimant orthoradial, un aimant radial et deux transitions exposée précédemment offre un meilleur couple. Cela montre également que, plus l'ouverture angulaire de la section radiale est importante, plus l'angle β optimal des transitions est élevé. Cependant, il est important de noter que dans des configurations à 24 aimants et pour des calages inducteur/induit à 0° , plus l'ouverture angulaire de la zone radiale est faible plus le couple magnétique est important. L'analyse des deux derniers plans d'expériences met en lumière les bénéfices obtenus par l'utilisation de structures à aimantation non radiale. Les trois structures (PE2 à 4) offrent des couples magnétiques au rotor supérieurs de 20% à toutes autres structures exclusivement radiales. Ces plans ont permis d'appréhender les effets du calage angulaire. Ce paramètre est du premier ordre par rapport à l'étude de l'orientation des aimants.

Enfin, les différentes maquettes ont démontré que notre méthode de recherche d'optimums était insuffisante. La méconnaissance de la répartition des courants d'induit semble être une des causes des différences constatées. La suite du mémoire présente donc un outil permettant de connaître cette répartition : le *SimStart*.

Evaluation à iso-induit FS18 (iso- lcc, pertes R_l, inertie J et inductance L)
 En source 11.5 V / 10 mOhm et à T ambiante +20 °C
 Puissance maxi P_{max} de référence : 1.6 kW

DEFINITIONS				CRITERES										Résumé : PERF. GLOBALE	Commentaires								
Inducteur		Réduct. interne	Décalage angulaire des balais	Encombrement			Performances			Endurance													
				Diam. culasse (mm)	Ep. aimants / culasse (mm)	Rapport	Angle (°)	Liées au couple	Liées à la commutation	Qualité d'accouplage	Mécanique : Pénétration pign.-couronne	Electrique : Commutateur balais-collecteur											
Matériau	Br (T)	Structure	Ep. aimants / culasse (mm)	Diam. culasse (mm)	Rapport	Angle (°)	Liées au couple	Liées à la commutation	Qualité d'accouplage	Mécanique : Pénétration pign.-couronne	Electrique : Commutateur balais-collecteur	Résumé : PERF. GLOBALE		Commentaires									
Ferrite	0.4	Radial	6.2 / 2	Réf.	0 (réf.)	8.25 x 3	0	Réf.	Réf.	Réf.	Réf.	Réf.	Réf.		1	Définition de départ (référence)							
		Halbach 24 segts												Inchangé			Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Davantage dégradé	Halbach en ferrite ne procure pas d'avantage significatif (mesure)
		Halbach sinus												Inchangé			Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Davantage dégradé	Passer à sinus ne procure pas d'avantage significatif (calcul)
NdFeB	1.15	Halbach 24 segts	6.2 / 2	Inchangé	+ 100 %	4.75 x 3	0	C inertiel + faible	+ 200	> + 100 %	Dégradé	Dégradé	4	Effets validés en couple et puissance (mesure). Mais valeur excessive pour C _{max}									
		Halbach 24 segts													Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Dégradé	C _b corrigé à "Rét.", puissance OK, mais inacceptable / fraisage	
		Halbach sinus													Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Amélioré	NdFeB sinus la seule façon d'annuler quasiment la r.m.i., mais risque de fraisage pas réduit	
NdFeB	0.78	Halbach sinus	6.2 / 2	Inchangé	Inchangé < + 150	2.00 x 3	0	Equilibré	+ 150	+ 50 %	Amélioré	Amélioré	7	Risque fraisage résolu par R > 3.1. Mais manque de puis. à cause du manque de Br d'aimants									
		Halbach sinus													Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Davantage amélioré	Définition optimale vis-à-vis de l'ensemble des critères : inconv. précdt compensé par la commut.	
NdFeB	1.15	Radial	3.2 / 5	Inchangé	Inchangé < + 160	> 9.00 x 3	0	Lié au réducteur (reste à évaluer)	+ 160	> + 50 %	Davantage dégradé	Dégradé	9 - 10 : à évaluer	Ep. culasse et aimants adaptés. Induit et culasse proches (r.m.i.)									
		Halbach sinus													Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Inchangé	Dégradé	Radial plus simple que Halbach. Diam. pour éloigner induit-culasse (r.m.i.) mais trop encombrant	

TABLE 3.2 – Tableau synoptique des configurations traitées

Chapitre 4

Modélisation de la machine à courant continu

4.1 Introduction

Lorsque nous avons cherché à optimiser une structure d'inducteur par la méthode des Eléments Finis, nous nous sommes heurtés au problème de la répartition du courant dans les conducteurs. Les hypothèses simplificatrices sur le rotor (24 encoches au lieu de 25) et sur l'attribution arbitraire du courant dans ces encoches étaient contestables. Nous avons donc cherché à connaître avec précision cette répartition.

Le démarreur FS18 utilise une machine très particulière. Les 25 sections se répartissent en deux voies d'enroulement qui sont rarement symétriques. Il peut donc y avoir des courants de circulation entre ces voies qui jouent un rôle sur la commutation des sections. Le courant total I_{dem} se répartit peut-être mal entre les deux voies d'enroulement. L'architecture générale du FS18 à 6 pôles, 4 balais et 25 sections bobinées en ondulé interdit donc toute simplification. De plus, lors de l'étude de cette machine et notamment de son plan de bobinage, nous pouvons aisément nous apercevoir que la commutation est très complexe : le nombre de sections qui commute à chaque instant n'est pas toujours le même. Ainsi, on aura sous chaque groupe de balais de même polarité tantôt 3 sections en cours de commutation, tantôt un groupe de 4 sections voire plus (voir Fig. 4.1). Pour ces raisons, nous avons choisi de modéliser la machine complète. En effet, aux vues des dissymétries de la machine, une estimation précise de l'évolution de toutes les grandeurs électriques et magnétiques ne peut être réalisée qu'en prenant en compte l'intégralité de la machine.

Dans ce chapitre, deux modélisations distinctes ont été élaborées. La première consiste à considérer l'induit comme un bobinage à 25 phases et à modéliser la machine analytiquement à l'aide d'une mise en équation matricielle. La position des balais modifie la topologie de la machine qui doit être prise en compte pour résoudre le système d'équations différentielles. Ces simulations relativement longues permettent la connaissance des évolutions de tous les phénomènes électriques de la machine et d'estimer entr'autres les pertes par commutation. La seconde partie de ce chapitre propose une modélisation globale par vecteurs d'espace de la machine à 25 phases. Cette modélisa-

tion beaucoup moins fine permet d'obtenir des caractéristiques de machines très rapidement et de conduire une réflexion globale sur l'influence des paramètres du dimensionnement. La comparaison de ces deux modèles et leur validation expérimentale seront abordées en fin de chapitre.

4.2 Modélisation fine de la machine à courant continu : le *SimStart*

4.2.1 Préambule

Pour analyser avec confiance les phénomènes complexes intervenant dans la machine, il est important d'avoir une modélisation assez fine. Tout en restant globale, cette modélisation devra rendre compte de l'état électrique, magnétique et/ou mécanique de chacun des organes du démarreur. Ce modèle sera très utile en vue des plans d'expériences sur logiciel Eléments Finis car il apportera la connaissance complète de la répartition des courants. L'ensemble de ces simulations est incorporé dans un logiciel appelé *SimStart*. L'induit est un bobinage à 25 sections fermé en polygone. L'évolution des contacts lames/balais au cours de la rotation modifie la topologie de sorte qu'à chaque instant certaines sections sont en cours de commutation sous un ou plusieurs balais tandis que d'autres sont dans les voies d'enroulement.

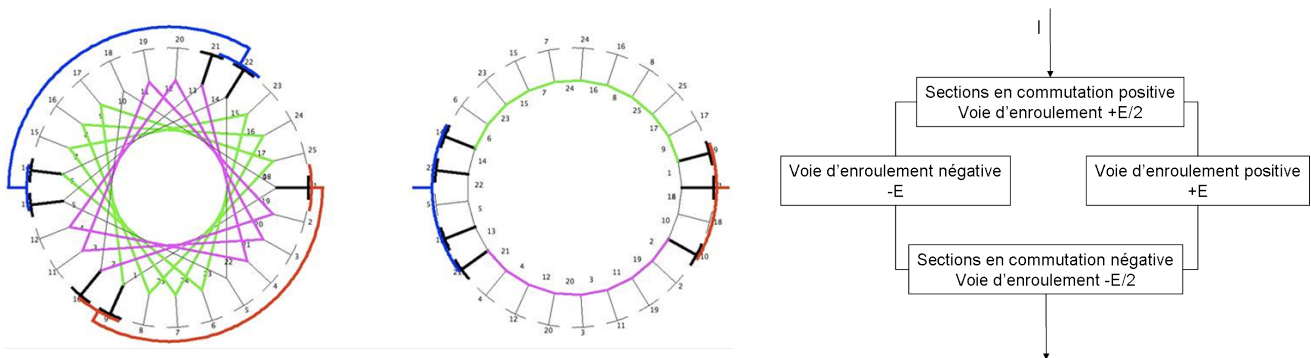


FIGURE 4.1 – Répartition des sections d'induit en différentes voies d'enroulement

Dans l'optique d'une modélisation, nous allons établir un modèle matriciel régissant les relations entre les courants et les tensions dans les $N_s = 25$ sections de la machine :

$$[U_{sec}] = [R_{sec}] \cdot [I_{sec}] + \frac{d([L_{sec}] \cdot [I_{sec}])}{dt} + [E_{sec}] \quad (4.1)$$

avec

- $[U_{sec}]$: la matrice colonne des tensions de section
- $[I_{sec}]$: la matrice colonne des courants de section
- $[E_{sec}]$: la matrice colonne des Forces Electro-Motrices de section
- $[R_{sec}]$ et $[L_{sec}]$: les matrices carrées ($N_s \cdot N_s$) regroupant les résistances et les inductances propres et mutuelles de sections.

Par la suite, nous allons chercher à chaque instant une transformation permettant de passer de ce système de dimension 25 à un autre de dimension inférieure compte tenu des contacts lames/balais. L'algorithme se déroulera comme illustré sur la figure 4.2.

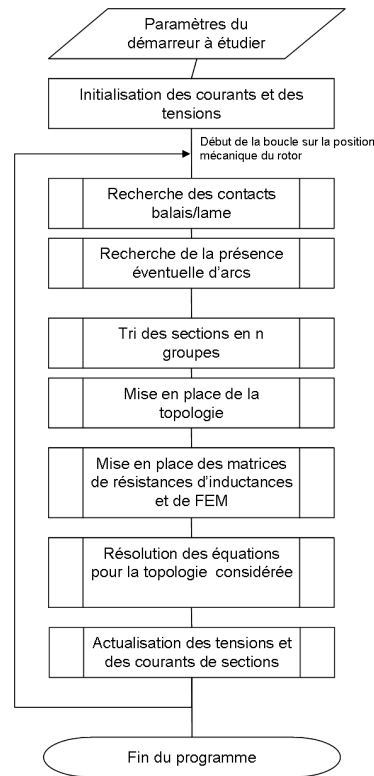


FIGURE 4.2 – Représentation globale des différentes phases de l'algorithme de modélisation *SimStart*

Après le choix des paramètres de la machine et une initialisation des courants et des tensions des sections, le programme itère sur la position mécanique du rotor. A chaque pas de calcul, la première étape consiste à identifier les contacts lames/balais présents pour cette position particulière du rotor. D'après l'itération précédente, nous connaissons la présence éventuelle d'arcs électriques sous les balais. Le programme trie ensuite les sections suivant le schéma de bobinage et met en place les équations matricielles de la topologie réduite considérée. Une recherche des FEMs est opérée et le programme vient calculer les nouvelles valeurs des courants et des tensions aux bornes de chaque section.

Nous présenterons dans un premier temps la méthodologie employée pour déterminer les coefficients de la matrice des inductances pour une machine sans shunt et pour une machine avec shunts. Ensuite, nous expliquerons comment nous avons ordonné les sections en différents groupes pour aboutir à un formalisme matriciel du problème rencontré. Nous montrerons comment nous avons résolu le système matriciel et enfin comment nous avons actualisé les différentes variables après chaque itération.

Pour considérer au mieux les mutuelles inductances et s'affranchir de l'hypothèse précédente, nous avons modélisé sous un logiciel Eléments finis l'intégralité de la

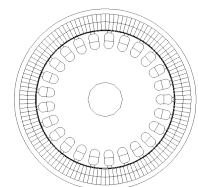


FIGURE 4.3 – Géométrie complète du FS18

machine comme présenté à la figure 4.3.

4.2.2 Détermination des inductances propres et mutuelles et mise en place de la matrice des inductances

Pour connaître les inductances propres et mutuelles de chaque section, nous avons effectué une simulation par Eléments Finis en alimentant une seule section (voir Fig. 4.4 et Fig. 4.5) et en remplaçant les aimants par de l'air. Une fois le calcul terminé, nous avons récupéré le flux magnétique traversant chaque section. Cette valeur de flux coupé permet d'aboutir aux coefficients de couplage entre les sections.

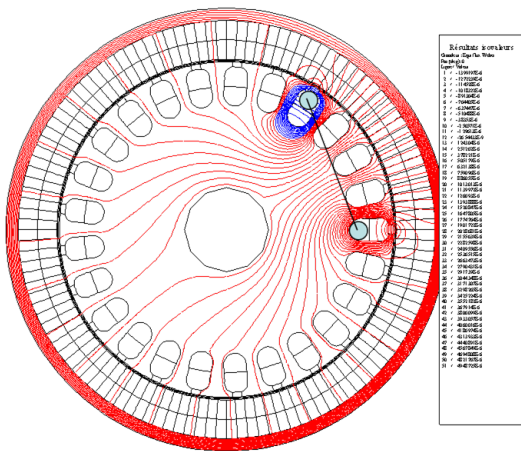


FIGURE 4.4 – Représentation des lignes de champ avec une seule section alimentée

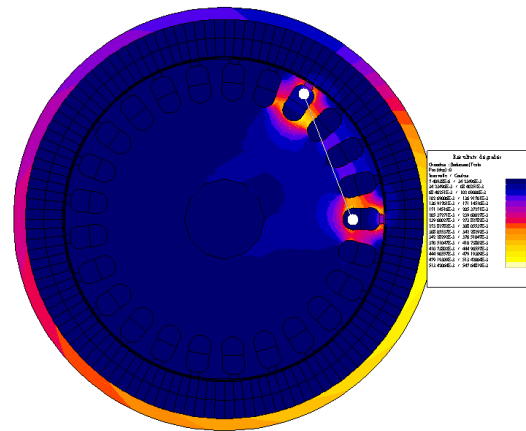


FIGURE 4.5 – Représentation du niveau d'induction avec une section alimentée

Ainsi, la figure 4.6 montre comment évoluent les coefficients M_{1x} sur la première ligne de la matrice des inductances (pour $1 \leq x \leq 25$). Le coefficient M_{11} correspond à l'inductance propre de chaque section. Les autres lignes de la matrice $[L_{sec}]$ se déduisent par simple permutation circulaire comme indiqué sur la figure 4.6. La matrice des inductances $[L_{sec}]$ est donc carrée et possède autant de lignes que de sections.

$$\begin{aligned} M_{1,1} &= M_{2,2} = L_1 = L_2 \\ M_{1,2} &= M_{2,3} = \dots \end{aligned}$$

(4.2)

$$[\mathbf{L}_{sec}] = \begin{pmatrix} L_1 & M_{1,2} & \dots \\ M_{1,25} & L_2 & M_{1,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}$$

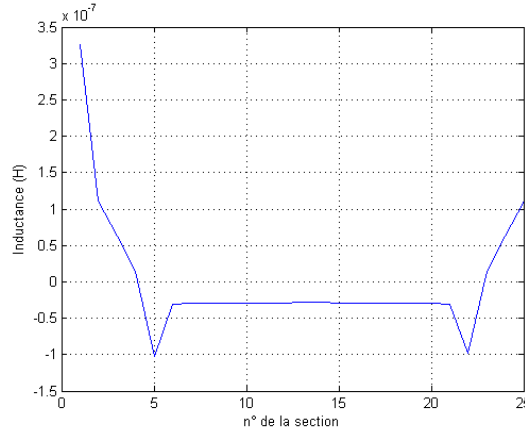


FIGURE 4.6 – Evolution des coefficients d'une ligne de la matrice inductance

4.2.3 Détermination de la matrice inductance pour des inducteurs avec shunts

Pour simuler le plus fidèlement possible un démarreur FS18, nous devons prendre en compte l'ensemble des pièces magnétiques de la machine. Ainsi les shunts magnétiques (petites pièces de fer doux accolées aux aimants) modifient le chemin du flux magnétique et l'inductance des sections en fonction de la position du rotor dans le stator.

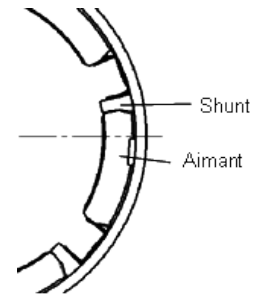


FIGURE 4.7 – Positionnement des shunts magnétiques dans un FS18

La matrice des inductances qui jusqu'à présent était constante va devoir être recalculée à chaque pas de temps en fonction de la position relative des shunts magnétiques par rapport à chacune des sections du moteur. Cette variation $\frac{\partial[\phi]}{\partial\theta}$ génère un couple de réluctance variable qui vient s'additionner au couple créé par l'interaction des champs inducteur et induit. Ce couple est égal à $\frac{1}{2} \cdot \frac{\partial[L]}{\partial\theta} \cdot i^2$ (voir [SN94]). La figure 4.8 présente l'évolution des 25 coefficients de la matrice inductance en fonction de la position relative de la section par rapport aux shunts magnétiques. Evidemment, on ne passe plus d'une ligne de la matrice inductance à la suivante par simple permutation circulaire.

4.2.4 Matrice des résistances

Tout comme la matrice des inductances, celle des résistances est une matrice carrée de dimension N_s (le nombre de sections de la machine). Chaque section ayant une résistance interne r , cette matrice peut s'écrire de la façon suivante :

$$[R_{sec}] = r \cdot [I_d] \quad (4.3)$$

où r est la résistance d'une section isolée et $[I_d]$ est la matrice identité de taille N_s

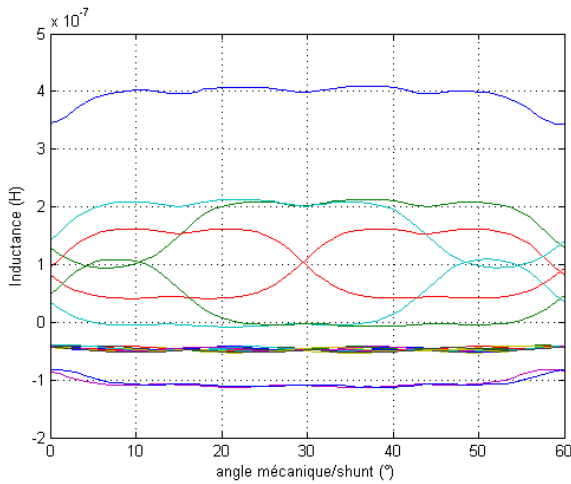


FIGURE 4.8 – Evolution des 25 coefficients de la matrice inductance en fonction de la position de la section par rapport aux shunts

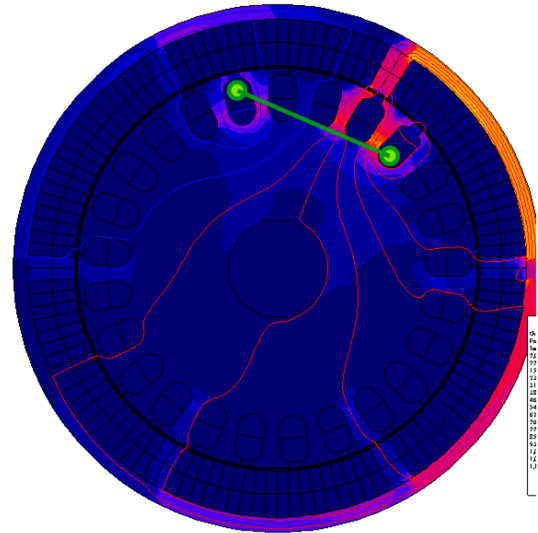


FIGURE 4.9 – Dégradé d'induction mettant en lumière les chemins privilégiés du flux magnétique

4.2.5 Mise en place du vecteur des FEM

Mesure des Forces Electromotrices Afin de coller au mieux à la réalité, nous avons réalisé un dispositif expérimental permettant de mesurer les Forces Electromotrices générées à l'induit par différents systèmes d'aimants. Pour ce faire, nous avons isolé une section d'un induit en coupant toutes les autres. A l'aide d'un dispositif bague-balai (identique à ceux des alternateurs), nous avons mesuré la FEM induite dans la section en faisant tourner, via un moteur auxiliaire, l'induit ainsi modifié à l'intérieur de différentes culasses équipées de systèmes d'aimants particuliers. Nous pouvons ainsi apprécier les différentes formes d'onde de FEM à vide (voir figure 4.10) en fonction du dispositif à aimants présent dans la culasse. Ces formes d'onde seront implantées dans le *SimStart*.

Nous pouvons remarquer sur la figure 4.10 que la place du shunt magnétique crée une déformation de la FEM d'un côté ou de l'autre par rapport à une forme d'onde obtenue sans shunt. Ce décalage de la FEM joue un rôle important dans la commutation. Ainsi les systèmes à pôles de commutation bien connus dans les machines à courant continu de taille plus importante induisent sur les sections en cours de commutation des tensions qui favorisent l'inversion du courant dans les enroulements ([SN94] et [KP]). Les shunts magnétiques pourraient dans de moindres proportions jouer ce rôle sans pour autant prendre la place d'un enroulement de compensation.

Les structures Neodyme-Fer-Bore (NdFeB) disposées en Halbach offrent des FEM d'amplitude beaucoup plus importante mais fortement ondulées. Ces irrégularités peuvent être dues à la discrétisation du cylindre de Halbach ou à la variation du nombre de dents présentes sous un pôle entraînant une variation de la réluctance. Le flux vu par l'induit sous un même pôle peut donc varier en fonction de la position mécanique du rotor. La dérivation faisant passer du flux à la FEM accentue ce défaut.

Dans les simulations, connaissant la position mécanique du rotor, l'algorithme détermine la

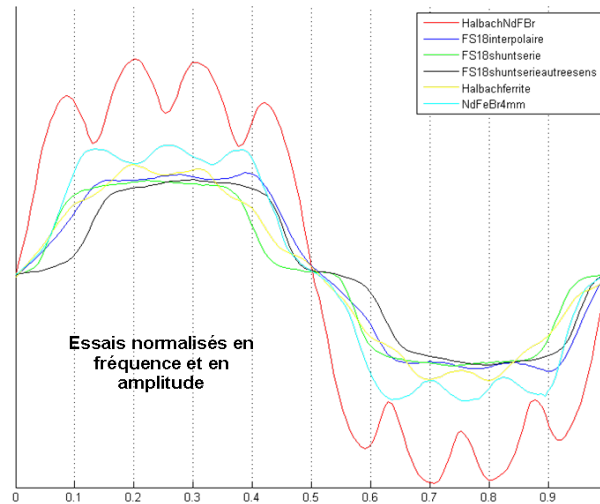
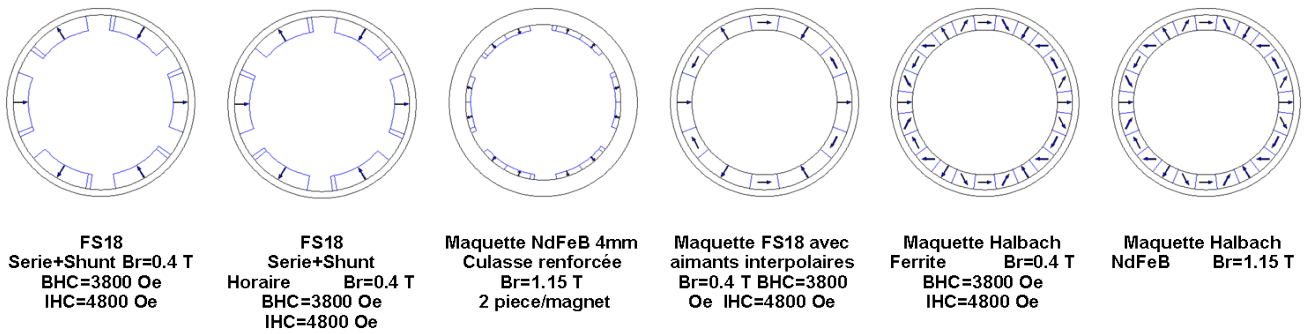


FIGURE 4.10 – Forme d'onde de FEMs à vide en fonction du système d'aimants utilisé

force électromotrice présente sur chacune des sections afin de remplir le vecteur $[E_{sec}(25, 1)]$.

4.2.6 Mise en place de la topologie

A chaque instant, l'ensemble des sections peut se regrouper en divers groupes en fonction des contacts lames/balais existants. Un formalisme a été mis au point de manière à gérer l'additivité des tensions et l'égalité des courants des sections mises en série. Pour cela, une matrice $[A]$ appelée « matrice des connexions » transforme le système de dimension 25 en un système de dimension plus faible (noté N_g).

Dans tous les cas, le schéma électrique peut se ramener à celui de la figure 4.11. Les 25 sections se rassemblent en N_g groupes. On distingue alors les sections en conduction (se trouvant dans les deux voies d'enroulement) et les sections en commutation. Ces dernières se trouvent entre des contacts balai/lame de même polarité.

Dans cette modélisation, nous désignons par $[U_g]$ les groupes résultant de la mise en série des sections de la machine parcourues par le même courant. On notera N_1 le nombre de groupes sous les balais "plus" et N_2 le nombre de groupes sous les balais "moins". Nous verrons plus loin que les arcs électriques peuvent être modélisés soit par une source de tension soit par une source de courant. Les chutes de tension équivalentes $[V_{pn}]$ et $[V_{mn}]$, (respectivement pour les balais "plus" et

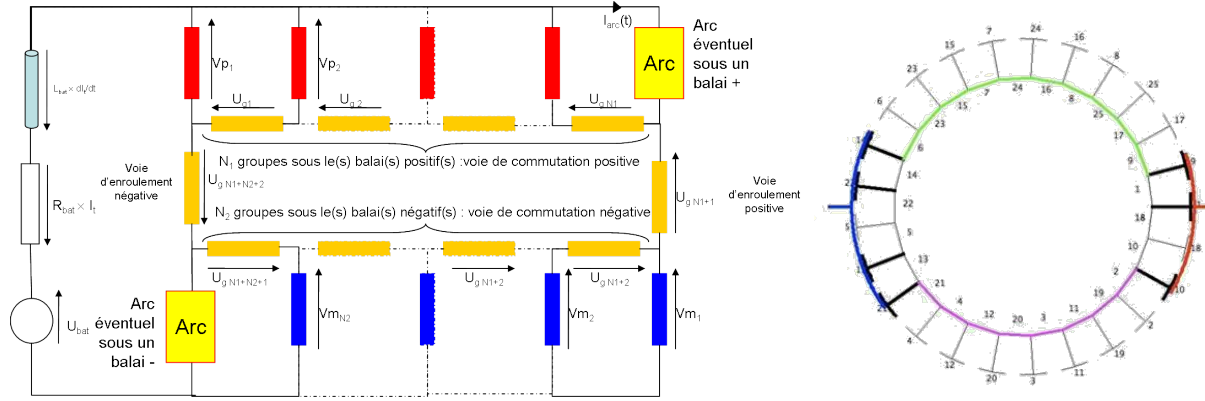


FIGURE 4.11 – Forme générale de la topologie et bobinage de la machine

pour les balais "moins") correspondent aux chutes de tension au contact lame/balai et aux chutes de tension dans l'(les) arc(s) s'il y a lieu (i.e. modélisation des arcs par des sources de tension). Les arcs électriques peuvent également être modélisés par des sources de courant. Ces vecteurs se remplissent automatiquement une fois le tri des sections effectué.

En fonction des différents contacts balai/lame, les 25 sections sont regroupées en $2 + N_1 + N_2$ groupes. Par convention, nous appellerons :

- Sections en commutation positive, l'ensemble des sections appartenant aux N_1 premiers groupes.
- Voie d'enroulement positive, l'ensemble des sections appartenant au groupe $N_1 + 1$.
- Sections en commutation négative, l'ensemble des sections appartenant aux groupes compris entre le $N_1 + 2$ et $N_1 + N_2 + 1$.
- Voie d'enroulement négative, l'ensemble des sections appartenant au groupe $N_1 + N_2 + 2$.

A partir de cette nomenclature, il reste à construire la matrice $[A]$. Cette matrice est rectangulaire et possède nécessairement $N_1 + N_2 + 2$ lignes et 25 colonnes (correspondant aux 25 sections). Ainsi les coefficients de cette matrice sont attribués de la façon suivante :

$$[A_{i,j}] = \begin{cases} 0 & \text{si la section } j \text{ n'appartient pas au groupe } i \\ 1 & \text{si la section } j \text{ appartient au groupe } i \end{cases}$$

Cette transformation permet de passer du système initial de dimension 25 (indice $_{sec}$) au système S de dimension $N_g = N_1 + N_2 + 2$ (indice $_g$).

Une seconde matrice est nécessaire pour faire la transformation inverse sur les courants. En effet, lorsqu'il faut passer des courants de section $[I_{sec}]$ aux courants de groupe $[I_g]$, il est nécessaire de créer une matrice supplémentaire appelée $[C]$. Cette matrice est égale à $[A]$ excepté le fait que l'on ne garde sur chacune des lignes qu'un seul coefficient non nul.

$$[C_{i,j}] = \begin{cases} 0 & \text{si la section } j \text{ n'appartient pas au groupe } i \text{ ou s'il y a déjà un } 1 \text{ sur la ligne} \\ 1 & \text{si la section } j \text{ appartient au groupe } i \end{cases}$$

4.2.7 Mise en équations

Pour résoudre ce nouveau problème, il faut passer toutes les variables du système initial de dimension 25 au système noté S . Les matrices $[L_{sec}]$ et $[R_{sec}]$ sont transformées de la façon suivante :

$$\begin{aligned} [R_g] &= [A] \cdot [R_{sec}] \cdot [A^T] \\ [L_g] &= [A] \cdot [L_{sec}] \cdot [A^T] \end{aligned} \quad (4.4)$$

De la même façon, le vecteur $[E_g]$ est calculé comme suit :

$$[E_g] = [A] \cdot [E_{sec}] \quad (4.5)$$

A ce stade, deux modélisations différentes peuvent intervenir. Elles concernent la prise en compte des arcs électriques. Comme le montre la figure 4.12 le programme est amené à retransformer le système S en un système S' si les arcs sont modélisés par des sources de courant.

La caractéristique électrique permettant de remplir les vecteurs V_p et V_m lorsque le contact entre un balai et une lame est mécanique est présentée dans le paragraphe 4.2.11.

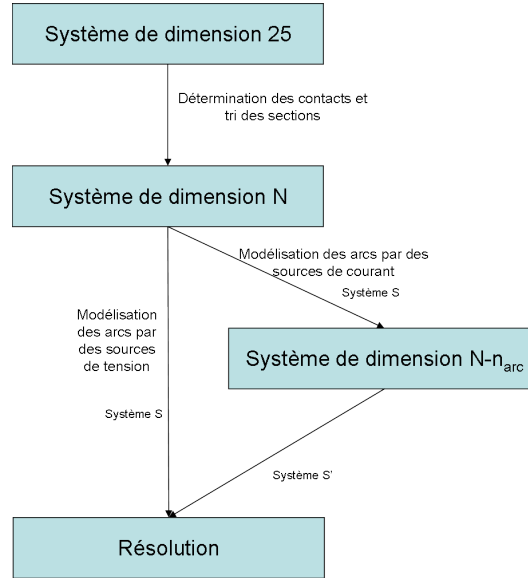


FIGURE 4.12 – Présentation des différentes étapes préalables à la résolution

Cas où l'arc sera modélisé par une source de tension

Les tensions V_p et V_m sont déterminées d'après les courants des contacts de l'instant précédent et la position géométrique des balais par rapport aux lames. Ce sera précisé au paragraphe 4.2.11.

En ce qui concerne le vecteur U_g , les lois d'additivité des tensions permettent d'écrire que :

$$\text{pour } k \text{ allant de } 1 \text{ à } N_1 : [U_g](k) = [V_p](k+1) - [V_p](k)$$

$$[U_g](N_1 + 1) = U_{bat} - R_{bat} * It - [V_p](N_1 + 1) - [V_m](1)$$

$$\text{pour } k \text{ allant de } N_1 + 2 \text{ à } N_1 + N_2 + 1 : [U_g](k) = [V_m](k) - [V_m](k+1)$$

$$[U_g](N_1 + N_2 + 2) = -U_{bat} + R_{bat} * It + [V_p](1) - [V_m](N_2 + 1)$$

Dans ce mode de résolution, le système S' composé des matrices U' , R' , I' , L' , E' est strictement identique au système S (présenté ci-dessus).

Cas où l'arc est modélisé par une source de courant

Si l'arc est modélisé par une source de courant, il faut modifier la topologie présentée car le courant d'arc n'est plus une inconnue. La mise en place d'une source de courant dans la topologie permet de réduire le système S d'une dimension N_g à un système S' de dimension $N_g - n_{arc}$. Voyons le cas particulier d'une topologie de dimension 4 que nous allons réduire à une topologie de dimension 3. Soit une topologie S comportant 4 groupes et régie par les équations :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial t} \left(\begin{bmatrix} L_{1,1} & L_{1,2} & L_{1,3} & L_{1,4} \\ L_{2,1} & L_{2,2} & L_{2,3} & L_{2,4} \\ L_{3,1} & L_{3,2} & L_{3,3} & L_{3,4} \\ L_{4,1} & L_{4,2} & L_{4,3} & L_{4,4} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}. \quad (4.6)$$

Si l'on considère qu'il y a un arc traversé par un courant J sur la liaison entre les groupes 2 et 3, on peut écrire que :

$$I_2 = I_3 - J.$$

d'où après développement et réduction :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 + U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 + R_3 & 0 \\ 0 & 0 & R_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} + \\ \frac{\partial}{\partial t} \left(\begin{bmatrix} L_{1,1} & L_{1,2} + L_{1,3} & L_{1,4} \\ L_{2,1} + L_{3,1} & L_{2,2} + L_{2,3} + L_{3,2} + L_{3,3} & L_{2,4} + L_{3,4} \\ L_{4,1} & L_{4,2} + L_{4,3} & L_{4,4} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_4 \end{bmatrix} \right) &+ \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 + e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} + \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ J \\ 0 \end{bmatrix} &+ \frac{\partial}{\partial t} \left(\begin{bmatrix} -L_{1,2} & 0 & 0 \\ 0 & -L_{2,2} - L_{3,2} & 0 \\ 0 & 0 & -L_{4,2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} J \\ J \\ J \end{bmatrix} \right). \end{aligned} \quad (4.7)$$

En notant :

$$[U'] = \begin{bmatrix} U'_1 \\ U'_2 \\ U'_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 + U_3 \\ U_4 \end{bmatrix}.$$

et :

$$[I'] = \begin{bmatrix} I'_1 \\ I'_2 \\ I'_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}.$$

$$[R'] = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 + R_3 & 0 \\ 0 & 0 & R_4 \end{bmatrix}.$$

$$[L'] = \begin{bmatrix} L_{1,1} & L_{1,2} + L_{1,3} & L_{1,4} \\ L_{2,1} + L_{3,1} & L_{2,2} + L_{2,3} + L_{3,2} + L_{3,3} & L_{2,4} + L_{3,4} \\ L_{4,1} & L_{4,2} + L_{4,3} & L_{4,4} \end{bmatrix}$$

Par cette méthode, nous pouvons réécrire le système S en un système S' de dimension inférieure. Cette démarche a été présentée dans le cas particulier d'un arc isolé mais elle se généralise à un système à plusieurs arcs simultanés.

4.2.8 Résolution

Une fois toutes ces transformations opérées, il suffit de résoudre l'équation du système S' :

$$[U'_g] = [R'_g].[I'_g] + \frac{\partial[L'_g].[I'_g]}{\partial t} + [E'_g] \quad (4.8)$$

Pour résoudre des problèmes d'instabilité de la méthode d'Euler (inhomogénéité des constantes de temps entre l'établissement des courants et les extinctions d'arcs) tout en limitant le temps de calcul, nous avons choisi de prendre un pas de discrétisation relativement grossier et d'utiliser à l'intérieur de ce pas de calcul un algorithme de type Runge-Kutta d'ordre 4 (voir figure 4.13).

Les matrices A et C permettent de passer alternativement de I_{sec} à I_g .

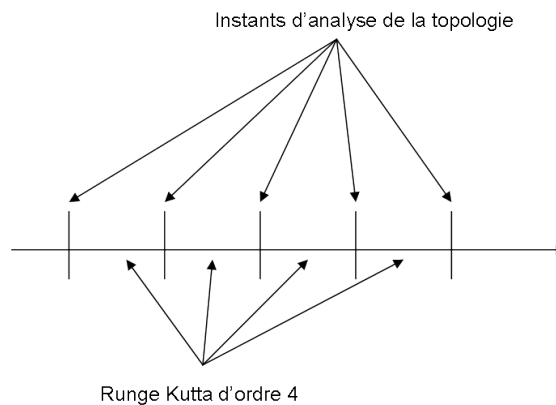


FIGURE 4.13 – Méthode de résolution

D'autres méthodes de résolution peuvent être envisagées. Elles consistent à utiliser comme instants de début et de fin de résolution des équations aux dérivées partielles des instants d'ouverture et de fermeture de contact (prédéterminés) où des extinctions d'arcs (passage par zéro d'une des variables).

4.2.9 Dispositifs expérimentaux servant à l'écriture du modèle d'arcs

Introduction

Comme dans tous les moteurs à courant continu à balais, les contacts balai/lame ont une grande influence sur le comportement global de la machine. La chute de tension aux bornes d'un contact balai/lame fermé évolue de manière non linéaire en fonction de la densité de courant qui le traverse pour saturer à des tensions comprises entre 0.2 V et 1 V par balai [KP]. Cette caractéristique dépend de la vitesse périphérique de rotation du collecteur, de la pression qu'exerce le balai sur le collecteur mais aussi de la composition intrinsèque du balai. Plus le balai a une teneur élevée en graphite, plus la chute de tension est importante. Les balais enrichis en cuivre ou en bronze offrent des chutes de tension plus faibles et des densités nominales de courant plus élevées. Le choix des matériaux des balais résulte d'un compromis entre les qualités tribologiques du graphite et les qualités électriques du cuivre et du bronze. Le but de cette étude sera de connaître l'évolution de la tension aux bornes de l'arc lorsque le contact s'ouvre. Notre dispositif expérimental se propose

donc de mesurer cette évolution pour différentes vitesses d'ouverture du contact et pour différentes valeurs d'impédance du circuit coupé.

