



Contribution au développement et à l'optimisation des machines électriques à courant continu pour des applications Stop-Start

Razmik Demirjian

► To cite this version:

Razmik Demirjian. Contribution au développement et à l'optimisation des machines électriques à courant continu pour des applications Stop-Start. Energie électrique. Université de Grenoble, 2013. Français. NNT : 2013GRENT097 . tel-01024453v2

HAL Id: tel-01024453

<https://theses.hal.science/tel-01024453v2>

Submitted on 16 Sep 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Génie Électrique**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Razmik DÉMIRJIAN

Thèse dirigée par **Yves MARÉCHAL**

et codirigée par **Albert FOGGIA & Lauric GARBUIO**

préparée au sein du **Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble G2eLab**

et de l'école doctorale d'**Électronique, Électrotechnique, Automatique et Traitement du Signal EEATS**

Contribution au développement et à l'optimisation des machines électriques à courant continu pour des applications Stop-Start

Thèse soutenue publiquement le **04 novembre 2013**,
devant le jury composé de :

M. Noureddine TAKORABET

Professeur, INPL-ENSEM- GREEN-Université de Nancy, Rapporteur

M. Yvan LEFEVRE

Chargé de recherche CNRS, Rapporteur

M. Guy Clerc

Professeur à l'Université Claude Bernard Lyon 1, Examineur

M. Nicolas LABBE

Valeo Master Expert, Valeo Systèmes Électriques, Examineur

M. Yves MARECHAL

Professeur à l'INP de Grenoble, Directeur de thèse

M. Lauric GARBUIO

Maître de conférence à l'INP de Grenoble, Co-encadrant de thèse

M. Albert FOGGIA

Professeur Emérite à l'INP de Grenoble, Invité



*À ma mère Marguerite Démirjian,
À mon père Khatchig Démirjian.*

AVANT PROPOS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés dans le cadre d'une convention CIFRE, établie entre le Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble et l'entreprise Valeo. Cette collaboration m'a permis d'acquérir une expérience humaine et professionnelle très enrichissante. Un environnement de travail agréable et de qualité a été assuré par la participation de nombreuses personnes. Je tiens à leur adresser ici mes sincères remerciements. Je tiens aussi à remercier toutes les personnes qui m'ont accompagné et soutenu jusqu'ici.

À ce titre, je suis, en premier lieu, très reconnaissant à mon directeur de thèse, Pr. Yves Maréchal, à mes encadrants, Pr. Émérite Albert Foggia et M. Lauric Garbuio, enseignant chercheur à Grenoble INP, ainsi qu'à mes responsables industriels M. Nicolas Labbe et M. Jean-Claude Mipo.

Je tiens également à témoigner ma gratitude envers Pr. Nouredine Takorabet et M. Yvan Leferve d'avoir accepté la charge de rapporteur et d'avoir pris du temps pour examiner mon travail doctoral. Les discussions et leurs suggestions perspicaces ont été très constructives pour finaliser ce manuscrit. J'adresse mes remerciements les plus respectueux au Pr. Guy Clerc pour avoir accepté de présider mon jury de thèse. Je lui sais gré d'avoir accueilli ma demande avec bienveillance.

Grand merci au Pr. Jean-Louis Coulomb pour toute l'attention et l'intérêt qu'il a porté à ces travaux de recherche et pour toute l'aide qu'il m'a apporté au cours des différentes étapes de cette thèse.

Je souhaite remercier Jérôme Delamare, Orphée Cugat, Delphine Riu, Nicolas Rouger, Nicolas Galopin et Marylin Fassenet pour leur soutien et leurs encouragements. Merci à tous les personnels du laboratoire et de l'entreprise, qu'ils soient ingénieurs, techniciens, administratifs ou agents, car j'ai eu souvent besoin de faire appel à leurs compétences.

Je souhaite aussi remercier mes collègues et amis : Sylvain Perez, Abdeljalil Daanoun, Raphaël Andreux, Aurélien Vauquelin, Mariam Ahmad, Bill Sesanga, Anthony Frias, Christian Jecu, Behzad Ahmadi, Julian Fernandez, Wagane Faye, Raha Vafaei, Jose Sanchez, Julien Roudaut, Adrian, Mansour et Aline Tawk. Je les en remercie très chaleureusement. Je tiens à faire part de ma profonde et véritable amitié à Georges Acharian, Ziad Ibrahim, Georges Nader, Michel Sarraf. Un grand merci à Anne Donabedian pour son aide et sa sympathie. Je remercie notamment Gabriela Viana pour tout son soutien dans les moments difficiles et pour sa présence. Un merci tout particulier à Gergely Nagy, à qui je porte une amitié sincère et avec qui j'ai toujours aimé parler science ou non, en partageant un petit verre. Toute mon amitié va également à Pierre Artiguebille qui a eu le courage de relire ce mémoire. Et bien d'autre encore...

Je souhaite remercier spécialement mes très chers parents, mon frère, ma sœur et Roger, et toute ma famille, pour leur soutien constant et essentiel durant toutes mes années d'études, pour leur grande patience et tout leur amour.

Pour clore ce préambule, je te remercie également toi, lecteur, de prendre le temps de lire ce manuscrit qui t'es destiné.

Table des matières

Introduction générale	11
Chapitre 1 Contexte et problématique	15
1.1 Introduction	17
1.2 Évolution des voitures	18
1.2.1 Véhicules thermiques	19
1.2.2 Véhicules hybrides thermique/électrique	19
1.2.3 Véhicules électriques	21
1.2.4 Aperçu et positionnement	21
1.2.5 Conclusion	24
1.3 État de l'art sur le système Stop-Start	24
1.3.1 Aperçu sur les systèmes assurant la fonction Stop-Start	25
1.3.1.1 Alterno-démarreurs entraînés par courroie.	25
1.3.1.2 Alterno-démarreurs intégrés	26
1.3.1.3 Démarreurs renforcés	26
1.3.1.4 Direct Starter	28
1.3.2 Bilan et perspectives	28
1.4 Évolution des moteurs électriques	29
1.4.1 Critère de la puissance massique et volumique	29
1.4.2 La contribution de la simulation	30
1.4.3 Sens des innovations	31
1.4.3.1 Les démarreurs	31
1.4.3.2 Progrès sur la modélisation	32
1.4.3.3 Approche basée sur une analogie entre machines à courant continu et machines synchrones	32
1.5 Conclusion du chapitre 1	33
Chapitre 2 Étude des bobinages d'induits	35
2.1 Introduction	37
2.2 Rapprochement des machines électriques	38
2.3 Principes de base du bobinage des machines à courant alternatif	40
2.3.1 Les têtes de bobines	40
2.3.1.1 Bobinage concentrique ou enchevêtré	40
2.3.1.2 Bobine par pôle ou par pôles conséquents	41

TABLE DES MATIÈRES

2.3.2	Bobinage à un ou deux faisceaux par encoche	42
2.3.2.1	Enroulement à une couche	42
2.3.2.2	Enroulement à deux couches	43
2.3.3	Bobinage à pas diamétral	43
2.3.4	Bobinage à pas raccourci	44
2.3.5	Champ magnétique produit par un enroulement	45
2.3.5.1	Cas d'une section par phase	45
2.3.5.2	Cas de plusieurs sections par phase	48
2.3.6	Bobinage de phases	48
2.3.7	Conclusion du bobinage des machine à courant alternatif . . .	54
2.4	Principe de réalisation des enroulements de l'induit des machines à courant continu	54
2.4.1	Bobinage d'induit des machines à collecteur	56
2.4.2	Emplacement des sections dans les encoches de l'induit	58
2.4.3	Raccordement d'enroulement d'induit au collecteur	60
2.4.4	Choix du type de bobinage	62
2.4.4.1	Bobinage imbriqué	63
2.4.4.2	Bobinage ondulé	63
2.4.4.3	Comparaison des bobinages imbriqué et ondulé	65
2.4.5	Conclusion du bobinage des machine à courant continu à col- lecteur	66
2.5	Similitude entre le bobinage d'induit des machines à courant alternatif et celui des machines à courant continu	67
2.5.1	Courant alternatif polyphasé dans l'enroulement sans et avec collecteur	68
2.5.2	Convertisseur et collecteurs tournants	70
2.6	Conclusion du chapitre 2	72
Chapitre 3 À la recherche d'un modèle précis et rapide		75
3.1	Introduction	77
3.2	Élaboration d'un modèle 3D du démarreur	78
3.2.1	Adaptation de maillage	79
3.2.2	Identification de la résistance de contact balai-lame	80
3.2.2.1	Description de la résistance de contact	82
3.2.2.2	Estimation de la résistance de contact.	83
3.2.2.3	Vérification par un modèle analytique	87
3.2.2.4	Validation du modèle	90
3.2.3	Modèle de l'arc électrique	91
3.2.4	Conclusion sur les contacts électriques	93
3.3	Prise en compte de l'effet 3D dans un modèle 2D	94
3.3.1	Choix des paramètres à ajuster	99
3.3.1.1	Analyse des structures pour déterminer les paramètres	99

TABLE DES MATIÈRES

3.3.1.2	Paramètres influents et analyse de sensibilité	101
3.3.2	Démarche d'identification de paramètres	103
3.3.2.1	Outil d'optimisation	104
3.3.2.2	Stratégies d'optimisation et <i>Fonctions objectifs</i> . . .	105
3.3.2.3	Coût de l'optimisation	107
3.3.3	Vérification de la démarche sur un modèle analytique	107
3.3.4	Application et résultats	111
3.3.4.1	Approximation de la <i>fonction objectif</i> par une <i>sur-</i> <i>face de réponse</i>	111
3.3.4.2	Vérification de la solution par simulation	111
3.3.5	Conclusion sur le modèle 2D équivalent	112
3.4	Conclusion et synthèse du chapitre 3	114
Chapitre 4	Recherche de structures dédiées à la fonction Stop-Start	115
4.1	Introduction	117
4.2	Rainure longitudinale dans les dents	118
4.2.1	Modélisation des courants de Foucault dans les tôles	118
4.2.1.1	Formulation	119
4.2.1.2	Description et représentation des paquets de tôles . .	119
4.2.1.3	Modélisation numérique	120
4.2.2	Atténuation des courants de Foucault	122
4.2.3	Conclusion sur les fentes des dents	125
4.3	Segmentation longitudinale des aimants	127
4.3.1	Choix des inductions rémanentes des aimants	129
4.3.2	Effet de la segmentation sur le flux magnétique	130
4.3.2.1	Flux magnétique établi par les aimants	130
4.3.2.2	Flux résultant	132
4.3.3	Influence de la segmentation sur les performances du moteur .	134
4.3.4	Conclusion sur la segmentation des aimants	135
4.4	Conclusion du chapitre 4	136
Conclusion générale et Perspectives		139
Annexe A	Description du démarreur FS18	143
A.1	Plans et matériaux du moteur <i>FS18</i>	144
A.1.1	Stator	144
A.1.2	Rotor	144
A.1.3	Système balais-collecteur	145
A.2	Le bobinage de l'induit	146
A.3	Performances électromécaniques	146
Annexe B	Résistance d'induit et type de bobinage	149
B.1	La résistance d'une section	150

TABLE DES MATIÈRES

B.2	La résistance du contact rotatif balais-lame	150
B.3	Résistance équivalente de l'induit.	156
B.4	Conclusion	157
Annexe C	Temps de court circuit d'une section dans une machine à collecteur	159
C.1	Cas du bobinage imbriqué	160
C.2	Cas du bobinage ondulé	163
C.3	Conclusion	165
Annexe D	Connexions équipotentiellles pour l'enroulement des ma- chines à courant continu	167
	Symboles et abréviation	169
	Bibliographie	178

Introduction générale

Les enjeux majeurs de développement durable telles que la surpopulation, le réchauffement climatique, l'épuisement des ressources naturelles et la persistance des polluants diffusés globalement dans l'atmosphère et dans les océans sont au cœur des préoccupations. De ce fait, progressivement l'activité humaine s'adapte à la situation et prend des mesures préventives appropriées afin de diminuer les risques et ses conséquences néfastes. Parmi ces mesures, celles qui touchent à des applications de grande série promettent des gains significatifs.

Dans les moyens de transport comme dans les foyers, une énorme quantité d'énergie est gaspillée quotidiennement. Parmi toutes les voies de progrès, on assiste au développement des énergies renouvelables, aux stratégies énergétiques intelligentes et à la réduction des pertes aux interfaces de conversion. Tout particulièrement, dans le secteur de l'énergie électrique, les améliorations sont portées non seulement sur le rendement des composants mais aussi sur leur pilotage dans des systèmes de plus en plus complexes et globaux. Par exemple, l'instrumentation, le contrôle et la gestion optimale de l'énergie, la maîtrise de ses nuisances et l'analyse du cycle de vie doivent être pris en compte dans cette optimisation globale. Pour atteindre cet objectif, la modélisation multi-physique et le calcul plus précis et plus complet des pertes sont des enjeux fondamentaux mais complexes.

Au cours des dernières années et poussés par les réglementations sur la réduction des émissions polluantes, les constructeurs automobiles ont introduit des technologies qui permettent aux moteurs à combustion interne de s'éteindre automatiquement lorsque les véhicules sont à l'arrêt. Il est en effet montré que laisser un moteur thermique fonctionner au ralenti sur une durée spécifique dépendant de la cylindrée, fait consommer plus de carburant et produit plus de gaz à effet de serre que l'arrêter et le redémarrer. Cette technologie est connue sous le nom de Stop-Start et les véhicules qui l'implémentent sont souvent nommés micro-hybrides. Pour un faible surcoût et pour des cycles normalisés souvent urbains, ces véhicules peuvent of-

frir des réductions significatives de la consommation de carburant et d'émission de CO_2 . Évidemment, les véhicules « mild hybrid » ou « full hybrid » ou 100% électriques permettent des réductions encore plus significatives, mais à un prix plus élevé notamment à cause du pack de batteries restant cher et contraignant (recyclage, coût, entretien, charge...). Nous nous focaliserons dans cette étude à trouver des solutions simples, fiables, rapidement industrialisables et sans augmentation des coûts de fabrication, adaptées à des véhicules d'entrée et de milieu de gamme. L'objectif étant de faciliter le déploiement de la technologie micro-hybride aux véhicules « low cost ».

Divers dispositifs permettent d'assurer la fonction Stop-Start. Du point de vue fonctionnel, elle se décompose en trois éléments : la source d'alimentation, l'électronique et la machine électrique. C'est cette dernière qui fait l'objet de cette thèse. Un nombre important de travaux de recherche récents ont été consacrés aux approches basées sur des alerno-démarrateurs souvent à base de machines synchrones. Par contre, le nombre de recherches portant sur des machines à courant continu est lui plus limité. Les démarrateurs traditionnels à courant continu, ont des structures et des principes de fonctionnement qui sont restés relativement inchangés au cours des dernières décennies. À travers cette thèse, nous chercherons de nouvelles perspectives sur ce type de machines afin de lever certains verrous technologiques et d'approfondir notre compréhension du comportement des moteurs à courant continu. Nous proposerons des méthodologies d'analyses et des pistes d'amélioration qui permettent de répondre rapidement au besoin.

Dans la gamme de démarrateurs à courant continu proposée par l'équipementier Valeo, deux familles d'inducteurs existent : inducteurs à aimants permanents et inducteurs bobinés. Nous ne traiterons dans ce mémoire que le cas des inducteurs à aimants permanents. Parmi les solutions possibles, nous écartons d'office celles qui font recours à l'utilisation d'aimants à base de terres rares. Même si l'utilisation de ces aimants a permis la réalisation de moteurs et de générateurs plus compacts et performants, les terres rares qui les composent, dont la majorité de la production vient de Chine, voient leurs prix fluctuer énormément et atteignent parfois des niveaux inabordables. Ceux-ci pénalisent lourdement leur utilisation dans des applications de grande série où le prix et la disponibilité des matières premières sont stratégiques. Dans le cadre de cette thèse, nous chercherons des solutions incluant des aimants ferrites moins performants certes, mais plus abordables au plan financier et disponible en grande quantité.

Ce mémoire de thèse est structuré en quatre chapitres. Dans le premier chapitre, nous décrivons tout d'abord le contexte qui pousse les fabricants automobiles notamment à vouloir révolutionner leurs véhicules. La hausse continue du nombre de véhicules fabriqués conjuguée à une diminution des ressources pétrolière font resurgir les véhicules électriques abandonnés dans les premières décades du XX^e siècle.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Pour y arriver, une des pistes est de rendre nos véhicules thermiques de plus en plus électriques afin d'augmenter leur efficacité énergétique. Nous exposons alors les différentes technologies disponibles et particulièrement les nouvelles générations de moteurs électriques destinées aux chaînes de traction mais aussi aux applications auxiliaires. Nous présentons ensuite une analyse détaillée des contraintes technologiques et fonctionnelles des démarreurs destinés aux applications Stop-Start. Celle-ci permet d'identifier les différents axes de développement spécifiques de ces démarreurs : augmenter le nombre de cycles de fonctionnement, améliorer la reprise de l'entraînement du moteur en douceur, garder un coût et une robustesse équivalente à l'actuel.

Ainsi, le deuxième chapitre est consacré à l'étude du choix du bobinage d'induit. Il représente l'un des points essentiels de la construction d'une machine. À travers une étude bibliographique, nous rassemblons l'ensemble des différentes topologies de bobinage possible pour la machine à courant continu mais aussi pour les machines alternatives. De plus, nous soulignons la similitude entre ces deux types de bobinages et suggérons une approche basée sur la similitude des machines. Ainsi, est il possible de transférer de tout le savoir-faire des moteurs à courant alternatif transposés au cas des machines à courant continu.

Dans le troisième chapitre, nous proposons un modèle de dimensionnement par éléments finis **précis** et **rapide** adapté à l'étude des démarreurs Stop-Start. Ceux-ci sont profondément 3D en comparaison aux moteurs standards qui sont du type 2D extrudé. En premier lieu, nous présentons un modèle éléments finis 3D précis de la structure magnétique de la machine faisant appel à l'utilisation d'un maillage adapté. Celui-ci permet de réduire le nombre d'éléments tout en garantissant une bonne fiabilité. Cependant, il reste encore couteux en ressource et en temps pour pouvoir s'inscrire dans une démarche d'optimisation rapide. Naturellement, nous recherchons un modèle plus léger et choisissons de définir une modélisation 2D corrigée pour prendre en compte les effets 3D. En outre, l'un des points délicats des machines à courant continu est la modélisation du collecteur. Nous mettons alors en place une méthode d'identification du comportement complexe du contact balai-lame basée sur une approche d'optimisation.

Enfin, dans le dernier et quatrième chapitre, nous explorons de nouvelles structures de démarreurs pour les applications Stop-Start. De façon générale, ces études conduisent à une réduction de pertes et une augmentation de la puissance, conditions nécessaires pour ces nouvelles applications micro-hybrides. Une première étude traite de la réduction des pertes par courants de Foucault dans l'induit grâce à l'insertion de rainures dans les dents du circuit magnétique. Ensuite, nous présentons la segmentation des aimants de l'inducteur et nous évaluons son impact sur les performances du moteur.

Chapitre 1

Contexte et problématique

Sommaire

1.1	Introduction	17
1.2	Évolution des voitures	18
1.2.1	Véhicules thermiques	19
1.2.2	Véhicules hybrides thermique/électrique	19
1.2.3	Véhicules électriques	21
1.2.4	Aperçu et positionnement	21
1.2.5	Conclusion	24
1.3	État de l'art sur le système Stop-Start	24
1.3.1	Aperçu sur les systèmes assurant la fonction Stop-Start	25
1.3.2	Bilan et perspectives	28
1.4	Évolution des moteurs électriques	29
1.4.1	Critère de la puissance massique et volumique	29
1.4.2	La contribution de la simulation	30
1.4.3	Sens des innovations	31
1.5	Conclusion du chapitre 1	33

*P*OUR des raisons économiques et écologiques, les voitures deviennent de plus en plus électriques afin de diminuer leur consommation d'énergie carbonée et non renouvelable. Au sein de ces ensembles complexes, les moteurs électriques, y compris les démarreurs, contribuent à ce changement. Notre étude se concentre sur les machines à courant continu à collecteur mécanique, qui sont des machines à faible coût et donc bien placées sur des marchés de masse. Ces moteurs, dont le rendement de l'ordre de 50-60% est nettement plus faible que d'autres types de machines tournantes, ne font l'objet que d'assez peu de travaux récents. Nos travaux portent sur leur utilisation dans la fonction Stop-Start, un premier pas vers les véhicules électriques.

1.1 Introduction

Sur le globe terrestre, 48 millions de voitures sont fabriquées par an, et la demande de pétrole a augmenté de 4% par an jusqu'en 2008. Sans mentionner les nuisances sonores, les transports ont un impact dévastateur sur l'environnement. Ils représentent 25% des émissions de gaz à effet de serre dans le monde. La pollution de l'air dans des grandes villes par le monoxyde de carbone CO et par le dioxyde d'azote NO_2 proviennent essentiellement des échappements des véhicules (90% et 80% respectivement), le taux du dioxyde de carbone CO_2 quant à lui est en forte croissance. Le monde doit faire face alors non seulement au défi du réchauffement climatique, mais aussi au défi du renchérissement des énergies fossiles et des matières premières.

Dans ce contexte de hausse des prix des carburants et de lutte contre la pollution, le véhicule électrique est une solution radicale, dans le sens où il n'émet pas directement de gaz polluants. Cependant, avec les technologies actuelles, il n'est pas capable de se substituer au véhicule propulsé par un moteur à combustion. Ces derniers, devenus de plus en plus sophistiqués avec le temps, ont largement progressé et ont désormais atteint une efficacité incontestable. Les remplacer par des véhicules électriques *propres* nécessite une transition, qui passe par une étape hybride thermique/électrique.

En l'occurrence, pour commencer, il est nécessaire de compenser l'inéluctable croissance du parc automobile par une réduction de la consommation et des émissions polluantes de chaque véhicule : Grâce à une électrification croissante de l'automobile, les véhicules thermiques actuels peuvent réduire substantiellement leur consommation et leurs émissions.

1.2. ÉVOLUTION DES VOITURES

Les véhicules dits micro-hybrides permettent d'introduire progressivement une part électrique dans la chaîne de motorisation via les fonctions Stop-Start et la récupération d'énergie de freinage ou des gaz d'échappement.

1.2 Évolution des voitures

Toutes les voitures, quelque soit le moyen de propulsion, ont besoin d'embarquer une certaine quantité d'énergie permettant d'assurer une autonomie suffisante. Cependant la consommation de l'énergie stockée dans la voiture dépend de beaucoup de facteurs : la masse, l'aérodynamisme, le rendement de la motorisation équipant le véhicule et aussi la gestion d'énergie.

Compte-tenu des enjeux économiques et écologiques, le secteur de l'automobile subit depuis quelques années une véritable révolution, à la recherche d'alternatives à la traction à base d'hydrocarbures. La motorisation électrique est sans doute le substitut le plus élégant, mais le point faible réside dans le stockage (batterie d'accumulateurs) ou la production (pile à combustible à l'hydrogène) de l'électricité. Ces points constituent les verrous scientifiques et technologiques actuels.

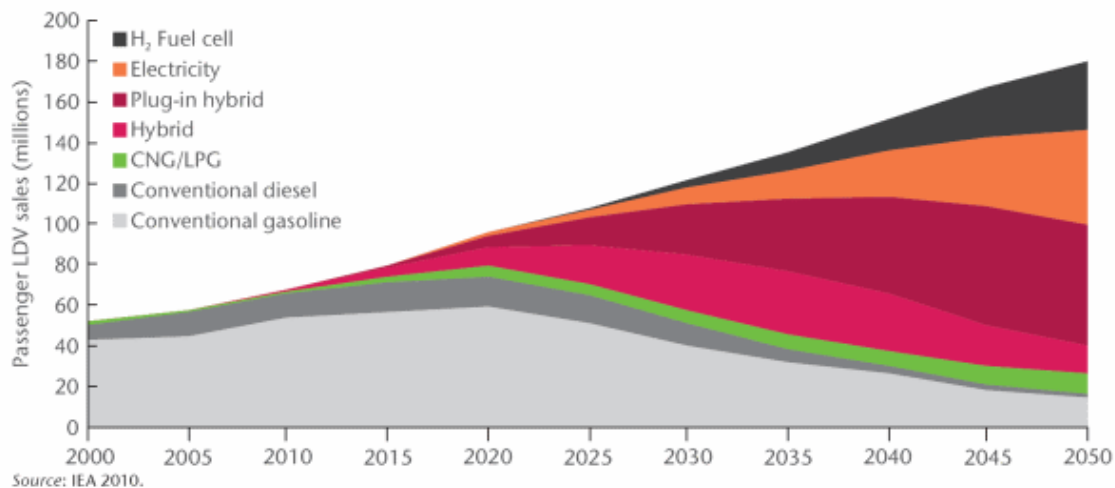


FIGURE 1.1 – Évolution des ventes de véhicules légers (prospectives 2011 [1]).

Les prévisions prévoient une transition lente et progressive (figure 1.1) vers des véhicules plus propres. Le terme « plus électrique » est souvent employé pour désigner l'évolution technologique qui consiste à remplacer une partie de la chaîne de traction par des actionneurs électriques. Nous allons maintenant positionner cette thèse dans l'évolution des technologies automobiles.

1.2.1 Véhicules thermiques

Les véhicules thermiques ont bénéficié de progrès constants depuis leur création. Les moteurs à combustion interne se sont perfectionnés au cours du temps et ont encore un bel avenir devant eux. A l'heure actuelle, la quasi-totalité des véhicules utilisent une chaîne de traction conventionnelle, fonctionnant à partir d'hydrocarbures (essence ou diesel). Cependant, ces moteurs doivent désormais faire face aux attentes issues de la montée des prix du pétrole et des enjeux écologiques : les réponses résident dans la réduction de la cylindrée, une meilleure catalyse, une hybridation, des systèmes de combustion à basses émissions ou encore la commande électromagnétique des soupapes... [2]

Ces moteurs sont encore capables de réduire considérablement leur consommation et leurs émissions. Les gisements de gains résident dans l'optimisation de l'usage de l'énergie au sein du véhicule en minimisant le gaspillage, et dans ce domaine, l'application Stop-Start de la famille micro-hybride est bien placée.

1.2.2 Véhicules hybrides thermique/électrique

L'introduction de l'électricité dans la motorisation des véhicules thermiques débute par la gestion de l'énergie puis passe par sa récupération pour aller enfin jusqu'à la contribution à la motricité. On parle d'hybridation ou de véhicule hybride lorsqu'on combine deux sources d'énergie pour la propulsion. Plusieurs formes d'hybridation existent selon le niveau de profondeur de la combinaison (hybride, hybride rechargeable).

Fondamentalement, l'intérêt de la technologie hybride réside dans la combinaison des atouts du thermique et de l'électrique : Autonomie et performance sur route et faible nuisances urbaines. Cependant, l'hybridation comporte une double chaîne de traction qui engendre un surpoids, alourdissant le véhicule. L'hybridation, avec ses deux technologies, doit progresser sur chaque plan : amélioration et optimisation de la motorisation thermique, et aussi avancées sur la motorisation électrique et le stockage d'énergie, afin d'en diminuer les coûts et d'en améliorer les performances.

Si l'absence d'infrastructure de recharge des véhicules tout électriques confère une grande légitimité aux véhicules hybrides, ils reposent encore sur une technologie chère et relativement complexe. C'est pour cela que des solutions d'*hybridations partielles* existent :

Micro-hybride Cette catégorie elle-même peut se diviser en deux volets :

- La fonction Stop-Start : Pour éviter une consommation inutile et une émission des gaz à effet de serre durant les périodes où le fonctionnement du

1.2. ÉVOLUTION DES VOITURES

moteur thermique n'est pas nécessaire, le Stop-Start gère la coupure et le redémarrage automatique du moteur. Ce système intervient particulièrement dans les situations d'embouteillage, d'attente au feu rouge...

- La fonction Stop & Go : Ce système, en plus de la fonction précédente, intègre une récupération d'énergie au freinage. Il s'agit d'une conversion d'énergie au moment du freinage, l'énergie cinétique est transformée en énergie électrique (au moyen d'un freinage électromagnétique) qui est stockée dans des batteries spécifiques, capable de recueillir les courants générés par ce système.

Mild hybrid Dans cette fonction, le moteur à combustion interne est équipé par un moteur électrique. Le principe est de faire fonctionner ce dernier à son niveau de rendement optimal. Ce système récupère l'énergie excédentaire pour ensuite assister à l'accélération du véhicule. Il réduit donc la consommation en carburant du moteur thermique durant les phases les plus pénalisantes. Par ce niveau d'hybridation, il devient possible de diminuer la cylindrée du moteur thermique.

Le tableau de la figure 1.2, résume les différentes étape d'hybridation.

	Stop & start	Start & go	Mild hybrid	Full hybrid
Arrêt du moteur au ralenti	✓	✓	✓	✓
Freinage récupératif	-	✓	✓	✓
Downsizing du moteur thermique et assistance à l'accélération	-	-	✓	✓
Mode électrique	-	-	-	✓
Puissance électrique	2 kW	3 kW	10 kW	30 kW
Electronique de haute puissance	< 60V	< 60V	> 60V	500 V
Gain carburant (estimations sur cycle mixte) *	5 %	5 à 10 %	15 %	25 %
Surcoût de fabrication	~ 200€	~ 500€	~ 2000 €	~ 5000 €
Exemples d'applications	Citroën C3, Volkswagen Lupo	BMW Série 1 et 3	Chevrolet Tahoe GMC Yukon	Toyota Prius, Ford Escape Honda Civic, Nissan Altima

FIGURE 1.2 – Les spécifications des différents niveaux d'hybridation électrique/thermique [2].

D'une manière générale, l'hybridation, en cumulant les avantages de deux motorisations distinctes, offre une démarche progressive pour aboutir à un véhicule de plus en plus économe et de moins en moins polluant.

1.2.3 Véhicules électriques

Un véhicule 100% électrique est propulsé exclusivement par un ou plusieurs moteurs électriques. La source d'alimentation peut être une énergie électrique stockée dans des batteries ou éventuellement une énergie électrique générée par des piles à combustible (qui sont basées sur des réactions chimiques, l'oxydation et la réduction de l'hydrogène et l'oxygène). Ces deux approches comportent leurs lots d'avantages et de contraintes. La suprématie de l'une ou l'autre est difficile à prévoir, d'autant que les lobbys sont également très présents.

La motorisation électrique, qui a été surpassée par les moteurs à combustion interne dans l'histoire de l'industrie automobile, est réintroduite aujourd'hui dans le contexte de prix des carburants fossiles élevés et de lutte contre le changement climatique.

Ce véhicule présente de vrais avantages dans les centres villes encombrés, grâce à l'absence d'émissions polluantes au niveau de l'utilisation locale et du bruit qui est également nocif pour la santé humaine. Il bénéficie par ailleurs d'avantages fiscaux importants.

Par contre, techniquement, malgré les progrès réalisés et à venir, les véhicules tout électriques sont loin d'avoir la maturité nécessaire pour se substituer en masse aux véhicules thermiques. Les performances des batteries constituent la principale limite : poids, fiabilité, longévité et coût sont pénalisants et doivent sérieusement progresser pour assurer une autonomie suffisante.

Pourtant, cette option est revenue sur le devant de la scène grâce à ses qualités intrinsèques en phase avec la politique de lutte contre les gaz à effets de serre et les pollutions locales. De même, elle est l'une solution permettant de répondre au renchérissement du prix de l'énergie. Sa mise en place est un processus long et progressif, qui se fait à petits pas.

1.2.4 Aperçu et positionnement

La réduction significative des émissions de CO_2 dans des délais relativement courts est un défi particulièrement ardu lancé à l'industrie automobile par les gouvernements des grandes puissances mondiales. La figure 1.3 montre les progrès réalisés et à réaliser dans différents pays grâce à des initiatives dans l'efficacité énergétique.

1.2. ÉVOLUTION DES VOITURES

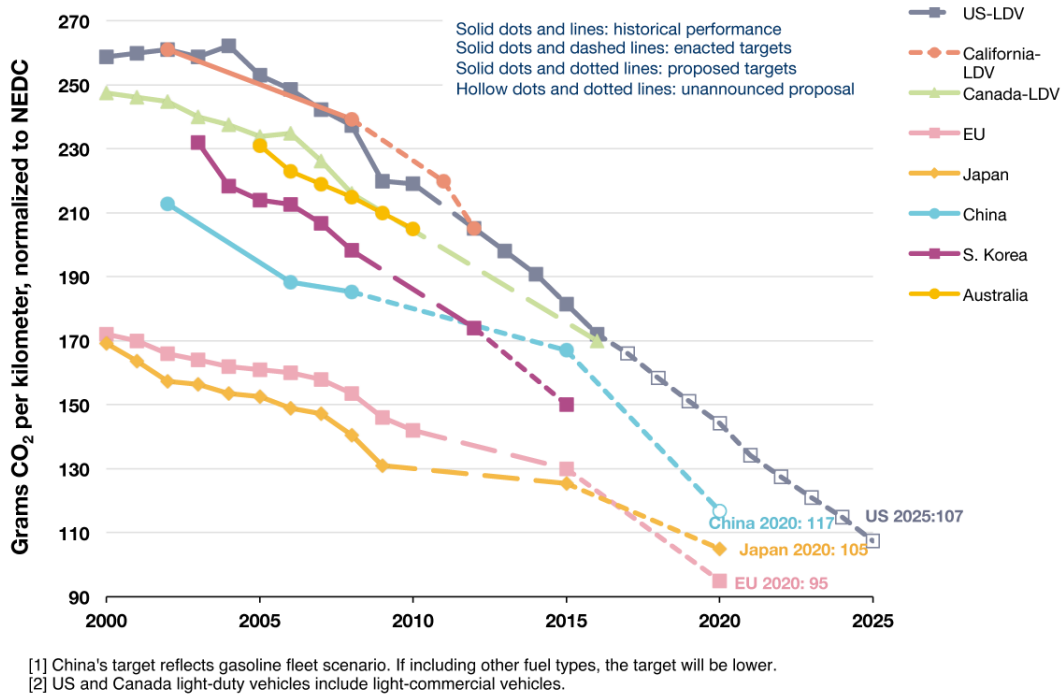


FIGURE 1.3 – Évolution des quantités de CO_2/km rejetées. [3]

NEDC (*New European Driving Cycle*) : nouveau cycle européen de conduite.

LDV (*Light Duty Vehicle*) : véhicules utilitaires légers.

1 mpg (*miles per gallon*) = 0.425 km/litre.

Dans ce contexte, l'optimisation des performances intrinsèques des moteurs thermiques, quel que soit leur régime de fonctionnement, reste l'une des préoccupations premières des constructeurs. Parmi les solutions possibles, l'hybridation électrique des moteurs thermiques apparaît comme étant particulièrement intéressante pour réduire la consommation de carburant. La voie vers les déplacements du futur se résume par le diagramme de la figure 1.4.

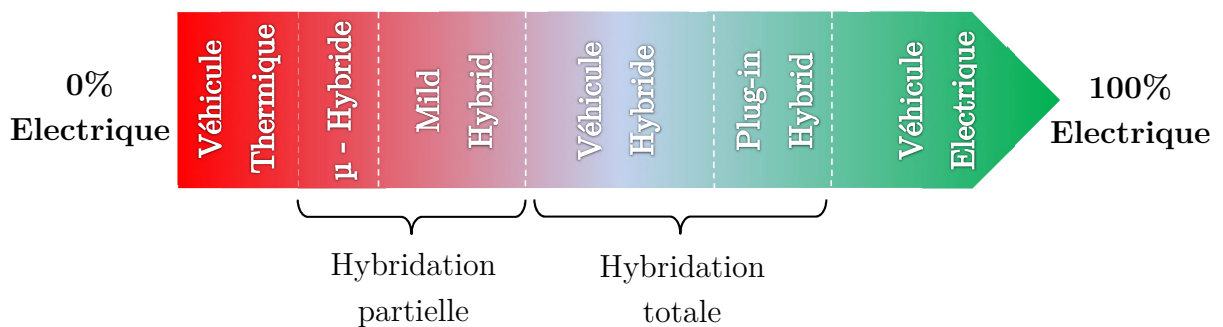


FIGURE 1.4 – Les étapes de l'électrification du véhicule automobile.

Les travaux de recherche de cette thèse s'inscrivent dans la première étape

CHAPITRE 1. CONTEXTE ET PROBLÉMATIQUE

micro-hybride, particulièrement dans la fonction Stop-Start. Dans la catégorie micro-hybride, Valeo a développé la fonction Stop-Start basée sur un alerno-démarrreur (*i-StARS*), où un seul moteur électrique vient remplacer le démarreur et l'alternateur des voitures conventionnelles. Ceci a fortement contribué à son acceptation par le marché. L'alterno-démarrreur *i-StARS* est produit en grande série depuis fin 2010. Valeo souhaite poursuivre plus avant cette véritable stratégie de gains CO_2 de masse, avec le développement de solutions technologiques à un coût abordable qui permettront une réduction significative, à l'horizon 2018-2020, des émissions de gaz à effet de serre.

La fonction Stop-Start qu'elle soit réalisée par des alerno-démarrreurs ou des démarreurs « renforcés » offrent des gains de CO_2 moins élevés que les autres niveaux d'hybridation, mais leurs bas coûts permettent une diffusion de masse très rapide : plus de 20 millions d'unités auront été produites en 6 années seulement fin 2012, et leur pénétration du marché s'accélère encore. Au final, leur apport en matière de réduction des émissions de CO_2 est donc plus rapide et plus marqué que celui des véhicules réellement hybrides plus onéreux. Les études de marché montrent qu'à l'horizon 2030, les véhicules équipés par le système Stop-Start pourraient représenter 39% du marché mondial, voir figure 1.5.

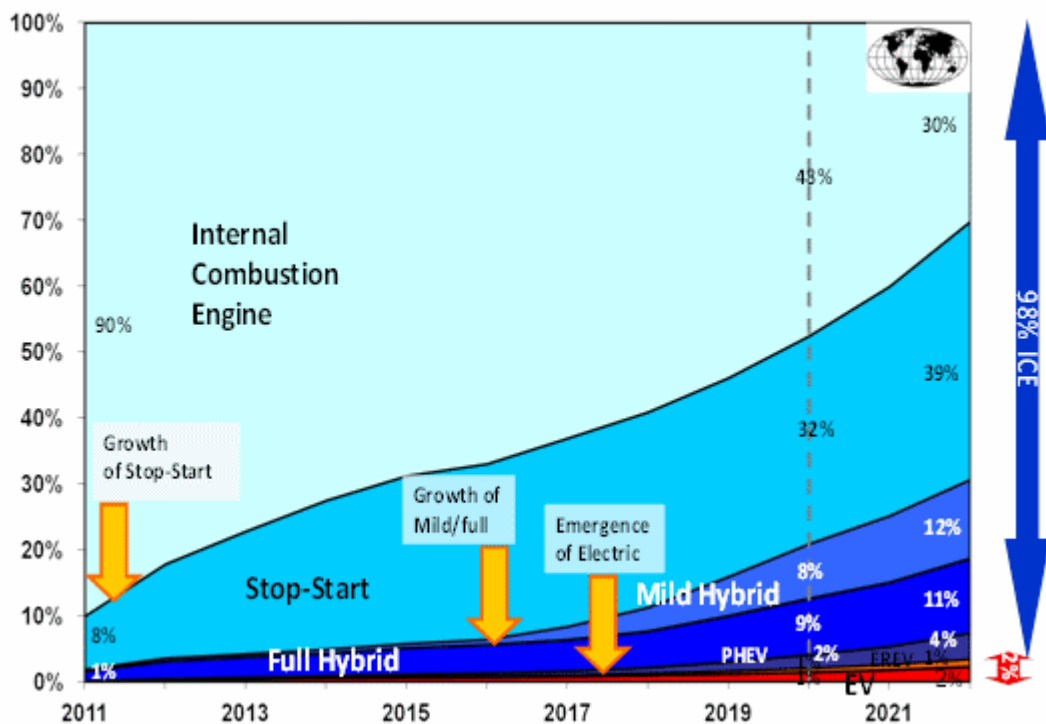


FIGURE 1.5 – Marché mondial des véhicules du futur.

1.2.5 Conclusion

Une bonne partie des automobiles qui circulent actuellement voire du catalogue des constructeurs a été conçue pour des prix modérés de l'énergie. L'augmentation des prix, le risque d'épuisement des ressources, et l'impact sur l'environnement exigent un changement. En attendant des solutions plus radicales, les premières actions sont orientées vers l'économie et la réduction des émissions en agissant sur les produits et technologies existants. Pour atténuer les effets environnementaux des moteurs thermiques tout en conservant leur remarquable facilité d'utilisation, il faut donc développer des solutions qui permettent de réduire rapidement leurs émissions. Le système micro-hybride, figurant parmi les meilleures options, doit atteindre une facilité d'implémentation et un coût encore plus abordable dans un marché fortement concurrentiel. L'objectif, dans le futur proche, est de déployer très largement la fonction Stop-Start.

1.3 État de l'art sur le système Stop-Start

La technologie Stop-Start est déjà relativement ancienne, ses débuts remontant aux années 80. Elle est apparue dans les produits des grands constructeurs comme Volkswagen avec ses Polo « Formel E » ou Golf « Umwelt » ou encore chez Fiat avec la Regata « ES », mais la fiabilité et le confort d'utilisation ne répondaient pas au niveau souhaité. Si les bases de cette technologie sont bien connues, ce n'est que récemment qu'elle a commencé à prendre de l'ampleur. Aujourd'hui, la fonction Stop-Start est massivement utilisée par les différents constructeurs automobiles en conjonction avec d'autres technologies permettant l'économie de carburant. Les diverses marques d'automobile promeuvent la technologie Stop-Start environnée d'autres options sous des appellations différentes. Les voitures avec l'option Stop-Start de la catégorie micro-hybride ne peuvent cependant pas être classées comme des voitures hybrides¹ puisque l'énergie de la batterie n'est pas utilisée pour déplacer le véhicule. Par contre, son faible coût lui procure un réel avantage de positionnement sur le marché.

Concrètement, la fonction Stop-Start n'est qu'un simple arrêt du moteur thermique lors de l'attente au feu rouge ou dans l'embouteillage et parfois aussi, lors de la conduite dans certaines situations. Ce dispositif sollicite cependant fortement la batterie avec les nombreuses occurrences de redémarrage. Comparativement aux batteries conventionnelles, les batteries utilisées dans le cadre de cette fonctionnalité doivent avoir les capacités nécessaires pour effectuer un nombre de démarrages plus important. Les constructeurs des batteries, quant à eux, ont lancé de nouveaux développements à ce sujet. Des nouvelles exigences portent également sur les moteurs

1. Full hybrid, en anglais.

électriques utilisés en tant que démarreur. Dans le paragraphe suivant nous allons énumérer les différents dispositifs permettant de réaliser la fonction Stop-Start et le type du moteur utilisé dans chaque cas.

1.3.1 Aperçu sur les systèmes assurant la fonction Stop-Start

Différentes technologies de Stop-Start ont été adoptées par les fabricants d'équipements à destination de l'industrie automobile. Voici les techniques les plus utilisées dans le marché :

Alternodémarreurs entraînés par courroie En anglais connu sous le nom Belt-Driven Starter Generator (BSG).

Alternodémarreurs intégrés En anglais connu sous le nom Integrated Starter Generator (ISG).

Démarreurs renforcés Enhanced Starter, en anglais.

1.3.1.1 Alternodémarreurs entraînés par courroie.

Le démarreur et l'alternateur conventionnel sont remplacés par une machine tournante unique offrant la fonction Stop-Start. Cette machine électrique est insérée dans le système de transmission par courroie d'un moteur à combustion classique, comme le montre la figure 1.6 . Cette approche possède l'avantage d'être intégrée

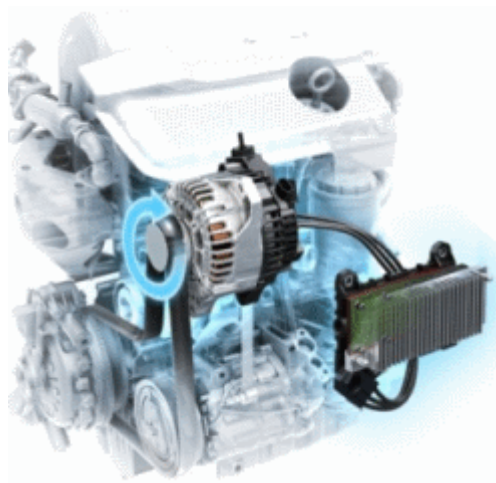


FIGURE 1.6 – Emplacement de l'alternodémarreurs entraîné par courroie.

de la même manière qu'un alternateur normal (mêmes points de fixation) et permet une reprise souple du fonctionnement. Cette technique, minimisant le temps du démarrage, couvre les cibles de micro et de mild hybride. Valeo produit ce type de solution sous le nom *StARS* et *i-StARS* ou encore *StARS+X*. Elle nécessite une électronique de conversion élaborée justifiée par l'utilisation d'une machine synchrone et un renforcement de la courroie de transmission. Ces deux points renchérissent le coût

1.3. ÉTAT DE L'ART SUR LE SYSTÈME STOP-START

de cette technologie qui est en conséquence moins adaptée aux voitures à faible coût.

1.3.1.2 Alternodémarrateurs intégrés

De la même manière, les alternodémarrateurs intégrés fusionnent les fonctions démarreur et alternateur et ils sont montés directement sur le vilebrequin du moteur thermique. Il s'agit d'une machine électrique synchrone assurant l'ensemble des fonctionnalités Stop-Start, récupération d'énergie, assistance électrique et traction tout électrique. Ces dispositifs de forte puissance (impossible par une transmission par courroie) sont insérés alors sur l'arbre du moteur thermique, selon la figure 1.7 . Ils

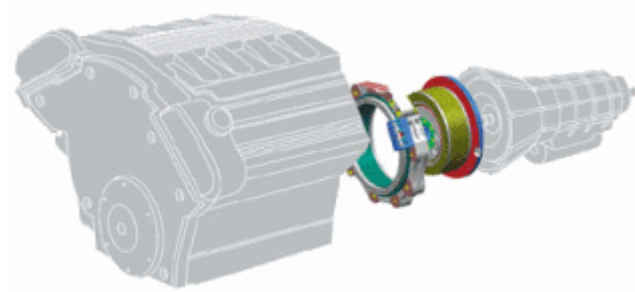


FIGURE 1.7 – Emplacement de l'alternodémarrateurs intégré.

nécessitent des bus d'alimentation électrique jusqu'à 48V en continu pour des puissances de l'ordre de 10kW et plusieurs centaines de volts au-delà. L'encombrement et le prix restent élevés.

1.3.1.3 Démarreurs renforcés

Les équipementiers automobiles proposent également la fonction Stop-Start à partir des démarreurs renforcés. Ce sont des moteurs à courant continu améliorés et adaptés à ce nouveau mode de fonctionnement. Ils peuvent aussi posséder des structures profondément remaniées par rapport aux démarreurs conventionnels, pour répondre aux exigences en matière de nombre de cycles ainsi qu'en matière de fonctionnalités (voir la figure 1.8 pour la composition d'un démarreur). Voici les principales pistes pratiquées permettant au démarreur de soutenir les contraintes de la fonctionnalité Stop-Start :

- Renforcement des roulements soumis à de contraintes mécaniques répétitives.
- Amélioration de la transmission mécanique assurée généralement par un train épicycloïdal pour les réducteurs².

2. Un réducteur est un système d'engrenage qui permet de modifier le rapport des vitesses et des couples entre l'induit et le pignon.

CHAPITRE 1. CONTEXTE ET PROBLÉMATIQUE

- Optimisation de l’engagement du pignon³ sur la couronne dentée du volant moteur⁴.
- Optimisation du collecteur pour augmenter la durée de vie.
- Dissociation du contacteur⁵ et du moteur (*Tandem Solénoïde*). Un nouveau contacteur comporte deux solénoïdes coaxiaux, un pour commander le pignon et l’autre pour alimenter le moteur électrique. Ceci crée une indépendance de contrôle simplifiant le processus de démarrage même si le vilebrequin du moteur thermique est en rotation (c’est à dire quand la voiture roule avec le moteur thermique en veille).
- Réduction du courant d’appel au démarrage grâce à un système intégré dans le contacteur qui limite l’intensité du courant.

Les démarreurs renforcés ne répondent en principe qu’à la seule fonction Stop-Start. Pour ajouter la fonction de récupération d’énergie au freinage, certains systèmes comprennent également un alternateur modifié. Cette solution offre l’avantage de limiter les coûts d’intégration mais ne permet pas de reprises de fonctionnement confortables ou à n’importe quelle vitesse de rotation du moteur thermique.

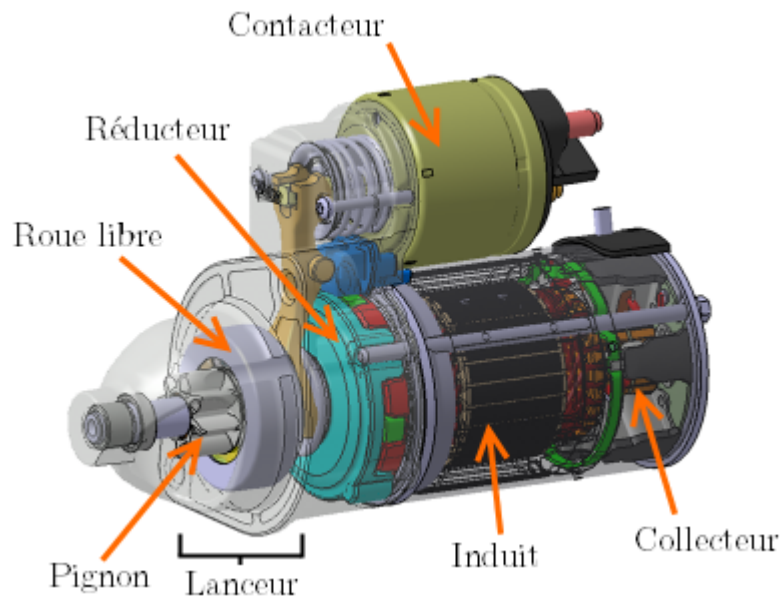


FIGURE 1.8 – Composition d’un démarreur.

Les démarreurs utilisés sont simples et leur prix est très compétitif. Cependant leur rendement est largement améliorable. Les travaux de recherche de cette thèse

3. Roue dentée coulissante sur une axe à la sortie du réducteur. Elle assure la transmission mécanique au moteur thermique quand elle s’emboîte sur la couronne.

4. Le volant moteur est l’élément du moteur thermique située en bout de vilebrequin.

5. Le contacteur est un électroaimant comprenant un solénoïde. Son rôle est de contrôler la position du pignon d’un démarreur.

1.3. ÉTAT DE L'ART SUR LE SYSTÈME STOP-START

portent sur cette technologie.

1.3.1.4 Direct Starter

Une autre technologie appelée « Direct Start » (DS) permet de réaliser des véhicules de type micro-hybride. Uniquement développé et proposé par Mazda, ce système repose sur un alternateur intelligent qui associé à une coupure de l'injection de carburant, permet d'arrêter le vilebrequin du moteur thermique dans une position compatible avec une reprise de l'allumage classique. Le principe de ce système est de placer les pistons dans une position optimale à l'arrêt du moteur, ce qui permet un redémarrage avec une simple injection de carburant dans un des cylindres du moteur thermique. Ce système offre un faible coût de construction et d'intégration mais n'est compatible qu'avec les moteurs à injection directe.

1.3.2 Bilan et perspectives

Bilan : Chacune de ces technologies répond à différents critères économiques et à différentes performances techniques. La figure 1.9 synthétise les caractéristiques de ces systèmes assurant la fonction Stop-Start. Les systèmes d'alternateur-démarrateurs permettent des gains en consommation et une douceur d'utilisation tout à fait satisfaisante mais souffrent d'un coût et d'une complexité élevés. A contrario, les systèmes de démarreurs renforcés sont plus accessibles mais procurent des gains en consommation moindres et permettent un nombre de cycles de fonctionnement (durée de vie) limité.

Perspectives : Les enjeux sont multiples et complémentaires. Une gamme complète de solutions électriques plus performantes répondant aux différents degrés d'hybridation et de fonctionnalité est visée. A court terme, afin de maintenir sa position de leader dans un marché mondial très concurrentiel et conformément aux attentes des constructeurs automobiles, Valeo vise à travers cette thèse une augmentation des performances électriques (rendement, puissance massique, encombrement) pour les démarreurs renforcés (Enhanced Starter). Cette recherche de performance passe par une modélisation fine des moteurs électriques qui autorise un développement de nouvelles structures et aussi par un emploi judicieux de différents matériaux magnétiques⁶.

En d'autres termes, pour le mode micro-hybride nous nous intéressons à une machine électrique qui n'assure qu'une fonction Stop-Start. La première idée consiste à

6. Trouver d'autres topologies de machines plus performantes tout en utilisant des ferrites et en évitant l'utilisation des aimants terres rares.

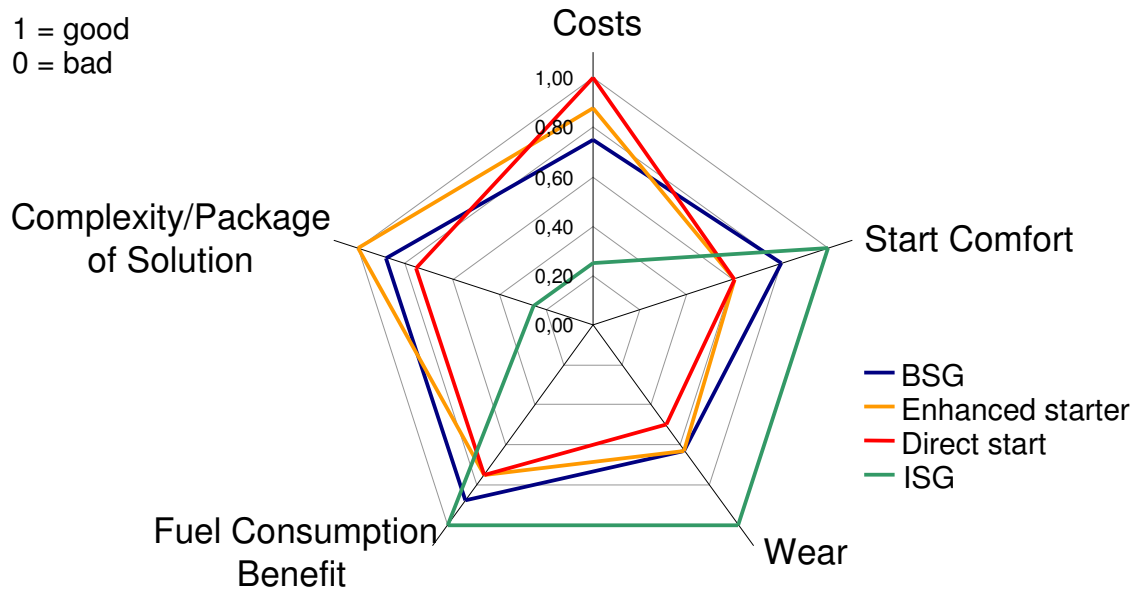


FIGURE 1.9 – Évaluation comparative des différents technologies de Stop-Start [4].

utiliser les démarreurs actuellement disponibles sur le marché et que commercialise Valeo. Cependant, cette nouvelle fonction nécessite un nombre de manœuvres très supérieur au cas habituel. Cela suppose donc de revoir la technologie des démarreurs actuels.

1.4 Évolution des moteurs électriques

Les machines électriques sont devenues un élément clef de la vie économique. Elles se différencient en fonction de contextes applicatif, stratégique, technique et économique et environnemental et de ce fait, les structures des machines électriques sont assez variées. La technologie des machines électriques peut être considérée comme mature et désormais, les innovations possibles sont plutôt incrémentales. [5].

1.4.1 Critère de la puissance massique et volumique

Les innovations sont aujourd'hui poussées par :

- Le respect et protection de l'environnement par la réduction de tout déchet nuisible produit par l'utilisation des machines électriques.
- L'augmentation du coût de l'énergie.
- L'augmentation du prix de certains matériaux (cuivre, aimants ...)

Le prix des moteurs est évidemment un facteur décisif de leur développement et leur diffusion. Les objectifs des secteurs R&D américains, en ce qui concerne le coût, la puissance spécifique, la densité de puissance et d'efficacité sont présentés dans le

1.4. ÉVOLUTION DES MOTEURS ÉLECTRIQUES

tableau 1.1.

année	Prix (\$/kW)	Puissance massique(kW/Kg)	Densité de puissance volumique (kW/l)
2010	11.1	1.2	3.7
2015	7	1.3	5
2020	4.7	1.6	5.7

TABLE 1.1 – Les attentes des constructeurs américains sur les moteurs électriques des véhicules [6].

La puissance massique est une dimension importante de la feuille de route technologique des moteurs, car le coût des moteurs est fortement lié à leur poids. L'amélioration de la puissance massique et de la densité de puissance entraînent ainsi la réduction du prix, du poids et du volume des moteurs. Les avancées des performances des matériaux (isolants en particulier) et les connaissances scientifiques employées dans la conception des moteurs électriques ont favorisé cette réduction. A ce titre, le développement de moyens de calcul plus puissants dans les domaines de la mécanique et de l'électromagnétisme contribue grandement aux gains en performance [5].

1.4.2 La contribution de la simulation

La simulation numérique est devenue une méthodologie incontournable dans les activités de R&D. Elle permet de faire progresser la connaissance scientifique et de proposer des explications rationnelles à des phénomènes par l'élaboration de modèles. La simulation numérique ouvre également la voie à l'optimisation du design. En effet, alors que le nombre de maquettes réelles qu'il est possible de fabriquer est limité, on peut apporter autant de changements que l'on veut aux simulations numériques. Le recours à l'expérience étant réduit, le développement est moins cher et plus rapide et les produits sont mis plus rapidement sur le marché [7].

Les progrès de simulation électromagnétique sont présentés dans la figure 1.10. Le temps de calcul a été accéléré non seulement grâce au développement de l'informatique mais aussi grâce aux progrès des différentes techniques de calcul.