Principe

Notre dispositif se composait initialement de deux lames de cuivre parfaitement lisses et propres. L'une des lames est fixée dans un bâti. La seconde est maintenue contre la première par 3 ressorts plats de type « ressort de rappel de pince » (voir Fig. 4.14). Ce dispositif est connecté par l'intermédiaire des deux lames à un circuit électrique extérieur principalement inductif (voir 4.15). Une photodiode est placée à l'aplomb de la lame fixe et détecte la présence de l'arc électrique. Un second capteur (non représenté) placé sur le bâti nous donne une indication de la vitesse de déplacement du contact mobile et par conséquent de la vitesse d'ouverture du contact.

Dans un second temps la lame fixe a été remplacée par un dispositif balai/ressort identique à celui du FS18 (voir Fig. 4.14 à droite).

Le principe de l'expérimentation est de couper le circuit en faisant glisser le contact mobile sur le contact fixe. Les mesures sont enregistrées sur un oscilloscope YOKOGAWA DL9040 (voir Fig. 4.16). Cinq grandeurs sont numérisées :

- Le courant I traversant le contact
- La tension V_{arc} aux bornes du contact
- La tension V_d aux bornes de la diode
- Le signal logique de présence de l'arc
- Le signal logique provenant du capteur de mouvement (déplacement = 1 cm)

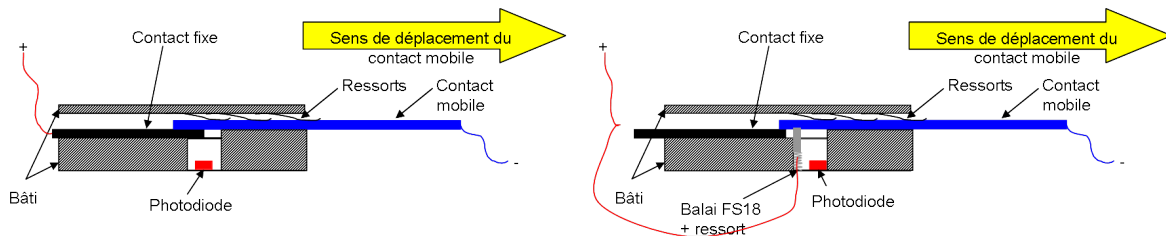


FIGURE 4.14 – Schématisation du contact glissant Cuivre/Cuivre et Cuivre/Balai

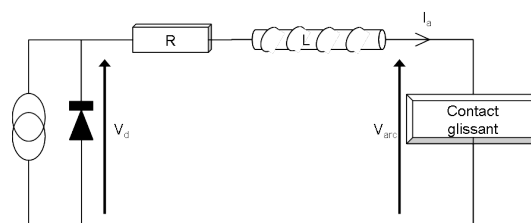


FIGURE 4.15 – Circuit électrique

La figure 4.17 donne un aperçu des évolutions du courant et de la tension pendant l'arc électrique. On peut observer une décroissance du courant alors que la tension croît « exponentielle-

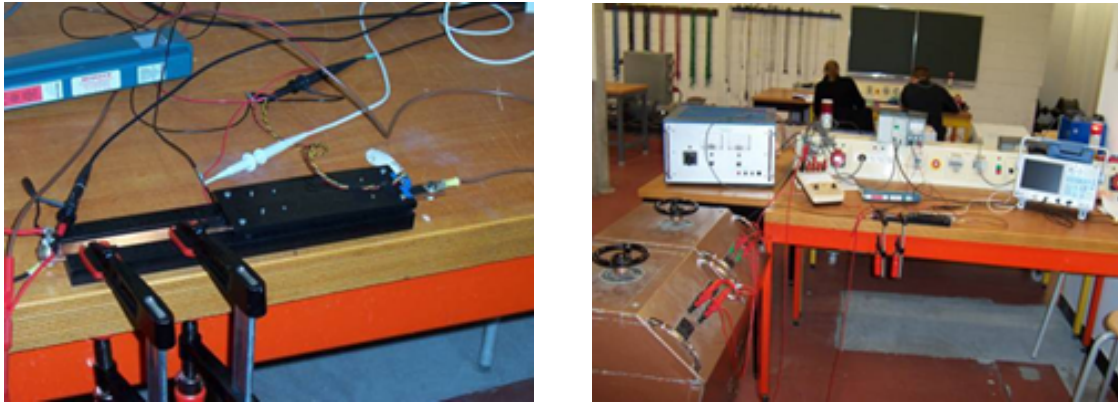


FIGURE 4.16 – Réalisation du dispositif expérimental

ment » après un « saut » initial. Il est important de noter que toutes nos mesures de tension d'arc sont écrêtées à 400 V en raison de l'isolation de la sonde.

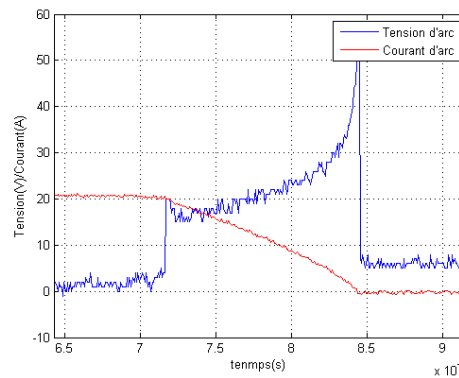


FIGURE 4.17 – Evolution du courant et de la tension lors de l'arc électrique

Résultats obtenus

Les résultats que nous avons obtenus sont très reproductibles. Un programme automatisé nous permet de donner pour chacun des essais un certain nombre de courbes.

La figure 4.18 présente l'évolution de la puissance dissipée dans l'arc électrique.

La partie négative de la courbe à la fin de l'arc ne doit pas être prise en compte : la tension à cet instant est très élevée alors que le courant est très faible, le produit des deux accentue fortement les incertitudes sur la mesure du courant.

Le rapport tension/courant assimilable à la résistance d'arc en fonction de la longueur est présentée (voir Fig. 4.19).

Extension de la manipulation à un contact balai/lame tournant

Le but de ces expérimentations est de retrouver, le plus précisément possible, la valeur de la chute de tension aux bornes d'un contact glissant pour une valeur de courant donnée et une vitesse d'ouverture de contact donnée. Pour ceci, nous avons remplacé le dispositif de contact glissant

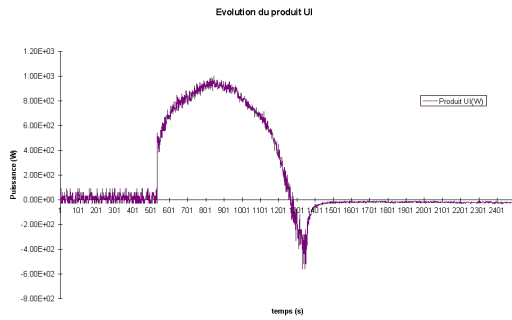


FIGURE 4.18 – Evolution de la puissance dissipée pour l’enregistrement effectué

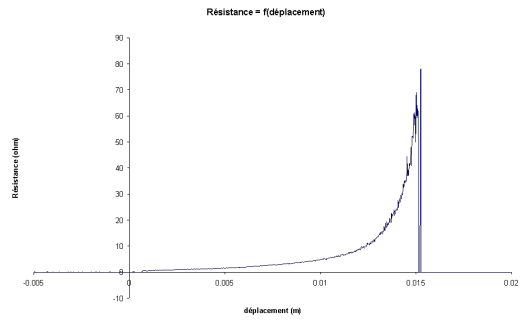


FIGURE 4.19 – Evolution du rapport U/I de l’arc en fonction de sa longueur

précédent par un contact glissant rotatif. Celui-ci peut être entraîné par un moteur auxiliaire, ce qui permet d’atteindre des vitesses de rotation bien supérieures au dispositif précédent. De plus, ce contact rotatif dispose des mêmes balais, du même collecteur, et des mêmes ressorts que dans un démarreur FS18 classique. Grâce à ces dispositions, nous nous rapprochons au plus près des conditions réelles de la machine.

Le contact glissant rotatif (voir Fig. 4.20) permet d’ouvrir et de fermer le circuit deux fois par tour. Il se compose d’un collecteur à 25 lames monté sur un arbre et entraîné par un moteur auxiliaire. Deux groupes de lames ont été court-circuités par des fils poinçonnés sur le talon du collecteur. Deux balais diamétraux viennent frotter sur la périphérie de ce commutateur mécanique.

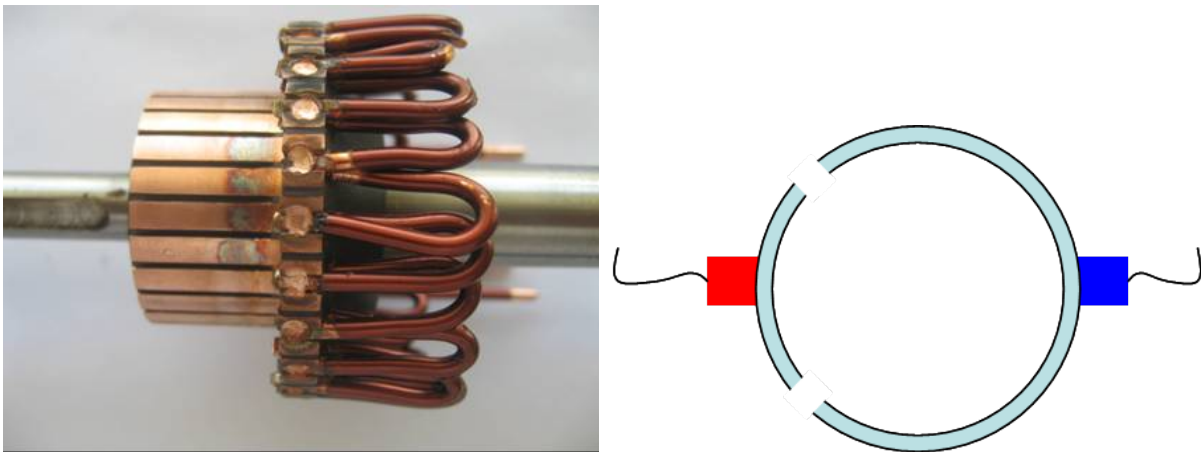


FIGURE 4.20 – Induit servant à la mesure et schéma de principe

Nous avons donc fait une campagne de mesure pour différentes vitesses d’ouverture du contact. Partant de différents courants de départ I_0 , nous avons ouvert le circuit et enregistré les grandeurs V_d , V_{arc} et I_{arc} (voir figure 4.21). Pour chaque essai, nous avons identifié la résistance R et l’inductance L du circuit contact fermé (voir Tab. 4.1).

Nous avons cherché à modéliser l’évolution de la tension d’arc suivant deux approches. La première consiste à remplacer l’arc par une source de tension ; la seconde par une source de courant. Ces modèles équivalents seront ensuite intégrés dans la modélisation plus complète de la

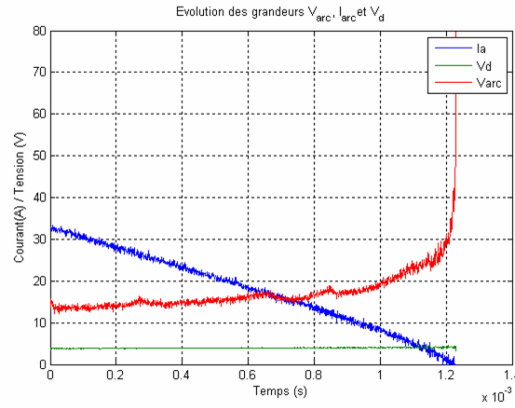


FIGURE 4.21 – Evolution de la tension et du courant d'arc

	Inductance 1	Inductance 2	Inductance 3	Inductance 4
L(mH)	0.52	0.33	0.78	0.91
R(mΩ)	88.4	53.5	94.3	74.2

TABLE 4.1 – Valeurs des paramètres R et L pour 4 inductances différentes

machine.

4.2.10 Modélisation de l'arc par une source de tension

Dans cette partie, nous avons cherché une approximation de l'arc par une formule dérivée du modèle d'Ayrton (voir [SGC08]). Ainsi, dans cette modélisation, la tension d'arc s'exprime comme une tension constante V_0 et un terme proportionnel à l'inverse du courant d'arc (voir équation 4.9). Cette modélisation offre une meilleure approximation de V_{arc} dans sa partie finale. C'est justement cette montée hyperbolique qui conditionne l'extinction de l'arc.

$$U_a(I_a) = V_0 + \frac{C}{I_a} \quad (4.9)$$

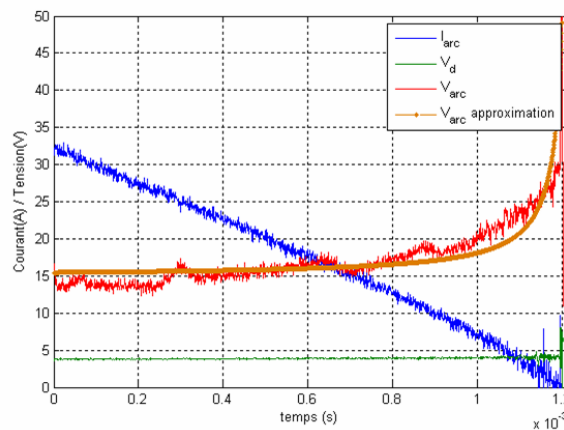


FIGURE 4.22 – Exemple d'approximation de la tension d'arc

La figure 4.22 montre un exemple d'approximation avec $V_o = 14.9 V$ et $C = 17.6 VA$. D'autres approximations plus complexes ont été également tentées et ont montré qu'un modèle plus élaboré n'apporte pas de précision supplémentaire sur l'approximation. En d'autres termes, la tension d'arc se décompose aisément en la somme d'un terme constant qui s'établit instantanément à l'ouverture du circuit et un terme hyperbolique qui conditionne l'extinction de l'arc.

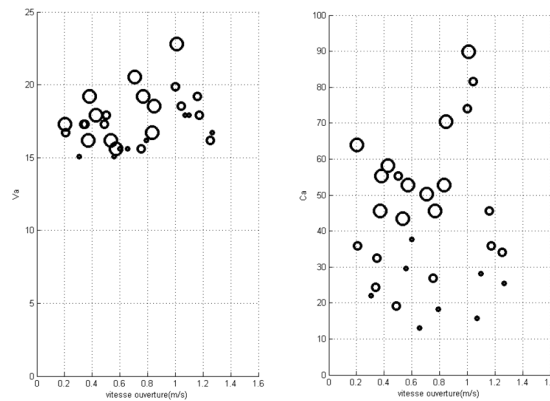


FIGURE 4.23 – Coefficients V_o et C permettant une approximation de l'arc en tension (inductance du circuit à couper proportionnelle à la taille du rond)

Cette modélisation, satisfaisante aux premiers abords, n'a pas permis de trouver une loi générale régissant l'évolution des coefficients V_o et C en fonction de l'inductance du circuit à couper, de la vitesse d'ouverture du contact et du courant à couper (voir Fig. 4.23). Le plasma mis en jeu dans l'établissement et l'entretien de l'arc reste un phénomène complexe difficile à modéliser par une simple équation électrique. De plus, cela dépend de beaucoup de paramètres physiques comme la température, la composition intrinsèque des balais, leur géométrie et la qualité de surface du collecteur et des entre-lames.

Suite à ces observations, nous avons choisi de nous intéresser à la manière avec laquelle le courant décroît et ainsi considérer l'arc comme une source de courant.

4.2.11 Modélisation de l'arc par une source de courant

Il est apparu de façon très reproductible, une décroissance du courant quasi linéaire au cours de l'arc avec une légère inflexion à l'extinction (voir figure 4.21), mais avec des pentes liées à la valeur de l'inductance du circuit coupé ainsi qu'à la vitesse d'ouverture du contact.

Nous avons cherché à normaliser les essais afin de nous ramener à un faisceau de courbes.

Partant des évolutions temporelles du courant d'arc I_{arc} (voir Fig. 4.24), nous avons normalisé ces courbes en divisant le courant et le temps par le courant initial I_0 (voir Fig. 4.25).

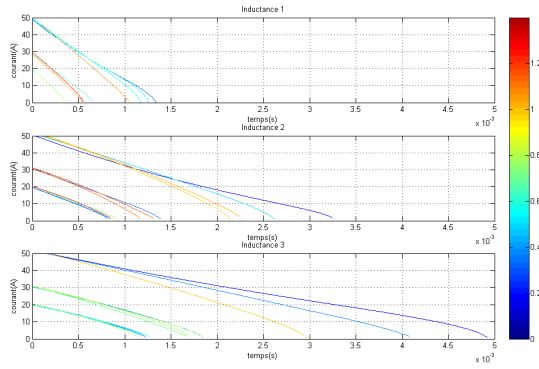


FIGURE 4.24 – Evolution du courant en fonction du temps pour trois inductances distinctes (échelle colorée : vitesse d'ouverture du contact)

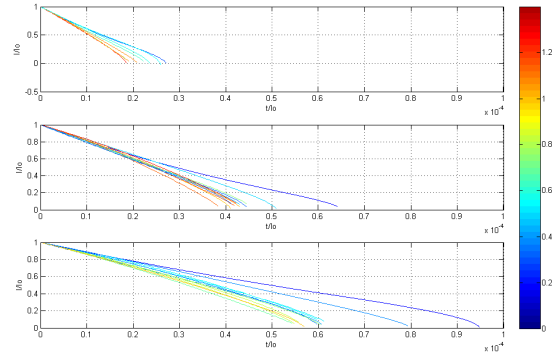


FIGURE 4.25 – Evolution du courant normé en fonction de t/I_0 pour trois inductances distinctes (échelle colorée : vitesse d'ouverture du contact)

Il est ainsi apparu que le temps de décroissance dépendait de trois facteurs : le courant de départ I_0 , l'inductance du circuit à couper notée L et la vitesse linéaire d'ouverture du contact (v en m/s). La figure 4.26 présente cette normalisation. La coloration traduit l'échelle de vitesse d'ouverture du contact.

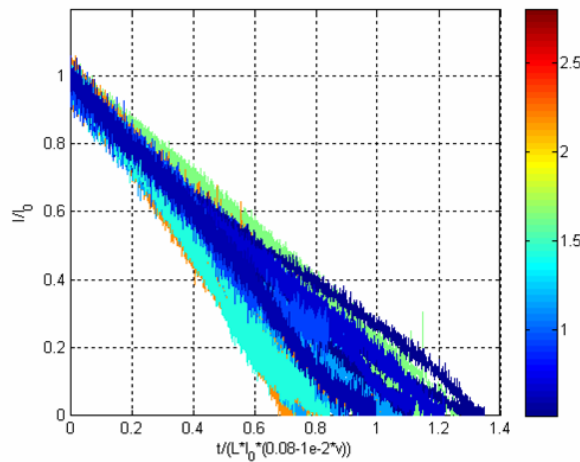


FIGURE 4.26 – Normalisation de la décroissance du courant d'arc

Connaissant l'inductance du circuit à couper et la vitesse linéaire d'ouverture de contact, l'évolution du courant s'exprime suivant l'équation 4.10 :

$$\frac{I}{I_0} = 1 - \frac{t}{L \cdot I_0 \cdot (0,08 - 0,01 \cdot v)} \quad (4.10)$$

Dans le *SimStart*, il nous a fallu évaluer l'inductance du circuit à couper. Une méthode de détermination a été mise au point et figure en Annexe 2.

Implantation des modèles d'arc dans le *SimStart*

La figure 4.27 présente l'évolution de la surface de contact entre une lame et un balai lors de la rotation du rotor. Lorsqu'une lame entre en contact avec un balai, la surface de contact augmente linéairement pour atteindre un plateau. Ce plateau est atteint lorsque l'intégralité du balai recouvre la lame. Le balai étant plus large que la lame, la surface de contact reste constante. Lorsque le balai quitte la lame, la surface de contact décroît linéairement ; notre algorithme fait évoluer « virtuellement » cette surface de contact négativement pour simuler l'arc électrique. En effet, il n'y a plus contact mécanique entre la lame et le balai mais un contact électrique se maintient via l'arc. Lorsque l'arc électrique s'éteint l'algorithme supprime le contact.

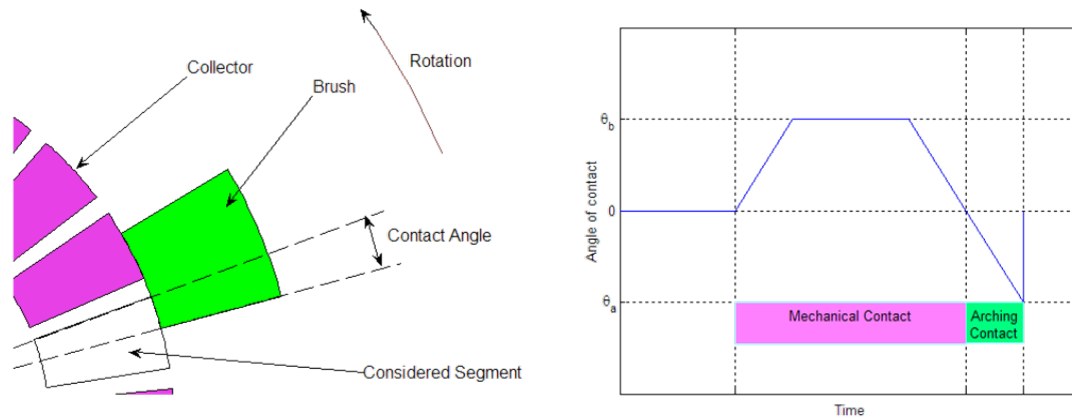


FIGURE 4.27 – Evolution de la surface de contact lorsqu'un balai passe sur une lame

Afin de prendre en compte au mieux l'évolution de la chute de tension aux bornes du contact lame/balai, nous avons cherché une forme analytique se rapprochant le plus possible des évolutions mesurées à l'oscilloscope. Il s'agit de la somme de deux hyperboles (une croissante, l'autre décroissante) et d'une constante de 0.7 V représentant la chute de tension maximale lorsque la surface de contact est nulle. Si l'on note ΔS la proportion de la lame recouverte par le balai (comprise entre -1 et $+1$), cette loi s'exprime comme suit :

$$\Delta V = \frac{1.2783}{1.2783 + (\Delta S)} - \frac{6.9097}{6.9097 - (\Delta S)} + 0.7 \quad (4.11)$$

Afin de se rapprocher le plus possible de la réalité, cette caractéristique initiale a été multipliée par 2 pour les valeurs négatives du paramètre surface de contact. Cette évolution est tracée sur la figure 4.28. Dans le cas où l'arc est modélisé par une source de courant, la partie gauche de la caractéristique n'est pas utilisée.

Visualisation de la commutation à la caméra rapide

L'un des problèmes que rencontrent les fabricants de machines à courant continu consiste en la diminution de l'usure des balais. Ces usures peuvent avoir deux causes :

- une usure purement mécanique liée aux frottements lames/balais et au passage des interlames

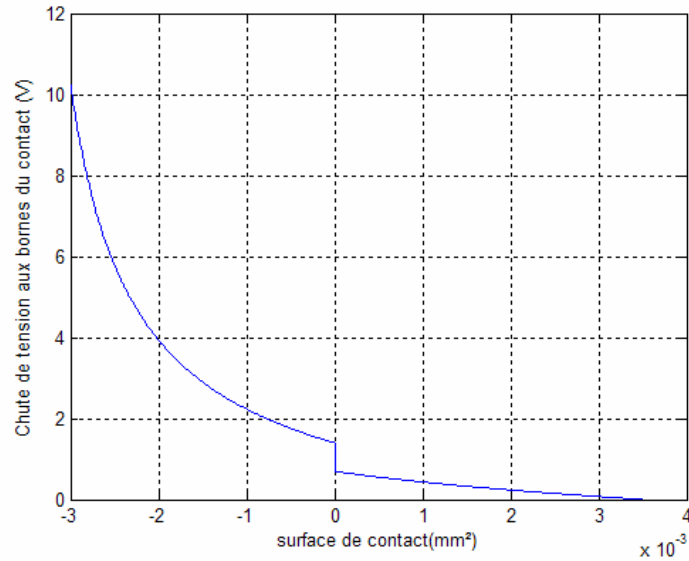


FIGURE 4.28 – Evolution de la caractéristique chute de tension fonction de la surface de contact

- une usure électrique liée à la présence d'arcs électriques.

Notre étude ne s'attachera qu'aux usures électriques. Celles-ci apparaissent par le biais d'arcs électriques lors de l'ouverture d'un circuit électrique. Nous pouvons ainsi dissocier deux types d'usures électriques : d'une part l'usure électrique provoquée par un défaut mécanique du collecteur (lame légèrement relevée...) qui provoque un saut du balai et d'autre part une usure électrique liée à la commutation proprement dite à savoir l'ouverture d'un circuit où un courant significatif est encore en train de circuler.

L'objectif de cette partie est d'estimer le ratio entre ces deux types d'usures électriques. Afin de mettre en évidence ces phénomènes, nous avons découpé la culasse d'un démarreur (pour voir les balais par le côté) ainsi que la partie arrière (afin de voir le contact balai-collecteur suivant l'axe de la machine) (voir Fig. 4.29). A l'aide d'une caméra rapide (20000 images par seconde)

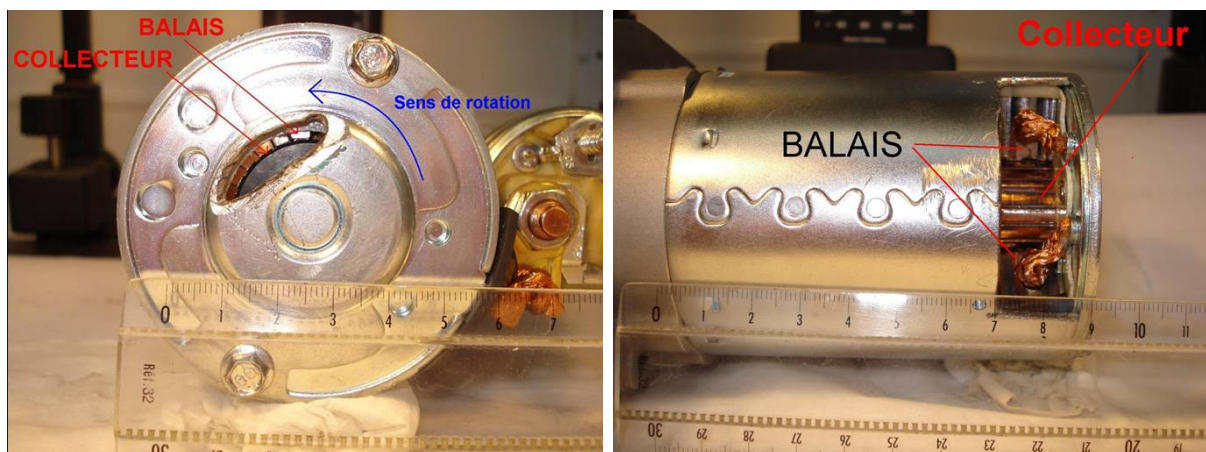


FIGURE 4.29 – Visualisation des ouvertures du démarreur pour la visualisation des arcs avec la caméra rapide

représentée figure 4.30, nous avons pu mettre en évidence que les arcs ne se produisaient pas systématiquement au passage de chaque lame. Cette observation laisserait donc penser à des arcs



FIGURE 4.30 – Dispositif expérimental de mise en évidence des arcs électriques au moyen d'une caméra rapide



FIGURE 4.31 – Visualisation d'un arc lié au saut d'un balai d'un démarreur FS18

liés à des problèmes mécaniques du collecteur. Ces arcs se produisent en majorité lorsque la lame quitte le balai mais également sous le balai (voir photo de la figure 4.31 prise par le trou situé sur la partie arrière). Il est établi que les arcs liés à des problèmes de commutation n'apparaissent pas sur toute la caractéristique du démarreur. Ainsi le début de la caractéristique n'offre pas un niveau de courant suffisant pour l'établissement d'arcs. Ces amplitudes modérées de courants favorisent la commutation et peu d'arcs s'établissent. A l'opposé, à très forts courants, la vitesse est très faible. Dans ces conditions, les sections ont le temps de commuter et peu d'arcs apparaissent. La zone centrale de la caractéristique ISO avec un certain niveau de courant à commuter et une vitesse suffisante est favorable à l'établissement des arcs de commutation (voir Fig. 4.32)

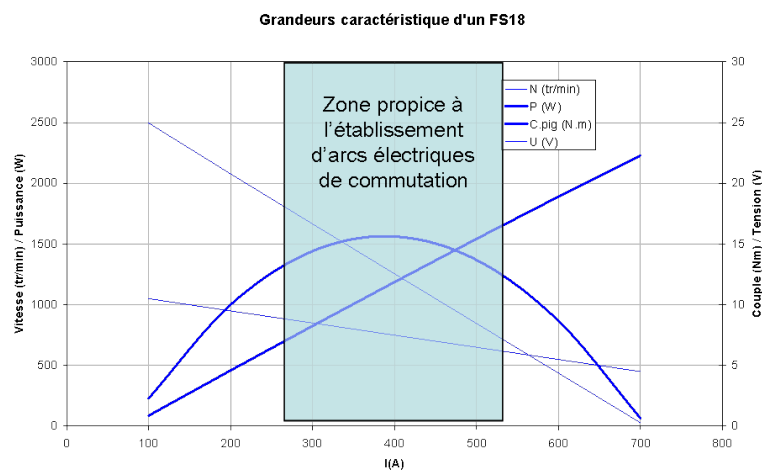


FIGURE 4.32 – Etablissement des arcs électriques de commutation dans un démarreur FS18

Une seconde campagne de mesure visait à reprendre les mêmes enregistrements mais avec un calage de la partie arrière différent. Cette disposition permet de dégrader ou d'améliorer volontairement les phénomènes de commutation. Nous avons donc tourné l'ensemble des balais – qui était initialement dans la position série (-4° par rapport à l'axe inducteur) – à -9° , $+1^\circ$ et $+5^\circ$.

Pour un calage arrière -9° de la partie arrière, il n'apparaît aucun arc sur l'ensemble de la caractéristique (à l'exception des sauts de balais). Pour cette position angulaire particulière les forces électromotrices (FEM) induites sur les sections en commutation sont plus élevées que dans le calage série et accélèrent l'inversion du courant dans les sections en commutation. Aucun arc de commutation n'est visible à l'œil ou à la caméra rapide sur l'ensemble de la plage de fonctionnement.

Pour des calages avants ($+1^\circ$ et $+5^\circ$) de l'ensemble des balais, la commutation est globalement moins bonne que dans la configuration de départ. Les forces électromotrices sont moins élevées et n'aident pas l'inversion du courant dans les sections en commutation. Dans le cas $+5^\circ$, les forces électromotrices empêchent cette inversion. Pour un couple frein de 7 Nm au pignon, nous observons de petits arcs électriques très brefs entre le coin inférieur du balai et l'arête de la lame. Ces arcs sont très brefs mais très lumineux. A l'œil nu, l'intensité paraît très importante. De plus, la fréquence de ces arcs étant très élevée par rapport à la persistance rétinienne, il semble que les problèmes de commutation soient très importants. La caméra rapide montre que ces arcs, aussi intenses soient-ils, ne s'étirent pas le long du collecteur et restent localisés sur l'arête de la lame quittant le balai (voir figure 4.33). L'analyse à l'œil nu peut être alors trompeuse. Les images fournies par la caméra montrent des points lumineux très intenses mais très brefs. Ces observations vont nous aider à apprécier la durée des arcs de commutation du modèle et à jauger le temps d'extinction de chacun d'entre eux.

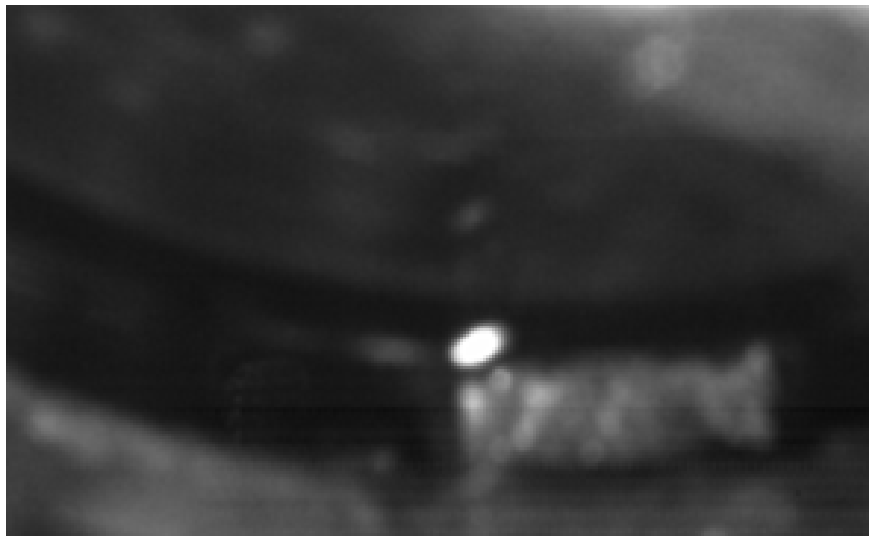


FIGURE 4.33 – Visualisation d'un arc lié à la commutation sous un balai d'un démarreur FS18

En conclusion, il apparaît que dans l'appareil à aimants considéré, pour le calage série (-4°) par rapport à l'axe inducteur, la majorité des arcs électriques visibles à la caméra rapide sont des arcs liés aux défauts de forme du collecteur.

4.2.12 Affichage des résultats de calcul sous *SimStart*

Le logiciel de simulation *SimStart* offre de nombreuses possibilités de visualisations et d'interprétations. Durant la simulation, l'utilisateur a la possibilité de visualiser le schéma mécanique

de la machine avec différentes indications colorées (lame en contact mécanique sous les balais, lames qui sont en contact avec un balai via un arc, conducteurs teintés suivant une échelle de courant...) Ces interfaces sont présentées en figure 4.34. Une visualisation de la modélisation électrique est aussi possible avec affichage de la topologie, du courant, de la tension et de la fem sur chacun des groupes, du courant et de la tension sur chacun des contacts, le regroupement des contacts par balais... Une interface de sortie permet également de visualiser des courbes des différentes grandeurs calculées en fonction du temps.

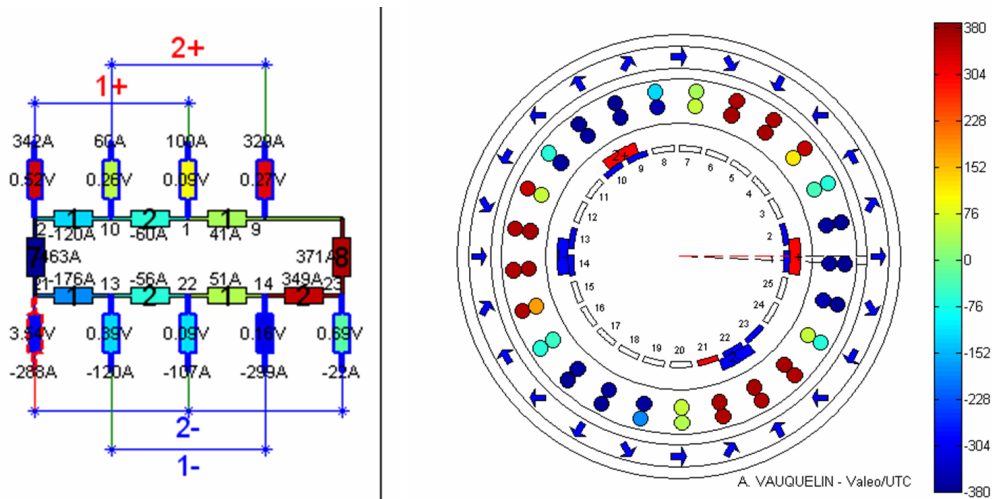


FIGURE 4.34 – Interface du *SimStart* en cours de calcul

La figure 4.35 présente l'une de ces représentations.

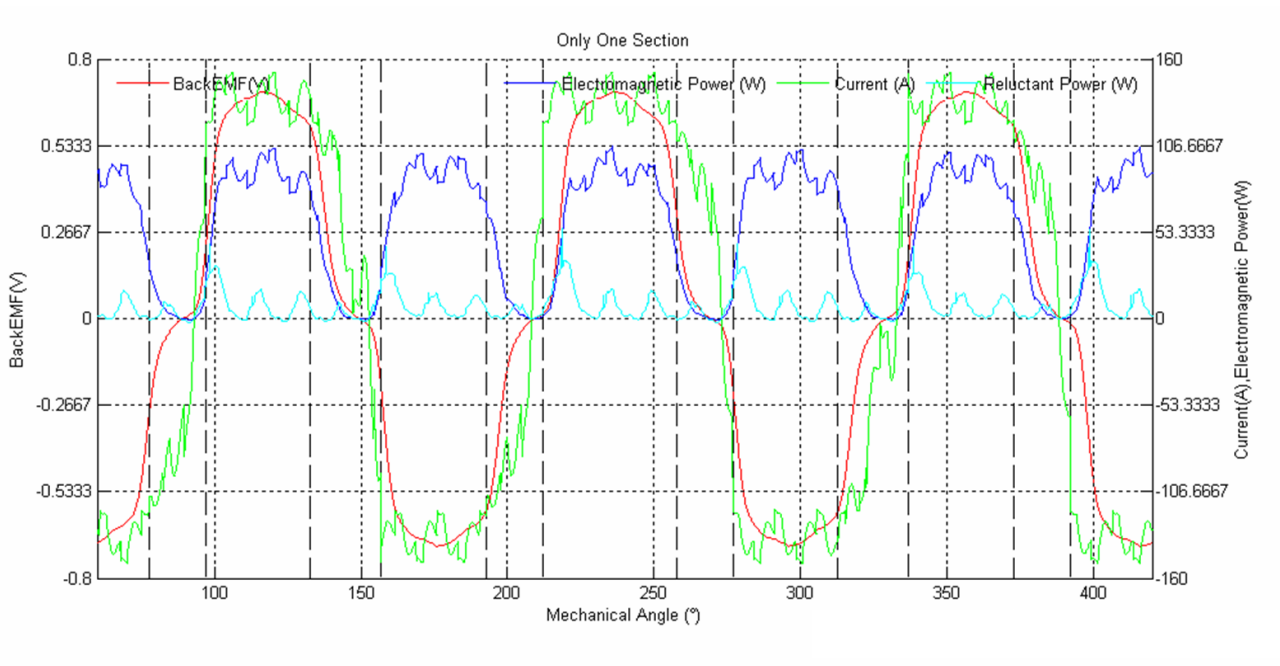


FIGURE 4.35 – Exemple de représentation de l'interface de sortie du *SimStart*

On y retrouve le courant d'une section (en jaune), la FEM de cette section (en rouge), le

produit des deux qui représente la puissance électromagnétique fournie par la section et enfin la puissance de réluctance variable (en gris clair). Les instants de début et de fin de commutation sont matérialisés par de traits pointillés verticaux.

Il apparaît sur cette figure que lorsque la section décrit un tour d'induit (360°), elle doit commuter 6 fois, et que ces commutations n'ont pas la même durée. Ce phénomène est lié à la présence d'un bobinage ondulé à 25 sections et 6 pôles alimentés par seulement 4 balais. Nous pouvons également nous apercevoir que la forme d'onde de courant est très perturbée. Cela est dû aux très nombreux changements de topologie dans la machine. Ces modifications de contact au niveau du collecteur déséquilibrent constamment la machine et ne permettent pas l'établissement d'un régime établi.

SimStart permet également de visualiser un grand nombre de diagrammes complémentaires. La figure 4.36 montre quelques exemples.

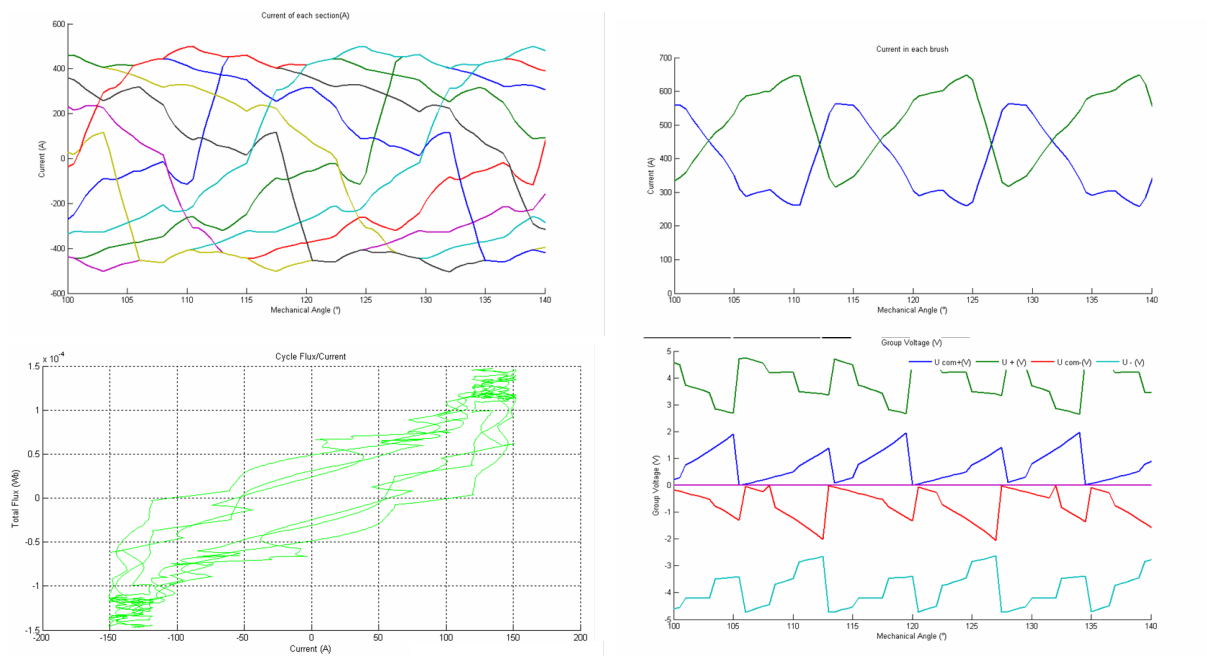


FIGURE 4.36 – Exemple de diagramme du *SimStart* : Courant de chaque section en fonction de l'angle mécanique, Courant dans chaque balai en fonction l'angle mécanique, Cycle flux/courant dans une section, Tensions de groupes en fonction de l'angle mécanique

4.2.13 Recalage du modèle

Hypothèses du modèle *SimStart*

Les modélisations développées dans *SimStart* prennent en compte un grand nombre de phénomènes.

Nous avons fait le choix de simuler l'intégralité de la machine. Les dissymétries entre le nombre de balais et le nombre de pôles interdisent toute simplification. De plus, nous prenons en compte tous les types de contact entre balais et collecteur qui peuvent être des contacts purement mécaniques (passage du courant direct du balai à la lame) ou électriques par l'intermédiaire d'arcs.

Cependant, il nous a fallu faire des hypothèses :

- La matrice des inductances est supposée linéaire. La prise en compte de la variation de la matrice inductance en fonction du niveau de saturation de la machine a été envisagée mais ne sera pas abordée ici. Nous verrons néanmoins dans la suite qu'un modèle simple visant à atténuer la matrice inductance en fonction du courant a été envisagée pour faciliter le recalage du modèle.
- La forme d'onde de la FEM d'inducteur a été supposée invariante entre un fonctionnement à vide et un fonctionnement en charge. Les formes de FEM dues à l'inducteur resteront identiques quelque soit le niveau d'induction présent dans la machine.
- Les pertes fer sont négligées. A ce stade de l'étude aucune séparation des pertes n'a été réalisée dans la machine. Il apparaît très difficile de donner une estimation de ces pertes (grands niveaux de saturation. . .)

Les couples de frottements

Sur les caractéristiques du FS18 mesurées et présentées suivant la norme ISO (voir Fig.4.39), la courbe couple/courant coupe l'axe des abscisses pour un courant de 50 A environ. D'après Valeo ce couple correspond à l'ensemble des frottements des parties mécaniques et des balais sur le collecteur. Nous verrons plus tard que ce n'est pas la seule raison de cet offset. Cependant, à ce stade de l'étude, nous considérerons que le couple de frottement est assimilable à celui d'un frottement sec de l'ordre de 2 Nm. Cette valeur particulière des frottements permet de ramener la courbe couple/Courant mesurée à un couple nul pour un courant nul. Nous utiliserons cette valeur de frottement dans le *SimStart* pour tracer les caractéristiques simulées suivant la même norme que les caractéristiques mesurées (à savoir la norme ISO).

Les tensions de contact

Les premières simulations ne donnaient pas entière satisfaction. Les simulations tombaient relativement loin des mesures (voir Fig 4.37).

Après de nombreuses discussions entre Valeo et le laboratoire, nous avons décidé de modifier la façon de prendre en compte les chutes de tension aux contacts. Ces tensions sont très mal connues. Les valeurs issues de la bibliographie ([Sho65] et [Tam57]) ne correspondent pas aux balais utilisés en démarreurs (très forts courants). La mesure expérimentale de ces paramètres sera présentée au chapitre 5. Il nous est apparu que la loi de chute de tension aux contacts est le seul paramètre d'ajustement sur lequel nous pouvions agir pour recalibrer le modèle. Les paramètres principaux de cette tension sont :

- la surface du contact (S) entre une lame et un balai
- la partie constante de la chute de tension liée à la rotation bague/balai (U_c)
- la résistance au passage du courant $R_c(S)$ qui dépend elle-même de la surface de contact
- la vitesse de rotation du collecteur Ω
- la température de la jonction balai/collecteur

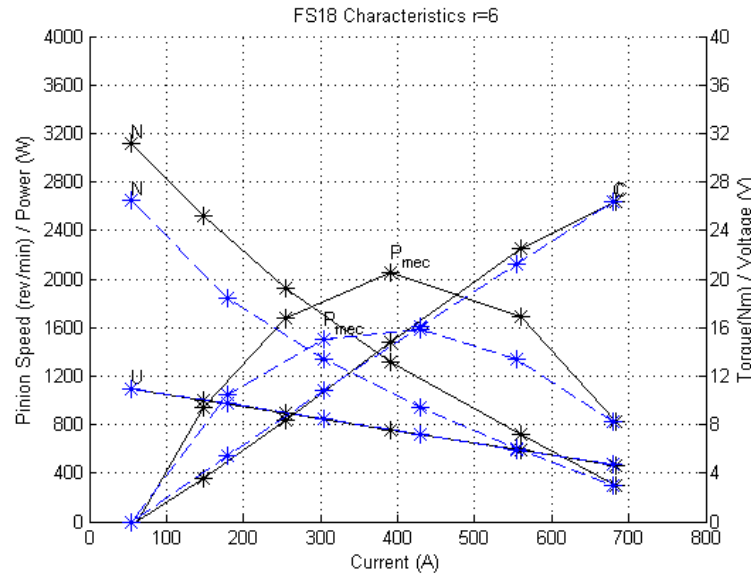


FIGURE 4.37 – Caractéristiques simulée (en noir) et mesurée (en bleu) avant recalage de *SimStart*

Sur ces cinq paramètres seuls quatre ont été retenus pour établir la loi de variation donnée à l'équation 4.12

$$U_{contact} = U_c + R_c(S).I_c + k_{\Omega}.\Omega \quad (4.12)$$

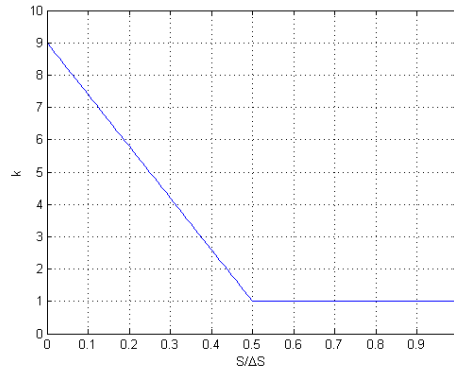
La température n'est pas un critère qui influe énormément sur les caractéristiques statiques telles que la norme ISO 8856 les prévoit. En effet, le démarreur doit toujours revenir à la température ambiante avant de mesurer le point suivant. Il convient de faire également bien attention aux signes des courants traversant les contacts. Il est possible que du courant remonte par certains contacts positifs ou par certains contacts négatifs. Le signe de la tension doit également être inversé. Nous faisons également l'hypothèse que U_c est de même signe pour les contacts positifs et pour les contacts négatifs. Ceci n'est pas tout à fait exact. La théorie des contacts bague/balai (voir [Cas77]) montre que le chute de tension aux bornes d'un balai "plus" est toujours plus faible que la chute de tension aux bornes d'un balai "moins". Ces phénomènes sont donc polarisés.

Suite à de petites expérimentations sur les balais des démarreurs, nous avons établi une caractéristique $R_c(S) = r_c * \alpha(\frac{S}{\Delta S})$ où ΔS est la surface d'une lame. La figure 4.38 présente l'évolution de α en fonction du rapport $S/\Delta S$.

Prise en compte de la saturation magnétique

Le second axe envisagé pour le recalage fut la prise en compte de la saturation. Un modèle simple permettant de faire varier la matrice inductance L en fonction du courant total I_{dem} du démarreur à été envisagé comme présenté ci-dessous :

$$L_{sat} = L.(1 - k_{sat}.\frac{I_{dem}^2}{I_{sat}^2}) \quad (4.13)$$

FIGURE 4.38 – Evolution de la résistance de contact fonction de la surface S

Résultats du recalage

Un algorithme d'optimisation de type Simplexe a été utilisé afin de minimiser l'écart entre les mesures et les simulations. Les résultats sont présentés dans le tableau 4.2 et sur la figure 4.39. On y retrouve en noir les simulations et en bleu les expérimentations.

Grandeurs	Valeur
$U_c(V)$	0.43
$r_c(\Omega)$	$2.5 \cdot 10^{-3}$
$k_\Omega(V \cdot \text{min}/\text{tr})$	$2.79 \cdot 10^{-5}$
$k_{sat}(\%)$	17%
$I_{sat}(A)$	450

TABLE 4.2 – Résultats de l'optimisation

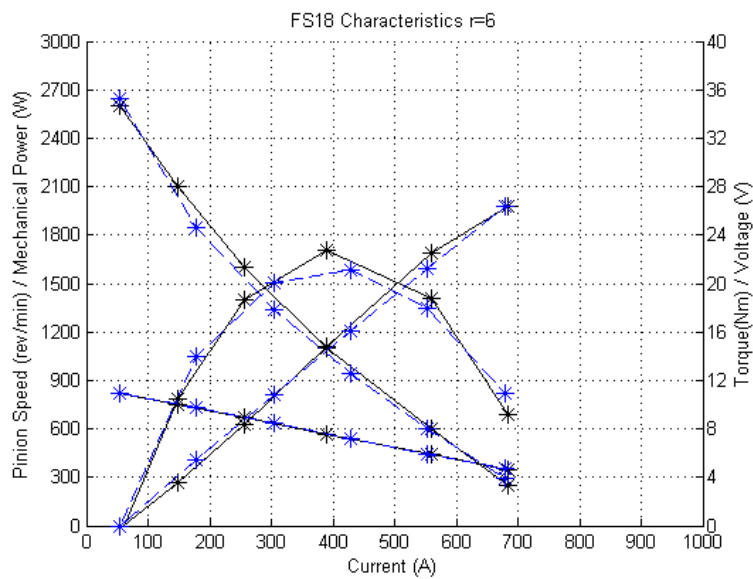


FIGURE 4.39 – Comparaison de la caractéristique calculée et de la caractéristique mesurée

Effet des différents modèles d'arcs

Une fois ce recalage effectué, il nous est apparu que les pertes liées aux arcs étaient très limitées (quelques dizaines de Watts tout au plus). Cependant, nous avons comparé dans cette partie les évolutions des grandeurs électriques suivant le type de modélisation des arcs (soit en tension soit en courant) (voir Fig. 4.40). Ces deux jeux de courbes présentent l'évolution du courant et de la tension d'arc auquel nous avons rajouté le courant de la section concernée par l'arc et le courant de voie d'enroulement qui va accueillir la section. La commutation dure sensiblement le même temps et la décroissance du courant est très semblable. En résumé, le choix du type de modélisation n'a que peu d'influence aussi bien sur les évolutions des grandeurs électriques de la machine que sur les paramètres macroscopiques.

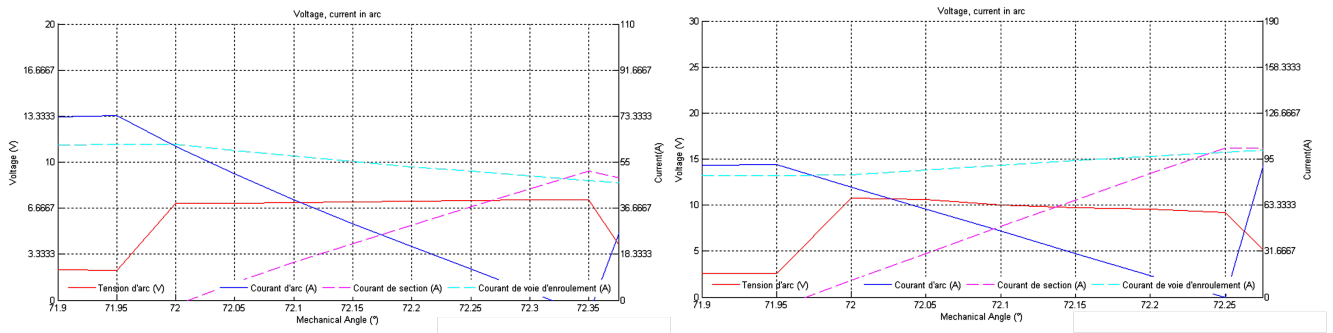


FIGURE 4.40 – Comparaison des tensions et courants d'arc suivant le type de modélisation de l'arc. Modélisation en tension (à gauche) et en courant (à droite)

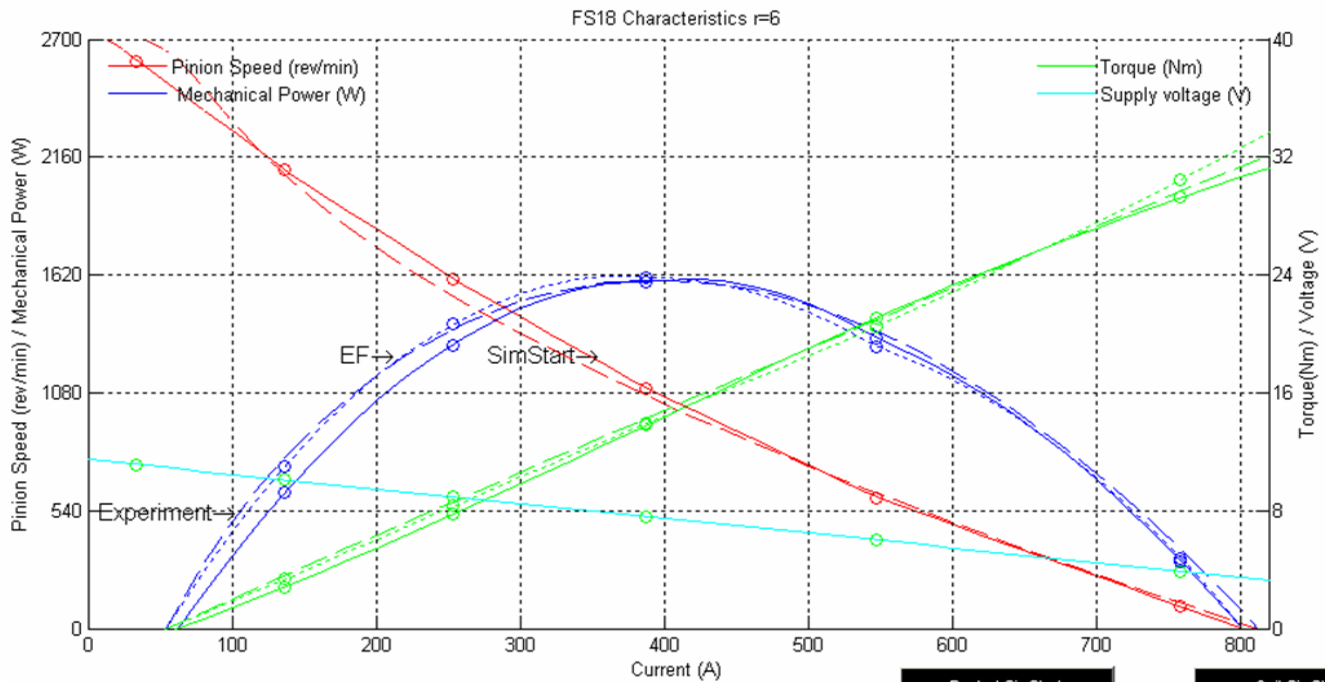
Couplage faible avec un solveur Eléments Finis : FEMM

Le logiciel de simulation *SimStart* permet un interfacage complet avec un logiciel libre de simulation Eléments Finis : FEMM. Ceci nous a permis de vérifier les hypothèses formulées dans *SimStart*. Ainsi, pour chaque pas de simulation, *SimStart* résout les équations matricielles régissant les variations des courants de la machine et envoie ces courants à FEMM qui les attribue aux différents conducteurs. Ainsi, ce logiciel d'Eléments Finis résout les équations de Maxwell et évalue le couple électromagnétique. La figure 4.41 donne sur la même caractéristique les mesures, les simulations et la courbe couple/courant données par FEMM. L'avantage de cette approche est que le couple calculé par le solveur Eléments finis tient compte de l'état magnétique complet de la machine (saturation locale des tôles...).

Un couplage fort a été envisagé mais n'a pas encore vu le jour. Il consisterait à envoyer les courants à FEMM, à récupérer des flux et à résoudre directement dans *SimStart* une équation matricielle reliant les tensions et les flux.

4.2.14 Mise en évidence des différents phénomènes

Cette modélisation fine de la machine électrique du FS18 via *SimStart* permet de mettre en évidence certains phénomènes particuliers.

FIGURE 4.41 – Résultats du couplage faible entre *SimStart* et FEMM

Répartition des pertes électriques : point sur les commutations

SimStart offre de nombreuses interfaces de sortie qui permettent de visualiser les évolutions des grandeurs du calcul au cours du temps ou de ressortir les valeurs macroscopiques moyennes. Le tableau 4.3 présente l'évolution de différentes grandeurs de simulations d'un FS18 moyennées sur un tour mécanique.

Grandeurs moyennées	calcul 1	calcul 2	calcul 3
Vitesse du pignon (tr/min)	1920	1385	960
Puissance électrique d'entrée (W)	1495	2381	3019
Puissance mécanique de sortie (W)	736	1334	1572
Pertes totales (W)	759	1046	1446
Pertes Joules du bobinage (W)	49.68	177.4	399
Pertes électriques au contact balais/collecteur (W)	283	556	828
Pertes par arcs(W)	8.85	13.45	11.22
Courant démarreur (A)	149	270	405
Tension démarreur (V)	10.01	8.79	7.44
Couple mécanique au pignon (Nm)	3.66	9.2	15.64
Puissance Electromagnétique (E.I) (W)	1075	1442	1502
Puissance de réductance variable (W)	75.5	191.5	277.7

TABLE 4.3 – Grandeurs macroscopiques moyennées issues de simulations d'un FS18

Les pertes aux balais ont été séparées en deux parties. D'une part les pertes par contacts mécaniques des balais sur les lames ; d'autre part, les pertes par commutation liées à la présence

d'arcs électriques.

Il est important de remarquer que les pertes par contacts aux balais sont 2 à 3 fois plus importantes que les pertes dans le bobinage de la machine. Cela se vérifie très facilement lors d'expérimentations. Lorsqu'un démarreur est mesuré sur un banc de mesures, la source principale de chaleur est l'arrière de la machine. La chaleur des balais se transmet par conduction à la platine supportant le palier.

Autre point important, les pertes par commutation sont très inférieures aux prévisions de Valeo. Les expérimentations menées avec la caméra rapide ont montré que la grande majorité des arcs se produisaient lors de sauts de balais liés à des défauts mécaniques du collecteur beaucoup plus que par l'ouverture normale des contacts lames/balais.

On s'aperçoit dans le tableau 4.3 que les pertes par arcs sont extrêmement faibles par rapport aux pertes totales.

Enfin, l'avant dernière ligne du tableau 4.3 présente la valeur moyenne de la puissance électromagnétique (produit FEM.Courant) sommée sur les 25 sections. Cette grandeur traduit la puissance électromagnétique fournie par l'interaction entre les aimants et les courants d'induit. La dernière ligne présente la puissance générée par les shunts magnétiques ($\frac{1}{2} \cdot \frac{\partial [L]}{\partial \theta} \cdot i^2$). Cette valeur traduit l'interaction entre le champ d'induit et les shunts magnétiques. Ce terme s'apparente fortement au fonctionnement d'une machine à réluctance variable. Il est intéressant de voir que cette machine tire des avantages de ces deux modes de fonctionnement et que la puissance provenant de la réluctance variable n'est pas négligeable (jusqu'à 300 W). Cependant, il convient de nuancer ce propos car ces deux modes de fonctionnement ne sont pas indépendants. En effet, le shunt (matériaux en fer doux) est accolé à l'aimant. A vide, il dérive du flux et défluxe la machine. En charge, les shunts dérivent du flux de l'induit.

Courants de circulation entre balais : Expérimentations

Les simulations effectuées avec le logiciel *SimStart* ont également montré qu'il pouvait y avoir dans certaines conditions de calage des courants de circulation importants entre les balais d'une même polarité. Cela se traduit par une surcharge des densités de courant dans les balais qui serait source de pertes et d'échauffements inutiles.

Dans le fonctionnement idéal d'une machine à courant continu, le courant provenant de la source de tension traverse les balais "plus", puis est réparti dans les enroulements via le collecteur et ressort de la machine par les balais "moins".

A cause des dissymétries des différents groupes de sections, des circulations de courant peuvent exister selon deux types (nous prendrons ici l'exemple d'un balai "plus" mais le phénomène est parfaitement identique pour les balais "moins") :

- Du courant ressort d'une lame située sous un balai et rentre dans une des lames adjacentes touchée par le même balai.
- Du courant ressort d'une lame située sous un balai et rentre dans une des lames situées sous un autre balai de même polarité. Ce dernier cas peut s'avérer très gênant puisqu'il surcharge les tresses entre les balais.

Ces phénomènes parasites sont présentés sur le schéma électrique d'une topologie en figure 4.42.

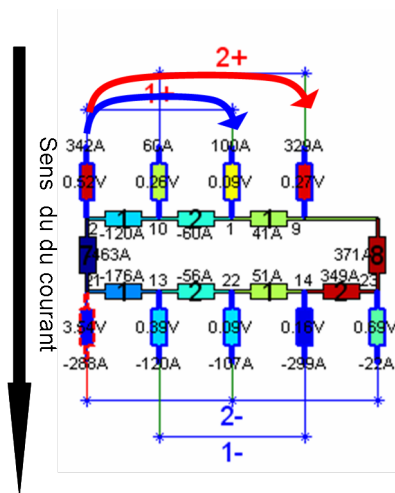


FIGURE 4.42 – Circulation du courant entre les balais d'une même polarité

Des expérimentations ont été menées afin de quantifier les pertes liées à ces circulations. Un moteur de FS18 a été modifié afin de pouvoir l'accoupler à un autre qui jouera le rôle de moteur. Les tresses liées aux balais ont été rallongées afin permettre la mesure du courant les traversant (voir figure 4.43).



FIGURE 4.43 – Dispositif expérimental de mesure du courant de circulation inter-balais

Nous avons relevé les courants traversant les tresses des balais d'une même polarité pour différentes vitesses de rotation et différents calages des balais. La figure 4.44 présente les évolutions des courants de circulation sur la tresse positive (bleu) et sur la tresse négative (en vert) pour un calage série.

On remarque que les courants sont alternatifs, d'amplitude 40 A crête à crête et de période fondamentale correspondant à un pas dentaire. Sur notre montage, cela s'explique aisément par l'amplitude des FEM dans les groupes de sections qui entrent en commutation. Il suffit d'une tension induite très faible pour générer un courant entre les balais très importants. Lorsque le calage évolue, les amplitudes de ces courants changent. Lorsque les balais se retrouvent suivant les

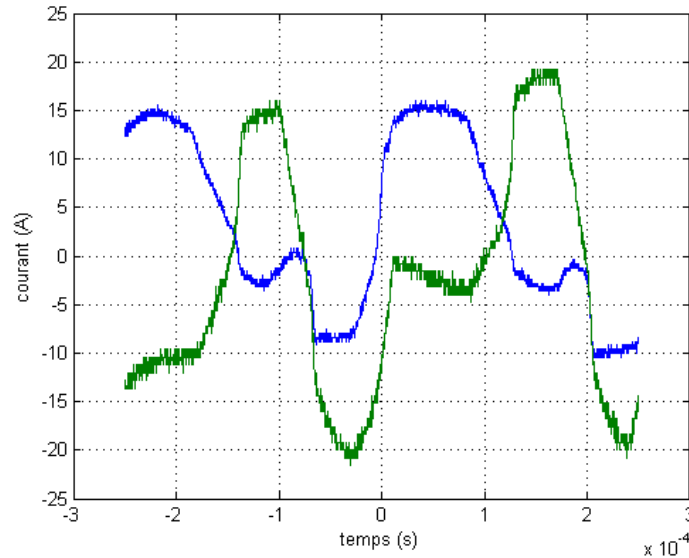


FIGURE 4.44 – Circulation de courant dans les tresses des balais

axes des pôles, l'amplitude est minimale mais non nulle. Pour supprimer ces courants, il faudrait diminuer la largeur des balais. Les groupes commuteraient plus tard ; il y aurait alors moins de tensions induites sur les sections qui entrent en commutation. La commutation serait aussi sans doute moins bonne. Cependant, les niveaux de courant à passer dans les balais interdisent de diminuer la largeur de balais car la surface de contact serait plus réduite et la chute de tension aux balais serait plus élevée.

Pour explorer ce champ d'investigations plusieurs actions ont été menées. Le *SimStart* a été adapté afin de pouvoir décaler chacun des balais indépendamment au cours d'une simulation. Ainsi en bougeant uniquement le balai 2+ autour de sa position initiale, on peut limiter la différence entre le courant de la voie d'enroulement positive et le courant de la voie d'enroulement négative. La figure 4.45 présente l'évolution de la différence entre les deux courants des deux voies d'enroulement. Un calage du balai 2+ de -4° par rapport à sa position initiale semble minimiser ces circulations.

Un dispositif expérimental a été proposé à la société Valeo afin de quantifier les bénéfices d'une telle approche. Celui-ci consiste à monter les balais sur des systèmes à vis micrométrique. À l'aide de ces dispositifs de réglage, les balais peuvent être placés à volonté autour du collecteur. À ce jour, ce dispositif n'a pas été réalisé.

Effet du nombre de paires de balais

Afin de simplifier l'industrialisation et de réduire les coûts, Valeo a conçu le démarreur FS18 à 6 pôles aimants et quatre balais. Ceci déséquilibre la machine et rend son étude difficile.

Dans cette partie, nous nous attacherons à évaluer les conséquences de ce choix de deux paires de balais sur les performances de la FS18. Nous commencerons par présenter quelques aspects théoriques sur une machine similaire à 1 et 3 paires de balais. Puis, à l'aide du *SimStart*, nous

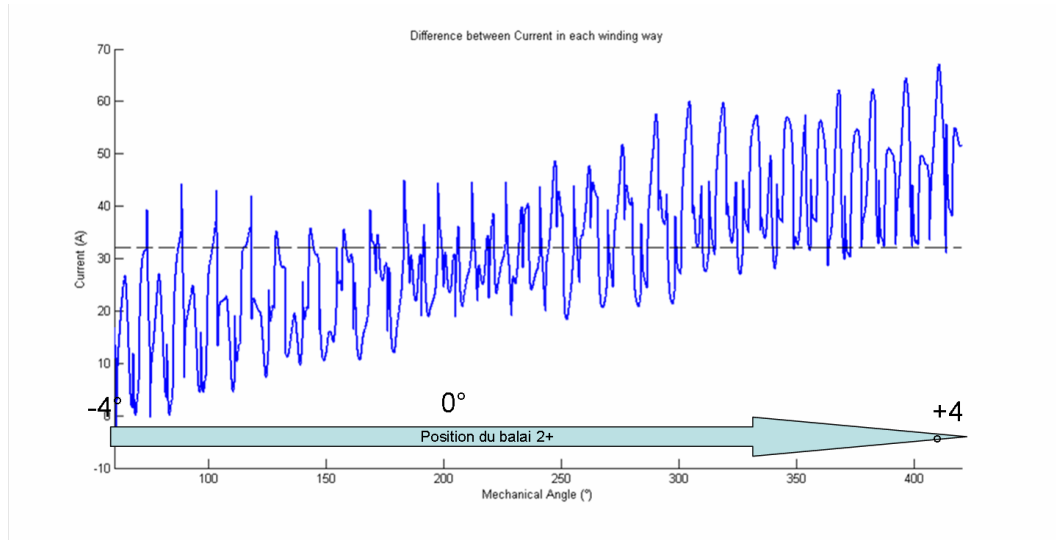


FIGURE 4.45 – Différence entre les courants de voie d’enroulement pour un calage variable du balai 2+ (Simulé via *SimStart*)

verrons les différences issues des modélisations.

Les temps de passage d’une section dans les différentes topologies dépendent du nombre de paires de balais. Le tableau 4.4 montre très bien les dissymétries présentes dans un démarreur à 4 balais. Les topologies n’ont pas toutes la même durée ; certains changement de topologie se font à des intervalles très proches, sans compter que les commutations peuvent durer...

Nb de balais	Nb commutations/tour	Période entre 2 commutations	Nb de changements de topologie / tour	Période entre 2 changements de topologie
2 balais	50	7.2°	100	3.1° - 4.1°
4 balais	100	2.4° - 4.8°	200	2.4° - 4.8° - 0.7° - 1.7°
6 balais	150	2.4°	300	1.7° - 0.7°

TABLE 4.4 – Considérations théoriques sur un démarreur à 1, 2 et 3 paires de balais

Le tableau 4.5 présente les caractéristiques théoriques d’un démarreur FS18 à 1, 2 et 3 paires de balais.

Grandeurs moyennées	1 paire de balais			2 paires de balais			3 paires de balais		
Vitesse du pignon (tr/min)	1920	1385	960	1920	1385	960	1920	1385	960
Puissance électrique d'entrée(W)	1370	2230	2834	1495	2381	3019	1552	2393	3053
Pertes Joule du bobinage (W)	44.5	155	327	49.68	177.4	399	51	175	414
Pertes électriques au contact balais/collecteur (W)	267	582	946	283	556	828	293	557	784
Pertes par arcs(W)	8.26	13.7	13.38	8.85	13.45	11.22	8.89	14.63	12.59
Courant démarreur (A)	135	246	357	149	270	405	156	272	416
Tension démarreur (V)	10.15	9.03	7.92	10.01	8.79	7.44	9.93	8.77	7.34
Couple mécanique au pignon (Nm)	3.16	8.14	13.33	3.66	9.2	15.64	3.87	9.18	16.12
Puissance Electromagnétique (E.I) (W)	984	1315	1322	1075	1442	1502	1114	1446	1542
Puissance de réductance variable (W)	66.5	164.6	225.5	75.5	191.5	277.7	78.6	184.3	286

TABLE 4.5 – Grandeurs macroscopiques moyennées issus de simulations d'un FS18 à une, deux et trois paires de balais

On remarque aisément que le nombre de topologies par lequel un démarreur passe croît linéairement avec le nombre de balais. En outre, plus il y a de topologies par tour, plus le temps passé dans chacune d'elle est court. Dans ces conditions, le courant n'a même pas le temps de s'établir dans une topologie qu'il doit déjà changer sa répartition pour s'adapter à une nouvelle topologie. Cela est d'autant plus vrai que le démarreur est une machine rapide.

On remarque aisément dans ce tableau les avantages d'une structure à deux paires de balais. Dans une structure à une paire de balais, la résistance de l'appareil (à balais identiques) est augmentée. Le point de fonctionnement de l'appareil n'est plus le même. De plus, les balais ne sont plus traversés par les mêmes densités de courants. Les chutes de tension sont augmentées et le rendement de la machine est altéré.

Un démarreur FS18 à trois paires de balais pose d'autres problèmes. D'une part, il y a un problème technologique : cette disposition des balais autour du collecteur nécessite le croisement des ponts inter-balais autour du collecteur. Industriellement, cette solution n'est pas facile à développer. Dans un environnement soumis aux vibrations du moteur thermique, il faudrait isoler les ponts inter-balais les uns des autres pour éviter tout risque de court-circuit. D'autre part, la solution à 6 balais n'offre pas d'avantage particulier en termes de pertes par commutation. Au contraire, les deux balais supplémentaires génèrent des frottements secs supplémentaires et confinent encore plus la partie arrière déjà très soumise à la chaleur. Une telle configuration augmenterait la température du collecteur ce qui nuirait à la durée de vie des balais.

Pour toutes ces raisons, une configuration à 4 balais ne présente pas que des inconvénients. Même si elle souffre de ces topologies à durées variables qui en complexifient l'étude, cette configuration est à ce jour le meilleur compromis sur les pertes mécaniques au collecteur créées, les densités de courant dans les balais modérées et les pertes par commutation qui restent acceptables. C'est également un bon compromis sur la thermique de la partie arrière qui reste le point critique quant à la durée de vie de l'appareil.

Tentative de modification du bobinage

Une autre étude a été menée sur le bobinage de la machine. Le FS18 est un démarreur à 25 sections bobinées en ondulé. Le pas au collecteur, c'est à dire le nombre de lames séparant les

deux extrémités d'une même section est de 8. Le pas d'encoche, c'est à dire le nombre d'encoches séparant le conducteur aller et le conducteur retour d'une même section est de 4. Dans cette configuration (configuration série), l'axe des encoches coïncide avec l'axe des lames. En d'autres termes, si une section est soudée à la lame n , son conducteur aller passera dans l'encoche située face à la lame $n+2$, son conducteur retour repassera dans l'encoche située face à la lame $n+6$ et l'autre extrémité de la section sera soudée à la lame $n+8$ du collecteur.

L'idée de la réalisation d'un pas d'encoche de 3 et de 5 a été étudiée. L'intérêt majeur serait de récupérer avec le même inducteur au stator des FEM de forme différentes qui pourraient avoir des intérêts (facilité de commutation...).

La figure 4.46 présente la disposition d'une section partant de la lame 1. Pour pouvoir bobiner un induit avec un pas d'encoche différent, il faut effectuer une rotation du collecteur d'un demi pas dentaire par rapport au paquet de tôles. Les encoches ne se retrouveraient plus face aux lames mais face aux entre-lames.

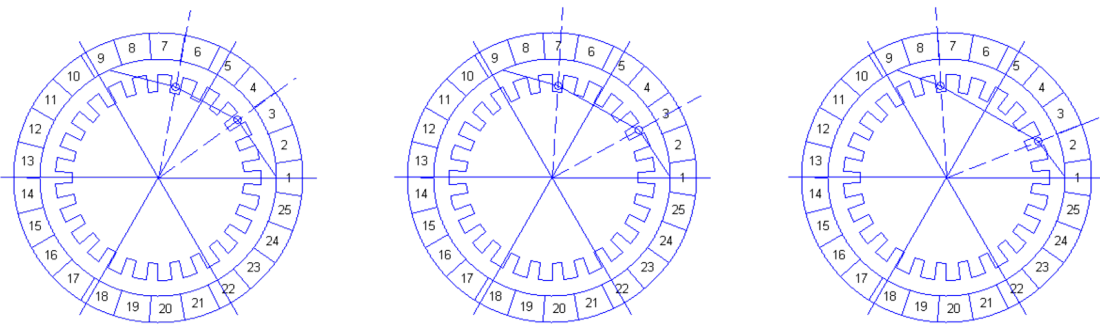


FIGURE 4.46 – Différentes configurations de bobinage pour un FS18

Des simulations Eléments Finis ont permis de déterminer les Forces Electromotrices (FEM) générées par ces différents bobinages pour un inducteur de FS18 classique (6 ferrites+shunts). Nous remarquons sur cette figure que les FEM récoltées avec un pas d'encoche de 3 ou de 5 offrent des formes bien différentes de celles générées avec un pas d'encoche de 4. Il y a l'apparition d'un palier et la transition par 0 s'effectue avec une dérivée importante. Ceci peut avoir un effet notable sur les qualités de commutation. En effet, sur le modèle FS18, l'inducteur est décalé de -4° mécanique par rapport à l'axe d'induit, Cette disposition a été prise afin d'aider la commutation avec une FEM accélérant la décroissance du courant dans la section en fin de commutation. Avec des bobinages à pas d'encoche de 3 ou de 5, il est possible qu'il faille moins décaler l'inducteur pour récolter une FEM identique. Les champs inducteurs et induits se trouveront donc plus en quadrature et le couple sera maximisé.