Si les simulations sont couramment maîtrisées dans les domaines de l'électromagnétisme et l'électronique, l'intégration de tous les phénomènes physiques (mécanique, tribologique ...) n'est pas fréquente. Quant aux machines comportant des par-

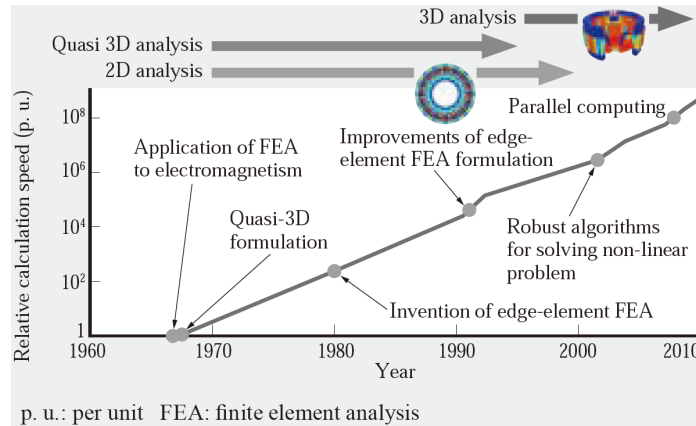


FIGURE 1.10 – Les avancées dans l’analyse et conception de l’électromagnétisme grâce aux outils de simulation [8].

ties mécaniques spécifiques qui introduisent d’autres phénomènes physiques, comme le collecteur mécanique dans notre cas, leur prise en compte reste un verrou car il est extrêmement difficile de modéliser à la fois les aspects électromagnétiques de la machine en général et le comportement local des contacts électriques.

1.4.3 Sens des innovations

1.4.3.1 Les démarreurs

L’invention du démarreur électrique au début de années 1920, a été un facteur important dans le développement rapide et le succès de l’industrie automobile. Le concept original mis en place par Kettering en un moteur à couple élevé, utilisé pour de très courtes périodes à grande vitesse. Ce concept est resté inchangé dans son principe. Aujourd’hui les contraintes imposées deviennent encore plus sévères : temps de démarrages plus courts, démarrages dans des conditions de températures très étendues, démarrages beaucoup plus fréquents (fonction Stop-Start), réduction de masse et de volume et enfin démarrages silencieux et reprises confortables.

Dans les démarreurs récents, les aimants permanents, surtout en ferrite, se sont progressivement imposés. La masse d’un démarreur de 2kW est ainsi passée de 12kg en 1970 à 4kg dans les années 90. [9]

Les vitesses de rotation de l’induit atteignent $30000tr/min$ pour des induits de diamètre $50mm$, sa température peut atteindre $400^{\circ}C$ dans un régime de fonctionnement complètement impulsif. Les balais en graphite et cuivre, parcourus par des courants allant jusqu’à $400A$, subissent des densités de courant beaucoup plus élevées que dans les machines à collecteur classique. [9]

1.4. ÉVOLUTION DES MOTEURS ÉLECTRIQUES

Par ailleurs, un compromis entre la durée de vie et le rendement doit être trouvé, car ces deux entités sont souvent antagonistes.

1.4.3.2 Progrès sur la modélisation

Sur des aspects purement modélisation, la machine à courant continu est vraisemblablement la machine la plus difficile à modéliser en raison de la commutation du courant qui est réalisée par l'ensemble collecteur-balais. Il est difficile de reproduire parfaitement le contact collecteur-balais qui peut faire apparaître, dans certaines conditions de fonctionnement, des étincelles ou des arcs électriques. Pourtant une modélisation précise de ce contact est indispensable pour prédire correctement les performances de la machine et notamment sa caractéristique couple-vitesse et son rendement. Pour l'instant et sur ce point, l'approche expérimentale reste incontournable. [10]

A travers cette thèse nous nous attacherons à proposer des solutions rapides afin de trouver un modèle représentatif des démarreurs, qui ouvre la voie vers une meilleure compréhension et vers une optimisation de la machine.

1.4.3.3 Approche basée sur une analogie entre machines à courant continu et machines synchrones

Les machines à courant continu peuvent être considérées comme un cas particulier de machines synchrones. La différence peut se résumer à un changement de repère pour le champ électromagnétique : Alors que dans une machine synchrone, l'induit est fixe et le champ établi par l'inducteur est tournant, dans les machines à courant continu, l'induit voit également un champ tournant, mais c'est lui qui tourne dans un champ fixe.

Le bobinage de l'induit d'une machine à courant continu comporte autant de phases que de sections. Avec n'importe quel type de bobinage, les sections sont toujours arrangées afin de former un polygone, comme dans une machine synchrone polyphasée couplée en polygone.

D'ailleurs, pour montrer concrètement la similitude entre une machine à courant continu et une machine synchrone polyphasée le chapitre 2 traite l'enroulement de l'induit des machines électriques.

En se basant sur cette hypothèse nous essayerons de profiter de toutes les technologies de la machine synchrone pour les appliquer sur la machine à courant continu.

1.5 Conclusion du chapitre 1

Dans ce premier chapitre, nous avons dégagé les grandes tendances de l'automobile en vue d'aller vers plus d'économies de carburant. Puis nous avons montré le besoin d'adaptation des moteurs électriques au regard de ces tendances.

L'automobile est actuellement dans une phase de transition, mais cette transition est progressive. Le besoin en déplacement individuel étant toujours croissant, de nouvelles innovations doivent être proposées. Le véhicule électrique se présente comme une cible. Cependant le déploiement en masse de tels véhicules entièrement décarbonés nécessitera plusieurs décennies et les études de marché montrent qu'à l'horizon 2030, plus de 85% des automobiles seront toujours équipées de moteurs thermiques.

Il existe déjà sur le marché des véhicules hybrides qui permettent de remarquables réductions des émissions de CO_2 . Certains de ces véhicules émettent moins de 100g CO_2 /km tout en ne sacrifiant en rien les performances, la sécurité et le confort. Toutefois, les solutions d'hybridation proposées par les différents constructeurs augmentent significativement le prix de ces véhicules ce qui limite leur accessibilité au grand public. Leur diffusion reste donc limitée et malgré de très bonnes performances CO_2 , leur impact environnemental global est faible. Des étapes intermédiaires comme la fonction Stop-Start accélèrent le processus de transition. Cette technologie, basée sur le renforcement des démarreurs classiques, a un impact important sur la diminution des émissions de polluants et sur l'efficacité énergétique. De plus elle ne coûte qu'une fraction du prix d'un véhicule hybride.

Il est maintenant nécessaire d'adapter les démarreurs à ce fonctionnement. La définition de la machine optimisée doit nécessairement s'appuyer sur des modèles bien adaptés (électriques, magnétiques et thermiques) des moteurs afin d'évaluer et d'optimiser son comportement. Pour ces nouvelles applications, les machines à courant continu doivent progresser pour rattraper technologiquement les autres types de machines électriques qui sont beaucoup plus développées.

Chapitre 2

Étude des bobinages d'induits

Sommaire

2.1	Introduction	37
2.2	Rapprochement des machines électriques	38
2.3	Principes de base du bobinage des machines à courant alternatif	40
2.3.1	Les têtes de bobines	40
2.3.2	Bobinage à un ou deux faisceaux par encoche	42
2.3.3	Bobinage à pas diamétral	43
2.3.4	Bobinage à pas raccourci	44
2.3.5	Champ magnétique produit par un enroulement	45
2.3.6	Bobinage de phases	48
2.3.7	Conclusion du bobinage des machine à courant alternatif	54
2.4	Principe de réalisation des enroulements de l'induit des machines à courant continu	54
2.4.1	Bobinage d'induit des machines à collecteur	56
2.4.2	Emplacement des sections dans les encoches de l'induit .	58
2.4.3	Raccordement d'enroulement d'induit au collecteur . . .	60
2.4.4	Choix du type de bobinage	62
2.4.5	Conclusion du bobinage des machine à courant continu à collecteur	66
2.5	Similitude entre le bobinage d'induit des machines à courant alternatif et celui des machines à courant continu	67
2.5.1	Courant alternatif polyphasé dans l'enroulement sans et avec collecteur	68
2.5.2	Convertisseur et collecteurs tournants	70
2.6	Conclusion du chapitre 2	72

DANS les moteurs électriques, le bobinage est une partie essentielle. Sans revisiter le bobinage, la recherche de démarreurs renforcés serait incomplète. La conception de l'enroulement d'induit des machines à courant continu à collecteur s'appuie sur quelques règles assez contraignantes. En revanche les techniques utilisées dans le développement des enroulements pour les machines synchrones sont sensiblement plus perfectionnées. Les moteurs à courant continu ont encore un grand besoin d'améliorations et nous pouvons faire appel aux techniques de bobinage des machines synchrones. Dans cette perspective, nous démontrons à travers ce chapitre que les enroulements de tout type de machines sont équivalents.

2.1 Introduction

La concurrence pousse les entreprises à rendre leurs produits plus innovants, à optimiser les chaînes de montage et à simplifier le procédé de fabrication tout en satisfaisant les cahiers des charges. L'enroulement qui est l'un des éléments les plus importants de la machine électrique a de lourdes conséquences sur ces aspects. Sa conception contribue à la fois à l'amélioration des performances de la machine et à la facilité de réalisation.

Le bobinage étant une source du champ magnétique, il participe au processus de transformation d'énergie. Il permet d'adapter les caractéristiques mécaniques (couple, vitesse) aux caractéristiques électriques (courant, tension). C'est pourquoi le bobinage est l'objet de multiples exigences souvent contradictoires. Par exemple, l'enroulement doit être réalisé en optimisant l'usage des matériaux du point de vue poids et rendement ; la tenue mécanique, thermique et électrique doit être assurée ; la commutation doit se dérouler avec un minimum d'étincelles au collecteur [11].

Le principe de fonctionnement d'une machine électrique tournante est basé sur l'interaction entre le champ magnétique et le courant électrique circulant dans l'enroulement de la machine. La construction du bobinage et sa connexion avec la source de courant ou tension détermine le mode de fonctionnement et le type de la machine électrique.

Les machines électriques sont classées selon le type du courant qui circule dans le circuit électrique en aval d'une machine. Le but de ce chapitre est de démontrer les analogies entre les machines à courant continu et les machines synchrones pour pouvoir bénéficier des avancées technologiques de ces dernières. En effet, Les machines synchrones se distinguent par des techniques de bobinage maîtrisées. Pour cette raison, nous nous focalisons sur les enroulements de différentes machines et

2.2. RAPPROCHEMENT DES MACHINES ÉLECTRIQUES

nous montrons qu'ils ont un même principe.

Ce chapitre comporte quatre sections, la première apporte une présentation panoramique rapide. Puis dans les deux suivantes nous détaillons l'enroulement de chaque type de machine. Enfin, avant de conclure, nous mettons en évidence l'équivalence entre les enroulements des machines synchrones et des machines à courant continu.

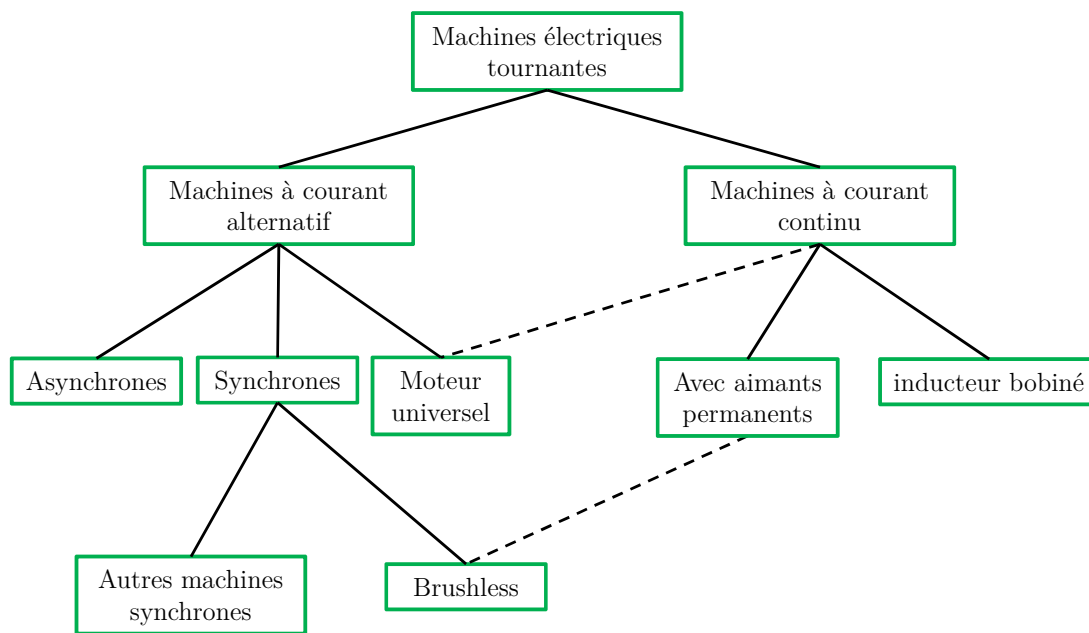


FIGURE 2.1 – Les grandes familles des machines électriques.

2.2 Rapprochement des machines électriques

Dans la littérature, les machines électriques sont subdivisées en deux grandes familles : les machines à courant continu et les machines à courant alternatif. Suivant leur mode de fonctionnement, d'autres sous catégories apparaissent. Mais ces catégories ne sont pas étanches, et il existe de nombreux liens entre elles. Par exemple, les machines synchrones auto-pilotées à aimants permanents ou encore les moteurs « brushless » sont des machines synchrones, mais elles ont les caractéristiques d'un moteur à courant continu (figure 2.1).

Du point de vue de l'enroulement électrique, chaque famille a ses propres règles de bobinage pour l'enroulement d'induit. Pourtant cet enroulement a une fonction unique, qui est de créer un champ magnétique hétéropolaire tournant par rapport à l'induit. A la figure 2.2, nous comparons les différentes parties d'une machine à courant continu avec celles d'une machine synchrone, afin de montrer que les différents

CHAPITRE 2. ÉTUDE DES BOBINAGES D'INDUITS

types de machines peuvent être classés et analysés dans un cadre théorique commun. Les deux machines présentées dans cette figure ont des structures standards.

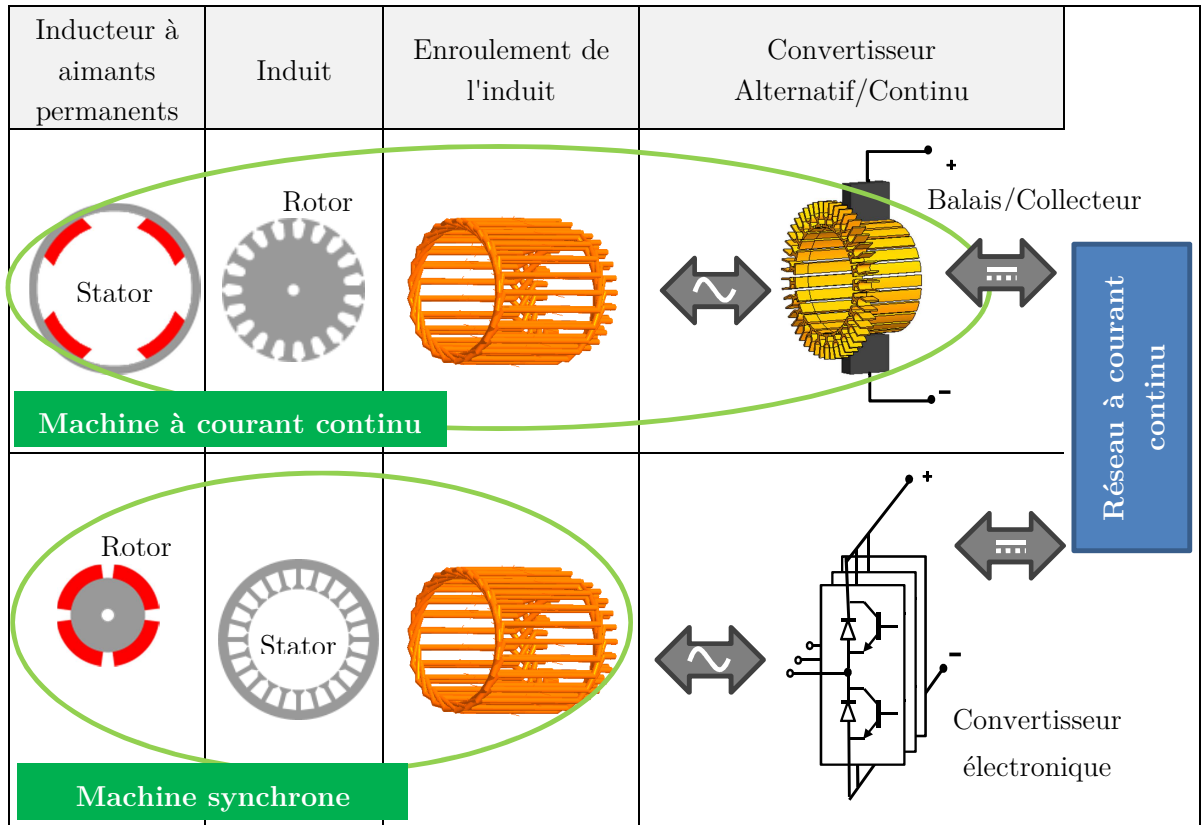


FIGURE 2.2 – Tableau comparatif entre différentes parties des machines synchrones et à courant continu.

L'induit qui comporte toujours l'enroulement, est fixe dans la machine synchrone et tournant dans la machine à courant continu. Inversement, l'inducteur est fixe dans la machine à courant continu mais rotatif dans la machine synchrone.

Malgré ces différences, les ressemblances existent. L'enroulement d'induit d'une machine à courant continu ou alternatif est toujours parcouru par un courant alternatif. Dans le cas d'une machine à courant continu, l'enroulement est connecté directement à un commutateur. Le plus répandu est le commutateur mécanique réalisé sous la forme d'un collecteur avec un système de balais [12]. Le système balais-collecteur joue le rôle des interrupteurs qui réalisent la commutation mécanique du courant dans l'enroulement, donc il s'agit d'un convertisseur intégré dans la machine et placé comme interface entre l'enroulement et une alimentation à courant continu. Outre le commutateur mécanique, on emploie largement des commutateurs en semi-conducteurs. Les machines synchrones (ou à courant alternatif) peuvent disposer d'un convertisseur à l'extérieur de la machine, qui assure une commutation

électronique. Selon la position du rotor, le sens du courant dans chaque phase est inversé à des instants précis.

Les courants alternatifs, dans les m phases d'un enroulement, déphasés dans le temps et l'espace sont à l'origine d'un champ magnétique tournant par rapport à l'induit. Les enroulements des moteurs à courant alternatif et à courant continu sont semblables en principe [13]. Dans les paragraphes suivants, nous détaillerons les enroulements de l'induit pour les deux types de moteurs afin de mettre en évidence ces similitudes.

2.3 Principes de base du bobinage des machines à courant alternatif

L'enroulement de l'induit est formé par des bobines élémentaires connectées entre elles. Si toutes ces bobines sont identiques, elles sont appelées alors des « sections » [14]. Dans l'enroulement des machines à courant alternatif, une ou plusieurs sections constituent une phase de l'enroulement. Pour une tôle de machine donnée, les possibilités de distribution du bobinage dans les encoches sont nombreuses.

2.3.1 Les têtes de bobines

L'enroulement peut être divisé en deux parties : une partie active et une partie servant à connecter les conducteurs de la partie active. Ces connexions se font sur les faces avant et arrière de la machine, d'où le nom des têtes d'enroulement ou chignons. Les paragraphes suivants résument les possibilités de connexions.

2.3.1.1 Bobinage concentrique ou enchevêtré

Bobinage concentrique : Dans ce type d'enroulement, toutes les spires d'une bobine ont le même axe magnétique. Le périmètre des spires change. Sa réalisation exige d'utiliser des gabarits différents [15] (figure 2.3).

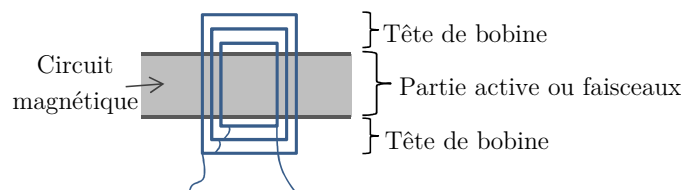


FIGURE 2.3 – Enroulement en bobines concentriques.

Bobinage enchevêtré : Cet enroulement est formé par des éléments identiques, appelés sections. Les axes magnétiques des sections appartenant à une phase pour un pôle ou une paire de pôles sont décalés. Le périmètre des spires est constant. Les têtes des spires se chevauchent (figure 2.4).

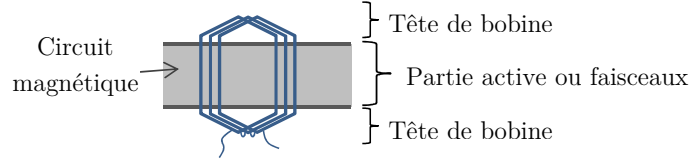


FIGURE 2.4 – Enroulement en sections décalées (têtes enchevêtrées).

Remarque : L'enroulement d'induit est constitué par des *bobines* ou des *sections*. L'enroulement est en *bobines* s'il existe plusieurs bobines élémentaires « concentriques » dans le bobinage d'une phase correspondant à un pôle ou à une paire de pôles. Les bobines élémentaires sont réalisées sur des gabarits différents (figure 2.3). L'enroulement est en *sections* s'il existe des bobines élémentaires toutes **identiques** appelées « sections » dans le bobinage (figure 2.4).[14]

2.3.1.2 Bobine par pôle ou par pôles conséquents

L'enroulement est par *pôles* ou par *pôles non conséquents* si chaque phase comporte une bobine ou un groupe de sections par pôle. Il est par *pôles conséquents* si chaque phase comporte une bobine ou un groupe de sections par paires de pôles (figure 2.5) [14].

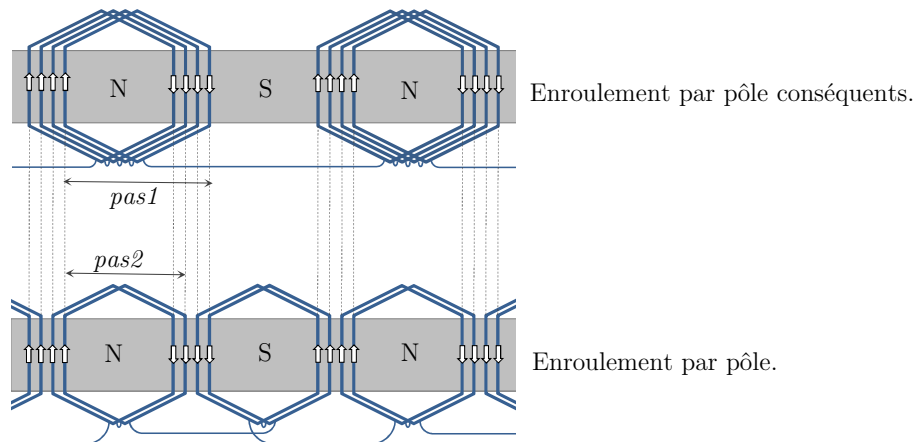


FIGURE 2.5 – Schéma d'une partie d'un enroulement montrant les deux possibilités de connexion frontale des sections formant le bobinage d'une phase.

2.3. PRINCIPES DE BASE DU BOBINAGE DES MACHINES À COUR...

Le choix d'un enroulement par pôle ou par pôles conséquents peut impliquer un changement dans le gabarit des sections mais il n'a d'effet ni sur la position des faisceaux ni sur le sens de courant porté par ces derniers.

La réalisation d'un enroulement par pôle permet d'avoir une répartition régulière des têtes de bobines [16]. De plus, elle autorise n'importe quel pas de bobinage, dans la figure 2.5 par exemple, l'enroulement par pôle représente un raccourcissement du pas de bobinage ($pas2 < pas1$) pour éviter le chevauchement des chignons et réduire la consommation de cuivre.

2.3.2 Bobinage à un ou deux faisceaux par encoche

Les **faisceaux** sont les côtés de *bobines* ou de *sections* d'un enroulement. Il est possible d'encarter chaque faisceau solitairement dans les encoches pour réaliser un enroulement à une couche, ou d'encarter les faisceaux deux à deux dans les encoches pour réaliser un enroulement à double couche (figure 2.6).

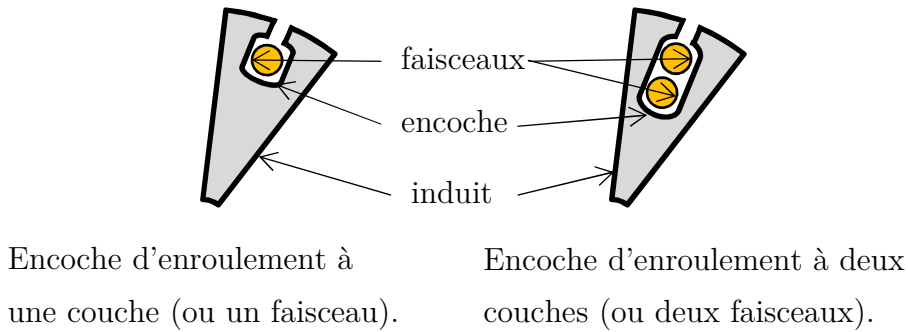


FIGURE 2.6 – Enroulement à une ou deux couches par encoche.

2.3.2.1 Enroulement à une couche

Dans un enroulement à une couche, chaque encoche comporte un seul faisceau (côté actif d'une bobine ou d'une section) [15] (figure 2.6). Si on désigne par N_{enc} le nombre d'encoches, le nombre de sections N_s est égal alors à $N_{enc}/2$.

$$N_s = \frac{N_{enc}}{2}$$

L'enroulement à une couche (à un faisceau par encoche) est utilisé dans des machines de faible ou moyenne puissance et dans les machines de grandes puissances quand le nombre de pôles est élevé. [14] [17]

Les enroulements à une couche arrangent les bobines ou les sections en groupes, ce qui complique la forme de leurs têtes et entraîne des difficultés de fabrication. [18]

Ce type d'enroulement est particulièrement adapté aux machines à courant alternatif.

2.3.2.2 Enroulement à deux couches

Dans un enroulement à deux couches, chaque encoche comporte deux faisceaux (figure 2.6). Le nombre de sections N_s est égale à N_{enc} .

$$N_s = N_{enc}$$

L'enroulement à deux faisceaux n'est utilisé qu'avec des *sections*. Cette technique est utilisée pour les machines à courant continu puisqu'on trouve deux côtés de section par encoche. L'un des avantages du bobinage à double couche est la possibilité de former des sections à pas raccourci. [14]

Le tableau 2.1 compare quelques caractéristiques des bobinages concentriques à une et deux couches.

	Une couche	Deux couches
Têtes de bobines	longues	courtes
Contenu harmonique de la force magnétomotrice	riche	faible
Coefficient de bobinage	élevé	moins élevé
Inductance propre	élevée	faible
Inductance mutuelle	faible	élevée
Taux de remplissage des encoches	bon	moins bon

TABLE 2.1 – Comparaison entre les enroulements concentriques à une et double couche. [19]

2.3.3 Bobinage à pas diamétral

Si les deux faisceaux d'une section sont séparés d'une distance angulaire y_1 égale à la distance angulaire entre deux pôles adjacents (ou pas polaire), le bobinage est dit à pas diamétral. Ainsi l'ouverture des sections est de 180° électriques (figure 2.7). Si cette distance est exprimée en pas dentaires nous pouvons écrire : $y_1 = \frac{N_{enc}}{2p}$.

Le bobinage à pas diamétral se caractérise par le fait que chaque encoche contient des conducteurs n'appartenant qu'à une seule phase [16].

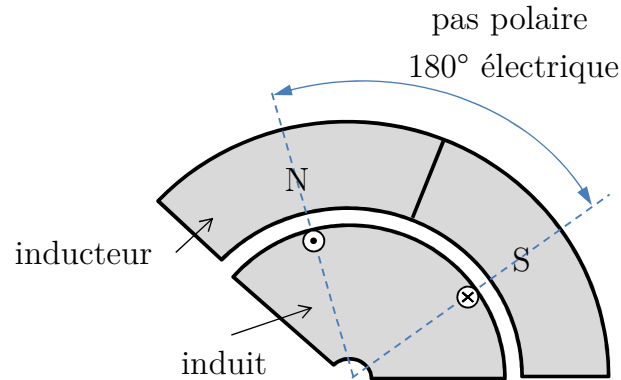


FIGURE 2.7 – Section à pas diamétral.

2.3.4 Bobinage à pas raccourci

Le raccourcissement du pas de bobinage consiste à employer des sections avec une ouverture y_1 inférieure au pas polaire : $y_1 < \frac{N_{enc}}{2p}$.

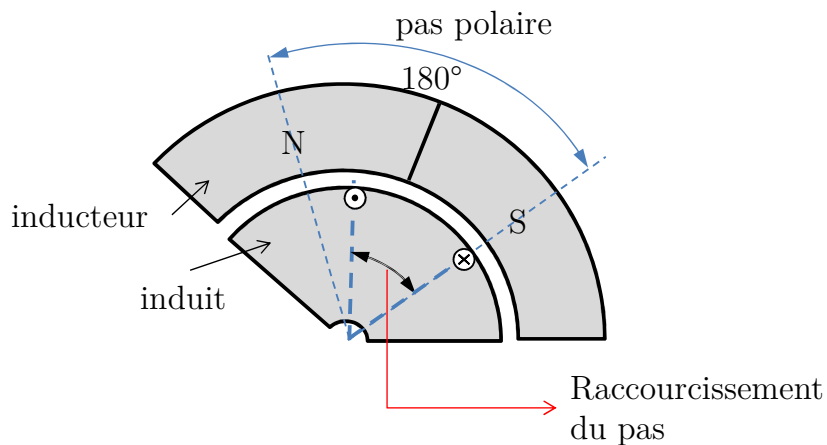


FIGURE 2.8 – Section à pas raccourci.

Le raccourcissement du pas (figure 2.8) réduit les longueurs des têtes de bobines, donc la consommation en cuivre. Il influe également sur le contenu harmonique de l'induction d'entrefer. Un enroulement à pas convenablement raccourci assure une distribution sinusoïdale de l'induction magnétique dans l'entrefer. Le principe du pas raccourci introduit un nouveau degré de liberté qui permet d'améliorer sensiblement le taux d'harmoniques ou d'en supprimer certains [16].

En pratique, la technique du pas raccourci n'est utilisée qu'avec un enroulement à deux faisceaux par encoche. Toutefois, il est possible de réaliser des bobinages en un seul plan (ou couche) et à pas raccourci. Cette option induit des *trous* dans les phases, d'où le nom « bobinage à trous ». Ces bobinages sont à éviter car ils

conduisent à des taux d'harmoniques très importants [16].

2.3.5 Champ magnétique produit par un enroulement

L'enroulement de l'induit d'un moteur crée un champ magnétique tournant s'il est alimenté par des courants alternatifs. Ces derniers sont injectés dans l'enroulement au niveau des extrémités de l'enroulement. Chaque phase a une entrée et une sortie, ainsi le nombre des extrémités d'un enroulement indique le nombre de phases (voir figure 2.9). Une phase est donc une partie de l'enroulement constituée par une

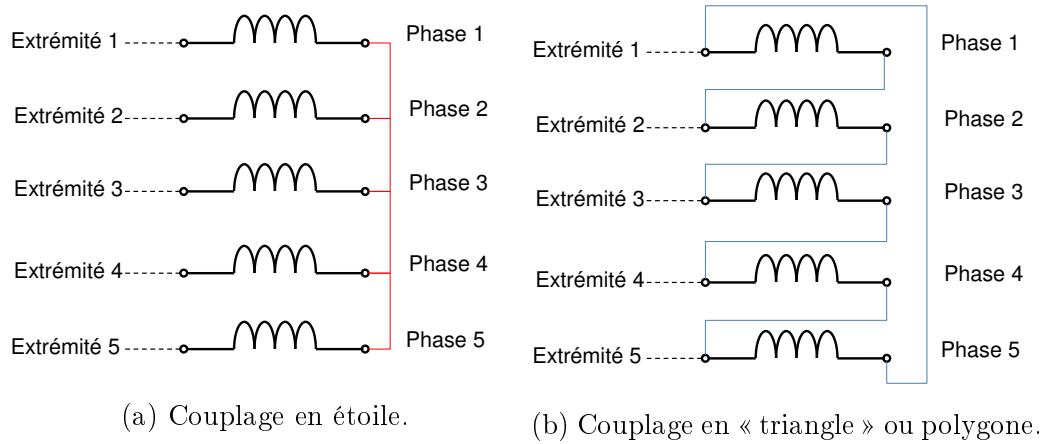


FIGURE 2.9 – Exemple d'un enroulement pentaphasé couplé en étoile et en polygone. Illustration du nombre des extrémités de l'enroulement indiquant le nombre de phases.

ou plusieurs sections. Si m désigne le nombre de phases, les courants dans les phases sont déphasés les uns par rapport aux autres de $\frac{2\pi}{m}$ radians (Si m est impair). La forme du champ magnétique établie par toutes les phases n'a jamais une répartition parfaitement sinusoïdale, il est toujours composé d'harmoniques.

2.3.5.1 Cas d'une section par phase

La figure 2.10 illustre une phase d'un enroulement représentée seule. Elle est constituée d'une seule section qui peut comporter plusieurs spires. Examinons ce cas quand cette spire est logée seule dans deux encoches diamétralement opposées.

Dans un entrefer supposé lisse, cette phase parcourue par un courant i , crée un champ magnétique. La courbe de l'induction correspondante est alors de forme pratiquement rectangulaire lorsque le fer n'est pas saturé (figure 2.11). L'amplitude est obtenue par la théorème d'Ampère :

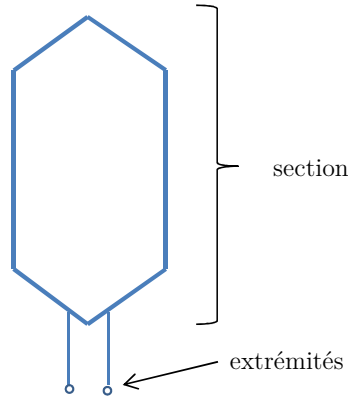


FIGURE 2.10 – Une section par phase.

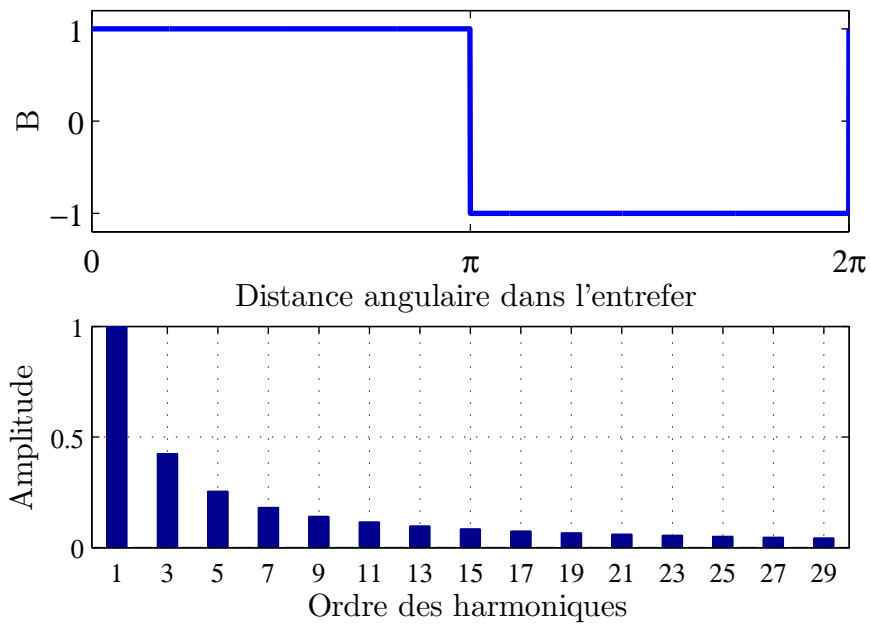


FIGURE 2.11 – L'induction et son spectre établis dans l'entrefer par une phase ayant une seule section.

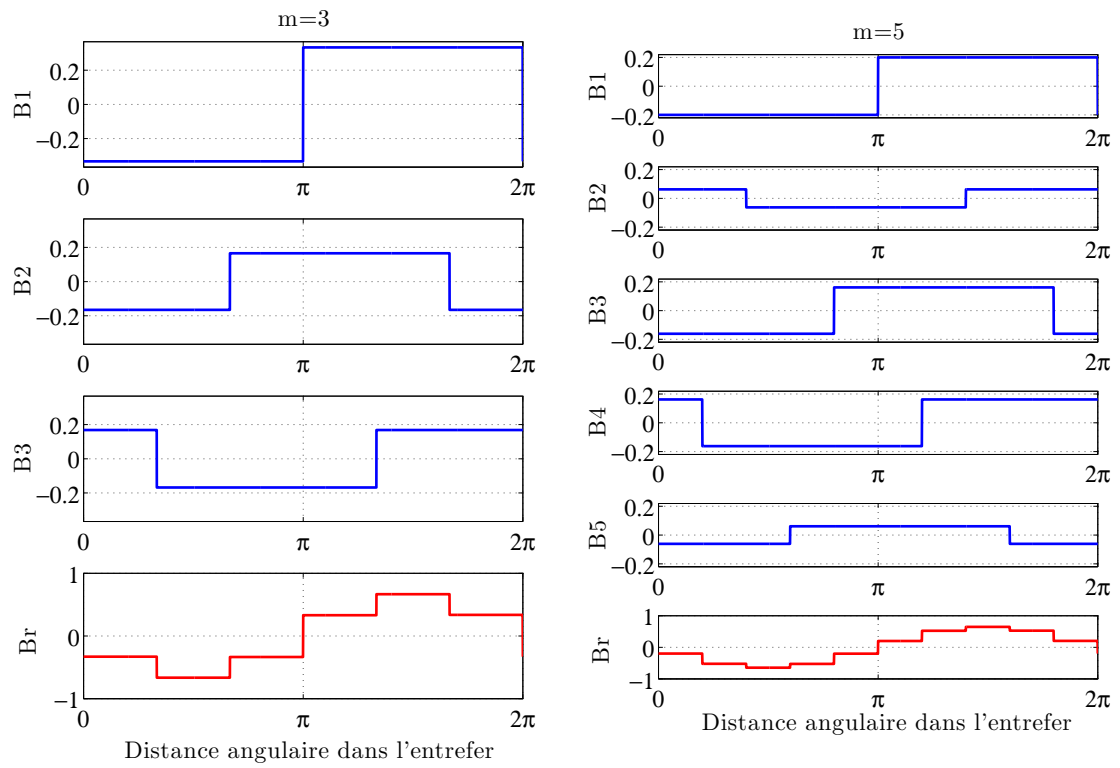
$$B = \frac{\mu_0 i}{2h_e} \quad (2.1)$$

Avec h_e l'épaisseur de l'entrefer.

Dans la même figure (2.11) nous montrons, grâce à la transformée de Fourier, le spectre de ce champ établi. L'interaction de ces harmoniques avec les harmoniques des autres phases électriques donne naissance aux *harmoniques d'espace* qui sont liés à l'angle occupé par les conducteurs de chaque phase.

Le cas idéal serait d'avoir, avec la superposition des champs de toutes les phases,

un champ tournant parfaitement sinusoïdal. Comme le signal de chaque phase à une section est rectangulaire, le contenu harmonique de l'induction d'entrefer dépend du nombre des signaux rectangulaires qui constituent cette induction. L'effet du nombre de phases sur l'induction résultante est illustré dans la figure 2.12. Sur cette figure nous avons pris l'exemple d'une machine comportant une paire de pôles et nous avons tracé, pour deux valeurs de m , les champs magnétiques créés par chaque phase et finalement le champ résultant (courbes en rouge). Avec l'augmentation du nombre de phases la courbe du champ glissant devient plus proche de sa sinusoïde fondamentale.



(a) Enroulement à 3 phases.

(b) Enroulement à 5 phases.

 FIGURE 2.12 – Forme d'onde de l'induction magnétique dans l'entrefer B_r et de ses constituants B_i pour 2 valeurs de m .

Le fondamental ou l'harmonique de rang 1 ainsi que le produit des harmoniques du même rang participe à la création du couple. En revanche, le produit des harmoniques de rangs différents est considéré comme une source de perturbation du couple. D'ailleurs les harmoniques d'ordre supérieur à 1 sont à l'origine des phénomènes indésirables tel que les bruits, les vibrations, les pertes fer, les ondulations de couple [20]. En pratique, la configuration à une section par phase n'est jamais retenue si le nombre de phases m est faible, car la force magnétomotrice sera riche en harmoniques (à titre d'exemple, comparer la courbe rouge de la figure 2.12a à la courbe

2.3. PRINCIPES DE BASE DU BOBINAGE DES MACHINES À COUR...

de la figure 2.12b qui représente une forme plus lisse). Les constructeurs adoptent alors la technique de la distribution des conducteurs d'une phase dans des encoches voisines le long de l'entrefer. Il est alors utile d'utiliser plusieurs sections dans une phase.

2.3.5.2 Cas de plusieurs sections par phase

L'utilisation de plusieurs sections dans une phase permet la distribution du bobinage. La distribution consiste à loger plusieurs sections d'une phase en les décalant sur la surface de l'induit d'un pas dentaire (figure 2.13).

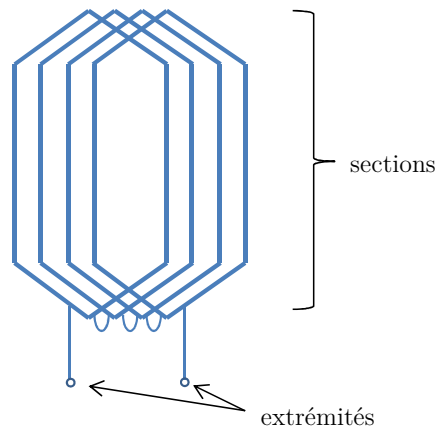


FIGURE 2.13 – Plusieurs sections par phase.

Pour obtenir une courbe de champ magnétique plus proche de sa sinusoïde fondamentale que la courbe rectangulaire précédente, il faut remplacer la spire unique par un enroulement réparti formé de plusieurs spires en série logées dans des encoches consécutives [16]. Ce fait ajoute un degré de liberté pour atténuer les coefficients de bobinage des harmoniques en étalant le bobinage d'un pôle de chaque phase dans plusieurs encoches.

Ainsi, le champ magnétique établi par cette phase présente une forme en escalier comme le montre la figure 2.14. Une telle courbe produit alors une induction dans l'entrefer avec un terme fondamental plus faible qu'une phase ayant une courbe rectangulaire. Son avantage, comme nous l'avons déjà mentionné, est son taux d'harmoniques faible.

2.3.6 Bobinage de phases

Si une machine comporte p paires de pôles et son enroulement comporte m phases, alors les faisceaux doivent être distribués dans $2pm$ zones sur le contour de l'induit. La figure 2.15 montre la distribution de deux exemples.

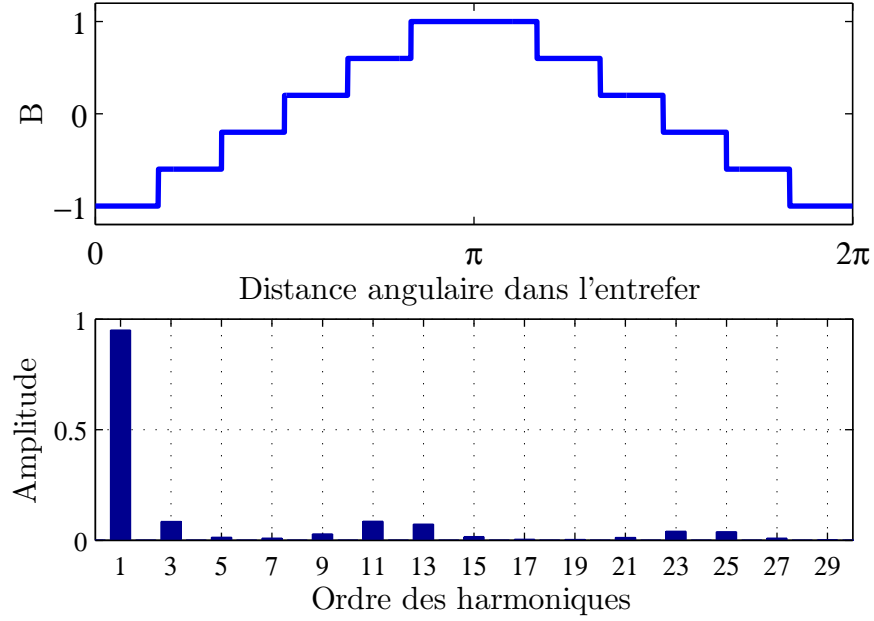


FIGURE 2.14 – L'induction et son spectre établis dans l'entrefer par une phase ayant plusieurs sections.

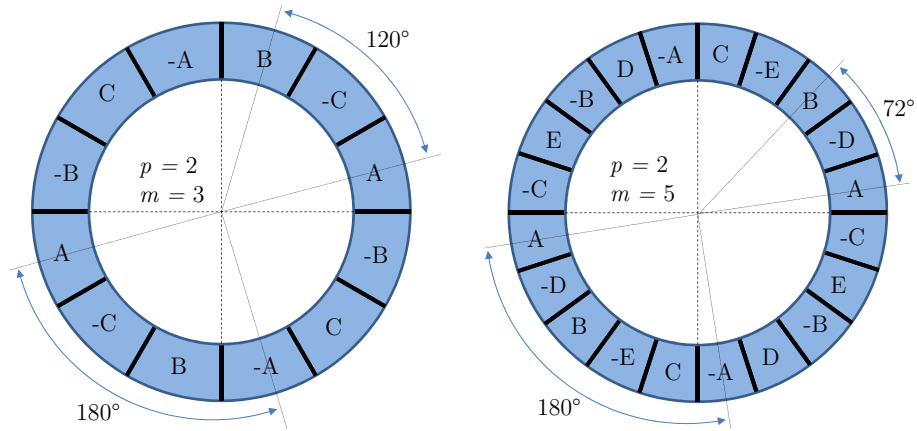


FIGURE 2.15 – Division de la périphérie en zones de phases de valeurs positives et négatives. Deux exemples de machines sont présentés. Les angles sont exprimés en angles électriques.

Pour distribuer symétriquement les zones de phases, il faut que la distance entre les phases soit $(\frac{360}{m})^\circ$ électrique. Donc il faut commencer à loger les zones positives avec un espacement de $(\frac{360}{m})^\circ$ électriques ou $(\frac{360}{pm})^\circ$ mécaniques. Puis, comme les zones négatives représentent les **faisceaux retour**, elles sont alors à 180° électriques de leurs zones positives ou des **faisceaux aller**. Il faut continuer à loger les zones négatives en utilisant cette distance entre les zones -A et A, -B et B, et ainsi de suite... [13]

Comme la surface de l'induit est discrétisée par N_{enc} encoches, le nombre d'en-

2.3. PRINCIPES DE BASE DU BOBINAGE DES MACHINES À COUR...

coche pour chacune de ces zones est exprimé alors par q , le nombre d'encoches par pôle et phase :

$$q = \frac{N_{enc}}{2pm} \quad (2.2)$$

Si q est un nombre entier le bobinage est dit régulier ; Si q est un nombre fractionnaire le bobinage est dit irrégulier (ou fractionnaire) [17].

Bobinages à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et phase

Pour des machines à grand nombre de zones $2pm$, les nombres entiers de q conduisent généralement à des nombres d'encoches très élevés qui rendent la machine soit non réalisable, soit trop coûteuse [16]. Pour cette raison, les concepteurs des machines font appel à une autre définition en introduisant des nombres non entiers d'encoches par pôle et phase.

Ce type de bobinage peut être réalisé avec un ou deux faisceaux par encoche et ses avantages sont :

- Grand choix pour la réalisation de bobinages à pas raccourci.
- Minimisation de l'influence des harmoniques de denture [16].
- Si le nombre des encoches est prédéterminé, le bobinage à pas fractionnaire peut être appliqué sur plus large éventail de numéros de pôles que le bobinage à pas entier [13].

Le bobinage à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase très petit, voir inférieur à l'unité ($q < 1$) est largement utilisé pour des machines synchrones à aimants permanents et des machines de type *brushless* sans balais [13]. Cette option est attractive car la réalisation du bobinage ne nécessite pas un grand nombre d'encoches et consomme relativement moins de cuivre. De plus la masse de fer de l'induit se réduit également. Les travaux disponibles dans la littérature, notamment la thèse [21] montre l'intérêt des bobinages à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et phase inférieur à 1.

Exemple : Afin d'étudier sous différents angles le cas d'un bobinage ayant un nombre d'encoches par pôle et phase très petit ($q < 1$), nous allons présenter l'exemple d'un enroulement à deux couches d'une machine à grand nombre de zones de phases $2pm$. Pour cela il faut avoir, soit un nombre de pôles $2p$ élevé, soit un nombre de phases m élevé, ou les deux à la fois. Dans cet exemple, nous ne nous limiterons pas au cas du bobinage triphasé, nous choisirons un nombre de phases bien supérieur, car notre but n'est pas de concevoir une machine triphasée mais de montrer une similitude entre les bobinages de machines à courant alternatif et à courant continu. Dans cette optique, nous nous baserons sur la tôlerie d'un dé-

marreur à six pôles comportant 25 encoches, connu sous le nom *FS18* ($N_{enc} = 25$ et $p = 3$). Cette topologie ne présente pas de symétrie, car le plus grand commun diviseur des nombres d'encoches et de pôles $\text{PGCD}(2p, N_{enc})$ est égal à 1.

Dans un induit à 25 encoches et avec un enroulement à deux faisceaux par encoche, nous devons avoir 50 faisceaux dans le bobinage, c'est-à-dire **25 sections** ($N_s = N_{enc}$ voir § 2.3.2). Avec ces 25 sections il faut former les m phases de manière à ce que chacune contienne le même nombre de sections. Pour savoir alors combien de phases nous pouvons former, il suffit de trouver les diviseurs du nombre de sections ($\frac{25}{m} \in \mathbb{N}$). Ainsi, le nombre des phases possibles sont $m = 1; 5$ et 25. le nombre q le plus petit est donné par la dernière solution $m = 25$.

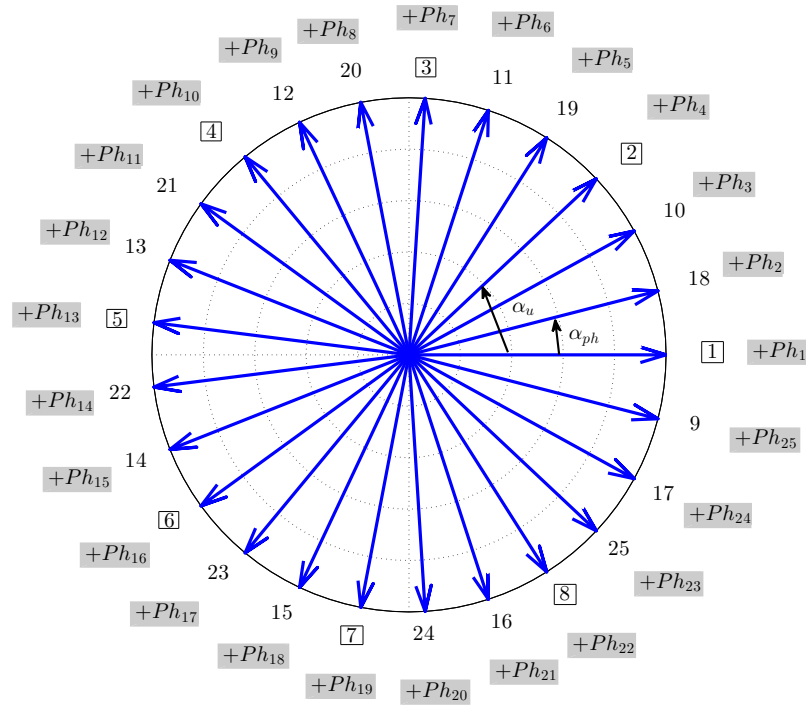


FIGURE 2.16 – Vecteurs symbolisant les f.e.m des sections (représentation en degré électrique).

Tentons de définir étape par étape un bobinage à 25 phases pour le démarreur de 6 pôles *FS18*. Comme la topologie ne présente pas de symétrie¹, nous traçons dans un premier temps, 25 vecteurs correspondant aux 25 f.e.m. (forces électromotrices) induites aux bornes de chaque section. Ces vecteurs sont espacés d'un angle de $\frac{360^\circ}{25}$ (voir figure 2.16). Afin d'attribuer les numéros des encoches à ces axes, nous

1. Dans le cas d'un symétrie, pour un enroulement à deux couches il faut tracer $\frac{N_{enc}}{p/n}$ vecteurs [13]. Où n est le dénominateur de la fraction irréductible $\frac{z}{n} = q$. Chaque vecteur sera attribué à plusieurs encoches.

2.3. PRINCIPES DE BASE DU BOBINAGE DES MACHINES À COUR...

calculons l'angle électrique entre chaque encoche : $\alpha_u = \frac{360^\circ}{N_{enc}}p = \frac{360^\circ}{25} \times 3$. Donc si l'encoche numéro 1 est indexée sur le premier axe, l'encoche numéro 2 sera alors sur le quatrième axe distant de α_u du premier, et ainsi de suite jusqu'à la 25^{eme} encoche.

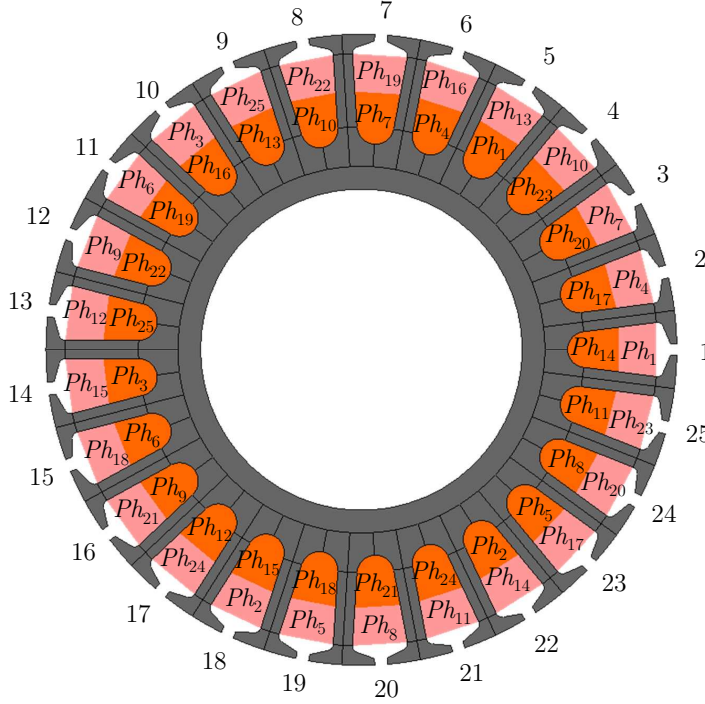
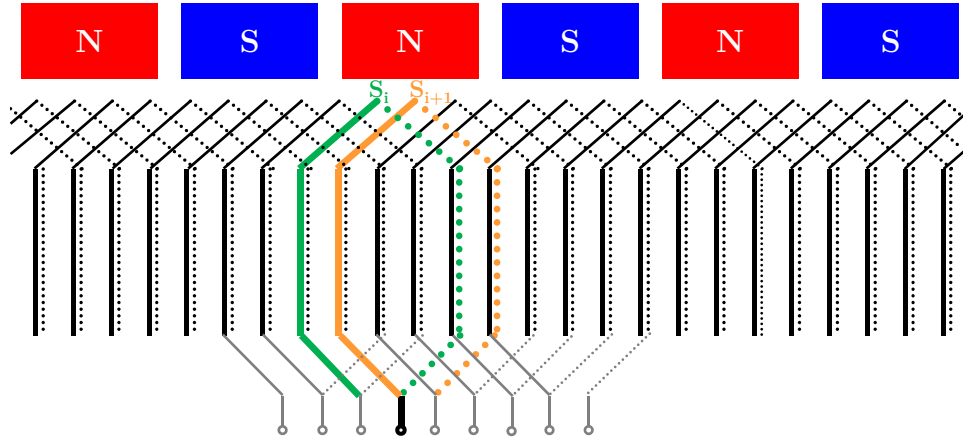


FIGURE 2.17 – Plan de bobinage sur un induit d'une machine synchrone à rotor externe ($p = 3$ et $m = 25$). La couche supérieure (couleur saumon) représente les conducteurs aller $+Ph_i$ et la couche inférieure (orange) représente les conducteurs retour $-Ph_i$.

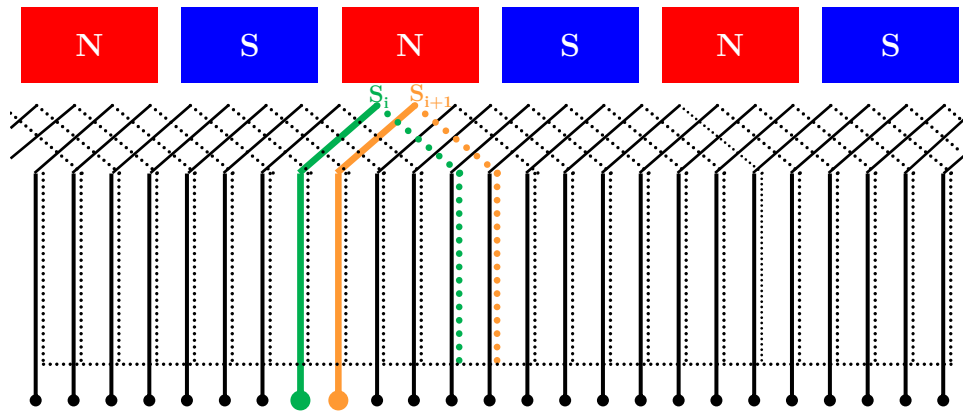
Ensuite il faut placer les conducteurs des phases dans les encoches. Comme le nombre de phases est égale au nombre d'encoches $\frac{N_{enc}}{m} = 1$, chaque phase est constituée alors d'une bobine ou section. En d'autres termes, chaque phase comporte deux faisceaux, un aller désigné par $+Ph_i$ et un retour désigné par $-Ph_i$. Les axes des phases eux aussi doivent être espacés de $\alpha_{ph} = \frac{360^\circ}{m} = \frac{360^\circ}{25}$ électrique, puisqu'il s'agit d'un système polyphasé à nombre de phases m impair (voir paragraphe § 2.5.1). Il devient alors facile d'attribuer les phases aux encoches puisque ces deux dernières ont le même nombre. Nous commençons à remplir successivement une couche par les conducteurs d'aller $+Ph_i$ comme le montre la figure 2.16. Puis, les conducteurs de retour $-Ph_i$, qui occupent l'autre couche de l'enroulement, doivent être décalés de 180° électriques des conducteurs aller $+Ph_i$. Sur la figure 2.16 nous pouvons voir qu'il n'y a pas d'encoche qui se trouve exactement à 180° d'une encoche quelconque. Donc, pour le conducteur $-Ph_i$ nous pouvons choisir l'encoche ayant une distance inférieur ou égale au pas polaire (180°) par rapport à l'encoche contenant le conduc-

teur $+Ph_i$ de la même section, par exemple l'encoche 1 et 5. Le bobinage sera ainsi à pas raccourci.

Si nous considérons l'induit d'un moteur synchrone avec rotor extérieur, nous obtenons le plan de bobinage présenté dans la figure 2.17.



(a) Couplage en polygone.



(b) Couplage en étoile.

FIGURE 2.18 – Diagramme du bobinage à 25 phases et 6 pôles. Couplage en étoile et un exemple de couplage en polygone (il existe d'autres combinaisons possibles pour ce dernier).

Après avoir logé les conducteurs des phases dans les encoches, il ne reste qu'à faire le couplage entre les phases. Si tous les conducteurs aller ou retour sont connectés sur un seul point, le couplage sera en étoile 2.18b. En revanche, si un conducteur aller d'une phase est relié à un conducteur retour d'une autre phase, le couplage sera en polygone. Le diagramme de ce cas est présenté, d'une manière simplifiée, à la figure 2.18a où nous avons réalisé le couplage en polygone en reliant les extrémités des phases adjacentes. Il est toutefois possible de relier des phases non adjacentes.

Pour visualiser clairement l'enroulement de cette figure, nous avons réduit chaque phase (qui est formée d'une section) à un seul tour de spire.

2.3.7 Conclusion du bobinage des machine à courant alternatif

Le bobinage d'induit des machines à courant alternatif est connu et bien maîtrisé depuis des années. La conception d'un bobinage est riche en techniques donnant ainsi lieu à une diversité de solutions pour maintes applications. À travers cette partie, après avoir traité les bobinages polyphasés des machines tournantes à courant alternatif, nous avons élaboré un bobinage pour la topologie du démarreur *FS18*. Le choix du nombre de phases étant fonction du nombre d'encoches, nous pouvons nous libérer du cas triphasé classique. Tant que le réseau de bord peut fournir le système polyphasé nécessaire pour l'enroulement via un convertisseur (onduleur²), il est possible de choisir le nombre de phases le plus adapté. Afin de minimiser la consommation en cuivre et d'avoir un nombre d'encoches par pôle et phase $q < 1$, il faut choisir le nombre de phases le plus élevé possible. En effet, plus le nombre de phases est élevé, plus on évite de connecter des sections entre elles par des conducteurs, la longueur des têtes de bobines s'en trouve ainsi diminuée. De plus, un plus grand nombre de phases donne une grande liberté d'action pour mener à une conception optimale. L'architecture polyphasée offre aussi la possibilité d'exploiter d'autres harmoniques de la force électromotrice que le seul fondamental, pour la création du couple électromagnétique. [22]

Dans la partie suivante nous allons décrire comment est réalisé classiquement le bobinage d'une machine à courant continu à collecteur mécanique. La démarche est basée sur des règles strictes à suivre. Le but sera de comparer plus tard le bobinage obtenu (dans cette partie) par la conception des machines polyphasées et le bobinage obtenu avec la démarche traditionnelle (dans laquelle le collecteur est pris en compte).

2.4 Principe de réalisation des enroulements de l'induit des machines à courant continu

Les enroulements des machines à courant continu qui diffèrent par leur sources d'alimentation sont répartis et classés dans la littérature, suivant le schéma représenté dans la figure 2.19.

2. Il peut s'agir d'un onduleur à semi-conducteurs ou d'un système mécanique comme le balai-collecteur beaucoup moins coûteux

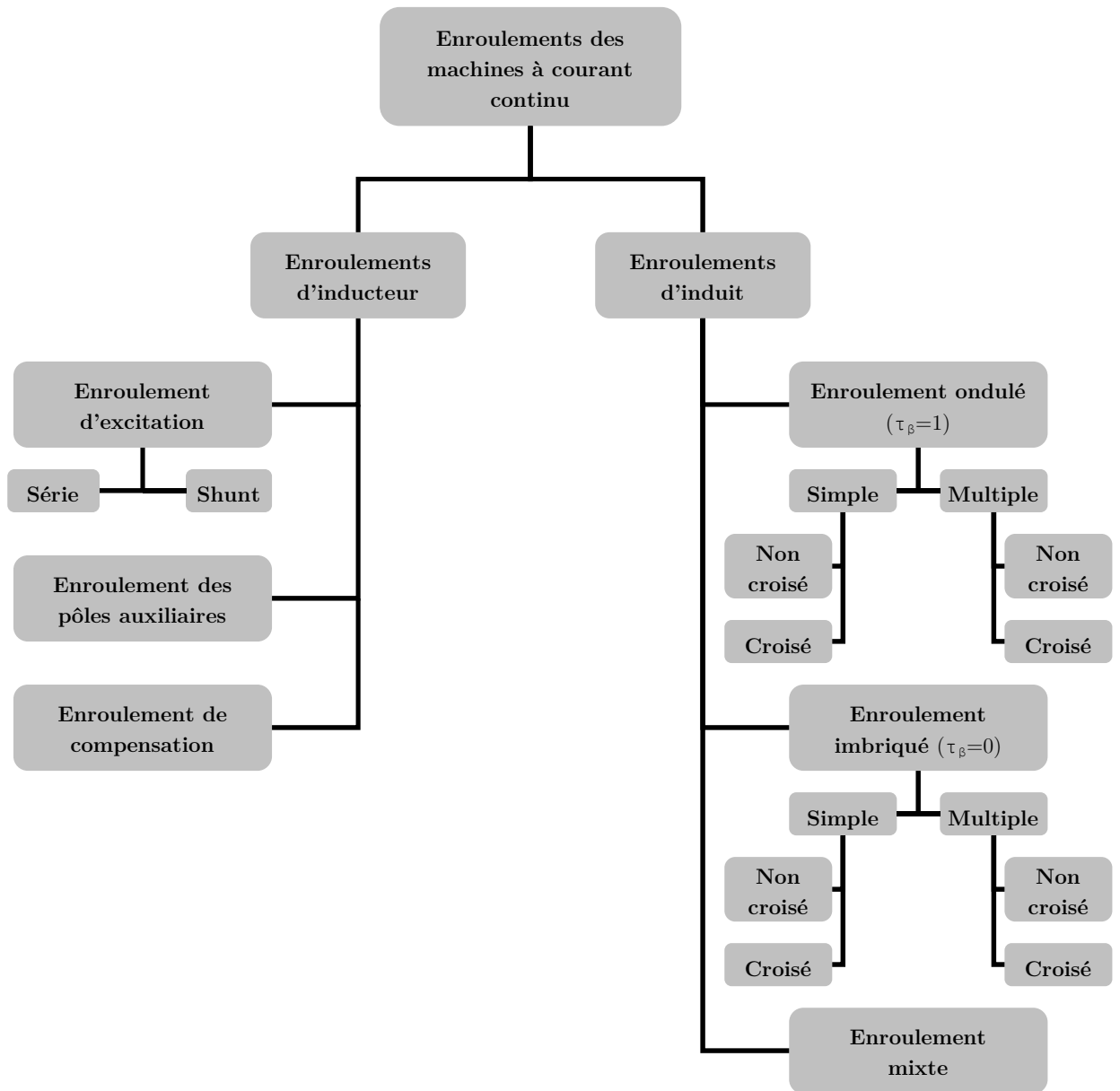


FIGURE 2.19 – Enroulement des machines à courant continu [17][23].

Dans les machines à courant continu à aimants permanents le flux inducteur est généré par des aimants directement collés sur la culasse. Dans ce cas de figure, les bobines inductrices sont absentes, et donc il n'existe pas des pertes Joule dues aux courants circulant dans les conducteurs de l'inducteur. Par contre il peut exister des courants de Foucault dans les aimants permanents qui peuvent engendrer des pertes proportionnelles à la conductivité électrique du matériau constituant les aimants.

Par ailleurs, pour des machines de petites tailles, le diamètre externe de la machine à aimants peut être plus petit que celui des machines à inducteur bobiné générant le même flux inducteur.

Dans cette partie, nous présenterons le bobinage des machines à collecteur. Ici, en plus de l'arrangement de l'enroulement, il faut établir le contact électrique entre l'enroulement d'induit et l'alimentation à courant continu.

2.4.1 Bobinage d'induit des machines à collecteur

L'enroulement d'induit d'une machine à courant continu est un enroulement rotorique qui est connecté à un collecteur mécanique (figure 2.20). Les enroulements d'induits de démarreurs sont destinés à produire des champs tournants, comme ceux des stators de moteurs synchrones ou asynchrones, et sont donc moins simples à concevoir. Ce champ magnétique est donc fixe par rapport à l'inducteur ou le stator, mais tournant par rapport à l'induit.

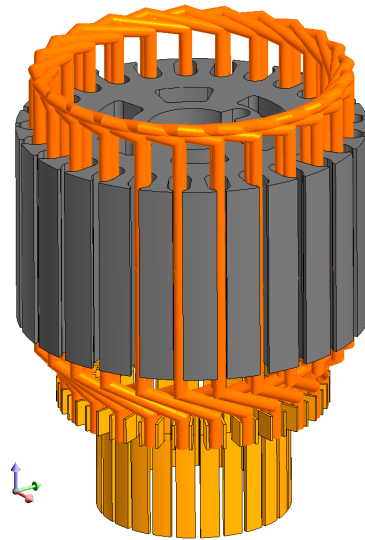


FIGURE 2.20 – Collecteur et induit en tambour avec l'enroulement.

Les enroulements des machines à collecteur sont généralement des enroulements deux couches [13] [11]. Des sections isolées de l'enroulement sont logées dans les encoches de l'induit de manière à former deux couches ou deux étages dans chaque encoche. Les côtés inférieurs des sections sont placés sur le fond des encoches et les côtés supérieurs dans la couche suivante à une distance approximativement égale au pas polaire.

Par définition, une section est une partie de l'enroulement d'induit comprenant une ou plusieurs spires et connectée à deux lames du collecteur [11] (figure 2.21). Dans le cas général, une section peut comporter plusieurs spires comme le montre la figure 2.21, le nombre de spires dans une section est désigné par w_s . Dans les schémas des enroulements nous convenons de représenter les sections à plusieurs spires sous

la forme de la section à une spire. Généralement toutes les sections d'un enroulement ont les mêmes dimensions, dans des cas rares où les distances dentaires des sections d'un même enroulement ne sont pas identiques, on parle alors d'enroulement à *pas brouillé* (où les commencements de deux sections quelconques se trouvent dans une même encoche et les fins dans des encoches différentes). [11]

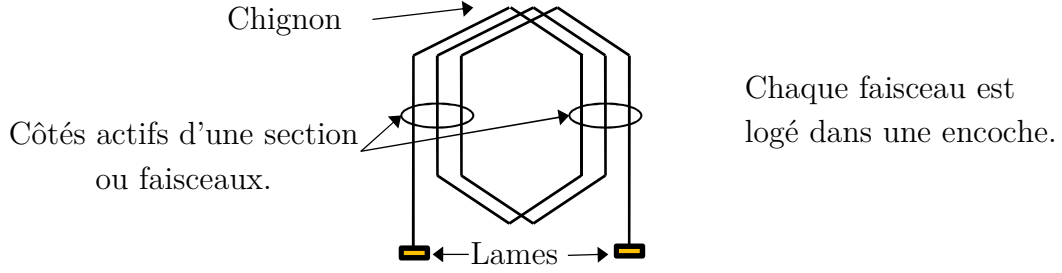


FIGURE 2.21 – Sections à trois spires d'un enroulement quelconque ($w_s = 3$).

Toutes les sections sont mises en série en reliant leurs extrémités deux à deux (figure 2.22). De cette manière l'enroulement d'induit d'une machine à courant continu se referme en formant un polygone. L'association entre l'enroulement fermé et les lames du collecteur crée un circuit électrique externe vu entre les balais. L'arrangement de ces lames sur le collecteur ou autrement dit, la façon de connecter l'enroulement au collecteur définit un type de circuit électrique.

Un mauvais dimensionnement peut entraîner des surintensités au niveau du collecteur. Pour éviter les problèmes de commutation, il est préférable de garder la différence de potentiel entre les lames la plus petite possible. Par conséquent, le nombre de lames ainsi que le nombre de sections doivent être importants. Mais, comme le nombre d'encoches est restreint par la largeur minimale des dents, il est possible d'augmenter les nombres de lames et de sections en regroupant plusieurs encoches « élémentaires » dans une seule encoche « réelle » (voir le paragraphe § 2.4.2 et la figure 2.23).

Un outil de description des induits de démarreur et de leurs couplages avec inducteurs et balais est développé au sein de Valeo [24]. Cet outil facilite la lecture d'un plan d'induit, permet d'illustrer le fonctionnement des enroulements d'induit et il apparaît surtout comme une extension de la détermination des courants dans les seules voies d'enroulement. L'approche utilisée est ainsi orientée vers la commutation des sections d'induit. En complément de cet outil, l'étude dont il est question ici vise à détailler la constitution et le principe de ces enroulements. Les paragraphes suivants décrivent comment arranger les sections sur un induit comportant N_{enc} encoches et puis comment relier ces sections aux n_{lame} lames du collecteur.

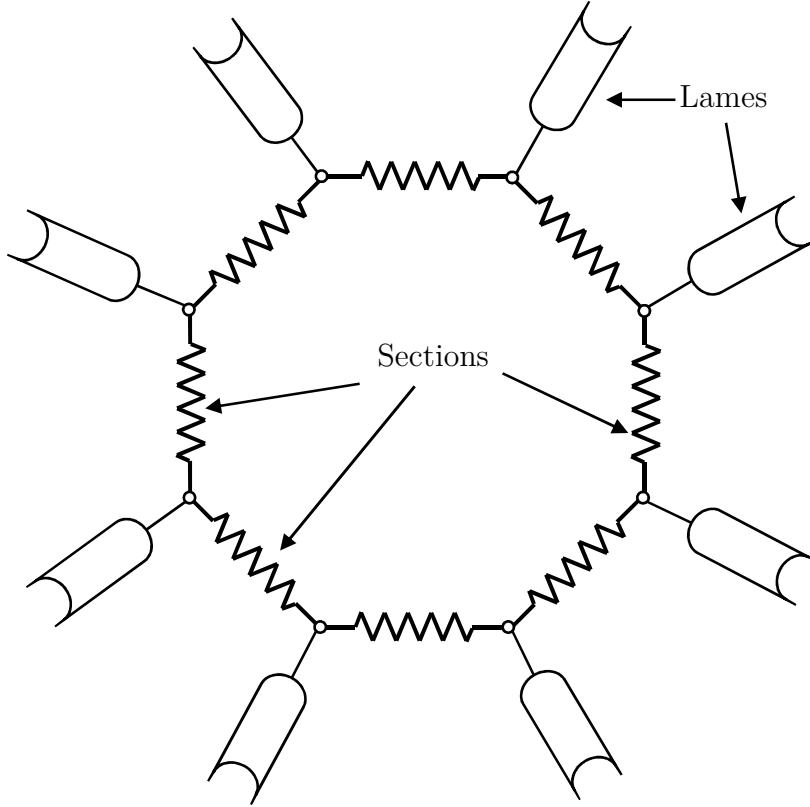


FIGURE 2.22 – Mise en série des sections afin de former l'enroulement d'induit d'une machine à collecteur.

2.4.2 Emplacement des sections dans les encoches de l'induit

Afin de placer correctement l'enroulement sur l'induit et de loger les conducteurs dans les encoches il faut relier le nombre d'encoches avec le nombre de sections et il faut connaître les pas d'enroulement.

Une encoche peut comporter plus que deux faisceaux, mais toujours en nombre pair. Cette situation conduit à un nombre de sections N_s et un nombre de lames du collecteur n_{lame} supérieur au nombre d'encoches N_{enc} de l'induit. C'est une technique qui permet donc de diminuer la différence de potentiel entre les lames et d'éviter les arcs électriques. Si dans l'enroulement il existe N_s sections, Il faut alors loger $2N_s$ faisceaux (ou côtés) dans les N_{enc} encoches et ainsi nous aurons $2u = \frac{2N_s}{N_{enc}}$ faisceaux par encoche. Le nombre total de sections sur l'induit est alors :

$$N_s = uN_{enc} \quad (2.3)$$

Où u est le nombre de faisceaux dans une couche d'une encoche.

Une encoche peut être divisée en u encoches élémentaires (voir figure 2.23).

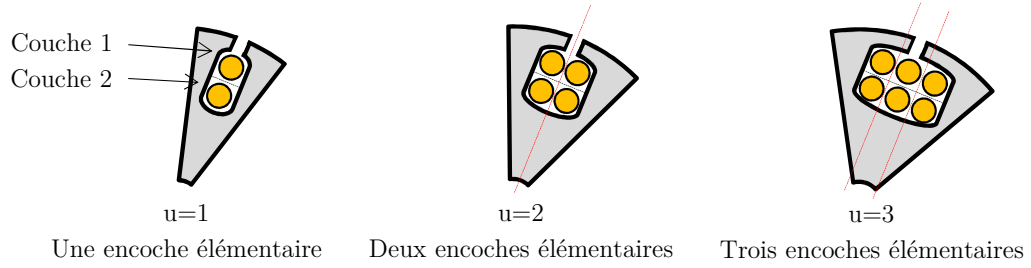


FIGURE 2.23 – Encoche d'un induit comprenant un, deux ou trois faisceaux par couche.

Le nombre N_{enc}^{elem} d'encoches élémentaires de l'induit est égal au nombre de sections dans l'enroulement et au nombre de lames du collecteur $N_{enc}^{elem} = N_s = n_{lame}$. Les pas de l'enroulement d'induit seront mesurés en encoches élémentaires.

Pour une tension d'alimentation donnée, il faut maintenir la tension entre les lames inférieure à un seuil, afin d'éviter l'apparition des étincelles au niveau du collecteur. Si la tension entre les lames dépasse ce seuil (qui déclenche des étincelles), il faut accroître le nombre de lames pour diviser davantage la tension d'alimentation entre les lames. Ce fait augmente automatiquement le nombre de sections, car $n_{lame} = N_s$. De ce fait, il faut loger plus d'un faisceau dans une couche d'une encoche si le nombre d'encoches ne peut pas être augmenté. D'ailleurs, il a été remarqué que dans des machines dont le courant par branche (par voie) est très important, les encoches ne contiennent que deux faisceaux $u = 1$ [11]. Le nombre d'encoches de l'induit est alors égal au nombre de lames au collecteur et au nombre des sections. C'est le cas notamment pour la plupart des démarreurs, car avec une tension d'alimentation de 12V, l'intensité du courant dans les sections atteint des grandes valeurs pour fournir la puissance de démarrage nécessaire.

Pour que les sections induisent la force électromotrice souhaitée il faut placer convenablement les côtés des sections dans les encoches. La littérature nous fournit les formules des pas d'enroulement d'induit présentés ci-dessous. Ceux-ci nous permettent de calculer les distances entre les différents côtés des sections.

Pour ordonner et disposer les sections de l'enroulement dans les encoches, les règles suivantes doivent être considérées. Qu'il s'agisse d'un bobinage ondulé ou imbriqué nous avons :

1. Premier pas y_1 :

Le premier pas d'enroulement nous indique la distance en pas dentaires à respecter entre les deux côtés d'une section. Cette distance permet aux sections d'embrasser tout le flux d'un pôle, pour générer une force électromotrice maximale. Par la suite avec une telle distance, l'enroulement réalisé doit avoir un

2.4. PRINCIPE DE RÉALISATION DES ENROULEMENTS DE L'IND...

pas total, ou pas polaire. Mais souvent le pas polaire $\frac{N_{enc}^{elem}}{2p}$ n'est pas entier. Pour avoir y_1 un nombre entier d'encoche, nous procédons par un petit raccourcissement ou allongement ($\pm\varepsilon$) par rapport au pas polaire si le nombre d'encoches est fixé par telle ou telle contrainte (non liée forcément à la conception du bobinage). D'où l'expression suivante [11] :

$$y_1 = \frac{N_{enc}^{elem}}{2p} \pm \varepsilon \quad \in \mathbb{N} \quad (2.4)$$

Étant donné que la formule 2.4 découle du principe d'exécution d'un enroulement en tambour, elle est valable pour un enroulement quelconque en tambour.

2. Deuxième pas y_2 :

Le deuxième pas d'enroulement est la distance entre le deuxième côté d'une section et le premier côté de la section suivante à laquelle elle est reliée électriquement, voir figure 2.22. La figure 2.24 illustre les pas d'enroulement.

3. pas résultant y :

Le pas résultant est la distance entre les côtés correspondants de deux sections qui se suivent dans l'enroulement de la figure 2.22, voir figure 2.24. L'expression suivante relie ces trois pas :

$$y = y_1 + y_2 \quad (2.5)$$

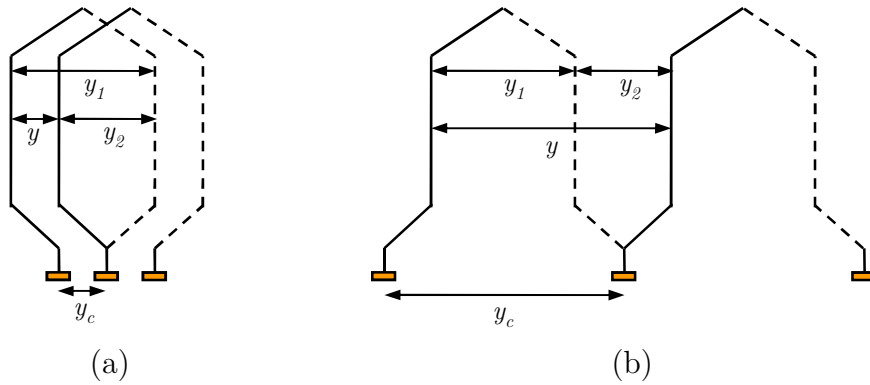


FIGURE 2.24 – Les pas d'enroulement pour un bobinage imbriqué (a) et pour un bobinage ondulé (b).

Les conducteurs de cuivre fixés dans les encoches peuvent avoir des sections de forme rectangulaire ou circulaire. Ceci dépend de la forme géométrique des encoches. Toutefois, il faut avoir le maximum de remplissage de l'encoche par le cuivre.

2.4.3 Raccordement d'enroulement d'induit au collecteur

Après avoir placé les sections sur l'induit il faut les relier entre elles et raccorder l'enroulement au collecteur afin de créer un circuit électrique. Ce circuit électrique

formé alors par l'enroulement et le système de balais-collecteur doit se retrouver identique à lui même chaque fois que les balais se déplacent d'une lame du collecteur à la suivante. Dans le circuit, des groupes de sections en série sont montés en parallèle par les balais (voir figure 2.25), la grandeur $2a$ désigne le nombre des branches mise en parallèle, elle est appelée *nombre de voies en parallèle*. Suivant le mode de connexion des sections, nous créons différents types d'enroulement comportant différents nombres de voies en parallèle, chacun présentant un comportement électrique différent.

Afin de savoir comment relier une section avec les sections voisines via les lames du collecteur, il faut déterminer une distance entre les lames du collecteur auxquelles une section doit être connectée. Il s'agit d'une procédure basée sur une connaissance empirique. Cette distance calculée en nombre d'intervalles au collecteur est appelée « pas d'enroulement au collecteur » y_c .

L'équation pour le pas au collecteur, présentée ci dessous (formule 2.6), doit donner un nombre entier [13] :

$$y_c = \frac{\tau_\beta N_s \pm a}{p} \quad (2.6)$$

Où a est le nombre de paires de voies d'enroulement et p le nombre de paires de pôles.

Les principaux types de bobinage sont caractérisés par τ_β qui ne peut prendre que deux valeurs, zéro ou 1 [13] :

1. Si $\tau_\beta = 0$, la formule 2.6 nous donne le pas au collecteur d'un bobinage **imbriqué**. Ce type de bobinage est appelé **parallèle**. Le pas au collecteur sera alors $y_c = \pm \frac{a}{p}$. Les signes plus ou moins désignent respectivement les cas non croisé ou croisé [11].
2. Si $\tau_\beta = 1$, la formule 2.6 nous donne le pas au collecteur d'un bobinage **ondulé** ou **série**. Le pas au collecteur aura alors l'expression $y_c = \frac{N_s \pm a}{p} = \frac{n_{lame} \pm a}{p}$. Inversement, dans ce cas de figure, les signes plus ou moins désignent respectivement les cas croisé ou non croisé [11].

Si nous choisissons l'option non croisée (la plus répandue) le bobinage sera progressif. Tandis que l'option croisée qui donne un bobinage rétrograde consomme plus de cuivre. Dans ce cas, il en résulte des extrémités de bobines plus longues qui entraînent une résistance de bobine plus élevée et donc plus de pertes, cette solution devrait être théoriquement abandonnée. On démontre, en effet, qu'en passant d'un bobinage croisé à un bobinage non croisé, la polarité des balais est inversée, ce qui peut être une gêne lors du rebobinage d'un induit avarié. [25]

Pas toutes les combinaisons de N_s , a et p ne nous donnent un y_c entier. C'est au concepteur d'ajuster et d'arrondir ce chiffre [13]. Ces procédures par tâtonnements limitent la conception d'un bobinage optimal d'une machine à collecteur, d'où la nécessité d'apporter l'assistance des autres méthodes plus rigoureuses scientifiquement.

2.4.4 Choix du type de bobinage

Les deux principaux types de bobinage pour l'induit d'une machine à courant continu sont le bobinage **ondulé** et le bobinage **imbriqué**. La différence entre les deux est simplement due à une connexion différente entre les sections et le collecteur. Selon le choix de connexion, un circuit électrique différent s'établit entre les balais. Le courant débité par la source passe à travers l'enroulement en se divisant dans plusieurs branches montées en parallèle. Chaque branche est une voie constituée d'un nombre de sections connectées en série. Ces branches, formées par des sections, se trouvent entre les balais. Ainsi, c'est grâce aux balais que toutes les voies de l'enroulement sont branchées en dérivation, comme le montre la figure 2.25.

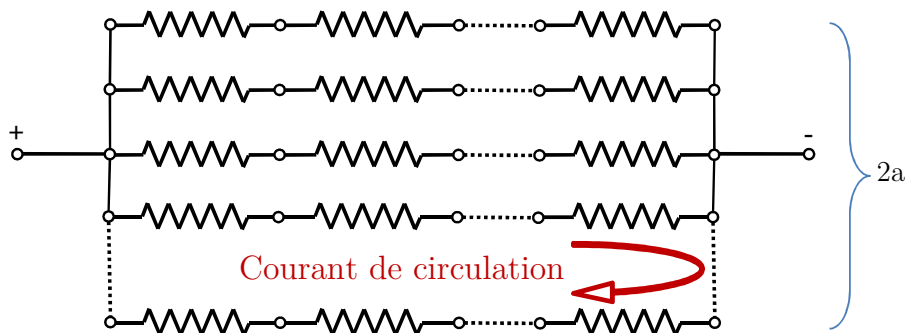


FIGURE 2.25 – Voies en parallèle d'un enroulement situé entre les balais.

Quand plusieurs voies en parallèle s'établissent dans le circuit de l'enroulement il faut assurer la symétrie de ces voies, c'est-à-dire chaque voie doit comporter le même nombre de sections à chaque instant. Ceci permet d'avoir rigoureusement la même différence de potentiel aux bornes de chaque voie. Sinon des courants de compensation vont circuler entre les balais donnant naissance à des étincelles.

Dans un circuit électrique, avec la rotation de l'induit, la position des sections change. Elles se permutent et même passent d'une voie à une autre. Cette interversion peut introduire des dissymétries pour de courtes durées. Mais globalement, l'allure du circuit doit rester inchangée.

Le choix du type de bobinage, autrement dit, l'interconnexion des sections et la façon de brancher ces dernières aux lames du collecteur, définit le nombre $2a$ de

voies en parallèle. Un bobinage ondulé simple dispose toujours de deux voies en parallèle. Tandis que dans un induit à bobinage imbriqué simple le nombre de voies en parallèle de l'enroulement est déterminé par le nombre de pôles $2p$.

Il est possible d'avoir un nombre de voies en parallèle plus élevé en employant la technique du bobinage **multiple**. L'exécution de cette technique permet de multiplier le nombre de voies par χ , le degré de multiplicité.

2.4.4.1 Bobinage imbriqué

La réalisation d'un bobinage de type imbriqué conduit à connecter un faisceau aller d'une section avec un faisceau retour d'une section qui a une surface en commun avec la première (voir figure 2.24a). Afin de satisfaire l'équation 2.6 il faut d'abord savoir la valeur de $2a$, le nombre de voies en parallèle. Une telle connexion génère un nombre de voies en parallèle au moins égale au nombre de pôles. Dans le cas général, l'expression 2.7 sert à calculer le nombre de voies en parallèle dans un enroulement imbriqué :

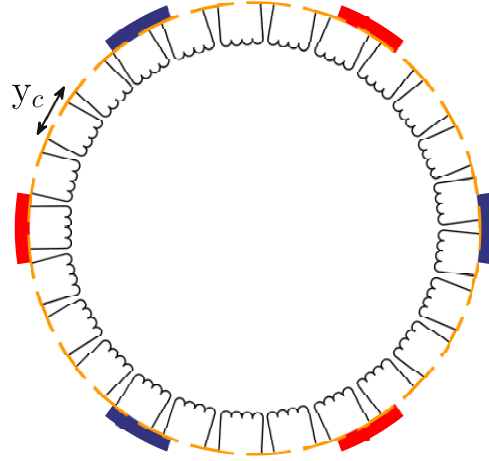
$$a = \chi \cdot p \quad (2.7)$$

Pratiquement le degré de multiplicité χ est confiné entre les valeurs $\chi=1, 2$ ou rarement 3. Il doit être inférieur ou égal à p [26]. Si $\chi = 1$, le bobinage est dit **simple**. Mais pour les autres cas, quand $\chi > 1$, le bobinage est dit **multiple**.

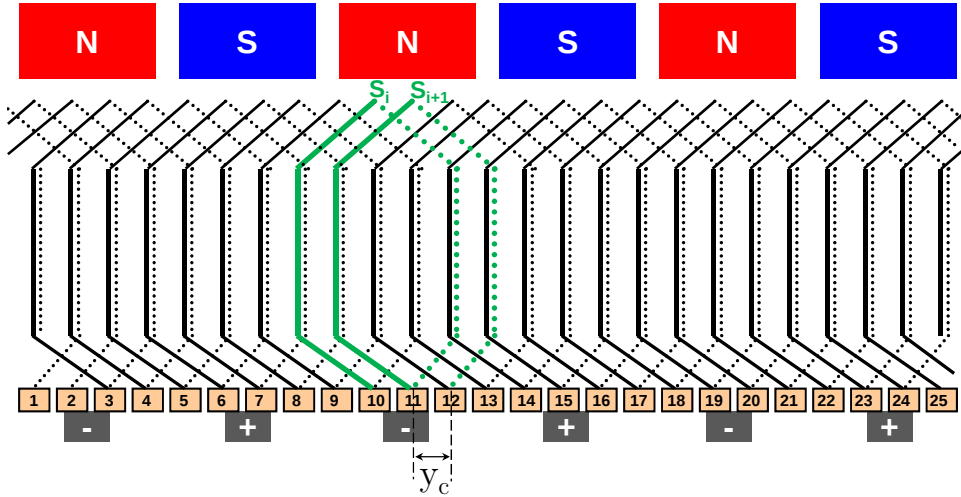
Après avoir exposé les notions de base et toutes les données nécessaires pour réaliser un bobinage imbriqué sur le rotor d'une machine à courant continu, nous donnons maintenant un exemple d'un bobinage imbriqué pour le démarreur *FS18* à trois paires de pôles et à 25 encoches. Comme nous l'avons déjà expliqué dans le § 2.4.2, les démarreurs à collecteur ont souvent un seul faisceau par couche dans une encoche $u = 1$, c'est à dire $N_{enc} = N_s = n_{lame} = 25$. Afin de loger les sections dans les encoches, l'équation 2.4 nous indique l'ouverture des sections en pas dentaires, $y_1 = 4$. D'autre part, afin de relier les sections entre elles ainsi qu'avec le collecteur, nous considérons un bobinage imbriqué simple $\chi = 1$. Le nombre de voies en parallèle est donné alors par l'équation 2.7 $a = p = 3$. Ceci nous sert à calculer le pas au collecteur grâce à l'équation 2.6 $y_c = 1$. La figure 2.26 illustre le bobinage imbriqué avec deux représentations différentes.

2.4.4.2 Bobinage ondulé

Le bobinage de type ondulé doit satisfaire aux équations 2.8 et 2.6. Pour réaliser un bobinage ondulé, il faut relier les brins des sections qui n'ont pas une surface en commun entre elles. Les extrémités des sections sont ployées vers l'extérieur comme



(a) Vue du collecteur-balais. Branchement des sections aux lames du collecteur et représentation du pas au collecteur y_c d'un bobinage imbriqué.



(b) Diagramme du bobinage imbriqué.

FIGURE 2.26 – Représentation du bobinage imbriqué simple sur le démarreur *FS18* à 25 sections (S_i).

le montre la figure 2.24b.

Contrairement au bobinage imbriqué, le bobinage ondulé à un nombre de voies en parallèle indépendant du nombre de paires de pôles p et il est exprimé en fonction du degré de multiplicité χ .

$$a = \chi \quad (2.8)$$

Dans le cas simple, où $\chi = 1$ le nombre des voie en parallèle est toujours égal à 2.

Le nombre de balais nécessaires pour un bobinage imbriqué est toujours égal au

nombre de pôles de l'inducteur $2p$. Pour un bobinage ondulé, comme le nombre de voies en parallèle est indépendant du nombre de pôle, un paire de balais est suffisant pour assurer le fonctionnement de la machine. Néanmoins, autant de balais peuvent être utilisés que le nombre de pôles $2p$ [13] [27].

Le démarreur *FS18* utilise par défaut un enroulement ondulé simple ($a = 1$) à deux faisceaux par encoche ($u = 1$). Détaillons maintenant cet enroulement. L'emplacement des sections ou leur ouverture y_1 ne dépendant pas du type de connexion entre les sections et leur raccordement au collecteur, l'unique différence sera au niveau du pas au collecteur y_c . Calculons cette grandeur pour obtenir un enroulement non croisé $y_c = \frac{N_s - a}{p} = \frac{25 - 1}{3} = 8$. Ce pas au collecteur et le diagramme du bobinage ondulé sont présentés dans la figure 2.27.

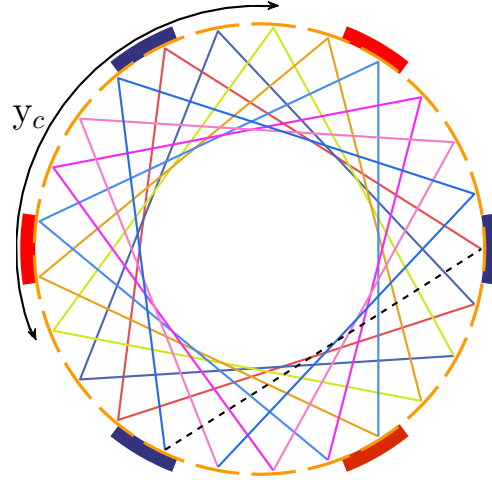
2.4.4.3 Comparaison des bobinages imbriqué et ondulé

Le critère principal qui varie avec le choix du raccordement de l'enroulement au collecteur est donc le nombre de voies d'enroulement $2a$.

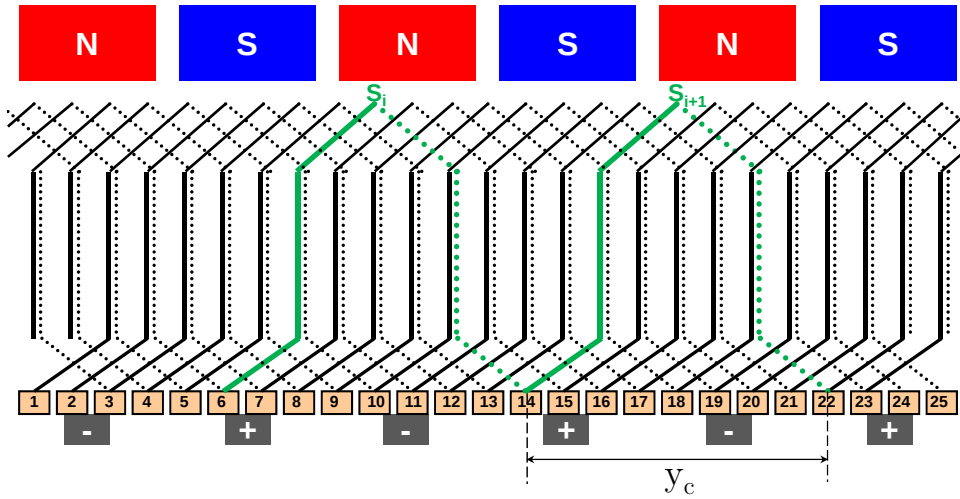
D'après la formules 2.7 et 2.8, nous remarquons que la grandeur a est indépendante du nombre de paires de pôles p dans le cas ondulé. Donc pour une machine électrique à plus que deux pôles $p > 1$, l'enroulement ondulé établit un circuit électrique avec un nombre de voies en parallèle inférieur à celui d'un bobinage imbriqué ayant le même degré de multiplicité. De ce fait le cas imbriqué est adapté pour des applications à forts courants car un nombre de voies en parallèle important dans le circuit électrique ramifie le courant débité par la batterie dans plusieurs branches. En revanche le bobinage ondulé est mieux adapté pour des applications à haute tension. La force électromotrice, étant inversement proportionnelle au nombre de voies en parallèle, est plus élevée que dans le cas imbriqué pour une machine ayant le même inducteur et le même nombre de sections.

Le bobinage ondulé est la solution la plus fréquente. De plus, pour avoir les mêmes performances, le bobinage ondulé nécessite moins de nombres de tours par section w_s que le bobinage imbriqué [28]. Un nombre de tours par section plus élevé induit une inductance d'enroulement plus importante, donc facilitation de création des arcs électriques. D'autre part, le diamètre de fil pour un bobinage ondulé est plus grand que celui du bobinage imbriqué [26]. Cependant, la consommation en cuivre des deux types de bobinage est la même pour une même machine délivrant la même puissance [13].

D'autres considérations comme la commutation peuvent également jouer, et leur influence sur le choix du bobinage dépendra de la présence de connexions équipotentielles (pour ces dernières voir l'annexe D).



(a) Vue du collecteur-balais. Branchement des sections (représentées par des segments colorés) aux lames du collecteur et représentation du pas au collecteur y_c d'un bobinage ondulé.



(b) Diagramme du bobinage ondulé.

FIGURE 2.27 – Représentation du bobinage ondulé simple sur le démarreur *FS18* à 25 sections (S_i).

2.4.5 Conclusion du bobinage des machine à courant continu à collecteur

Dans cette section, nous avons décrit l'exécution des enroulements des machines électriques qui sont branchées à un réseau par l'intermédiaire d'un collecteur. La mise en place de l'enroulement de ces moteurs n'est pas le résultat de l'application simple d'un ensemble de formules mais la représentation d'un problème complexe. Nous avons clairement remarqué des lacunes dans la démarche qui rendent particulièrement délicat l'aboutissement à un bobinage optimal. Les différentes réflexions

de cette démarche nous poussent à restreindre la diversité du bobinage sur deux familles (le bobinage imbriqué et le bobinage ondulé). La complexité et les dépendances des choix de bobinage explique bien la difficulté que l'on a à rationaliser la conception des machines à courant continu.

Nous allons dans le prochain paragraphe, mettre en évidence l'équivalence qui existe entre un bobinage d'une machine à courant alternatif et le bobinage d'une machine à courant continu.

2.5 Similitude entre le bobinage d'induit des machines à courant alternatif et celui des machines à courant continu

Le tableau 2.2 résume les principales caractéristiques des enroulements réalisés par la démarche utilisée pour les machines polyphasées à courant alternatif et des enroulements réalisés par la méthode traditionnelle employée pour les machines à courant continu à collecteur mécanique.

	Enroulement des machines à courant continu à collecteur	Enroulement des machines à courant alternatif
Couches d'enroulement	double	une ou deux
Couplage des phases	connexion en polygone	libre
Étude des harmoniques	non maîtrisée	maîtrisée
Formules	empiriques	déductives
Conception	sévère	flexible

TABLE 2.2 – Comparaison entre les deux méthodes de réalisation des enroulements d'induit.

Après avoir décrit, le bobinage de chaque type de machine, il devient plus facile à identifier les similitudes entre les bobinages. En suivant le raisonnement du bobinage d'une machine à courant alternatif, l'exemple du démarreur *FS18* reproduit un plan de bobinage identique à celui trouvé par les formules de la machine à courant continu. Nous pouvons voir cette ressemblance en comparant les figures 2.18a et 2.26b ou les figures 2.18a et 2.27b. Dans le couplage en polygone de l'enroulement à

25 phases de la figure 2.18a nous avons connecté les sections adjacentes entre elles, ce qui est l'équivalent du bobinage imbriqué simple de la figure 2.26b trouvé par l'approche classique. Il est toutefois possible de connecter des sections distantes, si nous relierons les sections espacées d'un pas polaire entre elles, nous retrouvons alors le bobinage ondulé simple de la figure 2.27b.

L'avantage de l'approche du bobinage polyphasé est sa flexibilité, il offre un grand choix de connexions entre les phases de l'enroulement. Alors que l'approche classique des machines à courant continu est plus restreinte et conduit toujours à une connexion en polygones des phases, avec deux familles d'arrangement, l'ondulé et l'imbriqué.

Outre ce constat de similitude, basé sur les diagrammes de bobinage, nous allons nous appuyer sur deux autres arguments : les courants électriques polyphasés et le convertisseur (continu/alternatif).

2.5.1 Courant alternatif polyphasé dans l'enroulement sans et avec collecteur

Un système polyphasé est particulièrement utile pour transmettre une puissance électrique. Par définition, un système polyphasé (à m phases) est formé par la distribution des courants alternatifs ayant la même pulsation. Cette distribution est choisie de telle sorte que l'angle de déphasage (en angle électrique) entre deux courants appartenant à des phases successives soit de $\frac{2\pi}{m}$ dans un système comportant un nombre impair de phases et de $\frac{\pi}{m}$ dans un système comportant un nombre pair de phases [13].

$$\begin{aligned} \text{Si } m \text{ est impair, } \alpha_{ph} &= \frac{2\pi}{m} \\ \text{Si } m \text{ est pair, } \alpha_{ph} &= \frac{\pi}{m} \end{aligned} \tag{2.9}$$

Dans les enroulements des machines à courant alternatif le système polyphasé est la clef de la production d'énergie, mais jusqu'alors ce n'est qu'une abstraction pour l'enroulement des machines à courant continu. Afin d'affirmer que l'enroulement des machines à courant continu fonctionne selon le principe d'un système polyphasé, nous analyserons les courants circulant dans les différentes parties de l'enroulement. Prenons l'exemple du démarreur *FS18* avec son bobinage ondulé élaboré classiquement grâce à l'approche destinée pour les machines à courant continu. Après avoir modélisé et calculé par éléments finis³ les phénomènes électromagnétiques, nous présentons les courants des sections. Nous allons choisir les courants

3. Simulation effectuée par le logiciel FLUX2D

CHAPITRE 2. ÉTUDE DES BOBINAGES D'INDUITS

des sections qui occupent les mêmes places que les zones des phases successives du plan de bobinage obtenu par l'approche de l'enroulement d'une machine à courant alternatif. Choisissons par exemple deux sections de l'enroulement de la machine

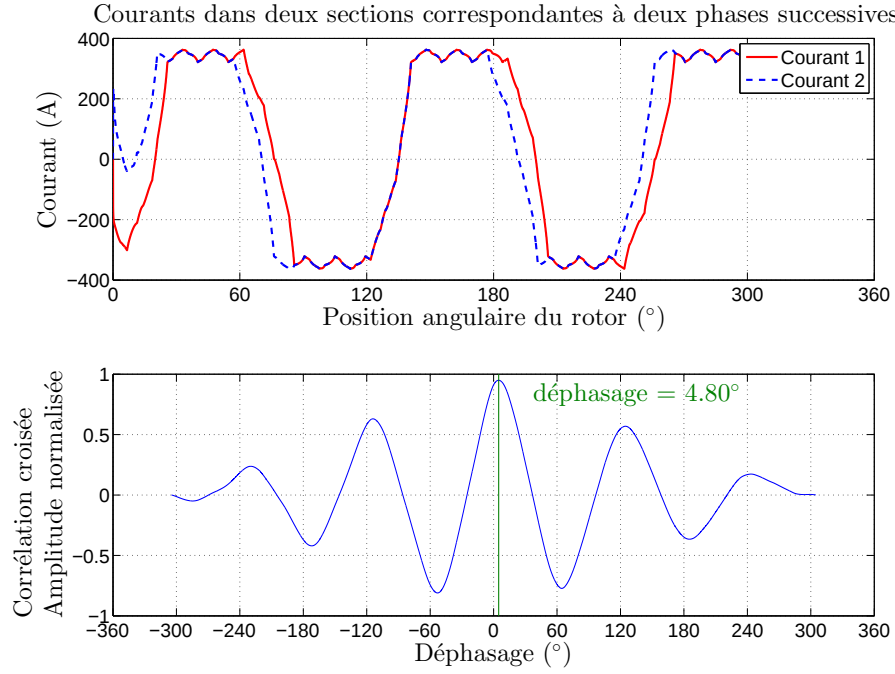


FIGURE 2.28 – Courants dans deux sections du démarreur *FS18* calculés par FLUX2D et l'angle de déphasage en degré mécanique obtenu par une corrélation croisée.

à courant continu (*FS18*) qui correspondent à la phase 1 et à la phase 2 de la figure 2.17, c'est-à-dire la section logée dans les encoches 1-5 et la section logée dans les encoches 18-22. La figure 2.28 illustre les courants alternatifs de ces sections appartenant à l'enroulement de la machine à courant continu et le déphasage entre eux qui vaut 4.8° mécaniques. L'angle de déphasage est déterminé ici en cherchant l'argument du maximum « *arg max* » de la fonction **corrélation croisée** de ces deux signaux alternatifs. En degré électrique, cet angle correspond bien à l'angle de déphasage entre deux phases consécutives d'un système polyphasé à 25 phases $\alpha_{ph} = \frac{360^\circ}{25}$. En effet, l'angle du déphasage transformé en degré électrique est $4.8^\circ \times p = 4.8^\circ \times 3 = 14.4^\circ = \frac{360^\circ}{25}$.

Grâce à cette analyse nous pouvons comprendre qu'une section (située entre deux lames) de la machine à courant continu se comporte exactement comme l'une des phases d'une machine à courant alternatif. Il serait alors possible d'appeler les sections de l'enroulement d'une machine à courant continu des « phases électriques ».

De plus, en comparant les figure 2.22 et 2.9 et d'après les explications précé-

dentes, nous pouvons dire que le nombre des lames du collecteur doit être égal au nombre de phases de l'enroulement d'induit, parce qu'une lame est considérée comme une extrémité de l'enroulement à travers laquelle nous injectons ou récupérons du courant électrique.

2.5.2 Convertisseur et collecteurs tournants

Les machines électriques tournantes connectées au réseau à courant alternatif polyphasé n'ont pas besoin de convertir le courant électrique. Ces machines, à l'exception des moteurs universels, n'utilisent pas des convertisseurs ou des systèmes balais-collecteur. Or dans des systèmes embarqués, où le stockage de l'énergie électrique est assuré principalement par des accumulateurs sous forme de courant continu, l'utilisation des convertisseurs et des collecteurs est nécessaire pour brancher l'enroulement d'induit au réseau embarqué.

Focalisons nous maintenant sur l'interface entre l'enroulement d'induit d'une machine et le circuit extérieur. Considérons ce dernier comme un circuit à courant continu. Nous comparons ici le système balai-collecteur à un convertisseur électrique pour conclure simplement que les enroulements d'induit de toutes les machines fonctionnent de la même manière.

Ces deux organes, qui convertissent la forme⁴ du courant électrique, assurent une commutation de courant dans les phases (ou les sections) de l'enroulement d'induit d'une machine quelconque. Les lames du collecteur et les balais jouent le rôle des interrupteurs comme les transistors dans un onduleur. Quand une machine à courant continu fonctionne en génératrice ou en moteur, une différence de potentiel tantôt positive tantôt négative apparaît entre les lames reliées aux extrémités d'une **phase** (voir figure 2.29). La période positive et la période négative sont séparées par un palier nul ou un « temps mort » t_{cc} due à la mise en court-circuit de la phase (quand ces deux lames sont connectées au même potentiel électrique).

La forme de cette courbe est identique à celle d'une tension composée à la sortie d'un onduleur électronique dont la commande est *décalée*⁵. Dans ce type de fonctionnement, les interrupteurs de l'onduleur électronique sont alternativement ouverts et fermés pendant la moitié de la période électrique [29]. Le palier nul de la tension composée, qui est l'équivalent du temps de court-circuit t_{cc} , correspond à une distance angulaire de $\frac{\pi}{3}$ ou 60° électrique dans un système triphasé. Pour les machines

4. Types de courant : courant continu et courant alternatif

5. La *commande décalée* ou à trois niveaux de tension est une première étape vers l'obtention d'un courant sinusoïdale à la sortie d'un onduleur. L'utilisation de cette commande fournit un signal qui contient moins d'harmoniques que la commande *symétrique* ou *pleine onde*.

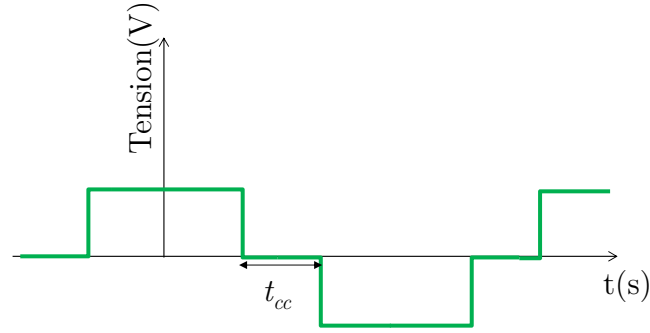


FIGURE 2.29 – Tension aux bornes d’une phase en fonction du temps.

polyphasées utilisant des balais-collecteur, le temps de court-circuit t_{cc} est contrôlable par les ouvertures angulaires des balais et des lames, désignées respectivement par θ_{balai} et θ_{lame} . Nous pouvons relier le temps de court-circuit à ces paramètres par l’expression 2.10 ci-dessous (pour la démonstration voir l’Annexe C).

$$t_{cc} = \frac{\frac{\pi}{180} \cdot (\theta_{balai} + \theta_{lame}) - \frac{a}{p} \cdot \frac{2\pi}{n_{lame}}}{\Omega} \quad (2.10)$$

Avec

p nombre de paire de pôles

a nombre de paire de voies d’enroulement

n_{lame} nombre de lames du collecteur

Ω vitesse de rotation en rad/sec

Cette formule sera utile pour le dimensionnement d’une machine, qui permet d’ajuster les conditions de la commutation et de régler le fonctionnement de la machine en agissant sur son contenu harmonique.

Les commandes en pleine onde et les commandes décalées ont comme principal avantage d’être simples à mettre en œuvre, soit par des semi-conducteurs, soit par des systèmes balais-collecteurs. Par conséquent, elles induisent un coût moins élevé que d’autres commandes plus complexes (commande par *Modulation de Largeur d’Impulsion*). En outre, ces commandes assurent une connexion directe entre la machine et la source d’énergie électrique, et permettent d’atteindre le maximum de puissance extractible de la source [30]. Vu le niveau de tension relativement faible 12V utilisé pour les démarreurs actuels, ce constat prend une grande importance. Dans des courts intervalles de fonctionnement d’un démarreur, où l’optimisation de la puissance est capitale, une commande simple semble donc particulièrement bien adaptée [22].

2.6. CONCLUSION DU CHAPITRE 2

En revanche, le signal d'une commande simple de type pleine onde ou décalée est caractérisé par un spectre harmonique riche comparé au signal de la commande par *Modulation de Largeur d'Impulsion*. Les signaux des commandes simples génèrent ainsi de multiples harmoniques de courants de rang supérieur au fondamental. Par surcroît des *harmoniques d'espace* décrit dans le § 2.3.5, ces *harmoniques de temps* sont également indésirable. Dans le cas triphasé, l'interaction entre les harmoniques de courants d'ordre supérieur, et les harmoniques de la force électromotrice, est généralement considérée comme sources de perturbations du couple électromagnétique [22]. Pour cette raison, une commande simple n'est quasiment pas utilisée pour les machines triphasées. Ces dernières bénéficient souvent d'une commande plus complexe (commande par *Modulation de Largeur d'Impulsion*) générant des formes d'ondes plus proches d'une sinusoïde. Par contre, dans les machines utilisant le système balais-collecteur, le nombre de phases élevé (supérieur à 3) induit davantage de degrés de liberté, exploitables pour s'affranchir de contraintes de conception et de commande [22]. De plus, le nombre de phases élevé pousse les harmoniques de la force électromotrice, qualifiés d'indésirables (sources de perturbations), à des rangs assez élevés. Cependant, vu leurs ordres élevés, ces harmoniques sont naturellement très faibles. En conséquence, l'ondulation du couple diminue et la rotation du champs magnétique par rapport à l'induit sera moins discontinue au cours du temps.

2.6 Conclusion du chapitre 2

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté les différents bobinages des machines à courant alternatif, puis ceux des machines à courant continu et rappelé leurs effets vis-à-vis de ses performances ou du contenu harmonique du champ magnétique. La plus grande différence entre les enroulements de l'induit d'une machine à courant continu et d'une machine à courant alternatif est la manière dont est connecté l'enroulement à la source de puissance externe. L'enroulement des machines à courant continu est porté par le rotor et un système électromécanique (balai-collecteur) permet d'alimenter les sections tournantes par des courants alternatifs. Dans les machines à courant alternatif, qui comporte l'enroulement d'induit au stator, l'alimentation en courant polyphasé est assurée directement par une source externe. Nous avons traité le même exemple (du démarreur *FS18*) suivant les deux approches pour remarquer que le principe de fonctionnement des enroulements obtenus reste cependant le même. Le plan de bobinage réalisé par la méthode d'exécution des bobinages de machines à courant alternatif est équivalent à celui réalisé classiquement pour les démarreurs. Nous avons également souligné qu'un enroulement à courant continu est en fait un enroulement polyphasé équipé d'un collecteur qui assure une commande décalée. Comme nous cherchons à améliorer les machines à collecteur dans l'application du démarrage des moteurs thermiques, les techniques des machines alternatives polyphasées révèlent avoir des atouts supplémentaires que

CHAPITRE 2. ÉTUDE DES BOBINAGES D'INDUITS

l'on pourrait appliquer aux démarreurs. Il est donc possible de concevoir le bobinage des machines à collecteur par une transposition du mode de réflexion issue des machines polyphasées.

Chapitre 3

À la recherche d'un modèle précis et rapide

Sommaire

3.1	Introduction	77
3.2	Élaboration d'un modèle 3D du démarreur	78
3.2.1	Adaptation de maillage	79
3.2.2	Identification de la résistance de contact balai-lame	80
3.2.3	Modèle de l'arc électrique	91
3.2.4	Conclusion sur les contacts électriques	93
3.3	Prise en compte de l'effet 3D dans un modèle 2D	94
3.3.1	Choix des paramètres à ajuster	99
3.3.2	Démarche d'identification de paramètres	103
3.3.3	Vérification de la démarche sur un modèle analytique . . .	107
3.3.4	Application et résultats	111
3.3.5	Conclusion sur le modèle 2D équivalent	112
3.4	Conclusion et synthèse du chapitre 3	114

Le dimensionnement et l'optimisation des démarreurs traditionnels dans le but de leur renforcement, nécessite l'utilisation d'un modèle pratique et léger de la machine. Les machines à collecteur mécanique sont vraisemblablement les machines les plus difficiles à modéliser en raison du système balais-collecteur [10]. Ce chapitre comporte deux volets conduisant à la mise au point progressive d'un modèle représentatif du démarreur, capable d'effectuer des calculs rapides et précis à destination de l'application Stop-Start. Premièrement, nous qualifions le comportement inconnu des contacts électriques glissants au niveau du collecteur en se référant à des données de mesures classiques (caractéristiques), afin de pouvoir l'intégrer dans un modèle numérique. Deuxièmement, nous joignons dans un modèle 2D les effets 3D, qui sont particulièrement conséquents dans les démarreurs à cause de leur compacité et leur susceptibilité de se saturer magnétiquement.

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous exposons les difficultés et les limites de la modélisation d'une machine à courant continu et nous élaborons des solutions pratiques, le but étant d'aboutir à un modèle pertinent : ce modèle doit être précis, léger¹ et complet² mais également capable d'assurer des simulations rapides en vue d'être utilisé dans un processus optimisation.