La figure 4.48 présente la décomposition spectrale des FEMs. A première vue, la FEM récoltée avec un pas d'encoche de 5 comporterait moins d'harmoniques. Elle serait donc plus adaptée car permettrait une diminution des pertes fer par rapport à un FS18 classique.

Ces formes de FEM ont été incorporées dans le *SimStart*. Elles donnent toutes sensiblement les mêmes résultats macroscopiques. Seul un pas d'encoche de 3 offre des performances moindre.

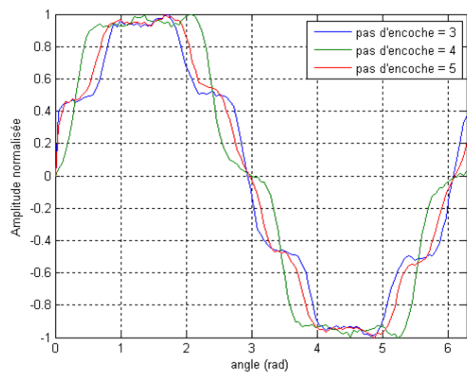


FIGURE 4.47 – FEM récoûtées par les différents bobinages

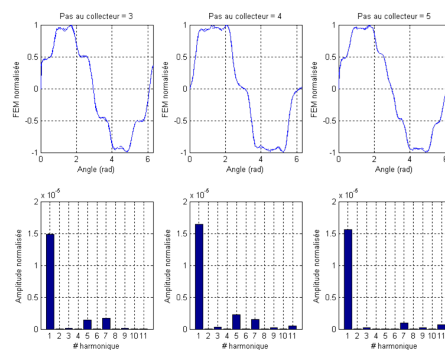


FIGURE 4.48 – Décomposition en série de Fourier de ces FEM

L'évaluation des pertes fer n'étant pas faite dans le *SimStart*, il est aujourd'hui très difficile de se prononcer sur l'effet de ces nouveaux types de bobinage.

4.3 Modélisation par vecteurs d'espace de la machine à courant continu

4.3.1 Préambule

Nous avons vu dans la partie précédente une modélisation analytique de la machine à courant continu. Les simulations assez lourdes mais très complètes permettent de connaître avec précision l'évolution du courant dans les sections, celle des tensions sur les voies d'enroulement, les courants dans les arcs électriques... Pour disposer d'une approche plus globale et plus rapide, nous avons cherché à considérer la FS18 tout simplement comme une machine à 25 phases et nous sommes partis sur une modélisation par vecteurs d'espace. Nous avons ainsi cherché à retrouver les données de mesures de deux machines distinctes pour différents calages des balais. Il s'agit de la FS18 (déjà étudiée dans la partie précédente) et de la FS20. Cette dernière est identique à la FS18 excepté le fait que son inducteur est une structure de Halbach aimantée en Sinus ($B_r = 0.8 T$) et composée de 6 segments plasto-liés en NdFeBr isotrope. Ces deux machines sont les seules pour lesquelles nous disposons d'essais pour différentes valeurs du calage des balais.

4.3.2 Introduction

Une machine à courant continu (MCC) comporte un inducteur au stator et un induit au rotor. Le collecteur et les balais assurent une fonction d'autopilotage des courants d'induit. Cette fonction garantit que la nappe de courant dans le bobinage d'induit reste toujours dans une position quasi fixe par rapport au flux inducteur pendant que l'un tourne par rapport à l'autre. Lorsque le rotor portant l'enroulement d'induit tourne à la vitesse Ω , si nous nous plaçons dans un repère solide du rotor, nous voyons l'inducteur tourner par rapport à l'induit à la vitesse $-\Omega$.

En général, les balais sont centrés sur l'axe du pôle inducteur de sorte que les champs induit et inducteur sont en quadrature, mais un déplacement angulaire du porte-balais permet d'introduire un angle de décalage entre l'axe de la nappe de courant d'induit et celui du flux inducteur. Ceci permet par exemple d'obtenir un effet de défluxage pour augmenter la vitesse à vide. Le comportement d'une machine à courant continu est donc tout à fait analogue à celui d'une machine synchrone autopilotée dans laquelle on joue sur l'angle d'autopilotage. Il est donc tout à fait naturel d'appliquer à la machine à courant continu la modélisation par vecteur d'espace (transformation de Park généralisée) couramment appliquée aux machines synchrones.

L'une des hypothèses importantes pour l'applicabilité de la transformation de Park généralisée est la répartition spatiale sinusoïdale de la nappe de courant d'induit. Une discussion à ce sujet figure en Annexe 3.

4.3.3 Modélisation par vecteurs d'espace d'une machine à courant continu

De manière générale, l'inducteur d'une machine à courant continu peut-être à aimants permanents ou bobinés. Ici, nous sommes dans le cadre d'un inducteur à aimants permanents. Il

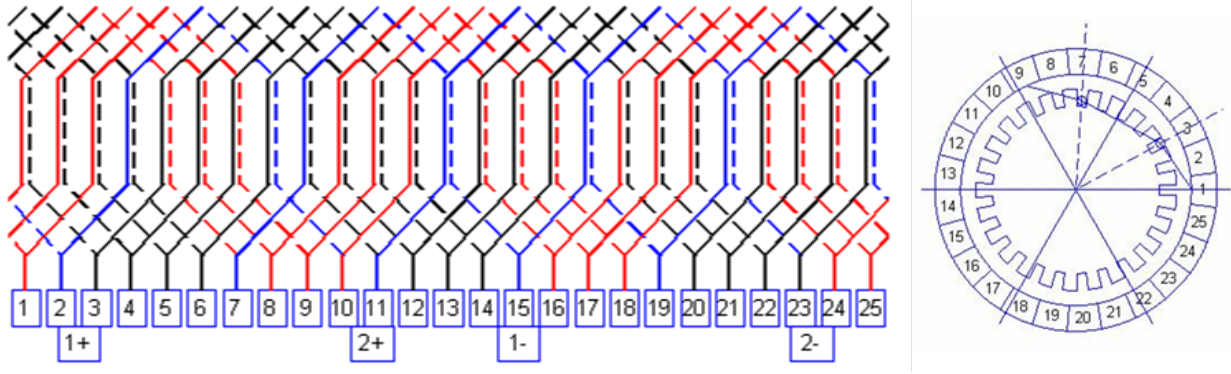


FIGURE 4.50 – Schéma du bobinage d'un FS18 : disposition et connexions d'une section d'induit

comporte p paires de pôles et peut éventuellement être muni de " shunts " (voir Fig. 4.49), engendrant un effet de variation de réluctance. L'induit porte un bobinage fermé à N_s sections. Nous prendrons ici l'exemple du bobinage de la FS18 ondulé à $N_s = 25$ sections pour $p = 3$ paires de pôles. Le principe du schéma de bobinage est rappelé sur la figure 4.50.

Chaque section est constituée de deux conducteurs. Le conducteur " retour " est décalé d'un angle mécanique de $4/25$ de tour (soit d'un angle électrique de $4/25$ de $p \cdot 2\pi = 6\pi$) par rapport au conducteur " aller " de la même section. Deux sections consécutives dans le bobinage sont décalées d'un angle mécanique de $8/25$ de tour, soit d'un angle électrique de $8/25$ de $p \cdot 2\pi = 6\pi$ donc $24 \cdot 2\pi / 25$ soit $-2\pi / 25$. On a donc bien l'équivalent d'une machine à 25 phases avec un déphasage de $2\pi / 25$ entre deux phases consécutives. Nous lui appliquons la transformation de Park généralisée. Les vecteurs d'espace se construisent par :

$$\vec{I} = \frac{25}{2} \cdot (i_1 + i_2 \cdot e^{j \cdot p \cdot 2\pi / N_s} + i_3 \cdot e^{j \cdot 2 \cdot p \cdot 2\pi / N_s} + \dots + i_k \cdot e^{j \cdot (k-1) \cdot p \cdot 2\pi / N_s} + \dots + i_{N_s} \cdot e^{j \cdot (N_s-1) \cdot p \cdot 2\pi / N_s})$$

$$\vec{U} = \frac{25}{2} \cdot (u_1 + u_2 \cdot e^{j \cdot p \cdot 2\pi / N_s} + u_3 \cdot e^{j \cdot 2 \cdot p \cdot 2\pi / N_s} + \dots + u_k \cdot e^{j \cdot (k-1) \cdot p \cdot 2\pi / N_s} + \dots + u_{N_s} \cdot e^{j \cdot (N_s-1) \cdot p \cdot 2\pi / N_s})$$

$$\vec{\Phi} = \frac{25}{2} \cdot (\phi_1 + \phi_2 \cdot e^{j \cdot p \cdot 2\pi / N_s} + \phi_3 \cdot e^{j \cdot 2 \cdot p \cdot 2\pi / N_s} + \dots + \phi_k \cdot e^{j \cdot (k-1) \cdot p \cdot 2\pi / N_s} + \dots + \phi_{N_s} \cdot e^{j \cdot (N_s-1) \cdot p \cdot 2\pi / N_s})$$

Pour la représentation vectorielle, nous allons adopter un repère dont l'axe \vec{Ox} est celui de l'aimant inducteur. Quand la machine idéalisée est en régime établi à vitesse constante, les vecteurs d'espace ont un module constant et tournent à vitesse constante par rapport à l'induit.

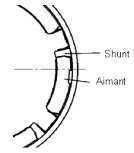


FIGURE 4.49 – Positionnement des shunts magnétiques dans un inducteur à aimants

4.3.4 Comportement de différentes machines à courant continu modélisées par vecteurs d'espace

Dans cette partie, nous allons nous intéresser à la modélisation de différentes machines à courant continu. Le nombre d'hypothèses simplificatrices diminuera chronologiquement. Cette

démarche permettra de bien comprendre l'effet des différents paramètres de construction sur les caractéristiques de la machine. Nous allons nous placer dans le cas où $U_0 = 11.5 V$ et $R_{source} = 10 m\Omega$ (soit une source 0) et $R_{dem} = 4.375 m\Omega$. La résistance totale est donc égale à $R_{tot} = R_{source} + R_{dem} = 14.375 m\Omega$. Donc le courant de court-circuit de la machine vaut $I_{cc} = U_0/R_{tot} = 800 A$.

1er cas : Machine totalement idéalisée, sans inductance.

Une machine à courant continu est souvent considérée en première approximation comme modélisable par une résistance R_{dem} en série avec une FEM $E_{dem} = k_d \cdot \Omega$. Le couple qu'elle délivre est alors égal à $k_d \cdot I$.

La puissance reçue par le moteur vaut $P_{elec} = (U_0 - R_{tot} \cdot I) \cdot I = U_0 \cdot I - (R_{source} + R_{dem}) \cdot I^2$. La puissance électromagnétique (qui représente la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique) vaut $P_{em} = U_0 \cdot I - (R_{source} + R_{dem}) \cdot I^2 = E_{dem} \cdot I = C \cdot \Omega \cdot \frac{\pi}{30}$.

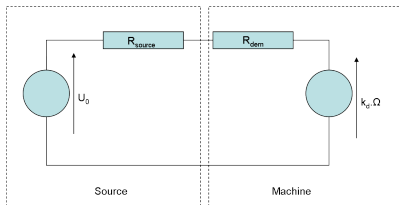


FIGURE 4.51 – Schéma de principe de la modélisation

Donc, lorsque les trois paramètres U_0 , R_{source} et R_{dem} sont fixés, la caractéristique $P_{em} = f(I)$ est fixée. Le seul paramètre qui reste est le coefficient k_d . Il influe sur les caractéristiques $C = f(I)$ et $\Omega = f(I)$ ainsi que sur la caractéristique $C = f(\Omega)$. La vitesse à vide est l'image du coefficient k_d , ou plutôt de son inverse $\Omega_0 = U_0/k_d$.

Sur la figure 4.52, nous avons représenté les comportements de trois machines qui ne diffèrent que par le niveau de flux inducteur, donc par la vitesse à vide. Les balais sont calés à 0° c'est à dire parfaitement centrés sur l'axe polaire. Nous avons tracé à gauche l'évolution de la puissance, du couple (multiplié par 50) et de la vitesse (divisée par 2) en fonction du courant. Le graphe de droite représente l'évolution de la puissance, du couple (multiplié par 50) et du courant (multiplié par 3) en fonction de la vitesse. A l'extrême droite figure une représentation des vecteurs d'espace.

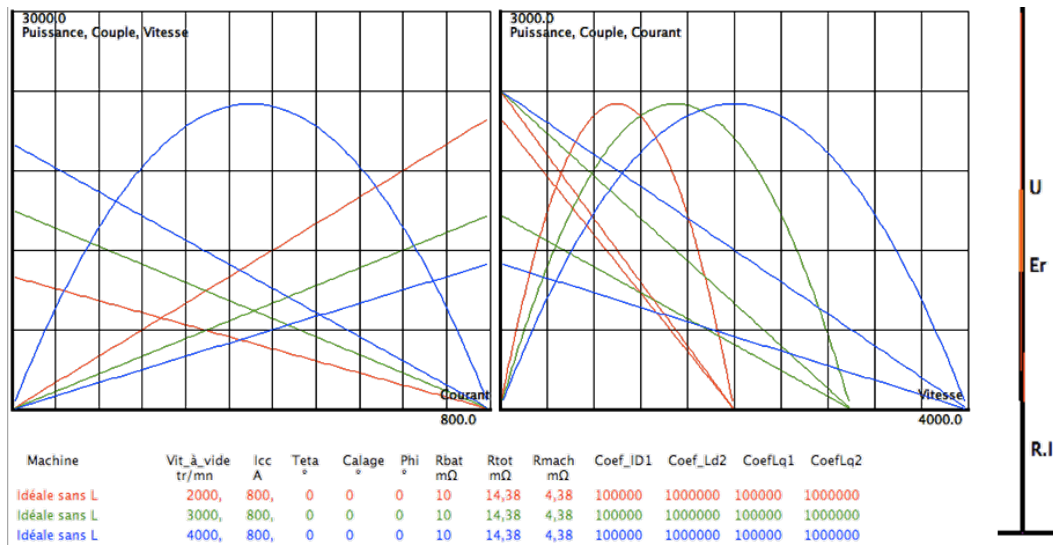


FIGURE 4.52 – Comportement d'une machine à courant continu sans effet d'inductance et à calage nul

Les termes $CoefLd1$, $CoefLd2$, $CoefLq1$, $CoefLq2$ apparaissant sur cette figure et les suivantes seront définis plus loin.

En termes de modélisation par vecteur d'espace, s'il n'y a aucun effet inductif dans l'induit, la FEM engendrée est uniquement due aux aimants. Elle est égale à :

$$\vec{E} = \vec{E}_a = \frac{d\vec{\Phi}_a}{dt} = j\omega\vec{\Phi}_a = j \cdot p \cdot \Omega \cdot \frac{\pi}{30} \vec{\Phi}_a$$

Le calage des balais fixe la position angulaire du vecteur courant \vec{I} par rapport à l'axe de l'aimant. Nous désignerons cette direction par " axe des balais ". Le vecteur tension \vec{U} est égal à $\vec{U} = \vec{E} + R \cdot \vec{I}$. La tension U_b récupérée entre les balais, donc aux bornes de la machine, est égale à la projection du vecteur \vec{U} sur l'axe des balais.

Le décalage des balais est nul lorsque l'on veut que le vecteur \vec{I} soit colinéaire à \vec{E}_a . Dans ces conditions, les trois vecteurs \vec{I} , \vec{U} et \vec{E}_a sont colinéaires. On le voit très bien sur les diagrammes des figures 4.53 et 4.52.

Si on fait varier l'angle de calage des balais, on fait varier le coefficient k_d proportionnellement au cosinus de l'angle électrique de décalage.

Sur la figure 4.54, nous avons représenté les comportements d'une machine qui présente une vitesse à vide initiale de 3000 tr/min (à calage 0°) pour trois valeurs de l'angle de calage des balais (-30° , 0 et $+30^\circ$).

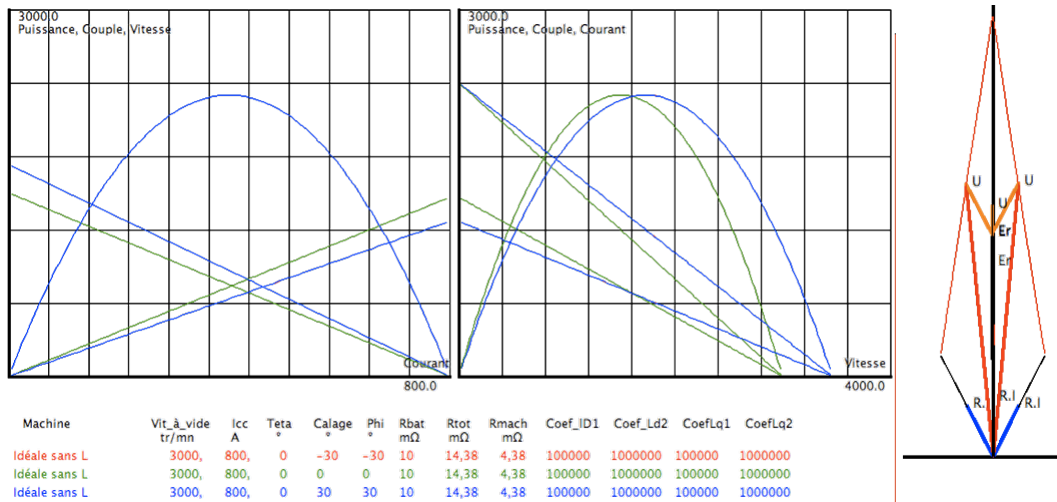


FIGURE 4.54 – Comportement d'une machine à courant continu sans effet d'inductance et pour différents calages

On constate qu'on a généré un effet de défluxage, se traduisant par une variation des pentes des courbes $C = f(I)$ et $\Omega = f(I)$ et une variation de la vitesse à vide. Par contre, on n'a rien changé à la courbe $P = f(I)$. Les courbes $P = f(\Omega)$, $C = f(\Omega)$ et $I = f(\Omega)$ sont modifiées par le calage des balais. Les calages -30° et $+30^\circ$ donnent les mêmes courbes (la courbe à -30° rouge est masquée par la courbe à $+30^\circ$ bleue).

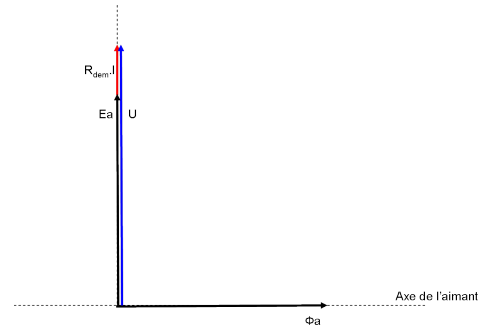


FIGURE 4.53 – Diagramme vectoriel d'une machine à courant continu sans effet inductif, à calage nul

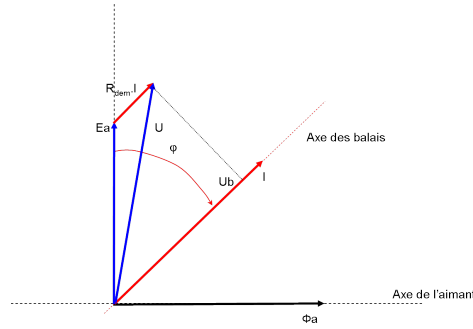


FIGURE 4.55 – Diagramme vectoriel pour un calage des balais non nul

En ce qui concerne la modélisation vectorielle, les trois vecteurs \vec{I} , \vec{U} et \vec{E}_a ne sont plus colinéaires et ils évoluent en fonction du calage. On le voit sur la figure 4.55 et sur la partie droite de la figure 4.54 où sont représentés (pour chacun des trois cas) d'une part les diagrammes vectoriels pour un courant de 400 A et d'autre part la trajectoire de l'extrémité des vecteurs lorsque le courant varie de 0 à 800 A.

2ème cas : Machine avec inductance, mais sans effet de réluctance variable, ni saturation.

Avec une telle machine, l'induit apporte une inductance pure. Le module du vecteur tension \vec{U} est donc égal à $j.\Omega.\frac{\pi}{30}.\vec{\Phi}_a + j.L\Omega.\frac{\pi}{30}.\vec{I} + R.\vec{I}$. Le module de la FEM résultante vaut $\vec{E}_r = j.\Omega.\frac{\pi}{30}.\vec{\Phi}_a + j.L\Omega.\frac{\pi}{30}.\vec{I} = \vec{E}_a + j.L\Omega.\frac{\pi}{30}.\vec{I}$.

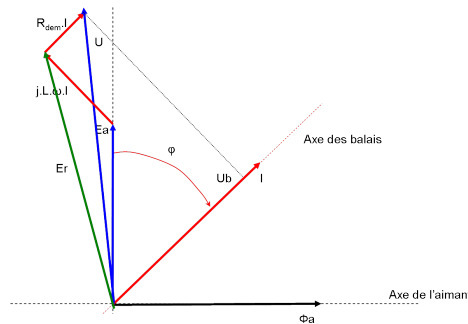


FIGURE 4.56 – Diagramme vectoriel d'une machine à courant continu contenant une inductance

Sur l'axe des aimants, nous trouvons $\vec{\Phi}_a$, le vecteur du flux de l'aimant dans le repère généralisé. Le vecteur \vec{E}_a (vecteur des Forces Electro-Motrices) est en quadrature par rapport à l'axe des aimants soit sur l'axe vertical. Le vecteur \vec{I} représentant le courant dans le repère généralisé est décalé d'un angle ϕ par rapport à \vec{E}_a . Connaissant la valeur de l'inductance L , nous construisons le vecteur $j.L\Omega.\frac{\pi}{30}.\vec{I}$. La tension \vec{U} est la somme de la FEM résultante $\vec{E}_r = \vec{E}_a + j.L\Omega.\frac{\pi}{30}.\vec{I}$ et de la partie résistive $R_{dem}.\vec{I}$.

La puissance électromagnétique P_{em} est égale au produit scalaire $\vec{E}_r.\vec{I}$ et donc aussi égale à $\vec{E}_a.\vec{I}$ comme quand il n'y avait pas d'inductance. Elle n'est donc pas modifiée par la présence de l'inductance. La tension aux bornes des balais, qui est égale à la projection du vecteur \vec{U} sur l'axe du courant est elle aussi identique à ce qu'elle était sans inductance.

Sur le graphe (voir Fig. 4.57), nous avons exactement les mêmes trois cas que sur la figure 4.54, pour trois valeurs différentes du calage ($-30^\circ, 0, +30^\circ$). Nous ne constatons aucune modification.

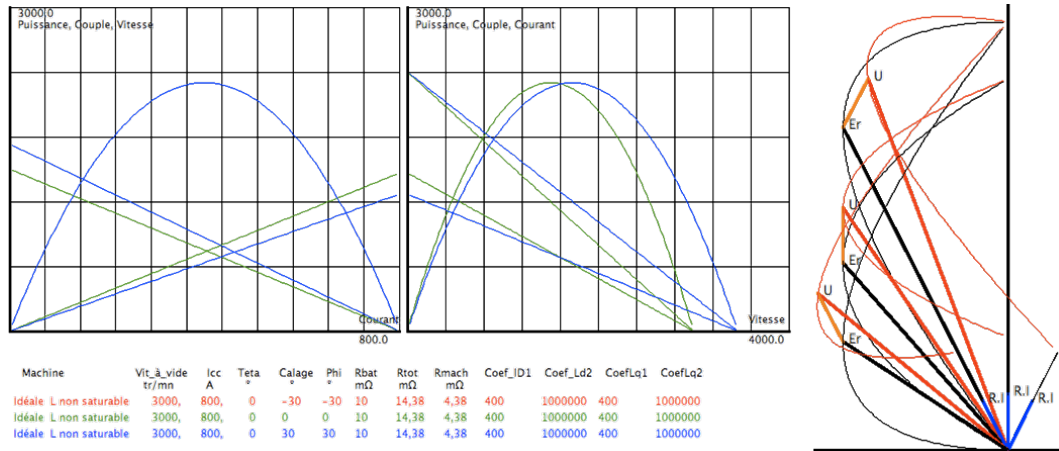


FIGURE 4.57 – Comportement d’une machine à courant continu avec effet d’inductance et pour différents calages

Voyons maintenant l’influence de la valeur de l’inductance à calage fixé. Sur la figure 4.58, nous avons représenté les comportements de trois machines qui ne diffèrent que par les valeurs des inductances. Les balais sont calés à zéro. On voit que toutes les courbes de performance se superposent. Par contre, ce n’est pas le cas pour les diagrammes vectoriels.

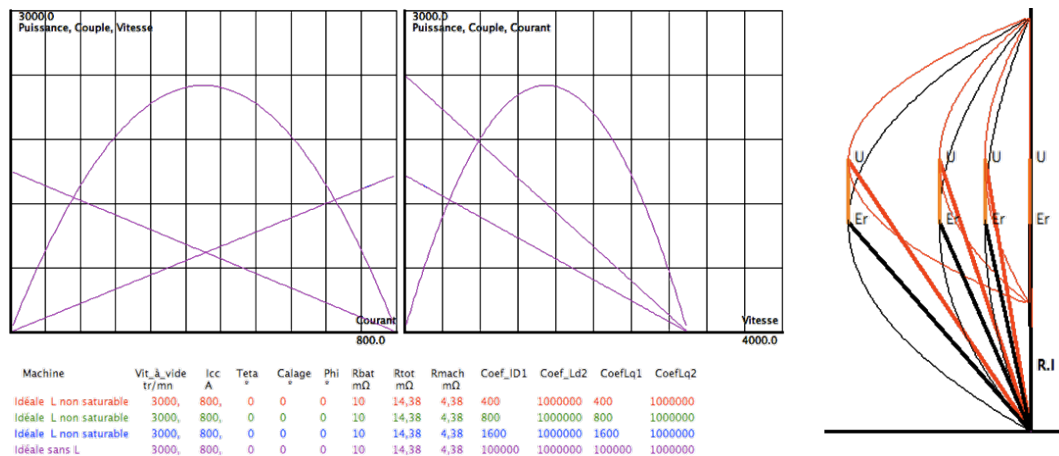


FIGURE 4.58 – Comportement d’une machine à courant continu pour différentes inductances et un unique calage

3ème cas : Machine avec inductance, sans effet de réluctance variable, mais avec saturation.

Dans ce cas, le flux de l’inducteur introduit un effet de mise en saturation magnétique dans la direction de son axe avant même que des courants d’induit ne circulent. Si l’on appelle « axe d » ce dernier, il faut décomposer le vecteur d’espace \vec{I} en une composante directe \vec{I}_d dans l’axe d et une composante orthogonale \vec{I}_q dans l’axe q . Leurs contributions à la création du flux résultant

ne seront pas identiques puisque l'axe d est déjà présaturé alors que l'axe q ne l'est pas. On obtient un effet analogue à celui d'une réluctance variable.

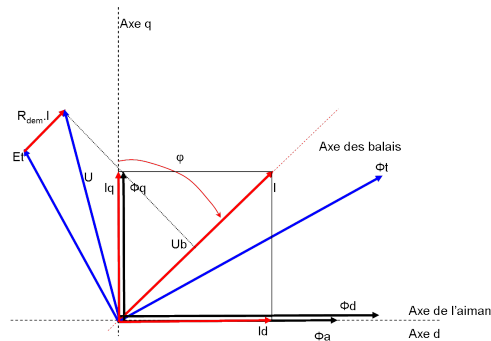


FIGURE 4.59 – Diagramme vectoriel d'une machine à courant continu contenant une inductance saturable

Les courbes de la figure 4.60 sont tracées pour les mêmes cas que celles de la figure 4.58, mais avec des circuits magnétiques saturés par le flux inducteur, avec un calage nul. Pour ce calage $I_d = 0$ ce qui n'entraîne aucune modification.

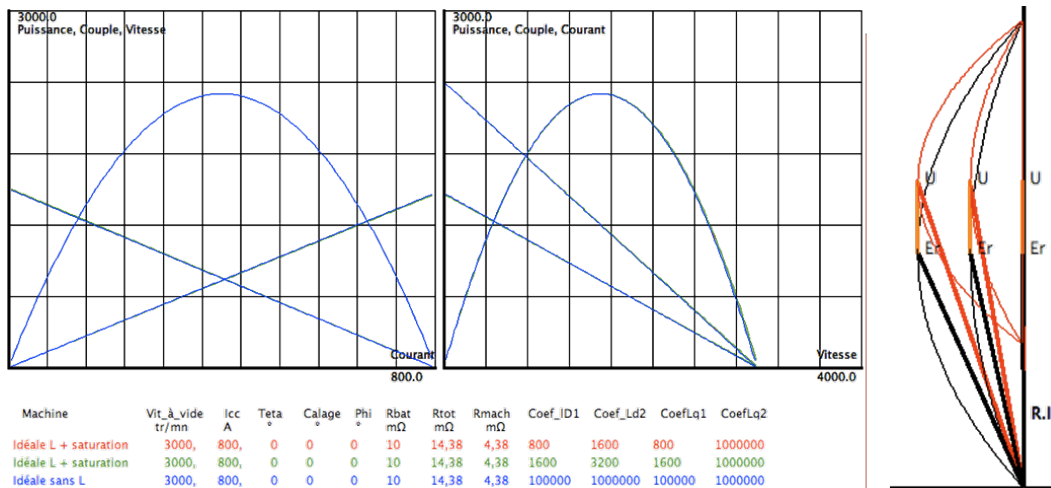


FIGURE 4.60 – Comportement d'une machine à courant continu pour différents modèles de saturation et un calage nul

Nous remarquons que dans ce cas précis (calage nul) cela ne change rien aux performances.

Si le calage n'est pas nul, les courbes diffèrent :

Voyons d'abord le cas d'un calage négatif : -30° (voir Fig. 4.61)

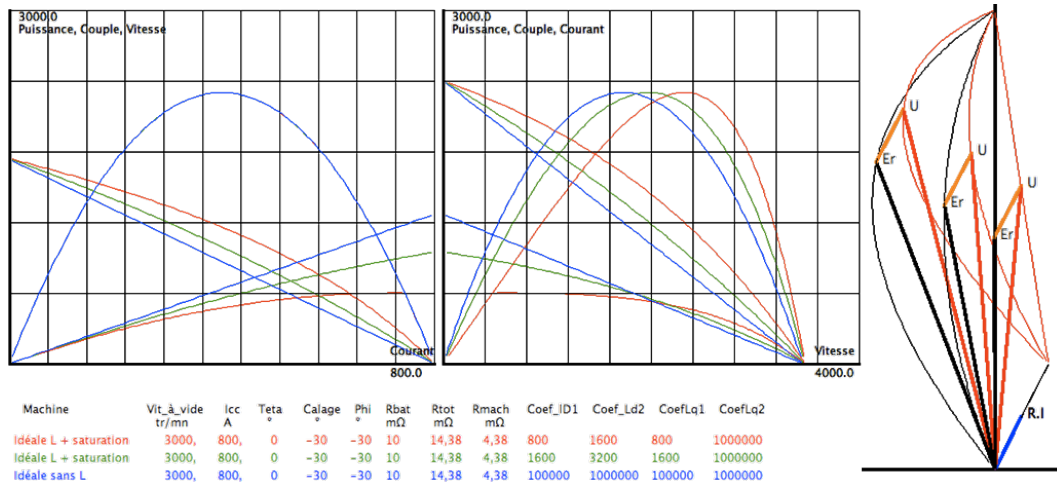


FIGURE 4.61 – Comportement d’une machine à courant continu pour différents modèles de saturation et un unique calage négatif

On constate que les courbes de couple en fonction du courant $C = f(I)$ et de vitesse en fonction du courant $\Omega = f(I)$ s’incurvent.

Voyons maintenant le cas d’un calage positif : $+30^\circ$ (voir Fig. 4.62).

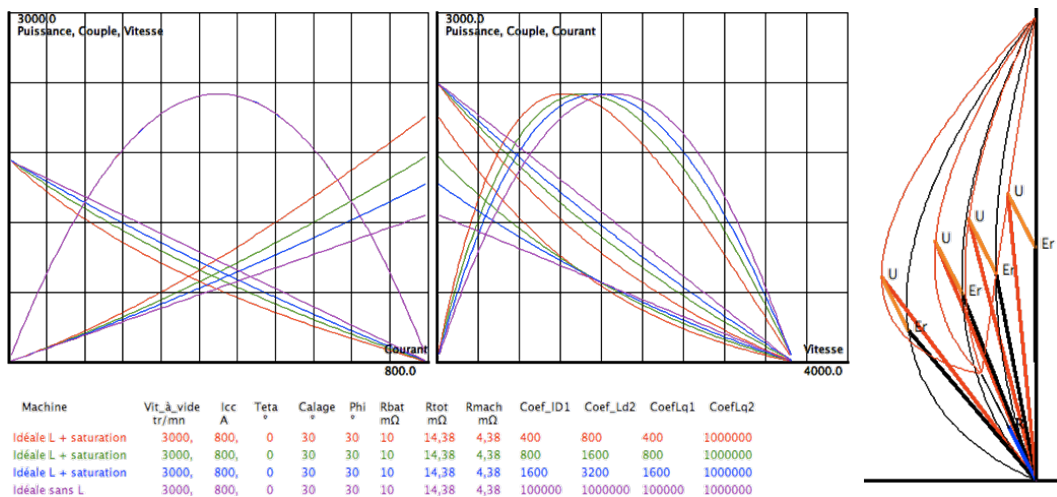


FIGURE 4.62 – Comportement d’une machine à courant continu pour différents modèles de saturation et un unique calage positif

On constate que l’incurvation des courbes $C = f(I)$ et $\Omega = f(I)$ s’est inversée et qu’elles ressemblent beaucoup aux relevés expérimentaux de la FS18.

4ème cas : Machine avec inductance, avec effet de réluctance variable, sans saturation.

Cette fois, on dispose de deux paramètres (outre la vitesse à vide et les valeurs des inductances dans les axes d et q) :

- un de conception, qui est la position angulaire de l’axe d de la saillance par rapport aux aimants de l’inducteur (désignée ici par θ)
- un de réglage, qui est l’angle de calage des balais

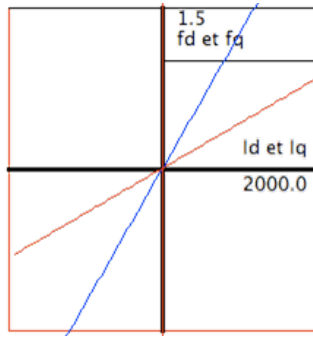


FIGURE 4.63 – Caractéristique magnétique utilisée pour l'axe d et l'axe q

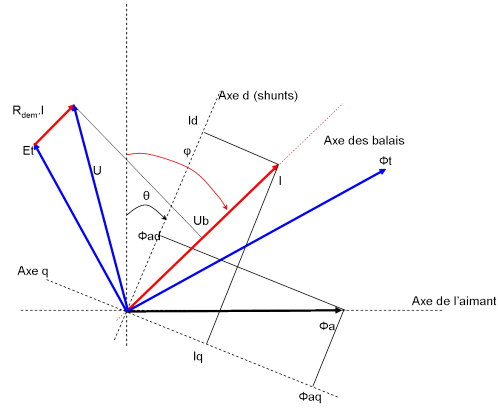


FIGURE 4.64 – Diagramme vectoriel d'une machine à courant continu présentant un effet de réluctance variable

La figure 4.63 présente les caractéristiques $f_d = \Phi_d/\Phi_a$ et $f_q = \Phi_q/\Phi_a = f(I)$. Ces courbes montrent le flux créé par un courant d'induit en valeur relative par rapport au flux créé par l'aimant. Elles sont approximées analytiquement par l'équation $\Phi/\Phi_a = I/I_1 - (I/I_2)^2$. Sur les différentes courbes, $CoefLd1$ et $CoefLd2$ représentent les valeurs respectives de I_1 et I_2 dans l'axe d . Il en va de même pour $CoefLq1$ et $CoefLq2$ dans l'axe q . En l'absence de saturation le coefficient d'indice 2 est mis à plusieurs milliers d'Ampère.

Voyons successivement le cas où le calage est positif et vaut $+60^\circ$ (voir Fig. 4.65) puis négatif (voir Fig. 4.66).

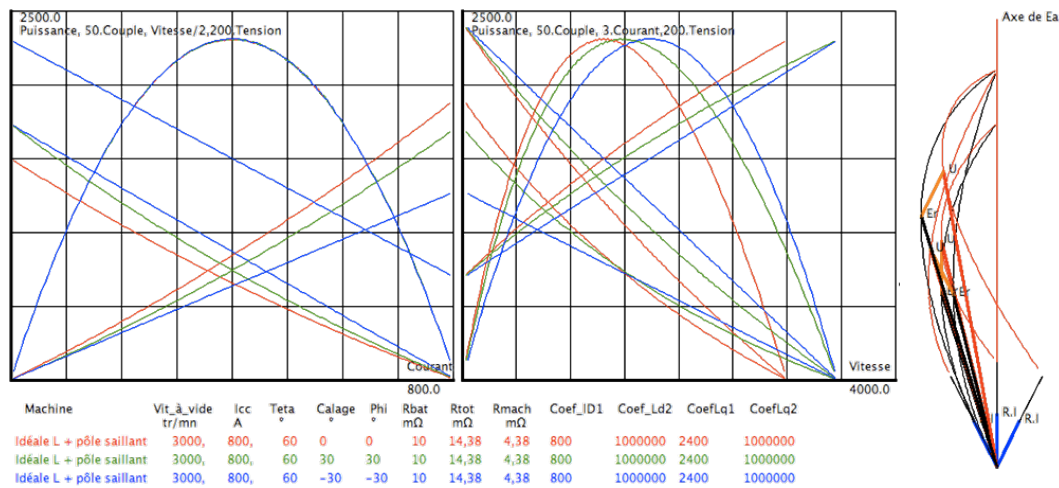


FIGURE 4.65 – Comportement d'une machine à courant continu pour un décalage positif de l'axe d

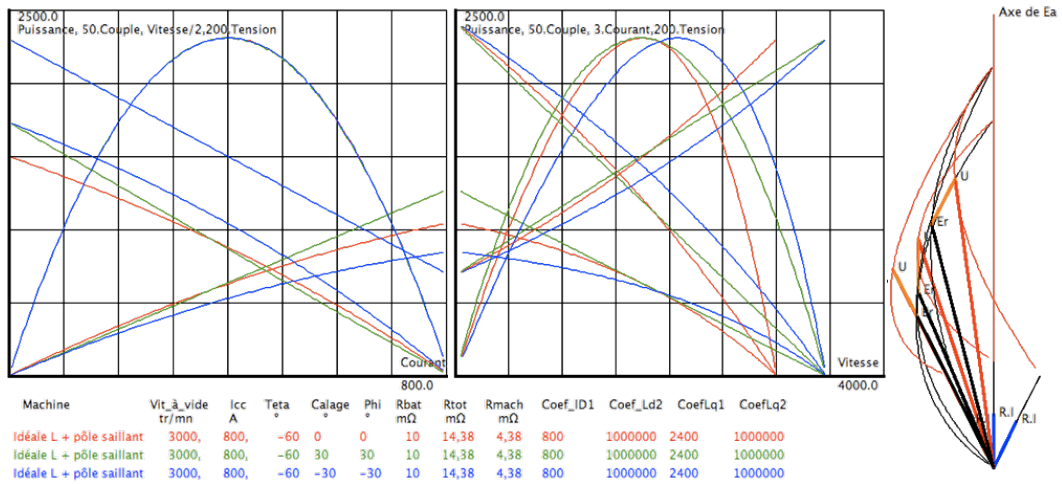


FIGURE 4.66 – Comportement d’une machine à courant continu pour un décalage négatif de l’axe d

Comme précédemment, on voit que les courbes $\Omega = f(I)$ et $C = f(I)$ sont incurvées.