La conception assistée par ordinateur des systèmes électromagnétiques a deux ramifications : des approches basées sur des circuits équivalents (circuits électriques, réseaux de réluctances...) qui utilise des méthodes analytiques ou semi-analytiques et des approches qui reposent sur les équations de Maxwell qui utilisent des méthodes numériques. Généralement, les circuits équivalents fournissent des solutions préliminaires, alors que la modélisation numérique est employée pour raffiner la conception, grâce à des informations détaillées sur les pertes, sur les zones soumises à des contraintes, etc... [31] Par la suite, nos travaux de recherches se basent principalement sur la modélisation numérique par la méthode des éléments finis. Cependant, qu'il s'agisse d'un modèle circuit équivalent ou d'un modèle numérique, il est indispensable d'estimer correctement les paramètres du modèle. Le défi réside alors dans la détermination des valeurs réelles des paramètres d'entrée car ces modèles numériques ne prennent pas en compte la variation ou l'incertitude d'un ou plusieurs paramètres.

1. Consomme peu de ressources informatiques.

2. Prend en compte plusieurs phénomènes physiques.

3.2. ÉLABORATION D'UN MODÈLE 3D DU DÉMARREUR

Nous proposons une démarche basée sur une approche d'identification par optimisation. Ce chapitre aborde principalement deux domaines d'application tout en précisant la technique d'optimisation. Nous débutons alors le chapitre par l'identification d'un paramètre ayant une grande incertitude et instabilité (la résistance de contact balai-lame), afin d'avoir un prototype virtuel tridimensionnel correct. Puis nous procédons à une simplification de ce modèle, en passant à une configuration 2D qui incorpore les informations topologiques 3D.

D'une manière générale, cette technique permet d'avoir une représentation précise et rapide d'un dispositif électromagnétique, notamment d'un moteur à courant continu dans des applications automobiles.

3.2 Élaboration d'un modèle 3D du démarreur

L'une des exigences du démarreur automobile, notamment avec le système Stop-Start est la durabilité ce qui impose en particulier une usure faible des balais. Pour qu'un démarreur conventionnel réponde à ces besoins, il doit être renforcé afin d'effectuer un nombre important de démarrages. A ce titre, il faut disposer d'un modèle numérique précis.

Dans notre modèle numérique tridimensionnel du démarreur à collecteur mécanique, les simulations basées sur la méthode des éléments finis font appel à un modèle **magnétique transitoire** qui permet l'étude des phénomènes créés par un champ magnétique variable dans le temps.

Les régions géométriques de la machine (le circuit magnétique, les aimants permanents, etc...) et son entourage, caractérisées par leurs propriétés physiques, sont discrétisées en éléments volumiques. Grâce à cette discrétisation spatiale, il devient possible d'appliquer les équations de Maxwell sur chaque nœud³ pour calculer les grandeurs magnétiques ou électriques. Cette discrétisation spatiale est appelée « maillage », elle doit être adaptée à chaque problème.

Bien sûr, comme toujours, il est très important de bien poser le problème et en particulier d'employer les bonnes valeurs des paramètres même si ceux-ci sont parfois difficiles à obtenir. Dans le cas des machines à collecteur mécanique, l'ensemble balai-collecteur constitue une difficulté, qui devra être étudiée en détail.

Dans le logiciel FLUX[®], l'alimentation électrique des bobines est assurée grâce à un couplage avec un circuit électrique. Le composant qui caractérise le contact

3. Les sommets d'un élément spatial ou maille sont appelés nœuds.

balai-lame, est défini par la résistance de contact qui est propre à chaque type de machine. La figure 3.1 montre un exemple de circuit électrique de l'enroulement d'une machine à collecteur qui comporte trois sections ou phases. Le nombre des composants électriques balai-lame est égal au produit des nombres de lames et de balais.

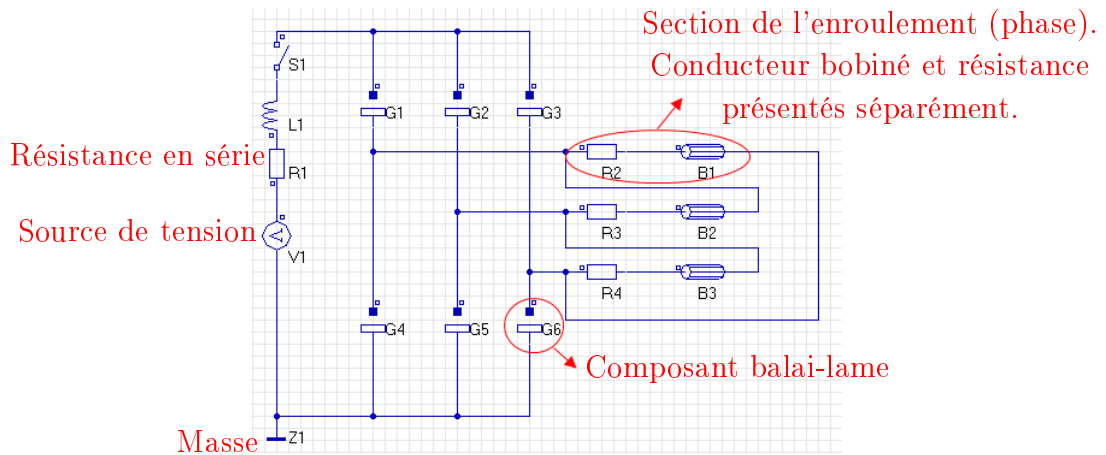


FIGURE 3.1 – Circuit électrique d'une machine à courant continu à trois lames et une paire de balais.

Cette résistance de contact sera l'objet que nous attendons dans la suite de ce chapitre.

3.2.1 Adaptation de maillage

Le maillage joue un rôle important dans le temps de calcul et dans la qualité des résultats obtenus [32]. Un maillage fin demande beaucoup de temps pour aboutir aux résultats, inversement un maillage pas assez fin risque de donner des résultats erronés. Il est donc nécessaire de trouver le bon maillage adapté à chaque problème.

L'opération de maillage consiste à diviser le domaine d'étude en mailles. Les mailles peuvent être des éléments **volumiques** si le domaine est un volume, **surfaciques** si le domaine est une surface ou encore **linéiques** si le domaine est une ligne. Les mailles se présentent sous différentes formes géométriques, selon lesquelles deux types de maillages se forment, le **maillage libre** avec des motifs de type simplexes et le **maillage réglé** avec des motifs réguliers. Dans le cas des éléments volumiques, le maillage libre est formé par des tétraèdres tandis que le maillage régulier est formé par des parallélépipèdes ou prismes.

Le maillage libre est simple et robuste, il peut être utilisé pour toutes les formes géométriques, mais il génère plus d'éléments qu'un maillage réglé. L'avantage qu'ap-

3.2. ÉLABORATION D'UN MODÈLE 3D DU DÉMARREUR

porte un maillage réglé est le contrôle du nombre et de la qualité des éléments obtenus. Il permet de réduire le nombre des nœuds, ce qui rend la simulation plus rapide.

Dans notre problème nous avons utilisé un maillage **mixte** (libre et réglé). Dans la figure 3.2, nous pouvons voir la structure réglé du maillage au milieu de la machine et la répartition libre des mailles aux extrémités.

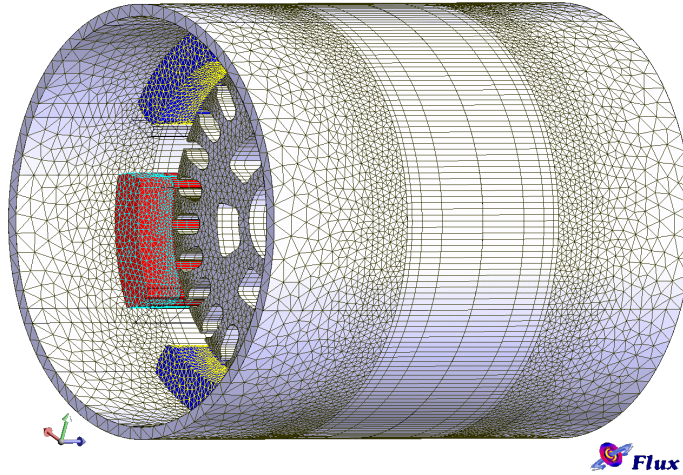


FIGURE 3.2 – La géométrie et le maillage du modèle d'un démarreur à six pôles sous FLUX3D.

Dans la région centrale de ce dispositif, les variables d'état varient rapidement dans les plans transversaux mais beaucoup moins dans la direction longitudinale. Pour cette raison, nous avons construit un maillage réglé en extrudant le maillage surfacique libre pour obtenir des prismes dont les hauteurs sont contrôlables. Cette technique permet de garder la finesse du maillage dans les plans transversaux de la machine et de réduire le nombre des nœuds dans la direction longitudinale. L'extrusion du maillage s'arrête avant les extrémités de la machine là où les variables d'état peuvent varier dans tous les sens. La progression du maillage, du centre vers les bords, est graduelle. Les hauteurs des prismes (mailles) s'atténuent progressivement, avant de basculer vers un maillage libre.

3.2.2 Identification de la résistance de contact balai-lame

Au cours de la rotation de démarreur, les lames de collecteur passent continuellement sous les balais, ce qui a pour effet d'inverser le sens du courant dans les section. L'ensemble balais-collecteur est illustré dans la figure 3.3, la surface séparant le balai d'une lame, cause une chute de tension électrique. Elle se comporte suivant une loi qu'on peut considérer comme $e + R.I$ [33]. La résistance ohmique d'un contact

électrique est considérée comme la raison principale de cette chute de tension, bien que d'autres types d'impédance et des sources de force électromotrice peuvent intervenir. Ce paramètre essentiel détermine la qualité des résultats d'une simulation par éléments finis : sa mauvaise évaluation peut entraîner des erreurs allant jusqu'à 15% de la valeur concrète d'un résultat. Chercher à identifier ce paramètre sera indispensable pour le dimensionnement d'une machine à collecteur grâce au modèle numérique précis.

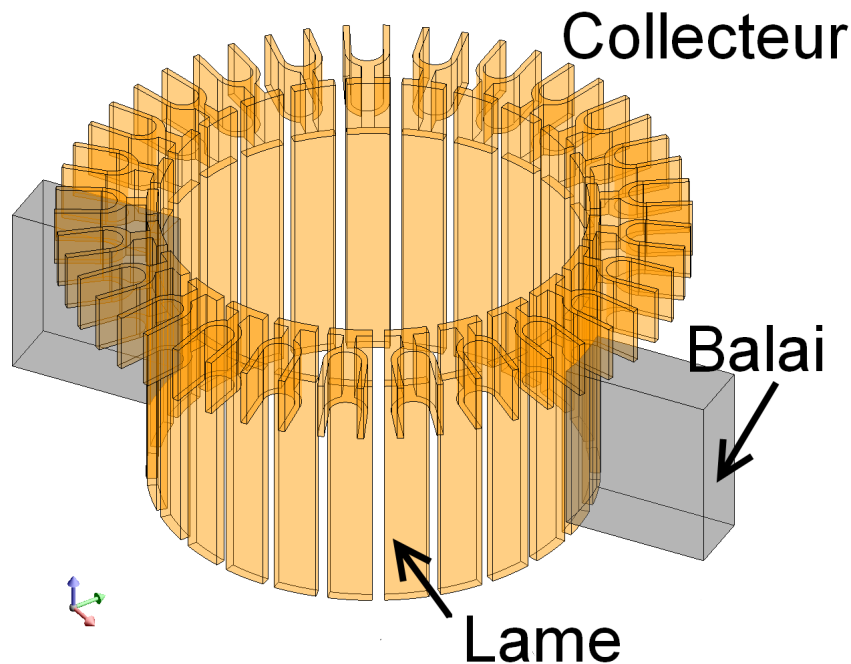


FIGURE 3.3 – Collecteur tournant et balais (onduleur/redresseur mécanique).

Mesurer expérimentalement la résistance de contact directement au niveau du contact rotatif entre un balai et une lame, est une tâche complexe et coûteuse. Habituellement, il est convenu que la chute de tension aux bornes des contacts balais-lames est de l'ordre de 0.5 V, dont l'origine se trouve dans la résistance au passage du courant [34] [35] [36]. Cette chute étant du même ordre de grandeur que la résistance d'une bobine, il faut porter une attention toute particulière à sa valeur exacte.

Dans cette première partie du chapitre nous décrivons une approche pour estimer la valeur de la résistance de contact balai-lame et son comportement. Il s'agit d'une méthode d'identification combinant des données de mesure caractéristiques du moteur et des résultats de calculs numériques.

3.2. ÉLABORATION D'UN MODÈLE 3D DU DÉMARREUR

3.2.2.1 Description de la résistance de contact

Les phénomènes couplés qui apparaissent au niveau des contacts électriques, plus particulièrement des contacts glissants, sont difficiles à prévoir théoriquement. La puissance dissipée à l'interface entre balais et collecteur est un sujet souvent traité dans la littérature. Il est question cette fois d'une chute de tension à l'interface des contacts glissants, dont la valeur moyenne dépend essentiellement des matériaux en présence. À cause des phénomènes électrolytiques qui créent une dissymétrie de cette tension, les fabricants de balais fournissent généralement la valeur de la chute de tension pour la totalité des lignes + et - [33]. Celle-ci peut aussi être mesurée, on l'évalue alors autour du point de court-circuit (rotor bloqué). Mais ces estimations n'aboutissent pas à une valeur précise et valable pour de la totalité de la plage de fonctionnement du moteur. Une autre façon de procéder est d'exploiter les données caractéristiques de l'appareil.

Certains logiciel de calcul, en particulier FLUX[®], caractérise le contact électrique par une résistance électrique de contact R_{on} et par l'état de la surface entre les deux pièces en contact (voir l'annexe B, figure B.2). Le terme R_{on} définit une valeur de résistance électrique, uniquement dans le cas où une lame et un balai sont en contact **intégral** (voir l'annexe B, figures B.2 et B.3). Cette grandeur physique est caractérisée par une forte variabilité, car lors du fonctionnement plusieurs facteurs interviennent : nature des matériaux, types de lubrification, paramètres du milieu ambiant, pression des balais sur le collecteur, vitesse de rotation, température au niveau du contact, densité et fréquence du courant électrique, la géométrie du contact etc...[37]. Le paramètre R_{on} est donc fonction de plusieurs facteurs : $R_{on} = f(\Omega, I, T, P, \dots)$.

Mais à cause de la dépendance multiple de R_{on} , il est difficile de mesurer cette résistance électrique. De même, il n'est pas évident de relier, d'une manière détaillée, les différentes expressions ou formules (si elles existent) décrivant séparément les facteurs mis en jeu. Donc il est difficile de modéliser rigoureusement la configuration globale d'un contact électrique. L'une des raisons principales est la complexité de la géométrie au niveau microscopique de la jonction entre deux surfaces [38]. La figure 3.4 illustre que les zones de contacts sont des pointes appelées « A-spot » [39] et qu'en définitive la vraie surface de contact est inférieure à la surface totale.

Par ailleurs, des interdépendances existent entre les différents facteurs influençant la résistance de contact. Par exemple, la température est directement proportionnelle à la vitesse de rotation. Ou aussi, dans une machine à courant continu le courant traversant le contact est inversement proportionnelle à la vitesse de rotation. D'une manière générale, le comportement électrique du contact est fondamentalement relié à la vitesse de rotation du système [40] [41] $R_{on} = f(\Omega, I(\Omega), T(\Omega), \dots) = f(\Omega)$.

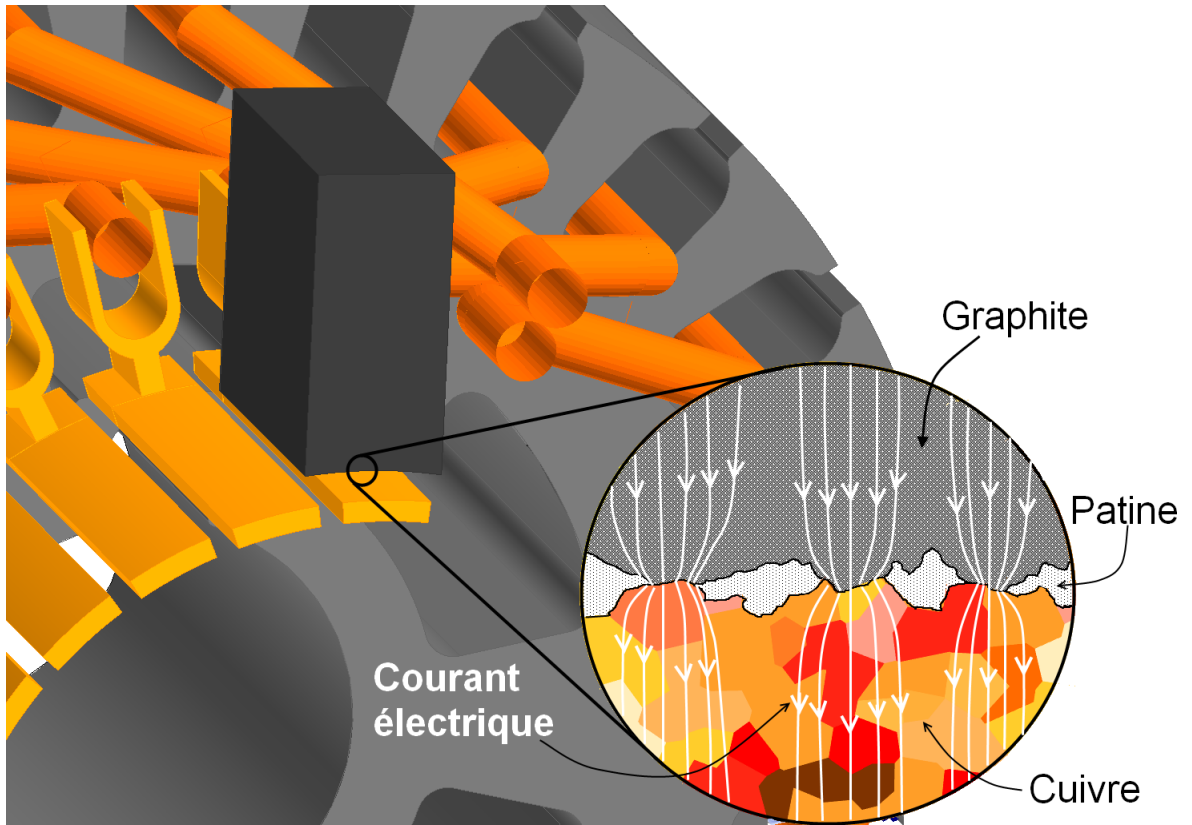


FIGURE 3.4 – Agrandissement de l'interface balai-lame. Passage du courant électrique à travers des piques de surfaces, les « A-spots ».

Donc il est suffisant d'exprimer la résistance de contact R_{on} par le paramètre que nous contrôlons dans les simulations, la vitesse de rotation Ω . Pour des raisons de simplicité, nous n'introduisons que deux variables (α et β) en établissant une relation linéaire [42] :

$$R_{on} = \alpha \cdot \Omega + \beta \quad (3.1)$$

Il faut maintenant identifier les deux paramètres α et β de cette équation afin de décrire le comportement de la résistance de contact du démarreur étudié.

Remarque : Le sens du courant à travers le contact peut avoir une influence sur la valeur de la chute de tension. Lors de la détermination de la résistance de contact, la moyenne des valeurs sera effectuée sur les contacts avec les balais positifs et les balais négatifs.

3.2.2.2 Estimation de la résistance de contact.

Chaque produit fabriqué par l'entreprise est amené à être caractérisé par des mesures. La puissance, la vitesse de rotation, le couple, le courant et la tension sont mesurés par une procédure standardisée. Ces données permettent de tracer les courbes caractéristiques d'une machine. Par ailleurs, l'élément intéressant est qu'elles

3.2. ÉLABORATION D'UN MODÈLE 3D DU DÉMARREUR

contiennent des informations supplémentaires dont on va se servir pour déterminer le comportement des contacts balais-lames, grâce à un algorithme que nous allons détailler

La méthode traite des données issues de deux sources différentes : les données de mesures caractéristiques dans lesquelles l'information du contact électrique est masquée d'une part et les résultats de calculs numériques du modèle 3D de la machine où le paramètre R_{on} est défini par l'utilisateur d'autre part. Ces derniers consistent en plusieurs simulations éléments finis magnétodynamiques avec le logiciel FLUX3D appliquées au démarreur à six pôles à aimants permanents (*FS18*).

Les deux ensembles de données du même moteur ne coïncident pas parfaitement, voir la figure 3.5. Si le modèle numérique représente bien la plupart des phénomènes physiques⁴ du moteur, nous pouvons considérer que la différence provient essentiellement de l'incertitude sur le paramètre R_{on} .

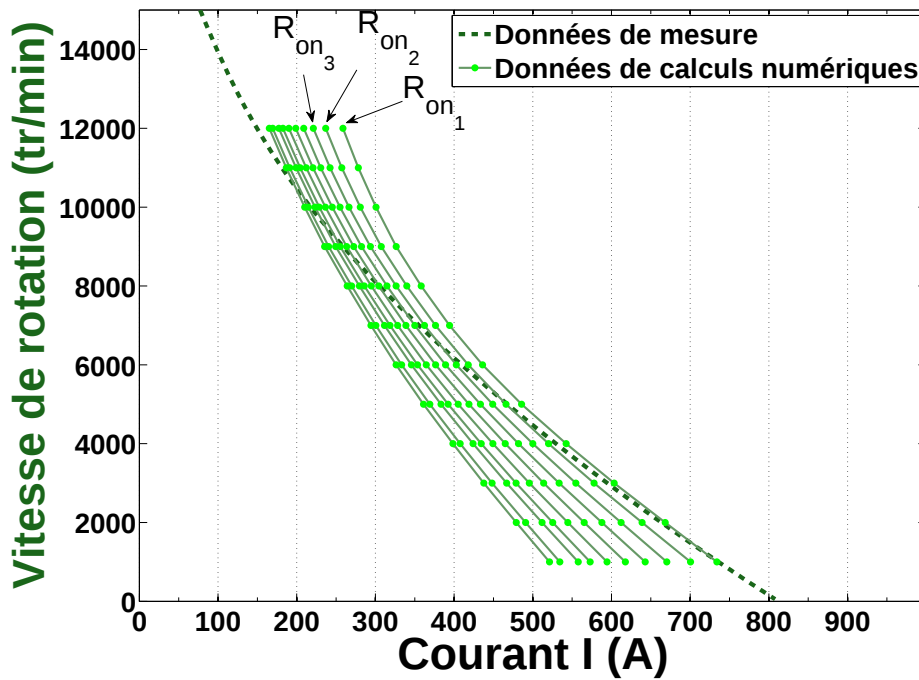


FIGURE 3.5 – Vitesse de rotation en fonction du courant consommé par le démarreur. Calcul effectué pour différentes valeurs constantes de R_{on} .

Influence de la résistance du contact sur les courbes caractéristiques

L'analyse magnétodynamique transitoire est donc utilisée pour calculer les gran-

4. Saturation magnétique, phénomènes tridimensionnels, feuilletage, courants de Foucault dans les tôles, effet de peau, pertes, etc. . .

deurs électriques et mécaniques (Courant I et Vitesse de rotation Ω) du moteur et pour évaluer ses performances aux différents points de fonctionnement. Le modèle numérique est couplé avec un circuit électrique qui est alimenté par une source de tension (la batterie). En pratique, un point est calculé quand le rotor tourne à une vitesse constante et jusqu'à ce que le régime permanent dans le circuit électrique et le circuit magnétique soit établi. Puis le calcul passe à une autre vitesse et ainsi de suite afin de tracer la courbe. Plusieurs valeurs constantes ($R_{on1}, R_{on2}, \dots$) sont employées pour la résistance de contact. La figure 3.5 montre l'influence de la variation de ce paramètre sur les résultats.

Ces derniers sont comparés avec les données de mesures. Aucune des courbes calculées ne correspond à la courbe expérimentale. La raison est qu'en réalité la résistance de contact n'a pas la même valeur sur différents points de fonctionnement de la machine. Par conséquent, l'utilisation d'une hypothèse telle que l'équation 3.1 est nécessaire.

Processus d'identification de la résistance de contact

Cette étape consiste à estimer la résistance de contact en procédant et exploitant des mesures d'un même appareil.

L'hypothèse proposée dans l'équation 3.1 est composée de deux paramètres α et β , d'autre modèles comportant un nombre de paramètres plus important peut être proposé. Ceci n'ajoute pas de complications vis-à-vis de la présente méthode.

L'identification de la résistance de contact R_{on} se base sur des données de références. Dans ce cas là, les caractéristiques mesurées du moteur étudié sont une référence. L'évaluation du paramètre R_{on} se ramène à la minimisation de la différence présente entre les données de mesure et les résultats de calcul numérique du modèle 3D (sous le logiciel FLUX3D). L'équation 3.1, qui décrit la variation de la résistance de contact, est implémentée dans ce modèle numérique du moteur. La fonction représentée dans la formule 3.2 résume les opérations de cet algorithme et exprime la finalité de notre problème.

$$F(\alpha, \beta) = \sum_{i=1}^{nb(\Omega)} [I_{num}(\alpha, \beta, \Omega_i) - I_{mes}(\Omega_i)]^2 \quad (3.2)$$

Le problème d'estimation de la résistance prend la forme d'un problème d'optimisation. La fonction 3.2 est appelée « *fonction objectif* ». Le courant consommé par le moteur est nommé I_{num} quand il s'agit d'une valeur calculée numériquement et I_{mes} quand c'est une valeur mesurée. le symbole Ω désigne la vitesse de rotation. Tandis que la lettre i indique les différents points de fonctionnement de la machine. Finalement, α et β sont les paramètres à identifier pour caractériser au mieux le

3.2. ÉLABORATION D'UN MODÈLE 3D DU DÉMARREUR

comportement de la résistance du contact électrique [42].

Les dimensions de la *fonction objectif* F dépendent du nombre de paramètres que nous introduisons dans l'hypothèse qui décrit la résistance de contact R_{on} .

Comme nous cherchons à avoir les mêmes valeurs (de grandeurs physiques) par la mesure ou le calcul, nous cherchons donc à minimiser la *fonction objectif*. L'algorithme d'optimisation permet, à un coût réduit, de trouver les paramètres α , β optimaux, en passant par l'intermédiaire d'une « surface de réponse ». Cette technique est expliquée plus en détail dans le paragraphe §3.3.2 quand nous appliquons la même méthode lors du calage du modèle 2D de la machine.

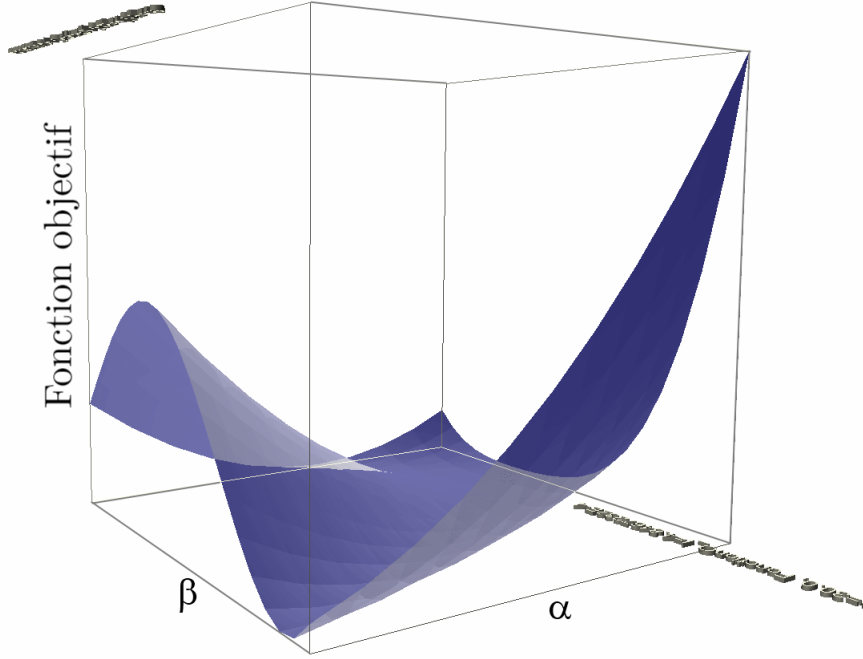


FIGURE 3.6 – Surface de réponse à deux paramètres d'entrée (α, β) .

L'intérêt de cette méthode est sa rapidité dans l'identification des paramètres. En comparant avec d'autres méthodes classiques nous n'avons pas besoin de faire des calculs sur tous les points de fonctionnement. Par exemple, grâce à la figure 3.5 nous pouvons aussi identifier la résistance de contact en cherchant la valeur du paramètre R_{on_i} à la vitesse de rotation là où l'intersection avec la courbe de mesure coïncide, mais cela nécessiterait un nombre de calculs important et un ajustement de courbe⁵ sera nécessaire.

5. Trouver une équation analytique reliant la résistance R_{on} à la vitesse de rotation et dont la courbe passe par les points R_{on_i} aux intersections entre les courbes calculées et la courbe caractéristique mesurée.

3.2.2.3 Vérification par un modèle analytique

Pour valider la formule obtenue par l'approche d'identification, nous allons la confronter à un modèle analytique, proposé en nous appuyant sur des hypothèses simplificatrices.

La résistance d'induit ou la résistance d'un moteur à courant continu à aimants permanents peut être formulée à partir des équations classiques d'un moteur.

Soit P_p les pertes par frottement et les pertes fer, la puissance utile du démarreur s'écrit :

$$P = EI - P_p \quad (3.3)$$

Où I est le courant électrique consommé par le démarreur. Sachant aussi que la force électromotrice E et les pertes par frottement plus les pertes fer P_p sont données par :

$$E = U_0 - R_t I \quad (3.4)$$

$$P_p = \Gamma_p \cdot \Omega \quad (3.5)$$

Où Γ_p est le couple résistif engendré par les pertes P_p qui dépend de la vitesse de rotation Ω . U_0 définit la tension de la batterie, tandis que la résistance R_t de l'équation 3.4 représente la résistance du démarreur (dans notre cas la résistance de l'induit et les contacts électriques) majorée par la résistance totale de la source⁶ :

$$R_t = R_{dem} + R_{source} \quad (3.6)$$

En combinant les équations 3.6, 3.3, 3.4 et 3.5 nous pouvons tirer la résistance du démarreur :

$$R_{dem} = \frac{U_0}{I} - \frac{P}{I^2} - \frac{\Gamma_p(\Omega)}{I^2} \cdot \Omega - R_{source} \quad (3.7)$$

Il suffit maintenant de trouver les pertes P_p , grâce à des mesures basées sur la procédure de séparation des pertes, pour cela, nous utilisons des couples résistifs $\Gamma_p(\Omega)$ équivalents aux pertes du démarreur *FS18* évalués dans les travaux de thèse [43]. Remarquons au passage que cette opération exige donc à faire des mesures supplémentaires coûteuses, alors que l'approche basée sur l'optimisation que nous avons décrite précédemment ne s'appuie que sur des mesures classiques.

La résistance équivalente du démarreur R_{dem} peut également être exprimée par les résistances des contacts balais-collecteur et les résistances des sections de l'enroulement. Ces dernières forment les voies en parallèle qui sont situées entre les balais

6. Résistance interne de la batterie plus la résistance du câble et le retour de masse.

3.2. ÉLABORATION D'UN MODÈLE 3D DU DÉMARREUR

comme le montre les figures 3.7 et B.3.

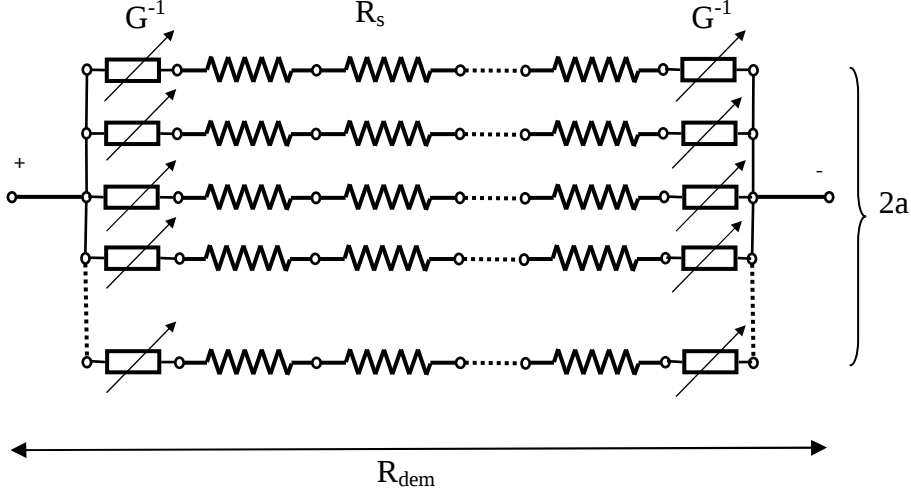


FIGURE 3.7 – Voies en parallèle de l'enroulement d'induit circonscrit entre les balais.

Afin de formuler une équation analytique simple, il faut faire quelques approximations. Premièrement, dans le circuit électrique du moteur, nous faisons une approximation sur la connexion des résistances : toutes les résistances sont branchées en série sur chaque voie en parallèle (figure 3.7). En réalité, la configuration du circuit électrique comporte, selon le type du bobinage, des connexions en triangle ou en étoile au niveau des contacts (voir l'annexe B). Mais cette situation, ne permet pas trouver une formule unique adéquate avec tous les types de bobinage. Deuxièmement, nous avons considéré que les résistances variables de contact (G^{-1}) ont pour valeur R_{on} dans tous les cas. (R_{on} étant toujours fonction de la vitesse de rotation). Ceci revient à considérer que le trapèze de la figure B.3 est un rectangle.

Sans ces deux approximations nous ne pourrions pas exprimer R_{on} en fonction de R_{dem} ou vice versa. Connaissant le type du bobinage du démarreur et en se basant sur le schéma de la figure 3.7 nous pouvons écrire :

$$R_{dem} = \frac{R_{on}}{a} + \frac{N_s^a}{4a^2} \cdot R_s \quad (3.8)$$

En égalisant les deux équations 3.7 et 3.8 nous arrivons à isoler R_{on} pour obtenir une expression analytique approximative de la résistance :

$$R_{on} = -a \cdot \frac{\Gamma_p(\Omega)}{I^2} \cdot \Omega + a \cdot \frac{U_0}{I} - a \cdot \frac{P}{I^2} - \frac{N_s^a}{4a} \cdot R_s - a \cdot R_{source} \quad (3.9)$$

Cette équation 3.9, comme l'équation 3.1, exprime R_{on} en fonction de la vitesse de rotation. Pour l'évaluer, nous avons utilisé les valeurs des données de mesure caractéristiques pour la puissance P et le courant I . Tandis que pour le couple $\Gamma_p(\Omega)$

équivalent aux pertes, nous avons utilisé des mesures effectuées jusqu'à 5500 tr/min (travaux de la thèse [43]).

Nous comparons à la figure 3.8 la résistance de contact R_{on} en fonction de la vitesse de rotation pour différentes méthodes. La courbe noire est issue de la technique de l'identification en utilisant l'approche d'optimisation (équation 3.1). La courbe bleue pointillée est tracée grâce à la formule approchée 3.9. Les deux résultats sont comparables puisque les ordres de grandeur sont assez proches et les sens de variation sont identiques.

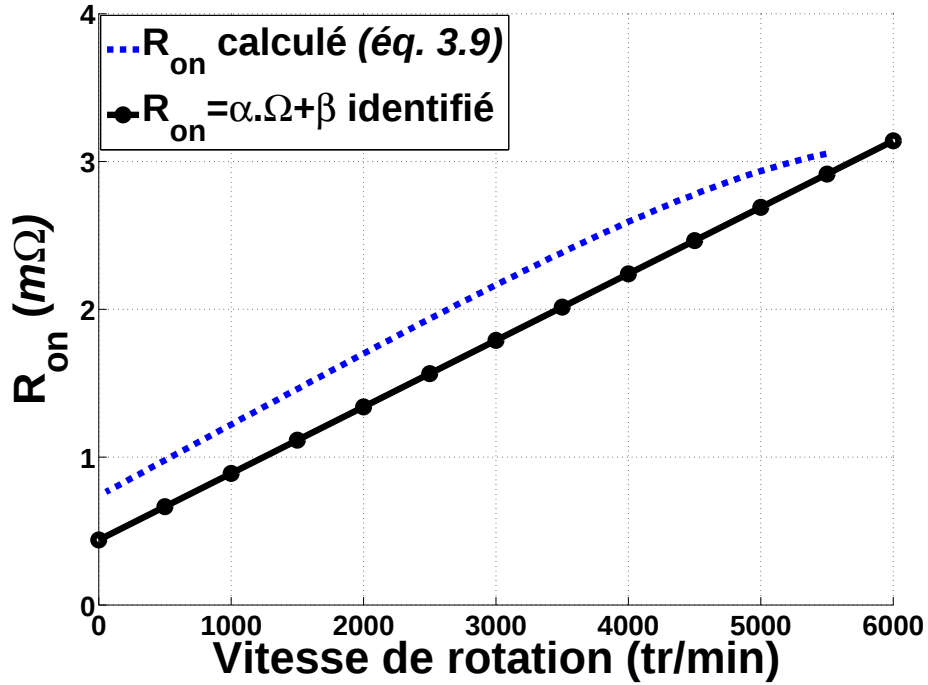


FIGURE 3.8 – Résistance de contact R_{on} en fonction de la vitesse de rotation.

Nous avons ainsi démontré que la résistance de contact augmente avec la vitesse de rotation (voir aussi la figure 3.9). Mais surtout nous avons pu la quantifier pour une machine donnée et réduire l'incertitude concernant sa valeur.

L'équation 3.9 nous a permis de confirmer la démarche d'identification des paramètres α et β de l'équation 3.1. Elle constitue cependant une approximation, parce que nous avons considéré que les extrémités de chaque voie en parallèle sont bornées par une résistance de contact ayant la valeur R_{on} . De plus, la validité de cette formule est limitée dans l'intervalle où la mesure expérimentale du couple de pertes Γ_p est effectuée.

En revanche, la méthode d'identification par optimisation peut être valable sur

3.2. ÉLABORATION D'UN MODÈLE 3D DU DÉMARREUR

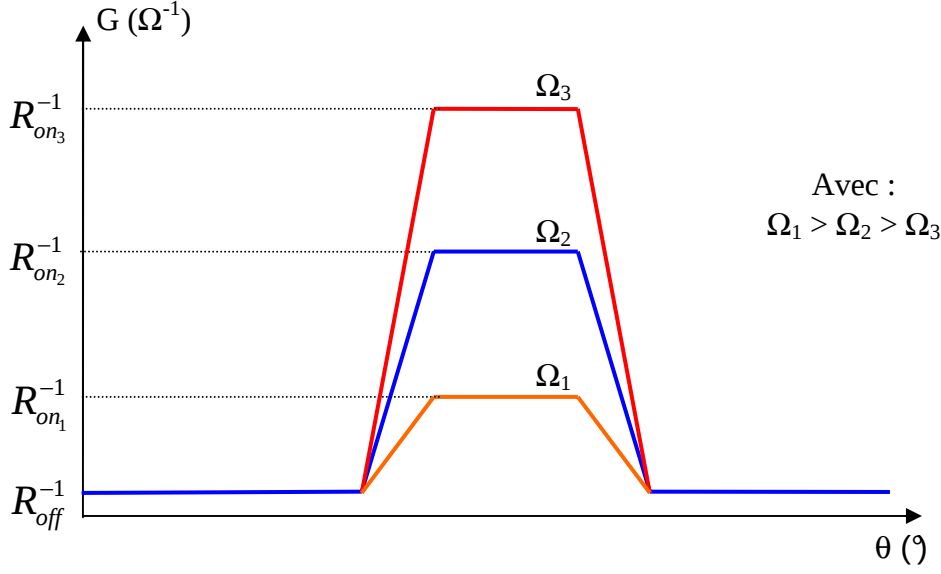


FIGURE 3.9 – Influence de la vitesse de rotation Ω sur la courbe de la conductance tracée en fonction de l'évolution de la surface de contact entre une lame et un balai (voir les figures B.2 et B.3).

toute la zone de fonctionnalité du démarreur ; du fonctionnement à vide jusqu'au fonctionnement à couple élevé (au blocage du rotor par exemple).

3.2.2.4 Validation du modèle

Revenons sur les courbes caractéristiques sur lesquelles la résistance de contact R_{on} influe considérablement. Désormais nous pouvons intégrer dans le modèle numérique du démarreur le comportement de la résistance de contact balai-lame de ce moteur.

L'emploi de l'hypothèse (variation de la résistance R_{on} en fonction de la vitesse) permet une modélisation plus précise. La figure 3.10 illustre l'apport de cette hypothèse. Dans chaque graphe, nous affichons la vitesse de rotation de l'induit en fonction du courant absorbé par le démarreur. Nous comparons ainsi la courbe tracée par les résultats des simulations avec la courbe caractéristique du démarreur. Le graphe 3.10b montre les résultats de la version du modèle numérique qui incorpore la variation de la résistance de contact $R_{on} = f(\Omega)$ dans son circuit électrique. Dans ce cas de figure, nous remarquons une très bonne convergence des résultats de calculs et de la mesure.

L'utilisation de l'équation linéaire du comportement de la résistance, a diminué l'écart entre les courbes calculée et mesurée (figure 3.10). Néanmoins, il reste un

petit écart entre ces courbes (figure 3.10b) qu'il est sans doute possible de diminuer encore en adaptant des modèles d'ordre plus élevés pour R_{on} .

3.2.3 Modèle de l'arc électrique

Outre la prise en compte de la variation de cette résistance de contact à l'interface balais-collecteur, il faut aussi considérer la présence éventuelle d'arc électrique. Des travaux sur l'implémentation de ce phénomène sont entrepris chez Valeo [44] [45], ils permettent une représentation de la commutation dans les démarreurs.

L'approche d'identification des paramètres présentée peut aussi être orientée vers la commutation. Pour poursuivre notre travail, nous pouvons avancer l'hypothèse que les arcs électriques au niveau de contacts glissants peuvent être séparés en deux :

1. Les arcs ayant une petite longueur sont comprimés et confinés sous le balai (l'interface balai-lame), leur apparition est due au mouvements d'oscillation (sautillement) des balais sur les lames lors de la rotation du collecteur.
2. Les arcs longs sont les arcs qui se produisent aux bords des balais et des lames qui se séparent (en fin de commutation).

Avec le modèle en trapèze utilisé (figure 3.9) pour la représentation d'un contact, seuls les courts arcs (s'ils existent) sont pris en considération car ils naissent quand le balai et la lame sont en contact.

Nous pouvons modéliser également les longs arcs électriques aux niveau des contacts rotatifs. Il faut implémenter, dans le composant balai-lame du circuit électrique (figure 3.1), un autre modèle plus complexe qu'un simple trapèze pour la conductance balai-lame. L'arc électrique, qui s'établit grâce à un canal d'électrons dans l'air entre une lame qui se déconnecte d'un balai, assure une conduction de courant entre ces deux derniers. Cette conduction peut être représentée dans la figure 3.11 en introduisant des entités supplémentaires à identifier.

Ainsi nous insérons au moins deux grandeurs dont chacune peut comporter plusieurs paramètres.

1. R_{arc} : Résistance électrique de l'air ou du plasma, qui porte l'arc électrique, à l'instant où la conduction est maximale.
2. θ_{arc} : Intervalle angulaire du rotor pendant lequel un arc électrique existe entre une lame et un balai. C'est un angle relatif à la durée de persistance de l'étincelle t_{arc} .

Si les paramètres de la fonction R_{arc} sont α_1, β_1 etc... et ceux de la fonction θ_{arc} sont α_2, β_2 etc... nous devons écrire une *fonction objectif* exprimant tous ces paramètres :

3.2. ÉLABORATION D'UN MODÈLE 3D DU DÉMARREUR

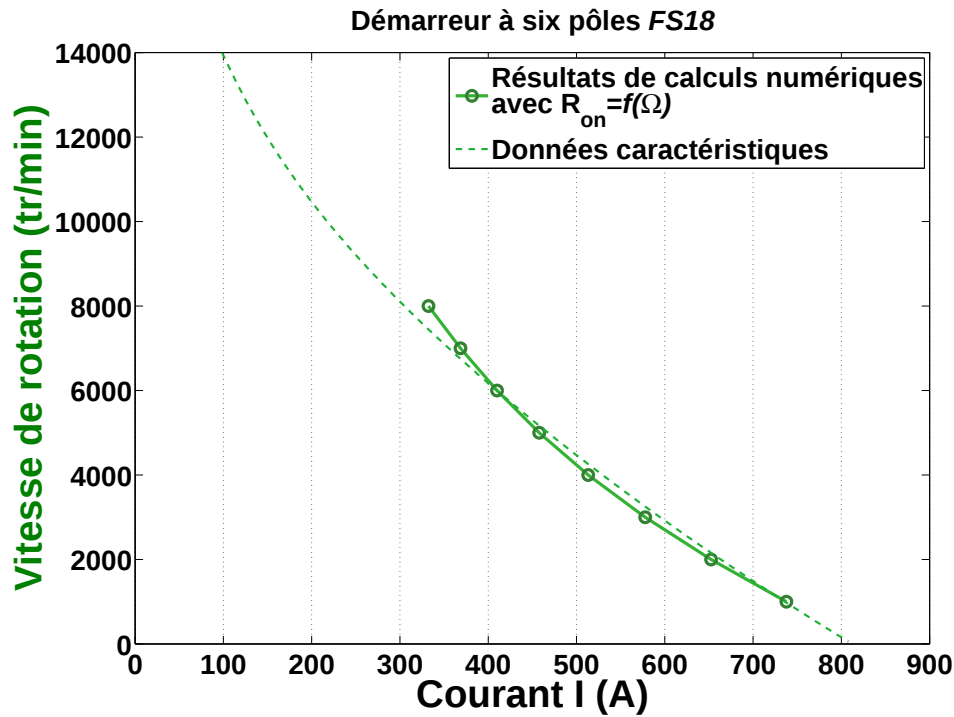
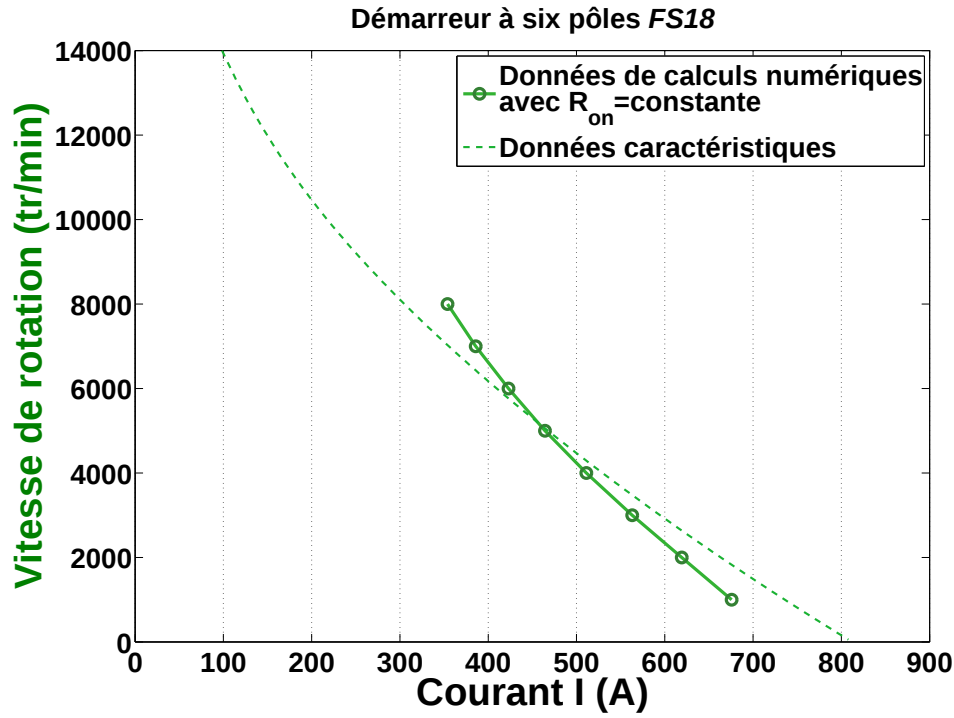


FIGURE 3.10 – Comparaison des vitesses de rotation mesurée et calculée en fonction du courant, avant et après l'implémentation du comportement de la résistance de contact dans le modèle numérique.

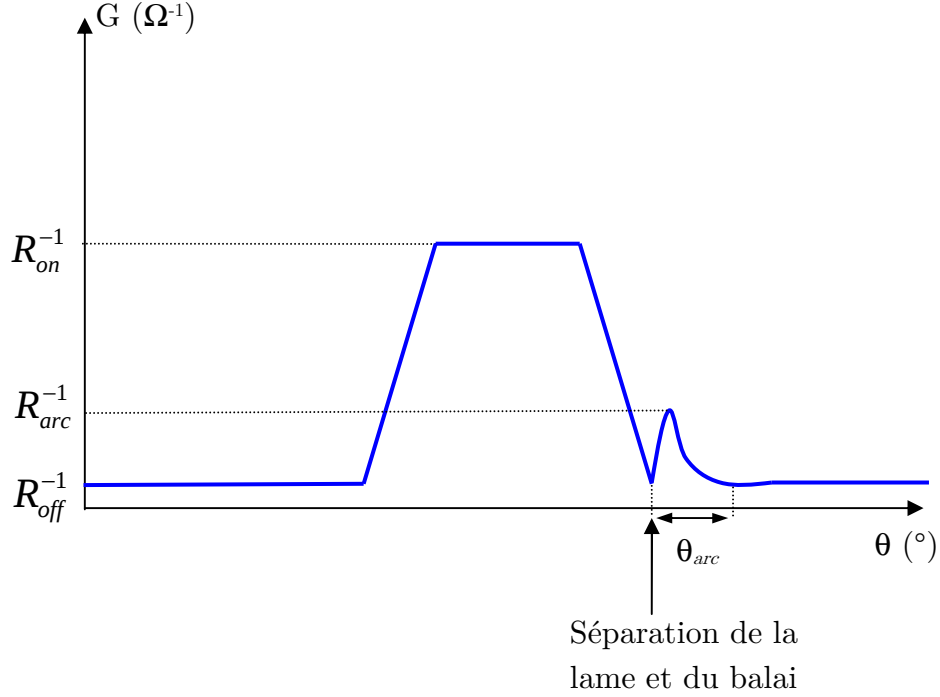


FIGURE 3.11 – Conductance d'un arc électrique qui succède la conductance du contact mécanique, à l'instant où la lame quitte le balai.

$$F(\alpha, \beta, \dots, \alpha_1, \beta_1, \dots, \alpha_2, \beta_2, \dots) = \sum_{i=1}^{nb(\Omega)} [I_{num}(\alpha, \beta, \dots, \alpha_1, \beta_1, \dots, \alpha_2, \beta_2, \dots, \Omega_i) - I_{mes}(\Omega_i)]^2 \quad (3.10)$$

D'autres travaux contribuent à la simulation des arcs électriques au niveau du collecteur mécanique des machines à courant continu [46] et [47]. Mais la méthode proposée se distingue par :

- L'identification des paramètres de l'arc, directement à partir du moteur étudié, pour différentes vitesses de rotation.
- La prise en compte de l'effet des arcs dans les simulations, sans introduction des sources (de tension ou de courant) supplémentaires.

3.2.4 Conclusion sur les contacts électriques

Dans cette partie du chapitre nous avons examiné l'origine de la résistance d'un contact électrique en abordant les facteurs majeurs qui affectent ses propriétés. Ce sujet est vaste et extrêmement difficile à traiter. Notre objectif était de proposer une méthode mathématique d'identification par optimisation et de la valider par une approche basée sur des mesures. Les deux apports principaux de cette recherche sont la description du comportement du contact électrique et son incorporation dans les outils de calculs.

3.3. PRISE EN COMPTE DE L'EFFET 3D DANS UN MODÈLE 2D

En ce qui concerne l'identification de l'arc, notre approche a permis d'obtenir les informations nécessaires sur le contact électrique. Nous avons affirmé que la résistance de contact augmente avec la vitesse de rotation. Nous avons proposé une démarche simple et rapide permettant d'avoir une expression spécifique d'une résistance de contact donnée.

L'application de nos propositions à des modèles de systèmes électromagnétiques permet d'aboutir à des calculs complets. C'est-à-dire en tenant compte de l'effet de la résistance de contact les simulations seront plus précises.

3.3 Prise en compte de l'effet 3D dans un modèle 2D

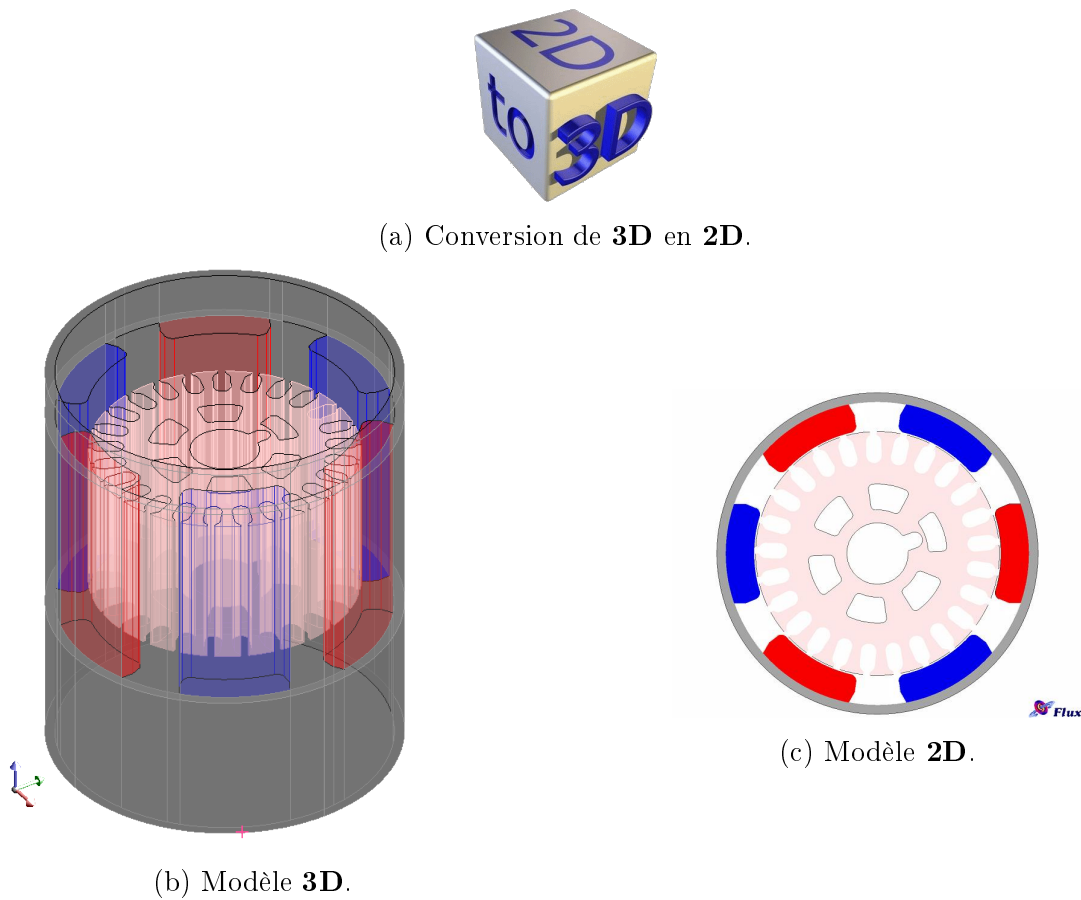


FIGURE 3.12 – Différentes configurations du démarreur *FS18* à six pôles sous le logiciel FLUX[®].

Après avoir mis en place un modèle numérique 3D précis d'un démarreur, nous

passons maintenant à l'élaboration d'un modèle bidimensionnel aussi précis mais qui a un temps de calcul plus rapide. Nous présentons alors comment prévoir plus précisément, à partir d'un modèle numérique 2D, les performances des machines électriques en général. Ces dernières utilisées dans le domaine de l'automobile et des véhicules, notamment les démarreurs, sont liées à de nombreux phénomènes 3D. Ces phénomènes sont d'autant plus influents que les démarreurs sont plus compacts. Un modèle numérique en 3D représente bien ces phénomènes, cependant les simulations sont coûteuses en termes de temps de calcul et de mémoire. En revanche, un modèle 2D est plus pratique mais son principal inconvénient est une précision plus faible des résultats. Nous proposons ici une méthodologie et un outil permettant de remplacer les simulations 3D, par des simulations d'un modèle numérique 2D équivalent. Cette méthodologie repose sur les mêmes principes de la démarche d'optimisation décrite précédemment dans le paragraphe §3.2.2.2. Par contre il s'agit d'un réglage de certains paramètres géométriques et physiques du modèle 2D. L'idée est de caler le modèle 2D du moteur en s'appuyant sur les résultats du modèle 3D ou directement sur les données caractéristiques.

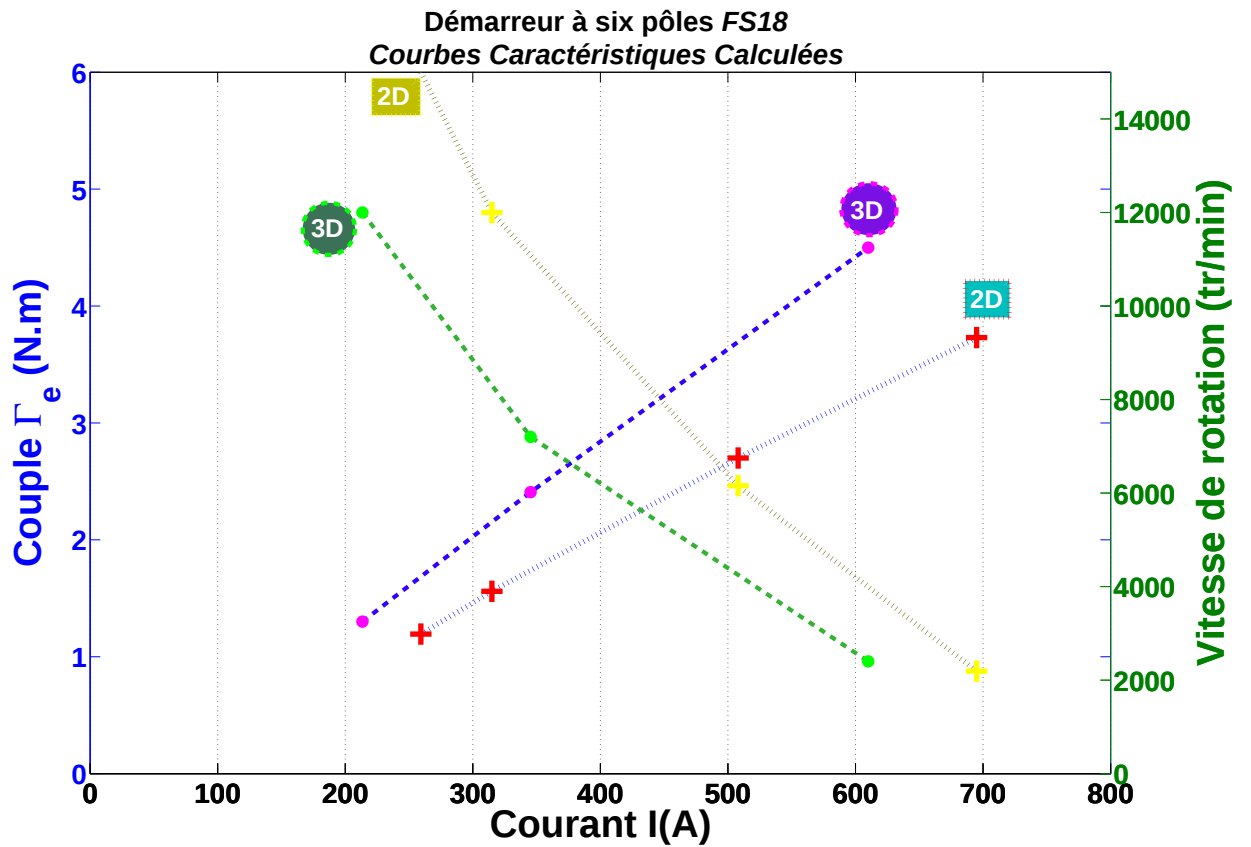


FIGURE 3.13 – Comparaison des résultats de simulations obtenus par les modèles 2D et 3D. Le couple électromagnétique et la vitesse de rotation en fonction du courant consommé par le démarreur FS18.

3.3. PRISE EN COMPTE DE L'EFFET 3D DANS UN MODÈLE 2D

Voici un exemple qui atteste le besoin d'une conversion correcte d'un modèle 3D vers un modèle 2D. Nous avons calculé sur quelques points de fonctionnement de la machine les résultats (couple Γ et courant I) avec les deux modèles numériques : le modèle 3D couplé à un circuit électrique et le modèle 2D simple⁷ couplé avec le même circuit électrique et ayant des valeurs de paramètres réelles. C'est-à-dire, pour les paramètres géométriques nous avons utilisé les valeurs réelles dans le plan de coupe transversal et en ce qui concerne la longueur utilisée en 2D, nous avons employé la valeur de la longueur axiale du rotor. De même, pour les valeurs physiques des matériaux nous avons utilisé les valeurs employées dans le modèle 3D. Les résultats de ces deux configurations sont affichés dans la figure 3.13.

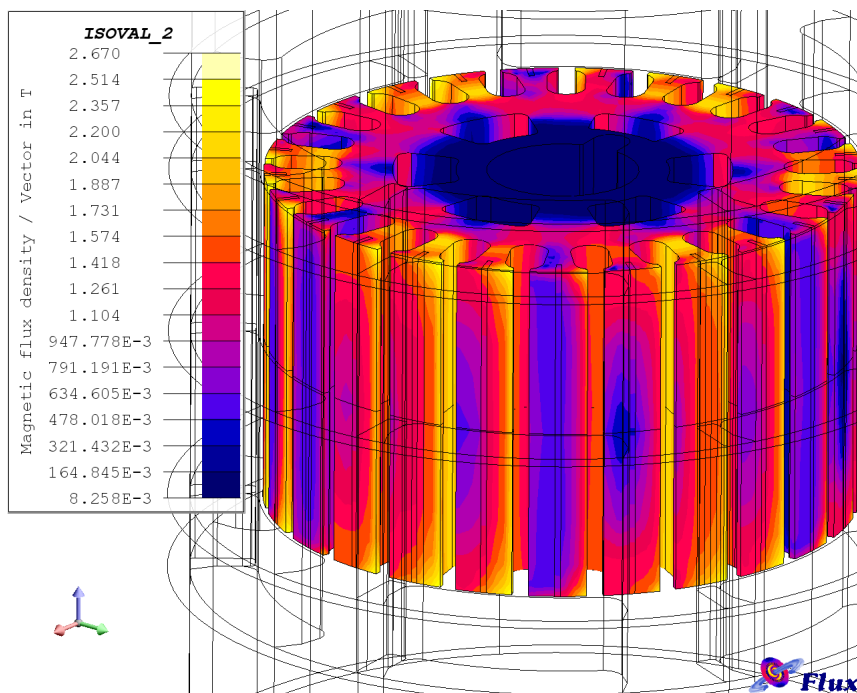
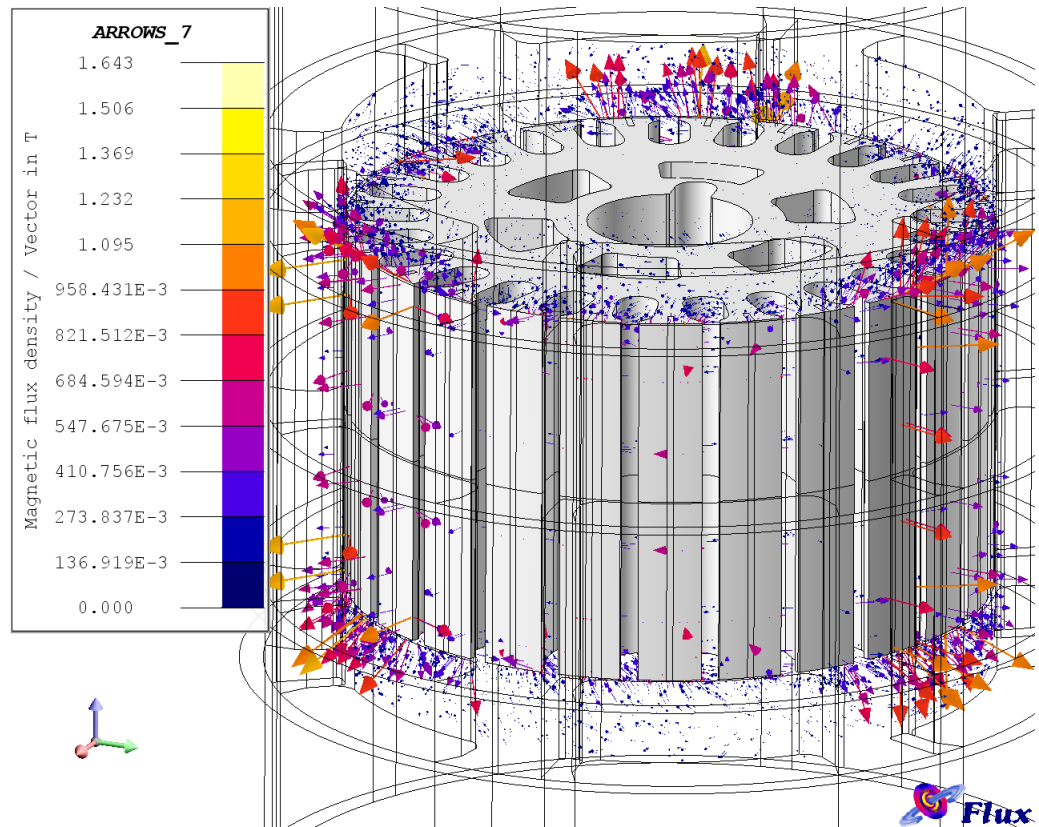


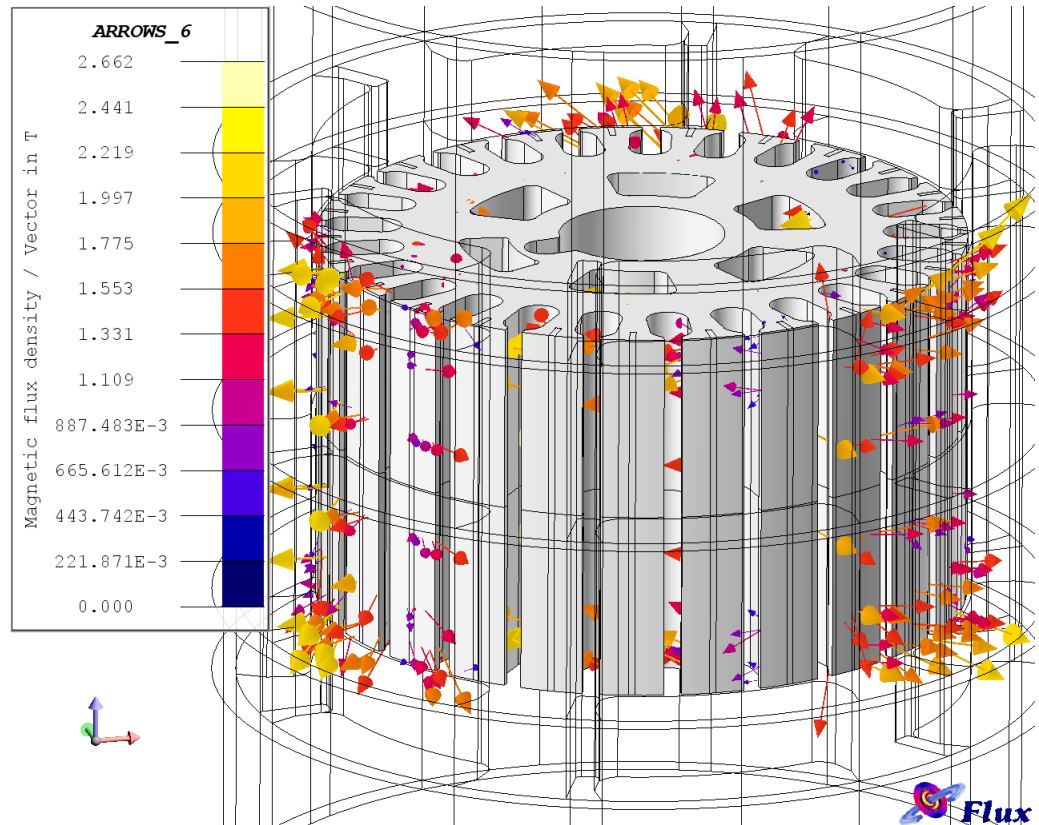
FIGURE 3.14 – Niveau de saturation magnétique dans le rotor à un instant du fonctionnement en charge de la machine *FS18*.

Nous constatons un écart important entre les courbes calculées par le modèle 3D et celles calculées par le modèles 2D. La raison principale de cet écart vient des effets tridimensionnels car les démarreurs sont de plus en plus compact : leur circuit magnétique est plus facilement saturable (voir figure 3.14). Mais aussi l'induit, les pôles et la culasse ont de longueurs très différentes. Cela implique que les effets de bord ne peuvent pas être négligés. En effet, du fait de la saturation magnétique, une partie du flux magnétique n'est plus canalisé par les matériaux magnétiques, il passe dans l'air pour se boucler (nous constatons dans la figure 3.15 les vecteurs de l'induction magnétique, ayant des valeurs importantes, qui sortent du plan transversal du moteur). En effet il est important de noter l'existence d'effets de bords non négligeables

7. Qui ne tient pas en compte les effets tridimensionnels.



(a) Induction Magnétique B dans l'air qui entour le rotor.



(b) Induction Magnétique B dans le rotor.

FIGURE 3.15 – Répartition tridimensionnelle de la densité du flux magnétique à un instant du fonctionnement en charge de la machine *FS18*.

3.3. PRISE EN COMPTE DE L'EFFET 3D DANS UN MODÈLE 2D

dans la tôlerie (Pour avoir une idée sur la topologie des lignes de flux magnétique voir la figure 3.16). Pour ce type de machines électriques, le modèle numérique 2D conventionnel n'est pas alors suffisant pour les représenter et par conséquent, ces résultats de calculs sont profondément différents des résultats du modèle 3D.

La moitié du moteur *FS18* à gauche de l'axe de rotation

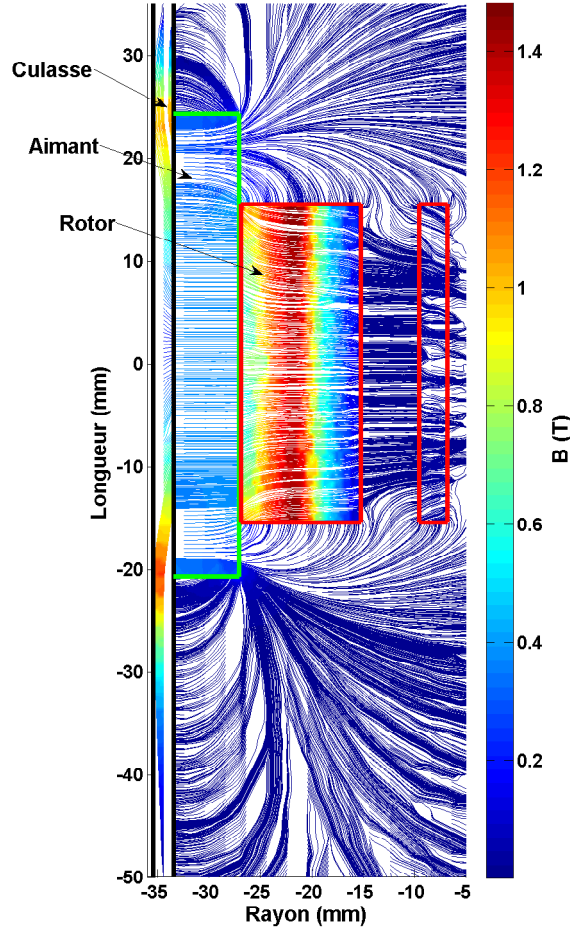


FIGURE 3.16 – Reconstruction⁸ des lignes de l'induction magnétique dans le plan axial du démarreur, à partir du modèle 3D (fonctionnement à vide). Visualisation des effets de bord dans la moitié gauche du moteur *FS18*.

Nous proposons ici une approche permettant d'utiliser des modèles numériques 2D avec une bonne précision. En se référant à un signal mesuré (par exemple la force électromotrice), il est possible de recalibrer le modèle sur la mesure par l'augmentation ou la diminution de la valeur d'un paramètre de ce modèle [48]. Notre approche ici consiste à développer un modèle 2D paramétrique, afin d'ajuster judicieusement

8. Ce résultat est calculé avec FLUX3D et traité avec MATLAB.

plusieurs paramètres dans le but de minimiser les écarts entre les résultats de mesures ou des simulations 3D et les résultats de ce modèle. De plus, cette approche ne permet pas d'agir seulement sur un point de fonctionnement du moteur mais sur une plage de fonctionnement.

3.3.1 Choix des paramètres à ajuster

Lorsqu'une structure volumique est représentée dans un domaine bidimensionnel en privilégiant le plan de coupe dans lequel la géométrie est invariante, l'hétérogénéité dans la 3^{ème} direction est négligée. Il est cependant possible de choisir correctement les paramètres géométriques et physiques, et d'étudier ces machines par des modèles bidimensionnels qui peuvent intégrer, à l'aide d'une correction adaptée, l'influence de l'hétérogénéité qui existe dans la troisième dimension de l'espace (les effets d'extrémités) [49][50][51][52].

Le dispositif à modéliser en 2D est un démarreur avec inducteurs à aimants permanents et le logiciel d'analyse par la méthode des éléments finis est toujours FLUX[®]. Nous allons l'utiliser en transitoire pour calculer les aspects électromagnétiques. Les modèles 2D ne peuvent généralement pas décrire l'influence des effets de bords qui ont une incidence sur les résultats de calculs. La recherche d'un modèle 2D équivalent au modèle 3D passe par la détermination de paramètres structurels, dimensionnels et physiques, sur une plage de fonctionnement du moteur.

Une approche possible passe par la correction du flux magnétique des pôles de l'inducteur. Mais ce coefficient de correction prend en compte uniquement le débordement des aimants vis à vis de l'induit⁹ [53][54][52]. De plus, il est destiné principalement aux modèles analytiques des machines tournantes, car son insertion dans un modèle numérique n'est pas évident [52][23]. Or le travail présenté ici vise essentiellement les modèles numériques 2D. Nous tenons compte non seulement du débordement des aimants mais aussi du débordement de la culasse (la carcasse magnétique du moteur), des variations de grandeurs magnétiques dans la direction axiale ainsi que les flux de fuites.

3.3.1.1 Analyse des structures pour déterminer les paramètres

Dans une structure réelle d'une machine tournante, des lignes de flux se re-ferment à travers les extrémités de la culasse comportant les pôles inducteurs (voir figure 3.17a). Par conséquent, le niveau d'induction, dans la partie A délimitée par les aimants du stator, néglige ces lignes de flux. Une simulation en 3D permet de

9. En anglais, le terme « overhang » est utilisé pour ce type de structure.

3.3. PRISE EN COMPTE DE L'EFFET 3D DANS UN MODÈLE 2D

confirmer cet effet. Par contre dans une géométrie 2D, ces lignes sont considérées parallèles entre elles comme le montre la figure 3.17b, qui est une vue représentative dans le plan en profondeur et perpendiculaire au plan 2D du modèle. Dans cette circonstance toutes les lignes participent à l'élévation du niveau d'induction entre les pôles. Donc si dans les deux modèles différents (l'un avec effet de bord et l'autre sans) les rémanences B_r des aimants sont identiques, l'évaluation de l'induction magnétique dans la culasse sera différente à cause de la distribution particulière de flux pour chaque cas. Il faut que le champ calculé dans le plan de coupe transversal doit être représentatif de celui qui existe dans toute la longueur du moteur. Nous pouvons considérer que la rémanence B_r des aimants est responsable de la valeur de la densité de flux. En faisant varier ce paramètre, nous pouvons obtenir dans le cas (b) la même densité de flux que dans le cas (a) de la figure 3.17.

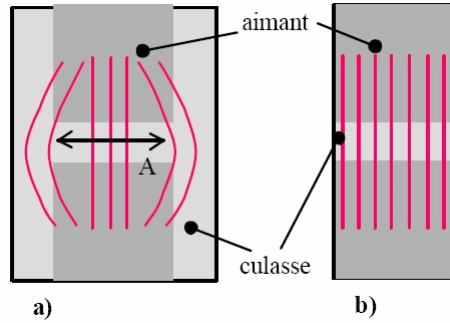


FIGURE 3.17 – Vue de deux pôles (en aimants permanents) consécutifs d'un stator aplati : **a)** Cas réel ou 3D et **b)** Perception de la profondeur d'un modèle 2D - [23].

La Figure 3.18 montre également que dans le cas d'une géométrie 2D les dimensions réelles ne sont pas prises en compte (par exemple, dépassement de la longueur des aimants à celle du rotor...) Le modèle bidimensionnel considère que toutes les pièces de la machine (rotor, aimants permanents, culasse et même le bobinage) ont la même longueur¹⁰. Pour remédier à cette situation, une longueur l_{2D} équivalente désignant la longueur de la machine dans le modèle 2D répond à ce besoin.

Pour prendre en compte l'état de la saturation de la culasse et les fuites magnétiques, l'épaisseur e_c de la culasse doit être réglée. Une épaisseur équivalente et une longueur l_{2D} équivalente représenteront le volume réel de la culasse et la quantité de matériau qu'elle dispose.

Nous pouvons également prendre en compte la perméabilité interne μ_m des aimants permanents. En effet, bien que la perméabilité relative interne d'un aimant

10. Les pièces du moteur se comportent physiquement comme si elles font partie d'une tranche d'une longueur infini du moteur (cette tranche à une longueur l_{2D} défini par le concepteur du modèle numérique).

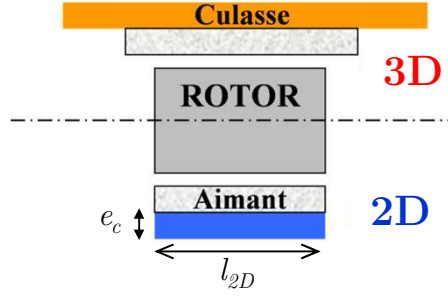


FIGURE 3.18 – Vue dans le plan axial du moteur, montrant la différence entre les deux modèles.

μ_m est faible et a une valeur autour de l'unité, celle-ci peut varier en fonction de la famille d'aimants entre 1 et 2. La perméabilité μ_m des aimants a aussi un effet indirect sur l'épaisseur de l'entrefer apparent du moteur. En la considérant comme une degré de liberté, une valeur adaptée au bon fonctionnement du système peut être trouvée.

Il s'agit donc d'opérer des transformations à la description des circuits magnétiques, préalablement à la déclaration de leur géométrie et des propriétés de leurs matériaux dans le logiciel FLUX2D. Par des démarches analogues à celle de Lehmann et Carter, par exemple [55][56], qui conduit à l'expression d'un coefficient sur l'entrefer de machines tournantes pour passer de la configuration réelle avec encoches, à une équivalente simplifiée dont l'entrefer est uniforme.[57]

Dans ce paragraphe nous avons détecté des paramètres qui ont des rôles plus ou moins essentiels pour le passage de la configuration tridimensionnelle à la configuration bidimensionnelle. Ces paramètres du modèle 2D sont dimensionnels et physiques et concernent le stator (l'inducteur) principalement :

- La longueur l_{2D} de la machine.
- L'épaisseur e_c de la culasse.
- La rémanence des aimant B_r .
- La perméabilité relative des aimants μ_m .

3.3.1.2 Paramètres influents et analyse de sensibilité

Les paramètres susceptibles d'intervenir sont potentiellement très nombreux. Nous en avons étudié quelques-uns dans le paragraphe précédent, mais il en existe d'autres. Reste à savoir quelle est leur niveau d'influence.

Afin d'observer l'influence des paramètres d'entrée sur le résultat de simulation du modèle 2D nous afficherons deux exemples. Dans chaque exemple, un seul paramètre à la fois est analysé. En premier lieu la rémanence B_r des aimants a été

3.3. PRISE EN COMPTE DE L'EFFET 3D DANS UN MODÈLE 2D

changée, puis la perméabilité μ_m des aimants. Nous présentons à la figure 3.19 et à la figure 3.20 les couples calculés par les deux modèles numériques (2D et 3D) en fonction du courant consommé par le moteur. La famille de courbes obtenue par simulation 2D montre que le paramètre B_r a une influence importante sur les résultats, pendant que l'autre paramètre μ_m a une influence notable.

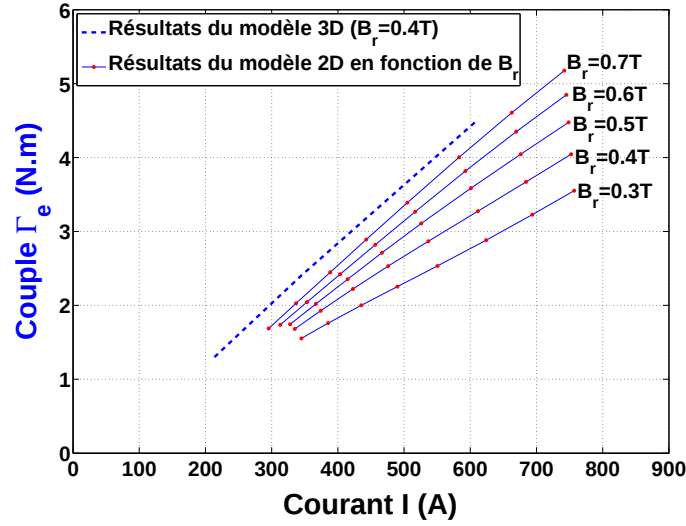


FIGURE 3.19 – Influence de la rémanence B_r des aimants sur le couple calculé numériquement par le modèle 2D simple.

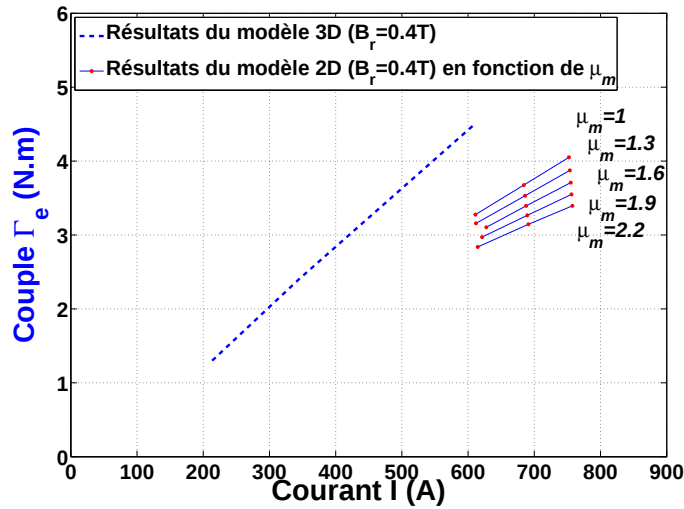


FIGURE 3.20 – Influence de la perméabilité relative μ_m des aimants sur le couple calculé numériquement par le modèle 2D simple.

Une telle gamme de variation permet de montrer que ces paramètres ont une large influence sur le comportement du moteur simulé. Cependant, la méthode des

« des Plans d'Expériences¹¹ » va permettre de quantifier plus précisément les jeux de paramètres influents.

La méthode des plans d'expériences est particulièrement bien adaptée aux problèmes d'optimisation ayant un grand nombre de paramètres et un coût unitaire de simulation important [58]. Elle permet de conduire un « débroussaillage » qui détecte les paramètres influents dans le dispositif étudié. La sensibilité de la réponse par rapport aux paramètres d'entrée est fournie grâce à quelques traitements mathématiques et numériques.

3.3.2 Démarche d'identification de paramètres

De manière générale, on peut dire qu'un modèle représentatif est le modèle 2D initial dans lequel les valeurs de paramètres influents sont déterminées et ajustées. Les valeurs appropriées des paramètres ne sont pas nécessairement des valeurs « réelles » du modèle 3D.

Ainsi pour obtenir le modèle virtuel représentatif, nous proposons ici une méthode d'identification des paramètres par analyse inverse. Cette étape d'identification s'appuie sur des résultats de référence. Dans le cadre de cette étude, les résultats de références peuvent être issus de simulations numériques 3D du démarreur étudié. Le problème se réduit alors à la minimisation de l'écart entre les résultats du modèle 2D et ceux du modèle 3D.

Afin d'éviter de nombreuses simulations coûteuses individuellement, la méthode des plans d'expériences va nous permettre de restreindre le jeu de paramètres aux seuls paramètres significatifs. Cette méthode développée, bien avant l'avènement de l'informatique et les ordinateurs, par les travaux de Taguchi, Fisher et Box, se transpose parfaitement au domaine du calcul numérique. Il s'agit alors de « Plans d'Expériences Numériques » [59][60]. C'est une procédure qui combine simulation numérique et outil d'optimisation [61].

Un avantage de la méthode des plans d'expériences est l'élaboration d'une « surface de réponse » qui exprime les relations entre les paramètres d'entrée et les résultats du modèle numérique 2D. Elle est utilisée à cause de sa rapidité de calcul. De plus elle est même applicable sur des processus considéré comme des « boîtes noires ».

Ensuite, la méthode exploite cette surface de réponse pour aboutir à une combinaison de paramètres qui minimise le décalage du comportement entre le modèle 2D

11. C'est le terme **Design of Experiments** en anglais.

3.3. PRISE EN COMPTE DE L'EFFET 3D DANS UN MODÈLE 2D

et le modèle 3D. En localisant le point optimal de la surface, les paramètres seront identifiés.

En résumé : Afin d'identifier les paramètres du modèle numérique 2D rapidement et facilement, nous adoptons la stratégie d'optimisation par la méthode des Plans d'Expériences. Le processus d'optimisation à partir des simulations numériques est piloté selon la figure 3.21 et se décompose principalement en trois étapes :

- Détermination des paramètres importants.
- Construction d'une surface de réponse.
- Localisation du point optimal de cette surface et non sur le modèle numérique réel.

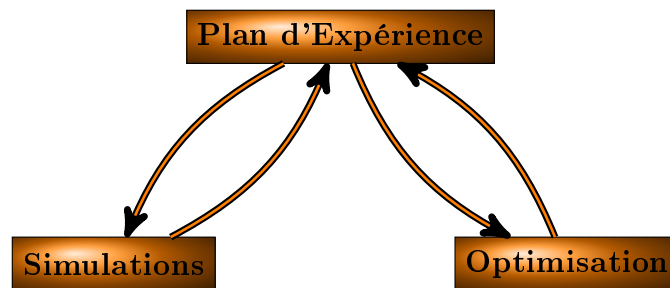


FIGURE 3.21 – Interaction entre la méthode des Plans d'Expériences, simulations par modèle 2D paramétré et processus d'optimisation.

3.3.2.1 Outil d'optimisation

L'outil utilisé pour l'identification des paramètres est *FGot* (Featuring a Genuine Optimization Tool) un moteur d'optimisation écrit en Java. Cet outil a été développé au G2Elab grâce à plusieurs travaux de thèses [62] [63]. Les évolutions récentes de *FGot* gèrent non seulement les dérivées, mais aussi l'analyse des intervalles [64].

Pour *FGot*, le logiciel de calcul numérique est une boîte noire. Cet outil dispose d'algorithmes d'optimisation itératifs. La résolution peut être effectuée par application de différentes méthodes qui se divisent en deux grands groupes, les méthodes déterministes¹² et les méthodes stochastiques¹³.

Les principales fonctionnalités et les étapes d'utilisation de *FGot* sont [65] :

ÉTAPE 1 Définition du problème d'optimisation (mono ou multi objectif).

12. Exemples : Conjugate Gradients, quasi Newton de Broyden, Fletcher, Goldfarb and Shanno, Sequential Quadratic Programming, analyse d'intervalles...

13. Exemples : Simulated Annealing, Genetic Algorithm, Niching, Particle Swarm Optimization...

ÉTAPE 2 Éventuellement détection des paramètres influents (plan d'expériences du « débroussaillage »).

ÉTAPE 3 Optimisation (déterministe ou stochastique) directe ou par surface de réponse.

ÉTAPE 4 Analyse de sensibilité et de robustesse de la ou des solutions trouvées.

3.3.2.2 Stratégies d'optimisation et *Fonctions objectifs*

Le problème du calage d'un modèle 2D, partant d'un modèle 3D, s'incarne dans la minimisation d'une distance entre les données issues des deux modèles 2D et 3D. Les problèmes inverses s'expriment souvent sous forme d'un problème d'optimisation au sens des moindres carrés. Pour cela, en ciblant l'écart entre les résultats du 2D et du 3D, les critères à minimiser qui sont aussi appelés *fonctions objectifs* peuvent être écrits sous la forme suivante :

$$F_1(B_r, \mu_m, e_c, l_{2D}) = \sum_{i=1}^{nb(\Omega)} [I_{2D}(B_r, \mu_m, e_c, p, \Omega_i) - I_{3D}(\Omega_i)]^2 \quad (3.11)$$

$$F_2(B_r, \mu_m, e_c, l_{2D}) = \sum_{i=1}^{nb(\Omega)} [\Gamma_{2D}(B_r, \mu_m, e_c, p, \Omega_i) - \Gamma_{3D}(\Omega_i)]^2 \quad (3.12)$$

Ces fonctions sont les sommes des carrés des écarts entre un nombre $nb(\Omega)$ réponses calculés par le modèle 2D et la référence choisie (le modèle 3D).

Le problème d'optimisation, tel qu'il est posé par les équations 3.11 et 3.12, est un problème d'optimisation *multiobjectif* ou multicritères. Nous nous apercevons très fréquemment qu'il y a un compromis entre les objectifs, étant donné que ceux-ci sont antagonistes. Une attention particulière doit être accordée à l'importance relative (coefficient de pondération) à attribuer pour chaque objectif.

L'algorithme d'optimisation tire de ces *Fonctions objectifs* l'information à envoyer au logiciel de calcul (FLUX2D). Cette information contient les valeurs des paramètres d'entrée bien choisis où les réponses sont attendues (tableau 3.1). En général, ces points sont les points des extrémités ou du milieu des intervalles. Grâce aux résultats calculés pour ces expériences bien choisies et par une application d'un algorithme d'interpolation, une *surface de réponse* est construite. Une *surface de réponse* est alors une approximation de la réponse (la *Fonction objectif*) du démarreur. Une surface de réponse sert à localiser l'optimum (figure 3.22) et s'avère extrêmement utile dans l'identification des paramètres d'entrée. Comme le nombre de paramètres d'entrée est supérieur à deux, nous ne pourrions pas présenter cette surface de réponse graphiquement, les dimensions de cette surface dépassent alors les trois dimensions.

3.3. PRISE EN COMPTE DE L'EFFET 3D DANS UN MODÈLE 2D

Paramètres d'entrée				Point de fonctionnement	Résultats	
B_r (T)	μ_m	e_c (m)	l_{2D} (m)	N_i (tr/min)	I_{2D} (A)	Γ_{2D} (N.m)
0.3	1	0.001	0.03	1000	764.86	2.56
0.3	3	0.001	0.05	1000	748.78	2.95
0.3	1	0.005	0.05	1000	720.53	6.03
0.3	3	0.005	0.03	1000	760.68	2.59
0.3	1	0.001	0.05	12000	292.86	1.45
0.3	3	0.001	0.03	12000	389.84	1.05
0.3	1	0.005	0.03	12000	327.17	1.50
0.3	3	0.005	0.05	12000	192.30	1.15
0.7	1	0.001	0.05	1000	725.52	6.27
0.7	3	0.001	0.03	1000	760.62	2.87
0.7	1	0.005	0.03	1000	726.73	6.44
0.7	3	0.005	0.05	1000	697.73	7.90
0.7	1	0.001	0.03	12000	372.28	1.72
0.7	3	0.001	0.05	12000	243.83	1.43
0.7	1	0.005	0.05	12000	142.27	0.30
0.7	3	0.005	0.03	12000	247.11	1.51
0.3	2	0.003	0.04	6000	428.50	2.56
0.7	2	0.003	0.04	6000	367.57	3.44
0.5	2	0.003	0.04	1000	727.63	5.68
0.5	2	0.003	0.04	12000	220.28	1.40
0.5	2	0.001	0.04	6000	506.00	2.50
0.5	2	0.005	0.04	6000	380.37	3.19
0.5	1	0.003	0.04	6000	393.48	3.37
0.5	3	0.003	0.04	6000	385.39	2.97
0.5	2	0.003	0.03	6000	473.24	2.92
0.5	2	0.003	0.05	6000	327.09	3.21
0.5	2	0.003	0.04	6000	389.65	3.18

TABLE 3.1 – Exemple d'expériences à effectuer pour construire une *surface de réponse*.

Évidemment, les paramètres identifiés, avec la stratégie adoptée, resteront valables seulement sur l'intervalle des points de fonctionnement que nous choisissons. Un point de fonctionnement correspond à une vitesse de rotation Ω_i ou N_i . Une manipulation doit être effectuée afin d'éviter de considérer la vitesse de rotation Ω comme un paramètre à identifier. Dans l'expression mathématique de la surface de réponse, généré par l'algorithme, l'ensemble des valeurs de la vitesse de rotation pour lesquelles les calculs sont effectués (voir le tableau 3.1) sont substituées par l'ensemble des valeurs de la vitesse de rotation de la référence (modèle 3D). De cette manière nous acheminons cette variable parmi les grandeurs inconnues vers les grandeurs

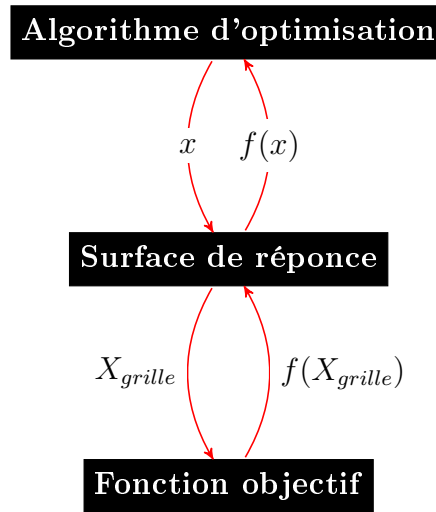


FIGURE 3.22 – Optimisation grâce à une surface de réponse [58].

connues.

3.3.2.3 Coût de l'optimisation

Une simulation numérique est bien souvent coûteuse en terme de temps de calcul et de mémoire, de plus les algorithmes d'optimisation sont itératifs en général. Cela devient un problème lorsqu'il est question d'optimiser le moteur étudié. En effet, l'application des méthodes d'optimisation nécessite de nombreuses simulations numériques et peut donc induire un coût global des simulations prohibitif. Il y a un besoin de maîtriser le coût global de l'optimisation. Les méthodes de la surface de réponse et du plan d'expérience répondent à ce besoin. Ces méthodes optimisent également l'équilibre entre l'*exploration* de l'espace, nécessaire à la recherche de l'optimum global, et l'*exploitation* des résultats obtenus pour réduire le coût de la recherche de l'optimum local [58]. Ces algorithmes performants sont basés sur l'exploitation des gradients de la *fonction objectif*, qui convergent rapidement.

Donc la démarche présentée ci-dessus remplace avantageusement les optimisations traditionnelles.

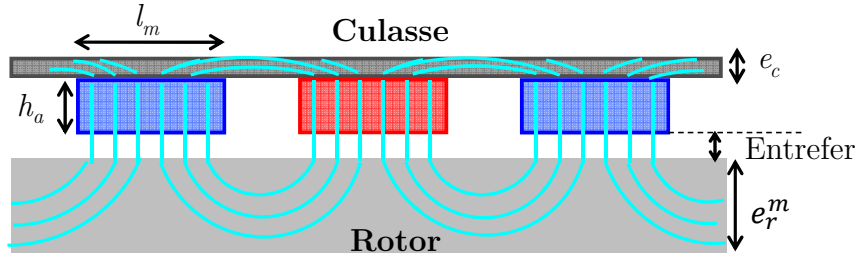
3.3.3 Vérification de la démarche sur un modèle analytique

Dans une première approche, une modélisation analytique linéaire a été adoptée pour valider la démarche d'optimisation et pour éviter les simulations longues. En effet, l'intérêt d'un tel modèle est de déterminer le comportement global du démarreur étudié et de pouvoir définir avec ces premiers résultats, s'il est nécessaire ou pas de passer à une modélisation plus complexe. Nous avons donc décidé de commencer par modéliser le comportement global du démarreur en exprimant le courant qu'il

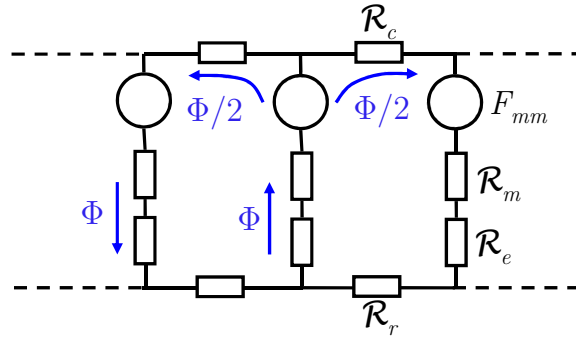
3.3. PRISE EN COMPTE DE L'EFFET 3D DANS UN MODÈLE 2D

consomme et le couple qu'il produit en fonction des paramètres choisis.

La première étape sera d'exprimer le flux à vide par pôle Φ en fonction des paramètres d'entrée à ajuster B_r , μ_m , e_c et l_{2D} . Puis le courant consommé et le couple généré du démarreur seront calculés automatiquement en fonction de ces paramètres. Un circuit basé sur un réseau de ré reluctances de ce moteur sera utilisable alors pour les formulations nécessaires (figure 3.23).



(a) Circuit magnétique simplifié et développé du démarreur.



(b) Schéma réductant équivalent.

FIGURE 3.23 – Schématisation 2D d'une portion de la tôlerie du démarreur et les chemins des flux magnétique à vide.

Si nous désignons par :

l_m largeur des aimants

h_a l'épaisseur des aimants

h_e l'épaisseur de l'entrefer

l_f la longueur du chemin choisi par le flux dans le fer du moteur ayant une perméabilité μ_f .

Nous pouvons écrire la réductance $\mathcal{R}_f$ du fer du moteur (culasse $\mathcal{R}_c$ et rotor $\mathcal{R}_r$) par :

$$\mathcal{R}_f = \frac{l_f}{\mu_f(l_{2D} \cdot [e_c + e_r^m])} \quad (3.13)$$

Vue la grande perméabilité du fer, cette réductance est faible par rapport aux ré reluctances des aimants $\mathcal{R}_m$ (voir l'équation 3.14) et de l'entrefer $\mathcal{R}_e$ (voir l'équation

3.15). Mais nous ne négligerons pas ce terme car même à vide le circuit magnétique du démarreur est à la limite de saturation magnétique.

$$\mathcal{R}_m = \frac{h_a}{\mu_0 \mu_m (l_{2D} \cdot l_m)} \quad (3.14)$$

$$\mathcal{R}_e = \frac{h_e}{\mu_0 (l_{2D} \cdot l_m)} \quad (3.15)$$

D'autre part, si nous considérons un aimant linéaire ayant un champ coercitif H_c , sa force magnétomotrice $\mathcal{F}_{mm}$ s'écrit sous la forme [66] :

$$\mathcal{F}_{mm} = H_c \cdot h_a = \frac{B_r}{\mu_0 \mu_m} \cdot h_a \quad (3.16)$$

Appliquons maintenant la loi des mailles sur une maille de la figure 3.23b :

$$2\mathcal{F}_{mm} = \frac{\Phi}{2} \mathcal{R}_f + \Phi(2\mathcal{R}_m + 2\mathcal{R}_e) \quad (3.17)$$

D'où l'expression du flux magnétique par pôle Φ en fonction des paramètres d'entrée :

$$\Phi = \frac{\mathcal{F}_{mm}}{\mathcal{R}_e + \mathcal{R}_m + \frac{1}{4}\mathcal{R}_f}$$

$$\Phi(B_r, \mu_m, e_c, l_{2D}) = \frac{\frac{B_r}{\mu_0 \mu_m} \cdot h_a}{\frac{h_e}{\mu_0 (l_{2D} \cdot l_m)} + \frac{h_a}{\mu_0 \mu_m (l_{2D} \cdot l_m)} + \frac{1}{4} \frac{l_f}{\mu_f [l_{2D} \cdot (e_c + e_r^m)]}} \quad (3.18)$$

En incorporant cette équation 3.18 dans les équations caractéristiques du démarreur nous pouvons obtenir facilement l'expression du couple électromagnétique et du courant en fonction des paramètres d'entrée :

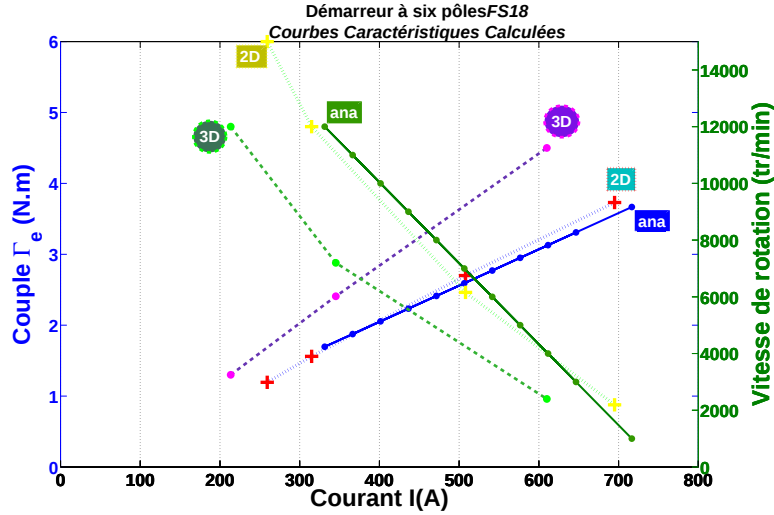
$$I(B_r, \mu_m, e_c, l_{2D}) = \frac{U_0 - k\Phi(B_r, \mu_m, e_c, l_{2D})\Omega}{R_t} \quad \Gamma_e(B_r, \mu_m, e_c, l_{2D}) = k\Phi(B_r, \mu_m, e_c, l_{2D})I \quad (3.19)$$

Ce modèle analytique simple est alors linéaire, c'est-à-dire qu'il ignore la saturation magnétique. Nous allons comparer les résultats calculés par ces formules 3.19 à ceux des modèles numériques 2D et 3D. En présentant ces résultats avant et après identification de B_r , μ_m , e_c et l_{2D} par la démarche développée dans le paragraphe §3.3.2, nous pouvons voir dans le graphe 3.24a que les résultats du modèle analytique étaient proches des résultats du modèle 2D, alors qu'après l'optimisation ils se

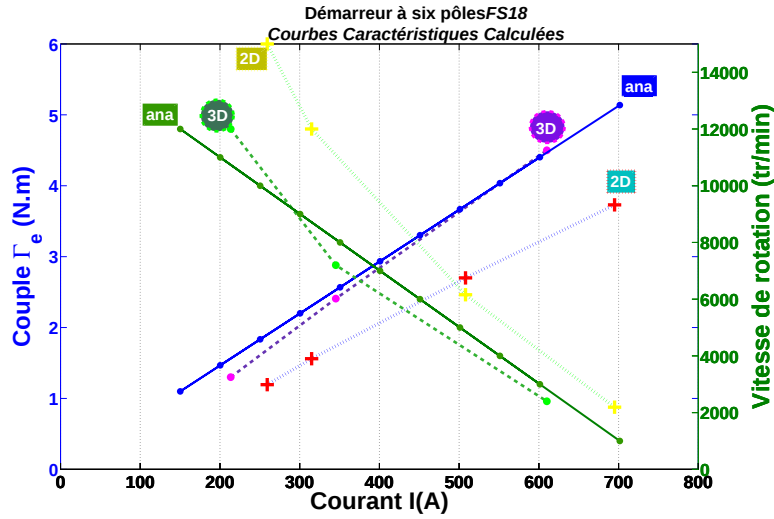
3.3. PRISE EN COMPTE DE L'EFFET 3D DANS UN MODÈLE 2D

rapprochent des résultats du modèle 3D (figure 3.24b).

La démonstration de l'intérêt du recalage par les paramètres proposés étant faite, nous passons désormais à l'identification des paramètres du modèle numérique 2D.



(a) Avant l'identification des paramètres B_r , μ_m , e_c et l_{2D} du modèle analytique des équations 3.19.



(b) Après l'identification des paramètres B_r , μ_m , e_c et l_{2D} du modèle analytique des équations 3.19.

FIGURE 3.24 – Comparaison des courbes caractéristiques calculées avec les modèles 3D, 2D et analytique, avant et après la prise en compte des effets tridimensionnels dans les formules analytiques.

3.3.4 Application et résultats

L'identification et la vérification vont être illustrées ici sur le modèle numérique bidimensionnel. Les principales étapes développées pour l'identification par optimisation seront appliquées sur le modèle 2D, il suffit de substituer le modèle analytique précédent par le modèle numérique.

3.3.4.1 Approximation de la *fonction objectif* par une *surface de réponse*

Comme nous avons estimé que les 4 paramètres B_r , μ_m , e_c et l_{2D} sont les plus significatifs, nous exploitons les *fonctions objectifs* 3.11 et 3.12, pour construire une *surface de réponse* pour le modèle numérique 2D. Les jeux de résultats permettent de construire une surface de réponse en utilisant une méthode adaptée. Si nous souhaitons changer les intervalles de ces paramètres d'entrée, nous devons reconstruire une nouvelle *surface de réponse*. Ainsi il faut définir l'intervalle des paramètres, dans lequel la valeur adéquate va être détectée. Par ailleurs, cette surface peut être utilisée telle qu'elle, comme modèle paramétré de comportement du démarreur [58].

Pour la suite, la recherche de l'optimum sur la *surface de réponse* est effectuée par rapport aux 4 paramètres retenus. Le nombre d'appels aux *fonctions objectifs* n'est pas un problème car le coût est maîtrisé. En effet, la *surface de réponse* est utilisée à la place des simulations [58]. Nous pouvons alors choisir, grâce à l'outil *FGot*, un algorithme capable de déterminer l'optimum global. Une fois les paramètres identifiés, nous allons chercher à les utiliser pour modifier le modèle 2D initial et obtenir le modèle 2D équivalent.

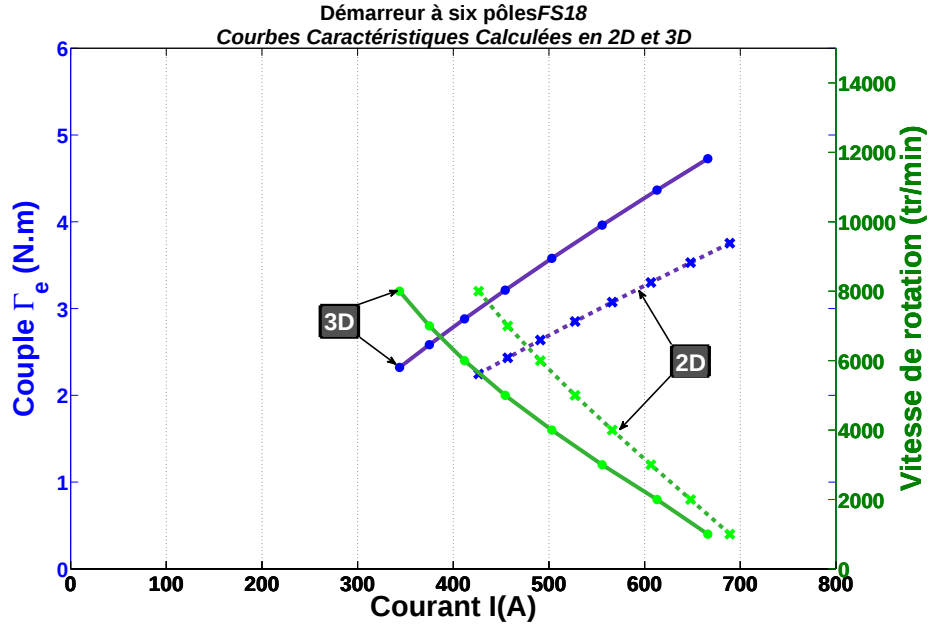
3.3.4.2 Vérification de la solution par simulation

Pour vérifier la qualité de la solution optimale proposée par l'outil *FGot*, nous effectuons des simulations de contrôle.

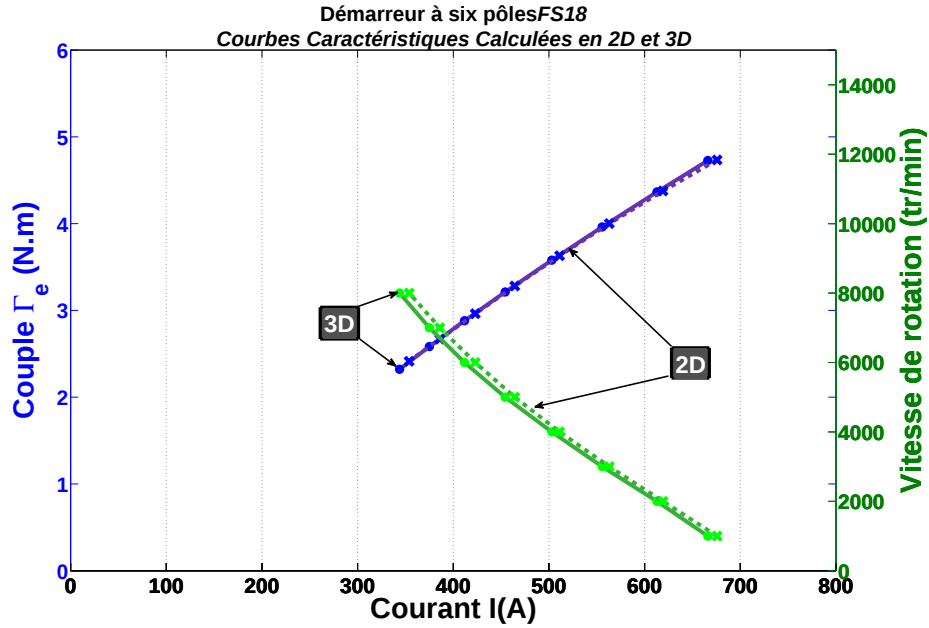
La figure 3.25a montre alors le comportement caractéristique du démarreur à six pôles quand nous utilisons les valeurs initiales pour les paramètres d'entrée. Une distance existe entre les courbes des deux modèles, pourtant ces deux modèles sont électriquement identiques et subissent le même processus de commutation.

Alors que la figure 3.25b illustre le comportement caractéristique du démarreur quand nous utilisons des valeurs choisies judicieusement pour les paramètres d'entrée. Un modèle 2D équivalent, utilisant ces paramètres identifiés, donne des résultats qui coïncident bien avec les résultats de référence.

3.3. PRISE EN COMPTE DE L'EFFET 3D DANS UN MODÈLE 2D



(a) Avant l'identification des paramètres B_r , μ_m , e_c et l_{2D} du modèle 2D.



(b) Après l'identification des paramètres B_r , μ_m , e_c et l_{2D} du modèle 3D.

FIGURE 3.25 – Comparaison des courbes caractéristiques calculées avec les modèles 3D et 2D avant et après la prise en compte des effets tridimensionnels dans le modèle numérique 2D.

3.3.5 Conclusion sur le modèle 2D équivalent

Le calcul du comportement magnétique des moteurs électriques de démarreurs par une approche 2D usuelle, non spécifiquement adaptée, conduit à un écart considérable entre les résultats de calcul en 3D et en 2D.

Nous avons mis en place un modèle 2D **représentatif** intégrant des effets tridimensionnels. Il se comporte comme un modèle 3D, car les paramètres spécifiques de ce modèle sont ajustés de façon à tenir compte des effets tridimensionnels du moteur sur une plage de fonctionnement.

Cette étude se distingue des travaux qui en général ne jouent que sur un seul paramètre d'entrée, souvent la rémanence des aimants B_r , pour lequel sa valeur équivalente B_r^{eq} est déterminée simplement par un coefficient de concentration (le rapport des flux) [55] [67] [68] : $B_r^{eq} = \frac{\Phi_{3D}}{\Phi_{2D}} B_r$.

L'intérêt de notre identification est le traitement précis de **plusieurs** paramètres liés à l'influence des bords. Le point fort est le fait que cette identification couvre **toute** la plage de fonctionnement classique des démarreur. De plus, elle peut s'étendre même sur des machines sans aimants et sur n'importe quel dispositif électromagnétique.

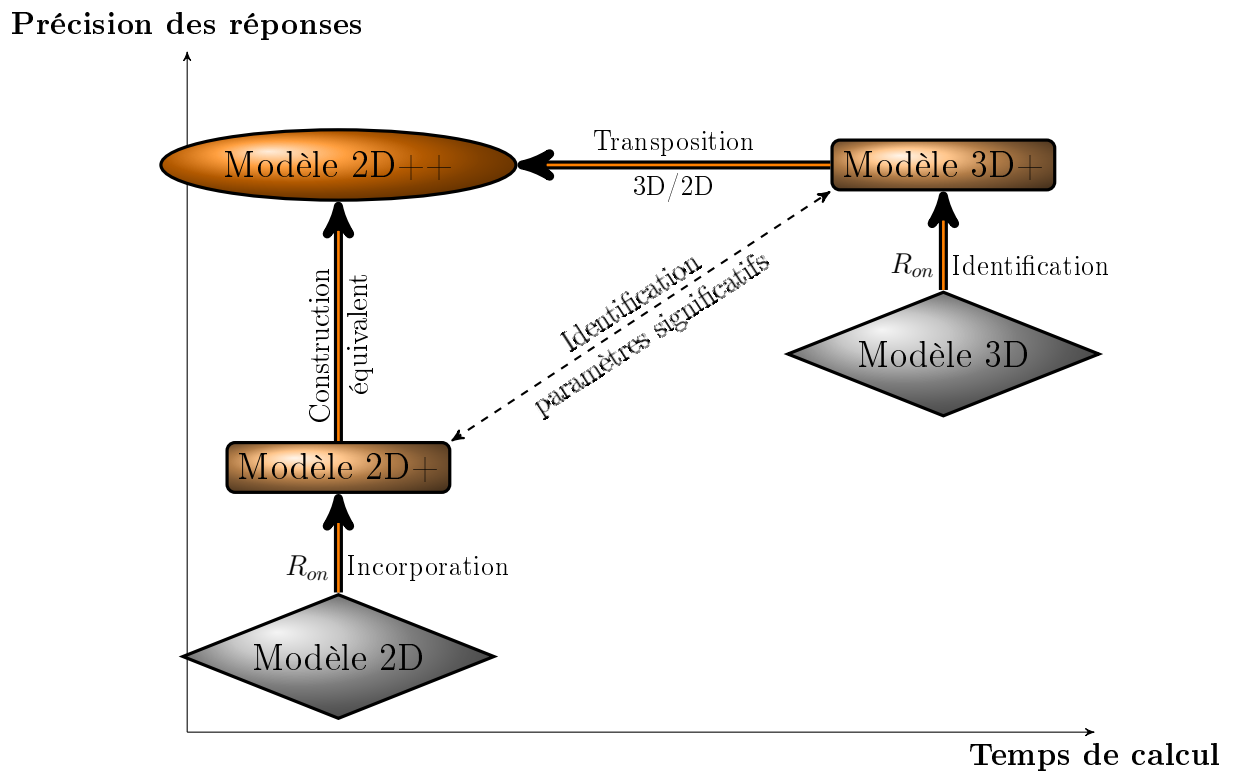


FIGURE 3.26 – Bilan graphique du chapitre 3.