5ème cas : Machine avec inductance, avec effet de réluctance variable et saturation.

Les figures 4.67 et 4.68 présentent l’évolution des caractéristiques d’une machine à courant continu pour deux positions symétriques de l’axe d par rapport aux aimants. Ces deux figures sont données pour une même caractéristique de magnétisation présentée en figure 4.69.

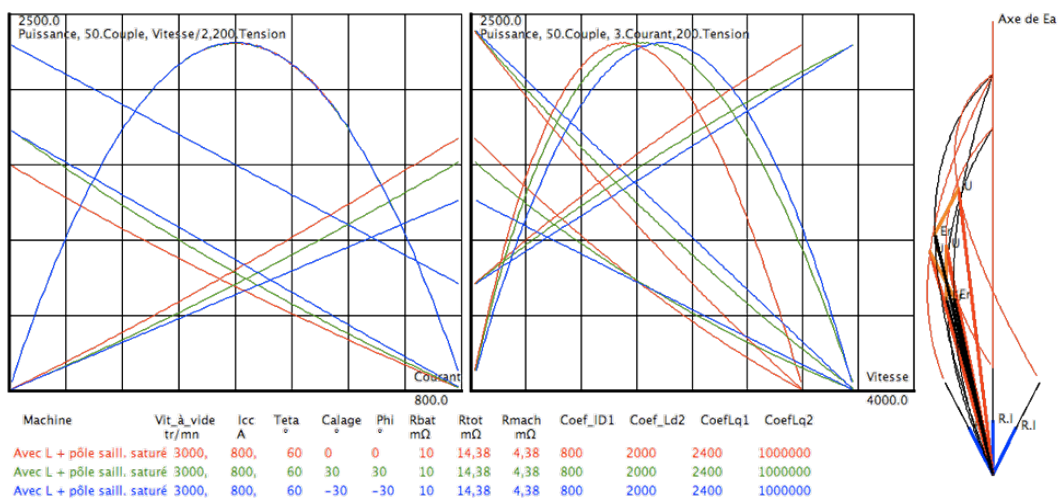


FIGURE 4.67 – Modélisation d’une machine à courant continu avec inductance saturable et effet de saillance ($\theta = 60^\circ$)

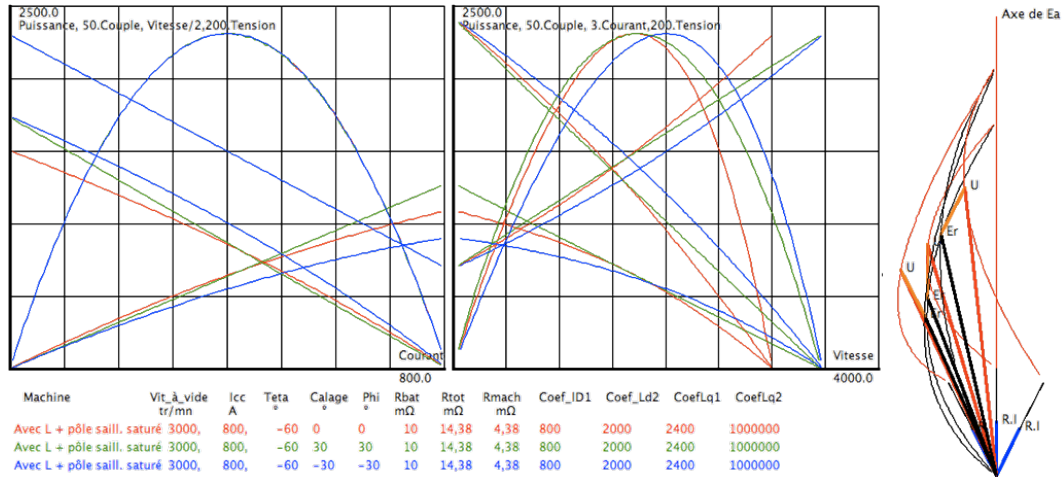


FIGURE 4.68 – Modélisation d’une machine à courant continu avec inductance saturable et effet de saillance ($\theta = -60^\circ$)

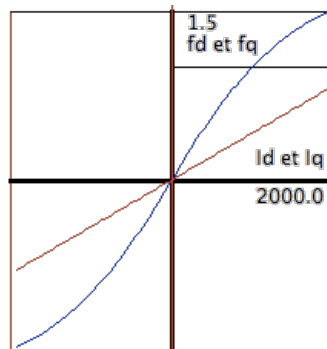


FIGURE 4.69 – Courbes de magnétisation de la machine

L’incurvation des courbes est encore plus forte.

4.3.5 Validation expérimentale de la modélisation par vecteurs d’espace

Cas de la FS20

Rappelons que la FS20 est une machine Halbach sans shunt à aimants NdFeB $B_r = 0.8 T$. La courbe de magnétisation de la machine a été calculée à l’aide d’une modélisation par Eléments finis. La figure 4.70 présente les caractéristiques $f_d = \Phi_d/\Phi_a = f_q = \Phi_q/\Phi_a = f(I)$ pour la FS20. Ces courbes montrent le flux créé par un courant d’induit en valeur relative par rapport au flux créé par l’aimant. On voit que l’effet de saturation est relativement conséquent.

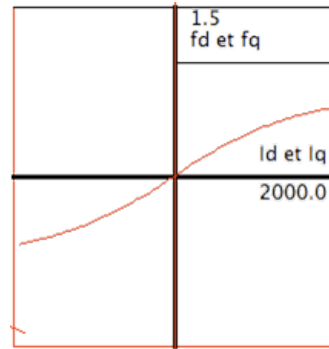


FIGURE 4.70 – Caractéristique $f_d = f_q = f(I)$ pour la FS20

Nous disposons de relevés expérimentaux pour trois valeurs du calage angulaire des balais. Dans le diagramme 4.71, nous superposons les résultats des modélisations vectorielles aux relevés expérimentaux. A gauche sont représentées la tension U_b et la vitesse Ω en fonction du courant pour les trois valeurs du calage. A droite sont représentés la tension U_b et le courant I_{dem} en fonction de la vitesse Ω pour les mêmes trois valeurs du calage. Nous constatons une superposition parfaite.

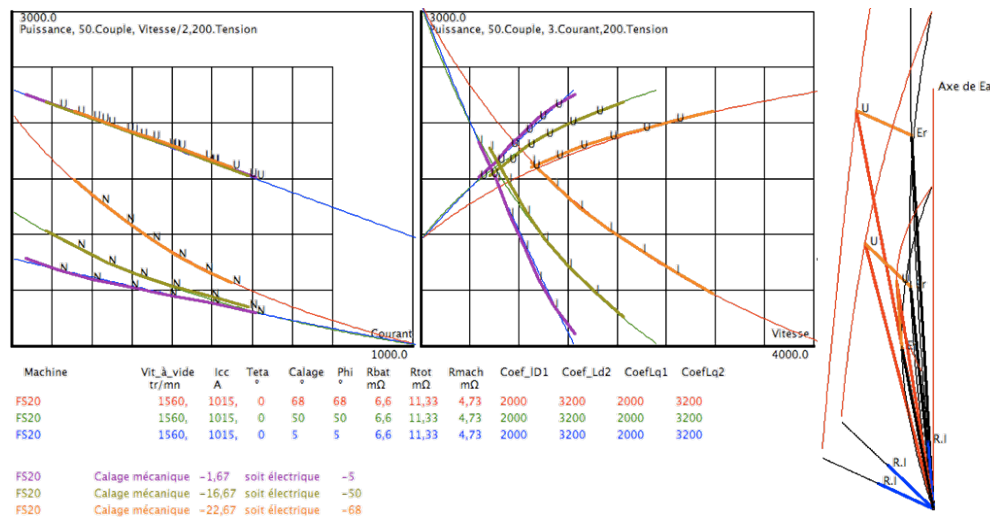


FIGURE 4.71 – Résultats expérimentaux et simulations de la FS20 pour différents calages (vitesse et courant)

Il n'en va pas de même pour les courbes de puissance et de couple (voir Fig 4.72). La différence entre les courbes théoriques et expérimentales est due aux pertes dans la machine qui se traduisent par un manque de couple et de puissance. Les manques de puissance et de couple sont représentés sur la figure 4.73.

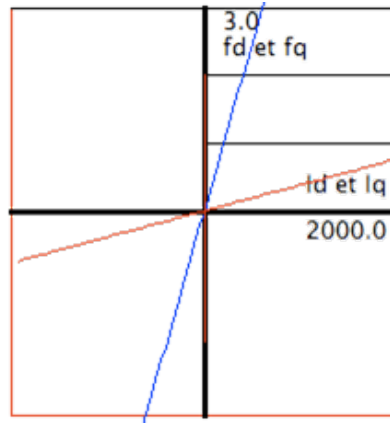


FIGURE 4.74 – Caractéristique $f_d = f(I)$ et $f_q = f(I)$ pour la FS18

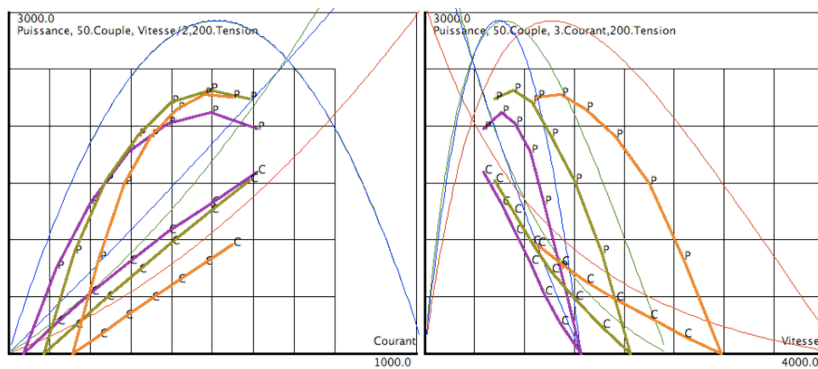


FIGURE 4.72 – Résultats expérimentaux et simulations de la FS20 pour différents calages (courbe de couple et de puissance)

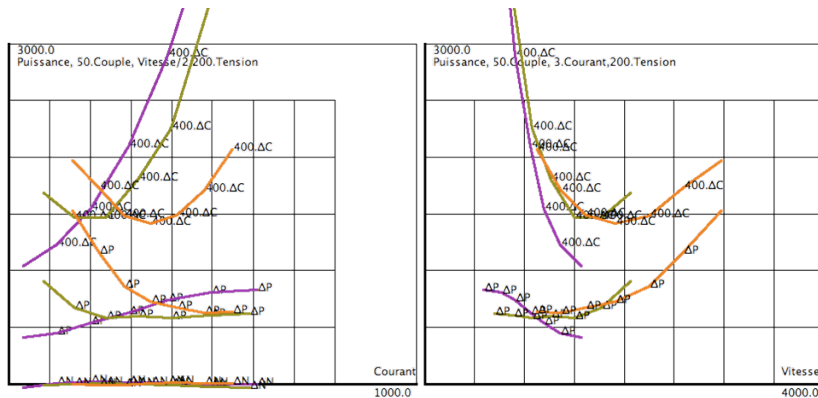


FIGURE 4.73 – Manque de couple et de puissance pour la FS20

L'origine des pertes sera discutée ultérieurement. On peut cependant remarquer que ces pertes croissent beaucoup avec le niveau de courant et avec la vitesse.

Cas de la FS18

La machine FS18 présente des saillances dues aux shunts magnétiques. La figure 4.74 montre ses courbes de magnétisation dans l'axe d et dans l'axe q .

La figure 4.75 présente les courbes théoriques et expérimentales de la FS18. Pour des calages de balais limités, les courbes se superposent très correctement. Pour un décalage angulaire des balais très élevé, la concordance entre les simulations et les mesures est moins bonne, mais un tel décalage angulaire n'est pas raisonnable. Nous n'avons donc comparé les couples que pour les deux premières valeurs de l'angle de calage.

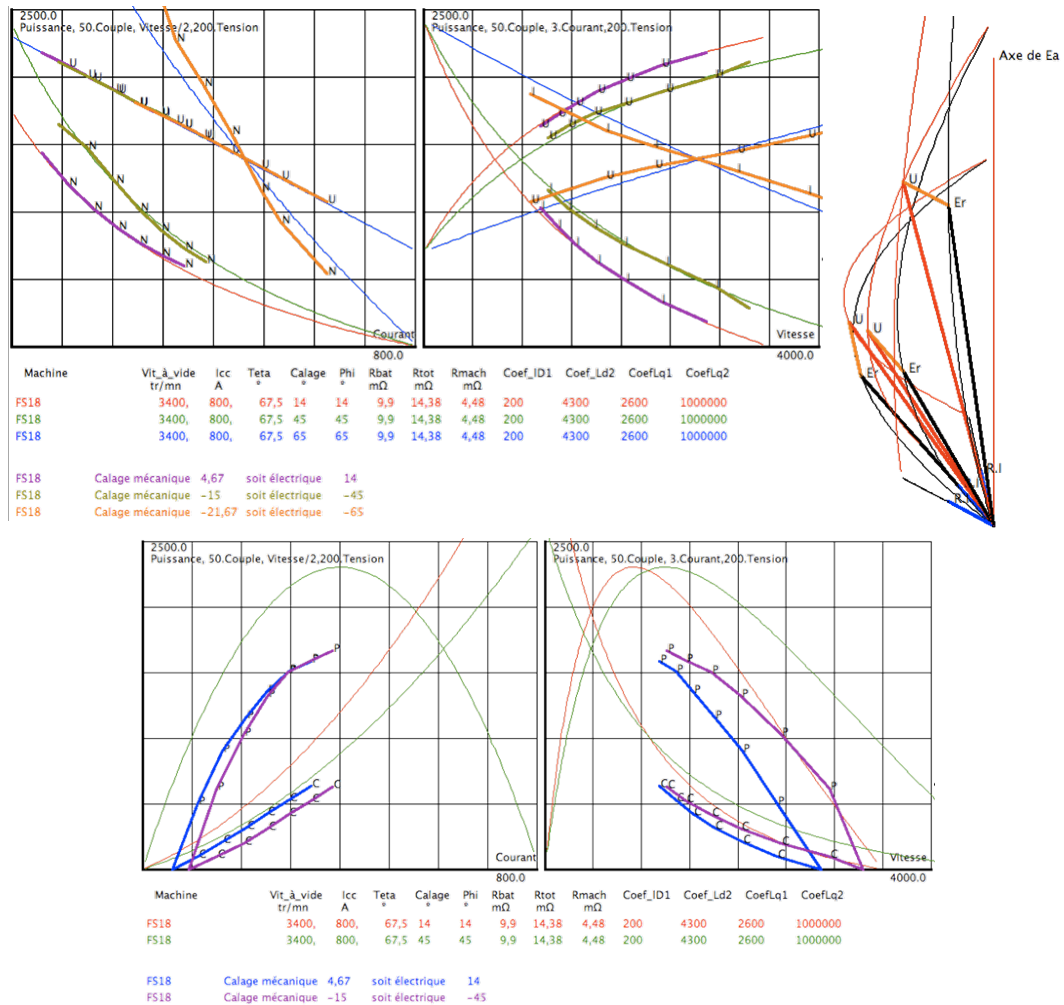


FIGURE 4.75 – Résultats expérimentaux et simulations d'un FS18

Comme sur la FS20, la concordance pour les courbes de couple et de puissance est moins bonne et met en évidence l'existence de pertes. Les manques de couple et de puissance sont présentés sur la figure 4.76. Ils sont plus faibles que pour la FS20 et n'évoluent pas de la même façon en fonction du courant ou de la vitesse. Une grosse part est assimilable à des frottements secs.

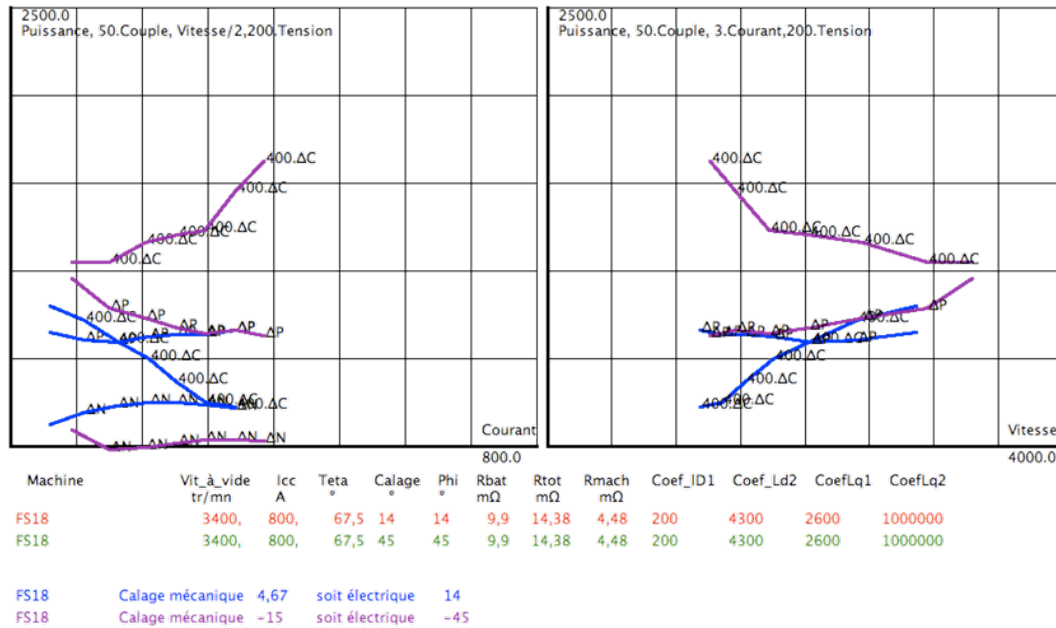


FIGURE 4.76 – Manques de couple et de puissance liés aux pertes dans un démarreur FS18

4.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté deux modèles pouvant s'appliquer à la machine à courant continu à balais. Le premier, *SimStart*, permet après analyse de la topologie, une résolution analytique des équations de circuits. Les évolutions de toutes les grandeurs électriques et magnétiques de la machine peuvent être obtenues. Un recalage par rapport aux mesures expérimentales a été effectué. Il consiste à adapter les chutes de tensions aux interfaces avec le collecteur. Ces chutes de tensions prennent donc en compte toutes les sources de pertes non modélisées dans ce logiciel (pertes fer, pertes visqueuses...). Un couplage par éléments finis a montré que les résultats présentés collaient avec les mesures. Une séparation fine des pertes électriques a pu être effectuée. Elle a démontré le niveau limité des pertes par commutation qui était initialement soupçonnées d'être importantes.

SimStart a permis également de mettre en évidence certains fonctionnements particuliers de la machine à collecteur de type démarreur. Les déséquilibres engendrés par l'architecture 6 pôles et 4 balais peuvent générer des courants de recirculation parasites. De plus, de nouvelles formes de bobinage ont pu voir le jour et montrer des intérêts sur le nombre d'harmoniques présents dans les FEM d'inducteurs. Cet outil offre de nombreuses possibilités et permet de simuler une grande variété de machines ce qui présente un intérêt majeur pour Valeo.

Le second modèle développé est tiré de l'analyse par vecteurs d'espace très utilisée dans les machines Brushless. Son utilisation pour la machine à courant continu à balais constitue une nouveauté. Cette méthode permet une analyse rapide des phénomènes intervenant dans la machine et met en évidence des comportements particuliers liés à la saturation, à la présence éventuelle de saillances... L'un des enseignements majeurs apportés par cette modélisation est l'origine de la courbure de la courbe vitesse/courant. Celle-ci a pu être expliquée par la saturation de la machine. Au départ de l'étude, cette courbure était imputée à la commutation.

Ces travaux ont permis de mettre en place et de valider ces modèles sur quelques cas concrets. Les possibilités de ces modèles sont nettement plus importantes.

Chapitre 5

Analyse des déficits de puissance et propositions d'amélioration

5.1 Analyse des pertes

5.1.1 Sources de pertes potentielles

Le démarreur automobile fait partie des machines électriques aux rendements les plus faibles mais ce défaut est lié à un cahier des charges sévère, notamment sur le niveau de tension au courant d'appel et sur le temps de freinage des parties tournantes. En effet, au maximum 60% de l'énergie électrique qui entre dans la machine est transmis sous forme mécanique au moteur thermique. Il y a donc de très nombreuses pertes.

Nous nous attacherons dans cette partie à dresser une liste des sources de pertes présentes dans un démarreur.

Les pertes mécaniques

Les pertes mécaniques évoluent avec la vitesse. Elles peuvent être de deux types :

- Les frottements secs s'expriment par un coefficient de frottement entre deux pièces en contact mécanique. Par définition, le couple de frottement sec est constant donc la puissance perdue est proportionnelle à la vitesse de rotation. Ces frottements apparaissent aux paliers, à l'interface balais/collecteur, dans le réducteur et entre le pignon de sortie et le volant moteur.
- Les frottements visqueux ou frottements fluides génèrent un couple proportionnel à la vitesse de rotation. La puissance dissipée évolue donc en fonction du carré de la vitesse de rotation. On les retrouve aux mêmes endroits que les frottements secs.

Les pertes fer

Les pertes fer sont liées à la variation du champ d'induction dans la matière. Il en existe également deux types :

- Les pertes par hystérésis se retrouvent dans les parties ferromagnétiques et sont liées à la caractéristique intrinsèque du matériau. Lorsqu'une dent passe d'un pôle à l'autre la direction et le module de l'induction \vec{B} évoluent. Le matériau parcourt donc un cycle de la caractéristique hystérétique $B = f(H)$. A chaque fois, il est dissipé une quantité d'énergie proportionnelle à la surface du cycle. La puissance perdue est donc proportionnelle à la vitesse de rotation. Ces pertes évoluent comme en présence de frottements secs.

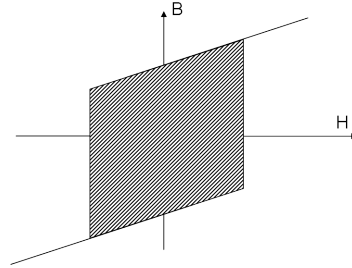


FIGURE 5.1 – Caractéristique $B = f(H)$ d'un matériau ferromagnétique et pertes par hystérésis

- Les pertes par courants de Foucault tirent leur origine des courants induits dans les matériaux conducteurs. Le volume unitaire d'une dent voit un champ variable provenant de l'inducteur. Il s'établit des courants de Foucault à l'intérieur du rotor. Pour pallier l'établissement de ces courants, les fabricants équipent les machines de rotor feuilletés afin de couper les lignes de courant. Ils peut cependant y subsister quelques pertes de ce type dans ces conditions. Les courants induits sont proportionnels à la fréquence et les pertes évoluent comme le carré de la vitesse de rotation. Elles évoluent donc comme en présence de frottements visqueux.

Les pertes Joule

Les pertes Joule sont liées à l'échauffement des conducteurs électriques traversés par un courant. Dans un démarreur, on trouve :

- Des pertes Joule pures dans les sections du bobinage dont les résistances ne varient qu'avec la température. Plus le conducteur électrique sera chaud, plus il sera résistif.
- Des pertes Joule dans les balais qui sont traversés par des densités de courant très importantes ($> 20 A/mm^2$). Cependant, contrairement au cas précédent, la chute de tension aux balais ne peut pas être assimilée à une résistance pure.

Les pertes Joule évoluent comme le carré du courant.

Les pertes par arcs

Les mauvaises conditions de commutation peuvent être à l'origine d'arcs. Mais il ne faut pas oublier que le collecteur peut avoir des défauts mécaniques importants qui sont responsables d'arcs. Ces claquages de l'air ambiant génèrent des surtensions importantes et détériorent localement la surface des lames et des balais. Il est très difficile d'estimer la perte de puissance due à ces arcs. Cependant, si l'on ne considère que les arcs par commutation, les pertes se situent principalement

au centre de la caractéristique (niveau de courant suffisant et niveau de vitesse suffisant). Les simulations par *SimStart* ont montré qu'elles restaient faibles.

Les composantes homopolaires du courant d'induit

Effet des harmoniques dans un bobinage à 25 phases Compte tenu de la géométrie des aimants placés au stator (inducteur), la FEM induite dans chaque section de l'induit n'est pas purement sinusoïdale. On peut la décomposer en série de Fourier :

Dans la section 1, on aura :

$$e_1(t) = E_1.\sin(\omega.t + \theta_1) + E_2.\sin(2.\omega.t + \theta_2) + \dots + E_n.\sin(n.\omega.t + \theta_n)$$

Puisque le nombre de paires de pôles est p (ici $p=3$), la pulsation ω est égale à $p.\Omega.\pi/30$ ($\Omega =$ Vitesse mécanique en tr/min).

Dans la section 2, nous aurons la même FEM, mais déphasée de $p.2.\pi/N_s$. Ainsi, la composante harmonique de rang n est égale à

$$e_{2n}(t) = E_n.\sin(n.(\omega.t - 2.\pi/N_s) + \theta_n) = E_n.\sin(n.\omega.t - n.2.\pi/N_s + \theta_n)$$

Dans la section k , nous aurons la même FEM, mais déphasée de $(k - 1).p.2.\pi/N_s$. Ainsi, la composante harmonique de rang n sera égale à

$$e_{kn}(t) = E_n.\sin(n.(\omega.t - (k - 1).2.\pi/N_s) + \theta_n) = E_n.\sin(n.\omega.t - (k - 1).n.2.\pi/s + \theta_n)$$

Composante homopolaire. Risque de courants de circulation Puisque le bobinage est fermé, il ne faut surtout pas que la somme des FEM soit non nulle.

Voyons l'effet de chaque composante harmonique : la résultante vaut :

$$Er_n(t) = \sum_{k=1}^s E_n.\sin(n.\omega.t - (k - 1).n.p.2.\pi/N_s + \theta_n)$$

A priori, cette somme est nulle, sauf si le déphasage entre deux termes successifs est égal à 2π , c'est à dire si $n.p.2\pi/N_s$ est un multiple de 2π donc si $n.p/N_s$ est entier. Dans notre cas, $p = 3$ et $N_s = 25$. La quantité $n.3/25$ n'est entière que si n est multiple de 25.

Pour bien s'en convaincre, on peut regarder le tracé de la figure 5.2 dans lequel on voit une FEM contenant des harmoniques de 2 à 30 (en rouge) et la somme des 25 FEM. On vérifie que cette somme ne contient que l'harmonique 25.

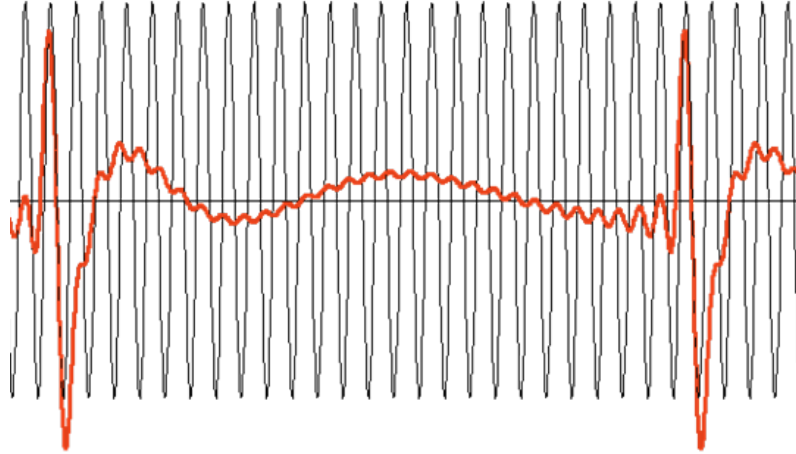


FIGURE 5.2 – Evolution de la somme d'une FEM contenant des harmoniques 1 à 30 dans un bobinage fermé à 25 sections

5.1.2 Dispositif expérimental pour l'évaluation séparative des pertes

Le dispositif en question permet d'entraîner mécaniquement le démarreur par sa partie arrière (côté collecteur) via un couplemètre (voir Fig. 5.3). De cette manière, on s'affranchit des problèmes liés à la roue libre, à l'arbre lanceur, aux cannelures hélicoïdales... on pourra mesurer le couple que le moteur doit fournir pour lutter contre toutes les sources de pertes. Le moteur d'entraînement ne pouvant pas aller au dessus de 5500 tr/min , les essais s'arrêteront à cette valeur de vitesse.

Nous faisons plusieurs essais afin de caractériser les différentes sources de pertes :

1. Un essai consiste à mesurer le couple mécanique qu'il faut fournir pour entraîner tout le dispositif.
2. Un deuxième essai consiste toujours à mesurer le couple à fournir mais cette fois-ci sans les balais. La différence par rapport à l'essai précédent permettra d'estimer les couples de frottement des balais.

Chacun de ces deux essais a été fait successivement avec la culasse d'un FS18, puis celle d'un FS20, puis avec une culasse vide (sans inducteur). La différence des mesures avec et sans inducteur permettra l'estimation des pertes fer.

La figure 5.4 présente les couples à fournir au démarreur muni de ses quatre balais pour les trois culasses (FS18, FS20, sans aimant).

La figure 5.5 présente le couple à fournir au démarreur sans ses balais pour les trois culasses.

Quand on fait croître puis décroître la vitesse on constate un comportement hystérétique sans doute lié à l'échauffement du collecteur. Quand les balais sont en place, on obtient essentiellement un couple de frottement sec de l'ordre 0.25 Nm à la machine soit 1.5 Nm ramené au pignon.

La différence entre ces deux campagnes (avec et sans balais) permet d'apprécier la perte de couple due aux frottements des balais sur le collecteur (voir Fig. 5.6).

On remarque aisément que le couple perdu provient majoritairement des frottements entre les balais et le collecteur (60% du couple total). Ces pertes de couple ne dépendent pas de la vitesse



FIGURE 5.3 – Dispositif expérimental de séparation des pertes du démarreur

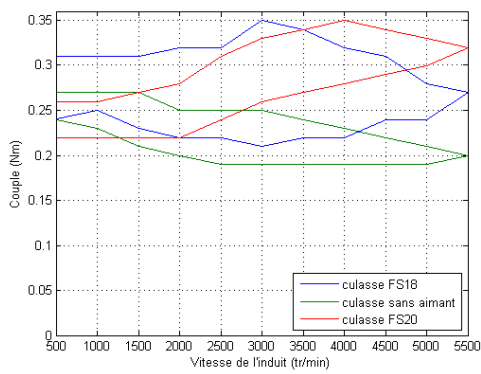


FIGURE 5.4 – Evolution de la perte de couple d'un démarreur complet pour différentes culasses

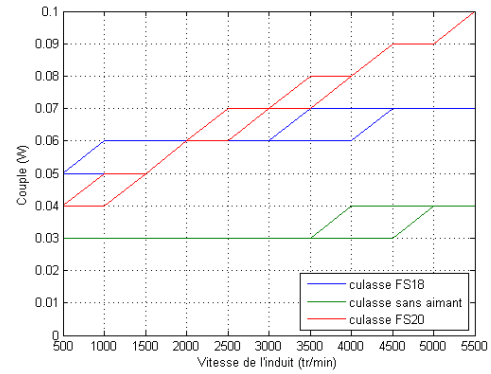


FIGURE 5.5 – Evolution de la perte de couple d'un démarreur sans balais pour différentes culasses

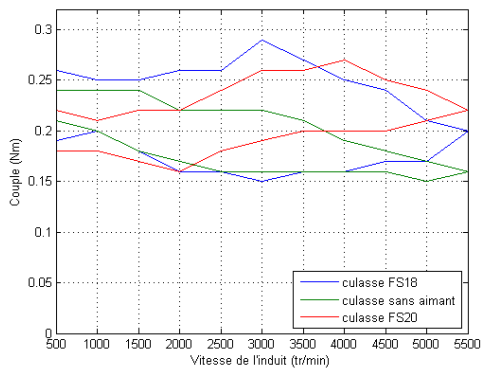


FIGURE 5.6 – Evolution du couple perdu par les frottements des balais

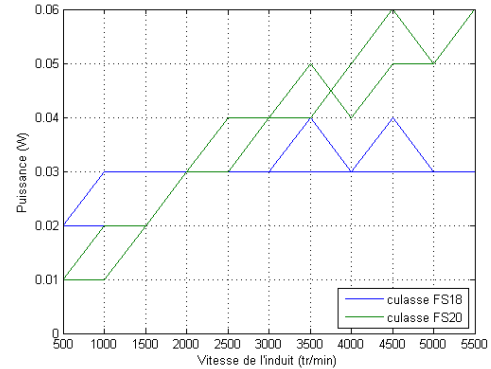


FIGURE 5.7 – Evolution du couple perdu par pertes fer

de rotation (dans la plage explorée) et sont donc assimilables à des frottements secs. Leur valeurs s'élèvent en moyenne à 0.2 Nm sur l'induit ce qui donne $C_{fr,balai} = 1.2 \text{ Nm}$ au pignon.

D'après l'essai sans balai ni inducteur, le couple de frottement généré par les paliers et le réducteur s'exprime comme $C_{fr,palier} = 0.18 + 7.2 \cdot 10^{-5} \cdot \Omega_{pig}$ au pignon.

Les pertes fer sont présentes mais plus faibles. A partir de l'essai sans balais, nous avons soustrait aux couples de pertes avec culasse munies d'aimants les couples perdus avec la culasse sans aimant. Cela nous donne les pertes de couple liées aux pertes fer pour les deux culasses avec aimants (voir Fig. 5.7)

Ce couple est très faible et tombe en limite de résolution du couplemètre. Cependant, il apparaît que sur la plage de vitesse explorée, ces couples dépendent fortement de la vitesse de rotation. D'après ces essais sur la culasse FS18, on estime le couple perdu équivalent aux pertes fer ramenées au pignon comme $C_{ferFS18} = 0.15 + 2.16 \cdot 10^{-4} \Omega_{pig}$. Pour la FS20, cela donne $C_{ferFS20} = 0.06 + 4,32 \cdot 10^{-4} \cdot \Omega_{pig}$. Les pertes fer peuvent donc générer des pertes très importantes à hautes vitesses.

Par exemple à $\Omega_{pig} = 2600 \text{ tr/min}$, pour la FS18, $C_{fer} = 0.71 \text{ Nm}$ et pour la FS20 $C_{fer} = 1.18 \text{ Nm}$.

Mesure de la variation de la résistance de l'appareil lors de la mise en rotation

Un autre essai réalisable avec le dispositif expérimental décrit plus haut consiste à mesurer la résistance de la machine dépourvue de son inducteur pour différents niveaux de courant et différentes vitesses de rotation de l'induit.

Nous avons alimenté l'induit et mesuré le courant et la tension aux bornes du démarreur ainsi modifié afin d'évaluer la résistance équivalente au démarreur avec son collecteur pour différentes vitesses de rotation (voir Fig. 5.8).

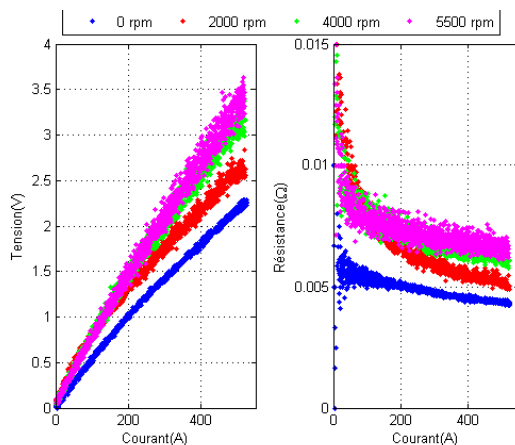


FIGURE 5.8 – Evolution de la résistance du démarreur en fonction du courant pour différentes vitesses

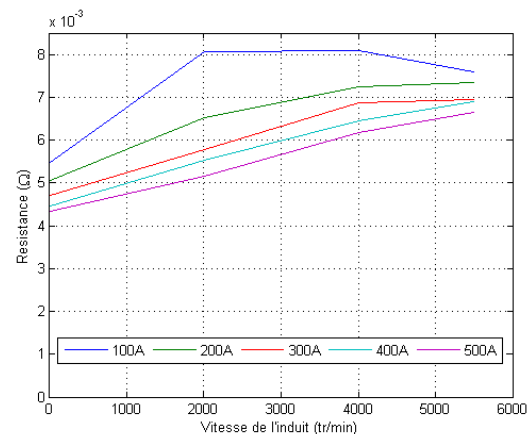


FIGURE 5.9 – Evolution de la résistance du démarreur en fonction de la vitesse pour différents courants

Ces essais font apparaître deux phénomènes. D'une part, on remarque que la résistance R_{dem} décroît légèrement avec le niveau de courant qui traverse le démarreur. Ceci s'explique par une

saturation du contact balai/lame. D'autre part on peut aisément remarquer que la résistance croît assez fortement avec la rotation (+40% entre l'arrêt et 5500 *tr/min*) (voir [Jou90]).

Cette augmentation de la résistance est liée à la tension additionnelle située aux balais lorsque le collecteur est mis en rotation. De ces essais, nous tirons une loi empirique : $R_{dem} = 6.10^{-3} + 1.8.10^{-6}.\Omega_{pig}$.

Synthèse

Le tableau 5.1 regroupe les résultats des expérimentations exposées. Pour chacune des sources de pertes, on exprime le couple de pertes équivalent ramené au pignon soit de manière constante si ces frottements se ramènent à des frottements secs soit avec un coefficient qui, multiplié par la vitesse du pignon nous donne le couple de frottement visqueux équivalent.