3.4 Conclusion et synthèse du chapitre 3

La colonne vertébrale de ce chapitre est constituée par les techniques d'identifications et d'optimisations. La démarche, regroupant toutes ces techniques, est expliquée en premier lieu lors de l'identification de la résistance du contact électrique puis détaillée lors de la construction d'un modèle 2D équivalent. Cette démarche a donc été employée dans deux contextes différents, ce qui fait preuve de sa flexibilité et son universalité. D'ailleurs, au-delà des applications traditionnelles de l'optimisation, ces algorithmes sont également utilisés dans les domaines de la conception topologique [69], [70] et aussi dans de nombreux problèmes inverses dans lesquels interviennent les champs électromagnétiques

Dans le secteur R&D le besoin de modèles performants est une demande forte. Un modèle performant est défini par la précision et le temps de calcul. Le modèle 2D équivalent développé ici, réunit à la fois la précision et la rapidité des calculs dans la détermination des performances d'une machine dont la structure est fortement liée aux effets de bords non négligeables.

Ce modèle assure la réactivité nécessaire pour des simulations répétitives et paramétrées. Il est donc utile pour les processus de dimensionnement et d'optimisation des machines électriques destinées au système Stop-Start. Une fois les paramètres de recalage 3D/2D identifiés et fixés, les processus de dimensionnement ou d'optimisation doivent exclure ces paramètres. Tous les autres sont libres de varier tant que le moteur ne fonctionne pas en dehors du domaine dans lequel le modèle a été calé. Grâce à la technique utilisée, ce domaine peut couvrir carrément une vaste plage de fonctionnement du démarreur.

Enfin, ce travail fournit une approche permettant d'aborder les difficultés de la correction d'un modèle numérique ou la caractérisation des arcs électriques. Les applications peuvent aller de l'optimisation à la détermination des paramètres non mesurables.

Chapitre 4

Recherche de structures dédiées à la fonction Stop-Start

Sommaire

4.1	Introduction	117
4.2	Rainure longitudinale dans les dents	118
4.2.1	Modélisation des courants de Foucault dans les tôles	118
4.2.2	Atténuation des courants de Foucault	122
4.2.3	Conclusion sur les fentes des dents	125
4.3	Segmentation longitudinale des aimants	127
4.3.1	Choix des inductions rémanentes des aimants	129
4.3.2	Effet de la segmentation sur le flux magnétique	130
4.3.3	Influence de la segmentation sur les performances du moteur	134
4.3.4	Conclusion sur la segmentation des aimants	135
4.4	Conclusion du chapitre 4	136

DEPUIS leur création en 1920, le principe de fonctionnement des démarreurs n'a pas connu de changement majeur. Avec de nouvelles applications comme la fonction Stop-Start, les contraintes imposées deviennent plus sévères. Les démarreurs conventionnels ne sont pas en mesure de fournir assez de puissance ou de disposer d'une durabilité adéquate. Au cours du chapitre précédent, tout en proposant un modèle rapide et précis, nous avons analysé et caractérisé l'un des paramètres responsable de la durée de vie des démarreurs, ce qui permet d'œuvrer sur leur durabilité. Dans ce chapitre, nous proposons des structures prometteuses capables d'adapter le démarreur aux nouvelles exigences des constructeurs. Pour des raisons de confidentialité, l'une des structures développées durant cette thèse n'est pas présentée dans ce chapitre.

4.1 Introduction

Les démarreurs sont des moteurs particuliers, leurs mode de fonctionnement n'est pas continu : après un temps de repos relativement long, un démarreur entraîne pendant quelques secondes les pistons du moteur thermique, puis il entre de nouveau en mode veille. Ce type d'opération de courte durée a permis l'utilisation de ces moteurs à forte dissipation de puissance. Si la fréquence de ses périodes de fonctionnement s'accélérait, il serait alors absolument nécessaire de renforcer les démarreurs conventionnels et de les adapter pour le fonctionnement Stop-Start.

Ces nouvelles sollicitations imposent donc un renforcement des exigences dans les performances et les caractéristiques des démarreurs. D'où le besoin de faire évoluer les structures classiques qui n'ont pas connu de changements très marqués dans les dernières décennies.

Dans le cas des démarreurs, qui ont une forte puissance massique et une induction élevée, il faut faire face à un compromis entre la réduction de la consommation électrique, l'augmentation du rendement, l'allongement de la durée de vie, la minimisation des pertes dissipées et le **contrôle du coût** de la production.

Nous proposons dans ce chapitre des structures de démarreurs dédiées pour la fonction Stop-Start. Comme précédemment, les calculs de ce chapitre sont réalisés par des simulations numériques en magnétodynamique transitoire sous le logiciel *Flux*[®]. Pour des questions de rapidité des analyses, la configuration bidimensionnelle du démarreur a été employée, sauf pour les calculs des courants induits dans les pièces en tôles feuilletées du démarreur où la configuration tridimensionnelle a été utilisée. Les études proposées dans ce chapitre portent d'abord sur l'induit (le

4.2. RAINURE LONGITUDINALE DANS LES DENTS

rotor du démarreur), puis sur le dispositif entier.

Dans la première partie concernant l'induit, nous cherchons à réduire les pertes fer (plus spécifiquement les pertes par courants de Foucault). Après avoir localisé et quantifié les pertes par courants de Foucault, une intervention mécanique est effectuée pour limiter ces pertes. Ensuite, en ce qui concerne l'inducteur, nous montrons qu'en introduisant une modification au niveau des pôles, dans les aimants permanents, nous arrivons à maîtriser les caractéristiques du démarreur.

4.2 Rainure longitudinale dans les dents

Le rotor du démarreur, qui est formé d'un paquet de tôles, constitue une portion importante de volume total du matériau magnétique présent dans le moteur. Nous allons étudier les courants de Foucault qui se développent à l'intérieur du rotor dans les plans de tôles à cause des effets de bords importants (voir paragraphe §3.3 du chapitre 3). Ces courants peuvent engendrer l'échauffement du rotor, surtout avec l'accroissement du nombre de démarrages dans la fonction Stop-Start.

Afin de visualiser ces courants, nous allons d'abord expliquer comment modéliser numériquement les courants induits dans les tôles. Puis nous proposons de fendre les dents rotoriques (régions comportant les courants induits) pour augmenter la longueur de circulation des courants de Foucault, ce qui augmente la résistance et par conséquent diminue les pertes par courants de Foucault [71].

4.2.1 Modélisation des courants de Foucault dans les tôles

Une des techniques de diminuer la puissance dissipée des machines tournantes est l'insertion des rainures dans le circuit magnétique. D'une façon générale, les pertes d'une machine électrique tournante se répartissent classiquement de la façon suivante : celles relatives aux chutes de tension le long du circuit électrique (effet Joule dans les conducteurs, contact glissant collecteur-balais, commutation), celles qui concernent le circuit magnétique (courants de Foucault et hystérésis lors des processus d'aimantation dans les tôles d'induit), et enfin les frottements mécaniques aux contacts des parties tournantes (coussinets, roulements, pression des balais sur le collecteur), les pertes par ventilation pouvant tout à fait être négligées dans notre cas. Pour la séparation de ces pertes, il existe des techniques développées par Valeo [72], notamment lors de la précédente thèse [43]. Dans la continuité de ces travaux, nous nous intéressons particulièrement à localiser, évaluer puis entraver les courants de Foucault dans le démarreur, puisqu'il est relativement plus facile de les limiter. Cependant, il faut savoir que les courants de Foucault contribuent beaucoup moins

à la dissipation de puissance que les autres sources de pertes.

Un modèle tridimensionnel est nécessaire pour cette étude. Nous utilisons donc le logiciel *Flux3D* pour nos calculs.

Si dans le modèle 3D, la géométrie réelle (empilement des tôles, représentation de l'isolant ...) devait être modélisée, un maillage très fin serait appliqué au niveau des tôles. Cette situation impliquerait un nombre d'inconnues très élevé, ce qui rendrait le temps de calcul terriblement long. La solution réside dans l'utilisation de la technique d'« homogénéisation » qui réduit le coût des simulations 3D. Il s'agit d'une simplification qui permet conserver la précision du modèle. C'est une modélisation efficace dans laquelle les parties du moteur, formées par des paquets de tôles, sont remplacées par une région massive équivalente [73].

4.2.1.1 Formulation

Comme il s'agit d'un problème couplé (équations de Maxwell - circuit électrique) et opérant en mode transitoire, la formulation dite « électrique » est adaptée pour cette situation. Cette formulation utilise le potentiel scalaire magnétique et le potentiel vecteur électrique, noté T [74].

La densité de courant induite étant à divergence nulle, c'est-à-dire :

$$\nabla \cdot \vec{J} = 0 \quad (4.1)$$

Le potentiel vecteur électrique T peut être introduit tel que :

$$\vec{J} = \nabla \times \vec{T} \quad (4.2)$$

Dans cette approche, l'utilisation du potentiel scalaire magnétique est utilisée pour calculer le champ magnétique ce qui est très économique dans l'air. [75].

4.2.1.2 Description et représentation des paquets de tôles

Le « feuilletage » du paquet de tôles magnétiques de l'induit limite une grande partie des courants de Foucault. Cependant, il subsiste toujours des courants dans les tôles en raison de l'existence des lignes de champ qui sont non-parallèles aux plans des tôles (voir figures 3.16 et 3.15). Ces courants n'ont pas une composante axiale puisqu'ils sont confinés dans des plans, ils n'ont que deux composants qui sont dans le plan transversal.

Pour pouvoir modéliser cet effet dans nos simulations numériques et prendre en compte des pertes dans le feuilletage du circuit magnétique, nous utilisons la

4.2. RAINURE LONGITUDINALE DANS LES DENTS

techniques d'homogénéisation en régime transitoire en appliquant une contrainte volumique en utilisant le **potentiel vecteur électrique** T . Il s'agit alors d'annuler les composantes tangentielles (parallèles aux surfaces des tôles) de ce vecteur T . Cette situation permet d'imposer aux courants induits de circuler uniquement dans des plans parallèles au sens du feuilletage du circuit magnétique.

4.2.1.3 Modélisation numérique

A des vitesses fixes, les calculs en éléments finis sous le logiciel *Flux3D*, sont effectués pour le démarreur *FS18* à six pôles. La contrainte et la formulation décrites ci-dessus sont appliquées dans le modèle 3D du moteur. Pour vérifier que les courants induits dans le rotor circulent bien dans des plans parallèles, dans une région constituée de tôles, nous affichons dans la figure 4.1 les composantes de la densité de courant J_F sur un point quelconque dans le rotor.

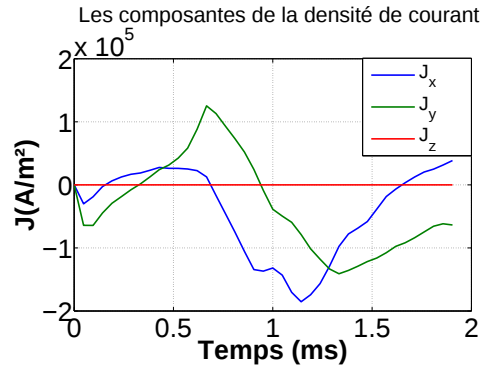


FIGURE 4.1 – Densité des courants induits sur un point situé à l'extrémité d'une dent du rotor.

L'axe z du modèle de ce moteur correspond à la direction perpendiculaire aux plans des tôles du rotor. Nous pouvons voir que dans un intervalle de temps, quand le champ magnétique varie sur un point du rotor, la densité de courant évolue dans le plan (xy) . Sa composante axiale est nulle $J_z = 0$. Ce comportement correspond bien à la structure feuilletée d'un paquet de tôles ferromagnétiques.

La modélisation du comportement des tôles empilées étant assurée il est intéressant maintenant de localiser et de voir la concentration des courants de Foucault dans le rotor. La figure 4.2 illustre la répartition des courants de Foucault. Les boucles de courant sont concentrées aux extrémités du rotor, car c'est dans ces zones où les lignes de champ magnétique varient selon une direction non parallèle aux plans de la lamination, dus à des effets de bords.

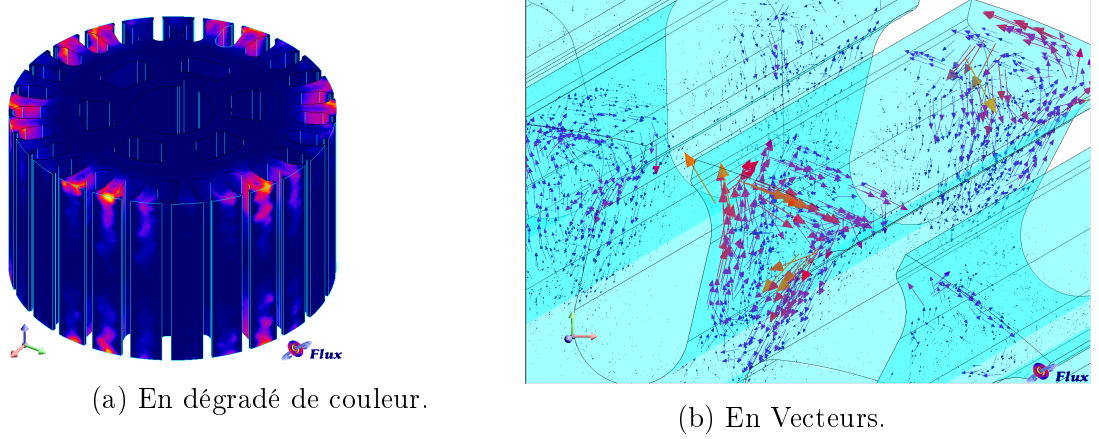


FIGURE 4.2 – Densité de courant J_F dans le rotor.

Par ailleurs, l'épaisseur de peau est aussi caractérisée avec notre approche d'homogénéisation. Les boucles de courants induits se dilatent et s'amincissent avec la vitesse de rotation, c'est l'effet de peau.

L'effet de peau des courants induits dans la région homogénéisée peut être visualisé. La figure 4.3 montre l'influence de la vitesse de rotation sur la distribution de la densité de courant dans une dent du rotor.

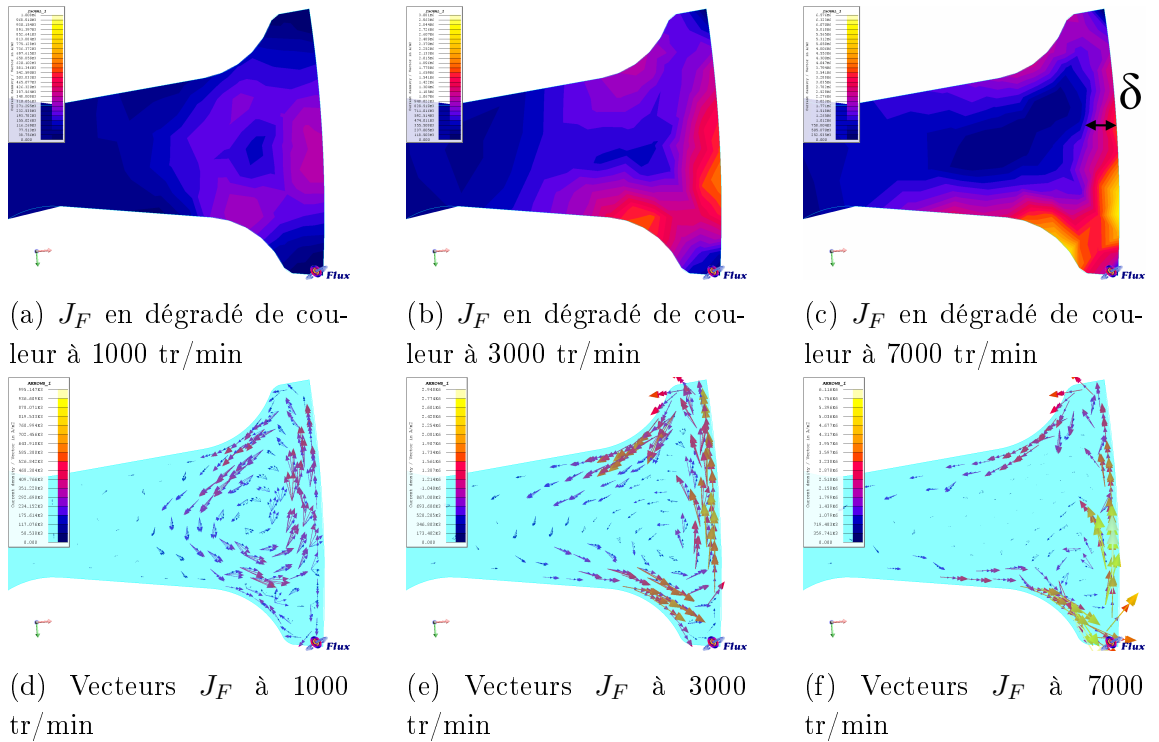


FIGURE 4.3 – Observation de l'effet de peau δ sur la répartition de la densité de courant J_F dans une dent du rotor. Vue de dessus de la géométrie 3D.

4.2. RAINURE LONGITUDINALE DANS LES DENTS

L'épaisseur de peau δ des courants induits s'exprime par la formule :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_f f}} \quad (4.3)$$

Où f représente la fréquence des courants en *Hertz*. Comme toutes les machines synchrones, le flux magnétique créé dans le dispositif est une fonction périodique de fréquence f . Il induit également des courants de la même fréquence dans les tôles du rotor :

$$f = \frac{p\Omega}{2\pi} = \frac{p \cdot N}{60} \quad (4.4)$$

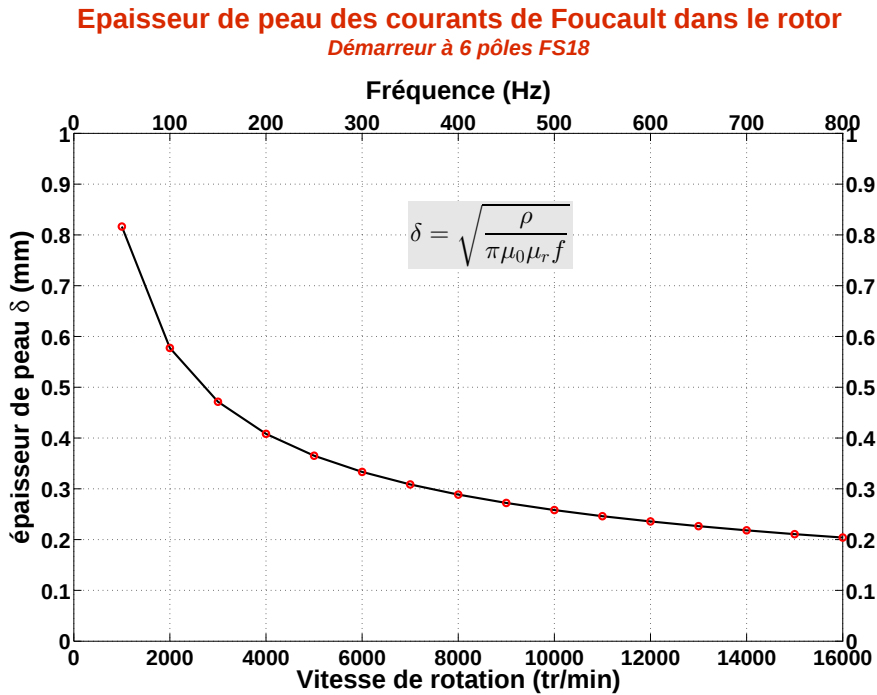


FIGURE 4.4 – Évolution de l'épaisseur de peau δ en fonction de la fréquence.

Le graphe de la figure 4.4 donne l'ordre de grandeur et la variation de l'épaisseur de peau des courants de Foucault dans le rotor en fonction de la vitesse de rotation et de la fréquence f . Ce graphique est conforme au comportement des boucles de courant de la figure 4.3 obtenues numériquement.

Après avoir montré comment modéliser les courants de Foucault induits dans des régions laminées, nous proposons dans ce qui suit une intervention mécanique pour réduire l'effet indésirable des courants de Foucault.

4.2.2 Atténuation des courants de Foucault

Comme les boucles de courants induits sont situées principalement dans les dents du rotor, une simple rainure peut contraindre le développement des courants à ces

endroits. Une fente tout au long d'une dent comme le montre la figure 4.5, sera une barrière qui bloque la formation d'une grande boucle de courant.



FIGURE 4.5 – Des rainures usinées dans les dents de l'induit.

En ce basant sur cette idée, la modification a été effectuée sur le modèle numérique 3D en introduisant les fentes. Cette version du modèle est simulée sous les mêmes conditions que le modèle précédent, à l'exception des ouvertures qui sont du même ordre de grandeur que l'épaisseur de l'entrefer h_e .

À la figure 4.6 nous comparons la densité de courant induit dans une dent du rotor à une vitesse de rotation donnée et à un instant donné. Dans le cas où les dents sont intactes (figure 4.6a), des grandes boucles de courant s'établissent dans les extrémités du rotor (Le point de vue de ces figures ne permet pas de distinguer les boucles de chaque extrémité car elles paraissent superposées). D'autre part, les dents comportant des rainures présentent désormais trois boucles relativement petites à chaque extrémité. La fente a joué le rôle d'un obstacle qui a divisé la grande boucle en petites boucles.

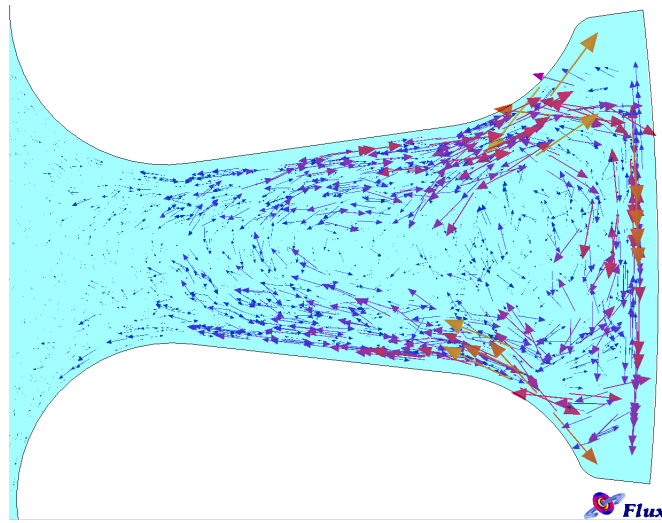
Pour le reste, les fentes n'ont aucune incidence sur la fonctionnalité de la machine. Cette modification ne change pas les performances (couple Γ et courant I) du démarreur. Les caractéristiques de ce dernier restent identiques à celles du démarreur initial. Par contre, le bénéfice qu'apporte cette technique est la réduction des pertes par courants de Foucault.

Les pertes instantanées par courants de Foucault sont déduites par intégration de la densité de courant J_F sur le volume total V de l'induit (ou du rotor) :

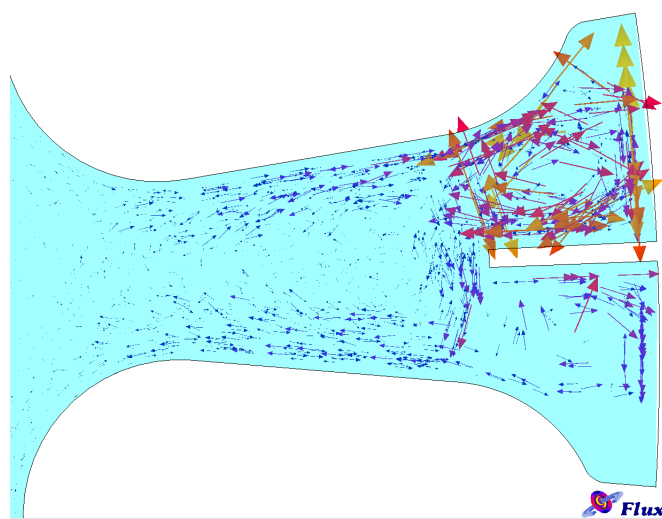
$$P_{j_{rot}} = \rho \int_V J_F \cdot dv \quad (4.5)$$

Ces pertes sont calculées directement lors de la résolution numérique du modèle 3D sous *Flux3D*. Ainsi nous comparons à la figure 4.7 les pertes par effet Joule dans

4.2. RAINURE LONGITUDINALE DANS LES DENTS



(a) Dent initiale.



(b) Dent comportant une fente.

FIGURE 4.6 – Densité de courants de Foucault dans une dent du rotor, calculé pour deux cas. (Vue de dessus de la géométrie tridimensionnelle.)

le rotor pour les deux cas uniquement sur un point du fonctionnement du moteur. Nous pouvons remarquer que les pertes par courant de Foucault se réduisent grâce aux rainures. Cette atténuation de la dissipation de puissance est de 23 %.

Il n'est pas suffisant d'analyser ces pertes sur un seul point de fonctionnement. Nous avons calculé de la même manière les pertes sur différents points de fonctionnement. Nous montrons dans la figure 4.8 les pertes joules moyennes en fonction de la vitesse de rotation. Nous remarquons que les rainures ont un effet bénéfique jusqu'à 3500 tr/min (courbe verte de la figure 4.8). Pour des vitesses supérieures à 4000 tr/min les rainures engendrent des pertes encore plus importantes que le cas des dents intactes (sans rainures). Les fentes qui sont placées au milieu des dents

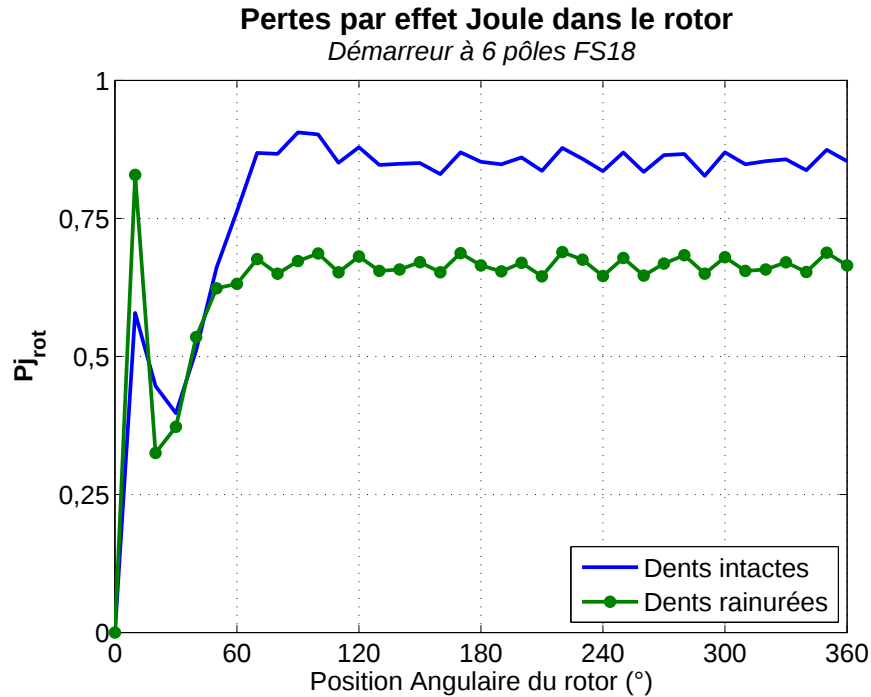


FIGURE 4.7 – Pertes par effet Joule en fonction de la position angulaire du rotor à 2000 tr/min (échelle normalisée).

n'agissent plus comme une barrière pour les boucles. La boucle se déplace vers un coin d'une dent avec l'augmentation de la vitesse de rotation (figure 4.3) et la fente située au milieu, ne se trouve plus correctement placée pour couper la boucle de courant.

Nous avons déplacé les rainure du côté où les boucles de courant s'accumulent avec l'augmentation de la fréquence. La figure 4.9 illustre la nouvelle position d'une rainure dans une dent du rotor. Ce changement de position est un premier essai pour vérifier son impact sur les pertes joules dans les tôles du rotor.

Nous avons recalculé les pertes par le modèle numérique 3D intégrant des fentes localisées d'un côté des dents du rotor. Les résultats sont affichés en rouge dans la figure 4.10. Nous pouvons remarquer que les pertes sont réduites davantage pour un intervalle plus large de points de fonctionnement. La nouvelle position des fentes refoule les courants de Foucault jusqu'à 7000 tr/min, les pertes sont abaissées significativement par rapport des deux cas précédents. La position des fentes est alors un facteur important dans la réduction des pertes par courant de Foucault.

4.2.3 Conclusion sur les fentes des dents

À cause des effets de bords, le flux magnétique ne reste pas parallèle aux plans des lamelles de tôles au niveau des extrémités de la machine. Ce flux engendre alors

4.2. RAINURE LONGITUDINALE DANS LES DENTS

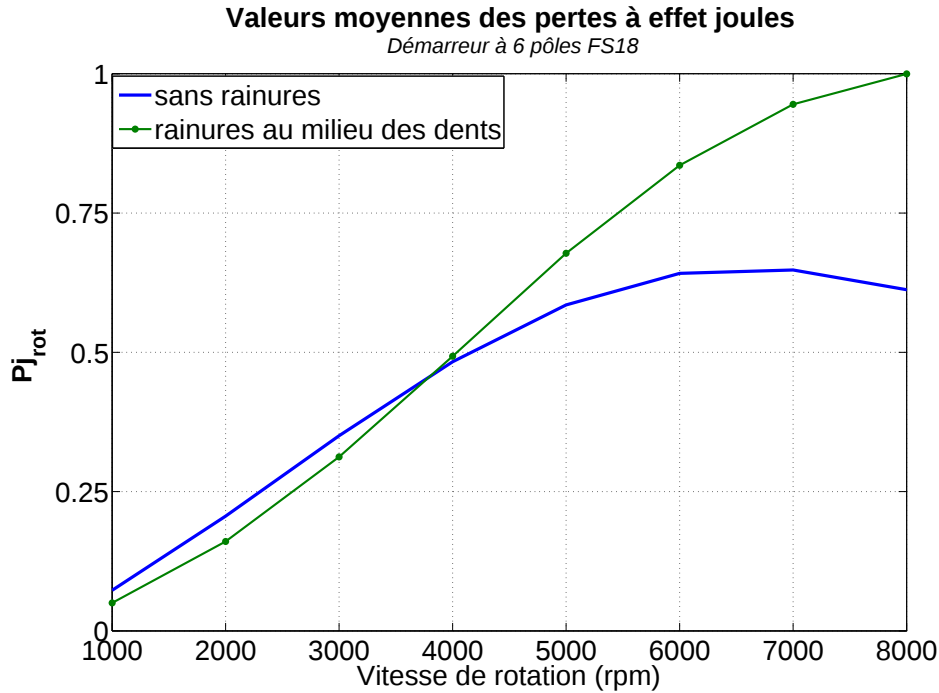


FIGURE 4.8 – Pertes par effet Joule dans le rotor en fonction de la vitesse (échelle normalisée).

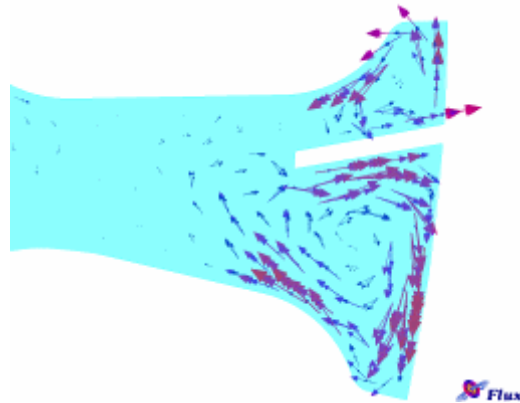


FIGURE 4.9 – Densité de courants de Foucault dans une dent comportant une fente positionnée dans l'endroit où ces courant on tendance à se concentrer.

des phénomènes de courants de Foucault dans les dents de l'induit, sous la forme de boucles de courant. Ce phénomène est à l'origine de l'échauffement du matériau de l'induit.

Pour réduire cet effet néfaste qui s'aggrave avec le fonctionnement Stop-Start du démarreur, nous introduisons des fentes limitant les boucles de courants. Cette technique, appliquée déjà sur d'autres types de machines comme les alternateurs pour véhicules automobiles [76], complète le rôle du circuit magnétique feuilleté. Elle peut

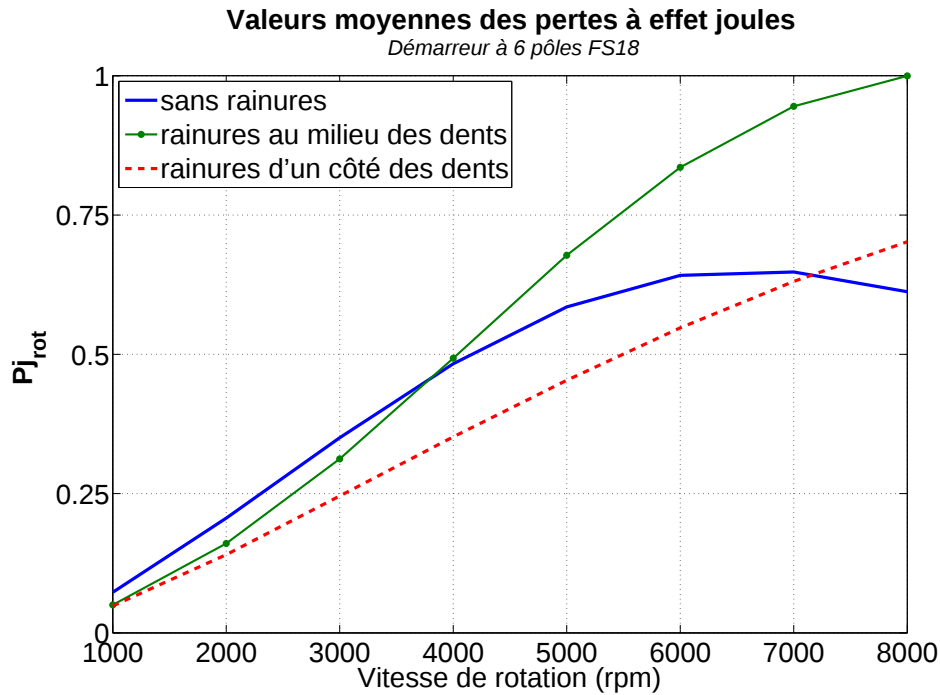


FIGURE 4.10 – Influence de la position des rainures sur les pertes par effet Joule dans le rotor (échelle normalisée).

concerner toutes les machines électriques tournantes, réversibles ou non. L'avantage d'une telle disposition est la minimisation des pertes par courants de Foucault.

Afin d'évacuer efficacement les pertes thermiques ou la dissipation d'énergie par ces courants, la position optimale des fentes doit être trouvée. La fente au milieu d'une dent, comme le montre la figure 4.6b, partage la boucle de courant initiale en boucles ayant différentes intensités. Il vaut mieux avoir donc des boucles équilibrées en terme d'amplitude de densité de courant, contrôlées par la position des fentes. Une opération d'optimisation similaire à celle présentée dans le chapitre 3 peut être menée sur les paramètres de la position des fentes.

4.3 Segmentation longitudinale des aimants

Le démarreur est un type de moteur qui tourne toujours dans le même sens. Ce fonctionnement permet d'apporter des modifications structurales **asymétriques** pouvant améliorer l'efficacité du moteur. En exploitant cette particularité des démarreurs nous allons modifier les pôles inducteurs et nous allons montrer les influences apportées.

L'inducteur du démarreur étudié comporte des pôles à aimants permanents. Chaque pôle est constitué d'un seul morceau d'aimant qui porte une valeur de ré-

4.3. SEGMENTATION LONGITUDINALE DES AIMANTS

manence identique pour l'intégralité du pôle. Nous proposons dans cette étude la réalisation des pôles avec deux ou plusieurs valeurs de rémanence magnétique afin de produire un flux magnétique (à vide) non symétrique dans l'entrefer. Pour pouvoir avoir un pôle qui comporte deux rémanences il faut utiliser deux types d'aimants et le pôle initial en deux morceaux. La figure 4.11 illustre une segmentation des aimants polaires dans la direction de l'axe de rotation du rotor (perpendiculaire au plan de la figure). Cette opération nous permet d'attribuer à chaque segment d'un pôle, une rémanence magnétique différente. Ainsi la valeur de la rémanence uniforme B_r d'un aimant polaire initial est remplacée par deux autres valeurs (B_{r1} et B_{r2}) grâce aux nouveaux aimants constituant un pôle de l'inducteur.

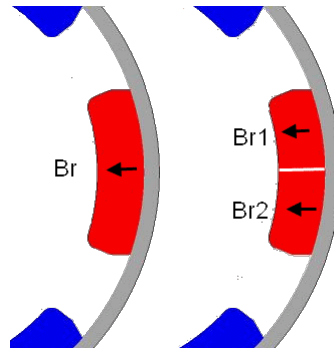


FIGURE 4.11 – Une portion d'inducteur visualisant un pôle à un aimant à gauche et puis un pôle à deux aimants à droite.

Remarque :

Habituellement, l'idée de la segmentation des aimants est appliquée pour réduire les pertes par courants de Foucault dans les aimants [77] [78] [79] ou pour réduire l'ondulation du couple [80] [81]. Les harmoniques « parasites », qui accompagne toujours le courant électrique dans les bobines, se traduisent en harmoniques de champ magnétique et en harmoniques de force¹. Ce sont ces champs harmoniques (champs tournants par rapport aux aimants) qui vont induire des courants dans les aimants. La figure 4.12 illustre la répartition des courants de Foucault qui peut avoir lieu dans un aimant du démarreur à six pôles *FS18*.

Les démarreurs à aimants utilisés pour des voitures de moyenne gamme comportent en général des aimants ferrites. Or ces matériaux ont une résistivité électrique très grande, ce qui rend l'établissement des courants de Foucault dans les aimants très difficile. À contrario les aimants performants à base de terres rares (comme le néodyme, le cobalt...) induisant plus facilement des courants. Donc dans notre cas la segmentation des aimants n'a pas comme but de limiter les courant de Foucault

1. Ces forces inutiles vont être à l'origine de l'ondulation du couple.

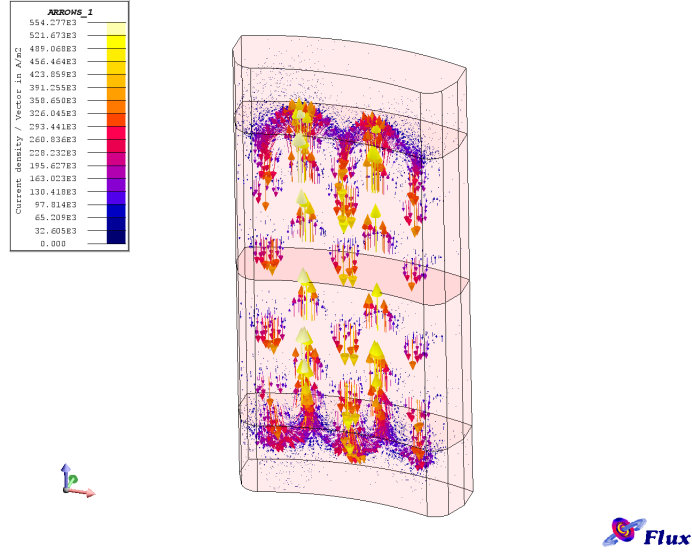


FIGURE 4.12 – Densité de courant dans un bloc d’aimant (non segmenté) constituant un pôle d’inducteur (Calculé par *Flux3D*). Fonctionnement en charge du moteur *FS18*.

mais de créer une hétérogénéité magnétique au niveau des pôles.

4.3.1 Choix des inductions rémanentes des aimants

L’introduction d’aimants puissants augmente les performances des moteurs électriques. Une induction rémanente B_r plus importante entraîne une augmentation du flux magnétique dans l’entrefer, ce qui améliore la puissance d’un moteur. Mais ici l’objectif est différent. Nous cherchons à améliorer le comportement des démarreurs en utilisant des rémanences variées mais en valeur moyenne égale à la rémanence initiale. Après une segmentation des pôles (figure 4.11), nous attribuerons pour chaque segment des valeurs de rémanences dont la valeur moyenne est égale à la rémanence initiale B_r :

$$\begin{aligned} B_{r_1} &= B_r + \Delta B_r \\ B_{r_2} &= B_r - \Delta B_r \end{aligned} \quad (4.6)$$

Les rémanences des segments d’aimants, B_{r_1} et B_{r_2} peuvent être complètement indépendantes l’une de l’autre et elles peuvent être identifiées séparément pour un résultat optimal, mais avec la relation 4.6 nous insérons qu’une seule variable (ΔB_r). Le signe de ΔB_r désigne le côté pour lequel nous voulons amplifier le champ magnétique.

La valeur de l’induction rémanente typique des aimants ferrites est $B_r = 0.4T$. Nous montrons par des calculs numériques dans le paragraphe § 4.3.2 suivant, qu’une

4.3. SEGMENTATION LONGITUDINALE DES AIMANTS

petite différence de rémanence ΔB_r est suffisante pour apporter des changements dans le comportement du démarreur à pôles segmentés. En premier lieu, nous avons effectué un balayage rapide sur quelques valeurs de ΔB_r pour un seul point de fonctionnement du démarreur. La valeur pour laquelle les résultats de simulations sont intéressants est autour de $\Delta B_r = 0.15T$.

4.3.2 Effet de la segmentation sur le flux magnétique

Nous passons maintenant au calcul des performances du démarreur pour plusieurs points de fonctionnement dans le but d'analyser l'effet de la segmentation des aimants polaires. Les calculs sont effectués par la méthode des éléments finis sous FLUX2D en utilisant un modèle 2D approprié à la nouvelle structure.

Avec la segmentation des aimants, les différentes valeurs de rémanence changent l'allure du flux magnétique créé par les aimants. La densité du flux magnétique qui est par définition l'induction magnétique, aura alors une distribution différente. Cette distribution, qui fait changer le comportement du moteur, n'engendre pas un décalage de la ligne neutre (à vide ou en charge), c'est-à-dire nous n'aurons pas besoin de recalculer mécaniquement les balais à un angle optimal.

Dans les paragraphes suivants, nous analysons l'induction magnétique dans l'entrefer, d'abord à vide puis en charge pour les trois cas suivant :

1. $\Delta B_r = 0T$.
2. $\Delta B_r = -0.15T$.
3. $\Delta B_r = +0.15T$.

Le premier cas représente l'état initial du démarreur avec $B_{r_1} = B_{r_2} = B_r = 0.4T$, tandis que les deux autres créent une dissymétrie dans les pôles grâce aux segments d'aimants ayant comme valeurs de rémanence $B_{r_1} = 0.25T$ et $B_{r_2} = 0.55T$ et vice-versa.

4.3.2.1 Flux magnétique établi par les aimants

Afin d'obtenir le flux inducteur produit par les aimants permanents, nous calculons avec le logiciel FLUX2D l'induction magnétique normale dans l'entrefer lorsque le moteur fonctionne à vide. En mettant l'induit en circuit ouvert le relevé à vitesse constante de la tension et du courant donne la caractéristique à vide. Sur ce point de fonctionnement, nous comparons à la figure 4.13 les inductions dans l'entrefer obtenues par le démarreur qui a des pôles à aimants segmentés (courbes vert et

bleue) et l'induction obtenue par la structure initiale du démarreur où les aimants ne sont pas segmentés (courbe rouge). L'induction normale ayant une forme de créneaux dans le cas initial, se transforme à un tracé en escalier avec la segmentation. Ces courbes peuvent être considérées comme relativement plus lisses que la courbe initiale. D'ailleurs, la solution pour lisser l'induction dans l'entrefer est d'utiliser un cylindre d'Halbach² comme inducteur de moteur, qui lui même est composé par plusieurs morceaux d'aimants.

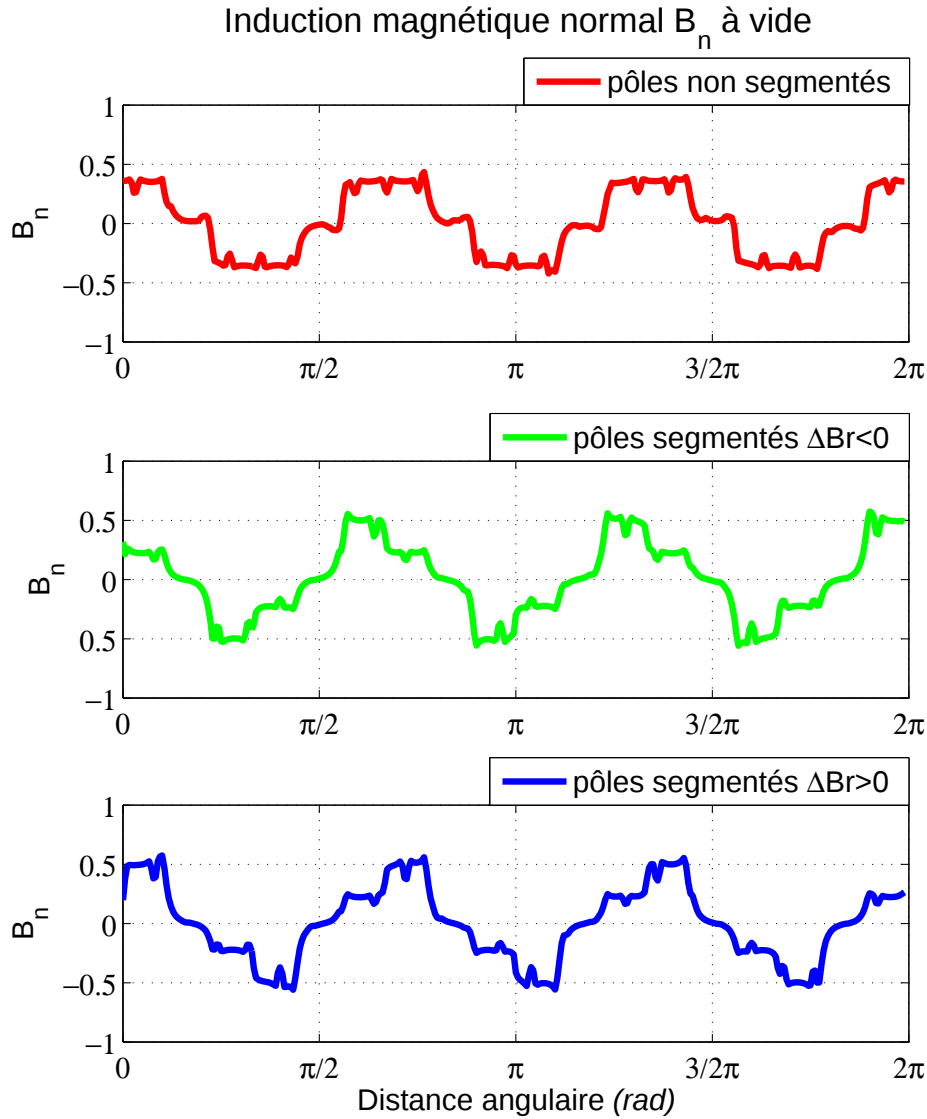


FIGURE 4.13 – Induction magnétique normale dans l'entrefer d'un démarreur à 6 pôles.

Le flux total traversant l'entrefer ne doit pas changer puisqu'avec la segmenta-

2. Arrangement spécifique d'aimants qui concentre le champ magnétique multipolaire soit à l'intérieur soit à l'extérieur du cylindre, en le donnant une forme lisse et sinusoïdale.

4.3. SEGMENTATION LONGITUDINALE DES AIMANTS

tion nous avons gardé la valeur moyenne des inductions rémanentes égale à celle d'origine. Nous pouvons vérifier facilement grâce aux courbes de la figure 4.13, que le flux total n'est autre que la surface délimitée par la courbe B_n et l'axe des abscisses. Pour calculer donc ce flux total à vide Φ_0^t nous intégrons la valeur absolue de l'induction magnétique :

$$\Phi_0^t = r \int_0^{l_{2D}} \int_0^{2\pi} |B_n| d\theta dz. \quad (4.7)$$

r : rayon moyen de la machine au niveau de l'entrefer.

Les résultats des trois cas nous conduisent à une même valeur de flux $\Phi_0^t = 1.3 \times 10^{-3} Wb$. Comme la différence de rémanence ΔB_r que nous additionnons pour un segment d'aimant est la même que nous retranchons de l'autre segment, l'aire sous un pôle reste alors identique à celle d'un pôle non segmenté.

4.3.2.2 Flux résultant

La superposition du champ magnétique des aimants avec la réaction magnétique d'induit donne naissance à un champ résultant. L'induction magnétique B_n^r dans l'entrefer qui correspond à ce champ résultant est étudiée avant et après la segmentation des aimants. Nous comparons à la figure 4.14 l'induction magnétique résultante B_n^r dans l'entrefer du démarreur pour les trois cas. Ces courbes sont tracées à une position donnée du rotor et à une vitesse de rotation fixée à 5000 tr/min.

En insérant une hétérogénéité dans les pôles, nous pouvons remarquer (figure 4.14) un changement dans l'allure de la courbe d'induction en charge traversant l'entrefer. Quand $\Delta B_r < 0$, nous amplifions l'induction rémanente des côtes de pôles qui coïncident avec les maximums de la réaction magnétique d'induit. C'est pour cela que la courbe **verte** atteint une amplitude plus élevée que la courbe rouge (qui représente le cas initial). Cette situation risque de saturer davantage le circuit magnétique du moteur. Les machines qui fonctionnent déjà dans une condition de saturation magnétique, ce qui est le cas de la majorité des démarreurs à fort courant, ne seront pas influencées par ce supplément de saturation. En calculant le flux total traversant l'entrefer Φ^t , de la même manière que pour le cas du fonctionnement à vide (equation 4.7), nous constatons que le flux est augmenté de 7.14% par rapport au cas initial (pôles non segmentés). Avec les pôles intacts, le flux résultant est $\Phi^t = 1.4 \times 10^{-3} Wb$, avec la segmentation et un renforcement de la réaction magnétique d'induit la valeur du flux passe à $\Phi^t = 1.5 \times 10^{-3} Wb$.

Dans l'autre cas, où ΔB_r est positif, le flux Φ^t est conservé. Par l'intégration de la courbe bleue de la figure 4.14, nous retrouvons la valeur $\Phi^t = 1.4 \times 10^{-3} Wb$. Ici

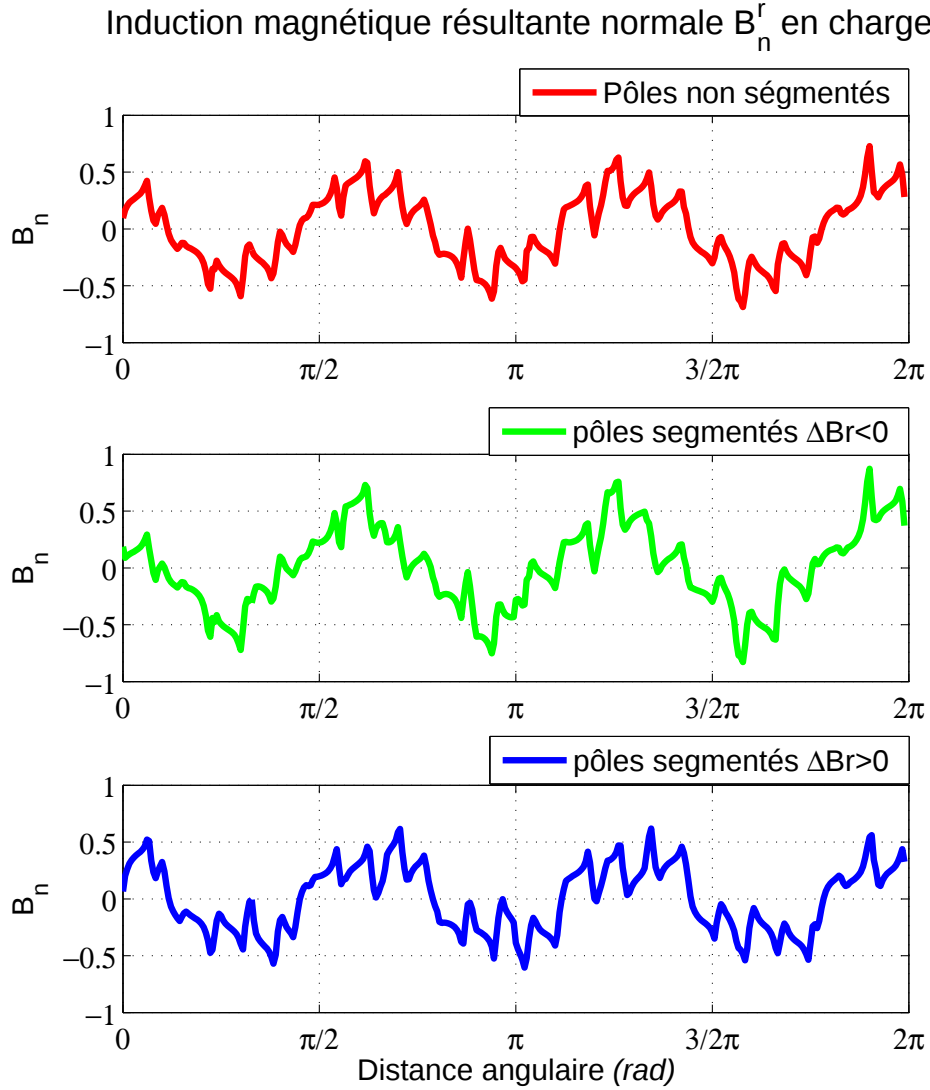


FIGURE 4.14 – Induction magnétique résultante dans l'entrefer d'un démarreur à 6 pôles, pour une vitesse de 5000 tr/min.

nous avons atténué l'induction rémanente des côtes de pôles qui superposent avec les maximums de la réaction magnétique d'induit et nous avons amplifié les côtés où la réaction magnétique d'induit à une valeur faible (figure 4.15). Il s'agit donc d'une compensation de la réaction magnétique d'induit. Nous pouvons voir l'empreinte de cette compensation dans l'allure de la courbe bleue (figure 4.14). Elle a une forme plus rectangulaire que la courbe rouge. En effet, la figure 4.15 résume la compensation de la réaction magnétique d'induit et illustre le changement apporté à la courbe de l'induction résultante dans l'entrefer. En intensifiant les régions basses de la courbe et en adoucissant les sommets (responsable de la saturation magnétique), la courbe se redresse.

4.3. SEGMENTATION LONGITUDINALE DES AIMANTS

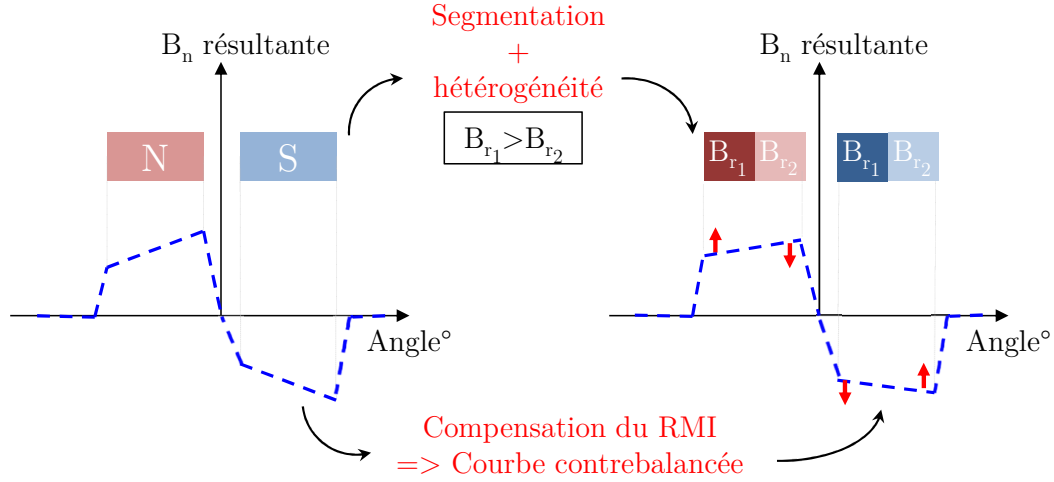


FIGURE 4.15 – Effet de la compensation de la réaction magnétique d'induit sur l'induction résultante dans l'entrefer d'un moteur.

4.3.3 Influence de la segmentation sur les performances du moteur

Après avoir examiné le flux magnétique résultant dans l'entrefer pour chaque cas, nous allons voir comment réagit le moteur à la segmentation des aimants. Toujours grâce aux calculs numériques sous le logiciel FLUX2D, nous simulons les caractéristiques du démarreur à six pôles pour différents points de fonctionnement. Des calculs sont effectués dans un intervalle de vitesse de rotation allant de 1000 jusqu'à 14000 tr/min.

Les résultats affichés dans la figure 4.16 montrent tout d'abord que la segmentation des aimants et la modification de la rémanence de chaque segment a un effet sur les caractéristiques du moteur. La vitesse de rotation N et le couple électromagnétique Γ_e sont tracés en fonction du courant I consommé par le démarreur. Les courbes rouges désignent le cas initial ou les aimants sont une pièce unique avec une rémanence homogène. Tandis que les courbes bleues et vertes représentent le moteur comportant des aimants segmentés aux pôles. Comme nous l'avons dit, la segmentation permet d'utiliser dans chaque pôles deux rémanences différentes. Nous pouvons remarquer que les courbes issues des cas de la segmentation sont de part et d'autre de la courbe initiale.

Dans le cas où nous avons détecté un petit accroissement de flux magnétique ($\Delta B_r < 0$), la vitesse de rotation est plus faible que le cas non segmenté. En revanche, le couple est sensiblement plus élevé. De manière générale, la puissance électromagnétique du moteur chute.