Nom de la Machine	Balais		Paliers		Pertes fer		Résistance (Ω)
	Couple de frottement sec (Nm)	Couple de frottement sec (Nm)	Coefficient de Couple de frottement visqueux (Nm.min/tr)	Couple par hysteresis (Nm)	Coefficient de couple de pertes par courant de Foucault (Nm.min/tr)		
FS18	1.2	0.18	$7.2.10^{-5}$	0.15	$2.16.10^{-4}$	$6.10^{-3} + 1.8.10^{-6}.\Omega_{pig}$	
FS20	1.2	0.18	$7.2.10^{-5}$	0.06	$4.32.10^{-4}$	$6.10^{-3} + 1.8.10^{-6}.\Omega_{pig}$	

TABLE 5.1 – Tableau de synthèse sur la séparation des pertes pour FS18 et FS20

5.1.3 Analyse des essais sur FS18 et FS20

Pour le démarreur FS18 et le FS20, nous disposons de plusieurs diagrammes ISO relevés pour des calages différents. D'après les estimations des pertes évoquées au paragraphe précédent, nous allons analyser les pertes totales mesurées ($\Delta P = (U_{dem} \cdot I_t) - (C_{pig} \cdot \Omega_{pig})$) et tenter de les répartir selon leurs origines.

Cette opération est très délicate. En effet, le démarreur peut présenter des caractéristiques très différentes pour une même définition. Ainsi sur un lot de machines réputées identiques, il peut y avoir des écarts sur les caractéristiques de plusieurs % voire dizaine de %. Par exemple, les frottements secs et visqueux peuvent prendre des valeurs très différentes suivant le couple de serrage des tirants de la machine. Le démarreur est un montage mécaniquement très "rustique", l'alignement et le guidage des arbres ne sont pas forcément très bons. Il faut donc rester très prudent sur les ordres de grandeurs des frottements des différents essais.

La FS18

Un algorithme de minimisation de résidus a calculé pour l'ensemble des calages des coefficients correctifs Δ_x à appliquer aux différents termes du tableau 5.1.

- un unique coefficient Δ_1 sur les pertes par hysteresis pour l'ensemble des calages

- un unique coefficient Δ_2 sur les pertes par courant de Foucault pour l'ensemble des calages.
 - un coefficient Δ_3 pour chaque calage sur l'accroissement de la résistance dû à la rotation. L'état mécanique du collecteur influence beaucoup cette variation de résistance. Il est normal qu'entre deux essais de la même machine cet accroissement ne soit pas identique.
 - un coefficient Δ_4 pour chaque calage sur les pertes par frottements sec aux balais
 - un coefficient Δ_5 pour chaque calage sur les pertes par frottements secs aux paliers
 - un coefficient Δ_6 pour chaque calage sur les pertes par frottements visqueux aux paliers
- Les coefficients correctifs sont donnés dans le tableau 5.2.

Machine et calage	Δ_1	Δ_2	Δ_3	Δ_4	Δ_5	Δ_6
FS18 0deg	0.92	0.01	1.98	0.58	0.02	0.75
FS18 -5deg	0.92	0.01	0.95	0.88	1.39	0.48
FS18 -15deg	0.92	0.01	0.49	0.46	2.84	0.50

TABLE 5.2 – Coefficients correctifs pour le FS18

On remarque que l'estimation des pertes par hystérésis était très proche de la réalité. Par contre, il n'y a quasiment pas de pertes de puissance par courant de Foucault. Tout cela semble normal car le feuilletage des tôles limite ces dernières alors que la forte saturation notamment dans les dents génère des pertes par hystérésis.

On remarque également une grosse dispersion sur l'accroissement de résistance liée à la rotation et sur les frottements secs. La figure 5.10 présente ces évolutions et les compare aux pertes réellement mesurées. On retrouve dans la légende les pertes liées à un couple de frottements secs (noté P_s) et les pertes liées à un couple de frottements visqueux (noté P_v). L'accroissement de résistance lié à la rotation est noté PR' . Pour mieux mettre en évidence les sources de pertes, nous avons représenté sur les figures 5.11 et 5.12 les évolution sans les pertes Joule respectivement en fonction du courant et de la vitesse.

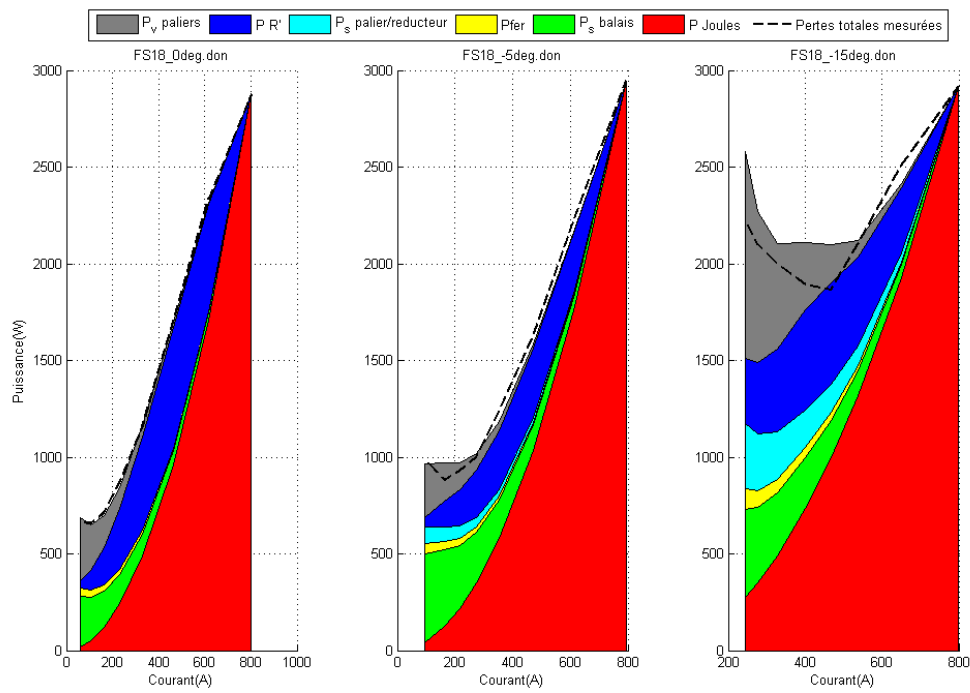


FIGURE 5.10 – Séparation des pertes d'un FS18 pour différents calages

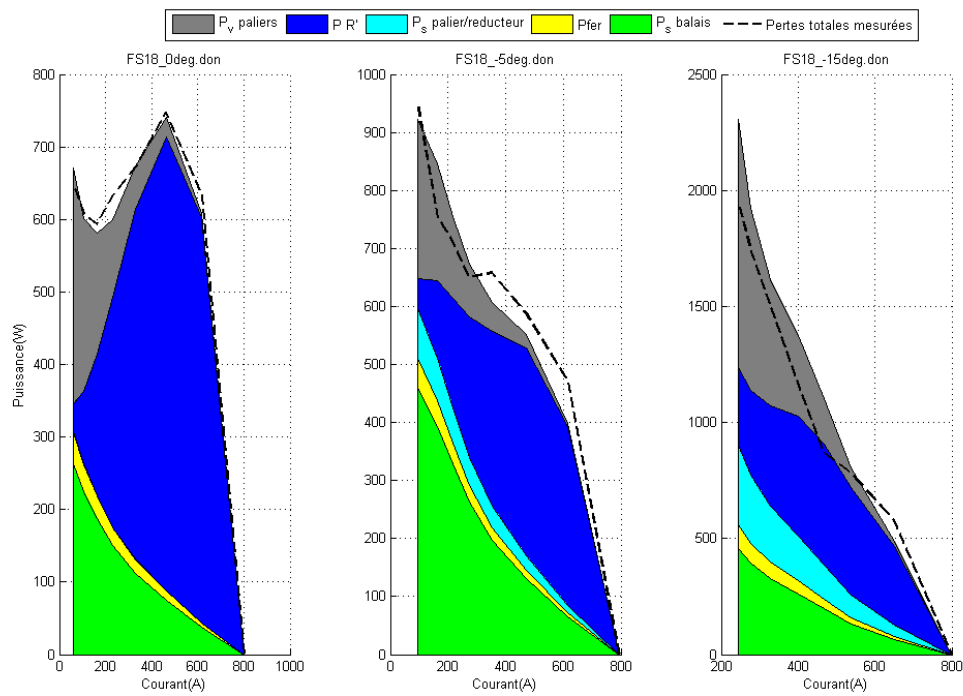


FIGURE 5.11 – Séparation des pertes d'un FS18 pour différents calages sans les pertes Joule

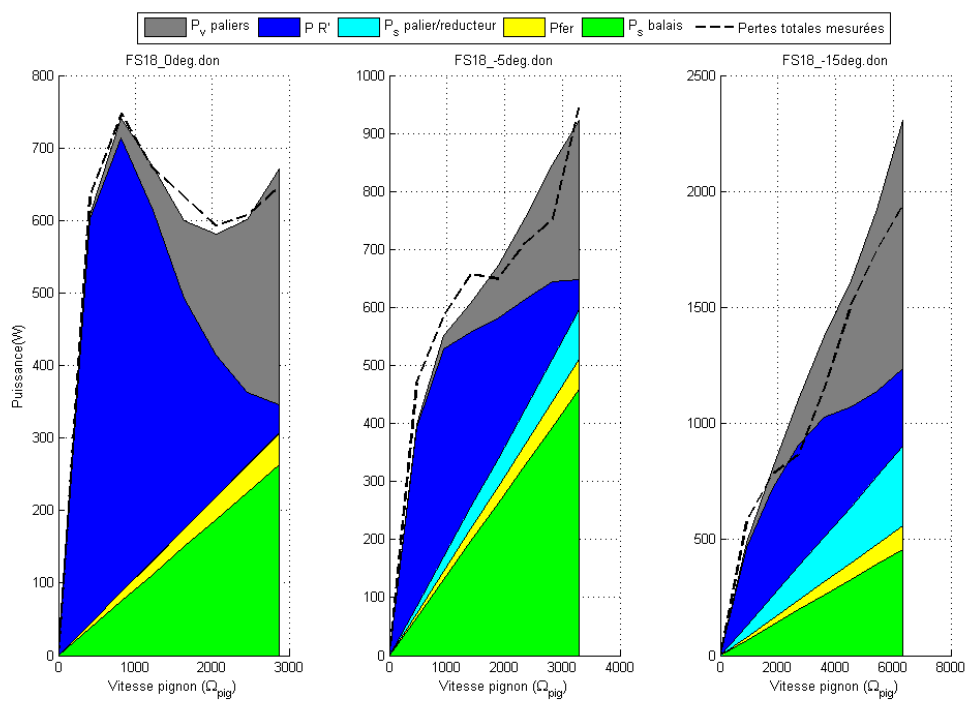


FIGURE 5.12 – Séparation des pertes d'un FS18 pour différents calages en fonction de la vitesse (sans les pertes Joule)

La FS20

Le même algorithme a été employé pour la FS20 dont nous disposons de plus nombreux calages. Les résultats sont dans le tableau 5.3 et sur les figures 5.13, 5.14 et 5.15.

Machine et calage	Δ_1	Δ_2	Δ_3	Δ_4	Δ_5	Δ_6
FS20-0deg	0.62	0.91	2.08	0.99	2.49	0.00
FS20-5deg	0.62	0.91	1.49	0.99	1.35	0.74
FS20-10deg	0.62	0.91	0.80	1.30	1.74	0.89
FS20-15deg	0.62	0.91	0.44	0.84	0.53	1.07
FS20-20deg	0.62	0.91	0.49	0.19	1.11	1.09

TABLE 5.3 – Coefficients correctifs pour le FS18

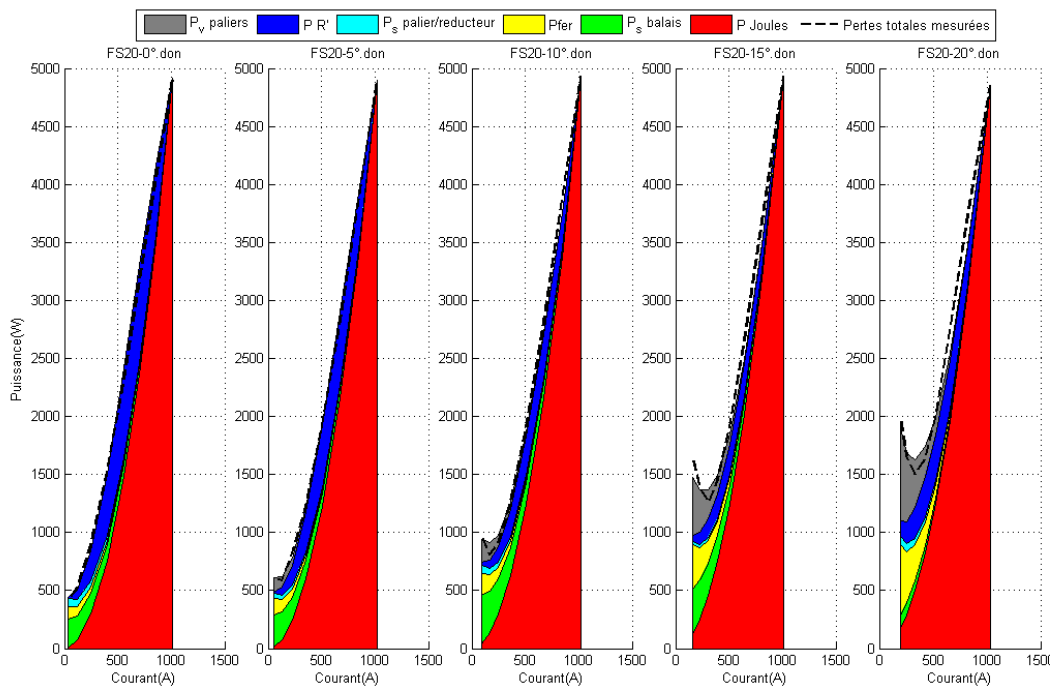


FIGURE 5.13 – Séparation des pertes d'un FS20 pour différents calages

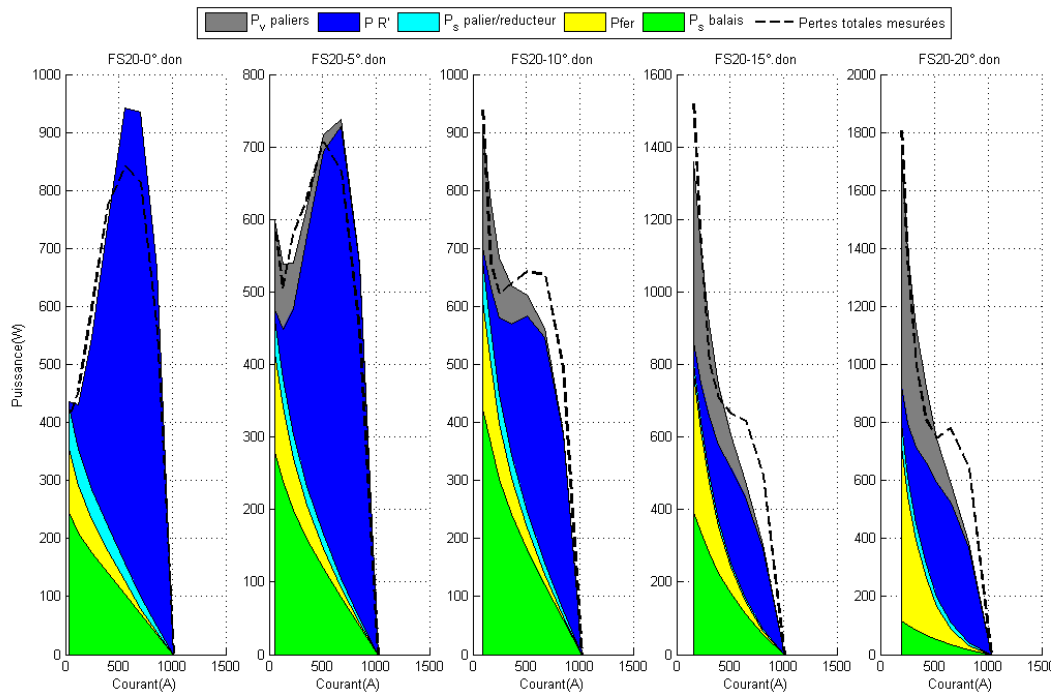


FIGURE 5.14 – Séparation des pertes d'un FS20 pour différents calages sans les pertes Joule

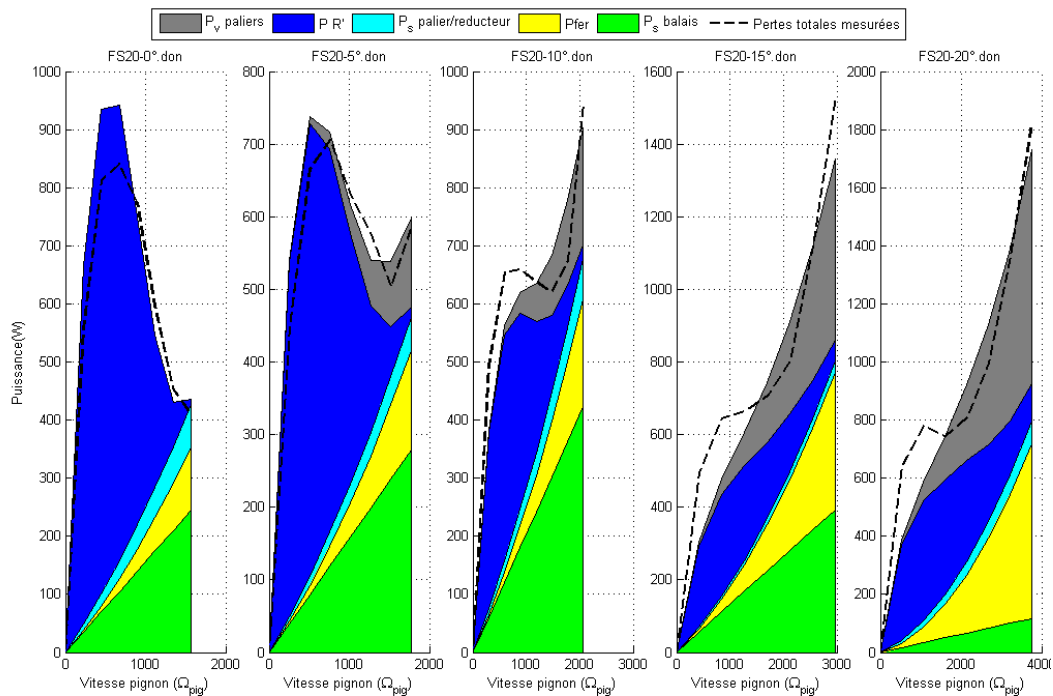


FIGURE 5.15 – Séparation des pertes d'un FS20 pour différents calages en fonction de la vitesse (sans les pertes Joule)

A partir d'expérimentations, nous avons tenté d'avoir les ordres de grandeur des différentes pertes internes à la machine. Ces estimations ont ensuite servi à la séparation des pertes de différentes machines pour différents calages de la partie arrière. On remarque une prédominance des pertes résistives dans la machine. Les autres sources de pertes varient essentiellement avec la vitesse de rotation et viennent pénaliser le début des courbes ISO (vitesse à vide...)

5.2 Propositions d'amélioration des performances : Vers la suppression du fer tournant

5.2.1 Réduction des pertes non électrotechniques

D'après les courbes du paragraphe précédent, il apparaît que les pertes par frottements engendrent un déficit de puissance qui augmente fortement avec la vitesse. Pour les réduire, il faudrait améliorer le montage mécanique de la machine (alignement des arbres, passage à des roulements...). Un autre paramètre très influent est la raideur des ressorts des balais. La pression des balais sur le collecteur génère un couple de frottement non négligeable. Valeo nous impose de ne pas réduire la tension des ressorts car la perte de contact entre les balais et le collecteur dégrade la durée de vie de l'appareil de façon très importante et les performances à hautes vitesses.

Une autre solution consisterait à faire tourner la machine moins vite. Ceci nous obligerait à augmenter le flux magnétique de la machine au détriment des pertes fer. Le rapport de réduction interne devrait également être diminué. Dans ces conditions, l'inertie ramenée de l'induit serait beaucoup plus faible d'où de potentiels inconvénients durant les phases d'entraînement et vis à vis du risque du fraisage.

5.2.2 Améliorations électrotechniques

Comment pourrait-on améliorer les performances en agissant sur la machine elle-même ? On pourrait imaginer d'agir sur les pertes Joule en réduisant la résistance du bobinage ou sur les pertes fer.

Malheureusement, il nous est interdit de réduire la résistance. Si la résistance était plus faible, l'appareil ne serait plus acceptable par les constructeurs car il abaisserait trop la tension du réseau de bord pendant l'appel de courant initial. Cette contrainte nous interdit donc de toucher au paramètre résistance. Les pertes Joule globales seront donc conservées et c'est bien regrettable car elles sont de loin les plus importantes.

Il nous reste donc les pertes fer. Elles sont liées à la variation du champ magnétique dans les parties tournantes en particulier dans les dents rotoriques où le niveau d'induction et de saturation est le plus important. Une idée d'amélioration est donc de supprimer ces pièces tournantes qui sont soumises à des champs variables. Ceci a donné naissance au concept VIVA.

5.3 Le concept VIVA

5.3.1 Raison d'être

Le concept « VIVA » consiste à diminuer voire supprimer la seule source de pertes liée au moteur lui-même sur laquelle on peut jouer à savoir les pertes fer. Nous avons donc cherché à modéliser et à prototyper des machines réduisant (voire supprimant) la quantité de fer située au rotor. Ces machines auront donc 5 avantages :

1. Les pertes fer seront très limitées voire inexistantes d'où une augmentation du rendement de la machine.
2. Les dents du rotor (ou parties apparentées) ne seront plus saturées.
3. L'inertie du rotor va diminuer. Cet aspect peut être un point positif pour les phases dynamiques d'accompagnement du moteur sous réserve de ne pas aggraver les problèmes de fraisage.
4. L'inductance globale de la machine va diminuer fortement ce qui devrait conduire à des caractéristiques $C = f(I)$ et $\Omega_{pig} = f(I)$ linéaires.
5. Le rotor sera industriellement beaucoup plus facile à concevoir.
6. Des bienfaits sont attendus sur l'acoustique globale de la machine.

Il faudra néanmoins produire suffisamment de couple, donc disposer de suffisamment de flux sans aucune partie ferromagnétique (hormis la culasse). Pour valider rapidement ce principe nous nous sommes servis des culasses prototypes du Chapitre 1.

5.3.2 Etude du concept VIVA

Dans un premier temps, nous avons réalisé des simulations Eléments Finis visant à estimer le couple bloqué que pouvaient fournir différentes structures. La figure 5.16 présente pour différents inducteurs, le couple bloqué que donnerait une machine qui a tantôt un rotor en fer (configuration classique) tantôt un rotor en air. De cette comparaison, nous avons imaginé quelques variantes à une seule couche de conducteurs et à noyau ferromagnétiques. Ce noyau aurait un rayon limité pour que le champ d'induction qu'il rencontre ne soit pas trop important et qu'il ne génère pas de pertes fer.

Dans ce tableau figure le couple électromagnétique sur l'induit pour une alimentation de 800 A, le module du vecteur flux dans le repère généralisé, l'induction maximale dans la culasse et dans les dents d'induit. Trois inducteurs ont été utilisés. Pour des raisons de facilités de mise en œuvre, il s'agit des inducteurs prototypes réalisés en 2007. A titre de référence, la configuration de départ (FS18 à 6 pôles radiaux en ferrite $B_r = 0.4 T$ est donnée en haut à droite.

La configuration Halbach 24 segments à $B_r = 1.15 T$ offrant le couple le plus important, Valeo a choisi de maquetter cette solution. Trois variantes ont été imaginées. La première consiste à remettre du fer jusqu'au fond des encoches. Les dents du rotor étant maintenant des parties non ferromagnétiques, rien ne nous empêchait de mettre tous les conducteurs sur le même diamètre.

Des solutions à une seule couche de conducteurs ont donc vu le jour. Ces solutions sont soit à rotor en air soit avec du fer jusqu'au pied des conducteurs.

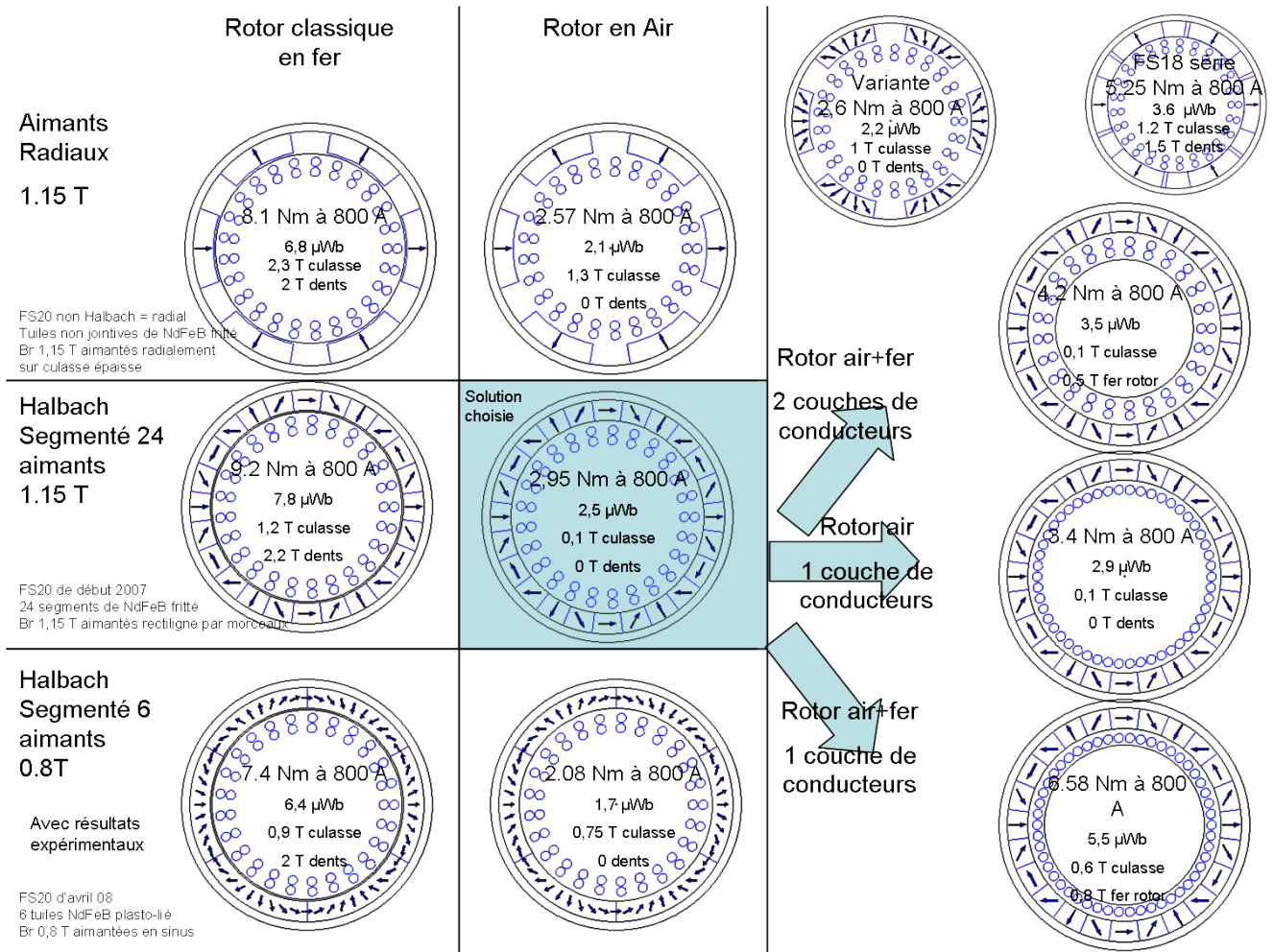


FIGURE 5.16 – Tableau comparatif de différentes solutions pour le concept VIVA

5.4 Résultats expérimentaux

5.4.1 Maquettage de la VIVA

La première maquette VIVA a été réalisée en début d'année 2010. L'induit du FS18 a été repris tel quel à l'exception que les fils ont été bobinés sur un noyau en PEEK (polyétheréthercétone). Ce plastique technique très onéreux a été choisi pour son excellente tenue en température (voir Fig. 5.17). L'inducteur choisi pour ce prototype est une structure de Halbach à 24 segments ($B_r = 1.15 T$) où chaque pôle se décompose en un aimant radial, un aimant orthoradial et deux transitions. La différence de masse entre un induit de FS18 et l'induit de la VIVA est très importante (-40%). La figure 5.18 en témoigne. Le gain en inertie peut être un avantage pour certaines applications.

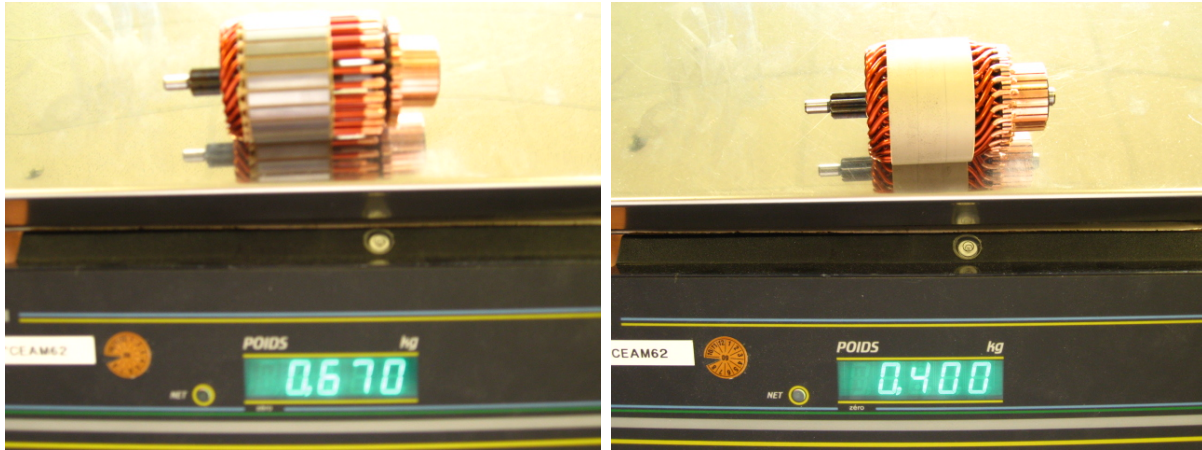


FIGURE 5.18 – Comparaison de la masse de l'induit FS18/FS20 et de l'induit de la VIVA

5.4.2 Essais expérimentaux

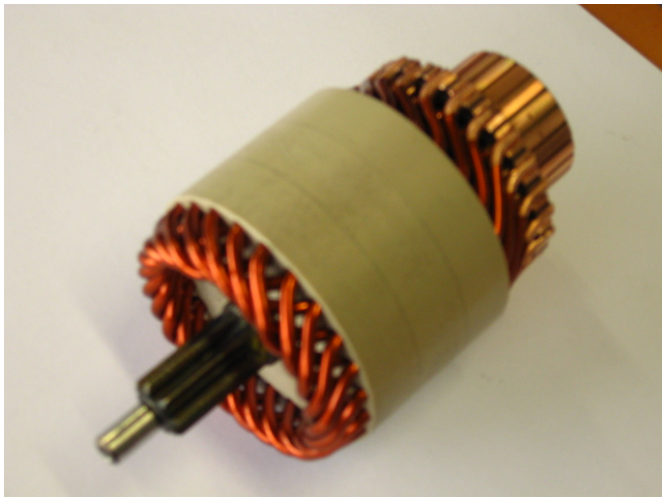


FIGURE 5.17 – Induit prototype en PEEK de la VIVA

de blocage est inférieur de 10 Nm . De ce fait, le courant à vide est également plus élevé. Il faut plus de courant pour vaincre les frottements secs.

A ce stade de l'étude, nous pensons, que l'ajout d'une certaine quantité de fer au rotor peut limiter les inconvénients de la VIVA à savoir son courant à vide et son couple de blocage.

5.4.3 Validation par la modélisation par vecteurs d'espace

La courbe de magnétisation de la machine est présentée sur la figure 5.20. Ces courbes montrent le flux créé par un courant d'induit en valeur relative par rapport au flux créé par l'aimant. On voit que dans cette machine le flux d'induit est très faible. Il faudrait un courant d'induit extrêmement élevé pour créer autant de flux que l'aimant.

La figure 5.21 présente les performances simulées et mesurées de la maquette VIVA pour trois valeurs de calage. Les courbes $\Omega = f(I)$ et $U = f(I)$ collent parfaitement. Les graphes du bas

La figure 5.19 montre les caractéristiques ISO d'un FS18 (calage 0°) et d'une VIVA pour des calages de 0° , -4.5° et -10.5° . La première bonne surprise pour Valeo est que la VIVA est quasiment insensible au calage. Cet aspect est très intéressant pour Valeo. La vitesse à vide est du même ordre de grandeur que le FS18. Pourtant le flux à vide récolté par les bobines de la VIVA est inférieur au flux récolté par les bobines d'un FS18 (voir Fig. 5.16). Les pertes mécaniques à hautes vitesses y sont sans doute pour beaucoup. La caractéristique couple/courant de la VIVA dispose de la même pente que celle du FS18. Cependant, le couple

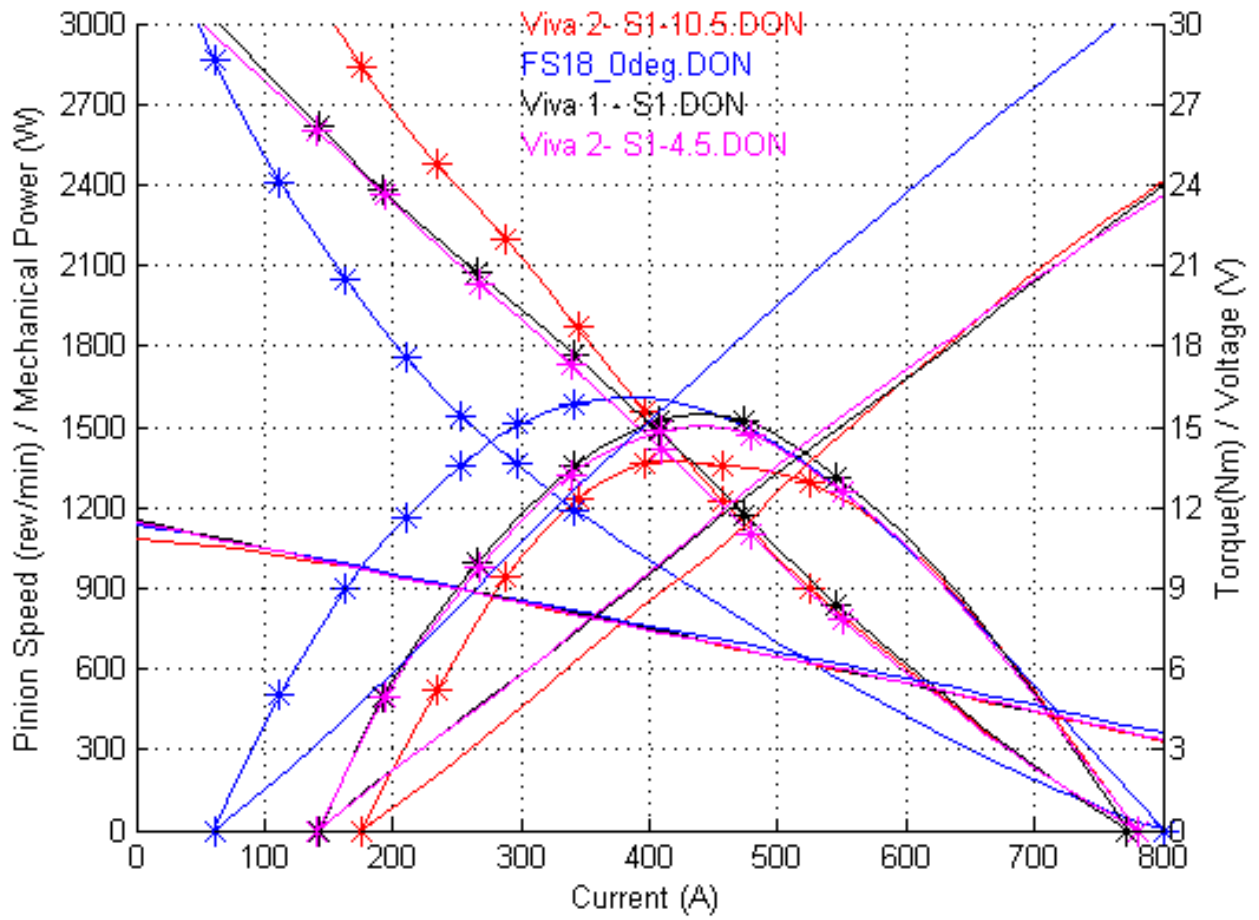


FIGURE 5.19 – Comparaison de la caractéristique ISO pour lae FS18 et pour la VIVA

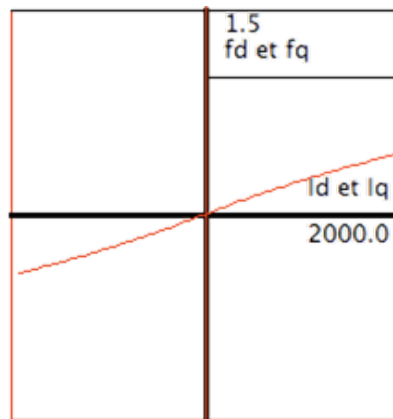


FIGURE 5.20 – Courbe de magnétisation de la VIVA

présentent les courbes de couple et de puissance mesurées et simulées. On retrouve les différences entre ces courbes sur la figure 5.22. On constate que la perte de couple comporte une composante continue importante et un terme qui dépend de la vitesse.