Pour un $\Delta B_r > 0$ quand nous compensons la réaction magnétique d'induit, la

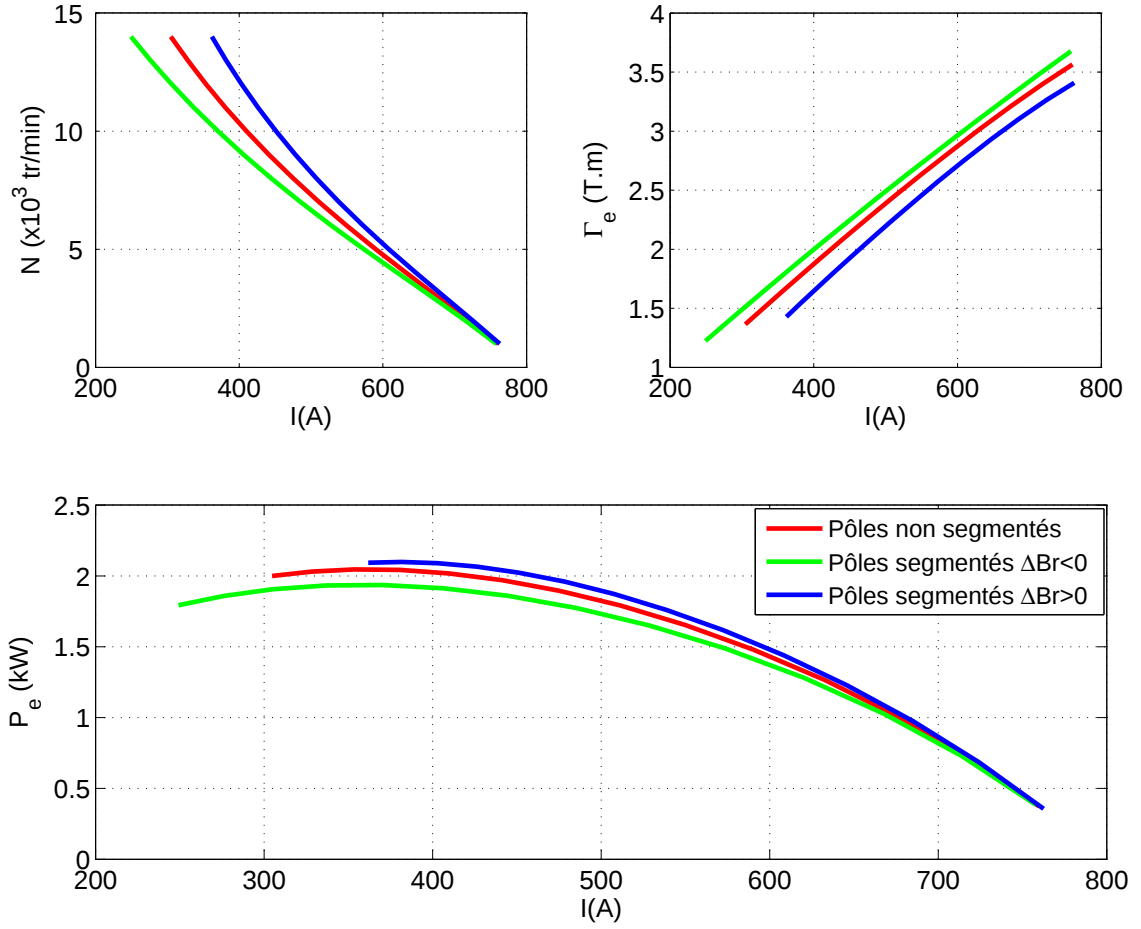


FIGURE 4.16 – Caractéristiques de la machine à six pôle *FS18* avant et après la segmentation des aimants inducteurs.

vitesse de rotation augmente et la puissance électromagnétique s'améliore au détriment du couple. En effet, dans ce cas de figure, la maquette virtuelle utilisée met en évidence qu'il existe des domaines de fonctionnement où la compensation est intéressante, et d'autres où elle ne l'est pas, en termes de niveau de couple produit [82]. L'apport en puissance n'est pas significatif mais peut devenir intéressant quand nous employons des valeurs d'inductions rémanentes (B_{r1} et B_{r2}) optimales.

4.3.4 Conclusion sur la segmentation des aimants

La fragmentation des aimants en longueur nous donne la possibilité de changer la rémanence initiale de l'aimant par deux rémanences différentes. En effet, ceci permet de créer une dissymétrie du flux magnétique d'inducteur. Selon le côté que nous choisissons pour augmenter la rémanence, nous compensons ou accentuons la

4.4. CONCLUSION DU CHAPITRE 4

réaction magnétique d'induit. Cette manipulation est permise pour les machines qui tournent uniquement dans un seul sens.

Nous avons proposé une nouvelle méthode de compensation de la réaction magnétique d'induit pour des machines à aimants permanents. Notre étude théorique montre la fonctionnalité des pôles hybrides. Hybrider les pôles avec deux types d'aimants serait alors possible en utilisant convenablement une petite portion d'aimant puissant dans chaque pôle d'inducteur du moteur. Les pôles peuvent donc comporter des aimants permanents peu coûteux (ferrite ou céramique) et un faible volume d'aimant néodyme. Leurs volumes et leurs inductions rémanentes seront des variables à optimisées afin de trouver les meilleures performances possibles du démarreur, toute en gardant un coût raisonnable.

4.4 Conclusion du chapitre 4

Dans ce chapitre nous avons proposé des solutions techniques de modification du circuit magnétique qui permettent d'augmenter la densité de puissance des démarreurs en vue de leur utilisation dans les applications Stop-Start.

Premièrement nous avons proposé l'insertion de rainures dans les dents de l'induit. Celles-ci permettent de réduire les pertes par courants de Foucault jusqu'à 33% et, à la suite de quoi, de diminuer le risque d'échauffement du moteur causé par des courants induits dans les tôles d'extrémités. Tout comme le feuilletage des tôles dans le plan diamétral de la machine, ces rainures empêchent le développement de courants de Foucault causés par les effets de bords 3D de la machine. Cette solution est pertinente dans des situations de fonctionnement répétitif (Stop-Start) où le moteur n'a plus forcément le temps d'évacuer sa chaleur. Ainsi toute réduction des pertes permet d'augmenter l'occurrence de sollicitation du démarreur et donc d'augmenter à la fois ses performances et sa capacité de reprise. Cette technique implique cependant la réduction de la surface d'entrefer et peut dans une certaine mesure provoquer une légère augmentation du flux dans les dents. De plus, nous avons observé que la réduction des pertes fer n'est effective que sur une plage de vitesse. Il convient donc d'adapter la position et la profondeur des rainures sur un intervalle plus large en optimisant sa géométrie dans les dents.

Deuxièmement, nous avons étudié l'effet de la segmentation des aimants de l'inducteur afin de réduire l'effet de la réaction magnétique d'induit des machines électriques. Nous avons montré par simulation que des pôles comportant des aimants à rémanences légèrement différentes ont un effet intéressant sur les performances du démarreur. Un gain de 5% sur une large plage de fonctionnement est possible avec l'utilisation d'aimants à faible polarisation rémanente (0,3T et 0,5T). Cette analyse

montre l'intérêt de créer des pôles hybrides composés de plusieurs matériaux comme des aimants ferrites et néodymes par exemple. Bien que l'emploi des aimants à base de terre rares coûte très cher pour le moment, le recours à une très petite quantité d'aimants performants et placés judicieusement permettrait d'améliorer les caractéristiques du démarreur.

Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur le développement des démarreurs automobiles conventionnels destinés à des applications micro-hybrides Stop-Start. Un gain économique et écologique indéniable est apporté par les fonctionnalités de type Stop-Start qui tendent progressivement à se généraliser sur tous les véhicules. En partant des objectifs économiques, industriels et écologiques assignés à la technologie micro-hybride, nous avons focalisé spécifiquement notre recherche sur le développement des machines à courant continu à aimants permanents pour ce type d'application. Celles-ci sont encore aujourd'hui utilisées massivement dans la construction de voitures thermiques de part leur simplicité et robustesse et répondent parfaitement aux diverses fonctions requises dans l'automobile (lève vitre, essuie glace, ventilation,...). De manière continue, les démarreurs n'ont cessé de se perfectionner afin de garantir des performances et une fiabilité toujours plus accrue et pour un coût toujours plus maîtrisé.

Les profils de mission de ces nouveaux démarreurs évoluent donc afin de remplir cette nouvelle fonctionnalité : ils doivent être plus robustes (thermiquement et mécaniquement), plus performants (rendement et puissance massique) et plus fonctionnels (reprise d'entraînement sans à-coups). Deux approches se distinguent alors : l'utilisation nouvelle d'alternateur ou le perfectionnement des solutions existantes. Des solutions de type alternateur existent actuellement mais sont difficilement compatibles avec l'objectif commercial des voitures dites « low cost ». En effet, ces dispositifs sont chers à tous les niveaux : techniquement ils nécessitent une électronique de commande, une machine électrique compacte et des capteurs supplémentaires pénalisant le véhicule d'un point de vue financier mais également industriellement lors de sa phase de conception puisqu'ils perturbent les méthodes des motoristes en occupant une place supplémentaire dans le compartiment moteur et introduisent des contraintes supplémentaires. De plus, ces éléments entraînent une modification importante du réseau de bord notamment par l'augmentation nécessaire des capacités et des performances des batteries embarquées (occurrence augmentée, puissance plus importante, compatible avec la recharge rapide pour frei-

nage récupératif,...). Ceci s'accompagne naturellement d'une augmentation du poids du véhicule qui dégrade en retour ces performances. L'impact de l'intégration de la fonction Stop-Start est donc non négligeable et rétroactive. Le défi dans lequel cette étude s'inscrit est d'assurer la fonctionnalité Stop-Start pour des véhicules d'entrée de gamme ou « low cost ». Pour éviter les solutions sophistiquées nécessitant une révolution profonde du groupe motopropulseur, l'idée principale est pour l'instant de préserver l'architecture traditionnelle comportant un démarreur qui lance le moteur thermique et un alternateur qui génère l'énergie électrique à partir d'une prise de force sur ce même moteur thermique via une courroie. Bien que ces différentes fonctions peuvent être intégrées dans un même appareil du fait de la réversibilité des moteurs électriques (i.e. alerno-démarreurs), cette dissociation ne permet pas pour l'instant de maintenir un coût faible financièrement et technologiquement. Il est alors possible de faire évoluer ces organes en prenant en compte les nouvelles contraintes des applications Stop-Start tout en préservant les atouts des structures classiques. Ces dispositifs sont alors appelés démarreur et alternateur renforcés (Enhanced Starter and Alternator).

Les travaux de cette thèse s'inscrivent dans cette optique. Ainsi, le mémoire s'articule autour de deux axes complémentaires qui sont la recherche d'une modélisation par éléments finis précise et rapide adaptée aux démarreurs à collecteur mécanique et la recherche de structures performantes d'induit ou d'inducteur. En effet, les moteurs à courants continus sont simples de part leur réalisation mais leur modélisation fine et leur mise au point ne le sont pas. Parmi les obstacles rencontrés, la forte saturation des matériaux (non linéarité), la topologie profondément 3D de la machine et la présence de phénomènes multiphysiques au niveau des contacts balai-lames rendent la tâche délicate (temps de calcul, capacité informatique, fiabilité/précision des résultats,...). Tout processus d'optimisation nécessite un modèle qui soit le plus complet et valable sur une grande plage de fonctionnement. Cette étude propose en premier une modélisation fine prenant en compte la gestion du contact balai-lame accompagnée par la prise en compte des effets tridimensionnels de la machine. Dans un second temps et grâce à la méthode décrite précédemment, plusieurs améliorations techniques du démarreur sont analysées afin d'augmenter ses performances.

Le présent mémoire est divisé en quatre chapitres. Le premier chapitre explique l'évolution et les perspectives que l'on peut attendre pour les voitures électriques et hybrides. La transition entre les voitures thermiques et électriques passe par une électrification progressive. Celle-ci assure diverses fonctionnalités (stop-start, assistance à l'accélération, freinage récupératif, traction électrique) qui apporte un gain en consommation de carburant effectif. La recherche actuelle porte sur plusieurs aspects : les système de stockage et de recharge, le choix de la meilleure configuration (hybride série ou parallèle, full ou mild ou micro hybrid) et l'efficacité énergétique (gestion de l'énergie à bord, composants à rendement élevé). Après avoir présenté les différentes technologies disponibles de manière non exhaustive, nous nous sommes

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

focalisé sur les nouvelles générations de moteurs électriques destinées aux chaînes de traction mais aussi aux applications auxiliaires. Une étude bibliographique a permis de rédiger une analyse détaillée des contraintes technologiques et fonctionnelles des démarreurs destinés aux applications Stop-Start. Grâce à celle-ci, nous avons recensé les différents axes spécifiques de développement de ces démarreurs afin de les aborder dans les chapitres suivants.

Le second chapitre permet de comprendre le bobinage d'induit qui représente un axe d'achoppement fondamental. À travers une première description des différents bobinages des machines à courant continu et alternatif, nous avons dressé une analyse comparative de ces derniers en fonction de leurs performances en terme de puissance, de qualité harmonique mais aussi de faisabilité industrielle. Ensuite, nous avons cherché à poser les bases d'une loi de similitude entre les machines à courant continu et alternatives. Celle-ci permettrait de transposer les solutions ou méthodes technologiques connues des machines alternatives aux démarreurs à courant continu, comme par exemple la maîtrise du contenu harmonique de la force magnétomotrice.

Le troisième chapitre a permis de poser un modèle complet du démarreur, utilisable dans un processus d'optimisation en simulant par éléments finis la partie électromagnétique (rotor et stator) et par une loi de comportement l'effet du collecteur. Tout d'abord, le caractère profondément 3D de la machine nous a contraint dans une première approche à utiliser une description géométrique de la machine en trois dimensions. L'utilisation d'un maillage adapté, présenté ici, permet de réduire le nombre d'éléments nécessaires. Cependant, celui-ci reste encore lourd pour entamer raisonnablement un processus de dimensionnement. Logiquement, nous avons proposé une structure équivalente en 2D, représentative du 3D en terme de comportement électromécanique. De plus, nous avons présenté une méthode d'identification fine du comportement du collecteur. À partir d'un nombre réduit d'essais et grâce à une méthode d'identification par plan d'expériences, nous avons réussi à traduire électriquement (côté circuit) son effet sur la machine. En particulier, nous avons réussi à modéliser par une résistance de contact sur une large plage de fonctionnement en vitesse et courant, celle-ci représentant un premier pas vers une optimisation multi-objectif avec plusieurs degrés de liberté.

Le quatrième chapitre expose différentes solutions techniques qui facilitent l'utilisation du démarreur dans le cahier des charges de la fonction Stop-Start. Tout d'abord, pour améliorer le rendement du démarreur et diminuer son échauffement, nous avons proposé de modifier l'induit en introduisant des fentes dans les dents. Jouant le rôle d'un feuilletage axial, celles-ci permettent de réduire les pertes par courants de Foucault dans les tôles jusqu'à 30% et tout particulièrement sur les flancs du rotor. L'inducteur quant à lui peut être amélioré par l'utilisation de pôles inducteur composés de plusieurs aimants. Tout en gardant une polarisation magnétique moyenne constante, nous avons pu mieux compenser la réaction magnétique d'induit et par conséquent améliorer la puissance mécanique de 5%. Bien que les gains obtenus peuvent paraître modestes, il ne faut pas oublier que cette étude porte sur

une machine qui est déjà très optimisée dans sa fonction de démarreur (*FS18*). De ce fait, les marges de progression possibles sont relativement modestes.

Finalement à l'issue de ce travail et pour sa suite, nous avons à disposition une modélisation précise et rapide des démarreurs à aimants permanents qui facilite l'usage de méthode d'optimisation ainsi que plusieurs pistes d'améliorations. D'autres études pourraient également s'inscrire dans la continuité de ce travail, parmi lesquelles nous pouvons mentionner :

- Le démarreur étant une machine à grande vitesse ($N \leq 16000tr/min$ et $f_{elec} \leq 800Hz$), il pourrait être intéressant de regarder et évaluer l'importance des pertes par courant de Foucault dans les conducteurs en cuivre par l'utilisation de bobines maillées. Ainsi, l'utilisation de conducteurs multifilaires pourrait se révéler utile. De même, l'utilisation de conducteurs à base d'aluminium serait intéressant à évaluer d'un point de vue économique bien sûr mais aussi sur les performances de la machine. Mécaniquement, la réduction du poids du rotor permettrait de réduire son inertie et faciliter la reprise d'effort (mise en rotation plus rapide), aspect critique pour la fonction Stop-Start.
- L'étude des moments de court-circuit, des phases de la machine induites par le collecteur, pourrait également être regardée plus profondément. En effet, la machine présente des enroulements qui régulièrement sont court-circuités sur eux mêmes et qui peuvent s'apparenter à un bobinage de machine asynchrone. La prévision des effets et la maîtrise de ces courants de circulation, invisibles électriquement de l'extérieur de la machine, pourraient apporter un gain supplémentaires. De même, à l'instar des machines syncro-réductantes, nous pourrions profiter de pôles plus saillants pour augmenter la puissance massique de la machine. Le recours à des aimants permanents plus performants étant écarté, une solution serait d'utiliser le couple réductant de la machine pour créer plus de couple dans un volume donné.
- Une étude des forces magnétiques radiales du démarreur pourrait se révéler pertinente pour évaluer leur impact sur la durée de vie et la fatigue des roulements qui est un autre axe de perfectionnement pour ces démarreurs. Celle-ci permettrait également d'évaluer les performances acoustiques du démarreur.

Annexe A

Description du démarreur FS18

Le rôle d'un démarreur est de fournir un effort de rotation pour initier le cycle de combustion des moteurs thermiques automobiles. Le démarreur automobile est une machine électrique très particulière. Son mode de fonctionnement uniquement transitoire ainsi que les forts courants le traversant en font une machine intéressante mais également très complexe à étudier. La machine étudiée dans cette thèse est un démarreur Valeo modèle *FS18* « Fourth generation Starter ». La figure A.1 présente une vue éclatée d'un démarreur de la gamme *FS*. Le démarreur *FS18* couvre des puissances allant de 1.6 à 1.95kW.

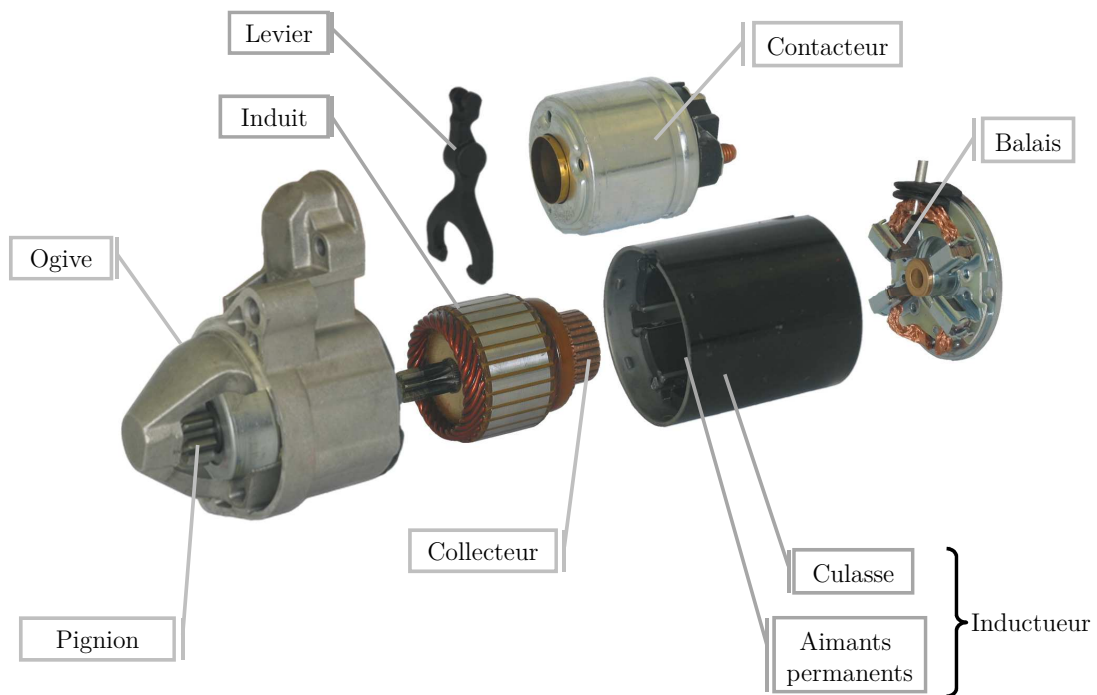


FIGURE A.1 – Vue éclatée d'un démarreur de la gamme *FS*.

A.1 Plans et matériaux du moteur *FS18*

Le démarreur *FS18* est un moteur à six pôles qui comporte quatre balais.

A.1.1 Stator

Le stator est la partie fixe constitué d'une culasse en fer massif et de six aimants ferrites d'aimantation radiale, la valeur de l'induction rémanente est : $B_r \approx 0.4T$. Le stator comporte également des pièces en acier doux à côté de chaque aimant comme le montre la figure A.2. Ces pièces appelées des « shunts magnétique » sont du même matériau que la culasse. Elles servent à augmenter le couple du démarreur.

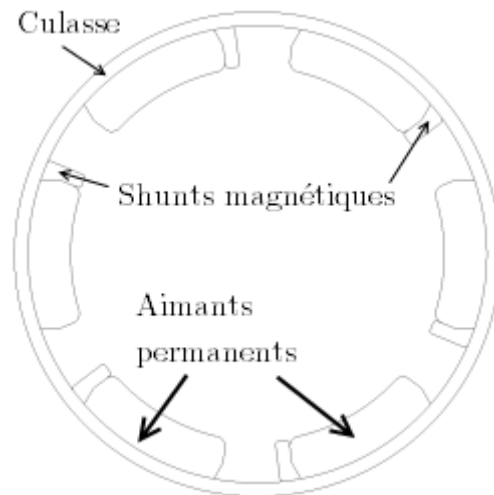


FIGURE A.2 – Inducteur d'un *FS18*.

A.1.2 Rotor

Le rotor est constitué de tôles feuilletées, la nuance employée est la M800-65A qui a une résistivité de $25\mu\Omega cm$. Le feuilletage est réalisé suivant des plans orthogonaux à l'axe de rotation et permet de limiter les courants de Foucault.

Le paquet de tôles dispose de 25 dents et 25 encoches permettant d'y insérer les conducteurs du bobinage de l'induit. Chaque encoche comporte deux conducteurs de section circulaire et de diamètre de $2.6mm$ (figure A.3).

La figure A.4 illustre le circuit magnétique du rotor dans le plan transversal.

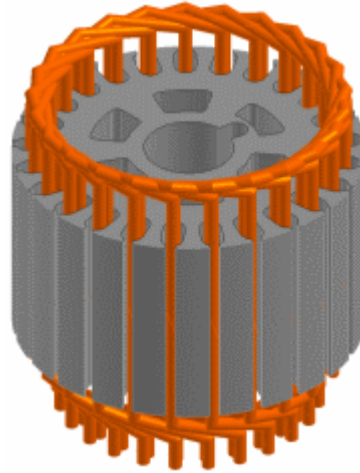


FIGURE A.3 – Le rotor du démarreur *FS18* avec son bobinage.

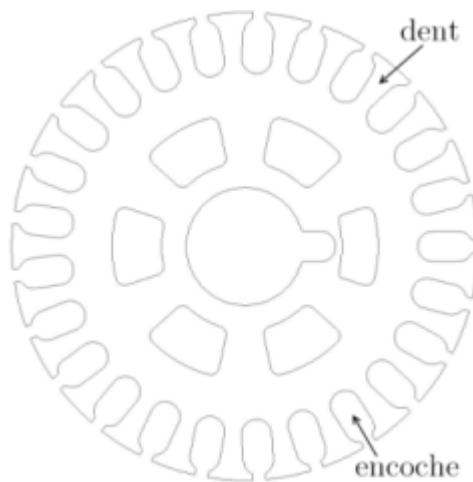


FIGURE A.4 – Induit d'un *FS18*.

A.1.3 Système balais-collecteur

Le collecteur est relié au bobinage et comporte 25 lames en cuivre. Les quatre balais, qui injectent un courant électrique dans le bobinage via le collecteur, frottent sur les lames quand le rotor tourne. La figure A.5 montre comment ils sont disposés sur le collecteur.

Le *FS18* Pourrait comporter six balais, mais avec le bobinage utilisé on se permet d'utiliser au moins deux balais. La configuration à quatre balais offre un avantage économique mais aussi une simplicité de connexions inter-balais.

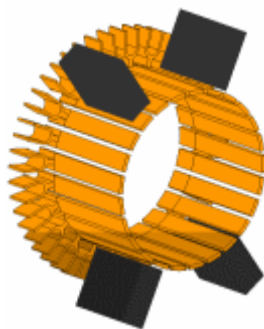


FIGURE A.5 – Le système balais-collecteur du démarreur *FS18*.

A.2 Le bobinage de l'induit

Le bobinage est de type ondulé simple à 25 sections. Le schéma du bobinage d'un *FS18* est donné sur la figure A.6.

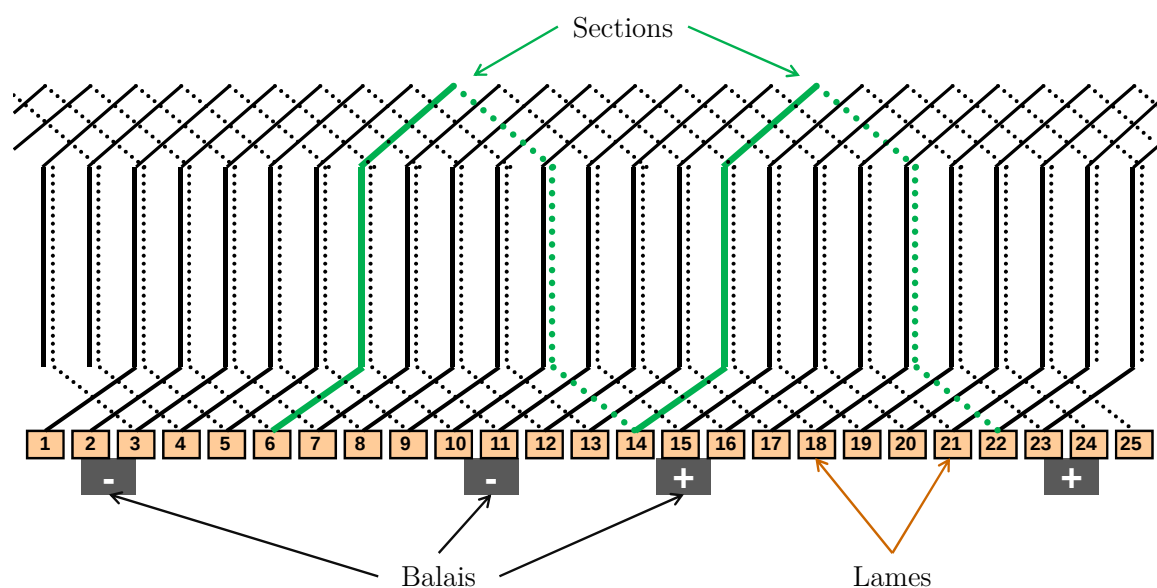


FIGURE A.6 – Schéma du bobinage d'un *FS18*.

Une section est un élément répétitif dans l'enroulement qui comporte une spire. Toutes les sections sont reliées en série.

A.3 Performances électromécaniques

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 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. Les caractéristiques du démarreur apparaissent sous la forme de courbes couple/courant, vitesse/courant comme le montre la figure A.7. La caractéristique puissance/courant est déduite des mesures. L'essai doit se faire à $23^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$. [43]

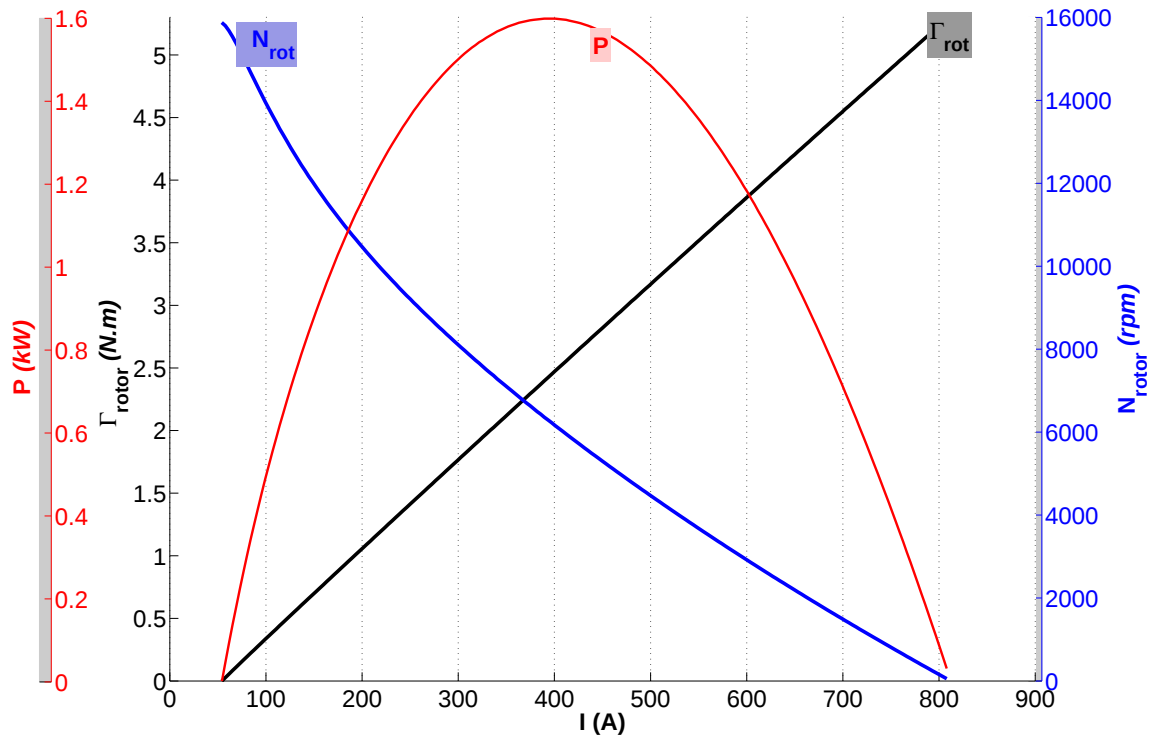


FIGURE A.7 – Courbes caractéristiques d'un démarreur FS18.

Le démarreur est alimenté par une source de tension constante de $U_0 = 11.5\text{V}$, en série avec une résistance $R_{\text{source}} = 10\text{m}\Omega$.

Annexe B

Résistance d'induit et type de bobinage

La résistance électrique de l'induit est un paramètre essentiel dans la caractérisation d'une machine à courant continu, car dans la plupart des cas, les pertes par effet Joule dans l'induit constituent l'élément dominant dans les pertes totales de la machine. La séparation des pertes, effectuée dans [43], nous montre clairement la prédominance de ces pertes Joule dans l'enroulement du démarreur *FS18* (voir figure B.1).

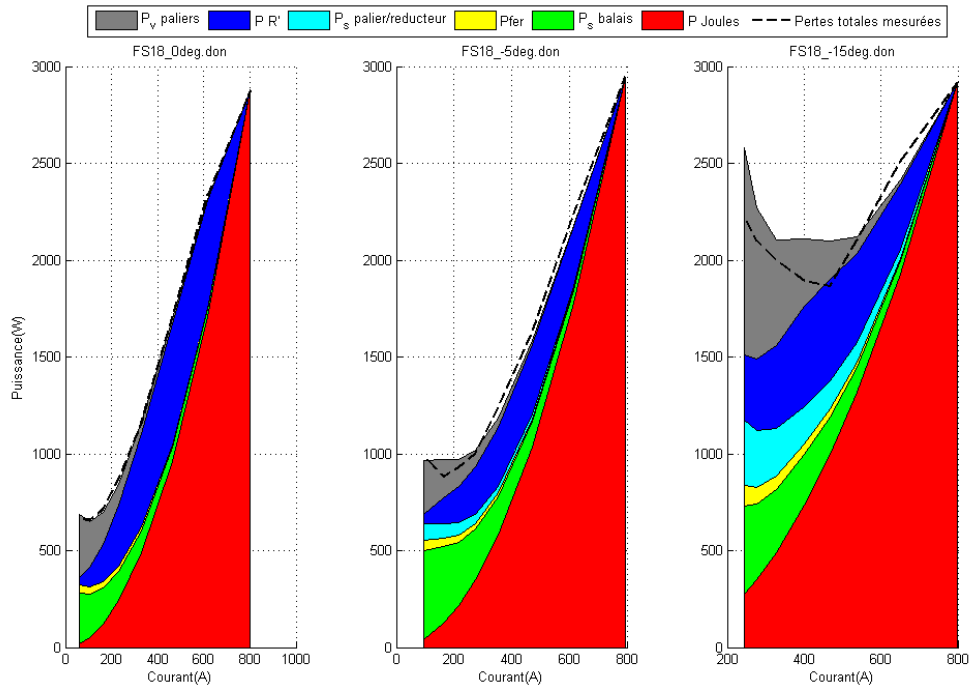


FIGURE B.1 – Séparation des pertes d'un *FS18* pour différents angles de calage des balais. [43]

La résistance de l'induit d'une machine à courant continu peut être évaluée de manière très simple. Si nous considérons que le courant électrique se divise également dans les $2a$ voies en parallèle d'un induit, nous pouvons dire que toutes les voies ont la même résistance électrique. En ignorant les sections court-circuitées, chaque voie est formée de $\frac{N_s}{2a}$ sections reliées en série, où la résistance de chacune est désignée par R_s . Comme ces voies sont montées en parallèle, la résistance équivalente de l'enroulement d'induit s'exprime par :

B.1. LA RÉSISTANCE D'UNE SECTION

$$R_{enr} = \frac{N_s}{4a^2} R_s \quad (\text{B.1})$$

En réalité, les pertes Joule ne sont pas dues uniquement à la résistance du cuivre de l'enroulement mais elles sont dues aussi aux résistances des balais et de leurs contacts avec les lames du collecteur. Le comportement du contact balai-lame dépend de plusieurs facteurs, il est principalement caractérisé par l'état de la surface entre le balai et la lame.

Dans cette annexe nous exploitons cette propriété afin de pouvoir calculer précisément la résistance équivalente de l'induit à chaque position angulaire du rotor. Le calcul prend donc en compte les résistances des contacts rotatifs et les résistances des sections actives et court-circuitées. Nous présentons d'abord la résistance d'une section puis nous développons la résistance de contact entre une lame et un balai et enfin nous calculons la résistance équivalente de l'induit pour deux types de bobines (ondulé simple et imbriqué simple) d'un démarreur *FS18*.

B.1 La résistance d'une section

Exprimons préalablement la résistance R_s d'une section. La résistance d'un conducteur est reliée à la propriété du matériau qui le constitue et à ses dimensions. Elle est reliée aussi à l'échauffement du conducteur électriques, la relation permettant de calculer la résistance d'une section en tenant compte de ces facteurs est la suivante :

$$R_s = \rho_c \frac{l_s}{s_{cond}} (1 + \alpha \cdot \Delta T) \quad (\text{B.2})$$

Avec

ρ_c La résistivité du conducteur en cuivre à 20°C

s_{cond} Section transversale du conducteur

l_s La longueur d'une section de l'enroulement (bobine)

α Le coefficient de température du cuivre

ΔT L'échauffement des conducteurs

B.2 La résistance du contact rotatif balais-lame

Dans tous les circuits électriques le courant circulant passe par des impédances de contacts en passant d'un conducteur à un autre. Ce processus est un élément clé dans certaines applications et nous avons tout intérêt à l'étudier en détail. La principale fonction des contacts électriques est d'ouvrir ou de fermer un circuit électrique

ou de répéter ces opérations dans des intervalles de temps allant jusqu'à une fraction de milliseconde. Les besoins en énergie électrique imposent aux constructeurs d'améliorer leurs machines, mais les contacts électriques glissants sont considérés un verrou technologique dans la conception des systèmes électriques. Les phénomènes apparaissant au niveau des contacts sont complexes, notamment dans les contacts glissants. Habituellement, il est convenu que la chute de tension aux bornes des contacts balais-lames (qui dépend bien-entendu du courant, la vitesse et la température ...) est de l'ordre de 0.5 V à 3 V [35] [36].

La chute de tension peut être associée à une **résistance ohmique** et à une **force électromotrice**. Il est possible d'assimiler le comportement d'un contact électrique entre deux matériaux à une jonction P-N d'un semi-conducteur. Dans une diode par exemple, le même matériau¹ est séparé par une frontière statique caractérisant un franchissement entre deux domaines de propriétés électriques différentes. Mais dans le cas d'un contact dynamique balai-lame, une frontière physique sépare deux matériaux et deux propriétés électriques différentes. Par analogie, au niveau d'une jonction carbone-cuivre, comme dans une jonction P-N, il peut exister une tension de seuil qui se traduit par une **force électromotrice** s'opposant au passage du courant électrique. Donc un contact électrique peut être modélisé par l'association d'une force électromotrice en série avec une résistance.

Le modèle électrique équivalent d'un contact balai-lame est principalement basé sur une résistance caractérisée par l'état de la surface entre le balai et la lame. Dans ce paragraphe, nous mettons en évidence la relation entre la résistance instantanée et la surface de contact entre une lame et un balai en fonction de leurs positions angulaire. Cette étude menée sur différents types de bobinage prendra en compte la mise en court-circuit de certaines sections de l'enroulement à chaque instant de la rotation de l'induit.

Pour commencer nous schématisons par la figure B.2 l'évolution d'une lame du collecteur rotatif par rapport à un balai fixe.

Lors de la rotation du collecteur, s'il n'y a pas un contact physique entre une lame quelconque du collecteur et un balai, comme illustre la figure B.2, la résistance électrique entre ces deux éléments est alors supposée infinie. Une fois que ces deux entrent en contact la résistance commence à chuter jusqu'à une valeur limite où le balai recouvre entièrement la lame. Puis elle augmente de nouveau quand la lame quitte le balai au fur et à mesure. Malgré que cette opération est influencée par des effets mécaniques, chimiques, électriques et thermiques, la transition de la résistance est considérée linéaire.

1. Semi-conducteur dopé différemment.

B.2. LA RÉSISTANCE DU CONTACT ROTATIF BALAIS-LAME

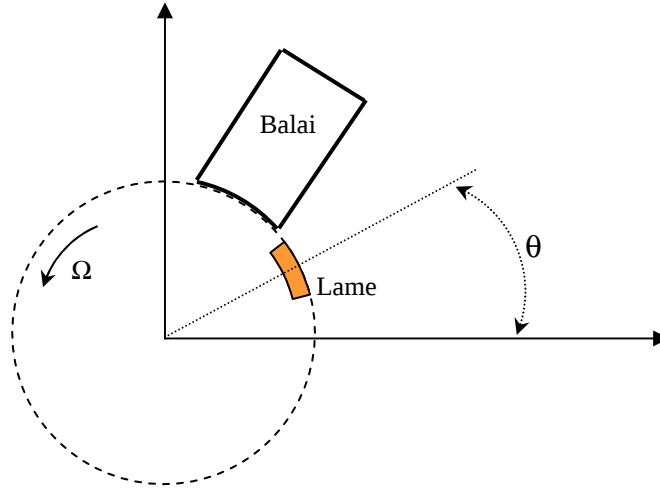


FIGURE B.2 – Processus de la commutation mécanique.

Pour mieux interpréter l'explication de cette partie, il est plus commode de raisonner avec la conductance, l'inverse de la résistance. Nous présentons dans la figure B.3 ci-dessous la conductance entre le balai et la lame en fonction la position angulaire θ de cette dernière.

Avec θ_{balai} et θ_{lame} étant l'ouverture angulaire du balai et de la lame respectivement. R_{off} désigne la résistance infinie quand la lame n'est pas en contact avec le balai. Tandis que R_{on} qualifie la résistance électrique de contact lorsque la surface entière de la lame est en contact avec le balai, c'est le cas, par exemple, quand la lame et le balai sont face à face.

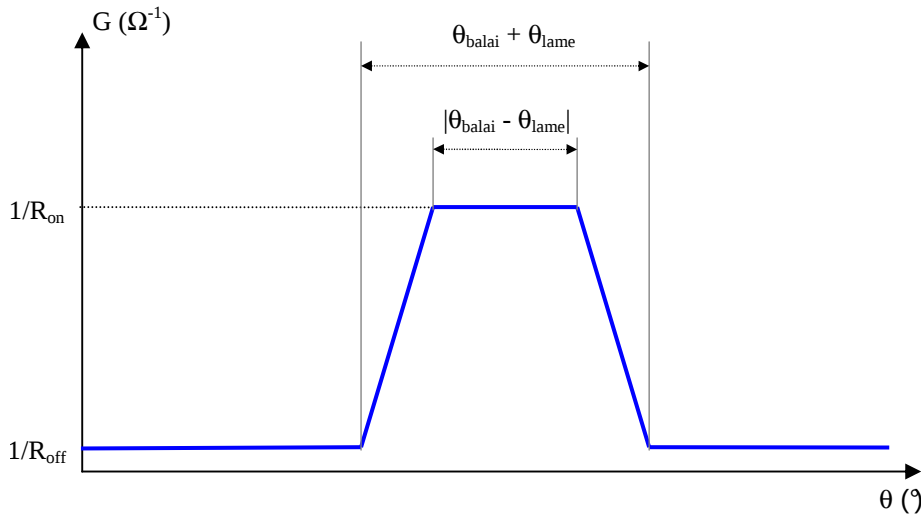


FIGURE B.3 – Caractéristique de la conduction d'une lame [32].

ANNEXE B. RÉSISTANCE D'INDUIT ET TYPE DE BOBINAGE

Évidemment, lors d'une révolution complète du collecteur, la courbe de la conductance d'une lame comportera autant de trapèzes que des balais frottants sur le collecteur (figure B.4). Deux lames adjacentes sur le collecteur vont avoir les mêmes

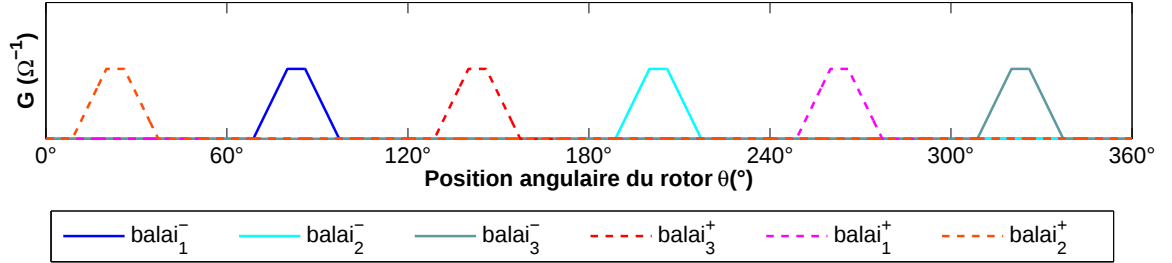


FIGURE B.4 – Conductance électrique entre une lame et les six balais d'une machine à six pôles.

courbes mais décalées l'une par rapport à l'autre d'un angle $\frac{2\pi}{n_{\text{lame}}}$, où n_{lame} est le nombre de lames du collecteur. L'affichage dans l'ordre, des courbes de la conductance instantanée des lames adjacentes ne nous fournira pas des informations sur le bobinage d'induit. En revanche il serait intéressant d'arranger ces courbes en enchaînant les lames qui sont distantes de y_c , le pas au collecteur. La figure B.5 montre en premier lieu les conductances de deux lames connectées aux extrémités d'une section d'un enroulement et ceci sur un tour complet du rotor dans une machine à six pôles.

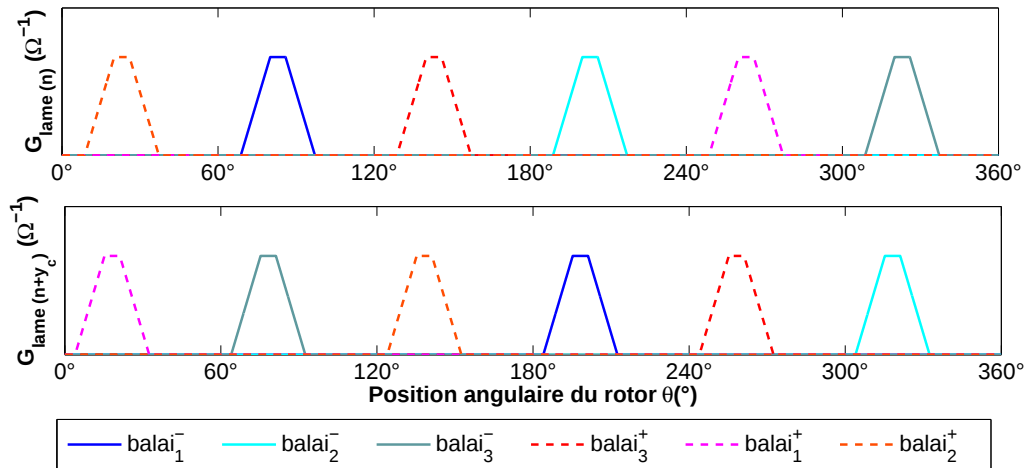


FIGURE B.5 – État de la Conductance électrique de deux lame d'une section (bobine).

Passons maintenant à ordonner successivement toutes les lames reliées aux extrémités des sections qui se suivent. Nous dressons ainsi un tableau (avec ces courbes)

B.2. LA RÉSISTANCE DU CONTACT ROTATIF BALAIS-LAME

pour toute la machine. En conséquence, le choix du bobinage utilisé pour l'enroulement de l'induit sera exprimé dans cet arrangement. Les figures B.6 et B.7 présentent les conductances instantanées de toutes les lames avec l'arrangement spécifique pour les deux types de bobinage ondulé et imbriqué simple d'une machine à six pôles. L'exemple de la machine présentée comporte alors six balais et vingt-cinq lames.

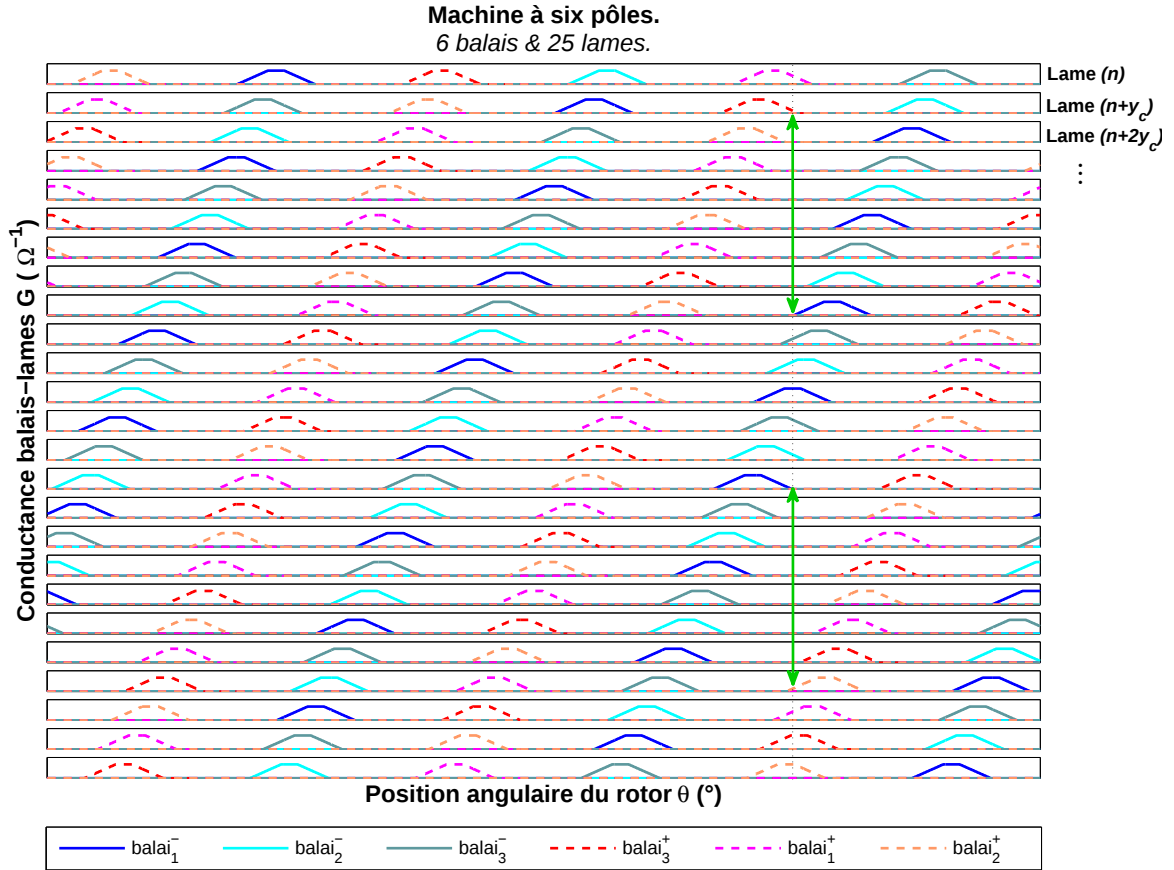


FIGURE B.6 – Mécanisme de commutation pour une configuration ondulée simple.

De cette construction, divers aspects illustratifs apparaissent. Ainsi des éléments nécessaires pour calculer la résistance d'induit peuvent être déduits, comme le nombre de voies en parallèle, le nombre des sections court-circuitées et le nombre N_s^a des sections actives².

Chaque barre horizontale de ces figures représente l'état de la conduction d'une lame pour une révolution entière du collecteur. En outre, il faut savoir qu'entre deux barres il existe la conductance d'une section. Le nombre de voies en parallèle est mis en évidence quand nous traçons une droite verticale qui découpe toutes les lames pour une position angulaire donnée. Les flèches vertes sur les figures B.6 et B.7 in-

2. On appelle sections actives les sections qui contribuent à la génération de la force électromotrice E.

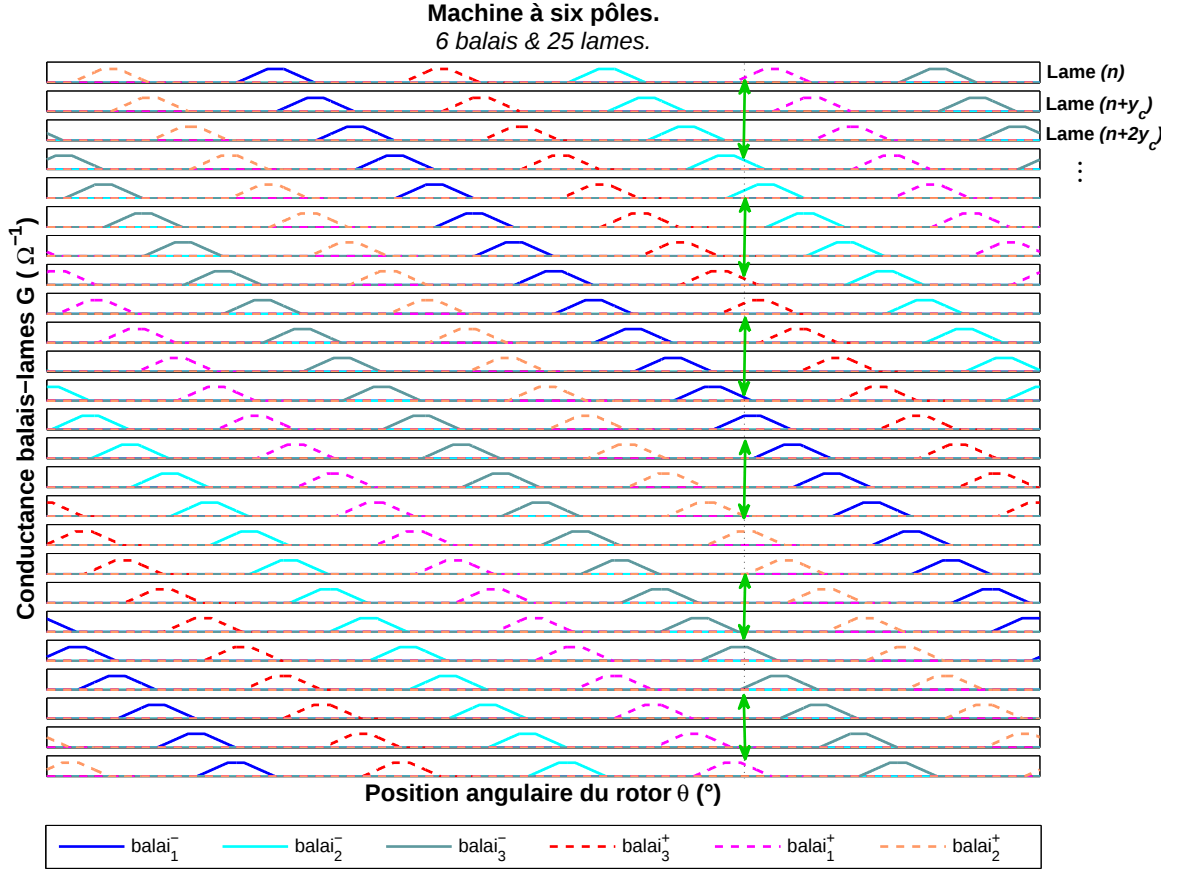


FIGURE B.7 – Mécanisme de commutation pour une configuration imbriquée simple.

indiquent ces voies. A cette position, les lames qui sont en contact avec les balais ont alors une conductance électrique non nulle vis à vis de ces derniers. Ceci signifie que les sections d'enroulement situées entre les lames conductrices sont court-circuitées puisque leurs extrémités sont en contact avec des balais de même polarité. En revanche les lames qui ont une conductance nulle, permettent de conduire, le courant circulant dans l'enroulement, d'une section à la section suivante. Ces sections se situent entre la première lame en contact avec l'un des balais ayant une polarité donnée et la dernière lame en contact avec l'un des balais de la polarité opposée. En effet, ces sections forment une voie de l'enroulement.

Dans la figure B.6, où nous avons un bobinage ondulé simple, il est clair qu'il n'y a que deux voies en parallèle conformément à l'équation 2.8 définie par $\chi = 1$ (bobinage simple). De même, dans la figure B.7, où nous avons un bobinage imbriqué simple cette fois-ci, il existe autant de voies en parallèle que le nombre des pôles, soit six voies. Ce nombre peut être toujours vérifié par l'équation 2.7, assignée par $\chi = 1$ et $p = 3$.

Également le nombre des sections sur chaque voie peut être identifié pour tous

B.3. RÉSISTANCE ÉQUIVALENTE DE L'INDUIT.

les types de bobinage et pour chaque position angulaire du collecteur. Ainsi nous remarquons que, pour la machine étudiée, dans le cas du bobinage ondulé, parmi les 25 sections il n'y a que 15.125 sections actives en moyenne, parce que pendant la rotation du collecteur il y a tantôt 15 et tantôt 16 sections actives au total. Tandis que pour le cas imbriqué il existe 19.125 sections actives en moyenne. Par conséquent, la plupart du temps on dispose d'un nombre impair de sections dans les deux cas de bobinage. Par ailleurs, comme dans les deux cas le nombre de voies en parallèle est pair, il en résulte une distribution inégale des sections sur les voies en parallèle. D'où une dissymétrie favorisant la création des étincelles au niveau balais-collecteur.

B.3 Résistance équivalente de l'induit.

Après avoir établi la conjoncture de la commutation pour chaque position angulaire du collecteur (figures B.6 et B.7), nous pouvons tracer le circuit électrique de l'induit composé par les résistances des sections et des contacts balais-lames (voir figure B.8).

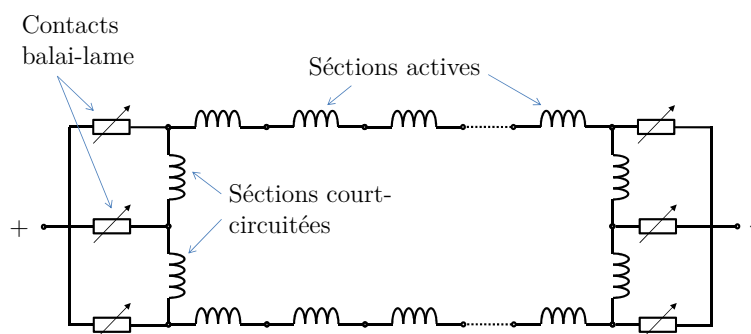


FIGURE B.8 – Un circuit électrique d'un induit à deux voies en parallèles.

Avec la rotation de l'induit, le nombre des sections actives change légèrement, de plus, les valeurs des résistances de contacts varient. Ainsi pour chaque position angulaire, il faut calculer la résistance équivalente du circuit électrique correspondant. Entre les voies en parallèle, les résistances de contact et les résistances des sections court-circuitées forment des montages sous forme de triangle. En utilisant le théorème de Kennelly il faut effectuer plusieurs transformations triangle-étoile pour aboutir à la résistance équivalente de l'induit.

La figure B.9 affiche la résistance équivalente instantanée de l'induit en fonction de la position angulaire du rotor. Les deux cas de bobinage simple ont été traités. Le bobinage ondulé et le bobinage imbriqué sont réalisés avec les mêmes sections (bobines) et la même quantité de cuivre, la différence est le couplage des bobines et la connexion de ces bobines avec le collecteur. Ceci entraîne un circuit électrique

différent et un nombre de voies d'enroulement différent.