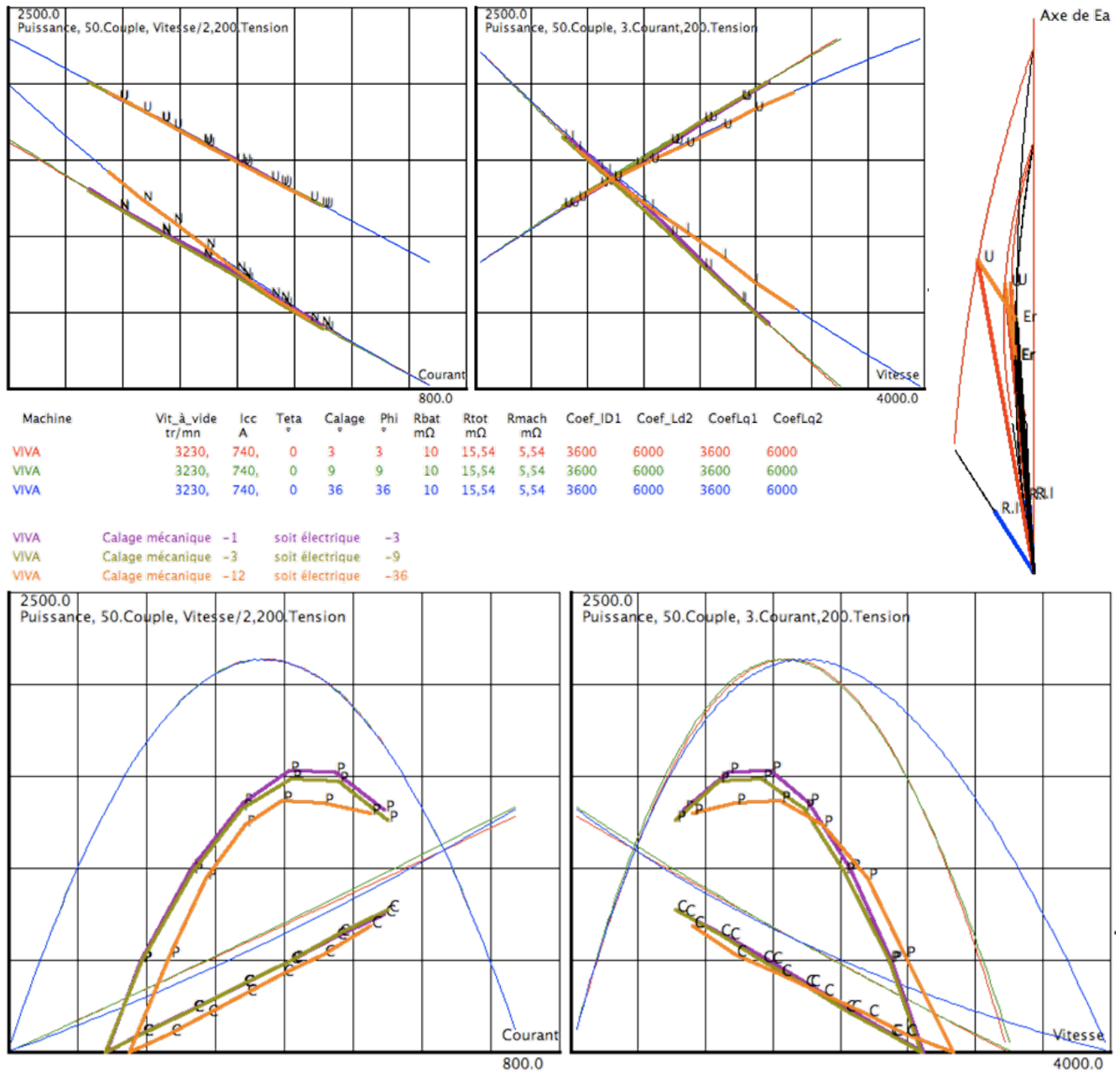


FIGURE 5.21 – Caractéristiques simulées et mesurées de la VIVA

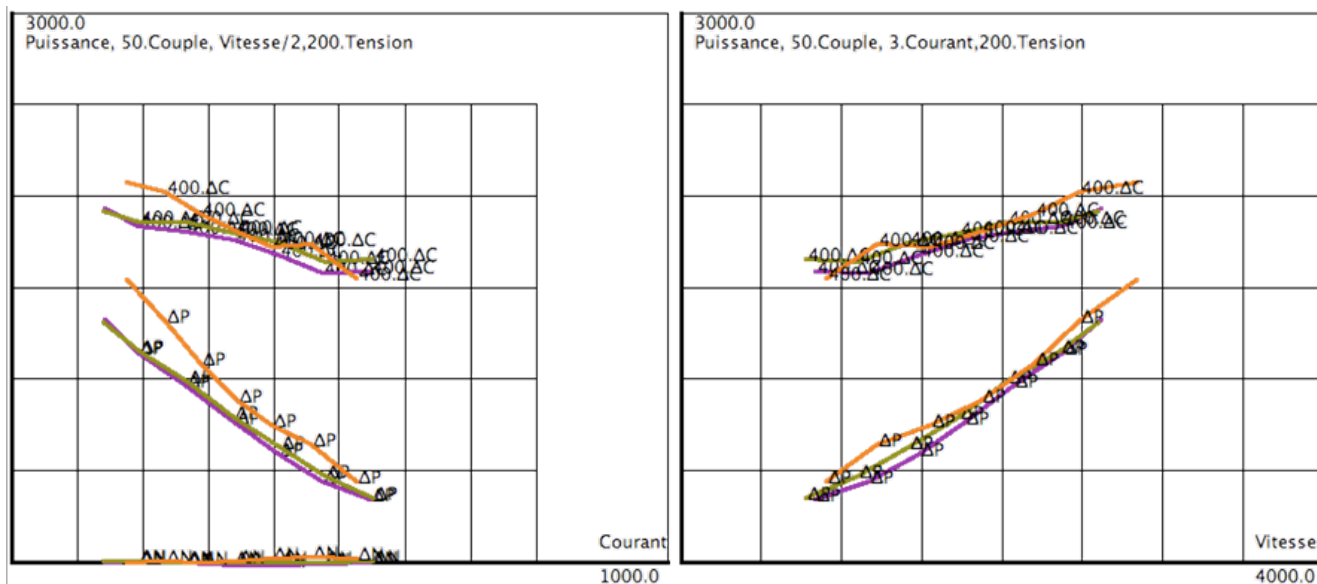


FIGURE 5.22 – Manque de couple lié aux pertes sur la VIVA

5.4.4 Evaluation des pertes

Nous avons mené la même procédure de séparation des pertes que précédemment. Ainsi, nous avons pris les mêmes coefficients que ceux du tableau 5.1 excepté pour les pertes fers où nous sommes partis de $C_{fer}VIVA = 6.10^{-3} + 7.10^{-8}\Omega_{pig}$.

L'algorithme appliqué aux essais du FS18 et du FS20 a été employé pour la VIVA pour laquelle nous disposons de 3 résultats à des calages différents. Les résultats sont dans le tableau 5.4 et sur la figure 5.23.

Machine et calage	Δ_1	Δ_2	Δ_3	Δ_4	Δ_5	Δ_6
Viva 0deg	0.76	0.00	0.43	1.52	0.73	1.66
Viva -4.5deg	0.76	0.00	0.86	0.55	0.21	2.79
Viva -10.5deg	0.76	0.00	0.68	1.82	0.16	1.29

TABLE 5.4 – Coefficients correctifs pour la VIVA

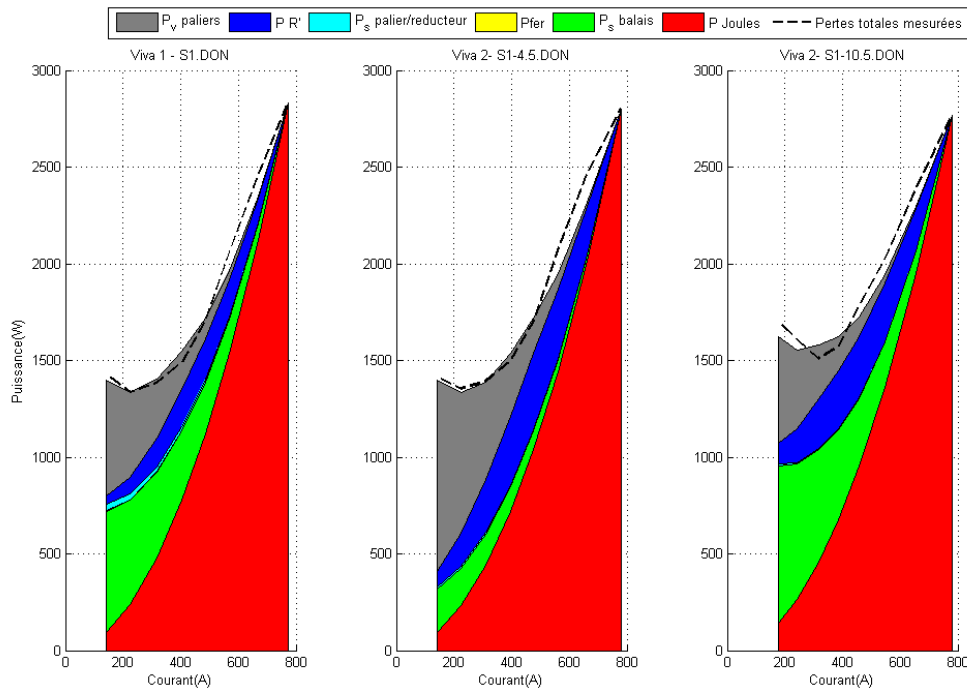


FIGURE 5.23 – Séparation des pertes d'une VIVA pour différents calages

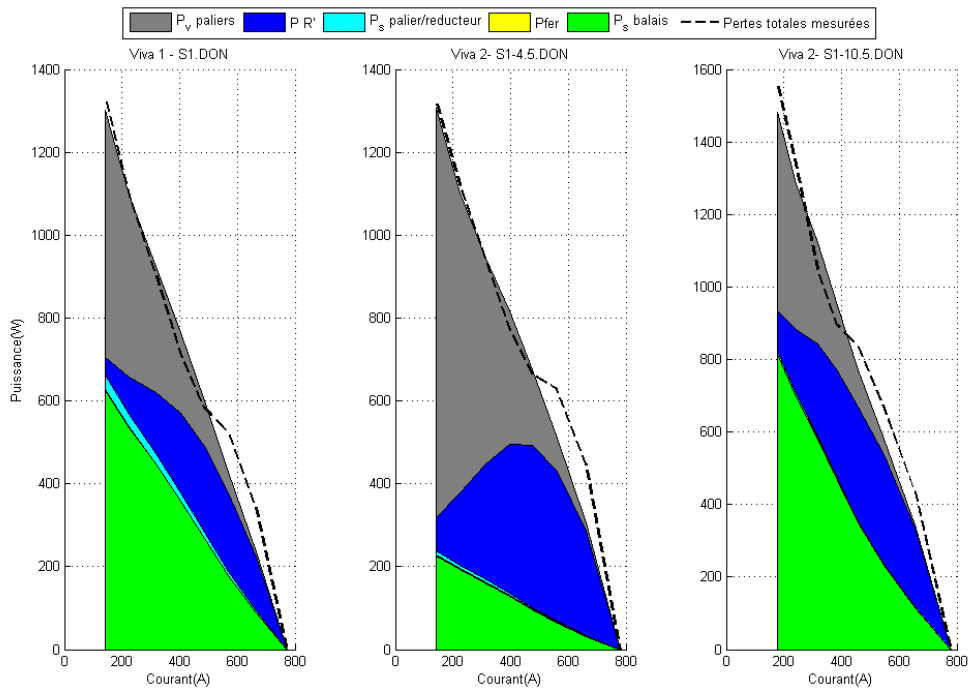


FIGURE 5.24 – Séparation des pertes d'une VIVA pour différents calages sans les pertes Joule

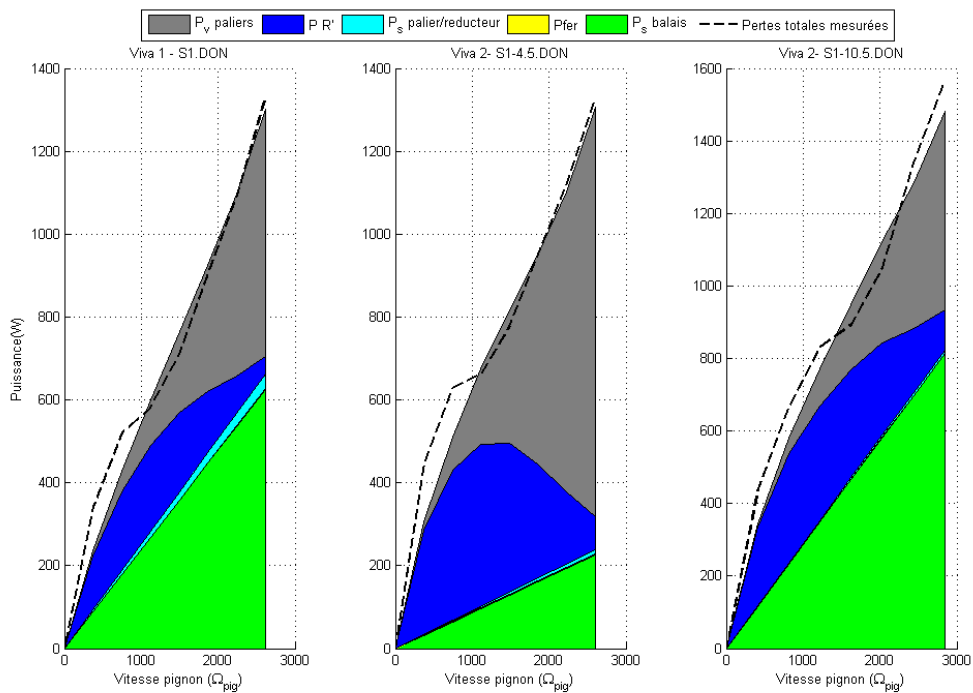


FIGURE 5.25 – Séparation des pertes d'une VIVA pour différents calages en fonction de la vitesse (sans les pertes Joule)

Ces résultats montrent une nouvelle fois la disparité des appareils en termes de frottements. La VIVA souffre à priori de couples de frottements secs et visqueux parasites qui pénalisent les hautes vitesses. L'absence de pertes fer attendue apparaît nettement sur la figure 5.23.

5.5 Recherche de solutions industriellement viables

5.5.1 Plan d'expériences

Une optimisation par plans d'expériences, a permis de voir quel était l'impact du manque de fer sur différentes solutions. Dans ces simulations, les paramètres étaient :

1. la largeur angulaire des aimants (Ouv_ang).
2. la hauteur des aimants (Ep_aimant).
3. le nombre de couche de conducteurs (nb_couche)
4. le rayon du noyau ferromagnétique interne (R_noyau).
5. la présence ou non de transitions de type Halbach.

L'idée de ce plan était de comparer par éléments finis, un FS18 et une machine de type VIVA ou l'une de ses dérivées. Deux critères ont été pris en compte : le premier concerne le couple développé sous un courant de 800 A (couple de blocage). Le second concerne le flux à vide. Nous avons vu que les pertes dépendaient énormément de la vitesse de rotation de l'induit. Nous limiterons la vitesse à vide de la machine retenue à celle du FS18.

D'après l'analyse bibliographique sur les aimants et leur utilisation dans les machines électriques, nous avons cherché les meilleurs compromis Couple/Coût des aimants, c'est à dire Couple/Volume d'aimant pour une nuance d'aimant choisie. Valeo a émis le souhait de fortement limiter le surcoût matière des aimants pour toute la machine. Ce surcoût se justifie par la hausse de puissance escomptée. De plus, d'autres économies seraient attendues par la facilité de mise en œuvre de l'induit (remplacement du fer feuilleté par du plastique). Des solutions avec transitions ferromagnétiques entre les aimants au stator ont été étudiées mais nécessitent des procédés d'industrialisation trop coûteux. Elles ne seront pas présentées ici.

Les autres contraintes de Valeo concernaient le diamètre extérieur de la culasse qui doit rester égal à 71 mm. L'épaisseur de la culasse a été modifiée et descend à 1.5 mm. Les aimants utilisés sont des NdFeB à $B_r = 1.15 T$. Pour des raisons d'industrialisation l'entrefer est maintenu à 0.7 mm.

La première configuration dispose de 3 mm d'aimant d'ouverture angulaire de 35°. Le diamètre du rotor peut donc passer de 53.7 mm à 60.6 mm. Cette augmentation du diamètre du rotor permet de faire passer les conducteurs de la couche inférieure au même niveau que les conducteurs de la couche supérieure. Le bobinage se rapprochera d'un tambour et il n'y a plus de notions de dents entre les conducteurs. On maintient cependant un noyau ferromagnétique feuilleté ($R_{\text{noyau}}=26.5 \text{ mm}$). Le couple magnétique de blocage est de 11.9 Nm à comparer à 5.25 Nm du FS18. L'augmentation du diamètre du rotor, le passage des conducteurs sur une seule couche et le changement de nuance d'aimants sont autant de raison qui expliquent ce doublement.

La seconde configuration retenue dispose également de 3 mm d'aimant d'ouverture angulaire 35°. L'espace inter-aimants est découpé en trois parties identiques. Les aimants de transition sont orientés à de 45°, 90° et 135°. Les autres paramètres sont identiques à la première configuration. Le

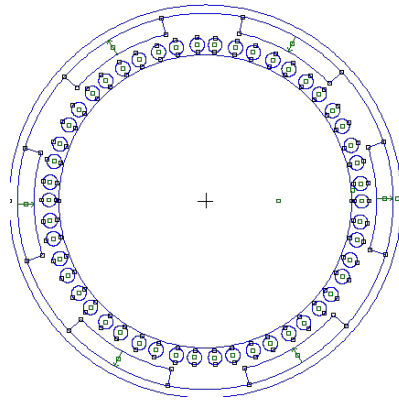


FIGURE 5.26 – Configuration optimale disposant uniquement d'aimants radiaux

couple développé au blocage par cette structure s'élève à $19 Nm$. L'apport de flux par la structure de Halbach génère cette différence de couple notable.

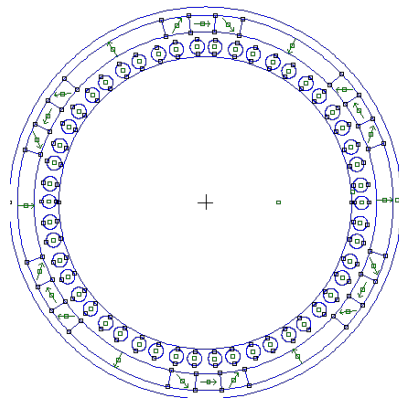


FIGURE 5.27 – Configuration optimale disposant de transitions de Halbach

Ces deux maquettes intéressent particulièrement Valeo qui a l'intention de les maquetter dans les plus brefs délais.

5.5.2 Point sur les inerties

Afin de voir quel est l'impact du concept VIVA sur les caractéristiques dynamiques d'accompagnement moteur, un calcul simplifié des inerties a été mené. Les résultats sont présentés ci-dessous :

Inertie d'un tambour de 50 conducteurs en deux couches : $0.44 kg.cm^2$

Inertie d'un tambour de 50 conducteurs en une seule couche extérieure : $0.49 kg.cm^2$

Inertie d'un induit en tôle : $2.46 kg.cm^2$

Inertie d'un induit en plastique : $0.55 kg.cm^2$.

Entre un rotor en fer et un rotor en plastique (concept VIVA), l'inertie de l'induit est divisée par 3. La figure 5.28 présente deux entraînements. Le premier est un démarrage classique effectué avec un FS18. Le second est un démarrage effectué avec un démarreur ayant un induit présentant 3 fois moins d'inertie.

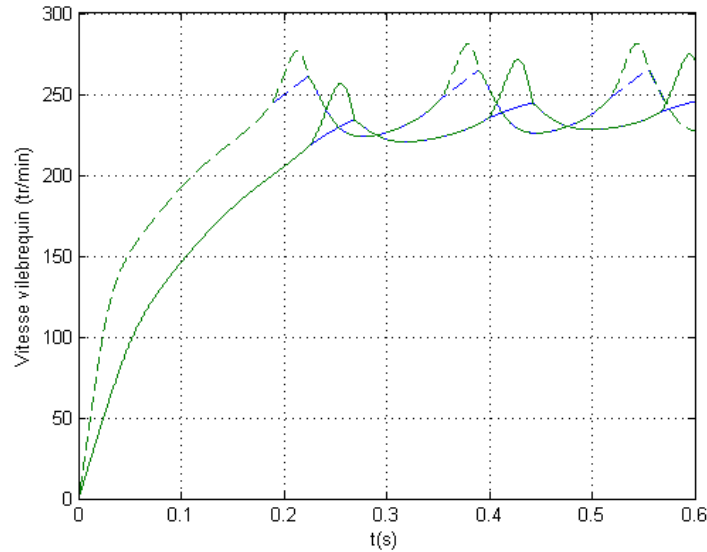


FIGURE 5.28 – Influence de l'inertie de l'induit sur le démarrage d'un moteur thermique.

On constate que le temps nécessaire pour atteindre la première phase de roue-libre est diminué de 20%. Ceci peut être un bel avantage surtout lorsque l'on doit redémarrer le moteur à chaud (application Stop-Start).

5.6 Conclusion

L'analyse des sources de pertes de la machine a montré une prédominance des pertes Joule. Cependant, pour des raisons évidentes liées aux applications client, il nous est interdit de diminuer la résistance. Les pertes (mécaniques et électriques) liées aux balais sont également très difficilement minimisables. D'une part la pression des balais ne peut être amoindrie sous peine de dégrader les performances à hautes vitesses et d'autre part, les chutes de tensions internes dépendent de paramètres chimiques qui ne sont pas traités-ici.

Pour accroître le rendement de la machine, la solution a donc été de minimiser les pertes fer en supprimant purement et simplement le fer tournant. De cette réflexion, le concept VIVA a vu le jour.

Le concept VIVA a donc permis de minimiser les pertes fer dans la machine, seule source de pertes que nous pouvions minimiser. Nous obtenons une puissance mécanique de sortie donc un rendement légèrement supérieur à celui de la FS18 dans une zone de courant entre la puissance maximale et le courant de court circuit. Ce regain de puissance couplé à la très faible inertie de la partie tournante font du concept VIVA un actionneur à forte dynamique. Le temps de démarrage du moteur thermique peut ainsi être diminué.

Conclusions et Perspectives

Le démarreur automobile utilise depuis toujours une machine électrique à courant continu à balais. Jusqu'à un passé récent, il ne servait que lors du démarrage initial du moteur thermique. Cependant, depuis peu, son utilisation évolue. En effet, les nouvelles formes de micro-hybridation peuvent faire appel à ce dispositif pour redémarrer le moteur fréquemment. Le nombre de cycles de démarrage effectué va donc être multiplié par 10. Afin de répondre au mieux à ces nouvelles contraintes, Valeo souhaite définir de nouveaux appareils permettant l'augmentation de la puissance volumique dans sa gamme de produits à aimants permanents.

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire ont permis de mettre au point deux outils de simulation des machines électriques de démarreur. Le premier nommé *SimStart* utilise une modélisation analytique et calcule les évolutions de toutes les grandeurs électriques et magnétiques du démarreur. Le second repose sur la modélisation des machines synchrones par vecteurs d'espace. Cette modélisation de la machine à courant continu permet avec relativement peu de paramètres l'obtention rapide de résultats en cohérence avec les mesures.

Au cours du développement de ces outils, une attention particulière a été portée aux phénomènes de commutation au collecteur et aux arcs correspondants. Des dispositifs expérimentaux ont été imaginés et réalisés pour affiner les modèles. De nombreux essais ont été menés sur différents prototypes et ont permis d'appréhender les ordres de grandeurs des pertes présentes dans ces machines. Ces mesures ont permis de faire recoller au mieux les essais expérimentaux et les simulations réalisées avec ces deux outils et de clarifier les connaissances sur l'origine des pertes dans ce type de machine.

Le cahier des charges imposant de multiples contraintes, une seule de ces sources de pertes pouvait être amoindrie. Il s'agit des pertes fer. Une nouvelle structure de machine nommée VIVA a donc vu le jour. Moyennant un inducteur produisant un flux magnétique supérieur à celui de l'appareil de départ, il est possible de supprimer le fer rotor. Un prototype a été expérimenté. Ces travaux ont également abouti à la définition de deux dérivées du concept VIVA répondant aux critères de coût très présents dans l'industrie automobile.

Ce concept nécessite l'utilisation d'un inducteur produisant un flux important dans la machine. Dans ce cadre, il a été prouvé que les structures de Halbach pouvaient avoir un intérêt. Ces structures, reposant sur le principe de la concentration de flux magnétique permettent d'atteindre des inductions très élevées dans un espace très réduit. Il a été montré que dans un encombrement donné aucune structure à aimantation purement radiale ne pouvait produire un flux magnétique du même ordre de grandeur que celui produit par une structure de Halbach.

Ces travaux ont permis une meilleure compréhension des phénomènes présents dans la machine électrique du démarreur. Les deux outils de modélisation développés pour des inducteurs à aimants peuvent être généralisés à des inducteurs bobinés. Ainsi, toute la gamme des démarreurs pourrait être modélisée de cette façon.

Bibliographie

- [AH98] K. Atallah and D. Howe. The application of Halbach cylinders to brushless AC servo motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 34(4 Part 1) :2060–2062, 1998.
- [Anc] J. Ancel. Bobinages des machines tournantes. *Les Techniques de l'ingénieur D4337*.
- [BCB⁺05] M.M. Bugatti, C. Chillet, S. Brassard, M. Durand, and J.P. Yonnet. Calcul analytique de la désaimantation dans les moteurs à aimants ferrite en surface : L'électrotechnique du futur(2 e partie). *REE. Revue de l'électricité et de l'électronique*, (2) :52–59, 2005.
- [BCTM] F. Bloch, O. Cugat, J.C. Toussaint, and G. Meunier. Innovating approaches to the generation of intense magnetic field : Optimization of a permanent magnet flux source. *Eur. Phys. J. AP*, 5 :85–89.
- [BD] D. Bareille and J.P. Daunis. *Electrotechnique : Transformateurs et machines tournantes*. Dunod.
- [BF95] G. Barakat and A. Foggia. Étude et modélisation tridimensionnelle d'une machine synchrone à griffes. *J. Phys. III France*, 5 :1991–2002, 1995.
- [BG] J. Boutigny and A. Georges. *Le champ magnétique dans les milieux matériels*. Vuilbert Supérieur.
- [Bic07] C. Bichon. Ves ppm magnet : Rapport interne valeo, 2007.
- [Bie] J.M. Biedinger. Cours mc02 : les structures de msap. Polycopié de Cours , Université de Technologie de Compiègne.
- [Bos07] A. Bossavit. *Électromagnétisme, en vue de la modélisation*. Springer, 2007.
- [Bri] P. Brissonneau. Aimants permanents : Principes et circuits magnétiques. *Les Techniques de l'ingénieur D2090*.
- [Bro87] G. Brosse. Stator de machine électrique tournante à aimants permanents, et pôle inducteur destiné à ce stator, 1987.
- [Bug01] M. Bugatti. Caractérisation magnétique des moteurs électriques de démarreurs automobiles. Master's thesis, Université Joseph Fourier de Grenoble, 2001.
- [Bug04] M. Bugatti. *Dimensionnement par optimisation des inducteurs à aimants pour application auxiliaire automobile*. PhD thesis, Université de Franche Comté, 2004.
- [Cas77] J.M. Casstevens. *Influence of High Velocities and High Current on the Friction and Wear Behaviour of Copper-Graphite Brushes*. 1977.

- [CFM⁺] J. Cros, N. Fontaine, V. Masson, J. Jouvrey, M. Frenette, J. Figueroa, and P. Viarouge. Brush DC Motor Simulation with Cassie Arc Model. In *Int. Conf. Electrical Machines ICEM*, pages 2–5.
- [Coe02] JMD Coey. Permanent magnet applications. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 248(3) :441–456, 2002.
- [CVH01] J. Cros, P. Viarouge, and A. Halila. Brush DC motors with concentrated windings and soft magnetic composites armatures. In *Conference Record of the IEEE Industry Applications*, volume 4, pages 2549–2556, 2001.
- [Deg] J. Degauque. Matériaux à propriétés magnétiques dures. *Les Techniques de l'ingénieur M4602*.
- [Des95] PF Desesquelles. About the commutation in DC motors. *Journal de physique. III(Print)*, 5(6) :825–834, 1995.
- [DPBM⁺96] T. Dreher, R. Perrin-Bit, G. Meunier, JL Coulomb, and B. Moulinex. A three dimensional finite element modelling of rotating machines involving movement and external circuit. *IEEE Transactions on magnetics*, 32(3 Part 1) :1070–1073, 1996.
- [DZS⁺] F. Dubas, HS Zire, S. Srairi, C. Espanet, and A. Miraoui. Étude de la Désaimantation dans l'Air d'un Inducteur Cylindrique de Machines à Aimants Permanents montés en Surface. *accepted with the Électrotechnique du Futur (EF), Grenoble, France*, pages 01–06.
- [Fas01] M. Fassenet. *Modélisation et conception optimale de moteurs à courant continu à aimants permanents*. PhD thesis, Université de Franche Comté, 2001.
- [FCB02] G. Friedrich, L. Chedot, and JM Biedinger. Comparison of two optimal machine design for integrated starter-generator applications. In *Int. Conf. Electrical machines*, 2002.
- [FCPK] M. Fassenet, D. Chamagne, T. Pera, and JM Kauffmann. Modelling of commutation and influences of armature winding choice on performances of permanent magnet D. C. motor.
- [FCPK01] M. Fassenet, D. Chamagne, T. Pera, and JM Kauffmann. EMF computation with commutation phenomena effects for PM DC motor. In *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001*, pages 692–699, 2001.
- [Fec] L. Fechant. Le contact électrique Phénomènes physiques et matériaux Vol. 2.
- [Gir08] A. Girardin. *Contribution à l'optimisation des performances des alternateurs automobiles*. PhD thesis, Université de Technologie de Compiègne, 2008.
- [Gom05] RM. Gomez. *Characterization and modelling of brush contacts*. PhD thesis, Universität der Bundeswehr Hamburg, 2005.
- [Goy94] R. Goyet. Commutation assistée des machines à courant continu. *J. Phys. III France*, 4 :2583–2592, 1994.

- [GW02] J.F. Gieras and M. Wing. *Permanent magnet motor technology : design and applications*. CRC, 2002.
- [HAH98] RJ Hamilton, R. Autom, and M. Heights. DC motor brush life. In *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, volume 3, 1998.
- [Hal80] K. Halbach. Design of permanent multipole magnets with oriented rare earth cobalt material. *Nuclear Instruments and Methods*, 169 :1–10, 1980.
- [Han94] D.C. Hanselman. *Brushless permanent-magnet motor design*. McGraw-Hill New York, 1994.
- [IB97] N. Ida and J. Bastos. *Electromagnetics and calculation of fields*. Springer Verlag, 1997.
- [JJRC01] S.M. Jang, S.S. Jeong, D.W. Ryu, and S.K. Choi. Design and analysis of high speed slotless PM machine with Halbach array. *IEEE Transactions on Magnetics*, 37(4) :2827–2830, 2001.
- [JLCC03] S.M. Jang, S.H. Lee, H.W. Cho, and S.K. Cho. Design and analysis of helical motion permanent magnet motor with cylindrical Halbach array. *IEEE Transactions on Magnetics*, 39(5) :3007–3009, 2003.
- [Jos] E. Joseph. Electromagnétisme (coll. Mini Schaum’s).
- [Jou90] D. Jourdan. *Modélisation de la commutation dans les machines à courant continu basse tension*. PhD thesis, Institut National polytechnique de Grenoble, 1990.
- [Kan91] M. Kant. Actionneurs à collecteur à aimant permanent. *Techniques de l’ingénieur. Génie électrique*, (D 3695) :3695–3695, 1991.
- [KB08] B. Kubicek and K.A. Berger. Modeling moving electric arcs : Verification of a coupled fluid-dynamics magnetostatic approach. *IEEE Transactions on Magnetics*, 44 :790–793, 2008.
- [KN85] T. Kenjō and S. Nagamori. *Permanent-magnet and brushless DC motors*. Oxford University Press, USA, 1985.
- [KP] M. Kostenko and L. Piotrovski. *Machines électriques*. Vol. I și II, Technique soviétique, Editions MIR-Moscou, Traduite du russe BIR.
- [Laba] N. Labbe. Halbach field systems for starter-motors : A review on optimal designs for 6-pole pm starter-motors. Fiche TEKNO 1982, Document interne Valeo.
- [Labb] N. Labbe. Synthesis on milling risks : electromechanical topics. Fiche TEKNO 1662, Document interne Valeo.
- [Lab07] N. Labbe. Analyse par calcul de champs de phénomènes magnétiques dans les machines tournantes de petites tailles. In *Conférence EF07 Toulouse*, 2007.
- [Lac] G. Lacroux. Les aimants permanents, Ed. *Tech Lavoisier*.

- [Lan36] H. Lanoy. *Construction, bobinage et essais des machines électriques d'Automobiles*. 1936.
- [Lan47] H. Lanoy. *Les petites machines électriques (de 1/2000ème à 3/4 de CV, Tome 1,2 & 3*. 1947.
- [Lap09] B. Laporte. *Machines électriques tournantes : conception, dimensionnement, fonctionnement*. 2009.
- [Lem83] D. Lemoine. *Contribution à l'étude de la commutation des machines à collecteur mécanique*. PhD thesis, Université de Technologies de Compiègne, 1983.
- [LIC92] B. Laporte, R. Ibtiouene, and M. Chabane. Recherche de performances optimales pour une machine synchrone à aimants insérés par une méthode intégrale mettant en jeu une solution analytique. *J. Phys. III France*, 2 :1891–1904, 1992.
- [LLG04] M.G. Lee, S.Q. Lee, and D.G. Gweon. Analysis of Halbach magnet array and its application to linear motor. *Mechatronics*, 14(1) :115–128, 2004.
- [LM92] P. Lombard and G. Meunier. A general method for electric and magnetic coupled problem in 2 D and magnetodynamic domain. *IEEE Transactions on Magnetics*, 28(2) :1291–1294, 1992.
- [LR] F. Leprince-Ringuet. Aimants permanents : Matériaux et applications. *Les Techniques de l'ingénieur D2100*.
- [MMM92] M. Marinescu, N. Marinescu, and F. Magtech. New concept of permanent magnet excitation for electrical machines : analytical and numerical computation. *IEEE Transactions on Magnetics*, 28(2) :1390–1393, 1992.
- [Mor] R Morel. Technique de coupure des disjoncteurs bt, cahier technique n° 154. Schneider Electric.
- [Mula] B. Multon. Application des aimants aux machines électriques. Mediathèque EEA.
- [Mulb] B. Multon. Conception et optimisation de systèmes électromagnétiques : conception d'actionneurs spéciaux. Mediathèque EEA.
- [Mul00] B. Multon. Application des aimants aux machines électriques. *Revue 3EI, Antenne de Bretagne de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, Cachan*, 2000.
- [Pel02] Y. Pelenc. Interruption des circuits alimentés en courant continu. *Les Techniques de l'ingénieur D4700*, 2002.
- [PP84] P. Pelmier and P. Perrier. Machine électrique tournante à aimants permanents, éléments et aimants permanents pour une telle machine, 1984.
- [Rak98] M. Rakotovao. Contribution in EMI Case of DC Motors : Influence of Brushes-Collector Contact in Conducted Interference. *SAE Transactions*, 107, 1998.
- [SGC08] Viarouge P. Sincero Geraldo C.R., Cros J. Arc models for simulation of brush motor commutations. *Magnetics, IEEE Transactions on, Volume 44, Issue 6, June 2008 Page(s) :1518 - 1521*, 2008.

- [Sho65] I. Shobert. *The Physics and Chemistry of Sliding Contacts*. 1965.
- [SN94] G. Segulier and F. Notelet. *Electrotechnique industrielle*. Technique et documentation, 1994.
- [Sui34] C.G. Suits. Experiments with arcs at atmospheric pressure. *Amer. Phys. Soc., Phys. rev., no. 4, pp 252-254*, August 1934.
- [Tam57] Y. Tamai. *Contact resistance Between Surface-Oxidized metals in Repeated Sliding*. 1957.
- [Tam08] Y. Tamto. *Détermination des paramètres d'une machine à griffes Application au domaine automobile*. PhD thesis, INPG, 2008.
- [Vau08] A. Vauquelin. Optimisation des Paramètres Dimensionnels des Machines à Courant Continu par l'étude des Phénomènes de Commutation. *Conférence JCGE, Lyon*, 2008.
- [VV02] A. Vander Vorst. *Electromagnétisme : Champs et circuits*. De Boeck Université, 2002.
- [VVV07] S. Vivier, A. Vauquelin, and JP. Vilain. Configuration d'une structure de halbach par plan d'expériences treillis. *Conférence EF, Toulouse*, 2007.
- [VVV+08] A. Vauquelin, J.P. Vilain, S. Vivier, N. Labbe, and B. Dupeux. A New Modelling Of DC Machines Taking Into Account Commutation Effects. *ICEM08, Villamoura*, 2008.
- [VVV+09] A. Vauquelin, JP. Vilain, S. Vivier, N. Labbe, and N. Dupeux. Contribution à la modélisation des arcs électriques dans les machines à courant continu à collecteur mécanique. *Conférence EF, Compiègne*, 2009.
- [XZH04] ZP Xia, ZQ Zhu, and D. Howe. Analytical magnetic field analysis of Halbach magnetized permanent-magnet machines. *IEEE transactions on magnetics*, 40(4), 2004.
- [ZH01] ZQ Zhu and D. Howe. Halbach permanent magnet machines and applications : a review. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 148(4) :299–308, 2001.
- [Zhu07] ZQ Zhu. Recent Development of Halbach Permanent Magnet Machines and Applications. In *Power Conversion Conference-Nagoya, 2007. PCC'07*, 2007.
- [ZXA+00a] ZQ Zhu, ZP Xia, K. Atallah, GW Jewell, and D. Howe. Analysis of anisotropic bonded NdFeB Halbach cylinders accounting for partial powder alignment. *IEEE Transactions on Magnetics*, 36(5 (Part 1)) :3575–3577, 2000.
- [ZXA+00b] ZQ Zhu, ZP Xia, K. Atallah, GW Jewell, and D. Howe. Novel permanent magnet machines using Halbach cylinders. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International*, volume 2, 2000.
- [ZXA+00c] ZQ Zhu, ZP Xia, K. Atallah, GW Jewell, and D. Howe. Powder alignment system for anisotropic bonded NdFeB Halbach cylinders. *IEEE Transactions on Magnetics*, 36(5) :3349–3352, 2000.

- [ZXH02] ZQ Zhu, ZP Xia, and D. Howe. Comparison of Halbach magnetized brushless machines based on discrete magnet segments or a single ring magnet. *IEEE Transactions on magnetics*, 38(5 (Part 1)) :2997–2999, 2002.