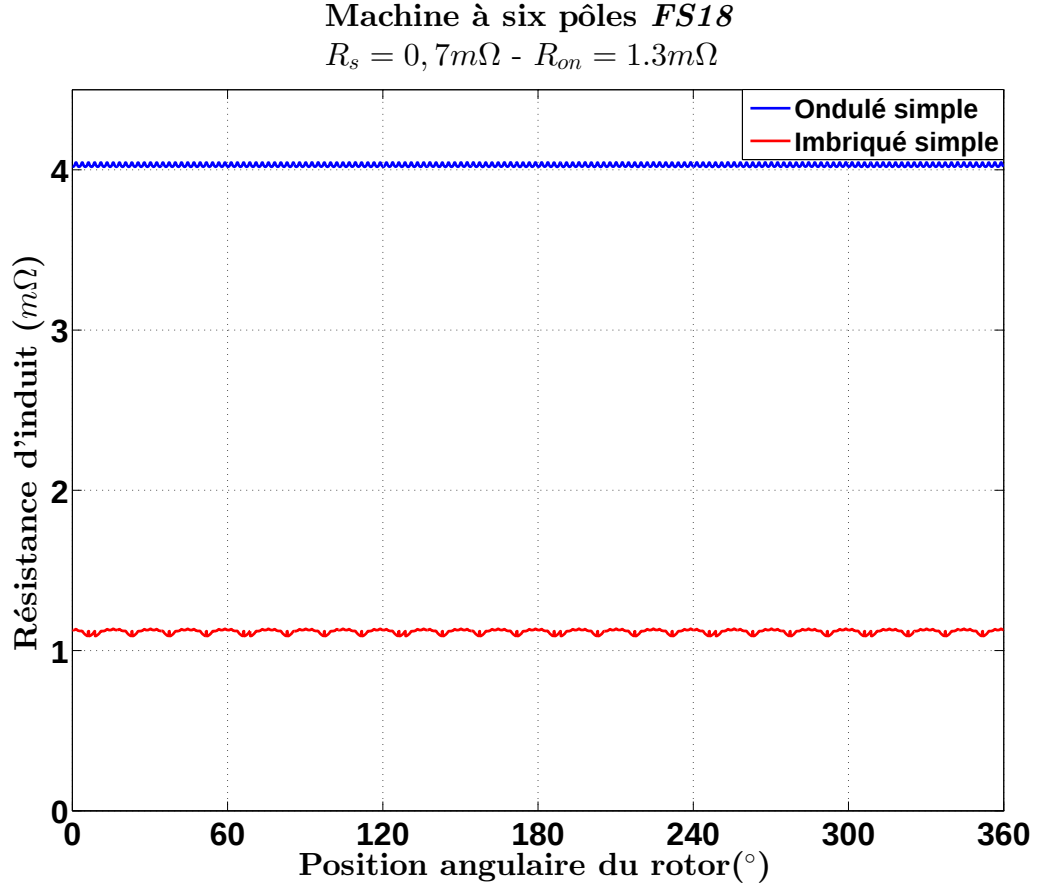


FIGURE B.9 – Résistance instantanée de l'induit incluant les résistances de contact balais-lames pour une spire par section.

Nous remarquons que les courbes de la résistance de l'induit en fonction de la position angulaire du rotor comportent des ondulations minimales autour d'une valeur moyenne. Ces ondulations peuvent rajouter à leur tour des harmoniques au couple produit par le moteur et au courant débité par la batterie.

B.4 Conclusion

L'avantage majeur de cette étude est qu'elle relie les caractéristiques de contact électrique à la résistance équivalente de l'induit. Dans les travaux de thèse [23], la géométrie de l'ensemble balai-lame (ouverture angulaire d'une lame et d'un balai) a été liée par une formule à la résistance d'induit. La méthode présentée dans cette annexe n'aboutit pas à une formule simple et explicite, par contre, en plus de la géométrie des lames et des balais, elle intègre la résistance de contact R_{on} dans le

B.4. CONCLUSION

calcul. Elle met aussi en lumière une fluctuation de la résistance d'induit, causée par le changement du nombre des sections court-circuitées lors de la rotation de l'induit.

L'approche utilisée pour l'évaluation de la résistance d'induit distingue le type de bobinage et le nombre de sections court-circuitées dans chaque cas. Ainsi il s'avère que le bobinage imbriqué est plus intéressant, car il dispose d'un nombre plus faible de sections court-circuitées que le bobinage ondulé. Notons enfin que, dans le démarreur *FS18*, le bobinage imbriqué établit un circuit électrique ayant une résistance équivalente quatre fois plus faible que celle du bobinage ondulé, si nous utilisons les mêmes sections d'enroulement (même nombre de tours et même diamètre des conducteurs).

Annexe C

Temps de court circuit d'une section dans une machine à collecteur

Dans cette annexe nous proposons de trouver une expression pour le temps de court-circuit t_{cc} d'une section, dans le but de pouvoir l'intégrer dans la démarche du dimensionnement d'une machine à collecteur.

La commutation est l'ensemble des phénomènes électriques liés à l'inversion du courant dans une section d'induit court-circuitée par les balais dans un temps défini que nous l'appelons **temps de court-circuit**. Il est aussi appelé temps de commutation. Le réglage du temps de court-circuit agit sur le contenu harmonique de la force magnétomotrice des sections (voir paragraphes § 2.3.5 et § 2.5.2) par conséquence sur l'ondulation du couple, sur les pertes fer et d'autres phénomènes indésirables comme les bruits et les vibrations. Il agit notamment sur l'apparition des étincelles au niveau du contact balais-collecteur.

La complication réside dans les sections court-circuitées à la fin de l'inversion du courant i_s . Le temps t_{cc} durant lequel une section est court-circuitée doit être adapté pour que le courant dans cette section (qui est en cours d'inversion) ait la même valeur que le courant dans une voie d'enroulement. Il est possible que ce temps ne soit pas suffisamment long pour que le courant s'inverse dans la section et atteigne la valeur opposée (courbe rouge de la figure C.1). Ou bien il est aussi possible que ce temps ne soit pas suffisamment court pour que le courant inversé dans la section se limite à la valeur opposée (courbe orange de la figure C.1).

En effet, la variation rapide du courant dans des spires montées sur noyau de fer donne naissance à une force électromotrice d'auto-induction dans celles-ci, ainsi qu'à une force électromotrice de mutuelle induction dans les autres spires qui commutent, l'ensemble constituant la tension de réactance du démarreur, dont l'effet est de s'opposer à la variation du courant, et donc de donner lieu à un échange d'énergie réactive qui concerne les spires parcourues par un courant variable.

Si elle est suffisamment élevée, cette tension ralentit le courant au point d'entraîner par sous-commutation ou sur-commutation (figure C.1) la formation d'arcs électriques, visibles ou non, à la séparation entre lames et balais. Elle correspond à une puissance emmagasinée dans le champ magnétique et donc non-disponible pour

C.1. CAS DU BOBINAGE IMBRIQUÉ

la conversion électromécanique. [33]

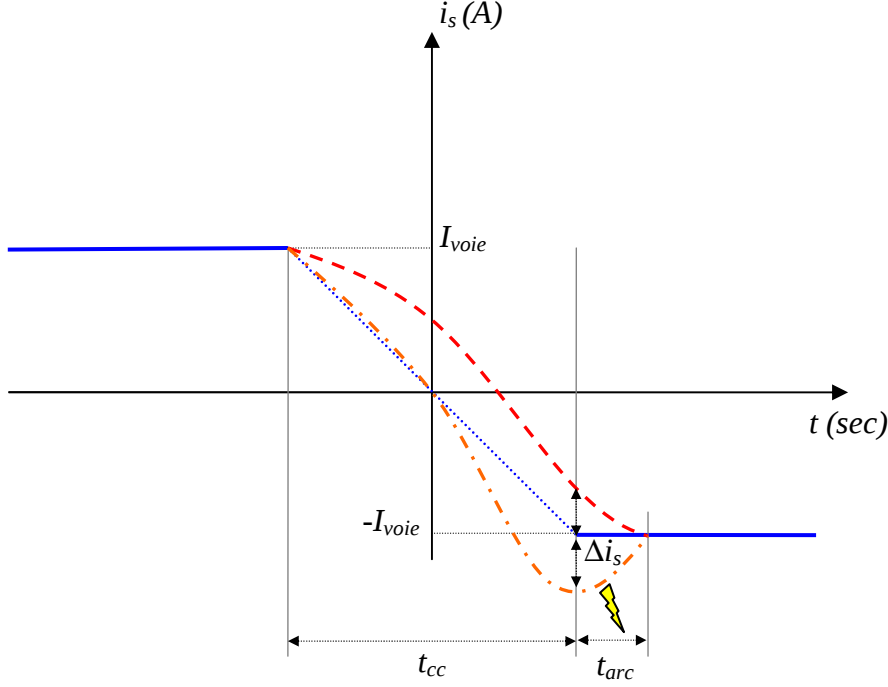


FIGURE C.1 – Courant dans une section en commutation.

Pour pouvoir exprimer maintenant le temps de court-circuit t_{cc} en fonction des paramètres de la machine et de son ensemble balai-collecteur, nous nous basons sur l'état de la conduction des deux lames reliées aux extrémités d'une section. De plus, nous devons savoir si le court-circuit d'une section est assuré par un même balai ou par deux balais de la même polarité. Par conséquence, l'étude se divise en deux parties, le cas imbriqué où un balai est responsable d'un court-circuit et puis, le cas ondulé où deux balais sont responsables d'un court-circuit.

C.1 Cas du bobinage imbriqué

Dans le cas du bobinage imbriqué le pas au collecteur y_c est suffisamment petit pour que la surface d'un seul balai puisse toucher les deux lames auxquelles une section d'enroulement est reliée (voir figure C.2).

Présentons dans la figure C.3 la conductance électrique de chacune de ces lames (distantes de y_c) en fonction de la position angulaire θ du collecteur (voir § B.2). Quand une lame de la section entre en contact avec un balai la conduction électrique sera non nulle, par conséquent cette lame sera reliée au potentiel électrique du balai. La deuxième lame de la même section, décalée de y_c , sera aussi branchée à son tour

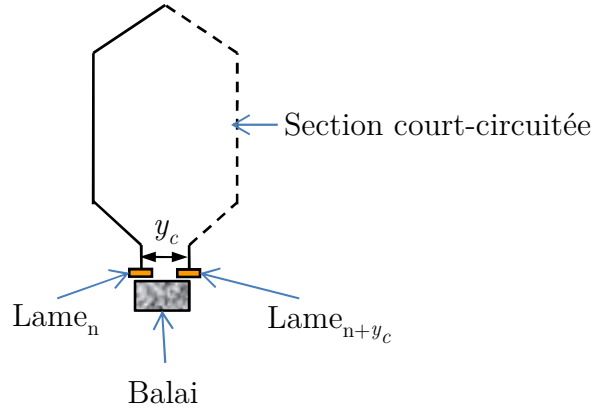


FIGURE C.2 – Une section d'un bobinage imbriqué en court-circuit par un même balai.

au potentiel électrique du balai lors de la rotation du collecteur. Dans la figure C.3, la zone hachurée en vert représente l'intervalle angulaire en degrés dans lequel les deux lames d'une section sont reliées simultanément au même potentiel électrique assuré par un seul balai. Dans cette intervalle angulaire θ_{cc} , la section est alors court-circuitée.

Si l'ensemble collecteur-rotor tourne à une vitesse angulaire Ω (en rad/s), la durée t_{cc} en secondes qui correspond à l'intervalle angulaire de court-circuit θ_{cc} est alors :

$$t_{cc} = \frac{\theta_{cc} \cdot \frac{\pi}{180}}{\Omega} \quad (C.1)$$

Or d'après la figure C.3 nous pouvons constater que :

$$\theta_{cc} = (\theta_{balai} + \theta_{lame}) - |\Delta\theta| \quad (C.2)$$

Où $\Delta\theta$ le déphasage angulaire entre les deux courbes, n'est autre que la distance angulaire (en degrés) des deux lames auxquelles est connectée une section. Ceci correspond au pas y_c qui est mesuré en nombre d'intervalles au collecteur. Cet intervalle angulaire est compté en valeur absolue car il n'est pas possible d'avoir θ_{cc} supérieur à la somme des ouvertures angulaires des balais et des lames, nous avons toujours $\theta_{cc} < (\theta_{balai} + \theta_{lame})$.

L'expression C.3 suivante transforme le nombre d'intervalle au collecteur de la grandeur y_c à une distance angulaire en degrés :

$$\begin{aligned} \Delta\theta &= y_c \frac{360^\circ}{n_{lame}} \\ \Delta\theta &= y_c \frac{2\pi \cdot \frac{180}{\pi}}{n_{lame}} \end{aligned} \quad (C.3)$$

C.1. CAS DU BOBINAGE IMBRIQUÉ

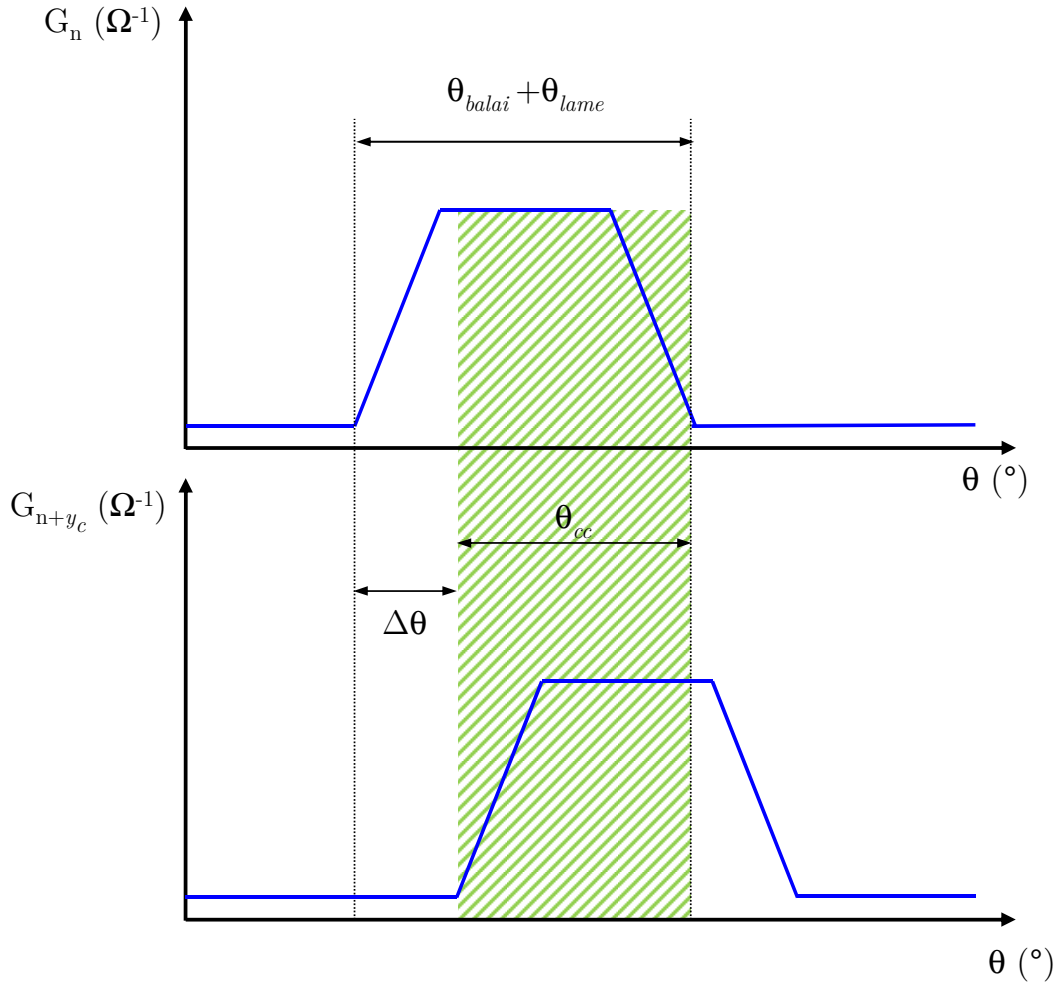


FIGURE C.3 – État de conduction de deux lames d'une section d'un bobinage imbriqué.

Où n_{lame} est le nombre de lames du collecteur, qui est égale au nombre de sections de l'enroulement d'induit N_s .

D'après l'équation 2.6 du chapitre 2, le pas au collecteur d'un bobinage imbriqué ($\tau_{Beta} = 0$) se réduit à $y_c = \pm \frac{a}{p}$. Nous pouvons ainsi écrire l'équation C.3 précédente sous la forme :

$$\Delta\theta = \pm \frac{a}{p} \cdot \frac{2\pi \cdot \frac{180}{\pi}}{n_{lame}} \quad (C.4)$$

Finalement, en remplaçant les équations C.4 et C.2 dans l'expression C.1 nous aurons le temps de court-circuit en fonction des paramètres de la machine :

$$t_{cc} = \frac{\frac{\pi}{180} \cdot (\theta_{balai} + \theta_{lame}) - \frac{a}{p} \cdot \frac{2\pi}{n_{lame}}}{\Omega} \quad (C.5)$$

C.2 Cas du bobinage ondulé

Dans le cas du bobinage ondulé, le pas y_c est assez grand, les deux lames auxquelles une section est connectée ne peuvent jamais frotter un même balai simultanément. Le court-circuit est donc effectué par deux balais différents, mais ayant le même potentiel électrique. La figure C.4 illustre une section d'un enroulement ondulé où ses extrémités ne peuvent toucher que des balais de même polarité.

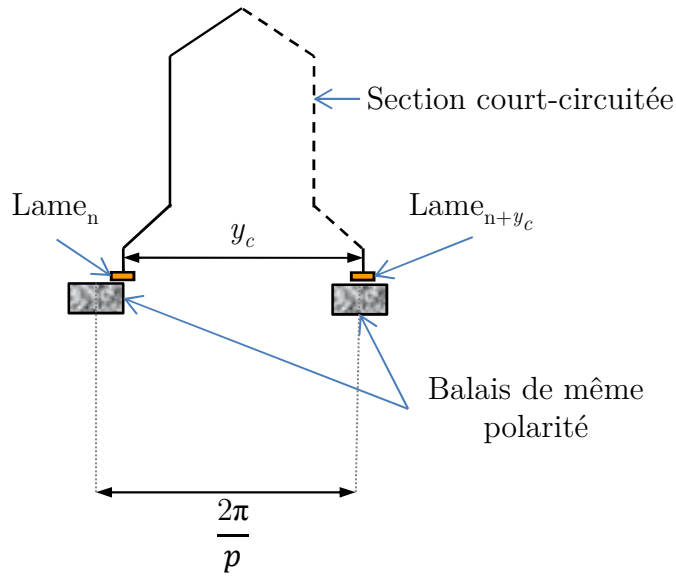


FIGURE C.4 – Une section d'un bobinage ondulé en court-circuit par deux balais successifs de même polarité.

Afin de déterminer l'intervalle dans lequel une section de l'enroulement ondulé est court-circuitée, nous allons afficher l'état de la conduction de chaque lame de cette section. La figure C.5 montre les positions angulaires pour lesquelles les deux lames sont connectées au même potentiel électrique via deux balais séparés par une distance angulaire de $\frac{2\pi}{p}$ (où p est le nombre de paires de pôles). Nous avons représenté dans le premier graphe de la figure C.5 la conductance, en courbe bleue, d'une des lames avec le premier balai. Pour différencier, nous avons représenté en courbe rouge, dans le deuxième graphe de la même figure, la conductance de l'autre lame avec le balai distant du premier de $\frac{2\pi}{p}$ radians. L'intervalle θ_{cc} dans lequel la section est court-circuitée, est hachuré en vert, et qui correspond à la zone où les deux lames ont une conductance non nulle.

Dans ce cas, comme deux balais interviennent dans l'opération du court-circuit, le déphasage angulaire $\Delta\theta$ entre les deux courbes est différent du cas imbriqué. Il traduit la différence entre les distances angulaires des balais $\frac{2\pi}{p}$ et des lames $y_c \frac{2\pi}{n_{lame}}$:

C.2. CAS DU BOBINAGE ONDULÉ

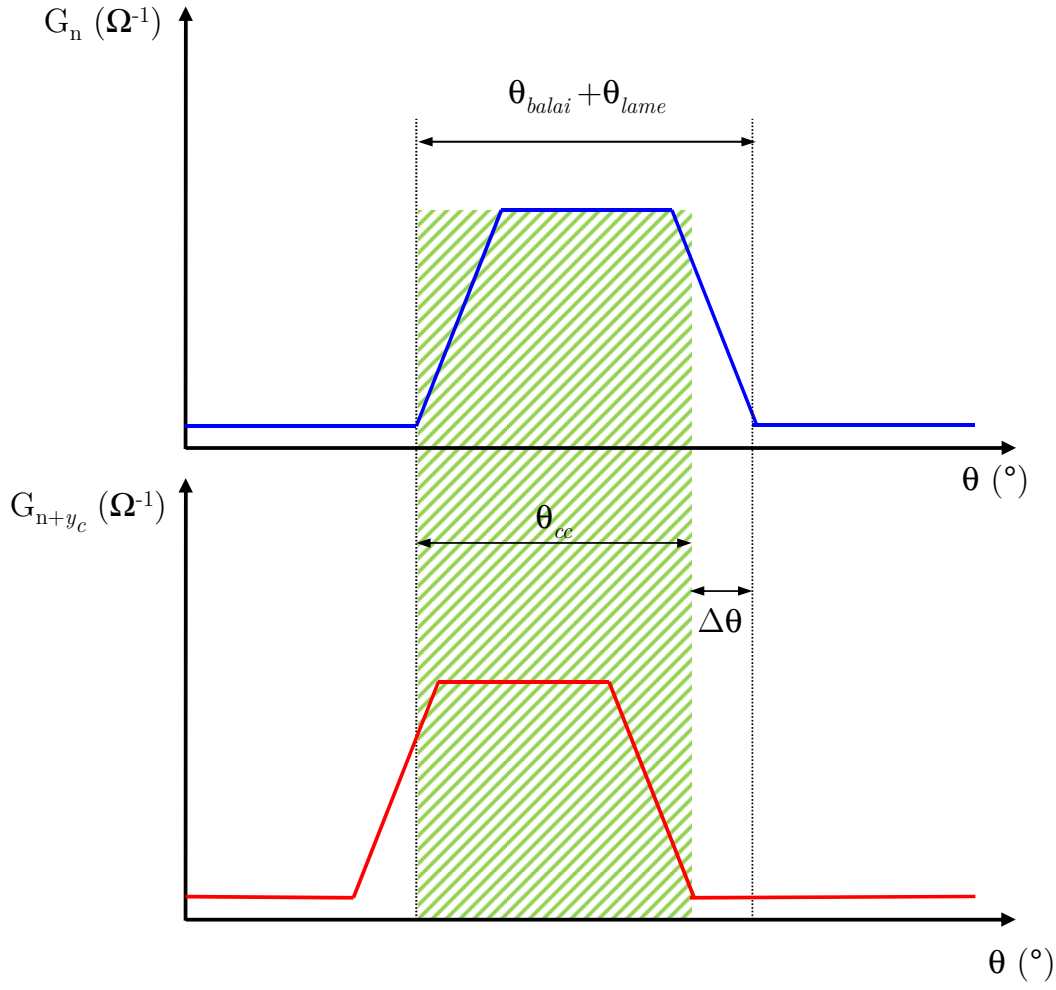


FIGURE C.5 – État de conduction de deux lames d'une section d'un bobinage ondulé.

$$\Delta\theta = \left(\frac{2\pi}{p} - y_c \frac{2\pi}{n_{lame}} \right) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (C.6)$$

Le pas au collecteur y_c est donné par le formule 2.6. Pour le cas ondulé ($\tau_\beta = 1$), l'expression du pas au collecteur de ce type de bobinage est :

$$y_c = \frac{n_{lame} \pm a}{p} \quad (C.7)$$

En substituant dans la formule C.6 le terme y_c par l'expression C.7, nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 \Delta\theta &= \left[\frac{2\pi}{p} - \frac{n_{lame} \pm a}{p} \cdot \frac{2\pi}{n_{lame}} \right] \cdot \frac{180}{\pi} \\
 \Delta\theta &= \left[\frac{2\pi}{p} \left(1 - \frac{n_{lame} \pm a}{n_{lame}} \right) \right] \cdot \frac{180}{\pi} \\
 \Delta\theta &= \left[\frac{2\pi}{p} \left(\frac{\pm a}{n_{lame}} \right) \right] \cdot \frac{180}{\pi} \\
 \Delta\theta &= \pm \frac{a}{p} \cdot \frac{2\pi}{n_{lame}} \cdot \frac{180}{\pi}
 \end{aligned} \tag{C.8}$$

Nous pouvons maintenant exprimer le temps de court-circuit t_{cc} de la même manière que le cas imbriqué :

$$t_{cc} = \frac{\theta_{cc} \cdot \frac{\pi}{180}}{\Omega} \tag{C.9}$$

D'après la figure C.5, l'intervalle angulaire θ_{cc} est la différence entre la largeur $\theta_{balai} + \theta_{lame}$ et le déphasage angulaire des deux courbes $\Delta\theta$ en valeur absolue. L'équation C.2 exprimée précédemment concernant les enroulements imbriqués reste valable pour les enroulement ondulés.

L'équation C.9 devient alors :

$$t_{cc} = \frac{(\theta_{balai} + \theta_{lame}) - |\Delta\theta|}{\Omega} \cdot \frac{\pi}{180} \tag{C.10}$$

En remplaçant $\Delta\theta$ par son expression démontrée par l'équation C.8, nous arrivons à la formule finale du temps de court-circuit :

$$t_{cc} = \frac{\frac{\pi}{180} \cdot (\theta_{balai} + \theta_{lame}) - \frac{a}{p} \cdot \frac{2\pi}{n_{lame}}}{\Omega} \tag{C.11}$$

C.3 Conclusion

Nous avons démontré que les deux cas d'enroulements imbriqué et ondulé d'une machine à courant continu aboutissent à une équation unique. Cette équation exprime le temps de chaque court-circuit en fonction des paramètres géométriques du système balai-collecteur (ouvertures angulaires des balais et des lames ainsi que le nombre des lames) et des paramètres de la machine (nombre de paires de pôles et nombre de voies d'enroulement). La relation démontrée peut intervenir dans la conception des machines à collecteur, en optimisant les conditions de la commutation et ainsi la performance de fonctionnement des machines tournantes.

Annexe D

Connexions équipotentielles pour l'enroulement des machines à courant continu

Les pôles des machines peuvent ne pas être parfaitement symétriques. Il en résulte alors une dissymétrie magnétique, c'est-à-dire une différence entre la réluctance des différents chemins du circuit magnétique. Ceci peut être causé par des défauts de fabrication, par un mauvais montage des pôles, par une excentricité du rotor ou encore par un entrefer non uniforme [17] [83]. Les forces électromotrices dans les branches parallèles de l'enroulement d'induit peuvent alors être différentes, car lors de la rotation de l'induit, chaque section ou groupe de sections englobe des flux non identiques sous les pôles.

Ce phénomène est particulièrement prononcé avec un bobinage de type imbriqué parce que toutes les sections constituant une voie d'enroulement sont adjacentes dans l'espace. Si une irrégularité de flux existe en un endroit, sous un pôle par exemple, la voie de l'enroulement concernée induira une différence de potentiel différente de celle des autres voies.

Avec un bobinage de type ondulé, les sections de chaque voie sont réparties sous tous les pôles. Si un défaut magnétique existe en un endroit, elle influencera toutes les voies de la même manière, car des sections adjacentes dans l'espace appartiennent à différentes branches.

Pour résoudre un tel problème des connexions équipotentielles peuvent être employées. Le but de ces connexions équipotentielles est de conduire les courants supplémentaires qui en résultent à cause des défauts dans la machine. Il s'agit de relier les points de l'enroulement d'induit qui, théoriquement, ont le même potentiel entre eux soit au niveau des lames du collecteur, soit sur les têtes de bobines du côté chignon [17]. Cette procédure augmente le coût de la fabrication des machines.

Sans cette compensation, ces courants circulant à travers les balais engendrent plus de pertes dans le cuivre de l'enroulement et entraînent la formation d'arcs électriques au niveau du contact balais-collecteur. Tout cela dégrade la performance de la machine, diminue son rendement et surchauffe la machine.

Ces liaisons équipotentielles sont réalisées, si nécessaire, après que les conducteurs de l'enroulement soient logés dans les encoches de l'induit.

Symboles et abréviation

Symbole	Description
$2a$	Nombre de voies en parallèle
$2p$	Nombre de pôles du moteur
τ_β	Choix du type de bobinage d'induit
χ	Degré de multiplicité d'un bobinage d'induit
C_f	Coefficient de remplissage des conducteurs dans l'encoche
m	Nombre de phases de l'enroulement d'induit
N_s	Nombre de sections de l'enroulement
N_s^a	Nombre de sections actives de l'enroulement
N_{enc}	Nombre d'encoches de l'induit
N_{enc}^{elem}	Nombre d'encoches élémentaires de l'induit
n_{lame}	Nombre de lames du collecteur
p	Nombre de pair de pôles du moteur
u	Nombre de faisceaux par couche et par encoche
y_1	Premier pas d'enroulement
y_2	Deuxième pas d'enroulement
y	Pas résultant
y_c	Pas au collecteur

Symbole	Unité	Description
A_f	m^2	Aire occupée par un faisceau dans une encoche
B	T	Induction magnétique
B_m	T	Induction magnétique maximale sur un point
B_r	T	Rémanence des aimants
B_n	T	Induction magnétique normale dans l'entrefer
d	m	Épaisseur des tôles de l'induit
d_c	m	diamètre du conducteur (fil utilisé pour les bobines)
e_c	m	Épaisseur de la culasse de l'inducteur
E	V	Force électromotrice du démarreur
f	Hz	Fréquence électrique de la machine tournante
$\mathcal{F}_{mm}$	A	Force magnétomotrice (ampères-tours équivalents) des aimants permanents
G	$\mathcal{U}$	Conductance instantanée du contact balai-lame
h_e	m	Épaisseur de l'entrefer
h_a	m	Épaisseur des aimants du démarreur
H_c	A/m	Champ coercitif des aimants permanents
I	A	Courant débité par la source dans le démarreur
I_{voie}	A	Courant dans une voie en parallèle d'un démarreur
i_s	A	Courant dans une section d'un enroulement d'induit
J_F	A/m^2	Densité des courants induits dans le rotor
l_{2D}	m	Longueur du démarreur dans une configuration bidimensionnelle (2D)
l_m	m	Largeur des aimants du démarreur
l_s	m	Longueur d'une spire
L_s	H	Inductance d'une spire
M	H	Induction mutuelle entre deux sections de l'enroulement
N	tr/min	Vitesse de rotation de l'induit
P_e	W	Puissance électromagnétique du moteur
P_p	W	Puissance des pertes du démarreur
P_j	W	Pertes joule dans l'enroulement
$P_{j_{rot}}$	W	Pertes joule dans le rotor
r	m	Rayon moyen de la machine au niveau de l'entrefer
R_t	Ω	Résistance totale du circuit électrique d'un démarreur
R_{dem}	Ω	Résistance électrique du démarreur
R_s	Ω	Résistance d'une section de l'enroulement
R_{enr}	Ω	Résistance équivalente de l'enroulement de l'induit
R_{source}	Ω	Résistance interne de la batterie et la résistance des câbles et du retour de la masse

SYMBOLES ET ABRÉVIATION

Symbole	Unité	Description
R_{on}	Ω	Résistance électrique du contact balai-lame lors du recouvrement totale
R_{off}	Ω	Résistance électrique entre un balai et une lame distante
R_{arc}	Ω	Résistance électrique maximale vue par un arc
$\mathcal{R}$	H^{-1}	Réductance d'un matériau
t_{cc}	sec	Durée d'un court-circuit d'une section
T	A/m	Potentiel vecteur électrique
u_s	V	Tension aux bornes d'une section d'un enroulement d'induit
V	m^3	Volume du rotor
Γ_e	$N.m$	Couple électromagnétique du moteur
Γ_p	$N.m$	Couple résistant dû aux pertes
δ	m	Épaisseur de peau du courant électrique
θ_{balai}	$^\circ$	ouverture angulaire des balais
θ_{lame}	$^\circ$	ouverture angulaire des lames
μ_0	H/m	Perméabilité magnétique de l'air, « constante magnétique » qui vaut $4\pi \times 10^{-7}$
μ_r	H/m	Perméabilité relative
μ_r^{dents}	H/m	Perméabilité relative des dents de l'induit
μ_r^{noyau}	H/m	Perméabilité relative du noyau de l'induit
μ_r^{ex}	H/m	Perméabilité relative des extrémités de l'induit
μ_f	H/m	Perméabilité magnétique du fer (culasse ou rotor)
μ_m	H/m	Perméabilité magnétique des aimants
ρ_c	$\Omega.m$	Résistivité électrique du cuivre
ρ	$\Omega.m$	Résistivité électrique du matériau composant l'induit
ρ_v	Kg/m^3	Masse volumique d'un matériau
Φ	Wb	Flux magnétique par pôle
Φ^t	Wb	Flux magnétique total traversant l'entrefer
Φ_0^t	Wb	Flux magnétique total traversant l'entrefer à vide
Ω	rad/sec	Vitesse de rotation de l'induit

Bibliographie

- [1] International Energy Agency. Technology roadmap. www.iea.org.
- [2] J Syrota. Mission « véhicule 2030 » - perspectives concernant le véhicule grand public d'ici 2030. Rapports et documents.
- [3] The International Council on Clean Transportation. Global comparison of light-duty vehicle fuel economy/ghg emissions standards. www.theicct.org.
- [4] M. Kremer. In-market application of start-stop systems in european market. Rapports et documents, FEV GmbH.
- [5] E. Almeida. *Une analyse évolutionniste du changement dans la technologie des moteurs électrique*. PhD thesis, Université des Sciences économiques de Grenoble, 1999.
- [6] Advanced power electronics and electric motors annual progress report. Rapports et documents, DOE VTP FY.
- [7] F. Ducros. La simulation comme méthodologie de r&d. Rapports et documents 47, CLEFS CEA.
- [8] H. Mikami, K. Ide, Y. Shimizu, M. Senoo, and H. Seki. Historical evolution of motor technology. *Hitachi Review*, 60(1), 2011.
- [9] B. Multon, H. Ben Ahmed, N. Bernard, and P-E. Cavarec. Les moteurs électriques pour application de grande série. *Revue 3EI*, 2000.
- [10] A. Halila. *Etude des machines à courant continu*. PhD thesis, Faculté des sciences et de génie - Université Laval, 2001.
- [11] M. Kostenko and L. Piotrovski. *Machines électriques, Tome I : Machines à courant continu et transformateurs*. Edition Mir Moscou, Technique soviétique, 2ème Edition, 1976.
- [12] A. Ivanov-Smolenski. *Machines électriques Volume II*. Edition Mir Moscou, Technique soviétique, 1983.
- [13] J. Pyrhönen, T. Jokinen, and V. Hrabovcova. *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons, Ltd., 2008.

BIBLIOGRAPHIE

- [14] G. Segulier and F. Notelet. *Electrotechnique industrielle, 3ème Edition*. Lavoisier, 2006.
- [15] P. Mayé. *Moteurs électriques industriels - 2ème édition*. Dunod, 2011.
- [16] J. Saint-Michel. Bobinage des machines tournantes à courant alternatif. *Techniques de l'ingénieur*, D3 420, 2001.
- [17] R. Abdesseme and V. Tomachevitch. *Les enroulements des machines électriques*. Ellipses Edition Marketing S.A., 2012.
- [18] D.P. Kothari. *Electric Machines*. Tata McGraw-Hill Education, 2006.
- [19] F. Meier. *Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications*. PhD thesis, Royal Institute of Technology School of Electrical Engineering, 2008.
- [20] R. Perret, A. Foggia, E. Rulhière, and P. Tixador. *Entraînements électriques 2*. Lavoisier.
- [21] P. Salminen. *Fractional slot permanent magnet synchronous motors for low speed applications*. PhD thesis, Lappeenranta University of Technology, 2004.
- [22] A. Bruyère. *Modélisation et commande d'un alterno-démarrreur heptaphasé pour application automobile micro-hybride*. PhD thesis, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2009.
- [23] M. Fassenet. *Modélisation et Conception Optimale de Moteurs à Courant Continu à Aimants Permanents*. PhD thesis, Université de Franche-Comté, 2001.
- [24] N. Labbe. Description automatique des induits de démarreurs et de leurs couplages avec inducteurs et balais. *Document interne Valeo TEKNO E810001A*, 2001.
- [25] F. Ancel. Bobinages des machines tournantes. *Techniques de l'ingénieur*, D437, 1974.
- [26] M. Fassenet. Modeling of commutation and influences of armature winding choice on performances of permanent magnet d.c. motor. *ICEM Espoo Finland*, pages 1697–1701, 2000.
- [27] S. Alexander and M.M.E. Langsdorf. *Principles of direct-current machines, Fifth Edition*. McGraw-Hill Book Company, 1940.
- [28] A. Binder. Comparaison of the electromagnetical performance of simplex wave and lap windings. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, 8(4) :698–703, 1993.
- [29] J-P. Louis and C. Bergmann. Commande numérique des machines - système triphasés : régime permanent. *Techniques de l'ingénieur*, D3 642, 1996.
- [30] J.M. Miller. *Propulsion Systems for Hybrid Vehicles*. Institution of electrical Engineers, 2004.

BIBLIOGRAPHIE

- [31] D. A. Lawther. The development of industrially-relevant computational electromagnetics based design tools. *IEEE 15th Conference on Electromagnetic Field Computation CEFC, Oita Japan*, page 1, 2012.
- [32] Cedrat. Flux2d and flux3d application technical paper. Rapports et documents, Cedrat : Flux User's guide.
- [33] N. Labbe. Prise en compte de la chute de tension au contact entre collecteur et balais, dans le calcul des moteurs électriques de démarreurs. *Document interne Valeo TEKNO D200308*, 2001.
- [34] A. Vauquelin. Optimisation des paramètres dimensionnels des machines à courant continu par l'étude des phénomènes de commutation. *Journées Jeunes Chercheurs en Génie Electrique*, 2009.
- [35] Guide technique des balais de carbone. Rapports et documents, Helwig Carbon.
- [36] A. Srinivasan and K. Padmanabhab. The theory of contact-layer behavior under a commutating brush. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-85(2) :132–140, 1966.
- [37] George P. Shpenkov. *Friction Surface Phenomena*. Elsevier Science B.V., 1995.
- [38] K. T. Hsieh and B. K. Kim. 3d modeling of sliding electrical contact. *IEEE Transaction on Magnetics*, 33(1) :237–239, 1997.
- [39] Paul G. Slade. *Electrical Contacts : Principles and Applications*. Marcel Dekker, 1999.
- [40] C. Holzapfel. Selected aspects of the electrical behavior in sliding electrical contacts. *IEEE 57th Holm Conference on Electrical Contacts*, pages 1–9, 2011.
- [41] S. P. Ray Chaudhuri and K. P. P. Pillai. An analysis of the resistance of sliding electrical contacts. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-85(9) :967–974, 1966.
- [42] R. Demirjian, Y. Marechal, J. L. Coulomb, A. Foggia, L. Garbuio, and N. Labbe. Electrical contact resistance estimation for a starter motor by a tuned parameter identification technique. *IEEE 15th Conference on Electromagnetic Field Computation CEFC, Oita Japan*, 2012.
- [43] A. Vauquelin. *Contribution à l'Amélioration des Performances des Machines à Courant Continu à Aimants Permanents dans des Applications Automobiles à Forts Courants*. PhD thesis, Université de Technologie de Compiègne, 2010.
- [44] R. Andreux, J. Fontchastagner, N. Takorabet, N. Labbe, and A. Vauquelin. Modélisation circuit d'une machine série à collecteur mécanique. *Electrotechnique du Futur 2011, Belfort France*, 2011.
- [45] R. Andreux, J. Fontchastagner, N. Takorabet, N. Labbe, and J-S. Metral. Magnetic field-electric circuit coupled method for brush dc motor simulations. *ICEM, Marseille France*, pages 2683–2688, 2012.

BIBLIOGRAPHIE

- [46] G. C. R. Sincero, J. Cros, and P. Viarouge. Arc models for simulation of brush motor commutations. *IEEE Transaction on Magnetics*, 44(6) :1518–1521, 2008.
- [47] 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.
- [48] R. Andreux. *Modélisation et optimisation des démarreurs à inducteur bobiné pour l'application Stop-Start ou micro-hybride*. PhD thesis, Université de Lorraine, 2013.
- [49] J-C. Sabonnadière. Modèles, méthodes et logiciels d'aide à la conception de systèmes électromécaniques. *Revue Internationale de Génie Électrique (RGE)*, pages 645–657, 1985.
- [50] J. Engström. *On Design of Slotless Permanent Magnet Machines*. Institutionen för elkraftteknik, 1999.
- [51] J. Engström. *Analysis and Verification of a Slotless Permanent Magnet Motor for High Speed Applications*. Elektrotekniska system, 2001.
- [52] F. Dubas. *Conception d'un moteur rapide à aimants permanents pour l'entraînement de compresseurs de piles à combustible*. PhD thesis, Université de Franche-Comté, 2006.
- [53] M. M. Bugatti. *Dimensionnement par Optimisation des Inducteurs à Aimants pour Application Auxiliaire Automobile*. PhD thesis, Institut National polytechnique de Grenoble, 2004.
- [54] F. Leprince-Ringuet. Aimants permanents : Matériaux et applications. *Techniques de l'ingénieur*, D2 100, 1996.
- [55] F. JEAN, P. BROCHET, and C. ROMBAUT. Taking into account some three-dimensional effects in the modeling of a brushless permanent magnet motor. *IMACS*, pages 639–644, 1996.
- [56] E. Gudefin. Détermination des champs magnétiques - circuits magnétiques. *Techniques de l'ingénieur*, D420-421.
- [57] N. Labbe. Modélisation électromagnétique par éléments finis 2d des moteurs électriques de démarreurs. *Document interne Valeo TEKNO D200305*, 2001.
- [58] J. L. Coulomb. « Optimisation », chapitre 8 de « Electromagnétisme et problèmes couplés », « Electromagnétisme et éléments finis 3D ». EGEM, Hermes, 2002.
- [59] K. Brandiski, U. Pahner, and R. Belmans. Optimal design of a segmental pm dc motor using statistical experiment design method in combination with numerical field analysis. *ICEM, Paris France*, 3 :210–215, 1994.
- [60] P. Schimmerling, J.C. Sisson, and A. Zaïdi. *Pratique des plans d'expériences*. Lavoisier, 1998.

BIBLIOGRAPHIE

- [61] J. L. Coulomb. « *Optimisation* », chapitre 14 de « *The Finite Element Method for Electromagnetic Modeling* ». Wiley ISTE, 2008.
- [62] M. Caldora Costa. *Optimisation de dispositifs électromagnétiques dans un contexte d'analyse par la méthode des éléments finis*. PhD thesis, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2001.
- [63] P. PHAM-QUANG. *Modélisation magnéto-mécanique d'un nano commutateur. Optimisation sous contraintes de fiabilité par dérivation automatique des programmes en Java*. PhD thesis, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2012.
- [64] O. Caprani, K. Madsen, and H.B. Nielsen. Introduction to interval analysis. <http://www2.imm.dtu.dk/~km/Docs/imm1462.pdf>.
- [65] J. L. Coulomb. Featuring a genuine optimization tool - fgot®. <http://forge-mage.g2elab.grenoble-inp.fr/project/got>.
- [66] D. Fodorean and A. Miraoui. Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents. *Techniques de l'ingénieur*, D3 554, 2009.
- [67] F. Gillon and P. BROCHET. Optimisation of brushless permanent magnet motor with the experimental design method. *IEEE Transaction on Magnetics*, 34(5) :3648–3651, 1998.
- [68] F. Gillon. *Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à commutations électroniques*. PhD thesis, Université de Lille, 1997.
- [69] D.N. Dyck and D.A. Lowther. Automated design of magnetic devices by optimizing material distribution. *IEEE Transaction on Magnetics*, 32(3) :1188–1193, 1996.
- [70] D.N. Dyck and D.A. Lowther. Composite microstructure of permeable material for the optimized material distribution method of automated design. *IEEE Transaction on Magnetics*, 33(2) :1828–1831, 1997.
- [71] L. Bouarroudj. *Contribution à l'étude de l'alternateur à griffes Application au domaine automobile*. PhD thesis, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005.
- [72] N. Labbe. Identification des courbes caractéristiques de pertes de puissance dans les démarreurs. *Document interne Valeo TEKNO T300201A*, 2001.
- [73] L. Krähenbühl, P. Dular, T. Zeidan, and F. Buret. Homogenization of lamination stacks in linear magnetodynamics. *IEEE Transaction on Magnetics*, 40(2) :912–915, 2004.
- [74] T. Henneron. *Contribution à la prise en compte des Grandeurs Globales dans les Problèmes d'Electromagnétisme résolus avec la Méthode des Eléments Finis*. PhD thesis, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2004.

BIBLIOGRAPHIE

- [75] G. Meunier, L.H. Tuan, Y. Marechal, and F. Buret. Computation of coupled problem of 3d eddy current and electrical circuit by using $t_0 - t - \phi$ formulation. *IEEE Transaction on Magnetics*, 34(5) :3074–3077, 1998.
- [76] J-C Mipo, L. Bouarroudj, and A. Foggia. Machine électrique tournante possédant des moyens de réduction de pertes, Patent FR2784518A 2006.
- [77] H.Polinder and M.J. Hoeijmakers. Eddy-current losses in the segmented surface-mounted magnets of a pm machine. *IEE Proc.-Elect. Power Appl.*, 146(3) :261–266, 1999.
- [78] J. D. Ede, K. Atallah, Geraint W. Jewell, J. B. Wang, and D. Howe. Effect of axial segmentation of permanent magnets on rotor loss in modular permanent-magnet brushless machines. *IEEE Transactions on industry application*, 43(5) :1207–1213, 1966.
- [79] W.Y. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek, and J-C. Vannier. Optimization of magnet segmentation for reduction of eddy-current losses in permanent magnet synchronous machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25(2) :381 – 387, 2010.
- [80] B. Boukais and H Zeroug. Magnet segmentation for commutation torque ripple reduction in a brushless dc motor drive. *IEEE Transactions on Magnetics*, 46(11) :3909–3919, 2012.
- [81] R. Lateb, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabar. Effect of magnet segmentation on the cogging torque in surface-mounted permanent-magnet motors. *IEEE Transaction on Magnetics*, 42(3) :442–445, 2006.
- [82] N. Labbe. Analysis of the magnetic armature reaction and its compensation in small-size electric machines. *Conférence EF*, 2007.
- [83] U.A.Bakshi and M.V.Bakshi. *D.C. Machines And Synchronous Machines*. Technical Publications, 2007.

Table des figures

1.1	Évolution des ventes de véhicules légers (prospectives 2011 [1]).	18
1.2	Les spécifications des différents niveaux d'hybridation électrique/thermique [2].	20
1.3	Évolution des quantités de CO_2/km rejetées. [3] NEDC (<i>New European Driving Cycle</i>) : nouveau cycle européen de conduite. LDV (<i>Light Duty Vehicle</i>) : véhicules utilitaires légers. 1 mpg (<i>miles per gallon</i>) = 0.425 km/litre.	22
1.4	Les étapes de l'électrification du véhicule automobile.	22
1.5	Marché mondial des véhicules du futur.	23
1.6	Emplacement de l'alternateur entraîné par courroie.	25
1.7	Emplacement de l'alternateur intégré.	26
1.8	Composition d'un démarreur.	27
1.9	Évaluation comparative des différentes technologies de Stop-Start [4].	29
1.10	Les avancées dans l'analyse et conception de l'électromagnétisme grâce aux outils de simulation [8].	31
2.1	Les grandes familles des machines électriques.	38
2.2	Tableau comparatif entre différentes parties des machines synchrones et à courant continu.	39
2.3	Enroulement en bobines concentriques.	40
2.4	Enroulement en sections décalées (têtes enchevêtrées).	41
2.5	Schéma d'une partie d'un enroulement montrant les deux possibilités de connexion frontale des sections formant le bobinage d'une phase.	41
2.6	Enroulement à une ou deux couches par encoche.	42
2.7	Section à pas diamétral.	44
2.8	Section à pas raccourci.	44
2.9	Exemple d'un enroulement pentaphasé couplé en étoile et en polygone. Illustration du nombre des extrémités de l'enroulement indiquant le nombre de phases.	45
2.10	Une section par phase.	46
2.11	L'induction et son spectre établis dans l'entrefer par une phase ayant une seule section.	46
2.12	Forme d'onde de l'induction magnétique dans l'entrefer B_r et de ses constituants B_i pour 2 valeurs de m	47
2.13	Plusieurs sections par phase.	48

2.14	L'induction et son spectre établis dans l'entrefer par une phase ayant plusieurs sections.	49
2.15	Division de la périphérie en zones de phases de valeurs positives et négatives. Deux exemples de machines sont présentés. Les angles sont exprimé en angles électriques.	49
2.16	Vecteurs symbolisant les f.e.m des sections (représentation en degré électrique).	51
2.17	Plan de bobinage sur un induit d'une machine synchrone à rotor externe ($p = 3$ et $m = 25$). La couche supérieure (couleur saumon) représente les conducteurs aller $+Ph_i$ et la couche inférieure (orange) représente les conducteurs retour $-Ph_i$	52
2.18	Diagramme du bobinage à 25 phases et 6 pôles. Couplage en étoile et un exemple de couplage en polygone (il existe d'autres combinaisons possibles pour ce dernier).	53
2.19	Enroulement des machines à courant continu [17][23].	55
2.20	Collecteur et induit en tambour avec l'enroulement.	56
2.21	Sections à trois spires d'un enroulement quelconque ($w_s = 3$).	57
2.22	Mise en série des sections afin de former l'enroulement d'induit d'une machine à collecteur.	58
2.23	Encoche d'un induit comprenant un, deux ou trois faisceaux par couche.	59
2.24	Les pas d'enroulement pour un bobinage imbriqué (a) et pour un bobinage ondulé (b).	60
2.25	Voies en parallèle d'un enroulement situé entre les balais.	62
2.26	Représentation du bobinage imbriqué simple sur le démarreur <i>FS18</i> à 25 sections (S_i).	64
2.27	Représentation du bobinage ondulé simple sur le démarreur <i>FS18</i> à 25 sections (S_i).	66
2.28	Courants dans deux sections du démarreur <i>FS18</i> calculés par FLUX2D et l'angle de déphasage en degré mécanique obtenu par une corrélation croisée.	69
2.29	Tension aux bornes d'une phase en fonction du temps.	71
3.1	Circuit électrique d'une machine à courant continu à trois lames et une paire de balais.	79
3.2	La géométrie et le maillage du modèle d'un démarreur à six pôles sous FLUX3D.	80
3.3	Collecteur tournant et balais (onduleur/redresseur mécanique).	81
3.4	Agrandissement de l'interface balai-lame. Passage du courant électrique à travers des piques de surfaces, les « A-spots ».	83
3.5	Vitesse de rotation en fonction du courant consommé par le démarreur. Calcul effectué pour différentes valeurs constantes de R_{on}	84
3.6	Surface de réponse à deux paramètres d'entrée (α, β).	86

3.7	Voies en parallèle de l'enroulement d'induit circonscrit entre les balais.	88
3.8	Résistance de contact R_{on} en fonction de la vitesse de rotation.	89
3.9	Influence de la vitesse de rotation Ω sur la courbe de la conductance tracée en fonction de l'évolution de la surface de contact entre une lame et un balai (voir les figures B.2 et B.3).	90
3.10	Comparaison des vitesses de rotation mesurée et calculée en fonction du courant, avant et après l'implémentation du comportement de la résistance de contact dans le modèle numérique.	92
3.11	Conductance d'un arc électrique qui succède la conductance du contact mécanique, à l'instant où la lame quitte le balai.	93
3.12	Différentes configurations du démarreur <i>FS18</i> à six pôles sous le logiciel FLUX [®] .	94
3.13	Comparaison des résultats de simulations obtenus par les modèles 2D et 3D . Le couple électromagnétique et la vitesse de rotation en fonction du courant consommé par le démarreur <i>FS18</i> .	95
3.14	Niveau de saturation magnétique dans le rotor à un instant du fonctionnement en charge de la machine <i>FS18</i> .	96
3.15	Répartition tridimensionnelle de la densité du flux magnétique à un instant du fonctionnement en charge de la machine <i>FS18</i> .	97
3.16	Reconstruction ¹ des lignes de l'induction magnétique dans le plan axial du démarreur, à partir du modèle 3D (fonctionnement à vide). Visualisation des effets de bord dans la moitié gauche du moteur <i>FS18</i> .	98
3.17	foo bar	100
3.18	Vue dans le plan axial du moteur, montrant la différence entre les deux modèles.	101
3.19	Influence de la rémanence B_r des aimants sur le couple calculé numériquement par le modèle 2D simple.	102
3.20	Influence de la perméabilité relative μ_m des aimants sur le couple calculé numériquement par le modèle 2D simple.	102
3.21	Interaction entre la méthode des Plans d'Expériences, simulations par modèle 2D paramétré et processus d'optimisation.	104
3.22	Optimisation grâce à une surface de réponse [58].	107
3.23	Schématisation 2D d'une portion de la tôlerie du démarreur et les chemins des flux magnétique à vide.	108
3.24	Comparaison des courbes caractéristiques calculées avec les modèles 3D, 2D et analytique, avant et après la prise en compte des effets tridimensionnels dans les formules analytiques.	110
3.25	Comparaison des courbes caractéristiques calculées avec les modèles 3D et 2D avant et après la prise en compte des effets tridimensionnels dans le modèle numérique 2D.	112
3.26	Bilan graphique du chapitre 3.	113

4.1	Densité des courants induits sur un point situé à l'extrémité d'une dent du rotor.	120
4.2	Densité de courant J_F dans le rotor.	121
4.3	Observation de l'effet de peau δ sur la répartition de la densité de courant J_F dans une dent du rotor. Vue de dessus de la géométrie 3D.	121
4.4	Évolution de l'épaisseur de peau δ en fonction de la fréquence.	122
4.5	Des rainures usinées dans les dents de l'induit.	123
4.6	Densité de courants de Foucault dans une dent du rotor, calculé pour deux cas. (Vue de dessus de la géométrie tridimensionnelle.)	124
4.7	Pertes par effet Joule en fonction de la position angulaire du rotor à 2000 tr/min (échelle normalisée).	125
4.8	Pertes par effet Joule dans le rotor en fonction de la vitesse (échelle normalisée).	126
4.9	Densité de courants de Foucault dans une dent comportant une fente positionnée dans l'endroit où ces courant on tendance à se concentrer.	126
4.10	Influence de la position des rainures sur les pertes par effet Joule dans le rotor (échelle normalisée).	127
4.11	Une portion d'inducteur visualisant un pôle à un aimant à gauche et puis un pôle à deux aimants à droite.	128
4.12	Densité de courant dans un bloc d'aimant (non segmenté) constituant un pôle d'inducteur (Calculé par <i>Flux3D</i>). Fonctionnement en charge du moteur <i>FS18</i>	129
4.13	Induction magnétique normale dans l'entrefer d'un démarreur à 6 pôles.	131
4.14	Induction magnétique résultante dans l'entrefer d'un démarreur à 6 pôles, pour une vitesse de 5000 tr/min.	133
4.15	Effet de la compensation de la réaction magnétique d'induit sur l'induction résultante dans l'entrefer d'un moteur.	134
4.16	Caractéristiques de la machine à six pôle <i>FS18</i> avant et après la segmentation des aimants inducteurs.	135
A.1	Vue éclatée d'un démarreur de la gamme <i>FS</i>	143
A.2	Inducteur d'un <i>FS18</i>	144
A.3	Le rotor du démarreur <i>FS18</i> avec son bobinage.	145
A.4	Induit d'un <i>FS18</i>	145
A.5	Le système balais-collecteur du démarreur <i>FS18</i>	146
A.6	Schéma du bobinage d'un <i>FS18</i>	146
A.7	Courbes caractéristiques d'un démarreur <i>FS18</i>	147
B.1	Séparation des pertes d'un <i>FS18</i> pour différents angles de calage des balais. [43]	149
B.2	Processus de la commutation mécanique.	152
B.3	Caractéristique de la conduction d'une lame [32].	152

B.4	Conductance électrique entre une lame et les six balais d'une machine à six pôles.	153
B.5	État de la Conductance électrique de deux lame d'une section (bobine).	153
B.6	Mécanisme de commutation pour une configuration ondulée simple. .	154
B.7	Mécanisme de commutation pour une configuration imbriquée simple.	155
B.8	Un circuit électrique d'un induit à deux voies en parallèles.	156
B.9	Résistance instantanée de l'induit incluant les résistances de contact balais-lames pour une spire par section.	157
C.1	Courant dans une section en commutation.	160
C.2	Une section d'un bobinage imbriqué en court-circuit par un même balai.	161
C.3	État de conduction de deux lames d'une section d'un bobinage imbriqué.	162
C.4	Une section d'un bobinage ondulé en court-circuit par deux balais successifs de même polarité.	163
C.5	État de conduction de deux lames d'une section d'un bobinage ondulé.	164

CONTRIBUTION AU DÉVELOPPEMENT ET À L'OPTIMISATION DES MACHINES ÉLECTRIQUES À COURANT CONTINU POUR DES APPLICATIONS STOP-START

Résumé Actuellement le marché automobile est en forte demande de modèles hybrides capables de limiter les consommations et les rejets de CO_2 . Parmi les différentes solutions technologiques possibles, cette thèse traite d'un dispositif micro-hybride de type « Stop-Start » reposant sur l'utilisation de moteurs à aimants permanents à commutation mécanique. Ce travail de recherche, encadré par Valeo et le laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (G2Elab), a pour vocation à élaborer des méthodologies de conception permettant une implémentation facile et à bas coût de cette fonction. L'étude se concentre sur une modélisation numérique rigoureuse de la machine électrique pour ensuite analyser plusieurs améliorations techniques du démarreur en vue d'augmenter ses performances. Pour cela nous avons développé un modèle précis et rapide de la machine grâce à une approche d'identification des paramètres par optimisation et en utilisant la méthode des plans d'expériences. Ce modèle nous a permis de proposer des structures de démarreurs renforcés adaptés à la fonction Stop-Start.

CONTRIBUTION TO THE DEVELOPMENT AND OPTIMIZATION OF DIRECT-CURRENT MACHINES FOR AUTOMOTIVE STOP-START APPLICATIONS

Abstract Currently in the automotive market, the demand for hybrid vehicles is booming. These vehicles are meant to reduce fuel consumption and CO_2 emissions. Among various possible technological solutions, this thesis deals with one of the «Stop-Start» technologies of micro-hybrid vehicles that is based on the use of permanent-magnet brushed DC motors. The present work, performed under a partnership between Valeo and Grenoble Electrical Engineering laboratory (G2Elab), aims to develop new design methodologies allowing the implementation of this system in a cheap and easy way. The study focuses on a rigorous numerical modeling of the electrical machine in order to analyze several technical improvements and to achieve a better performing car starter. To this end, we have developed a fast and accurate numerical model of the motor through a parameter identification technique using the Design of Experiments optimization approach. This model has enabled us to propose several enhanced starter motor structures, suitable for the Stop-Start function.