Annexe 1 : Paramètres de modélisation d'un FS18

Cette annexe présente les différents paramètres de modélisation d'un FS18

Variable	Valeur
Type d'induit	Ondulé
Nombre de voies d'enroulement	2
Nombre de sections d'induit	25
Nombre de spire(s) par section	1
Nombre de lames au collecteur	25
Pas d'encoche (intervalles)	4
Pas au collecteur (intervalles)	8
Diamètre des tôles d'induit (m)	0.0536
Longueur des tôles d'induit (m)	0.0335
Diamètre des faisceaux ext. (m)	0.0508
Diamètre des faisceaux int. (m)	0.0452
Ouverture angulaire par lame (°)	11.3
Diam. moyen de collecteur (m)	0.0297
Profondeur de lame (m)	0.003
Nombre de balai(s) +	2
Nombre de balai(s) masse	2
Ouverture angulaire par balai (°)	17.2
Décalage angulaire AR des balais (°)	-4
Position du balai + n° 1 (°)	0
Position du balai masse n° 1 (°)	60
Nombre de pôles	6
Ouverture angulaire par pôle (°)	46
Position du pôle Nord n° 1 (°)	0
Longueur des aimants (m)	0.045
Diamètre intérieur polaire (m)	0.0544
Diamètre extérieur de culasse (m)	0.0708
Epaisseur de culasse (m)	0.002

TABLE 5 – Caractéristiques principales d'un FS18

Annexe 2 : Détermination de l'inductance du circuit à couper

D'après les expérimentations présentées au paragraphe 4.2.11 et à la loi de décroissance du courant qui en découle (équation (4.10)), il nous manque l'inductance du circuit à couper. L'idée a été de trouver le modèle de Thévenin équivalent du démarreur vu de l'arc électrique. Pour cela, nous avons cherché à modéliser l'ensemble du démarreur par un circuit E, r, L en étudiant le comportement transitoire quand il débite sur une résistance pure notée R (avec $R \gg r$). Le but de cette manipulation est de trouver les paramètres L (et accessoirement E) du modèle de Thévenin équivalent afin de le remplacer dans l'équation (4.10). une fois ces hypothèses faites, le circuit se comporte comme suit :

$$E = R.i + L.\frac{di}{dt}$$

La solution de cette équation différentielle pour un courant de départ I_0 donné est :

$$i(t) = I_0.e^{-\frac{t.R}{L}} + \frac{E}{R}.(1 - e^{-\frac{t.R}{L}})$$

Si $R = R_1$ au bout d'un temps $t = \Delta t$, $i(\Delta t) = i_1$

$$i_1 = I_0.e^{-\frac{\Delta t.R_1}{L}} + \frac{E}{R_1}.(1 - e^{-\frac{\Delta t.R_1}{L}})$$

De même pour une résistance R_2

$$i_2 = I_0.e^{-\frac{\Delta t.R_2}{L}} + \frac{E}{R_2}.(1 - e^{-\frac{\Delta t.R_2}{L}})$$

Une fois développé et réduit, on obtient les expressions suivantes :

$$\text{Si l'on pose : } x_1 = R_1.\Delta t \text{ et } x_2 = R_2.\Delta t$$

$$\text{on peut chercher la valeur de } L \text{ qui minimise : } A - (i_2 - (\frac{R_1}{R_2}.i_1)) \quad (1)$$

Avec :

$$A = (i_2.e^{-\frac{x_1}{L}}) + (I_0.e^{-\frac{x_2}{L}}) - (I_0.e^{-\frac{(x_1+x_2)}{L}}) - (\frac{R_1}{R_2}.i_1.e^{-\frac{x_2}{L}}) - (\frac{R_1}{R_2}.I_0.e^{-\frac{x_1}{L}}) + (\frac{R_1}{R_1}.I_0.e^{-\frac{(x_1+x_2)}{L}}). \quad (2)$$

Résultats Afin de déterminer la valeur de l'inductance L du circuit à couper nous avons lancé plusieurs simulations dans lesquelles les résistances pures étaient égales à 50 et 100m Ω . Comme déjà mentionné le démarreur de type FS18 possède une architecture particulière à savoir 6 pôles et 4 balais. La commutation des sections ne se passe pas de la même façon sous les 6 pôles de la machine. Ainsi, une section va tantôt commuter seule entre deux balais de même polarité tantôt elle va commuter en série avec une autre section. Il nous a donc fallu évaluer ces deux cas de figure.

Dans ce premier cas, nous avons observé la commutation d'une section sous les balais +. Pour un $I_0 = 106A$, nous avons obtenu les résultats présentés dans le tableau 6.

Résistance d'arc $m\Omega$	$I_0(A)$	$I_{\Delta t}(A)$
50	106	91
100	106	72

TABLE 6 – Evolution du courant d'arc pour identification de l'inductance L du circuit à couper (cas d'une seule section à commuter)

Pour minimiser l'équation 1, nous sommes arrivés à une inductance $L = 2.12.10^{-7}H$ et à une source de tension $E = 1.71V$.

Dans le second cas, nous avons observé l'évolution du courant pour un groupe de deux sections en commutation. Les résultats sont présentés de la même façon dans le tableau 7. Pour minimiser

Résistance d'arc $m\Omega$	$I_0(A)$	$I_{\Delta t}(A)$
50	110	93
100	110	73

TABLE 7 – Evolution du courant d'arc pour identification de l'inductance L du circuit à couper (cas de deux sections en commutation simultanées)

l'équation 1, nous sommes arrivés à une inductance $L = 1.91.10^{-7}H$ et à une source de tension $E = 1.88V$.

Les deux valeurs d'inductances étant proches nous prendrons comme valeur d'inductance 0.2 μH dans l'équation de décroissance du courant (4.10). Cette valeur nous donne une dérivée de $-85A/\mu s$.

Annexe 3 : Influence des harmoniques dans les courants d'induit

Dans une machine triphasée classique, on sait qu'il faut se méfier des courants harmoniques multiples de 3, parce qu'ils génèrent un champ homopolaire. Le fondamental et les harmoniques successifs (2, 3, 4, ...) génèrent des vecteurs d'espace tournants successivement direct, inverse, homopolaire, direct, inverse, homopolaire, direct, ...

La démonstration est simple : il suffit de comparer les termes harmoniques n des trois phases :
Phase 1 :

$$i_{1n}(t) = I_n \cdot \sin(n\omega t + \theta_n)$$

Phase 2 :

$$i_{2n}(t) = I_n \cdot \sin(n(\omega t - 2\pi/3) + \theta_n) = I_n \cdot \sin(n\omega t - n \cdot 2\pi/3 + \theta_n)$$

Phase 3 :

$$i_{3n}(t) = I_n \cdot \sin(n(\omega t - 4\pi/3) + \theta_n) = I_n \cdot \sin(n\omega t - n \cdot 4\pi/3 + \theta_n)$$

Soit pour les premiers harmoniques :

$$i_1(t) = I_1 \cdot \sin(\omega t + \theta_1) + I_2 \cdot \sin(2\omega t + \theta_2) + I_3 \cdot \sin(3\omega t + \theta_3) + I_4 \cdot \sin(4\omega t + \theta_4) + \dots$$

$$i_2(t) = I_1 \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3 + \theta_1) + I_2 \cdot \sin(2\omega t - 4\pi/3 + \theta_2) + I_3 \cdot \sin(3\omega t + \theta_3) + I_4 \cdot \sin(4\omega t - 2\pi/3 + \theta_4) + \dots$$

$$i_3(t) = I_1 \cdot \sin(\omega t - 4\pi/3 + \theta_1) + I_2 \cdot \sin(2\omega t - 2\pi/3 + \theta_2) + I_3 \cdot \sin(3\omega t + \theta_3) + I_4 \cdot \sin(4\omega t - 4\pi/3 + \theta_4) + \dots$$

On reconnaît

- pour le fondamental, un système triphasé équilibré direct,
- pour l'harmonique 2, un système triphasé équilibré inverse,
- pour l'harmonique 3, un système triphasé équilibré homopolaire,
- pour l'harmonique 4, un système triphasé équilibré direct,
- ...

Le vecteur d'espace se construit par

$$\vec{I} = k(i_1 + i_2 \cdot e^{j \cdot 2\pi/3} + i_3 \cdot e^{j \cdot 4\pi/3})$$

Pour la composante harmonique de rang n , si on applique la relation $\sin(\theta) = \frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{2j}$ on arrive à :

$$\begin{aligned}\vec{I}_n &= \left(\frac{k \cdot I_n}{2 \cdot j} \right) (e^{j(n \cdot \omega t + \theta_n)} - e^{-j(n \cdot \omega t + \theta_n)}) \\ &+ e^{j(n \cdot \omega t + \theta_n - n \cdot 2\pi/3 + 2\pi/3)} - e^{-j(n \cdot \omega t + \theta_n - n \cdot 2\pi/3 - 2\pi/3)} \\ &+ e^{j(n \cdot \omega t + \theta_n - n \cdot 4\pi/3 + 4\pi/3)} - e^{-j(n \cdot \omega t + \theta_n - n \cdot 4\pi/3 - 4\pi/3)}\end{aligned}$$

$$\vec{I}_n = \left(\frac{k \cdot I_n}{2 \cdot j} \right) [e^{j(n \omega t + \theta_n)} \cdot (1 + e^{j \cdot (1-n) \cdot 2\pi/3} + e^{j \cdot (1-n) \cdot 4\pi/3}) - e^{-j(n \omega t + \theta_n)} \cdot (1 + e^{j \cdot (1+n) \cdot 2\pi/3} + e^{j \cdot (1+n) \cdot 4\pi/3})]$$

$$\vec{I}_n = \frac{k \cdot I_n}{2 \cdot j} \cdot [e^{j(n \omega t + \theta_n)} \cdot a - e^{-j(n \omega t + \theta_n)} \cdot b]$$

$$\text{avec } a = (1 + e^{j \cdot (1-n) \cdot 2\pi/3} + e^{j \cdot (1-n) \cdot 4\pi/3})$$

$$\text{et } b = (1 + e^{j \cdot (1+n) \cdot 2\pi/3} + e^{j \cdot (1+n) \cdot 4\pi/3})$$

Si n est multiple de 3 alors a et b sont tous deux nuls. Il n'y a pas de vecteur d'espace tournant généré. Si n est multiple de 3 + 1 alors $a = 3$ et $b = 0$. On a un vecteur d'espace tournant dans le sens direct   la vitesse $n\Omega$.

$$\vec{I}_n = \frac{3 \cdot k \cdot I_n}{2 \cdot j} (e^{j(n \cdot \omega t + \theta_n)})$$

Si n est multiple de 3 + 2 alors $a = 0$ et $b = 1$. On a un vecteur d'espace tournant dans le sens inverse   la vitesse $-n\Omega$.

$$\vec{I}_n = \frac{-3 \cdot k \cdot I_n}{2 \cdot j} (e^{-j(n \cdot \omega t + \theta_n)})$$

Dans notre cas de $N_s = 25$ sections pour $p = 3$ paires de pôles, on a :

$$i_{1n}(t) = I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t + \theta_n)$$

$$i_{2n}(t) = I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - n \cdot p \cdot 2\pi/N_s + \theta_n)$$

$$i_{3n}(t) = I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - 2 \cdot n \cdot p \cdot 2\pi/N_s + \theta_n)$$

$$i_{kn}(t) = I_n \cdot \sin(n \cdot \omega t - (k - 1) \cdot n \cdot p \cdot 2\pi/N_s + \theta_n)$$

Le vecteur d'espace se construit par :

$$\vec{I} = k(i_1 + i_2 \cdot e^{j \cdot p \cdot 2\pi/N_s} + i_3 \cdot e^{j \cdot 2 \cdot p \cdot 2\pi/N_s} + i_k \cdot e^{j \cdot (k-1) \cdot p \cdot 2\pi/N_s} + i_{N_s} \cdot e^{j \cdot (N_s-1) \cdot p \cdot 2\pi/N_s})$$

On aura alors :

$$\vec{I}_n = \frac{k \cdot I_n}{2 \cdot j} \cdot [e^{j(n \omega t + \theta_n)} \cdot a - e^{-j(n \omega t + \theta_n)} \cdot b]$$

$$\text{avec : } a = (1 + e^{j \cdot p \cdot (1-n) \cdot 2\pi/N_s} + e^{j \cdot p \cdot (1-n) \cdot 2 \cdot 2\pi/N_s} + e^{j \cdot p \cdot (1-n) \cdot 3 \cdot 2\pi/N_s} + e^{j \cdot p \cdot (1-n) \cdot k \cdot 2\pi/N_s} + e^{j \cdot p \cdot (1-n) \cdot (N_s-1) \cdot 2\pi/N_s})$$

$$\text{et } b = (1 + e^{j \cdot p \cdot (1+n) \cdot 2\pi/N_s} + e^{j \cdot p \cdot (1+n) \cdot 2 \cdot 2\pi/N_s} + e^{j \cdot p \cdot (1+n) \cdot 3 \cdot 2\pi/N_s} + e^{j \cdot p \cdot (1+n) \cdot k \cdot 2\pi/N_s} + e^{j \cdot p \cdot (1+n) \cdot (N_s-1) \cdot 2\pi/N_s})$$

a et b sont non nuls si $1 - n$ ou $1 + n$ sont multiples de N_s .

Donc, pour $N_s = 25$, les seules composantes harmoniques qui donneront un vecteur d'espace tournant sont :

– le fondamental ($n = 1$) sens direct à la vitesse Ω :

$$\vec{I}_1 = \frac{25.k.I_1}{2.j} (e^{j(\omega t + \theta_1)})$$

– l’harmonique 24 : sens inverse à la vitesse -24Ω :

$$\vec{I}_{24} = \frac{-25.k.I_{24}}{2.j} (e^{-j(24\omega t + \theta_{24})})$$

– l’harmonique 26 : sens direct à la vitesse $+26\Omega$:

$$\vec{I}_{26} = \frac{-25.k.I_{26}}{2.j} (e^{-j(26\omega t + \theta_{26})})$$

On trouverait ensuite les harmoniques 49, 51, 99, 101, Tous les autres harmoniques ne donnent pas de vecteur d’espace tournant.

Pour bien s’en convaincre, nous avons représenté sur la figure 29 l’évolution du vecteur d’espace obtenu en présence d’harmoniques successivement d’ordres croissants de 1 à 30. Pour bien observer le nombre de tours effectués (donc la vitesse de rotation), nous avons fait décroître lentement l’amplitude des courants dans les sections.

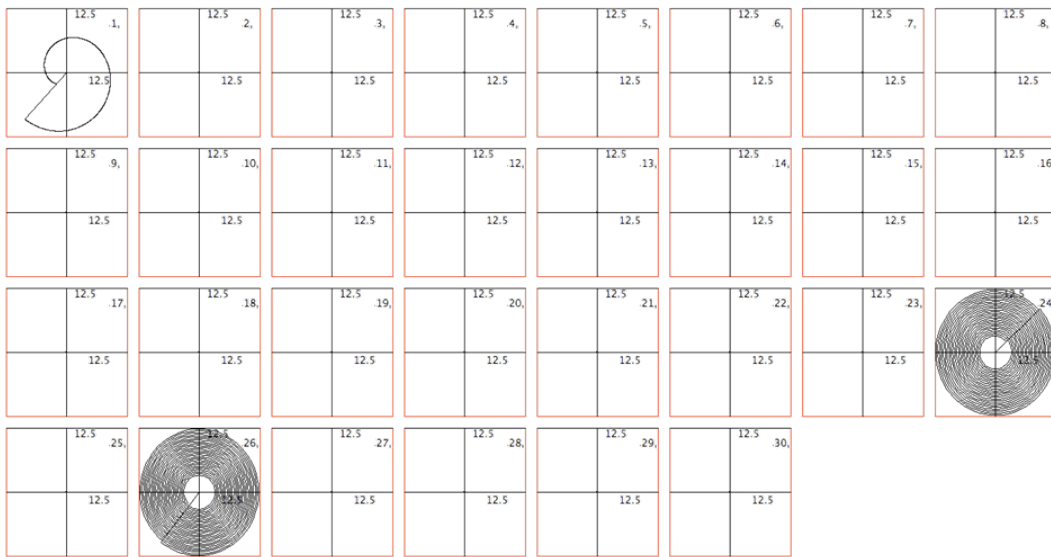


FIGURE 29 – Evolution du vecteur d’espace pour différentes harmoniques de courant

On en conclut que seul le terme fondamental du courant dans les sections contribue à la création d’un couple. On peut essayer de la confirmer en visualisant la nappe de courant dans la machine.

La modélisation par vecteur d’espace est basée sur l’hypothèse que chaque « phase » du bobinage génère une répartition spatiale sinusoïdale des ampères-tours. Si on fait cette hypothèse, on arrive à la nappe de courant suivante :

Sur ce tracé, nous voyons la nappe de courant le long de l’entrefer pour deux instants séparés de $0, 2.p$ rds. Nous y avons tracé les nappes de courant obtenues si les courants sont successivement à la fréquence fondamentale puis à des fréquences harmoniques jusqu’à l’harmonique 30. On voit nettement que seuls le fondamental et les harmoniques 24 et 26 donnent une nappe de courant non

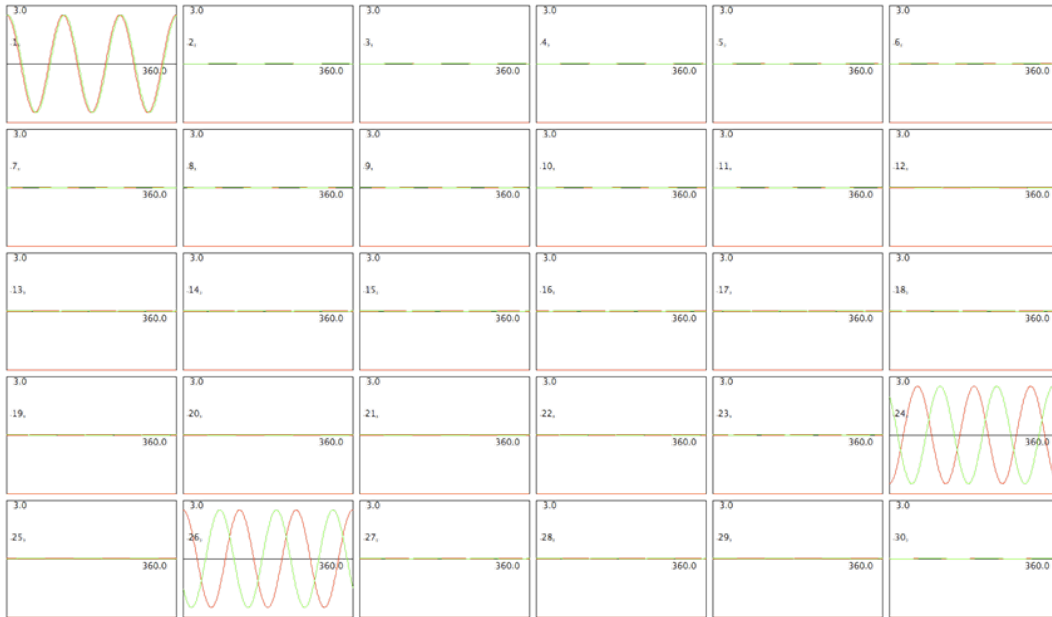


FIGURE 30 – Evolution du vecteur d'espace pour différentes harmoniques de courant

nulle. En pratique, dans notre cas, l'hypothèse mentionnée ci-dessus n'est pas du tout vérifiée. Nous n'avons pas véritablement un bobinage à 25 phases avec pour chacune une répartition spatiale sinusoïdale des ampères tours. Nous avons un bobinage à 25 sections très localisées. Chaque section est constituée de deux conducteurs. Le conducteur « retour » est décalé d'un angle mécanique de $4/25^{\text{eme}}$ de tour (soit d'un angle électrique de $4/25^{\text{eme}}$ de $p.2p = 6.p$) par rapport au conducteur « aller » de la même section. Deux sections consécutives dans le bobinage sont décalées d'un angle mécanique de $8/25^{\text{eme}}$ de tour (soit d'un angle électrique de $8/25^{\text{eme}}$ de $p.2p = 6.p$ donc $24.2p/25 = -2p/25$). La nappe de courant devient celle-ci :

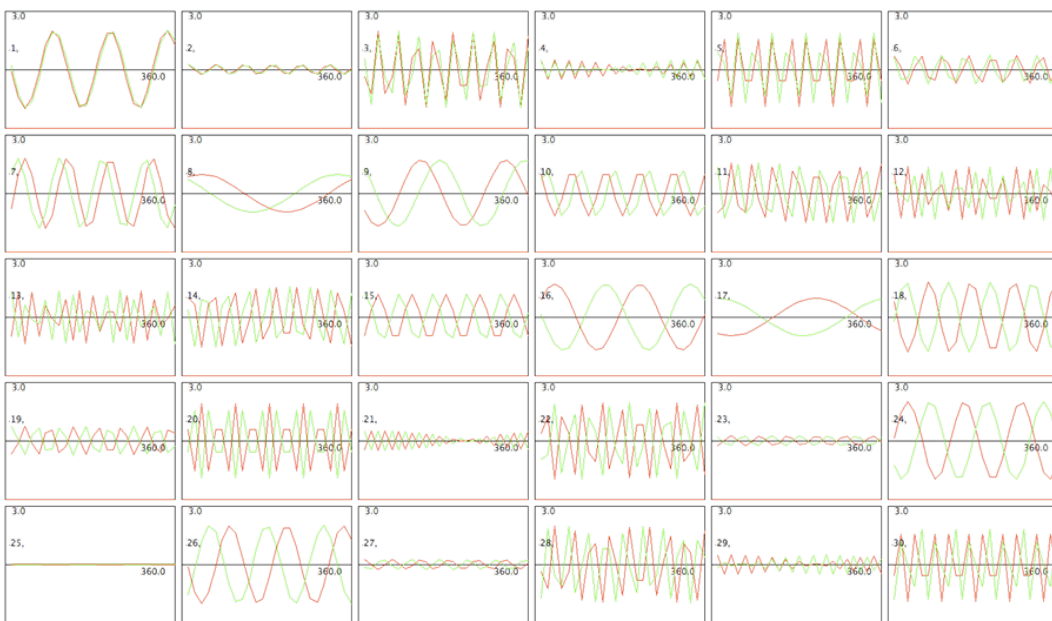


FIGURE 31 – Nappe de courant dans l'entrefer pour différents harmoniques de courant

En pratique, chaque section est traversée par un courant en forme de créneaux. Nous avons donc représenté ci-dessous la nappe de courant le long de l'entrefer à 4 instants successifs : Certes,

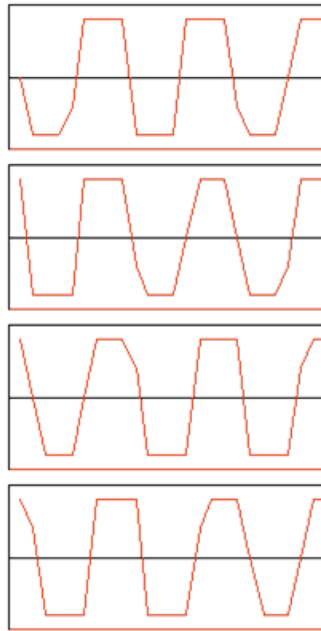


FIGURE 32 – Nappe de courant dans l'entrefer pour un courant de phase de forme carrée

la répartition spatiale des ampères-tours n'est pas sinusoïdale, mais elle n'en est pas très éloignée.

Table des figures

1.1	Schématisation du circuit de démarrage et de recharge de la batterie	1
1.2	Schéma des différentes parties constituant le démarreur	2
1.3	Induit (a,b) et Inducteur (c,d) d'un FS18	2
1.4	Schéma du bobinage d'un FS18 : disposition et connexions d'une section d'induit .	3
1.5	Schématisation du bobinage d'un FS18 pour 1, 2 et 3 paires de balais	3
1.6	Courbes caractéristiques d'un FS18	5
1.7	Evolution du couple de charge du démarreur évalué sur l'axe du vilebrequin	6
1.8	Evolution des vitesses du vilebrequin et de l'arbre du démarreur	6
1.9	Cas d'un démarrage échoué par excès d'inertie et par manque d'inertie	7
1.10	Caractéristique type d'un démarreur	8
2.1	Répartition des applications des aimants permanents (Source Valeo)	10
2.2	Plus de 100 aimants permanents dans une automobile moderne (Source Valeo) . .	10
2.3	Les différents types de moteur et possibilités d'adjonction d'aimants permanents .	11
2.4	Classification des matériaux selon leur champ coercitif et leur rémanence	12
2.5	Mise en évidence de la réaction magnétique d'induit	13
2.6	Superposition des inductions dues à l'aimant et à l'induit	13
2.7	« Pole shoe » sur une machine bipolaire à courant continu	13
2.8	Circuit magnétique mettant en évidence la notion de volume critique	15
2.9	Schéma à l'échelle montrant le dépassement des aimants par rapport au rotor . . .	16
2.10	Comparaison de la caractéristique couple/vitesse pour un inducteur à aimants et pour un inducteur à pôles bobinés	16
2.11	Structure d'inducteurs à aimants périphériques dans les machines à champs radial	17
2.12	Structure d'inducteurs à aimants enterrés dans les machines à champs radial . . .	18
2.13	Disposition classique des aimants dans les inducteurs statoriques	19
2.14	Schéma d'un rotor de machine synchrone équipé d'une aimantation Halbach . . .	20
2.15	Présentation d'une structure radiale et de deux structures de Halbach (3 et 4 seg- ments par pôles)	21
2.16	Effet de la réaction magnétique d'induit sur une structure radiale et sur une struc- ture Halbach	22
2.17	Quelques configurations de rotor à aimants interpolaires	24

2.18	Représentation flux/courant de la machine à courant continu idéale (à gauche) et réelle (à droite)	26
3.1	Points et lignes, pour le seul pôle modélisé parmi 6	28
3.2	Géométrie d'un FS18 une fois modélisé	28
3.3	Caractéristique $B = f(H)$ du matériau TCSAT	28
3.4	Schématisme des aimants pour l'étude par plan d'expériences	29
3.5	Exemple illustrant la symétrie des configurations	29
3.6	Angle $\beta = f(\alpha)$ pour différentes largeurs d'aimantation radiale	30
3.7	Couple magnétique au rotor en fonction de n_{sup} et n_{inf}	30
3.8	Configuration optimale du plan complet ($n_{sup}=8, n_{inf}=7$)	31
3.9	Courbe de réponse pour $n_{sup}=n_{inf}$	31
3.10	Configuration optimale pour une structure composée d'une seule couche	31
3.11	Niveaux d'induction dans l'entrefer pour une configuration monocouche et une configuration FS18 classique	32
3.12	Présentation des topologies et résultats pour un calage nul	34
3.13	Effet du calage angulaire sur les configurations PE2 à 4	35
3.14	Evolutions des couples instantanés développés sur l'induit en fonction du décalage mécanique des balais	36
3.15	Evolutions des couples moyennés développés sur l'induit en fonction du décalage mécanique des balais	36
3.16	Nappe de réponse du plan grille	38
3.17	Evolutions des couples instantanés développés sur l'induit en fonction du décalage mécanique des balais	39
3.18	Evolutions des couples moyennés développés sur l'induit en fonction du décalage mécanique des balais	39
3.19	Evolution du couple fonction du calage pour une structure Halbach à aimants NdFeB	40
4.1	Répartition des sections d'induit en différentes voies d'enroulement	46
4.2	Représentation globale des différentes phases de l'algorithme de modélisation <i>SimStart</i>	47
4.3	Géométrie complète du FS18	47
4.4	Représentation des lignes de champ avec une seule section alimentée	48
4.5	Représentation du niveau d'induction avec une section alimentée	48
4.6	Evolution des coefficients d'une ligne de la matrice inductance	49
4.7	Positionnement des shunts magnétiques dans un FS18	49
4.8	Evolution des 25 coefficients de la matrice inductance en fonction de la position de la section par rapport aux shunts	50
4.9	Dégradé d'induction mettant en lumière les chemins privilégiés du flux magnétique	50
4.10	Forme d'onde de FEMs à vide en fonction du système d'aimants utilisé	51
4.11	Forme générale de la topologie et bobinage de la machine	52
4.12	Présentation des différentes étapes préalables à la résolution	53

4.13	Méthode de résolution	55
4.14	Schématisation du contact glissant Cuivre/Cuivre et Cuivre/Balai	56
4.15	Circuit électrique	56
4.16	Réalisation du dispositif expérimental	57
4.17	Evolution du courant et de la tension lors de l'arc électrique	57
4.18	Evolution de la puissance dissipée pour l'enregistrement effectué	58
4.19	Evolution du rapport U/I de l'arc en fonction de sa longueur	58
4.20	Induit servant à la mesure et schéma de principe	58
4.21	Evolution de la tension et du courant d'arc	59
4.22	Exemple d'approximation de la tension d'arc	59
4.23	Coefficients V_0 et C permettant une approximation de l'arc en tension	60
4.24	Evolution du courant en fonction du temps pour trois inductances distinctes (échelle colorée : vitesse d'ouverture du contact)	61
4.25	Evolution du courant normé en fonction de t/I_0 pour trois inductances distinctes (échelle colorée : vitesse d'ouverture du contact)	61
4.26	Normalisation de la décroissance du courant d'arc	61
4.27	Evolution de la surface de contact lorsqu'un balai passe sur une lame	62
4.28	Evolution de la caractéristique chute de tension fonction de la surface de contact	63
4.29	Visualisation des ouvertures du démarreur pour la visualisation des arcs avec la caméra rapide	63
4.30	Dispositif expérimental de mise en évidence des arcs électriques au moyen d'une caméra rapide	64
4.31	Visualisation d'un arc lié au saut d'un balai d'un démarreur FS18	64
4.32	Etablissement des arcs électriques de commutation dans un démarreur FS18	64
4.33	Visualisation d'un arc lié à la commutation sous un balai d'un démarreur FS18	65
4.34	Interface du <i>SimStart</i> en cours de calcul	66
4.35	Exemple de représentation de l'interface de sortie du <i>SimStart</i>	66
4.36	Exemple de diagramme du <i>SimStart</i>	67
4.37	Caractéristiques simulée (en noir) et mesurée (en bleu) avant recalage de <i>SimStart</i>	69
4.38	Evolution de la résistance de contact fonction de la surface S	70
4.39	Comparaison de la caractéristique calculée et de la caractéristique mesurée	70
4.40	Comparaison des tensions et courants d'arc suivant le type de modélisation de l'arc	71
4.41	Résultats du couplage faible entre <i>SimStart</i> et FEMM	72
4.42	Circulation du courant entre les balais d'une même polarité	74
4.43	Dispositif expérimental de mesure du courant de circulation inter-balais	74
4.44	Circulation de courant dans les tresses des balais	75
4.45	Différence entre les courants de voie d'enroulement pour un calage variable du balai 2+ (Simulé via <i>SimStart</i>)	76
4.46	Différentes configurations de bobinage pour un FS18	78
4.47	FEM récoltées par les différents bobinages	79

4.48	Décomposition en série de Fourier de ces FEM	79
4.50	Schéma du bobinage d'un FS18 : disposition et connexions d'une section d'induit .	81
4.49	Positionnement des shunts magnétiques dans un inducteur à aimants	81
4.51	Schéma de principe de la modélisation	82
4.52	Comportement d'une machine à courant continu sans effet d'inductance et à calage nul	82
4.53	Diagramme vectoriel d'une machine à courant continu sans effet inductif, à calage nul	83
4.54	Comportement d'une machine à courant continu sans effet d'inductance et pour différents calages	83
4.55	Diagramme vectoriel pour un calage des balais non nul	84
4.56	Diagramme vectoriel d'une machine à courant continu contenant une inductance .	84
4.57	Comportement d'une machine à courant continu avec effet d'inductance et pour différents calages	85
4.58	Comportement d'une machine à courant continu pour différentes inductances et un unique calage	85
4.59	Diagramme vectoriel d'une machine à courant continu contenant une inductance saturable	86
4.60	Comportement d'une machine à courant continu pour différents modèles de saturation et un calage nul	86
4.61	Comportement d'une machine à courant continu pour différents modèles de saturation et un unique calage négatif	87
4.62	Comportement d'une machine à courant continu pour différents modèles de saturation et un unique calage positif	87
4.63	Caractéristique magnétique utilisée pour l'axe d et l'axe q	88
4.64	Diagramme vectoriel d'une machine à courant continu présentant un effet de réluctance variable	88
4.65	Comportement d'une machine à courant continu pour un décalage positif de l'axe d	88
4.66	Comportement d'une machine à courant continu pour un décalage négatif de l'axe d	89
4.67	Modélisation d'une machine à courant continu avec inductance saturable et effet de saillance ($\theta = 60^\circ$)	89
4.68	Modélisation d'une machine à courant continu avec inductance saturable et effet de saillance ($\theta = -60^\circ$)	90
4.69	Courbes de magnétisation de la machine	90
4.70	Caractéristique $f_d = f_q = f(I)$ pour la FS20	91
4.71	Résultats expérimentaux et simulations de la FS20 pour différents calages (vitesse et courant)	91
4.74	Caractéristique $f_d = f(I)$ et $f_q = f(I)$ pour la FS18	92
4.72	Résultats expérimentaux et simulations de la FS20 pour différents calages (courbe de couple et de puissance)	92

4.73	Manque de couple et de puissance pour la FS20	92
4.75	Résultats expérimentaux et simulations d'un FS18	93
4.76	Manques de couple et de puissance liés aux pertes dans un démarreur FS18	94
5.1	Caractéristique $B = f(H)$ d'un matériau ferromagnétique et pertes par hystérésis	98
5.2	Evolution de la somme d'une FEM contenant des harmoniques 1 à 30 dans un bobinage fermé à 25 sections	100
5.3	Dispositif expérimental de séparation des pertes du démarreur	101
5.4	Evolution de la perte de couple d'un démarreur complet pour différentes culasses	101
5.5	Evolution de la perte de couple d'un démarreur sans balais pour différentes culasses	101
5.6	Evolution du couple perdu par les frottements des balais	101
5.7	Evolution du couple perdu par pertes fer	101
5.8	Evolution de la résistance du démarreur en fonction du courant pour différentes vitesses	102
5.9	Evolution de la résistance du démarreur en fonction de la vitesse pour différents courants	102
5.10	Séparation des pertes d'un FS18 pour différents calages	105
5.11	Séparation des pertes d'un FS18 pour différents calages sans les pertes Joule	105
5.12	Séparation des pertes d'un FS18 pour différents calages en fonction de la vitesse (sans les pertes Joule)	106
5.13	Séparation des pertes d'un FS20 pour différents calages	107
5.14	Séparation des pertes d'un FS20 pour différents calages sans les pertes Joule	108
5.15	Séparation des pertes d'un FS20 pour différents calages en fonction de la vitesse (sans les pertes Joule)	108
5.16	Tableau comparatif de différentes solutions pour le concept VIVA	111
5.18	Comparaison de la masse de l'induit FS18/FS20 et de l'induit de la VIVA	112
5.17	Induit prototype en PEEK de la VIVA	112
5.19	Comparaison de la caractéristique ISO pour lae FS18 et pour la VIVA	113
5.20	Courbe de magnétisation de la VIVA	113
5.21	Caractéristiques simulées et mesurées de la VIVA	114
5.22	Manque de couple lié aux pertes sur la VIVA	115
5.23	Séparation des pertes d'une VIVA pour différents calages	116
5.24	Séparation des pertes d'une VIVA pour différents calages sans les pertes Joule	117
5.25	Séparation des pertes d'une VIVA pour différents calages en fonction de la vitesse (sans les pertes Joule)	117
5.26	Configuration optimale disposant uniquement d'aimants radiaux	119
5.27	Configuration optimale disposant de transitions de Halbach	119
5.28	Influence de l'inertie de l'induit sur le démarrage d'un moteur thermique.	120
29	Evolution du vecteur d'espace pour différentes harmoniques de courant	135
30	Evolution du vecteur d'espace pour différentes harmoniques de courant	136

31	Nappe de courant dans l'entrefer pour différents harmoniques de courant	136
32	Nappe de courant dans l'entrefer pour un courant de phase de forme carrée	137

Liste des tableaux

1.1	Caractéristiques des différentes batteries normalisées	4
2.1	Caractéristiques des principales familles d'aimants	12
3.1	Couples maximaux développés sur les différentes structures	37
3.2	Tableau synoptique des configurations traitées	43
4.1	Valeurs des paramètres R et L pour 4 inductances différentes	59
4.2	Résultats de l'optimisation	70
4.3	Grandeurs macroscopiques moyennées issues de simulations d'un FS18	72
4.4	Considérations théoriques sur un démarreur à 1, 2 et 3 paires de balais	76
4.5	Grandeurs macroscopiques moyennées issus de simulations d'un FS18 à une, deux et trois paires de balais	77
5.1	Tableau de synthèse sur la séparation des pertes pour FS18 et FS20	103
5.2	Coefficients correctifs pour le FS18	104
5.3	Coefficients correctifs pour le FS18	107
5.4	Coefficients correctifs pour la VIVA	116
5	Caractéristiques principales d'un FS18	129
6	Evolution du courant d'arc pour identification de l'inductance L du circuit à couper (cas d'une seule section à commuter)	132
7	Evolution du courant d'arc pour identification de l'inductance L du circuit à couper (cas de deux sections en commutation simultanées)	132

Resumé

Dans de nombreuses applications du génie électrique, les machines à commutation mécanique constituent encore à ce jour une solution pertinente à l'implantation d'un actionneur électromécanique. Leur grande fiabilité et leur coût de fabrication relativement limité restent des avantages indéniables malgré les progrès récents de l'électronique. Ceci justifie les recherches actuelles sur ces machines.

Le démarreur automobile, dispositif permettant l'entraînement du moteur thermique, doit répondre à un cahier des charges statique et dynamique exigeant. Ces travaux présentent l'étude des machines électriques mises en œuvre dans les démarreurs. Deux méthodologies de modélisation y sont présentées.

La première consiste à résoudre les équations qui régissent le comportement des circuits électriques équivalents aux différentes topologies de la machine. Elle permet de ressortir les évolutions temporelles de toutes les grandeurs électriques et magnétiques de la machine.

La seconde, plus rapide, reprend la théorie de la modélisation des machines synchrones par vecteurs d'espace. Une généralisation de cette théorie à la machine à courant continu a été élaborée.

Plusieurs dispositifs expérimentaux ont permis d'enrichir ces modèles et de mener une séparation des pertes sur deux appareils de la gamme des démarreurs à aimants : le FS18 et le FS20.

Un nouveau principe nommé VIVA a été élaboré permettant une hausse du rendement des machines. Des validations expérimentales ont permis la vérification des modèles et la validation des concepts.

Mots Clés : Machine à courant continu, Commutation, Balais, Modélisation, Vecteurs d'Espace.